

UNIVERSITATEA „POLITEHNICA“ TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

Ing. SORIN FERICEAN

**CONTRIBUȚII LA STUDIUL, ANALIZA ȘI PERFEȚIONAREA
SENZORILOR INDUCTIVI DE PROXIMITATE PRIN
ÎMBUNĂȚĂȚIREA PERFORMANȚELOR ȘI CREȘTEREA
GRADULUI DE INTELIGENȚĂ ȘI ADAPTABILITATE**

TEZĂ DE DOCTORAT

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC : Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN

- 1998 -

*Părinților mei,
Biserca și Vasile Fericean*

CUPRINS

INTRODUCERE	IV
1. SENZORI INDUSTRIALI INDUCTIVI. PRINCIPII ȘI METODE MODERNE DE REALIZARE A SESIZĂRII INDUCTIVE	1
1.1 SENZORI ȘI TRADUCTOARE. DEFINIȚII GENERALE	1
1.2 SENZORI PENTRU PROCESE AUTOMATIZATE. CLASIFICAREA SENZORILOR INDUSTRIALI	4
1.3 DESCRIEREA ANALITICĂ A SENZORILOR ȘI PARAMETRI ACESTORA	10
1.4 SENZORI INDUCTIVI. PRINCIPII DE FUNCȚIONARE	13
1.4.1 Sisteme magnetoelastice	13
1.4.2 Sisteme electrodinamice	14
1.4.3 Sisteme cu circuit magnetic închis	15
1.4.4 Sisteme cu circuit magnetic deschis	18
1.4.5 Sisteme bazate pe curenți turbionari	25
1.4.6 Aprecieri finale	30
1.5 SENZORI INDUCTIVI DE PROXIMITATE	31
1.5.1 Definiția senzorilor inductivi de proximitate	32
1.5.2 Tipologia senzorilor inductivi de proximitate	33
1.5.3 Schemele bloc și de principiu ale senzorilor inductivi de proximitate	38
1.5.4 Aprecieri finale	43
1.6 CONCLUZII	44
2. ANALIZA PROCESULUI DE SESIZARE INDUCTIVĂ DE PROXIMITATE, PRIN PROCEDEE MODERNE DE MĂSURARE ȘI SIMULARE PE CALCULATOR, ȘI MODELAREA ANALITICĂ A ACESTUIA	48
2.1 DESCRIEREA SISTEMULUI ELECTROMAGNETIC DE SESIZARE AL SENZORILOR INDUCTIVI DE PROXIMITATE	48
2.1.1 Sistemul electromagnetic de sesizare reprezentativ	50
2.1.2 Caracterizarea electrică a SES reprezentativ	60
2.2 ANALIZA FENOMENELOR ELECTROMAGNETICE ÎN CÂMPUL ACTIV AL SENZORILOR INDUCTIVI DE PROXIMITATE. INFLUENȚA EXERCITATĂ DE STIMUL	70
2.2.1 Posibilități convenționale de studiu analitic	70
2.2.2 Metode adecvate de studiu pentru SIP	74
2.2.3 Sinteza metodelor de rezolvare a ecuațiilor lui Maxwell, aplicabile în cazul SIP	77
2.2.3.a Rezolvarea prin separarea vectorilor H , respectiv E	77
2.2.3.b Rezolvarea prin utilizarea potențialelor electromagnetice	78
2.2.3.c Transformarea echivalentă	81
2.2.4 Descrierea fenomenologică a atenuării SES al SIP prin stimuli cu proprietăți magnetice diferite	81
2.2.5 Câmpul electromagnetic în stimulul de sesizat. Efectul pelicular	90
2.2.6 Analiza asistată de calculator a fenomenelor electromagnetice în zona activă a SIP	96
2.2.6.a Rezolvarea ecuațiilor câmpului electromagnetic, în scopul analizei asistate de calculator	96
2.2.6.b Bazele teoretice ale metodelor de rezolvare numerică a câmpului electromagnetic	101
2.2.7 Analiza detaliată, prin simulare pe calculator, a procesului de sesizare inductivă, realizat de SIP	107
2.2.7.a Câmpul activ al SIP în absența stimulului metalic (starea neatenuată)	109

2.2.7.b Acțiunea stimulului. Modificările câmpului activ al SIP, datorate elementului de sesizat	112
2.3 MODELAREA ANALITICĂ A SES AL SIP, PE BAZA INTERPRETĂRII REZULTATELOR ANALIZELOR EXPERIMENTALE ȘI ASISTATE DE CALCULATOR	115
2.4 POSIBILITĂȚI ȘI TENDINȚE DE PERFECTIONARE ALE SES APARTINÂND SIP. DIRECȚII DE VIITOR	144
2.5 CONCLUZII	146
3. INVESTIGAREA ORIENTATĂ PRIN METODE DE MODELARE ȘI SIMULARE A ELECTRONICII PRIMARE AFERENTE SIP. PERFECTIONAREA EI ÎN VEDEREA MĂRIRII SENSIBILITĂȚII DE LUCRU ȘI REDUCERII DEPENDENȚELOR DE MEDIU ÎNCONJURĂTOR	151
3.1 VARIANTE MODERNE DE OSCILATOARE ELECTRONICE, UTILIZATE ÎN SIP	152
3.1.1 Oscilatoare cu rezistență negativă	154
3.1.2 Oscilatoare cu cuplaj prin emitor	164
3.2 ANALIZA UNITARĂ A COMPORTĂRII OSCILATOARELOR CU REZISTENȚĂ NEGATIVĂ, UTILIZATE PENTRU SIP, PRIN METODE COMBINATE - ANALITICE ȘI DE SIMULARE	169
3.3 PERFECTIONAREA ȘI LINIARIZAREA OSCILATOARELOR CU REZISTENȚĂ NEGATIVĂ DESTINATE SIP	177
3.3.1 Liniarizarea oscilatoarelor prin reglarea adaptivă a curentului de reacție	177
3.3.2 Analiza oscilatorului perfecționat prin simulări SPICE și investigații experimentale	184
3.4 DIGITALIZAREA ELECTRONICII DE EVALUARE, ÎN VEDEREA CREȘTERII PRECIZIEI, FRECVENȚEI DE LUCRU ȘI ÎMBUNĂTĂȚIRII IMUNITĂȚII LA PERTURBAȚII	195
3.5 CONCLUZII	207
4. ALINIEREA AUTOMATĂ, PRIN METODE DE INSTRUIRE, A PARAMETRILOR SIP LA CERINȚE STANDARD ȘI ADAPTAREA LA CONDIȚIILE SPECIFICE ALE APLICAȚIEI	211
4.1 METODE CONVENȚIONALE DE ALINIERE A SIP	212
4.2 ALINIEREA SIP PRIN PARAMETRIZARE DIRECTĂ SAU PRIN PROGRAMARE NEREPETABILĂ	215
4.3 ALINIEREA PROGRAMATĂ, AUTOMATĂ ȘI REPETABILĂ, PRIN METODE DE INSTRUIRE	223
4.4 CIRCUITUL ASIC EVOLUAT, DESTINAT ALINIERII SIP	228
4.4.1 Definirea structurii și caracteristicilor tehnice	229
4.4.2 Elaborarea circuitelor. Optimizarea și verificarea lor prin simulări PSPICE	235
4.4.3 Rezultate experimentale, obținute după integrarea circuitului ASIC de aliniere	245
4.5 CONCLUZII	247
5. COMPORTAMENTUL CU TEMPERATURA AL SIP. COMPENSAREA TERMICĂ ACTIVĂ PRIN METODE DIGITALE	251
5.1 COMPORTAMENTUL CU TEMPERATURA AL SES AFERENTE SIP	252
5.2 POSIBILITĂȚI DE AMELIORARE A COMPORTAMENTULUI TERMIC AL SIP. METODE CONVENȚIONALE DE COMPENSARE TERMICĂ	254
5.3 COMPENSAREA TERMICĂ ACTIVĂ PRIN METODE DIGITALE A SIP	259
5.4 CIRCUITUL ASIC DESTINAT COMPENSĂRII TERMICE ACTIVE PRIN METODE DIGITALE	263
5.4.1 Structura și caracteristicile tehnice	264

	III
5.4.2 Programarea circuitului ASIC de compensare	266
5.4.3 Elaborarea circuitelor specifice circuitului ASIC de compensare. Verificarea lor cu simulatorul PSPICE	268
5.5 CONCLUZII	277
6. CREȘTEREA GRADULUI DE INTELIGENȚĂ A SIP INDUSTRIALI PRIN EXTINDEREA FACILITĂȚILOR DE EXPLOATARE, IDENTIFICAREA CONDIȚIILOR DE UTILIZARE ȘI PRIN DEZVOLTAREA FUNCȚIILOR DE PROGRAMARE ȘI INTERFAȚARE	281
6.1 SENZORI INTELIGENȚI. ATRIBUTELE CONCEPTULUI DE SEZ INTELIGENT	281
6.2 PERFEȚIONAREA SIPD PRIN IMPLEMENTAREA AFIȘĂRII MULTIFUNCȚIONALE	285
6.2.1 Circuitele convenționale de semnalizare optică ale SIPD	285
6.2.2 Perfeționarea SIPD prin afișarea diferențiată a domeniilor certe și incerte de sesizare	288
6.3 PERFEȚIONAREA SIPD PRIN IDENTIFICAREA CONDIȚIILOR DE CONECTARE ȘI ADAPTAREA LA ACESTEA	296
6.3.1 Metode convenționale de asigurare a funcției de comutație la ieșirea SIPD și de realizare a etajului de ieșire	296
6.3.2 Circuite inteligente de ieșire pentru SIPD, cu asigurarea automată a funcției HSS-LSS	301
6.4 CREȘTEREA GRADULUI DE INTELIGENȚĂ A SIPD INDUSTRIALI PRIN INTERFAȚAREA LA MAGISTRALA ASI DEDICATĂ	309
6.4.1 Magistrala de date ASI pentru senzori și elemente de execuție	309
6.4.2 Interfațarea directă a SIP la magistrala ASI. Posibilități de dialog și programare a SIP prin intermediul magistralei	315
6.5 CONCLUZII	320
7. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII	327
7.1 DESCRIEREA UNUI SIP EVOLUAT REUNIND CONTRIBUȚIILE ORIGINALE PREZENTATE PE PARCURSUL TEZEI. DIRECȚII DE PERFEȚIONARE	327
7.2 CONTRIBUȚII	330
Lista de abrevieri generale utilizate. Convenții de notare	VIII
Anexe	IX
Bibliografie	XII

INTRODUCERE

Senzorii inductivi de proximitate reprezintă o familie importantă, cu o pondere majoră în cadrul categoriei generale a senzorilor inductivi industriali. Aprecieri unanime ale specialiștilor din domeniul conducerii automate a proceselor în cele mai diverse ramuri, începând cu mașinile unelte, liniile de fabricație automatizate și sfârșind cu ramura industriei bunurilor de consum, consideră aceste sisteme ca elemente de neînlucuit în automatizările industriale. Motivul rezidă în proprietățile lor specifice, îndeosebi legate de fiabilitate, proprietăți care sunt enumerate și analizate detaliat în cadrul prezentei lucrări.

Din punct de vedere istoric, senzorii inductivi de proximitate sunt utilizați cu adevărat pe scară largă începând de acum 20 de ani. Preocupările legate de conceperea și utilizarea lor sunt însă mult mai vechi, fiind strâns legate de evoluția dispozitivelor electronice. Din informațiile obținute de autor, primele încercări datează din anul 1952. Evoluția rapidă a dispozitivelor semiconductoare a marcat dezvoltarea și răspândirea unei prime generații incluzând o electronică aferentă discretă și caracterizată prin performanțe modeste, funcționalitate restrânsă și lipsa oricăror atribute de inteligență. Urmează o perioadă de relativă stagnare în dezvoltarea senzorilor inductivi de proximitate, datorată mai ales limitărilor de ordin tehnologic și în special electronic, care nu au permis implementarea unor variante mai complexe în spațiul efectiv disponibil și la prețurile de cost cerute de utilizatori.

În deceniul anilor 90, caracterizat prin dezvoltarea spectaculoasă a tehnicilor de integrare pe scară largă a componentelor electronice, se remarcă un reviriment în activitatea de cercetare, dezvoltare și perfecționare a senzorilor inductivi de proximitate. Apare astfel o a doua generație, cu circuite electronice parțial sau complet integrate. Utilizarea circuitelor ASIC pentru realizarea funcției de sesizare inductivă de proximitate a permis satisfacerea unor deziderate noi sau mai ridicate în cadrul aceluiași condiții constructive, sau chiar în condiții puternic miniaturizate. Aceste deziderate moderne se referă la performanțele de sesizare și electrice, la o funcționalitate mult sporită, la caracteristicile de inteligență, la posibilitățile de interfațare prin magistrale de date cu unități de conducere, la imunitatea electromagnetică, etc.

Saltul spectaculos în dezvoltare a avut și un efect invers, constând într-o cvasisaturare a ofertei pe piața senzorilor de acest tip și la dispariția firmelor incapabile să facă o trecere rapidă de la prima la a doua generație. Singura șansă de viitor rămâne perfecționarea neconținută, satisfacerea rapidă a noilor cerințe ale utilizatorilor, găsirea unor noi domenii de aplicație. Competiția acerbă în acest domeniu de activitate se desfășoară sub deviza unanim cunoscută: „*always better, always smaller, always cheaper*” [R1A].

Prezenta teză este o chintesență a activității de perfecționare prin doctorat a autorului și a experienței acumulate de către acesta în munca de cercetare și dezvoltare inovativă a senzorilor de proximitate, mai ales inductivi. Ea reflectă rodul unei activități îndelungate și susținute de elaborare a generației a doua, cu circuite integrate, a acestor sisteme. Din considerente de confidențialitate, teza se rezumă la prezentarea exclusivă a soluțiilor originale ale autorului, publicate la momentul actual și utilizate pe scară mondială.

O problemă specifică domeniului abordat este existența unor numeroase surse bibliografice, caracterizate însă preponderent printr-o tratare unilaterală a problemelor, orientată cu precădere spre aspectul aplicativ, deci cu adresabilitate clară utilizatorului de asemenea sisteme. Cercetătorul în domeniu este confruntat cu o lipsă acută de literatură, care să aprofundeze aspectele teoretice fundamentale, să ofere informații funcționale detaliate și să descrie metode dedicate de analiză și modelare. Unica sursă de obținere a unor asemenea informații cu caracter de know-how rămân parțial băncile de brevete de invenții. Din acest motiv, autorul și-a propus a găsi și analiza cât mai multe surse bibliografice existente pe plan mondial, a sistematiza și selecta pe cele relevante activității de cercetare-dezvoltare și a le pune la dispoziția celor interesați.

Ca urmare a acestei strategii, teza se caracterizează prin două obiective majore:

- Asigurarea unui instrumentar teoretic, menit să ofere bazele teoretice de natură fenomenologică, respectiv referitoare la circuitele electronice aferente.
- Prezentarea realizărilor proprii ale autorului, caracterizate prin metode și circuite de implementare, brevetate și aplicate în producția de serie, majoritatea având un caracter de premieră mondială, în domeniul senzorilor de proximitate.

Teza de doctorat cuprinde 7 capitole și o listă bibliografică bogată, cu peste 540 de titluri sortate în cinci clase: volume, articole, brevete de invenție, standarde și manuale de utilizare.

Capitolul 1 constituie o sistematizare a domeniului abordat, cu trecere gradată de la general la particular, pînă la nivelul obiectului concret al tezei de doctorat. Autorul consideră această prezentare ca fiind necesară pentru definirea domeniului de activitate, evidențierea stadiului actual de dezvoltare, a problematicii și constrângerilor specifice și, mai ales, pentru sublinierea tendințelor și posibilităților de perfecționare ulterioară. În final, autorul definește cele două direcții fundamentale de perfecționare, constând în optimizarea și modernizarea paralelă a sistemului electromagnetic de sesizare, respectiv a electronicii aferente.

Capitolul 2 acoperă, în opinia autorului, o lacună constând în insuficiența, practic absența, informațiilor fundamentale, referitoare la sistemul electromagnetic de sesizare al senzorilor inductivi de proximitate, la metodele de analiză și modelare ale acestuia. Acest subansamblu a rămas, evident, în urma dezvoltării electronicii aferente, soluțiile actuale fiind rezultatul unor investigații cu caracter preponderent experimental și, deseori, empiric. La aceasta a contribuit și lipsa aparatului modern de studiu asistat de calculator al sistemelor de acest fel. Capitolul tratează problemele de câmp electromagnetic, specifice senzorilor inductivi de proximitate, pune bazele teoretice ale procesului de atenuare electromagnetică cauzat de către stimul și recomandă specialiștilor posibilități adecvate de studiu analitic, de modelare și, mai ales, de analiză prin simulare. Metodologia unitară și sistematică, de analiză asistată de calculator, utilizează programul MAXWELL, unul dintre cele mai puternice și moderne programe de acest tip.

Capitolul 3 inaugurează activitatea în direcția perfecționării electronicii aferente senzorilor inductivi de proximitate. Sesizarea inductivă este o acțiune de evaluare a unor mărimi electromagnetice cu caracter analogic, de aceea performanțele sistemului în ansamblu vor fi determinate în mod hotărâtor de comportamentul circuitelor electronice analogice, care urmează nemijlocit sistemului primar de sesizare și care realizează funcțiile esențiale de excitație a lui, respectiv de evaluare a informației furnizate de către acesta. Capitolul efectuează o prezentare detaliată și un studiu comparativ prin metode analitice, de simulare și investigații experimentale, a circuitelor esențiale pentru realizarea funcției de sesizare inductivă de proximitate. Studiul efectuat se referă atât la cele mai recente metode publicate pe plan mondial, cât și la metodele și circuitele originale, elaborate și implementate de autor.

Analiza modernă și exactă, asistată de calculator, are o pondere esențială și este realizată cu simulatorul SPICE, unanim apreciat ca programul de vârf pentru studiul circuitelor analogice. Metoda este utilizată în mod consecvent și în capitolele următoare.

Capitolul 4 tratează un subiect devenit foarte actual în activitatea de elaborare, producere și utilizare a senzorilor de proximitate, odată cu creșterea pînă la extrem a cerințelor legate de sensibilitate, acuratețe și stabilitate în condiții deosebit de variate și severe. Acesta constă în modul, posibilitățile și locul de efectuare a alinierii sistemului. Autorul are contribuții deosebite în acest domeniu, constând în elaborarea unei metode originale și a unui circuit ASIC pentru alinie-

rea programată a senzorilor de proximitate, care constituie prima soluție de acest fel brevetată în Europa și SUA.

Conform liniei stabilite, capitolul efectuează o prezentare gradată, începând cu evidențierea dezideratelor operației de aliniere, cu rezumarea metodelor convenționale și sfârșind cu analiza comparativă a celor mai noi metode cunoscute, care constituie însă o rezolvare parțială a problemei.

Partea a doua, având o pondere dominantă, efectuează o descriere detaliată a metodei autorului, a circuitelor specifice de realizare, a rezultatelor experimentale obținute, care validează rezultatele preliminare oferite de simulatorul PSPICE, respectiv a avantajelor deosebite obținute prin aplicarea metodei.

Circuitul ASIC, conceput de autor, a fost integrat utilizând o tehnologie aparte, deosebit de flexibilă. El este în producție de serie de peste 2 ani.

Capitolul 5 abordează, într-o succesiune logică similară celei din capitolul anterior, o problemă de aceeași importanță majoră pentru senzorii inductivi de proximitate, și anume caracterizarea și îmbunătățirea comportamentului termic al acestora, referitor la parametri specifici de sesizare. Dacă asigurarea unei derive termice reduse a parametrilor electrici este, la ora actuală, o problemă rezolvabilă pe cale electronică, influența temperaturii asupra caracteristicii de sesizare rămâne încă un deziderat dificil de atins. Explicația constă în gradul redus de controlabilitate a sistemelor electromagnetice de sesizare, din punct de vedere al comportamentului termic, în influența pronunțată a toleranțelor și dispersiilor tehnologice ale componentelor constituente, în influența parazită, în general, neanticipabilă a vecinătății sistemului și, evident, în amplexarea domeniilor de temperatură ce trebuiesc acoperite.

Pe baza unei tratări analitice a problemei, se conturează condițiile optime de utilizare, precum și posibilitățile teoretice și practice de ameliorare prin compensarea termică. Prezentarea problemei se încheie prin enumerarea și analiza comparativă a metodelor convenționale de compensare termică.

Aportul substanțial al capitolului rezidă în descrierea unei metode de compensare termică activă, elaborată și brevetată de autor. Prezentarea principiului de funcționare este însoțită de descrierea unui circuit ASIC dedicat, capabil să efectueze o compensare termică în urma unei programări anterioare de tip teach-in, și a circuitelor sale specifice. Circuitul se află în fază avansată de industrializare, măsurătorile preliminare certificând pe deplin justetea metodei și confirmând posibilitatea unei măriți substanțiale a sensibilității, ca urmare a controlului strict al comportamentului termic.

Capitolul 6 este o abordare dintr-un al doilea punct de vedere actual al domeniului senzorilor inductivi de proximitate, și anume cel al gradului de inteligență și adaptabilitate, care concură, în ultimă instanță, la universalizarea acestor sisteme.

Prezentarea debutează printr-o succintă concretizare a noțiunii de inteligență pentru domeniul strict al senzorilor, prin enunțarea trăsăturilor caracteristice unui senzor inteligent, respectiv a metodelor care conduc la creșterea gradului de inteligență. În accepțiunea acestor definiții, o mare parte din contribuțiile autorului, prezentate în capitolele anterioare, constituie realizări menite să ducă la creșterea gradului de inteligență a senzorilor inductivi.

Capitolul conține încă trei contribuții originale, concrete ale autorului în direcția dotării cu inteligență funcțională, respectiv socială, a senzorilor inductivi de proximitate. Prezentarea acestora urmează același concept de informare prealabilă asupra stadiului actual, urmat de descrierea detaliată a realizărilor și a rezultatelor obținute. Aceste realizări, în majoritate brevete, sunt de asemenea integrate în cadrul unor circuite ASIC.

Capitolul 7 conține concluziile finale și o enumerare a obiectivelor cercetării raportate în lucrare, a rezultatelor principale, precum și a contribuțiilor originale.

Se poate aprecia în final, că prezenta teză de doctorat este o încercare de abordare multilaterală a domeniului senzorilor inductivi de proximitate, începând cu sistematizarea materialului informativ, cu completarea lacunelor existente în descrierea și analiza fundamentată a fenomenologiei acestor senzori și sfârșind cu prezentarea variantelor actuale și a contribuțiilor originale ale autorului în perfecționarea și modernizarea acestor sisteme.

Lucrarea se reflectă ca un tot unitar și se caracterizează pe întreg parcursul ei prin:

- sinteza unui volum de informații vast și de actualitate, obținut din multiplele surse oferite de literatura de specialitate;
- numeroase clasificări, selectări, prelucrări și analize;
- participarea activă a autorului prin expunerea unor opinii personale, rezultate din experiența profesională, și prin efectuarea de interpretări proprii.

Teza de doctorat a fost elaborată sub îndrumarea permanentă și competentă a Domnului prof. dr. ing. Tiberiu Mureșan, căruia autorul dorește să-i mulțumească în mod deosebit pentru coordonarea elevată, sugestiile și sfaturile deosebit de utile, pentru sprijinul acordat și, nu în ultimul rând, pentru înțelegerea de care a dat dovadă.

Autorul va rămâne întotdeauna recunoscător Școlii Politehnice Timișorene, cadrelor didactice pentru formarea sa profesională și pentru condițiile oferite în timpul activității de cadru didactic. Mulțumiri prof. dr. ing. Mircea Ciugudean, care i-a îndrumat primii pași în această perioadă. Pe această cale autorul își exprimă gratitudinea față de firma Gebhard Balluff GmbH & Co, în cadrul căreia își desfășoară activitatea profesională și care l-a sprijinit permanent în activitatea de perfecționare.

Adresez mulțumiri Domnului prof. dr. ing. Hans Heinz Kielburger pentru discuțiile constructive, pentru sfaturile prietenești și mai ales pentru corectura și recomandările atente legate de secțiunile referitoare la aspectele de câmp electromagnetic.

Mulțumiri de asemenea Domnului prof. dr. ing. Ignea Alimpie pentru sugestiile și discuțiile competente, precum și Domnului prof. dr. ing. Virgil Tîponuț pentru recomandările făcute cu prilejul susținerii referatelor și sprijinul acordat în folosirea lexicului adecvat.

Nu în ultimul rând doresc să-mi exprim adâncă grațitudine familiei mele, și în special soției, pentru aportul esențial în activitatea de redactare a tezei, pentru înțelegerea nelimitată și sprijinul moral acordat pe parcursul elaborării tezei, activitate efectuată în afara atribuțiilor de serviciu, în cadrul unui timp liber extrem de limitat.

Capitolul 1

SENZORI INDUSTRIALI INDUCTIVI. PRINCIPII ȘI METODE MODERNE DE REALIZARE A SESIZĂRII INDUCTIVE

Parcurgând o vastă literatură de specialitate, apărută pe plan mondial în ultimii zece ani, autorul a întâlnit diverse niveluri de prezentare a senzorilor industriali, începând cu prezentări sumare și de principiu ale acestora și sfârșind cu descrieri foarte detaliate ale funcționării, structurii și utilizării senzorilor industriali.

Scopul acestui prim capitol este de a face o prezentare gradată a tematicii, pomind de la definiția noțiunii de senzor, urmată de o clasificare originală și sintetică a tuturor senzorilor industriali - cu localizarea în cadrul acestei clasificări generale a senzorilor inductivi de diverse tipuri -, continuând cu descrierea principală a diversilor senzori inductivi și încheind cu enunțarea și prezentarea senzorilor inductivi de proximitate, a căror analiză unitară și multilaterală, respectiv perfecționare, constituie obiectivele prezentei teze de doctorat.

1.1 SENZORI ȘI TRADUCTOARE. DEFINIȚII GENERALE

Deși noțiunea de senzor este astăzi foarte răspândită, deși literatura de specialitate abundă în descrieri și clasificări ale senzorilor [D1V, S3V, B7V, H1V, J1V, L1V, R2V, S2V, A4V] sau poate exact din acest motiv, este foarte dificil să se dea o definiție exhaustivă a noțiunii de senzor.

O lucrare de referință [D1V] editată de IEEE introduce termenul de senzor pornind de la definiția noțiunii de traductor dată de către Instrument Society of America:

„**Traductorul** (*transducer*) este un dispozitiv care oferă o mărime de ieșire utilizabilă ca răspuns la o mărime de măsurat specifică”.

Cu alte cuvinte, traductorul efectuează o conversie a energiei dintr-o formă în altă formă. Mărimea de ieșire este în acest caz neprecizată, putând fi optică, mecanică, electrică, etc.

Reducând aria prin specificarea exclusivă a unui semnal de ieșire electric, se ajunge la noțiunea de **senzor** (*sensor*), mărimea de intrare rămânând în continuare indiferentă.

În concluzie, [D1V] definește senzorii ca fiind elemente care utilizează unul sau mai multe mecanisme de conversie în scopul producerii unui semnal de ieșire electric. Funcție de numărul de conversii efectuate, [D1V] clasifică senzorii în direcți (o singură conversie) sau indirecti (mai multe conversii). Schema bloc sugerată de [D1V] pentru un senzor este reprezentată în fig. 1.1.

Exemplul relevant utilizat de [D1V] în definirea graniței dintre traductoare și senzori este cel al termometrului cu mercur. În acesta se produce o modificare a volumului de mercur ca răspuns la o modificare a temperaturii. Mărimea de ieșire fiind mecanică, termometrul cu mercur este un traductor. Dacă, în continuare, această deplasare a coloanei de mercur va fi convertită în semnal electric, utilizând de exemplu efecte capacitive, sistemul care rezultă devine un senzor de temperatură.

Noțiunea de senzor a fost preluată în traducere directă în majoritatea limbilor, păstrând aproximativ neschimbată frontiera dintre cele două categorii de dispozitive.

În literatura germană de specialitate, una dintre cele mai generale și concise definiții este dată în [S3V]:

„Senzorul este un element constructiv tehnic, care generează un semnal electric univoc, pomind de la o mărime de măsură fizică neelectrică”.

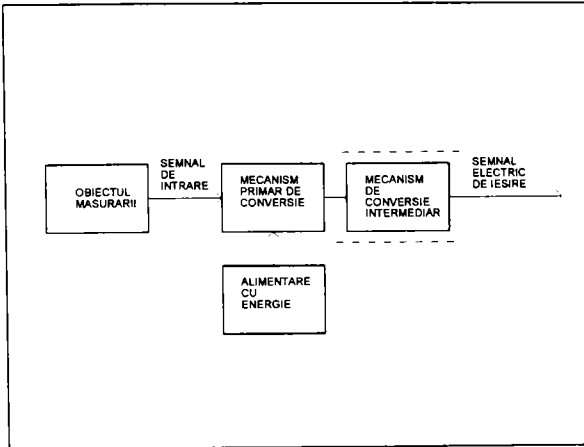


Fig. 1.1 Definiția noțiunii de senzor în conformitate cu [D1V]

tă valoare a semnalului de ieșire), fie un semnal de ieșire digital (în cazul SIN, la depășirea unei distanțe prescrise se generează un semnal electric de ieșire). Această distincție introduce un prim criteriu de clasificare a senzorilor în analogici (SEZA), respectiv digitali (SEZD).

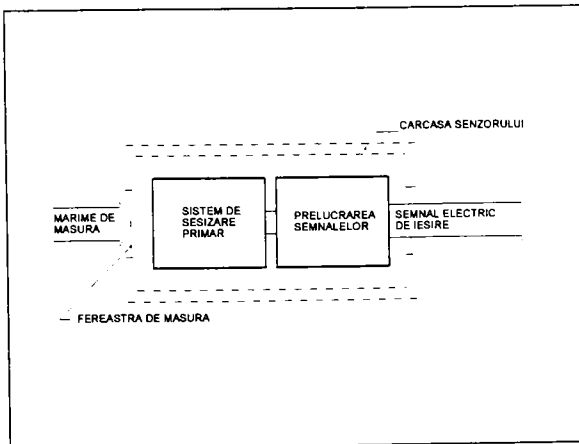


Fig. 1.2 Definiția noțiunii de senzor în conformitate cu [B7V]

tendința de interfațare a senzorilor analogici, aceasta presupunând o conversie analog-numerică a semnalului de ieșire, efectuată nemijlocit în senzor, și apoi o transmitere a informației la sistemul de prelucrare în cadrul unei magistrale de date [S8V, FREF2].

În fine, o definiție, care prezintă o structură orientată practic a senzorului (SEZ), este dată în [B7V]. Pomind de la o interpretare specifică tehnicilor de măsură industriale, [B7V] face distincție între senzorul de bază și sistemul ulterior de prelucrare a informației. Definiția senzorului în această interpretare pragmatică și foarte ancorată în practică este ilustrată în fig. 1.2.

Conversia globală din mărime de intrare în mărime de ieșire electrică are ca rezultat final fie un semnal de ieșire analogic (de exemplu în cazul senzorilor inductivi (SIN), fiecărei distanțe de sesizat îi corespunde o anumi-

Ca o primă constatare, se poate afirma că SEZ sunt plasați întotdeauna în imediata apropiere a proceselor industriale, ei trebuind să lucreze optim în condiții de expunere deosebit de dificile (temperatură, umiditate, presiune, perturbații electromagnetice, șocuri, vibrații, etc.).

Transmiterea semnalelor livrate de către SEZ aparține, în actuala interpretare, de asemenea domeniului senzorilor.

În cazul SEZA aceasta are loc astăzi în mod preponderent în cadrul buclor de curent. Cu toate acestea, în automatizarea modernă se remarcă în ultimii ani

Transmiterea semnalelor livrate de SEZD are loc încă preponderent prin linii dedicate. Și în acest domeniu se remarcă, în mod cert, tendințele clare din ultimii ani de transmitere a semnalelor la sistemele de conducere (PC, comenzi numerice), utilizând magistrale de date specifice [K1V, FREF2].

Înainte de a încheia această sumară prezentare, este absolut necesară o evidențiere a importanței SEZ în industria modernă. Sarcina lor principală este livrarea informațiilor obiective asupra proceselor de producție. Aceste informații servesc la o conducere optimă a proceselor, având ca prim scop ridicarea calității produselor. Alte funcții importante sunt reducerea consumului de energie și materii prime și, în etapa actuală, diminuarea poluării mediului ambiant.

Literatura de specialitate publică periodic reprezentări grafice, având la bază diverse statistici și criterii de evaluare. Numitorul comun care rezultă din aceste evaluări constă în importanța deosebită a SEZ în industria modernă, ritmul accelerat, aproape exploziv de evoluție și perspective deosebite de dezvoltare în viitor.

Domeniile cele mai importante de utilizare a SEZ sunt ilustrate și de statisticile din fig. 1.3 și fig. 1.4.

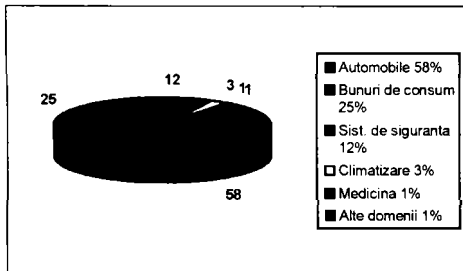


Fig. 1.3 Statistica utilizării senzorilor în RFG în anul 1990

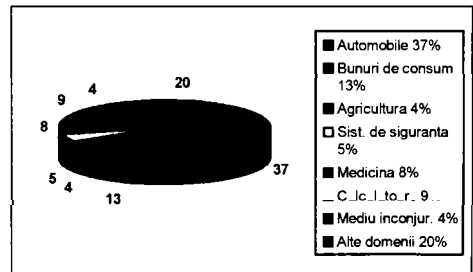


Fig. 1.4 Statistica utilizării senzorilor în SUA și Europa în anul 1990

În final se impune a remarca faptul că definițiile conceptuale de mai sus sunt unanim folosite în literatura de specialitate de origine anglosaxonă și au fost preluate și de autor.

Demnă de amintit este și o a doua interpretare conceptuală, utilizată în general de către școala de orientare franceză [A3V]. Conform acesteia, elementele „*capteur*” (senzor în traducere după [G8V]) sunt „dispozitivele care supuse acțiunii unei mărimi de intrare neelectrice asigură o mărime de ieșire electrică”. În continuare acestea sunt clasificate în:

- senzori activi (*capteur actifs*): mărimea de ieșire este o tensiune sau un curent;
- senzori pasivi (*capteur passifs*): mărimea de ieșire este o impedență.

Analiza atentă a acestui mod de tratare a problemei conduce la concluzii similare celor expuse anterior.

În plus, prezentarea principiilor fundamentale se încheie în [A3V] prin enunțarea structurii de senzor compus (*capteur composite*), sistem a cărei structură (fig. 1.4 în [A3V]) este identică cu cea reprezentată în fig. 1.1. Senzorul compus conține un prim traductor (*corp d'épreuve*), care efectuează o primă conversie a mărimii de intrare primare într-una secundară, urmat de element activ sau pasiv, care asigură semnalul de ieșire electric în urma efectuării celei de-a doua conversii.

Scopul acestei prezentări paralele a fost de a sublinia analogia completă între cele două moduri de abordare a problemei; în ultimă instanță diferența poate fi apreciată ca fiind doar una lingvistică, legată de terminologia folosită.

1.2 SENZORI PENTRU PROCESSE AUTOMATIZATE. CLASIFICAREA SENZORILOR INDUSTRIALI

În cadrul activității umane, semnalele mediului înconjurător sunt recepționate prin cele cinci simțuri; în continuare, aceste semnale se prelucrează la nivel cerebral și, în final, se întreprind acțiunile corespunzătoare. În mod similar, într-un proces tehnic automatizat se pot distinge aceleași trei componente principale: senzor, prelucrarea informației și actuator (element de execuție). Această analogie este reprezentată în fig. 1.5.

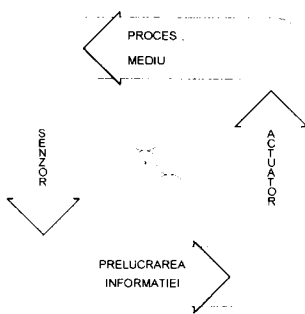


Fig. 1.5 Componentele sistemului de reglare a unui proces industrial

conform unei dependențe:

$$y = f(x) \quad (1.1)$$

Caracterul continuu sau discontinuu al funcției de mai sus constituie criteriul de clasificare al SEZ în SEZA respectiv SEZD. Măsurarea valorilor y corespunzătoare unei mulțimi de valori x , cunoscute cu precizie, permite trasarea

curbei de etalonare (fig. 1.6.a). La rândul ei, aceasta permite stabilirea pentru orice valoare y , măsurată la ieșire, a mărimii x care o determină (fig. 1.6.b).

Din rațiuni de facilitare în exploatare este avantajoasă realizarea unor SEZA sau cel puțin utilizarea acestora pentru domenii în care se asigură o relație liniară între variațiile Δx la intrare și variațiile corespunzătoare Δy ale ieșirii:

Fig. 1.6 Curba de etalonare a unui SEZ: a) trasarea sa; b) utilizare.

$$\Delta y = S \cdot \Delta x$$

(1.2)

unde: S = sensibilitatea SEZ.

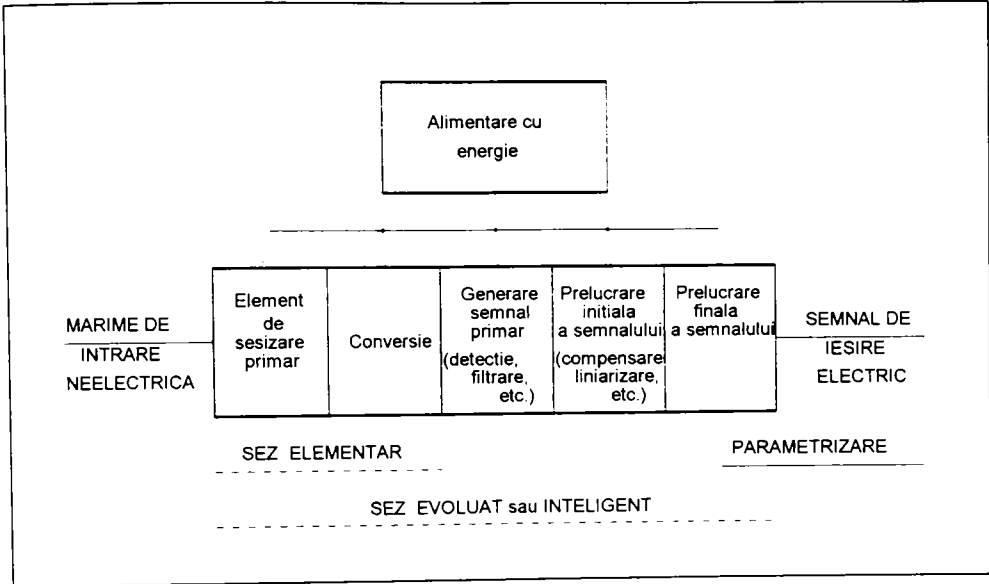


Fig. 1.7 Prelucrarea informației într-un SEZ

În mod inevitabil, sensibilitatea S este în general dependentă de o serie de mărimi:

$$S = S(x, f, \Delta t, \theta, \dots)$$

(1.3)

Un obiectiv major al activității de concepție și elaborare a SEZ este asigurarea constanței sensibilității S, ca alte cuvinte, reducerea la minimum a dependenței acesteia față:

- de mărimea de intrare x (liniaritatea) și de frecvența sa de variație f (banda de trecere);
- de timp Δt (îmbătrânire, alterare);
- de acțiunea altor mărimi fizice de mediu înconjurător (ca de exemplu temperatura θ), care nu constituie obiectul sesizării și care reprezintă mărimi fizice parazite cu influență perturbatoare (fig. 1.8). Căile de asigurare ale acestui deziderat sunt reducerea influenței mărimilor perturbatoare prin măsuri adecvate de exploatare, stabilizarea lor și, cel mai important, compensarea lor nemijlocită în cadrul SEZ.

Un al doilea criteriu de clasificare, în ordinea importanței, este după natura mărimii de intrare neelectrice, ce trebuie sesizată.

O bună parte a literaturii de specialitate este în general orientată ca un ghid practic pentru implementarea și utilizarea senzorilor și conține, din acest motiv, clasificări foarte detaliate ale SEZ, completate relativ sumar cu prezentări ale principiului de funcționare, ale parametrilor și aspectelor constructive, etc. De exemplu [R2V] definește peste 30 de clase cu subclasificări amănunțite aproape în cadrul fiecăreia. Volumul [J1V] descrie pe 700 de pagini numai SEZ destinați mărimilor mecanice. Ca lucrare de referință în acest domeniu trebuie amintit ciclul de opt

volume (a cîte circa 600 de pagini): „Sensors. A Comprehensive Survey” editat de un colectiv de renumiți profesori universitari din SUA și RFG (vezi [G1V] și [G2V]).

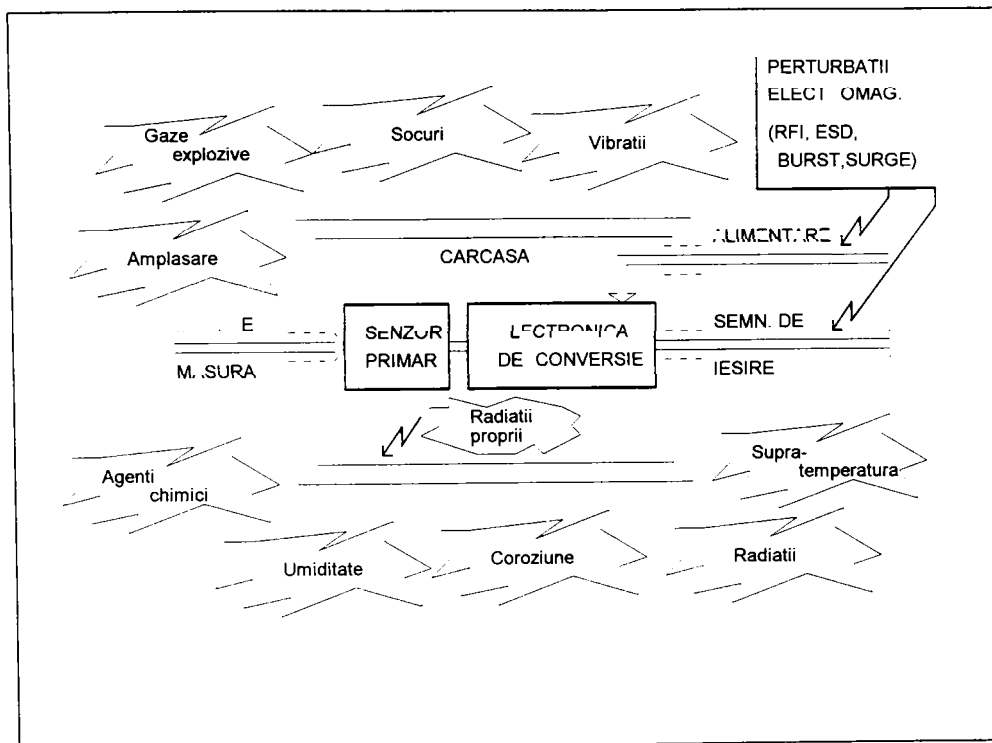


Fig. 1.8 Surse de influențe perturbatoare asupra SEZ

Fără a avea pretenția unei tratări exhaustive, se prezintă în continuare o clasificare generală a SEZ după natura mărimii de intrare, sintetizată de autor, indicând imediat locul sensorilor inductivi:

- **SEZ pentru mărimi geometrice** [S2V, S7V, B7V, L1V, J1V, R2V, I1V, A3V]:
 - de deplasare, distanță, apropiere: SID, SCD, SOD, SUD;
 - de unghi, de înclinație;
 - de poziție: SID, SCD, SOD, SUD;
 - de grosime, mărime, formă.
- **SEZ pentru mărimi cinematice** [S2V, S7V, B7V, L1V, J1V, N4V, I1V, A3V]:
 - de viteză liniară, viteză unghiulară: electromagnetice, cu impulsuri, girometre;
 - de turație;
 - de accelerație: accelerometre piezoelectrice, piezorezistive, cu reacție.
- **SEZ pentru mărimi mecanice** [S2V, S7V, B7V, H1V, L1V, N4V, J1V, H6V, I1V, A3V]:
 - de forțe, tracțiune-compresie;
 - de moment (de deplasare, de rotație), îndoire, forfecare;
 - de moment-forță;
 - de presiune, distribuție de presiune;
 - de vibrație, de șoc, seismice.

- **SEZ pentru analiză tensorială** [S2V, S7V, B7V, H1V, A3V]:
 - de dilatare, de deformare: cu pelicule de siliciu de dilatare, etc.;
 - de tensiuni interne;
 - de deformări.
- **SEZ pentru mărimi acustice** [S2V, S7V, N4V, A3V]:
 - de intensitate acustică, microfoane;
 - de diagramă de radiație.
- **SEZ pentru mărimi magnetice** [G1V, S2V, S7V, R2V, B7V, H1V, L1V, N4V, H6V]:
 - cu efect Hall;
 - cu rezistențe magnetice, efect galvanomagnetic;
 - cu diode și tranzistoare magnetice [R3A, H7A];
- **SEZ de temperatură** [S2V, S7V, R2V, B7V, H1V, L1V, N4V, J1V, H6V, I1V, A3V] cu:
 - termoelemente: termorezistoare, termistori, termocupluri, joncțiuni semiconductoare;
 - cristale de cuarț, sisteme optice;
 - măsurarea zgomotului de fond, etc.
- **SEZ optoelectrici** [G1V, S2V, R2V, S7V, B7V, H1V, L1V, N4V, J1V, H6V, A3V]:
 - cu fotocelule, fotorezistențe, fotodiode, fototranzistoare, detectoare termice;
 - senzori cu fibră optică;
 - bariere optice, cuploare optice;
 - pentru captarea imaginilor (matrici de diode, CCD), recunoașterea culorilor;
 - laser (cu gaz, diode);
 - senzori pentru infraroșu;
 - senzori cu radar de mișcare;
 - senzori holografici.
- **SEZ pentru mărimi de material și fluide** [S2V, S7V, B7V, L1V, J1V, I1V, A3V]:
 - de densitate, de vâscozitate;
 - de viteză de curgere, debit de curgere;
 - de flux de traversare;
 - de nivel de umplere.
- **SEZ pentru concentrații și mărimi chimice** [S2V, B7V, H1V, L1V, N4V, J1V, H6V, A3V]:
 - de umiditate: higrometre cu condensare, variație de impedanță, electrolitice, etc.;
 - de compoziții chimice: de elemente chimice, de ioni, de metale, de oxizi metalici, recunoaștere de molecule, cu tranzistoare ISFET detectoare de ioni;
 - de fum, pirosenzori, de compoziții gazoase;
 - pentru mărimi radioactive.
- **SEZ de proximitate** [S2V, S7V, R2V, B7V, L1V, S4V, A3V]:
 - SEZ inductivi de proximitate SIP;
 - SEZ capacitivi de proximitate SCP;
 - SEZ optici de proximitate SOP;
 - SEZ ultrasonici de proximitate SUP.

Clasificarea de mai sus include cei mai importanți SEZ, fără a face distincție referitor la gradul de complexitate, la domeniile și lărgimea ariei de aplicare, preț de cost și alte criterii.

Situația statistică din fig. 1.9 prezintă evoluția celor mai importante 10 tipuri de SEZ în perioada 1988 - 1995. Se remarcă nivelul ridicat de reprezentare al SEZ de proximitate și de deplasare, aceștia incluzând evident și senzorii inductivi [G1V].

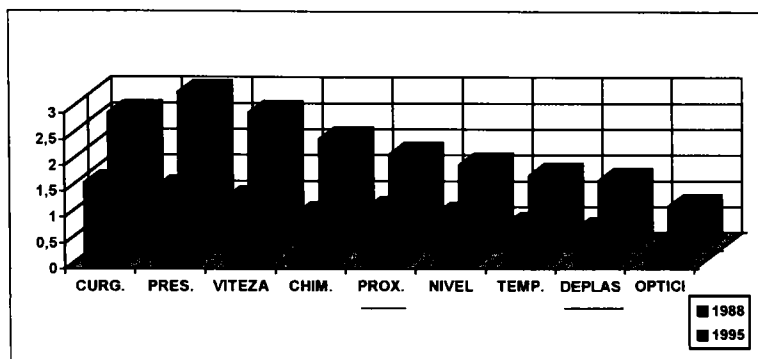


Fig. 1.9 Volumul de desfacere a principalilor senzori (în miliarde dolari SUA)

În fine un ultim criteriu de clasificare al SEZ se bazează pe principiul de funcționare al acestora.

Mărimile de măsură neelectrice sunt mărimi analogice sau, în unele cazuri, mărimi discrete. După cum s-a arătat la prima clasificare în SEZA și SEZD, aceștia din urmă livrează un semnal electric de ieșire digital, ceea ce presupune o conversie analog-digitală efectuată în cadrul SEZ. Ea poate fi regăsită integrată în principiul de funcționare al SEZ sau poate fi realizată prin metode consacrate în cadrul prelucrării semnalului în SEZ.

Pe de altă parte, conversia primară a mărimilor de intrare neelectrice în semnale electrice se poate face prin:

- exploatarea efectelor fizice de conversie a energiei din energie neelectrică în electrică;
- comanda sau modularea fluxului de energie electrică prin elemente electrice sau electronice, caz în care mărimea de intrare neelectrică influențează anumiți parametri ai acestora, și modulează astfel un anumit semnal electric.

Multitudinea combinațiilor posibile poate fi sistematizată în cadrul unei clasificări ce cuprinde în esență șase principii fundamentale de funcționare ale SEZ:

• **SEZ având mărime de măsură analogică și semnal de ieșire analogic** (cu prelucrare integral analogică a semnalului):

1. SEZ cu conversie de energie. Sunt elemente care nu necesită neapărat surse interne de energie; ele realizează conversia energiei neelectrice absorbită din proces prin efect termodinamic, piezoelectric, inducție electromagnetică, etc. Sunt dispozitive ce pot fi asimilate cvadripolilor pasivi din teoria sistemelor electrice. Datorită disipației interne, puterea de ieșire este mai mică decât puterea neelectrică absorbită la intrare.

2. SEZ cu comanda fluxului de energie prin modificări parametrice. Conțin în principiu o sursă comandabilă de energie și corespund cvadripolilor activi; transmiterea informației și a semnalului este unidirecțională. În opoziție cu prima clasă, puterea de ieșire a acestor senzori depășește cu mult puterea absorbită la intrare, aceasta din urmă fiind în multe situații practic neglijabilă.

• **SEZ având mărime de măsură analogică și semnal de ieșire digital.** Se subclasifică în:

a) Clasa cu prelucrare analog-digitală a semnalului în SEZ.

3. SEZ cu prelucrare analogică a semnalului (vezi tipurile 1, respectiv 2) urmată de o conversie analog-numerică.

b) Clasa cu prelucrare integral digitală a semnalului.

4. SEZ cu conversie A-D integrată în principiul de funcționare. Conversia mărime neelectrică - semnal electric digital presupune o conversie nemijlocită, un principiu iterativ, etc. având o mărime intermediară: timp sau frecvență.

5. SEZ cu cuantizare prealabilă. Mărimea neelectrică va fi inițial cuantizată, în continuare convertită în impulsuri electrice și, în final, evaluată printr-o metodă de măsurare a frecvenței.

• **SEZ având mărime de măsură discretă și semnal de ieșire digital:**

6. SEZ pentru mărimi discrete. Mărimea neelectrică este convertită în impulsuri electrice, care vor fi numărate electronic.

Prognozele pentru evoluția SEZ sunt deosebit de favorabile. Institutul Prognos AG din Basel estimează o producție de SEZ pentru anul 2000 de 14,5 miliarde dolari în SUA, de 13,5 miliarde în Europa și de 10 miliarde în Japonia. Numai industria automobilistică, în realitate unul dintre cei mai mari consumatori de SEZ (fig. 1.10), va necesita la sfârșitul acestui mileniu un volum de senzori în valoare de 11,4 miliarde dolari [G1V].

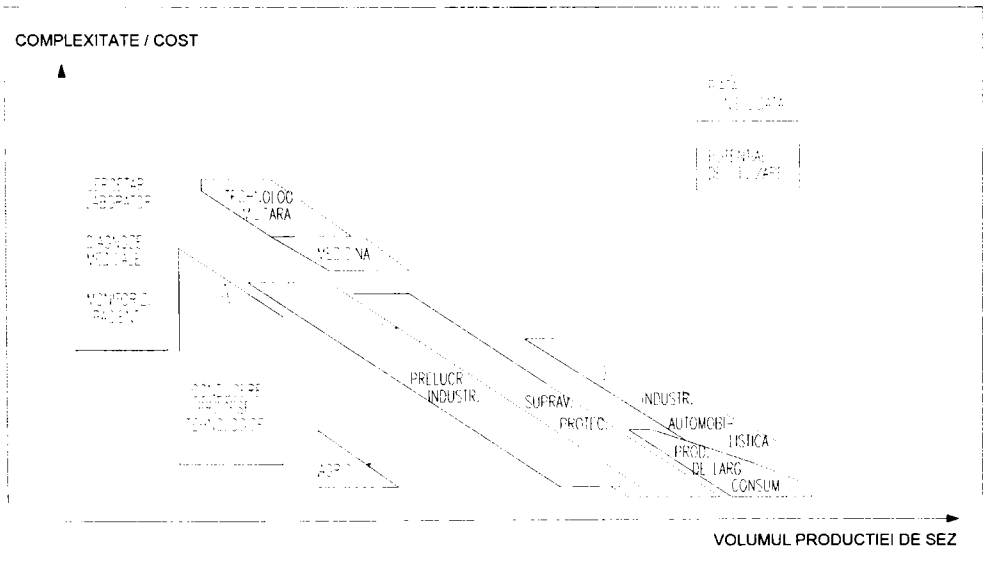


Fig. 1.10 Tendințe de dezvoltare pentru segmente principale ale pieții de SEZ

Poziția geometrică va rămâne în continuare printre cei mai importanți parametri de sesizare. Se prevede însă că sfera ei de reprezentare se va extinde mai mult în sistemele de siguranță ridicată decât în domeniul conducerii mașinilor industriale.

În fine o piață deosebită, pe un termen mai lung, se deschide pentru noile generații de senzori „miniaturizați și inteligenți” ASIS [L1V, D1V, G1V, H4V] precum și, evident, pentru sistemele dedicate de interfațare a senzorilor [H8A, P3A, W1A, S2A, FREF2, *8A].

1.3 DESCRIEREA ANALITICĂ A SENZORILOR ȘI PARAMETRI ACESTORA

Descrierea cantitativă a comportării SEZ, deci a principiilor și mecanismelor de conversie enumerate în Secțiunea 1.2, utilizând metode ale teoriei sistemelor, presupune cunoașterea dependențelor analogice între mărimile neelectrice și electrice de sistem, și include trei aspecte:

- problema de transmitere a semnalului (calibrare). Mărimea de intrare x , respectiv funcția F (rel. 1.1) sunt cunoscute și se caută mărimea de ieșire y , luând în considerare și diversele perturbații (fig. 1.11). Perturbațiile z sunt, de exemplu, mărimile Δt și θ din rel. 1.3.

- problema de identificare a sistemului. Cunoscând mărimile x și y , se caută deducerea expresiei funcției F ;

- problema de măsură. Mărimea de ieșire y și funcția F sunt cunoscute și se caută mărimea de intrare x .

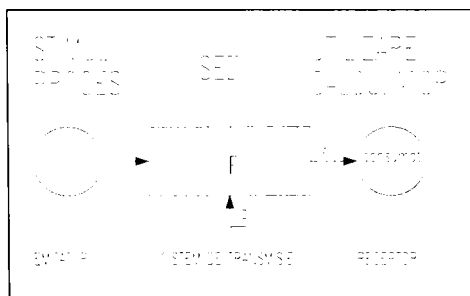


Fig. 1.11 Reprezentarea informațională a unui SEZ

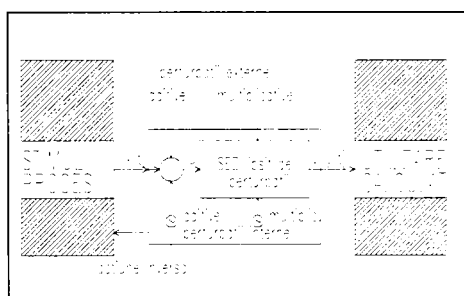


Fig. 1.12 SEZ real cu considerarea influenței perturbațiilor

Metodele întâlnite în literatură pentru descrierea comportamentului SEZ sunt:

a. Metoda ecuațiilor diferențiale. Cumoscând structura SEZ, se elaborează, cu ajutorul funcțiilor Lagrange sau Hamilton, un sistem de ecuații diferențiale, a căror rezolvare pentru anumite excitații (mărimile de intrare ale SEZ) permite concluzionarea referitoare la comportarea SEZ.

b. Metoda „black-box“. Este o metodă de investigație din exteriorul SEZ și constă în determinarea răspunsurilor sistemului pentru excitații caracteristice, aplicate la intrare și ieșire. Interpretarea acestor dependențe permite elaborarea unei descrieri generale a sistemului, fără a cunoaște intimitatea acestuia. Această investigație acțiune - răspuns poate fi efectuată și asupra unor subsisteme ce rezultă prin descompunerea sistemului conform principiului său de funcționare.

c. Metoda de modelare. Se încearcă reducerea diverselor prelucrări interne de semnal la elemente tipice de circuit și elaborarea unui circuit constând din aceste elemente, care să modeleze structura și funcționarea SEZ.

Metoda ecuațiilor diferențiale pune la dispoziție un model matematic, în timp ce metoda de modelare furnizează un model structural, ambele modele fiind importante în special pentru rezolvarea problemei de identificare.

Dezideratul major pentru un SEZ este, ca semnalul său de ieșire $y(t)$ să reflecte fidel, în orice moment de timp, mărimea de intrare $x(t)$ (fig. 1.11). În sistemele fizice, modificarea răspunsului $y(t)$ (efectul la ieșirea sistemului) în urma unei variații a mărimii $x(t)$ (cauza la intrarea sistemului) apare întârziată în timp datorită inerției (masă, capacitate, inductivitate, etc.) și propagării (timp mort). Sistemele fizice au un timp de întârziere finit. Descrierea generală a comportamentului SEZ poate fi făcută cu ajutorul funcției de transfer a acestuia:

$$\underline{F}(j\omega) = \stackrel{\text{def}}{=} \frac{Y(j\omega)}{X(j\omega)} = |\underline{F}(j\omega)| \cdot \exp \{ \varphi(\omega) \} \quad (1.4)$$

care conduce, în continuare, la caracteristicile de frecvență ale SEZ:

- caracteristica de amplitudine $|\underline{F}(j\omega)|$;
- caracteristica de fază $\varphi(\omega)$.

Un comportament simplificat este atribuit, în literatura de specialitate, SEZ *ideal*. Conform [H4V], funcționarea acestuia poate fi descrisă prin ecuațiile:

$$y(t + t_0) = K \cdot x(t) \quad \Rightarrow \quad \underline{F}(j\omega) = K \cdot \exp(-j\omega t_0) \quad (1.5)$$

unde: K = factorul de transfer al SEZ (constant);
 t_0 = timpul de propagare prin sistem.

Conceptul de SEZ ideal se caracterizează, deci, printr-o caracteristică de amplitudine constantă și o caracteristică de fază liniară:

$$|\underline{F}(j\omega)| = K = \text{const.} \quad (1.6)$$

$$\varphi(\omega) = -\omega t_0 \quad (1.7)$$

În consecință, în cazul SEZ ideal, componentele spectrale ale mărimii de intrare vor fi transmise cu același factor de transfer (amplificare, respectiv atenuare) și vor fi întârziate cu același timp t_0 :

$$t_0 = -\varphi(\omega) / \omega \quad (1.8)$$

Reprezentarea generală a unui SEZ *real*, cu considerarea influenței perturbațiilor interne, respectiv externe, este dată în fig. 1.12. SEZ analogici liniari nu pot fi descriși prin ecuațiile algebrice liniare, similar celor ideali, decât în condiții extreme de simplificare și aproximare. Un număr mare de sisteme poate fi descris prin ecuații diferențiale liniare.

Luând în considerație acțiunea perturbațiilor cu caracter multiplicativ, ecuația diferențială liniară a SEZ real este:

$$v(t) + \sum_1^n \beta_j \cdot v^{(j)}(t) = \alpha_0 \cdot u(t) + \sum_1^m \alpha_i \cdot u^{(i)}(t) \quad (1.9)$$

unde parametrii α_i , $i = [0, n]$ și β_j , $j = [1, m]$ sunt în general dependenți de influențe interne și externe SEZ (temperatură, îmbătrânire, tensiuni de alimentare, umiditate, etc.), care constituie perturbații ce cauzează erori multiplicative E.M., respectiv dinamice E.D. :

$$\begin{aligned} \alpha_i &= \alpha_i(\theta, \Delta t, u, \dots) \\ \beta_j &= \beta_j(\theta, \Delta t, u, \dots) \end{aligned} \quad (1.10)$$

Considerând perturbațiile cu acțiune aditivă r_x și r_y ca intervenind asupra mărimilor u și v prin însumare cu x , respectiv cu y , rezultă expresia finală a ecuației SEZ real de forma:

$$y(t + t_0) = \alpha_0 x(t) + \sum_1^m \alpha_i \cdot u^{(i)} - \sum_1^n \beta_j \cdot v^{(j)} + \alpha_0 r_x(t) - r_y(t + t_0) \quad (1.11)$$

\uparrow \uparrow \uparrow \uparrow
 erori multiplicative erori dinamice erori aditive
 E.M. E.D. E.A.

Funcția de transfer a SEZ real, obținută din ecuația 1.11:

$$\underline{F}(j\omega) = \frac{\underline{Y}(j\omega)}{\underline{X}(j\omega)} = \frac{\alpha_0 + j\omega\alpha_1 + \dots + (j\omega)^m \alpha_m}{1 + j\omega\beta_1 + \dots + (j\omega)^n \beta_n} \cdot \exp(-j\omega t_0) \quad (1.12)$$

permite calculul caracteristicilor de amplitudine, respectiv fază, ale SEZ real:

$$|\underline{F}(j\omega)| = [\Re^2 \underline{F}(j\omega) + \Im^2 \underline{F}(j\omega)]^{1/2} \quad (1.13)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg [\Im \underline{F}(j\omega) / \Re \underline{F}(j\omega)] \quad (1.14)$$

caracteristici, care descriu comportamentul dinamic al SEZ și care sunt în principiu măsurabile. Reprezentarea grafică a dependențelor de mai sus, permite stabilirea benzii de frecvențe în care abaterea caracteristicilor de la caracteristicile SEZ ideal (rel. 1.6 și 1.7) este minimă. Banda respectivă de frecvențe constituie domeniul de utilizabilitate al SEZ. Orice utilizare în afara acestui domeniu conduce la erori inacceptabile.

Pentru mărimi de intrare fără variație în timp sau cu variații extrem de lente, relația generală 1.11 conduce la ecuația, care descrie caracteristica statică a SEZ real (rel. 1.1):

$$y = \alpha_0 x + \alpha_0 r_x - r_y = \alpha_0 x + y_0 \quad (1.15)$$

Relația pune în evidență caracterul aditiv și / sau multiplicativ al influenței perturbațiilor asupra caracteristicii statice a SEZ:

- de regulă $\alpha \neq \text{const.}$, ceea ce duce la neliniaritatea și / sau dependența caracteristicii de condițiile de expunere.
- perturbațiile aditive r_x , r_y sunt de asemenea nenule, ele conținând atât componente sistematice cât și stohastice.

Pomind de la aceste modalități de descriere a comportării SEZ, în literatura de specialitate se aprofundează acest studiu, în scopul enunțării mărimilor de bază și erorilor caracteristice ale SEZ [H4V, A3V]. Studiul conduce, în final, la aprecierea următorilor parametri, ca fiind de bază pentru caracterizarea SEZ:

- porțiunea liniară a caracteristicii statice, delimitată prin valorile minimă și maximă;
- factorul de transfer, sensibilitatea;
- eroarea de bază, definită ca abaterea maximă admisă a caracteristicii statice reale față de caracteristica ideală, în condiții tipice de expunere specificate;
- erorile suplimentare, reprezentând deviația semnalului de ieșire în urma modificării uneia din mărimile perturbatoare de mediu înconjurător;
- timpul de ridicare t_r al răspunsului $y(t)$ în urma unei variații treaptă a intrării $x(t)$, în condiții precizate de definire a acestuia: timpul până la atingerea valorii $0,95 \cdot y(\infty)$ (după DIN19226), sau intervalul definit de tangenta trasată prin punctul de inflexiune al răspunsului și intersectând orizontalele cu ordonatele $y(t) = 0$, respectiv $y(t) = y(\infty)$, sau în fine, timpul scurs între atingerea valorilor $0,05 \cdot y(\infty) \dots 0,95 \cdot y(\infty)$, respectiv $0,1 \cdot y(\infty) \dots 0,9 \cdot y(\infty)$;
- frecvențele de tăiere f_l , f_s definite, de regulă, pentru o atenuare de 3dB în caracteristica de amplitudine $|\underline{F}(j\omega)|$ sau, după alți autori [de exemplu H4V], pentru condiții mai restrictive de atingere a valorilor $0,9 \cdot |\underline{F}(j\omega)|$ sau $0,95 \cdot |\underline{F}(j\omega)|$;
- timpul de propagare de grup t_{gr} .

$$t_{gr} = - [d\varphi(\omega)/d\omega] \quad (1.16)$$

Un deziderat major este obținerea constantei acestui timp pentru componentele spectrale în domeniul de frecvențe dorit, ceea ce înseamnă o prelucrare de semnal lipsită de distorsiuni și o simplă întârziere a răspunsului cu timpul t_{gr} .

1.4 SENZORI INDUCTIVI. PRINCIPII DE FUNCȚIONARE

Senzorii inductivi sunt utilizați cu adevărat pe scară largă începând de acum 25 de ani, lucru remarcat și în literatura de specialitate prin numărul mare de articole tehnice, în perioada de pionierat, cu scopul de prezentare, descriere, clasificare a SIN.

Preocupările legate de conceperea și utilizarea SIN sunt însă mult mai vechi, fiind strâns legate de evoluția dispozitivelor electronice. Preocupat fiind să stabilească începuturile acestui domeniu al electronicii, autorul a găsit un articol, publicat încă în 1952, care descrie principiile de funcționare a unor SIP și scheme electronice de realizare cu tuburi, evident moderne la ora aceea, pe care dorește să-l citeze explicit: „Annäherungsschalter“, W. Langheim, Elektronische Zeitschrift, Ausgabe B, Band 4, Heft 9 din 21 septembrie 1952.

După cum rezultă din clasificarea făcută în *Secțiunea 1.2*, senzorii inductivi sunt destinați măsurării mărimilor geometrice (deplasare, poziție, etc.) precum și detectării obiectelor statice sau în mișcare.

Modul de abordare a principiilor de funcționare a SIN, care permit realizarea acestor funcții și, de aici, clasificarea tipologică a acestora este ușor diferențiată de la autor la autor [R2V, L2V, A3V, I3V]. Secțiunea de față își propune să facă o sistematizare a conceptului de SIN, proprie autorului.

Definiția fizică a SIN îi include pe aceștia în categoria „senzorilor de reactanță” [R2V]. Conform acestei definiții, SIN evaluează în mod direct sau indirect parametrii unui element inductiv, sesizând modificările fluxului produse de către obiecte în mișcare într-un câmp electromagnetic definit, respectiv sesizând modificări ale parametrilor sistemului electromagnetic al SIN, apărute în urma pătrunderii unor obiecte metalice în câmpul electromagnetic generat de SIN.

1.4.1 Sisteme magnetoelastice

Un prim principiu fundamental de materializare a sesizării inductive îl constituie principiul „măsurării forței” sau „influențării materialului” după [R2V]. Acesta este implementat în SIN magnetoelastici, la baza lui stând efectul magnetoelastic (efectul Villari [L2V]), cunoscut în literatură și sub denumirea de magnetostricțiunea inversă, datorită reciprocității din punct de vedere energetic cu efectul magnetostrictiv.

Efectul magnetoelastic constă, în esență, în modificarea permeabilității unui material feromagnetic în urma exercitării unei solicitări mecanice în structura acestuia. Considerând pentru SIN o bobină cu miez feromagnetic de o anumită formă, la exercitarea asupra miezului de către obiectul de sesizat a unei forțe F , are loc o deformație elastică a miezului iar în structura acestuia apare o tensiune mecanică. Aceasta duce la modificarea permeabilității μ a miezului, ceea ce înseamnă modificarea reluctanței magnetice R_m pentru fluxul magnetic din miez. În ultimă instanță are loc o schimbare a valorii impedanței bobinei, conform înșurării:

$$F \rightarrow \mu \rightarrow R_m \rightarrow Z \quad (1.17)$$

Efectul magnetoelastic nu este univoc, aspectul funcției $\mathbf{B} = f(\mathbf{F})$ depinzând între altele de natura materialului feromagnetic, tratamentul său termic, temperatura ambiantă. Pentru corpuri policristaline și pentru o utilizare a acestora în domeniul liniar al curbei de magnetizare [FREF1, Secțiunea 2.3], bilanțul energetic între energia de magnetizare și lucrul mecanic efectuat de forța \mathbf{F} conduce la următoarea relație pentru modificarea $\Delta\mu$ a permeabilității [L2V]:

$$\Delta\mu = (2\lambda_s \cdot \mu^2 \cdot \sigma) / B_s^2 \quad (1.18)$$

unde: λ_s = coeficientul de magnetostricțiune la magnetizarea de saturație;

σ = efortul unitar corespunzător forței \mathbf{F} ;

B_s = inducția magnetică de saturație.

Variația permeabilității, ca urmare a exercitării unei forțe \mathbf{F} de către stimul asupra miezului bobinei, duce în final la modificarea inductivității bobinei:

$$L = L(\mathbf{F}) \quad (1.19)$$

Relația de mai sus este caracteristică principiului general de sesizare pe cale inductivă și justifică includerea SEZ magnetoelastici în familia SIN, definită la începutul acestei secțiuni.

Evident, SIN de acest tip sunt utilizați pentru deplasări reduse, deoarece elongația deformării elastice este foarte limitată; ei sunt însă adecvați pentru sesizarea unor evenimente de viteză ridicată. O descriere detaliată a lor, a unor realizări constructive consacrate este făcută în [L2V, H4V].

În final, se impune a remarca faptul că exercitarea unei forțe asupra miezului de către obiectul de detectat presupune un contact mecanic între acestea. În consecință, SIN de tip magnetoelastic aparțin SIN „cu contact cu stimulul”. Aceasta este o caracteristică esențială a SEZ; ea implică avantaje și dezavantaje importante ale acestuia.

După cum se va arăta în continuare, caracteristica enunțată mai sus duce la o subclasificare a SIN în două grupe: „cu contact”, respectiv „fără contact mecanic cu stimulul”.

1.4.2 Sisteme electrodinamice

Cel de al doilea principiu fundamental de realizare a sesizării inductive îl constituie principiul „măsurării deplasării” sau „influențării geometriei” după [R2V]. Acesta este utilizat pentru sesizări inductive de geometrie, deplasare și poziție într-un domeniu dimensional foarte larg și cu un consum energetic deosebit de redus. El constă în esență în perceperea pe cale inductivă a modificării geometriei unui circuit magnetic sau a configurației unui câmp electromagnetic.

O primă clasă, aparținând acestei categorii de SIN, o constituie sistemele electrodinamice. Considerând un sistem electromagnetic compus din stimulul de sesizat și un SIN de tip electrodinamic, care la rândul său se poate reduce la un ansamblu bobină - magnet permanent, tensiunea indusă în bobină are expresia dată de legea inducției electromagnetice:

$$u_{ind} = -K \cdot (d\Phi/dt) \quad (1.20)$$

în care: K = constantă determinată de parametrii sistemului;

$d\Phi/dt$ = modificarea în timp a fluxului magnetic cuprins de spirele (înfășurarea) bobinei.

Mișcarea stimulului produce o modificare a fluxului prin:

- antrenarea mecanică a bobinei SIN, deci deplasarea acesteia în raport cu magnetul permanent generator de câmp și aparținând de asemenea SIN;

– antrenarea unui magnet permanent constituent al SIN, deci deplasarea acestuia în raport cu bobina fixă aparținând SIN.

Sistemele de acest tip au de regulă o frecvență proprie coborâtă, se utilizează pentru sesizarea de deplasări de amplitudine redusă [L2V] și sunt de tipul cu „contact cu stimulul”.

Clasa SIN electrodinamici include și variante de tipul „fără contact cu stimulul”. SIN de acest tip conțin o bobină fixă a cărei miez cilindric, de asemenea fix, este constituit de către magnetul permanent. Deplasarea stimulului feromagnetic (translație, rotație) în câmpul magnetului permanent cauzează o variație periodică de flux în bobină, deci, conform relației 1.20, inducerea unui semnal periodic [L2V, J1V].

O altă variantă de SIN electrodinamic, utilizată cu precădere pentru SEZ „fără contact cu stimulul”, o constituie sistemele cu reluctanță variabilă. O extindere a SIN prin utilizarea unei a doua bobine excitatoare asigură capacitatea SIN și pentru funcția de sesizare a poziției. Variația fluxului $d\Phi/dt$ este asigurată prin alimentarea în curent alternativ a înfășurării primare, astfel încât SEZ va înregistra și apropieri statice sau cvasistatice ale stimulului [L2V, J1V].

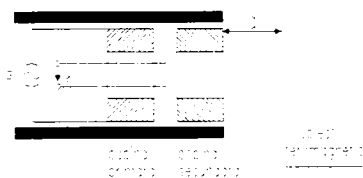


Fig. 1.13 Reprezentarea schematică a unui SES cu reluctanță variabilă

Distanța d dintre stimul și suprafața activă a SEZ, definită de înfășurarea secundară, are rol de întrefier și determină reluctanța circuitului magnetic, prin aceasta fluxul ce traversează înfășurarea secundară și deci tensiunea u la bornele ei.

Tensiunea indusă este dependentă de proprietățile magnetice și geometrice ale stimulului și are o dependență neliniară față de distanța d .

Semnalul poate fi liniarizat pentru deplasări relativ reduse în jurul unei poziții date prin asocierea de o parte și alta a stimulului a doi SIN identici, funcționând în contratimp: înfășurările primare sunt conectate în serie sau paralel, în timp ce înfășurările secundare sunt conectate în opoziție [J1V].

1.4.3 Sisteme cu circuit magnetic închis

O clasă deosebit de răspândită de SIN [H4V, L2V, A3V, I1V] are ca principiu de funcționare modificarea inductivității proprii, exprimată în general prin relația:

$$L = L(N, G, \mu) \quad (1.21)$$

unde: N = numărul de spire;

G = variabilă care simbolizează geometria sistemului;

μ = permeabilitatea miezului bobinei.

Funcționarea pe principiul „măsurării deplasării” implică o acțiune a stimulului asupra inductivității prin intermediul variabilei generale G .

Sistemele cu armătura mobilă și circuit magnetic închis conțin o bobină cu miez în formă U (fig. 1.14.a) sau E, putând avea o structură asimetrică (fig. 1.14.a) sau simetrică.

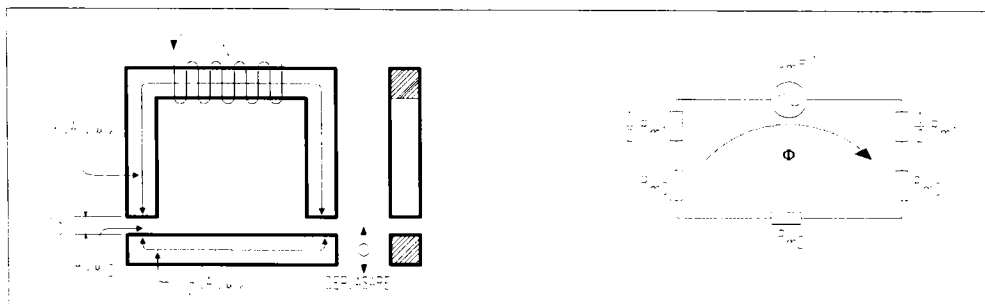


Fig. 1.14.a Structura de principiu a unui SES cu circuit magnetic închis

Fig. 1.14.b Schema circuitului magnetic echivalent

Inductivitatea proprie a bobinei, semnificând în acest caz o proprietate a SIN, se poate exprima, pentru regim staționar sau cvasistaționar, în condiții idealizate de absență a pierderilor magnetice prin:

$$L = \frac{N^2}{R_m} \quad (1.22)$$

Reluctanța magnetică R_m se poate explicita prin rezolvarea circuitului magnetic serie din fig. 1.14.b., considerând absența dispersiilor și porțiuni de material liniare și omogene în miez, întrefier și armătura mobilă. Aceasta conduce la expresia inductanței:

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r A N^2}{l_1 + l_2 + 2 \cdot \mu_r \cdot l_0} \quad (1.23)$$

- unde: A = secțiunea constantă de-a lungul circuitului magnetic;
 l_1, l_2 = lungimile medii ale liniilor de forță în miez, respectiv armătură, considerate nesaturate;
 l_0 = lungimea întrefierului;
 μ_0, μ_r = permeabilitatea absolută, respectiv permeabilitatea relativă a miezului și armăturii mobile, considerate din același material;
 N = numărul de spire al bobinei.

Relația 1.23 sugerează trei posibilități teoretice de modificare a inductivității L . Calea cea mai utilizată la SIN analizați este modificarea întrefierului l_0 ca urmare a antrenării armăturii mobile de către stimulul de detectat, de unde și denumirea de SIN cu întrefier variabil, folosită de unii autori pentru această clasă [A3V, I1V].

Expresia de mai sus pune în evidență așa-numitul „traseu rezultat în porțiunile cu miez” l_{res} și sugerează condiția constructivă ca sistemul să reacționeze eficient:

$$\text{pentru } l_{res} = \frac{l_1 + l_2}{\mu_r} \ll l_0 \Rightarrow L \approx \frac{\mu_0 A N^2}{2l_0} \quad (1.24)$$

Pentru o deplasare Δx redusă în raport cu întrefierul inițial l_0 , sensibilitatea sistemului cu armătură mobilă, definită conform relației 1.2, devine, după o dezvoltare în serie:

$$S = \frac{\Delta L}{\Delta x} = \frac{1}{\Delta x} \left[\frac{\mu_0 AN^2}{2(l_0 + \Delta x)} - \frac{\mu_0 AN^2}{2l_0} \right] = - \frac{\mu_0 AN^2}{2l_0^2} \left[1 + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{\Delta x}{l_0} \right)^n \right] \quad (1.25)$$

Se constată dependența invers proporțională a sensibilității față de poziția inițială precum și dependența ei de raportul între deplasare și poziția inițială (neliniaritate). Din aceste considerente sistemele cu armătură mobilă se utilizează pentru deplasări reduse de ordinul milimetrilor și nedepășind 5 ... 10% din valoarea l_0 .

În realitate, fluxul de dispersie în zona întrefierului are un efect deloc neglijabil și conduce la o alterare pronunțată a performanțelor.

Ca urmare a dispersiilor, fluxul efectiv în întrefier Φ_1 are o valoare mai mică decât fluxul în miez Φ_0 :

$$\Phi_1 = \Phi_0 (1 - \sigma) \quad (1.26)$$

ceea ce conduce la creșterea inductivității L cu o cantitate corespunzătoare inductivității de scăpări:

$$L = \frac{\mu_0 AN^2}{2l_0} + \frac{\mu_0 AN^2}{2l_0} \cdot \frac{\sigma}{1 - \sigma} \quad (1.27)$$

unde: σ = coeficientul de dispersie (valori uzuale: 0,25 ÷ 0,6)

Considerând aceeași deplasare Δx , rel. 1.27 conduce, după o dezvoltare în serie binomială, la expresia inductanței rezultante:

$$L(l_0 + \Delta x) = \frac{\mu_0 AN^2}{2l_0} \left(1 + \frac{\sigma}{1 - \sigma} \right) + \frac{\mu_0 AN^2}{2l_0} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \left(\frac{\Delta x}{l_0} \right)^n \quad (1.28)$$

expresie ce pune în evidență variația relativă a inductivității:

$$\frac{\Delta L}{L(l_0)} = - \frac{\Delta x}{l_0} (1 - \sigma) \quad \text{pentru} \quad \frac{\Delta x}{l_0} \ll 1 \quad (1.29)$$

și permite calculul erorii de neliniaritate datorată termenilor de ordin superior și în primul rând al celui pătratic:

$$E = - \frac{\sum_{n=2}^{\infty} (-1)^n (\Delta x/l_0)^n}{\Delta x/l_0} \approx - \frac{\Delta x}{l_0} \quad (1.30)$$

Pentru evitarea dispersiei câmpului în zona întrefierului, se impune o limitare constructivă referitoare la raportul între întrefier și secțiunea miezului ($l_0^2 \leq 0,05 \cdot A$).

Demn de amintit este și un al doilea dezavantaj ce apare la utilizarea variantei analizate, constând în existența forței de atragere pe care sistemul o exercită asupra armăturii mobile în dorința reducerii reluctanței prin eliminarea interstițiului cu aer. Bilanțul energetic între lucrul mecanic efectuat și energia absorbită de la sursa de alimentare conduce, în ipoteza simplificatoare de alimentare cu curent i constant, la expresia forței exercitate asupra stimulului:

0,05 - 1,000
A

$$F = \frac{1}{2} i^2 \cdot \frac{\delta L}{\delta l_0} = -i^2 L \frac{\mu_r}{l_1 + l_2 + 2\mu_r \cdot l_0} \quad (1.31)$$

Sensibilitatea și liniaritatea pot fi ameliorate utilizând o structură simetrică cu două bobine cu miez identice și o armătură comună interpusă [A3V, L2V]. Evaluarea deplasării prin conectarea în punte a celor două bobine, conduce la dublarea sensibilității, eliminarea influenței inductanței de dispersie și a neliniarității de ordinul întâi. În plus, forța exercitată asupra armăturii mobile, deci indirect asupra stimulului, este mult mai redusă în comparație cu varianta asimetrică.

Considerând un cuplaj reciproc neglijabil între bobine, pentru aceeași deplasare Δx a întrefierului față de poziția mediană, tensiunea de ieșire a montajului diferențial va fi:

$$\Delta u = u(L_1) - u(L_2) \approx \frac{\mu_0 AN^2}{l_0} \left[-\sum_{n=1,3,5}^{\infty} \left(\frac{\Delta x}{l_0}\right)^n \right] \quad (1.32)$$

de unde eroarea relativă de neliniaritate:

$$E = \frac{\sum_{n=3,5}^{\infty} (\Delta x/l_0)^n}{\Delta x/l_0} \approx \left(\frac{\Delta x}{l_0}\right)^2 \quad (1.33)$$

Analiza efectuată anterior pornește de la premisa funcționării la frecvențe relativ scăzute (≤ 50 kHz), la care efectul pierderilor în bobine este neglijabil.

Pentru aplicații la frecvențe înalte, aceste pierderi nu mai pot fi ignorate, (vezi *Secțiunea 1.4.5*), astfel încât modificarea întrefierului în urma deplasării stimulului se repercutează asupra ambelor componente ce caracterizează impedanța sistemului:

$$\underline{Z}(l_0 + \Delta x) = R_s(l_0 + \Delta x) + j\omega L(l_0 + \Delta x) \quad (1.34)$$

O a doua posibilitate evidențiată de formula 1.23 constă în modificarea inductivității prin varierea secțiunii întrefierului, ca urmare a unei translații a armăturii rigid legate cu stimulul. Metoda permite sesizarea unor deplasări ample și oferă, conform relației 1.25, o bună liniaritate. La ora actuală, metoda are numai o importanță istorică, sesizarea deplasărilor mari făcându-se prin alte procedee mai avantajoase.

Concluzionând, se poate afirma că SIN cu circuit magnetic închis se caracterizează printr-o sensibilitate acceptabilă, sunt însă adecvate doar pentru domenii de deplasare foarte reduse.

1.4.4 Sisteme cu circuit magnetic deschis

Sistemele cu circuit magnetic deschis constituie o a treia clasă în categoria SIN cu influențarea geometriei.

O **primă grupă** include sistemele cunoscute în literatură sub denumirea de sisteme cu miez mobil (plonjor). SES al acestora conține o bobină cilindrică cu dispunere asimetrică (fig. 1.15.a), respectiv simetrică (sistem diferențial). Un miez feromagnetic de înaltă permeabilitate și solidar cu stimulul, a cărui poziție sau deplasare urmează a fi sesizată, pătrunde pe o anumită lungime variabilă în interiorul bobinei cilindrice aparținând SES, și provoacă variația corespunzătoare a inductivității înfășurării.

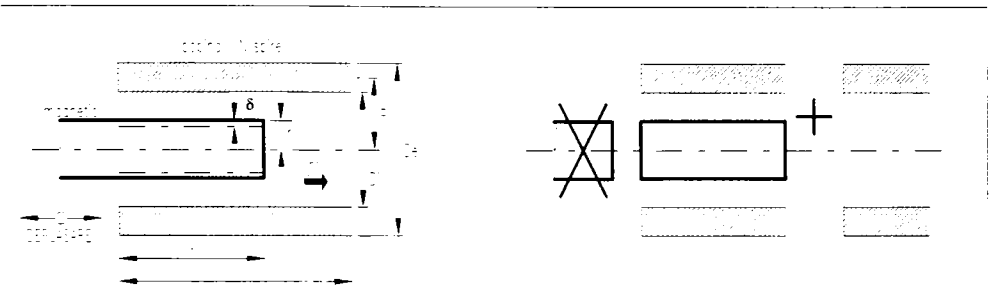


Fig. 1.15.a Reprezentarea schematică a unui SES cu circuit magnetic deschis

Fig. 1.15.b Aproximarea SES printr-un circuit serie de două inductivități

Comportamentul SES din fig. 1.15.a poate fi studiat suficient de exact, acceptând următoarele ipoteze simplificatoare:

- câmpul magnetic H este uniform în interiorul bobinei, iar intensitatea sa în interior este preponderentă în raport cu cea din exteriorul bobinei;
- la frecvența de lucru, curenții turbionari în miezul magnetic sunt neglijabili, deci este valabilă condiția de câmp irotațional:

$$\text{rot } H = 0 \quad (1.35)$$

- pentru frecvențele de lucru relativ joase, efectul pelicular în miez poate fi de asemenea neglijat.

Utilizând metoda generală de calcul a inductivității prin calculul prealabil al intensității câmpului magnetic H din zona internă cu aer a bobinei (fig. 1.15.a), se obține:

$$L = \mu N A \frac{H}{i} \approx \frac{\mu_0 \pi R^2 N^2}{l} \cdot \frac{1}{1 - \frac{x}{l} \cdot \left[1 - \frac{1}{1 + (r/R)^2 \cdot (\mu_r - 1)} \right]} \quad (1.36)$$

- unde: L = inductivitatea bobinei;
 A = aria secțiunii transversale prin bobină;
 i = curentul prin înfășurarea bobinei;
 N = numărul de spire;
 μ_r = permeabilitatea relativă a miezului;
 R, r, l = dimensiuni geometrice ilustrate în fig. 1.15.a;
 x = adâncimea de pătrundere a miezului.

Pentru frecvențe de lucru ridicate, efectul pelicular devine pregnant, astfel încât miezul masiv poate fi echivalat cu un cilindru din același material și având grosimea dată de grosimea echivalentă δ a stratului conductor [FREF 1, Secțiunea 3.2.1]:

$$\delta = (2 / \omega \mu \sigma)^{1/2} \quad (1.37)$$

- unde: ω = pulsația de lucru
 μ, σ = permeabilitatea magnetică, respectiv conductivitatea electrică a miezului.

În aceste condiții, calculul inductivității poate fi făcut echivalând bobina din fig. 1.15.a cu o combinație de două bobine necuplate inductiv ca în fig. 1.15.b, una cu miez, cealaltă lipsită de miez (porțiunea de miez din afara bobinei se neglijează). Analiza diferențiată a celor două bobine conectate în serie conduce la expresia finală a inductivității totale [L2V]:

$$L = \frac{4\pi^2 N^2 R^2}{l} \cdot \left[1 + \left(\frac{r}{R}\right)^2 \cdot \left(\frac{\delta}{r} \cdot \mu_r - 1\right) \cdot (x/l) \right] \cdot 10^{-9} \quad [\text{H}] \quad (1.38)$$

unde: R, r, l = dimensiunile exprimate în cm;
 x = adâncimea de pătrundere în cm.

Relația de mai sus, având o expresie generală de forma:

$$L(x) = A \cdot (1 + \alpha \cdot x) \quad (1.39)$$

unde A, α sunt constante de geometrie și material, pune în evidență caracterul linear al variației inductivității.

Mărirea zonei liniare depinde de raportul l/R și poate fi exprimată, după [L2V], prin:

$$l_{\text{liniar}} = l(1 - 4R/l) \quad (1.40)$$

Sensibilitatea sistemului, definită conform relației 1.2, are expresia:

$$S = \Delta L / \Delta x = A \cdot \alpha \cong \frac{A}{l} \left(\frac{r}{R}\right)^2 \cdot \mu_{\text{ef}} \quad (1.41)$$

și pune în evidență posibilitatea creșterii acesteia prin măsuri de optimizare a geometriei, respectiv prin utilizarea unor materiale și frecvențe de lucru la care permeabilitatea efectivă μ_{ef} este cât mai mare:

$$\mu_{\text{ef}} = \frac{\delta}{r} \cdot \mu_r \quad (1.42)$$

Disponerea asimetrică poate fi ameliorată prin utilizarea unei structuri simetrice, constând din două bobine identice conectate în montaj semipunte și având un miez comun, care pătrunde într-o bobină în aceeași măsură în care părăsește cealaltă bobină. Modul de lucru diferențial îmbunătățește liniaritatea și oferă o compensare intrinsecă a efectului nedorit al temperaturii asupra SES.

Sistemele simetrice cu miez mobil pot fi utilizate pentru deplasări într-un domeniu extrem de larg, începând cu ordinul milimetrilor și sfârșind cu ordinul zecilor de centimetri. Pentru valori extreme ($l > 100\text{mm}$) se revine, în general, la varianta asimetrică din considerente de reducere a dimensiunilor SEZ.

Comparativ cu sistemele cu armătură mobilă, sistemele cu miez mobil au un factor de calitate scăzut datorită circuitului magnetic deschis. Cu toate acestea, ele sunt preferate în multe aplicații industriale datorită robusteții, rezoluției și reproductibilității ridicate, insensibilității la deplasări radiale, posibilităților de etanșare și protecție a SEZ împotriva mediilor agresive.

O a **doua grupă** în cadrul sistemelor cu circuit magnetic deschis o constituie SIN de tip transformator, întâlnite în literatură și sub denumirile de transformator diferențial sau LVDT (*Linear Variable Differential Transformer*).

Acest SEZ se remarcă prin calitățile sale deosebite în ceea ce privește rezoluția, reproductibilitatea și imunitatea față de agenții de mediu înconjurător deosebit de ostili.

Sistemul cuprinde de asemenea două înfășurări, prezentând din punct de vedere constructiv o certă similitudine cu sistemele simetrice cu miez mobil. Se deosebește însă fundamental de acestea din punct de vedere al principiului de funcționare și al electronicii de evaluare.

Structura de principiu a unui LVDT (fig. 1.16.a) pune în evidență existența unei configurații simetrice, constituită de o înfășurare primară (IP), două înfășurări secundare (IS1) și (IS2) și un miez (M) acționat de către stimulul de detectat prin intermediul unei tije (T) fără proprietăți magnetice.

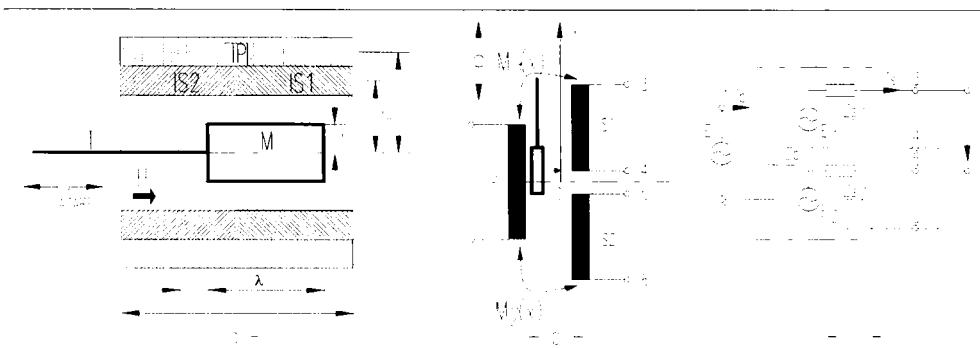


Fig. 1.16 SIN de tipul transformator diferențial: a) structura de principiu - varianta cu două compartimente; b) schema electrică de principiu; c) schema echivalentă și de utilizare

Înfășurarea primară este alimentată de la un generator de semnal sinusoidal (fig. 1.16.c). În poziția mediană de repaus a miezului, ca urmare a simetriei sistemului, inductivitățile mutuale între primar și înfășurările secundare sunt egale, astfel încât tensiunile de ieșire sunt de asemenea egale:

$$x = 0 \Rightarrow M_1(0) = M_2(0) \Rightarrow \underline{E}_{m1}(0) = \underline{E}_{m2}(0) \quad (1.43)$$

Deplasarea miezului într-o anumită direcție duce la modificarea în sensuri opuse a cuplajelor între înfășurarea primară și cele secundare, deci provoacă un dezechilibru între inductivitățile mutuale și, prin aceasta, variații corespunzătoare ale tensiunilor secundare, având expresia generală:

$$x \neq 0 \Rightarrow M_1(x) \neq M_2(x) \Rightarrow \begin{aligned} \underline{E}_{m1}(x) &= \underline{A} (1 \pm \alpha \cdot x)^{1/2} \\ \underline{E}_{m2}(x) &= \underline{A} (1 \mp \alpha \cdot x)^{1/2} \end{aligned} \quad (1.44)$$

unde \underline{A} , α = constante de sistem, dependente de numărul de spire din înfășurări, geometria sistemului și proprietățile magnetice.

Caracterul complex al constantelor pune în evidență apariția unui defazaj între tensiunile secundare și cea primară, defazaj care depinde și de poziția miezului.

Literatura de specialitate descrie două tipuri fundamentale de sisteme LVDT:

- **varianta cu trei secțiuni în distribuție coliniară** [L2V, A3V, H4V, A2A] cuprinde o înfășurare primară plasată la același nivel, între înfășurările secundare. Sistemul este relativ simplu, este însă dezavantajos datorită puternicei variații a câmpului intern de-a lungul axei, defazajelor puternice ce apar și datorită solicitărilor mecanice ridicate efectuate de câmpul magnetic asupra miezului.

• **varianta cu două secțiuni** [L2V, I21] asigură un cuplaj strâns între înfășurări prin dispunerea acestora pe două niveluri suprapuse (fig. 1.16.a). Efectele nedorite, amintite la prima variantă, sunt sensibil diminuate. Aspecte negative, demne de semnalat, sunt construcția mai complicată și o transmitere de energie utilă mai redusă.

Pentru varianta cu înfășurări dispuse coliniar în trei compartimente, excitată la frecvențe relativ joase și conectată la o electronică de evaluare de impedanță ridicată, tensiunea de ieșire, în ipoteza unui cuplaj parazită neglijabil între înfășurările secundare și a absenței dispersiilor, are amplitudinea complexă:

$$\underline{U}_m = j \omega (M_1 - M_2) \frac{\underline{E}_m}{\underline{Z}_P} \quad (1.45)$$

unde: \underline{E}_m = amplitudinea complexă corespunzătoare tensiunii $e(t)$ a generatorului de semnal;
 \underline{Z}_P = impedanța înfășurării primare.

Inductivitățile mutuale M_1, M_2 între înfășurarea primară și înfășurările secundare pot fi calculate echivalând ansamblurile bobină primară - bobină secundară cu un sistem cu circuit magnetic deschis - varianta asimetrică - și apelând la relația 1.36. Pentru un sistem cu înfășurări de aceeași lungime l , sensibilitatea atinge o valoare maximă, în cazul în care lungimea miezului are o valoare $2l$. În aceste condiții, la deplasarea miezului din poziția simetrică de repaus cu o valoare x , expresia în formă strânsă a inductivităților mutuale devine:

$$M_{1,2} = \frac{\mu_0 N_P N_S \pi R^2}{l/2} \cdot \frac{1}{1 \pm \frac{-x}{l/2} \pm \frac{1 \pm (2x/l)}{1 + (r/R)^2 \cdot (\mu_r - 1)}} \quad (1.46)$$

unde: N_P, N_S = numerele de spire ale înfășurărilor primară, respectiv secundare (presupuse identice);
 R = raza medie a înfășurărilor;
 r = raza miezului;
 μ_0, μ_r = permeabilitățile absolută, respectiv relativă a miezului.

Pentru miezuri de permeabilitate ridicată ($\mu_r \geq 10^3$), expresia poate fi simplificată prin neglijarea ultimului termen:

$$M_{1,2} \approx \frac{\mu_0 N_P N_S \pi R^2}{l/2} \cdot \frac{1}{1 \pm \frac{-x}{l/2}} \quad (1.47)$$

Pentru deplasări relativ reduse ale stîmbului și deci a miezului, dezvoltarea în serie a relației 1.47 conduce la concluzia unei liniarități relativ bune a tensiunii de ieșire $u(t)$, precum și a unei eliminări eficiente a influențelor erorilor sistematice.

Într-adevăr, pentru o deplasare x față de poziția de echilibru, rezultă conform relațiilor 1.47 și 1.45:

$$\underline{U}_m \approx \frac{j\omega}{\underline{Z}_P} \cdot \frac{8K}{l^2} \cdot x \cdot \underline{E}_m \quad (1.48)$$

unde:

$$K = \mu_0 N_P N_S \pi R^2 \quad (1.49)$$

Expresia sensibilității sistemului, definită conform relației 1.2:

$$S = \frac{8K\omega}{I^2} \cdot \frac{E_m}{(R_P^2 + \omega^2 L_P^2)^{1/2}} \quad (1.50)$$

pune în evidență dependențele acesteia față de parametri electrici și geometrici:

- dependența proporțională cu amplitudinea E_m a tensiunii de excitație (pînă la atingerea unei limite impusă de efectele termice în înfășurarea primară, respectiv de saturația miezului);
- dependența teoretică direct proporțională cu frecvența, pentru excitații de joasă frecvență:

$$S \approx \frac{8K\omega}{I^2} \cdot \frac{E_m}{R_P} \quad \text{pentru } f \ll R_P / 2\pi L_P \quad (1.51)$$

- independența teoretică față de frecvență pentru excitații de înaltă frecvență:

$$S \approx \frac{8K}{I^2} \cdot \frac{E_m}{L_P} \quad \text{pentru } f \gg R_P / 2\pi L_P \quad (1.52)$$

În realitate, după atingerea unui maxim, valorile lui S scad cu frecvența, ca urmare a apariției cuplajelor capacitive parazitare și a pierderilor, efecte neglijate mai sus.

- dependența cu temperatura, mai pronunțată la frecvențe joase, datorită influenței predominante a rezistenței înfășurării primare.

Faza tensiunii $u(t)$ furnizează o informație suplimentară prin evidențierea sensului de deplasare a stimulului, motiv pentru care prelucrarea electronică a semnalului $u(t)$ se face utilizând, de regulă, circuite de tipul demodulator sincron [L1V, B5A, J1V,].

În cazul variantei cu două secțiuni (fig. 1.16.a), dispunerea suprapusă a înfășurărilor duce la un cuplaj foarte strâns între bobina primară și cele secundare. Cuplajul între înfășurările secundare este foarte slab și poate fi micșorat prin măsuri constructive și prin conectarea unei impedanțe de sarcină ridicate, care asigură curenți reduși în înfășurările secundare. Într-o primă aproximare, acest cuplaj poate fi neglijat.

Considerând un curent de excitație primar $i(t)$, de frecvențe relativ ridicate și neglijând efectele de dispersie precum și componentele capacitive ale sistemului, amplitudinea complexă a tensiunii de ieșire a sistemului, pentru aceeași conectare în opoziție a înfășurărilor secundare, devine, pe baza relației 1.45:

$$\underline{U}_m = j\omega k [(L_P L_{S1})^{1/2} - (L_P L_{S2})^{1/2}] \cdot \underline{I}_m \quad (1.53)$$

și poate fi explicitată utilizând relația 1.38 pentru calculul inductivităților proprii L_P , L_{S1} și L_{S2} ale celor trei înfășurări.

Expresia finală a semnalului de ieșire pentru o deplasare x :

$$\underline{U}_m(x) = \underline{A} \cdot [(1 + \alpha x)^{1/2} - (1 - \alpha x)^{1/2}] \quad (1.54)$$

având:

$$\underline{A} = j\omega k \underline{I}_m \frac{\sqrt{2\pi\mu_0 N_P N_S}}{l^2} [r_P^2 \cdot l + r \cdot \lambda \cdot (2\mu_r \delta - r)]^{1/2} \cdot [r_S^2 \cdot \frac{l}{2} + r \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot (2\mu_r \delta - r)]^{1/2}$$

$$\alpha = \frac{r(2\mu_r \delta - r)}{r_S^2 \cdot (l/2) + r \cdot (\lambda/2) \cdot (2\mu_r \delta - r)}$$

unde: k = factorul de cuplaj (mărimă pur geometrică);
 \underline{I}_m = amplitudinea complexă a curentului primar de excitație;
 δ = adâncimea echivalentă a stratului conductor;
 μ_0, μ_r = permeabilitățile absolută, respectiv relativă;
 N_P, N_S = numerele de spire ale înfășurării primare, respectiv înfășurărilor secundare (presupuse identice);
 l, λ, r, r_P, r_S = parametrii geometrici ai sistemului (fig. 1.16.a)

evidențiază caracterul teoretic nelinier al sistemului analizat acum.

O descompunere în serie, efectuată în relația 1.54, conduce la aproximarea:

$$\underline{U}_m(x) = \underline{A} \cdot \alpha x (1 + 0,0625 \alpha^2 x^2 + 0,0237 \alpha^4 x^4 + \dots) \quad (1.55)$$

În consecință, absența componentelor de ordin impar permite totuși o apreciere practică relativ favorabilă asupra liniarității sistemului considerat.

Impunând o limită procentuală $p\%$ pentru eroarea de liniaritate, rezultă extinderea maximă a domeniului de măsură:

$$0,0625 \alpha^2 x^2 \Big|_{x=x_{\max}} = \frac{p\%}{100} \Rightarrow x_{\max} = \frac{(p\%)^{1/2}}{2,5 \cdot \alpha} \quad (1.56)$$

Relațiile de mai sus permit următoarele concluzii:

- sensibilitatea SIN cu transformator diferențial, varianta cu două compartimente, poate fi îmbunătățită, utilizând pentru miez materiale care măresc factorul $\mu_r \delta$;
- aceasta conduce însă prin intermediul lui α la o reducere simultană a domeniului de liniaritate. Ameliorarea situației se obține prin reducerea diametrului miezului;
- semnalul de ieșire este de asemenea direct proporțional cu mărimile I_m, N_P, N_S și frecvența de excitație:

$$U_m(x) = \text{prop} (I_m \cdot N_P \cdot N_S) \quad (1.57)$$

Sistemele de tip transformator diferențial se bucură, alături de SIN de proximitate, de cea mai largă răspândire în aplicațiile practice. La aceasta contribuie și paleta de circuite integrate dedicate acestui sistem, oferite de mari firme (TI, Analog Devices, Valvo, etc.). Circuitele din această familie (de ex. NE5521, AD598, AD698) includ, de regulă, electronica completă necesară excitării sistemului, cât și prelucrării semnalului furnizat de LVDT: amplificare, detecție sincronă, filtrare, etc. [L1V, B5A].

Literatura de specialitate descrie numeroase realizări moderne de sisteme LVDT, oferite de diverși producători și având performanțe remarcabile [A2A, H19A]:

- domeniu de lucru liniar între 10^{-3} mm și 1m;
- erori minime de liniaritate: $0,1 \div 0,2\%$;

- domeniu foarte larg de excitație: $1 \div 50V$; $50Hz \div 50kHz$;
- domeniu larg al semnalului de ieșire: $0 \div 10V$;
- viteză de răspuns ridicată: $f_R \leq 5kHz$, obținută prin excitarea la frecvențe înalte ($\geq 10 \cdot f_R$);
- robustețe ridicată, posibilitatea utilizării la temperaturi extreme ($-250^\circ C$, respectiv $+600^\circ C$) sau la presiuni foarte mari (200 bar);
- durată îndelungată de folosință: $n \cdot 10^6 h$, în ciuda legăturii rigide stimul - sistem.

Se cunosc variante cu performanțe deosebite, obținute prin perfecționări constructive - de exemplu utilizarea înfășurărilor „tapered winding”, elaborate de pionierii tehnicii LVDT: Hermann Schaewitz și L. Lipschitz - respectiv variante cu funcții suplimentare de autosupraveghiere. La acestea se asigură, prin măsuri constructive, o constanță a sumei celor două tensiuni secundare pentru un anumit domeniu de deplasare. Această sumă va fi prelucrată de un canal electronic aparte și furnizează o informație suplimentară asupra bunei funcționări sau funcționării incorecte a sistemului (circuitul integrat 2S54/56) [J1V].

1.4.5 Sisteme bazate pe curenți turbionari

În descrierea principiilor de funcționare ale sistemelor prezentate anterior s-a pus sistematic în evidență mecanismul prin care stimulul acționează asupra componentei inductive a SES aparținând SEZ.

În realitate, acest efect este însoțit de un efect secundar, constând în modificarea simultană a pierderilor ce caracterizează bobina reală aminită. La sistemele descrise în secțiunile anterioare acest efect are, datorită frecvențelor de lucru relativ joase, un rol subordonat și de cele mai multe ori este neglijat de circuitele electronice de evaluare. Soluțiile uzuale de prelucrare ulterioară a informației sunt, la SEZ aparținând claselor anterioare, axate în principal pe măsurarea valorii inductivității elementului inductiv de sesizare.

În opoziție cu acestea, SIN aparținând sistemelor de curenți turbionari funcționează la frecvențe medii și înalte ($n \cdot 100kHz \div n \cdot MHz$) și se bazează, în primul rând, pe evaluarea pierderilor provocate de către stimul în SES.

Orice sistem electromagnetic se caracterizează prin existența pierderilor de energie. Pierderile ce apar în cazul unei bobine reale cu miez și/sau alte părți metalice adiacente sunt clasificate de către literatura de specialitate în pierderi în înfășurare, respectiv în miez și/sau porțiuni adiacente.

Pierderile în înfășurare reprezintă pierderile de energie prin efect Joule cauzate de către componenta rezistivă și se exprimă prin rezistența înfășurării R_{inf} .

La frecvențe joase rezistența înfășurării este dată de rezistența de curent continuu a acesteia. Egalitatea este valabilă atâta timp cât grosimea echivalentă δ a stratului conductor (vezi rel. 1.37) are valori teoretic superioare razei r a conductorului înfășurării.

Creșterea frecvenței cauzează scăderea lui δ (de exemplu pentru cupru, la $f = 10kHz$: $\delta = 0,6mm$) odată cu apariția efectului pelicular, ceea ce conduce la schimbarea sensului inegalității între δ și r și la creșterea rezistenței R_{inf} .

Pierderile în miez și porțiuni metalice învecinate se datorează pierderilor de remagnetizare în forma degajării de căldură, care apar la magnetizarea în curent alternativ, cât și energiei disipate în urma apariției curenților turbionari în zonele metalice.

În timpul fiecărui ciclu de magnetizare are loc un consum de energie de la sursa de curent de magnetizare, energie care se convertește în energie termică. Explicația rezidă în existența ciclului de histerezis al materialului feromagnetic, deci în rămânerea în urmă, la parcurgerea curbei de histerezis, a inducției magnetice (efect) în raport cu intensitatea câmpului magnetic

(cauza). Aceste pierderi se pot caracteriza printr-o rezistență R_h , a cărei valoare este, conform relației lui Jordan, proporțională cu frecvența și cu suprafața delimitată de curba de histerezis, deci, implicit cu permeabilitatea și intensitatea câmpului magnetic, astfel încât se poate scrie:

$$R_h = k_h \cdot f \cdot \mu \quad (1.58)$$

unde : k_h = factorul de pierderi prin histerezis.

O a doua componentă a pierderilor de magnetizare o constituie pierderile reziduale prin relaxare magnetică care apar datorită inerției materialelor feromagnetice; la o modificare în salt a intensității câmpului magnetic, apare o reacție întârziată a materialului în privința modificării corespunzătoare a inducției. După Jordan, această întârziere este proporțională cu permeabilitatea și poate fi caracterizată printr-o componentă rezistivă:

$$R_r = k_r \cdot f \cdot \mu \quad (1.59)$$

unde: k_r = factorul de pierderi reziduale.

Conform legii inducției, o magnetizare de curent alternativ cauzează apariția, în elementele metalice situate în câmp, a unor curenți circulând pe trasee închise și cunoscuți sub denumirile de curenți turbionari, Foucault sau Eddy. Acești curenți absorb o cantitate de energie din câmp, care se transformă în energie calorică, deci cauzează pierderi adiționale. Rezistența de pierderi R_t datorită curenților turbionari are o dependență pătratică față de frecvență:

$$R_t = k_t \cdot f^2 \cdot \mu \quad (1.60)$$

unde: k_t = factorul de pierderi prin curenți turbionari.

Pierderile în miez și porțiuni metalice au un caracter pur rezistiv și pot fi descrise, în ansamblu, printr-o rezistență R_m care, conform relației lui Jordan, are expresia:

$$R_m = R_h + R_r + R_t \quad (1.61)$$

Luarea în considerație a pierderilor inerente de mai sus, justifică descrierea comportamentului unei bobine fizice prin utilizarea impedanței acesteia în locul componentei pur inductive.

Considerând pentru această prezentare introductivă reprezentarea serie a schemei echivalente a unei bobine reale, utilizată de autor încă în [FREF1], componenta reală R_s , desemnând rezistența echivalentă totală de pierderi, poate fi exprimată la rândul ei printr-o conexiune serie a celor patru componente de mai sus:

$$R_s = R_{inf} + R_m = R_{inf} + R_h + R_r + R_t \quad (1.62)$$

Pierderile de mai sus, referitoare la un anumit element metalic al SES, de exemplu miezul bobinei, pot fi evaluate global, într-un mod elegant, cu ajutorul noțiunii de permeabilitate complexă:

$$\underline{\mu}_r = \mu' - j\mu'' \quad (1.63)$$

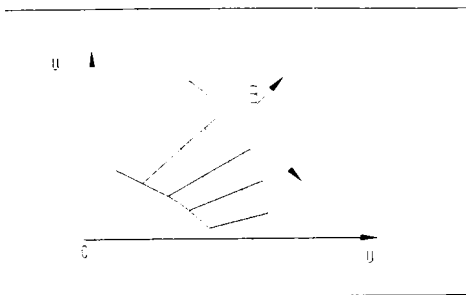


Fig. 1.17 *Reprezentarea grafică a permeabilității complexe*

$$\underline{Z} = R_{\text{inf}} + \frac{\mu_0 AN^2 \cdot \omega \cdot \mu'' \cdot l}{(1 + \mu' \cdot 2l_0)^2 + (\mu'' \cdot 2l_0)^2} + j \frac{\mu_0 AN^2 \cdot \omega}{(1 + \mu' \cdot 2l_0)^2 + (\mu'' \cdot 2l_0)^2} \cdot \{\mu' \cdot l + [(\mu')^2 + (\mu'')^2] \cdot 2l_0\} \quad (1.64)$$

unde: $l = l_1 + l_2$
celelalte notații sunt cele folosite în relația 1.23.

Componenta reală $\Re \underline{Z}$ cuprinde, alături de rezistența de pierderi a înfășurării, un termen suplimentar, care permite calculul pierderilor în miezul bobinei în condiții date, pe baza cunoașterii valorilor μ' și μ'' :

$$R_m = \frac{\mu_0 \mu'' AN^2 l}{(1 + \mu' \cdot 2l_0)^2 + (\mu'' \cdot 2l_0)^2} \omega \quad (1.65)$$

Relația 1.64 caracterizează mecanismul de sesizare corespunzător sistemului din fig. 1.14.a, pentru anumite valori μ' și μ'' , deci pentru condiții de lucru (frecvență, câmp, temperatură, etc.) date. Se constată că modificarea întrefierului l_0 , ca urmare a deplasării stimulului, se repercutează în realitate asupra ambelor componente ale impedanței:

$$\underline{Z}(l_0) = \Re \underline{Z}(l_0) + j \cdot \Im \underline{Z}(l_0) \quad (1.66)$$

Generalizând problema și asimilând variabila l_0 cu distanța geometrică între stimul și SES, relația de mai sus sintetizează principiul de sesizare caracteristic tuturor SIN. Pe baza acestei expresii, rezultă schema echivalentă a SES al unui SIN, ilustrată în fig. 1.18, care modelează comportamentul sistemului prin reducerea fenomenelor de atenuare electromagnetică din zona activă a SIN la proprietățile electrice ale SES primar.

Pe de altă parte, relația 1.64 pune în evidență și influența condițiilor de lucru, în special a frecvenței, asupra componentelor reală și imaginară ale impedanței SES considerat. După cum se arată și în [FREF1], la frecvențe joase pierderile sistemului sunt constante iar unica mărime influențabilă este inductivitatea, comportament ce rezultă și din relația 1.64 în condiții limită:

$$\lim_{\mu'' \rightarrow 0} \underline{Z} = R_{\text{inf}} + j\omega L(l_0) \quad (1.67)$$

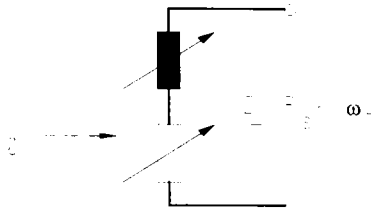


Fig. 1.18 Reprezentarea simbolică a SES aparținând unui SIN

reprezentate anterior prin rezistența R_m .

Efectul curenților turbionari, de o importanță secundară pentru sistemele descrise anterior, stă la baza sistemelor de curenți turbionari. În principiu, aceste sisteme se compun dintr-o bobină radiantă de câmp electromagnetic alimentată cu curenți de frecvență ridicată, bobină cu sau fără miez magnetic (fig. 1.19.a). În câmpul magnetic generat de bobină este plasat un obiect (de regulă stimulul) din material cu proprietăți conductoare, feromagnetic sau paramagnetic, astfel încât fața sa frontală se găsește la distanța d față de bobină.

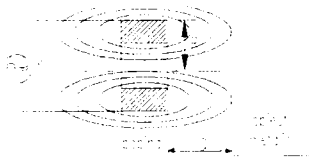


Fig. 1.19.a Reprezentarea schematică a unui SES de curenți turbionari



Fig. 1.19.b Schema echivalentă a SES de curenți turbionari

Liniile de câmp magnetic pătrund în obiectul metalic și suferă în interiorul acestuia o atenuare exponențială. Așa cum se arată în [FREF1, Secțiunea 3.2.1], după o adâncime a , depinzând de grosimea echivalentă a stratului conductor δ (rel. 1.37):

$$a = 5 \cdot \delta \quad (1.68)$$

intensitatea câmpului este neglijabilă, astfel încât se poate aprecia că fenomenele electromagnetice se desfășoară exclusiv în această zonă de pătrundere în obiect.

Simulările de câmp electromagnetic, efectuate în [FREF1, Secțiunea 3.2.3], au condus la concluzia că obiectul de detectat, având dimensiuni considerabil mai mari decât bobina, este „iradiat” în mod relevant numai într-o zonă ce poate fi redusă la o coroană circulară în jurul axei de simetrie. În mod corespunzător, intensitatea curenților turbionari în obiect are valori semnificative într-un domeniu, depinzând de diametrul bobinei. În vecinătatea axei de simetrie valorile sunt de asemenea extrem de reduse (fig. 1.19.a).

Conform acestor concluzii, obiectul masiv poate fi substituit printr-o placă sau un inel cu dimensiunile dictate de bobină, respectiv adâncimea de pătrundere a , care poate fi în continuare reprezentat din punct de vedere electric printr-o unică spiră a unei bobine fictive, funcționând în regim de scurtcircuit. În acest mod se ajunge la schema echivalentă din fig. 1.19.b, reprezentând bobina excitatoare cuplată magnetic cu obiectul de detectat, și descriind modul în care un obiect metalic învecinat unei bobine acționează asupra acesteia.

În prezentarea anterioară nu a fost necesară specificarea caracterului fero- sau paramagnetic al obiectului. Acest lucru constituie avantajul fundamental al utilizării sistemelor de curenți turbionari în sesizări de proximitate, deci lipsite de legătura mecanică între stimul și SEZ.

Curenții turbionari induși în stimul generează asemenea un câmp magnetic - câmpul magnetic secundar - care acționează împotriva câmpului magnetic primar, generat de bobină. Aceasta cauzează o acțiune inversă a stimulului asupra bobinei primare.

Intensitatea cuplajului dintre bobina aparținând SES și bobina fictivă, reprezentând în fig. 1.19.b stimulul de detectat, este exprimată de către factorul de cuplaj:

$$k = \frac{M}{(L \cdot \lambda)^{1/2}} \quad (1.69)$$

unde: M = inductanța mutuală între bobină și stimul;
 L, λ = inductivitățile reprezentate în fig. 1.19.b,

factor, care este o mărime pur geometrică, depinzând de parametrii geometrici ai sistemului.

Variația poziției stimulului față de bobină, deci a distanței d , duce la variația factorului de cuplaj, deci a reacțiunii asupra bobinei excitante. În final, aceasta se traduce prin modificarea impedanței SES constituit de bobină. Efectul este cu atât mai pronunțat cu cât este mai ridicată conductivitatea obiectului.

Expresia impedanței:

$$\underline{Z}(d) = R_s(d) + j\omega \cdot L(d) \quad (1.70)$$

este o particularizare a relației generale 1.66 și descrie principiul de funcționare al sistemelor de curenți turbionari.

Ca urmare a modificării distanței, caracterul predominant îl are variația pierderilor, deci componenta rezistivă a impedanței; modificarea relativă a inductivității este mult mai redusă. Din acest motiv, circuitele electronice de prelucrare ale SEZ, având ca SES un sistem de curenți turbionari, realizează, de regulă, o evaluare a factorului de calitate al SES:

$$Q_L = \text{def} \frac{1}{\delta_L} = \frac{1}{\text{arctg}(\Re \underline{Z} / \Im \underline{Z})} \approx \frac{\Im \underline{Z}}{\Re \underline{Z}} = \frac{\omega \cdot L(d)}{R_s(d)} \quad (1.71)$$

După cum se arată în [FREF2, Secțiunea 1.2], alte metode ca de exemplu evaluarea frecvenței de oscilație sau amortizării oscilațiilor, ca urmare a modificării componentei inductive, au o arie de răspândire cu mult mai redusă.

Având în vedere că unul din obiectivele tezei îl constituie analiza și modelarea detaliată a sistemelor de curenți turbionari, descrierea principală a funcționării acestei clase de SIN se oprește la acest nivel, urmând a fi aprofundată în capitolul următor.

Sistemele de curenți turbionari au o răspândire foarte largă, avantajele lor primare constând în posibilitatea sesizării deplasărilor sau poziției unor stimuli din material fero- sau

paramagnetic, fără a necesita o legătură rigidă cu aceștia. Avantajele derivate vor fi enumerate în cadrul prezentării detaliate a senzorilor inductivi de proximitate.

1.4.6 Aprecieri finale

În dorința unei prezentări cât mai complete a familiei senzorilor inductivi, se impune și enumerarea unor alte sisteme considerate în literatura de specialitate ca aparținând acestei familii ca: potențimetrul inductiv, microsinal, sincrodectorul, rezolverul, inductosinal [A3V, I1V, I3V, H4V]. Aceste sisteme aparținând, în același timp, domeniului mașinilor electrice speciale nu sunt relevante pentru obiectivele tezei de doctorat; din acest motiv autorul se rezumă la citarea lor, fără a face o prezentare a principiilor de funcționare, similar ca pentru SIN descriși anterior.

Rezumând prezentările făcute în *Secțiunile 1.4.1 la 1.4.5*, autorul propune în încheierea acestui paragraf o clasificare finală, de principiu și aplicativă a claselor importante de SIN, sistematizare conținută în tabela 1.1. La baza ei stau considerentele expuse anterior, referitoare la conceptul de SEZ activ, respectiv pasiv, - enunțat de [A3V] și îmbrățișat și de autor - respectiv relația mecanică între SEZ și stimulul de sesizat.

Tabela 1.1

Familia SIN							
C a t e g.	C l a s a	G r u p a	Tipul		Rel. mecanică		
			Activ	Pasiv	Rigidă	De proximitate	
I		<i>SIN pe principiul influențării materialului</i>					
	I.1	SIN magnetoelastici		x	x		
II		<i>SIN pe principiul influențării geometriei</i>					
	II.1	SIN electrodinamici		x		x	
	II.2	SIN cu circuit magnetic închis			x	(x)	
	II.3	SIN cu circuit magnetic deschis					
		a) Sisteme cu miez mobil			x	x	
		b) Transformatorul diferențial		x		x	
	II.4	SIN bazate pe curenți turbionari			x	(x)	
						x	

(x) = nereprezentativ

Așa după cum rezultă din clasificarea din *Secțiunea 1.2*, senzorii inductivi SIN se regăsesc în cadrul clasei senzorilor destinați mărimilor geometrice - reprezentați fiind prin senzorii inductivi de deplasare SID -, respectiv în marea clasă a senzorilor de proximitate - reprezentați prin senzorii inductivi de proximitate SIP.

Funcția de măsurare a poziției este una din sarcinile fundamentale ale tehnicii industriale. Prin efectuarea acestei funcții se pot determina mărimi ca: deplasare liniară sau unghiulară, viteză liniară sau unghiulară, etc. și se pot rezolva sarcini ca: numărare, identificare, orientare, protecție împotriva coliziunii, etc.

Funcțiile mai sus amintite se pot realiza, evident, utilizând și alte efecte (de exemplu optic, magnetic, ultrasonic, etc.). Există însă anumite domenii de aplicație în care utilizarea SIN este imperioasă, dacă nu chiar unica soluție de sesizare. Fără a intra în detalii, se impune a sublinia că sesizarea precisă a deplasărilor reduse în domeniul $1 \div 100$ mm a obiectelor metalice, indiferent de material, culoare, calitatea suprafeței, etc., este sarcina aproape exclusivă a SIN. Senzorii optici sau cu ultrasunete sunt, de regulă, neutilizabili, în primul rând datorită „zonei moarte” ce îi caracterizează.

Studiul literaturii de specialitate, orientată pe utilizarea SEZ de diverse tipuri, conduce la concluzia finală conform căreia domeniul adecvat de utilizare al SIN îl constituie măsurarea deplasărilor și a pozițiilor cu un consum minim de energie.

Pe de altă parte, se impune a sublinia sensibilitatea accentuată pe care aceste sisteme o au, prin natura lor, față de câmpuri electromagnetice parazite, de temperatură, etc., deci față de condițiile inevitabile de mediu înconjurător. Din acest motiv, elaborarea, dezvoltarea și realizarea SIN ridică probleme complexe; metode de rezolvare, cel puțin parțială, a acestora constituie obiectivul de ansamblu al prezentei teze de doctorat.

1.5 SENZORI INDUCTIVI DE PROXIMITATE

Senzorii de proximitate sunt caracterizați prin absența contactului mecanic între ei și stimulul de sesizat. Interacțiunea între aceștia se stabilește prin intermediul unui câmp de diverse naturi. Pentru senzorii inductivi de proximitate el este:

- un câmp de inducție magnetică, în cazul SEZ cu variația reluctanței (vezi *Secțiunea 1.4.2*);
- un câmp electromagnetic, în cazul SEZ de curenți turbionari (vezi *Secțiunea 1.4.5*).

Avantajele specifice ale SEZ de proximitate, consecințe ale absenței contactului mecanic cu stimulul sunt:

- bandă de trecere foarte largă, deci posibilitatea sesizării fenomenelor cu frecvențe relativ ridicate;
- o finețe remarcabilă, datorită forțelor foarte slabe exercitate de către SEZ asupra stimulului;
- fiabilitate ridicată, datorită lipsei pieselor în mișcare, susceptibile la uzură și jocuri mecanice;
- izolare galvanică între SEZ și stimul.

Inconveniente principale ale acestor sisteme sunt:

- domenii de măsură relativ reduse;
- o funcționare în general neliniară;
- dependența răspunsului față de dimensiunile și materialul stimulului, cât și față de condițiile de expunere, de unde necesitatea etalonării în condiții precizate și reproducibile.

Senzorii de proximitate sunt utilizați atât în mod analogic, ca SEZA, cât și în mod digital, ca SEZD, ultimii cunoscuți și sub denumirile de detector sau comutator de proximitate.

Senzorii de proximitate au apărut în urmă cu circa 25 de ani. Cei mai reprezentativi dintre aceștia sunt senzorii inductivi de proximitate SIP, senzorii capacitivi de proximitate SCP și senzorii optici de proximitate SOP; dezvoltarea și perfecționarea acestora constituind în permanență un vast domeniu de cercetare. Conform unor statistici de firmă, raportul de forțe între SIP și SCP, referitor la volumul de producție și aria de utilizare, este de cel puțin 20:1 în favoarea SIP; se poate astfel afirma cu certitudine că SIP este un element dominant în cadrul clasei senzorilor de proximitate. Deși este un element aparent simplu, SIP este utilizat cu deosebit succes în aplicații compacte, robuste și avantajoase din punct de vedere economic, pentru rezolvarea unei palete nelimitate de sarcini de conducere automatizată.

Evoluția senzorilor de proximitate și ponderea senzorilor inductivi de proximitate în cadrul acestora rezultă și din statisticile reprezentate în fig. 1.20.

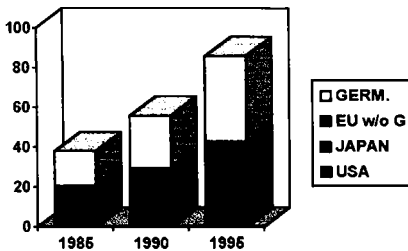
SENZORI DE PROXIMITATE

Valori TAM mondiale (bucăți)

1985	1990	1995
38 mil.	56 mil.	86 mil.

	1985	1990	1995
USA	3	4	6
JAP	11,5	17	25
EU	6	8,5	12
GERM	17,5	26,5	43

TAM: Total Available Market



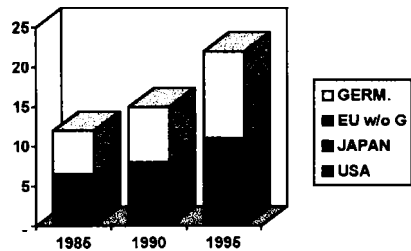
SENZORI DE PROXIMITATE INDUCTIVI

Valori SAM mondiale (bucăți)

1985	1990	1995
12 mil.	15 mil.	22 mil.

	1985	1990	1995
USA	1	1,2	1,5
JAP	3,5	4,5	6,5
EU.	2	2,3	3
GERM	5,5	7	11

SAM: Served Available Market



Surse: Market Intelligence Research; Dempa Digest

Fig. 1.20 Volumul de producție pentru senzori de proximitate, respectiv pentru senzori inductivi de proximitate

1.5.1 Definiția senzorilor inductivi de proximitate

Senzorii de proximitate sunt sisteme supuse unei standardizări foarte riguroase, care reglementează toate aspectele practice legate de aceștia, începând cu definirea noțiunilor caracteristice, forme constructive, parametrii și continuând până la metode de măsură și testare, instalare, etc.

În acceptul acestor standarde, senzorii de proximitate digitali (*proximity-sensor*, *-switch*) sunt sisteme de detectare a prezenței obiectelor (metalice și/sau nemetalice); ele constituie o unitate de sine stătătoare, conțin elemente semiconductoare, tensiunea lor de alimentare nu depășește 300 V c.c., respectiv 250 V - 50/60 Hz, și sunt activate de către obiectul în mișcare, fără a exista un contact mecanic cu acesta (*contactless*). Această familie cuprinde: SIP, SCP, SUP și SOP [I3S, I5S]. Se menționează în mod explicit faptul că aceste standarde nu sunt valabile pentru senzorii de proximitate cu ieșiri analogice. Pentru senzorii de proximitate analogici nu există încă un standard unic. Caracteristicile generale ale acestora, formele constructive, metodele de măsură și testare, procedeele de instalare, etc. sunt identice cu cele ale senzorilor de proximitate digitali. Aspectele particulare care rezidă din natura analogică a semnalului de ieșire, referitoare în special la mărimile electrice și curba de etalonare, sunt descrise de exemplu

în [D1S, K2A, H9A, *9A]. Parcurgând literatura dedicată, se constată însă un oarecare grad de flexibilitate în specificarea acestor parametrii.

Standardizarea senzorilor digitali cu contact mecanic cu obiectul de detectat, deci și a celor inductivi de alte tipuri decât SIP, și care generează de asemenea semnale de ieșire electrice, este reglementată în [I4S].

Restrângând domeniul la aria senzorilor inductivi de proximitate SIP, [I5S] definește aceștia ca fiind acei senzori de proximitate care produc un câmp electromagnetic într-o zonă activă și conțin cel puțin un element de comutație semiconductor.

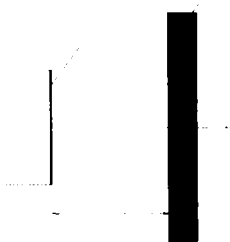


Fig. 1.21 *Senzor inductiv de proximitate SIP*

Fig. 1.21 reprezintă un SIP (1) presupunând o formă cilindrică a acestuia. Axa de referință (4) a sistemului este presupusă perpendiculară pe suprafața activă (2) a SIP și trecând prin centrul acesteia. Suprafața activă de sesizare (2) se definește ca fiind suprafața radiantă a câmpului electromagnetic. Obiectul de sesizat (3) este reprezentat în fig. 1.21 prin așa-numita placă standard, având dimensiuni și proprietăți feromagnetice stabilite și servind la efectuarea tuturor

măsurătorilor de etalonare, respectiv de distanță de comutare s_n , în cazul SIP digitali. Sensibilitatea se specifică diferit, funcție de modul de deplasare a plăcii standard în raport cu SIN:

- apropiere laterală (radială): placa defilează prin fața suprafeței active (2) într-un plan perpendicular pe axa (4) și situat la distanță constantă;
- apropiere axială: placa se apropie de suprafața activă (2) deplasându-se de-a lungul axei (4), centrul plăcii rămânând în permanență pe axă.

1.5.2 Tipologia senzorilor inductivi de proximitate

Clasificarea SIP se poate face după următoarele criterii de bază:

a) felul tensiunii de alimentare:

- a1) **SIP de curent continuu.** Se alimentează cu tensiune continuă, a cărei valoare maximă nu depășește 300 V;
- a2) **SIP de curent alternativ.** Se alimentează cu o tensiune alternativă, a cărei valoare efectivă maximă rămâne sub 250 V.

Specificarea exactă a domeniilor tensiunii de alimentare și a condițiilor de definire a acestora este conținută în [FREF1, Secțiunea 4.1].

- b) **funcția de comutare.** SIP digitali (DIP) prezintă, în principiu, două funcții de comutare. În practică se întâlnește și un al treilea tip, de aceea această clasificare cuprinde:

- b1) **SIP normal-deschis** (SEZ de închidere după [I5S]). La acest senzor se asigură închiderea prin el a curentului de sarcină, când obiectul este detectat; circulația curentului se întrerupe, când obiectul nu mai este sesizat.
- b2) **SIP normal-închis** (SEZ de deschidere după [I5S]). Este funcția logică inversă, care înseamnă circulație de curent prin SEZ pentru un obiect nesesizat, respectiv întreruperea curentului la detectarea obiectului.
- b3) **SIP cu ieșiri antivalente** (SEZ inversori după [I5S]). Conțin două ieșiri de semnal, având funcția normal-deschis, respectiv normal-închis.

Funcția preferată este normal-deschis (în proporție de ca. 90%). SEZ cu ieșiri antivalente este un tip modern, utilizat cu precădere în sistemele de conducere, pentru aplicații cu siguranță de funcționare ridicată. Prezența simultană în echipamentul de conducere a celor două semnale, permite o supraveghiere simplă și eficientă a sistemului, printr-o funcție de coincidență sau de antivalență.

c) **numărul terminalelor de conectare** (fig. 1.22):

- c1) **SIP cu trei terminale** (numai pentru SIP de c.c.). Reprezintă, din punct de vedere evolutiv, familia cea mai veche și cea mai răspândită de SIP. Sistemul conține două terminale de alimentare dedicate, semnalul de ieșire fiind disponibil la un al treilea terminal.
- c2) **SIP cu două terminale** (pentru SIP de c.c. sau c.a.). Este sistemul modern care se va impune cu certitudine în viitor, înlocuind treptat sistemele cu trei terminale.
- c3) **SIP cu patru terminale** (numai pentru SIP de c.c.). Este tipul caracteristic pentru SIP cu ieșiri antivalente. Alături de terminalele de alimentare, SEZ conține încă două borne la care sunt disponibile cele două semnale de ieșire complementare.

Varianta 3T cu trei terminale reprezintă, din punct de vedere funcțional, soluția cea mai avantajoasă: sistemul primește în permanență, indiferent de starea sa, o tensiune de alimentare U_b neschimbată. Pe de altă parte, consumul de curent I_0 al SEZ nu este restricționat, acest curent circulând de-a lungul liniilor de alimentare și nu prin circuitul de sarcină. În prima etapă de eliminare din sistemele de conducere a SEZ cu contact mecanic și de înlocuire a acestora cu SEZ fără contact mecanic, SEZ cu trei terminale au constituit unica posibilitate, raportată la nivelul de dezvoltare al electronicii din acea perioadă (numai componente electronice discrete, tensiuni de lucru reduse, consumuri de curent ridicate). În principiu, această variantă permite implementarea în electronica SEZ a unui stabilizator serie, astfel încât circuitele critice să fie alimentate cu o tensiune stabilizată, de o valoare relativ ridicată.

Variantele 2T cu două terminale se conectează în serie cu sarcina și cu sursa de alimentare. Dezavantajul principal al acestei variante este puternica dependență a condițiilor de alimentare, funcție de starea SEZ:

În starea inactivă, curentul consumat de către SEZ circulă prin sarcină. Pentru a nu genera informații eronate, acest curent rezidual I_r trebuie să aibă valori cât mai scăzute (conform standardelor: $\leq 1,5$ mA, tendințe actuale: ≤ 500 μ A), ceea ce presupune o dimensionare, referitoare la curenți, foarte economicoasă a electronicii DIP. Pe de altă parte, căderea de tensiune de-a lungul sarcinii, produsă de acest curent I_r , este neglijabilă, astfel încât aproape întreaga tensiune de alimentare U_b se regăsește la bornele DIP (valori competitive actuale: $U_b \leq 65$ V c.c.). Rezumând, se poate spune că, în starea inactivă, electronica DIP va fi alimentată cu o tensiune foarte ridicată și trebuie să consume un curent cât mai redus.

– În starea activă apare o situație inversă. Curentul rezidual I_r , presupus foarte redus, este acum o componentă insignifiantă a curentului de sarcină I_s care circulă prin DIP. În opoziție, tensiunea la bornele DIP trebuie să fie cât se poate de scăzută, pentru a asigura o cădere de tensiune suficientă la bornele sarcinii. Aceasta înseamnă, pentru electronica DIP, o tensiune de alimentare foarte scăzută (valori competitive: $U_d \leq 2,5 \text{ V}$) la un curent prin DIP, putând ajunge la valori ridicate ($I_s \leq 400 \text{ mA}$). Consumul de curent nu este critic în această stare.

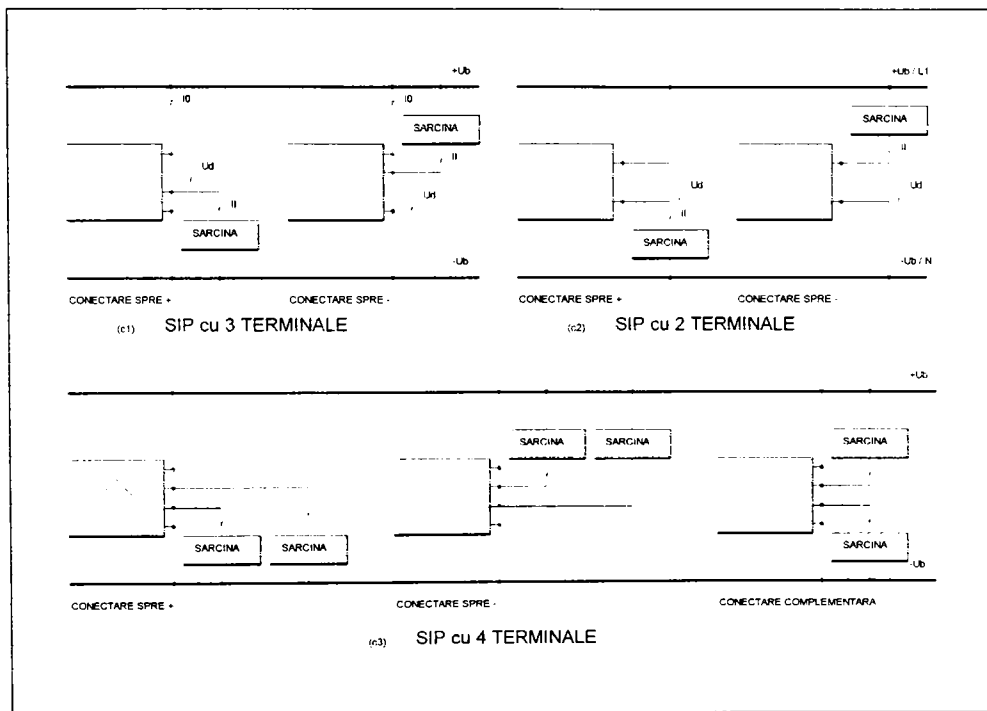


Fig. 1.22 Conectarea SIP la rețeaua de alimentare, respectiv sarcină

SIP cu două terminale de curent continuu se subclasifică în continuare în două subgrupe:

c2.1) SIP-2T nepolarizate. Prezintă o funcționare corectă, indiferent de polaritatea tensiunii U_b de alimentare.

c2.2) SIP-2T polarizate. Au o funcționare corectă numai pentru o anumită polaritate a tensiunii U_b . În cazul alimentării inversate, aceste sisteme devin lipsite de funcționare, pot rămâne însă timp nelimitat în acest regim, fără a fi deteriorate. Funcționarea este reversibilă: realimentarea corectă duce la reluarea imediată a activității normale.

Concluzionând, se poate afirma că SIP cu două terminale ridică probleme dificile de elaborare a circuitelor electronice, acestea trebuind să lucreze cu performanțe neschimbate pentru tensiuni de alimentare, variind în domenii extrem de largi și trebuind să aibe consumuri de curent foarte reduse. De asemenea, nu sunt de neglijat puterea disipată și efectele termice rezultante, de câteva ori mai ridicate în comparație cu variantele 3T.

Cu toate acestea, variantele 2T sunt soluția viitorului, asigurând economii deosebite în instalarea și exploatarea SIP. Statistici de firmă prezintă, pentru un SIP standard (preț ca. 20 DM), prețuri medii de instalare între $80 \div 100$ DM, acestea fiind direct proporționale cu numărul de terminale.

Un alt avantaj îl constituie posibilitatea utilizării acestora direct în rețele de c.a., mergând până la $U_d = 250 V_{ef.}$, sau în rețele mixte de c.c. sau c.a.

Aspectele particulare legate de tipul 2T, privind condițiile specifice de funcționare și testare, sunt descrise detaliat în [D2S, D3S, D4S] pentru varianta de c.a., respectiv în [D5S] pentru varianta de c.c.

d) **polaritatea de conectare a sarcinii, prin intermediul SEZ**, este un criteriu care definește două tipuri de SIP (fig. 1.22):

- d1) **SIP cu conectare spre „+”**. Sarcina este în permanență legată la șina $-U_b$ și va fi conectată spre linia $+U_b$ prin intermediul SEZ activ.
- d2) **SIP cu conectare spre „-”**. Sarcina este în permanență legată la șina $+U_b$ și va fi conectată spre linia $-U_b$ prin intermediul SEZ activ.

Senzorii 4T cunosc diverse variante, rezultate din combinații binare între funcția de comutare și polaritatea de conectare a sarcinii.

e) **forma constructivă** este un criteriu aparent nesemnificativ. În realitate, aceasta are, prin carcasa metalică a SEZ, o influență capitală asupra parametrilor SIP. Din acest motiv, formele constructive sunt de asemenea supuse aceleiași standardizări riguroase [FREF1, fig. 2.4]:

- e1 **forma IA**: carcasă cilindrică metalică sau nemetalică, filetată M 8,12,18 sau 30mm;
- e2 **forma IB**: carcasă cilindrică metalică sau nemetalică, nefiletată cu diametru $D = 4$ mm sau $D = 6,5$ mm;
- e3 **forma IC**: carcasă nemetalică de formă paralelipipedică, cu secțiune transversală pătratică între 26×20 și 40×40 mm. Este așa numita formă UNISENZOR, la care suprafața activă poate fi orientată în cele 3 direcții carteziene (3 sau 5 poziții);
- e4 **forma ID**: carcasă nemetalică de formă paralelipipedică plată, cu secțiune transversală dreptunghiulară: 50×40 mm sau 80×40 mm. Este cunoscută și sub denumirea MAXISENZOR; suprafața sa activă este neorientabilă.

Alături de aceste forme tipizate există evident și structuri aparte, elaborate pentru diverse aplicații speciale, aria lor de răspândire fiind mult mai redusă.

f) Un ultim criteriu important de clasificare se referă la **condițiile de montare** ale SIP într-un bloc metalic:

- f1) **SIP pentru montare monolitică** pot fi înglobați până la nivelul suprafeței active în materiale cu proprietăți amortizante, fără ca prin aceasta mărimile caracteristice ale SIP să fie modificate. În acest mod, influența între SEZ învecinați este redusă iar suprafața activă, sensibilă este bine protejată din punct de vedere mecanic.

- f2) **SIP pentru montare cu zonă liberă** necesită la amplasare o anumită zonă în jurul suprafeței active, liberă de materiale atenuante, astfel încât să se mențină nealterate mărimile lor caracteristice. Avantajul lor rezidă în sensibilitatea mai ridicată, care îi caracterizează.

Evident că SIP pentru montare monobloc sunt întotdeauna prevăzuți cu carcasă metalică, aceasta realizând o atenuare prealabilă a sistemului electromagnetic al SIP, astfel încât prezența ulterioară a unui material atenuant nu mai poate influența sistemul electromagnetic.

Conform standardelor, extinderea zonei libere în jurul unui SIP destinat montării cu zonă liberă trebuie să măsoare în orice direcție cel puțin trei diametre ale carcasi acestuia (fig. 1.23).

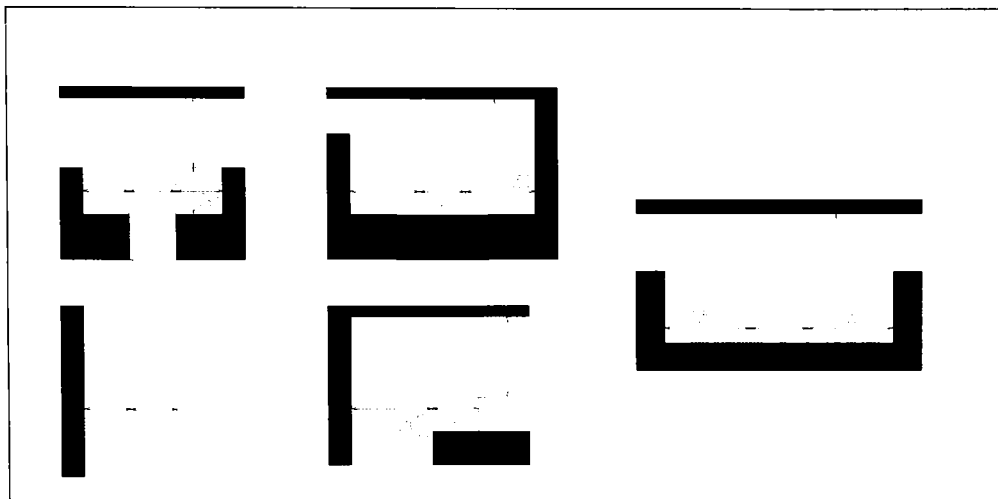


Fig. 1.23 Condiții de amplasare a SIP pentru montare cu zonă liberă

Dimensiunile esențiale și condițiile de amplasare permise pentru diversele forme constructive standardizate sunt prezentate în tabela 1.2.

Alături de aceste clasificări conform unor criterii generale, se întâlnesc și clasificări de o importanță secundară, rezultate prin limitarea sau specificarea exactă a unor mărimi caracteristice, ca de exemplu viteza de comutare (cu viteză ridicată / scăzută), imunitatea la câmpuri magnetice intense, produse de exemplu de către roboții de sudură (cu sau fără imunitate), funcții de protecție diverse (cu sau fără aceasta), însușiri selective pentru diversele metale, etc.

Toate aceste particularități sunt prezentate în [FREF1, *Capitolul 4*] cu ocazia definirii acestor caracteristici.

Volumul restrâns alocat acestui prim capitol, destinat conturării domeniului de aplicație al contribuțiilor tezei de doctorat, nu permite detalierea în continuare a aspectelor tehnice concrete, legate de caracteristicile și performanțele actuale ale SIN, compatibilitatea electromagnetică, respectiv direcții și tendințe actuale ale perfecționării tehnologice a SEZ inductivi. Aceste probleme au fost descrise în detaliu de către autor în cadrul primului referat de doctorat, *Capitolele 4 până la 6*.

Tabela 1.2

Forma constructivă	Dimensiuni de referință	Lungime [mm]	Montare monobloc	Montare cu zonă liberă	Observații
IA	M8 x 1	40 ÷ 60	da	da	lungimea admisă a porțiunii nemetalice a carcasei, în vecinătatea bobinei, la variantele cu zonă liberă: $L \leq 3 s_n$
	M12 x 1	40 ÷ 80	da	da	
	M18 x 1	50 ÷ 100	da	da	
	M30 x 1	50 ÷ 100	da	da	
IB	D = 4 mm	25 ÷ 50	da	-	
	D = 6 mm	40 ÷ 60	da	-	
IC	26 x 26 mm	≤ 95 mm	da	-	diametrul zonei active:
	30 x 30 mm	≤ 95 mm	da	da	26 mm
	35 x 35 mm	≤ 100 mm	-	da	30 mm
	40 x 40 mm	≤ 120 mm	da	da	35 mm
ID	40 x 50 mm	120 mm	-	da	40 mm
	40 x 80 mm	135 mm	-	da	65 mm

1.5.3 Schemele bloc și de principiu ale senzorilor inductivi de proximitate

Prezenta secțiune are ca obiectiv prezentarea generală a structurii electronice și a modului de prelucrare a informației în senzorii inductivi de proximitate. Ea inaugurează descrierea „structurii intime” a SIP, efectuând o particularizare a schemei bloc generale, comune tuturor SEZ industriali (fig. 1.7), la specificul SIP. Din schema bloc amintită derivă două scheme bloc, dacă se face în același timp diferențierea esențială între SIP digitali (SIPD), respectiv SIP analogici (SIPA) (Secțiunea 1.2).

Elementul primar de sesizare din fig. 1.7 este constituit, în cazul SIP, de către SES, care constă dintr-o combinație electrică și geometrică adecvată de una sau mai multe bobine cu circuit magnetic deschis.

SES constituie, în esență, interfața între senzor și mediu și oferă o informație primară, a cărei evaluare și prelucrare ulterioară, prin metode electronice, a fost parțial abordată în [FREF2] și constituie un al doilea obiectiv fundamental al prezentei teze.

Alături de satisfacerea acestei funcții de bază, electronica SIP trebuie să asigure și alte deziderate legate de îndeplinirea parametrilor electrici, realizarea funcțiilor de protecție, asigurarea imunității la perturbații, etc. Analiza comparativă a precedeele consacrate acestui scop și prezentarea unor soluții originale de rezolvare a acestor cerințe este, de asemenea, un obiectiv al tezei de doctorat.

Informația primară, referitoare la situația în zona activă de sesizare a SIP, va fi convertită într-o mărime electrică, care este în continuare interpretată în electronica de evaluare. În acest moment se produce diferențierea certă între SIP digitali și cei analogici.

În cazul **SIP digitali** (fig. 1.24.a), o mărime a semnalului de ieșire (amplitudine, frecvență, durată, etc.) al circuitului de conversie C_CONV este comparată, în circuitul de evaluare C_EVAL, cu o mărime de referință M_REFR prestabilită. În principiu, M_REFR definește, în cazul SIPD, o anumită distanță de sesizare d (fig. 1.21), de cele mai multe ori aceasta fiind distanța de comutare nominală s_n [FREF1, Secțiunea 4.2.1]. Corespondența între M_REFR și s_n este o problemă specifică soluției electronice utilizate în C_EVAL; descrierea ei precum și a modului de

prestabilire a mărimii de referință (aliniera SIP) este o problemă deosebit de complexă și va fi analizată în continuare, în cadrul tezei.

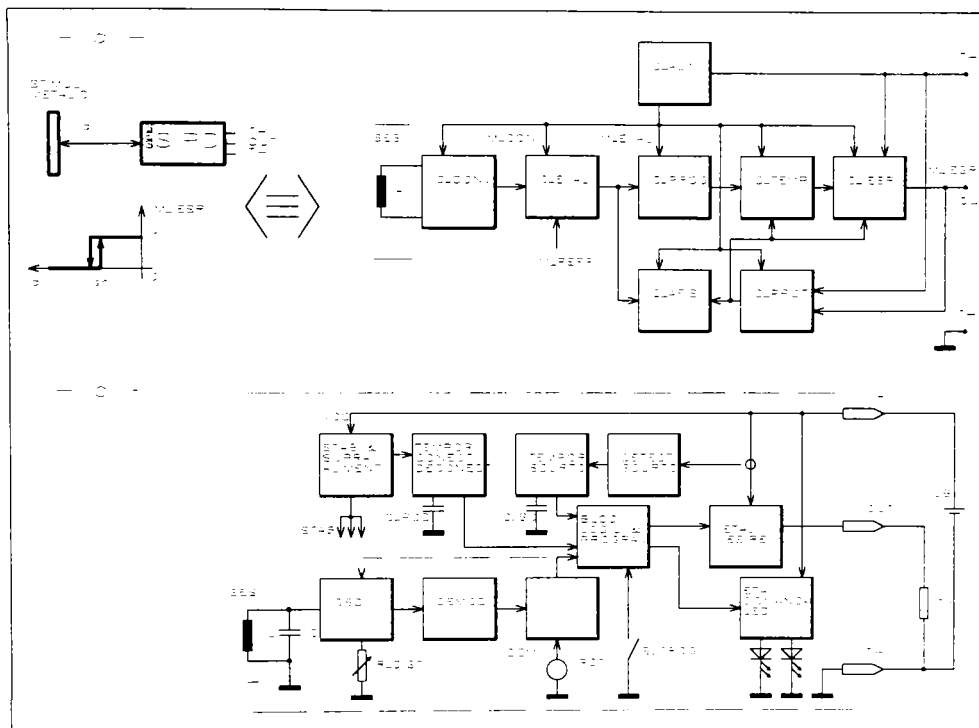


Fig. 1.24 Schemele bloc și de principiu ale SIPD

Corespunzător inegalității între mărimea convertită M_{CONV} și mărimea de referință M_{REFR} , C_{EVAL} livrează la ieșirea sa un semnal binar M_{EVAL} , de o anumită valoare. În cazul în care are loc o modificare a distanței d dintre SES și obiectul de sesizat, cu trecere prin punctul s_n (reducere sau creștere a lui d), semnalul M_{CONV} va depăși valoarea de referință M_{REFR} (în unul din sensuri), ceea ce va provoca o comutare a semnalului digital M_{EVAL} .

În principiu, mecanismul prezentat anterior descrie un SIPD elementar. Restul circuitelor existente în fig. 1.24.a efectuează o prelucrare ulterioară a semnalului digital M_{EVAL} , în scopul asigurării celorlalte funcții specifice ale unui SIPD. Cu ajutorul circuitului de programare C_{PROG} se asigură programarea de bază a SIPD (funcția de comutare, respectiv alte configurări), iar cu ajutorul circuitelor de temporizare C_{TEMP} se realizează diverse inhibări și temporizări, printre care cele mai importante sunt timpul de răspuns t_r , timpul de întârziere la conectare t_v , timpii t_{sCON} și t_{sCOFF} de întârziere, respectiv de deconectare în regim de scurtcircuit, etc. [FREF1, Secțiunile 4.3.1 și 4.4.1].

În final, semnalul digital este aplicat la intrarea etajului de ieșire C_{IJESR} , care realizează conversia acestuia și asigură un semnal de ieșire M_{IESR} , având parametrii electrici specificați în [FREF1, Secțiunea 4.1]. Diversele funcții de protecție, enumerate în [FREF1, Secțiunea 4.4] sunt realizate de către elemente suplimentare, reunite, în fig. 1.24.a, în cadrul circuitelor de protecție C_{PROT} . Funcții de indicare optică a stării SIPD, a regimului de funcționare, a regimului

de atenuare de către obiectul de sesizat, etc. sunt asigurate de către circuitele reprezentate global prin blocul de afișare C_AFIȘ.

Schema bloc de principiu din fig. 1.24.b este o detaliere a schemei bloc generale din fig. 1.24.a și corespunde unei particularizări a acesteia pentru SIPD cei mai frecvent întâlniți, funcționând pe baza evaluării factorului de calitate al SES.

Circuitul de conversie C_CONV este constituit în acest caz din oscilatorul OSC, urmat de demodulatorul DEMOD. În paralel cu bobina L, aparținând SES elementar, este conectat un condensator C. Circuitul oscilant paralel LC, astfel rezultat, este menținut în regim rezonant permanent cu ajutorul electronicii aparținând circuitului oscilator OSC; amplitudinea oscilațiilor este fixată prin valoarea rezistenței R_DIST, iar frecvența de oscilație este aleasă în conformitate cu cele expuse în Secțiunea 2.1.1. Curentul de circulație de înaltă frecvență între componentele L și C generează un câmp electromagnetic în zona activă din fața SES. În momentul pătrunderii unui obiect metalic în această zonă are loc o modificare a impedanței circuitului rezonant LC. Curenții turbionari induși în obiect produc un câmp magnetic secundar, care atenuază câmpul magnetic primar, ducând în final la reducerea factorului de calitate Q_L al bobinei și, deci, al circuitului oscilant LC. Efectul pregnant, care rezultă în această stare parțial atenuată a SES și care va fi utilizat, este scăderea amplitudinii oscilațiilor de înaltă frecvență la bornele circuitului LC.

Circuitul de evaluare C_EVAL din fig. 1.24.a este reprezentat în fig. 1.24.b de către demodulatorul DEMOD și comparatorul COMP (de exemplu trigger Schmitt). Oscilațiile de înaltă frecvență furnizate de OSC vor fi demodulate de către DEMOD, iar valoarea continuă V_{DEM} rezultată, va fi în permanență comparată cu mărimea de referință (în acest exemplu: tensiunea de prag V_{REF}). Pe măsura micșorării distanței d are loc o reducere continuă a lui V_{DEM} , astfel încât în punctul de comutare s_n aceasta scade sub valoarea de prag, ceea ce duce la bascularea lui COMP.

Modificarea ieșirii comparatorului este înregistrată de logica de programare și comandă a SIPD. Presupunând că starea deschisă a comutatorului simbolic de programare S_PROG corespunde unei funcții de comutare de tipul normal-deschis și considerând existența unor condiții corecte de funcționare, ieșirea blocului de comandă va determina activarea etajului de ieșire. Schema bloc din fig. 1.24.b exemplifică un SIPD cu trei terminale, respectiv cu comutare spre + (Secțiunea 1.5.2). În consecință, activarea etajului de ieșire se traduce prin stabilirea unei căi de conducție de curent pe traseul: +T → ETAJ IEȘIRE → OUT (de exemplu saturarea unui tranzistor conectat între punctele +T și OUT).

La îndepărtarea stimulului față de suprafața activă a SES, în momentul îndeplinirii inegalității $d > s_n$, are loc un proces invers, care duce în cele din urmă la blocarea elementului final de comutare, deci la întreruperea circulației curentului prin SIPD și prin aceasta la deconectarea sarcinii R_L de la sursa de alimentare U_B .

Conceptul de SIPD exclude posibilitatea utilizării unei comutări prin contact electromecanic a curentului de sarcină (Secțiunea 1.5.1). Elementele semiconductoare de comutare conferă SIPD o durată de folosință practic nelimitată, pentru comutări rapide în număr nelimitat și lipsite de vibrații. Dezavantajele utilizării elementelor electronice de comutare, ca de exemplu existența unui curent rezidual de scurgere în starea blocată, cădere de tensiune în starea conductoare, sensibilitate față de supratensiuni și supracurenți, pot fi în general tolerate; îmbunătățirea acestora este o direcție permanentă de perfecționare a SIPD.

Obținerea histerezisului electric, având drept scop reducerea timpilor de comutare, precum și a histerezisului relativ la poziția stimulului, care imunizează ieșirea SIP față de acțiunea perturbatoare a vibrațiilor, asigurând astfel stabilitatea comutării, nu sunt detaliate în această primă prezentare introductivă. Metoda cea mai elegantă constă, din punct de vedere informațional, în condiționarea oscilatorului de starea SIPD, condiționare marcată principal în fig. 1.24.b prin linie întreruptă. Problema va fi analizată în detaliu pe parcursul lucrării.

Circuitul C_PROT include în fig. 1.24.b etajele detector și temporizator în regim de scurtcircuit. Această variantă materializează o protecție la scurtcircuit de tipul astabil [FREF1, Secțiunea 4.4.1], la care timpii de comutare sunt stabiliți prin capacitatea C_SC. Structura exemplificativă a SIPD nu cuprinde alte tipuri uzuale de protecție, ca de exemplu la supratensiuni, la inversarea polarității tensiunii de alimentare, etc.

O a doua funcție de temporizare aparținând lui C_TEMP este asigurată, în fig. 1.24.b, de către circuitul de temporizare la conectare-deconectare. Întârzierea la conectare, definită prin timpul de întârziere t_v , și necesară pentru a preveni apariția impulsurilor de comutare false pe durata stabilirii regimului staționar în SIPD, precum și o anumită întârziere la deconectare, care oferă posibilitatea imunizării SIPD pentru întreruperi accidentale, scurte ale alimentării, pot fi ajustate cu un element aparte C_POD.

Modul de obținere a energiei auxiliare, necesare pentru a asigura funcționarea neîntreruptă a SIP și independentă de starea acestuia, urmează în principiu două căi, depinzând de tipul SIP.

La variantele 3T (deci și pentru reprezentările din fig. 1.24.a și fig. 1.24.b) sau 4T, energia de alimentare este furnizată SIP prin intermediul conexiunii suplimentare +T. În acest mod, alimentarea este independentă de starea SIP și nu influențează circuitul de sarcină.

În tehnica 2T se încearcă transpunerea la SIP a avantajelor comutatoarelor mecanici: cablare simplă și absența unei surse suplimentare pentru punerea la dispoziție a energiei de funcționare. Pentru alimentare se utilizează o stare de fapt, ce nu poate fi preîntâmpinată la înlocuirea comutatoarelor mecanici prin SIP: condițiile ideale, oferite de contactele mecanice - curent nul în starea deschisă, respectiv cădere de tensiune nulă în starea închisă -, nu pot fi atinse de către SIP conținând elemente semiconductoare; curenții reziduali în stare blocată, respectiv căderea de tensiune în starea conductoare pot fi reduse dar nu eliminate.

Utilizarea unor tehnici și componente specifice face posibilă alimentarea cu energie redusă, dar suficientă, a întregii electronici a SIP, printr-o mărime nesemnificativă și acceptabilă a curentului rezidual I_r în starea inactivă, respectiv a căderii de tensiune U_d în starea activă, evident respectând granițele indicate în Secțiunea 1.5.2.

Circuitele de afișare C_AFIȘ din fig. 1.24.a sunt reprezentate în fig. 1.24.b de către un etaj de comandă, conținând eventual surse de curent comandate, pentru alimentarea a două diode fotoemitive cu rol de indicare optică a stării SIPD, respectiv a condițiilor de alimentare.

Schema bloc a unui SIP analogic industrial (fig. 1.25.a) are multe similitudini cu cea a unui SIPD. Diferența este impusă numai de necesitatea de a furniza la ieșire, în locul semnalului digital atribuit distanței de comutare s_n , un semnal analogic, aflat într-o anumită relație de proporționalitate cu distanța d , între SES și stimul. Similitudinea rezidă din ponderea mare a circuitelor de supraveghiere și protecție în cadrul unui SIP industrial. Într-o apreciere realistă, se poate considera că prelucrarea propriu-zisă a semnalului ocupă un volum de ca. 30%, în timp ce restul de 70% revine funcțiilor de supraveghiere și control [*9A].

Circuitul de conversie C_CONV poate avea o funcționare și o structură asemănătoare sau identică celui din fig. 1.24.a. În cazul în care circuitul de conversie asigură o dependență univocă și, pe cât posibil, liniară între mărimea sa de ieșire și distanța d dintre suprafața activă a SES și stimulul metalic, pentru toate distanțele aparținând domeniului de lucru, se poate face o sesizare a distanței efective, utilizând ca informație primară mărimea M_{CONV} . Avantajele efectuării acestei măsurători cu ajutorul SIP sunt prezentate în Secțiunea 1.5.4. Mărimea convertită M_{CONV} este supusă unor prelucrări analogice inițiale (dectecție, filtrare, etc.) în circuitele reunite în blocul C_PREL. Semnalul primar de curent continuu rezultat, poate fi supus unor prelucrări ulterioare (compensare, liniarizare, etc.), având ca scop liniarizarea și compensarea caracteristicii de transfer precum și definirea exactă a acesteia (înclinație, valori limită, etc.), operații ce se consideră a fi efectuate în cadrul blocului C_LINR.

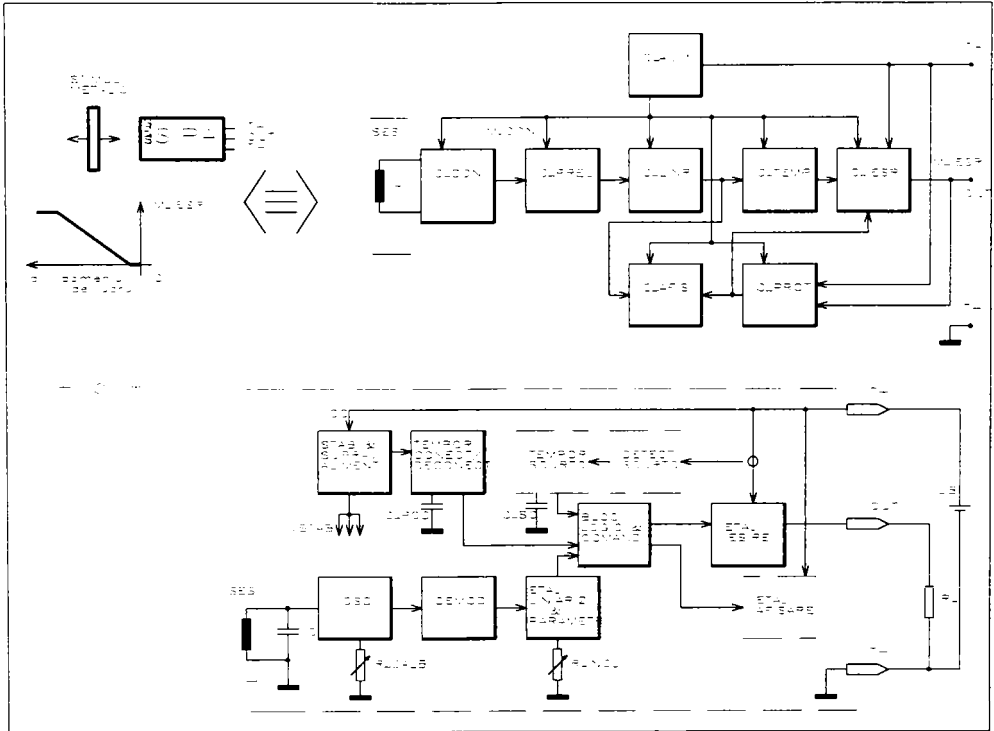


Fig. 1.25 Schemele bloc și de principiu ale SIPA

Etajul de ieșire $C_IEȘR$ este, în esență, un generator comandat de curent sau tensiune. El efectuează conversia energetică finală și asigură la ieșirea OUT o mărime de ieșire $M_IEȘR$, având o caracteristică definită, în general standard, liniară și stabilă în întreg domeniul de lucru, ceea ce conferă o reproductibilitate ridicată a sistemului. Cele mai răspândite semnale standard de ieșire sunt tensiuni continue ($0 \div 10\text{ V}$), respectiv curenți continui ($0 \div 20\text{ mA}$ sau $4 \div 20\text{ mA}$). Conversia tensiune - semnal standard poate fi realizată de către numeroasele circuite specializate, disponibile sub formă integrată sau ca unități integrabile în circuitele ASIC: XTR103,104 [B7V], AD693,694 [A5C], AM400÷432 [A6C], etc.

Celelalte circuite, prezente în fig. 1.25.a, îndeplinesc funcții similare celor expuse la descrierea schemei bloc din fig. 1.24.a.

Rămânând la principiul evaluării modificării amplitudinii oscilațiilor, schema bloc generală din fig. 1.25.a se poate particulariza în forma prezentată în fig. 1.25.b. Această exemplificare corespunde unui SIP cu ieșire analogică de curent, funcționând pe baza evaluării factorului de calitate al SES.

Oscilațiile permanente sunt întreținute de către etajul oscilator OSC . Referitor la circuitul oscilator, se impune următoarea precizare, care duce la o primă clasificare a oscilatoarelor utilizate în SIP.

Circuitele oscilante utilizate în SIPD (fig. 1.24.b) pot aparține și generațiilor depășite, din punct de vedere funcțional, denumite impropriu în limbaj uzual *oscilatoare „digitale“*, oscilatoare care au o caracteristică de răspuns $v_c = f(d)$ abruptă și puternic neliniară. Un exemplu tipic pentru această categorie îl constituie *oscilatorul cu stingere*, având caracteristica de răspuns ilustrată în fig. 1.26. Pentru distanțe $d > s_n$, circuitul oscilează cu amplitudinea maximă V_{1cm} . O aliniere

corectă, efectuată cu rezistența R_{DIST} , face posibilă reducerea amplitudinii în vecinătatea punctului de comutare s_n . Din păcate, caracteristica devine foarte abruptă, astfel încât, la scurt interval după depășirea pragului de comutare, condițiile de oscilație nu mai sunt satisfăcute, ceea ce duce la stingerea completă a acestora.

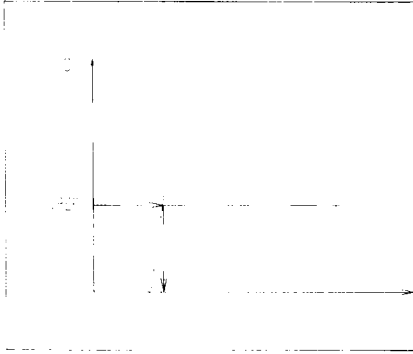


Fig. 1.26 Caracteristica oscilatorului cu stingere

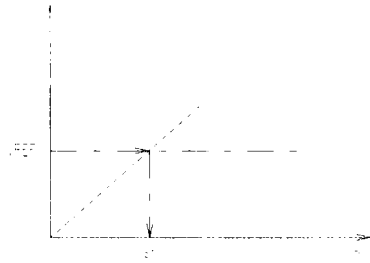


Fig. 1.27 Caracteristica oscilatorului liniar

Aceste oscilatoare sunt încă puternic controversate; unii autori le consideră deosebit de avantajoase, datorită simplității lor și a marginii de siguranță relativ ridicată. Autorul aparține categoriei, care consideră că multiplele dezavantaje ale oscilatoarelor „digitale” sunt dominante în raport cu avantajele menționate și conduc la o apreciere globală defavorabilă a acestor oscilatoare. Problema va fi detaliată în cadrul tezei; în orice caz aceste oscilatoare nu sunt utilizabile pentru SIPA.

Oscilatoarele liniare, întâlnite și sub denumirea de *oscilatoare „analogice”*, satisfac cerințele ridicate atât de SIPD, cât și de SIPA, oferind în paralel o serie de avantaje legate de sensibilitate și comportament dinamic, stabilitate și reproductibilitate. Reglarea adaptivă a reacției globale în oscilator, în corelație cu amplitudinea momentană, face posibilă obținerea unor caracteristici de răspuns aplatizate, liniare și controlabile, de forma celei reprezentate în fig. 1.27 [N1P, K5P, F3P, F5P].

Revenind la SIPA descris în fig. 1.25.b, semnalul sinusoidal furnizat de oscilatorul liniar OSC (R_{CALB} servește la calibrarea acestuia) este demodulat în DEMOD și aplicat etajului de liniarizare și parametrizare, care efectuează prelucrarea inițială a semnalului primar. Panta caracteristicii de transfer poate fi fixată, de exemplu, cu ajutorul rezistenței semireglabile R_{INCL} .

Prelucrarea finală a semnalului, în speță conversia în curent de ieșire, se efectuează în etajul de ieșire. În exemplul considerat, funcționarea în regim de generator de curent a etajului de ieșire face inutilă utilizarea unei protecții pulsante de scurtcircuit. Afișarea este de asemenea o facilitare rar întâlnită la SIPA industriali.

Funcția celorlalte blocuri a fost descrisă cu prilejul prezentării schemei bloc din fig. 1.24.b.

1.5.4 Aprecieri finale

SIP sunt elemente de neînlocuit în tehnica automatizării și prezintă următoarele avantaje, în comparație cu alți SEZ: efectuează o detectare a obiectelor fără contact, de aceea sunt lipsite de uzură și degradare mecanică, au frecvențe de comutare ridicate, putând servi pentru sesizări în procese rapide, se montează foarte ușor, sunt relativ ieftine și au o durată de viață ridicată.

În opoziție cu sistemele de reluctanță variabilă, care pot detecta prin proximitate numai obiecte feromagnetice [A3V], SIP de curenți turbionari sesizează toate materialele cu proprietăți electrice conductoare. Funcționarea sa este corectă, atât pentru materiale magnetizabile, cât și pentru toate metalele. Ca exemplu, SIP de curenți turbionari este capabil să detecteze și obiecte din grafit.

SIP se caracterizează printr-o sensibilitate ridicată și o stabilitate de durată a parametrilor. Dezavantajele lor caracteristice sunt legate de neliniaritate și dependența pronunțată de temperatură [B4A].

Datorită faptului că SIP produce un câmp electromagnetic alternativ, este posibilă recunoașterea obiectelor, indiferent dacă acestea se deplasează sau nu.

SIP recunoaște obiecte având o suprafață plată, în acestea putând lua naștere curenți turbionari relevanți. Elemente singulare, de dimensiuni reduse în raport cu suprafața activă a SIP sau neregularități ale suprafeței obiectului de sesizat nu vor fi detectate, decât în cazuri extreme, când numărul lor devine covârșitor. Aceasta conferă SIP o siguranță de funcționare ridicată pentru aplicații în procesele de prelucrare a metalelor.

Se poate considera, deci, că măsurarea distanței nu este o măsurătoare punctiformă, ea rezultând ca o integrare relativă la o anumită suprafață. SIP prezintă o funcționare corectă chiar și atunci când, ca urmare a unor prelucrări mecanice, particole metalice se depun pe suprafața activă a acestuia. Cantitatea acestora, la care funcționarea SIP este încă neperturbată, este un criteriu practic foarte important de apreciere a siguranței în funcționare.

Energia radiată de SIP are valori foarte scăzute (în domeniul $n \times \mu W$), ceea ce înseamnă că SIP nu produce radiații parazitare de ÎF, nu acționează prin forțe sau momente magnetice asupra obiectului de sesizat și nu produce încălziri locale în acesta. În concluzie, SIP este total lipsit de influență inversă asupra obiectului.

Energia consumată de SIP este de asemenea foarte redusă. În aplicații moderne se practică cu succes deplasarea în cadrul agregatului a unităților ce conțin SIP. Alimentarea SIP nu se mai face în mod convențional, prin liniile de alimentare ci prin inducție, pe canale dedicate [*10A, *11A, B2C].

Ansamblul SIP-stimul este plasat, de regulă, în aer; dispozitivul rămâne însă utilizabil și în medii fluide, dielectrice sau chiar parțial conductoare, dacă pierderile acestora sunt reduse la frecvența de lucru a SIP.

Tendința actuală în dezvoltarea SIP este de miniaturizare, de extindere a domeniilor de alimentare, temperatură, etc. a acestora, paralel cu mărirea distanței de sesizare, respectiv a sensibilității. Căile importante de atingere a acestor deziderate sunt:

- perfecționarea electronicii de evaluare;
- optimizarea sistemului electromagnetic de sesizare al SIP.

Autorul are contribuții deosebite în aceste direcții, unele dintre ele cu valoare de noutate mondială. Acestea sunt descrise detaliat pe parcursul capitolelor ce urmează.

1.6 CONCLUZII

La fel ca și în cazul familiei extinse a senzorilor industriali, sfera restrânsă a SIN se caracterizează printr-o vastă listă bibliografică, conținând literatură de specialitate de calitate, sub forma volumelor dedicate, manualelor didactice și de utilizare, monografiile, manuale de firmă, articole din diverse reviste de specialitate. Acestea prezintă detaliat, dar uneori și unilateral, diverse metode, principii de funcționare, construcția și utilizarea SIN, cu scopul de a oferi, de regulă utilizatorilor, informațiile necesare pentru corecta folosire a SIN. Se poate aprecia faptul că

literatura referitoare la SIN este orientată cu precădere spre aspectul aplicativ al problematicei SIN.

Cu privire la activitatea de concepție și perfecționare a SIN, autorul a remarcat existența unei largi diversități referitoare la nivelul de aprofundare și a unor lacune ale literaturii adecvate, constând în insuficiența sistematizare a materialului teoretic, tratarea uneori sumară a problematicei, lipsa parțială a informațiilor, etc. Această părere este împărtășită și de autorul volumului [L2V]. Afirmările acestuia referitoare la tehnica măsurărilor industriale, conform cărora „aceasta este și rămâne în mare măsură o tehnică empirică, iar, pentru a putea efectua o activitate experimentală cu caracter adevărat științific și orientat scopului, este necesară o înțelegere clară a efectelor și dependențelor” pot fi extrapolate și declarate obiective de atins și pentru literatura amintită.

În urma studiului efectuat în ultimii șase ani asupra unei vaste literaturi de specialitate publicate pe plan mondial, referitoare la SIN, autorul a făcut o selecție atentă a titlurilor cu adevărat relevante. Conform acestuia, lucrări de referință, din punct de vedere teoretic, pot fi considerate, între altele, volumele [G1V, G2V, H4V, H6V, A3V, L2V, I1V], în timp ce volumele [J1V, L1V, S2V, R2V, E2V, etc.] pot fi citate ca lucrări importante, având însă o tentă aplicativă pronunțată.

Prezenta teză de doctorat este o încercare de abordare multilaterală a domeniului SIN, începând cu sintetizarea informațiilor obținute de la multiplele surse oferite de literatura de specialitate, cu completarea lacunelor existente în analiza atentă și fundamentală a SIN și sfârșind cu prezentarea contribuțiilor originale ale autorului în perfecționarea și modernizarea acestor sisteme.

Obiectivul primordial al acestui capitol este ca, pomind de la definirea și prezentarea generală a SEZ destinați proceselor industriale, să localizeze în final domeniul SIP, sisteme ce constituie obiectul supus analizei și perfecționării amintite.

În *Secțiunea 1.1* autorul prezintă, fără dorința de a trezi animozități și de a declanșa dispute, în ultimă instanță de interpretare filologică, modul propriu de definire a conceptului de senzor. Se încearcă, de asemenea, aducerea la un numitor comun a celor două puncte de vedere principale, ce pot fi întâlnite în literatură, referitoare la această definire.

Secțiunea 1.2 restrânge aria generală a senzorilor la domeniul senzorilor destinați proceselor industriale. După o definire generală a lor (fig. 1.7), se prezintă o clasificare originală și atotcuprinzătoare, elaborată de autor, în urma selecției și sintezei unui vast material bibliografic. Criteriile propuse de autor sunt:

- caracterul continuu, respectiv discontinuu al funcției de transfer a SEZ;
- natura mărimii neelectrice de intrare, ce va fi sesizată;
- principiul de funcționare, de prelucrare a informației.

Clasificările amintite evidențiază în permanență gradul de reprezentare al senzorilor inductivi în cadrul diverselor categorii. Secțiunea se încheie printr-o scurtă prezentare de natură statistică a importanței și tendințelor de evoluție a senzorilor industriali.

Secțiunea 1.3 prezintă un aparat matematic general, utilizabil pentru descrierea analitică a SEZ, indiferent de natura lor. Se enunță modelele ideal și real de descriere a comportării SEZ, precum și mărimile de bază și erorile lor caracteristice. Noțiunile definite cu acest prilej vor fi utilizate pe parcursul tezei.

Secțiunea 1.4 reduce în continuare aria de studiu la domeniul SIN. După o definire a acestora, se prezintă sistematic și unitar sistemele de bază aparținând acestei familii și având relevanță pentru teza de doctorat.

Descrierea fiecărei clase cuprinde o prezentare succintă a principiului de funcționare și a structurii, urmată de enumerarea principalelor avantaje și dezavantaje caracteristice.

Se impune a sublinia faptul că modul de structurare, clasificare și prezentare al problemei are de asemenea o tentă originală. În elaborarea lui autorul a pomit de la structurarea întâlnită în

[L2V], pe care o consideră ca fiind cea mai fondată. O completare a acesteia cu noțiuni suplimentare, urmată de o filtrare proprie autorului, a condus la modul de abordare a SIN din prezenta secțiune.

Aprecierile finale, aparținând acestei secțiuni, subliniază avantajele și importanța SIN. Paragraful se încheie cu o clasificare finală, de principiu și aplicativă, propusă de autor, care sintetizează principalele clase de SIN și care clasifică aceștia după două criterii, considerate esențiale:

- relația mecanică cu stimulul;
- caracterul activ, respectiv pasiv.

În esență, tabela 1.1 cuprinde sistemele cele mai răspândite pentru efectuarea funcției de sesizare inductivă primară, în conformitate cu fig. 1.2 și 1.7, elemente denumite global de autor: sistem electromagnetic de sesizare SES.

În *Secțiunea 1.5* se atinge domeniul de referire al tezei, reprezentat de clasa senzorilor inductivi de proximitate. Descrierea introductivă cu privire la senzorii de proximitate în general, însoțită și de reprezentări statistice ale importanței acestora, este urmată de definirea senzorilor inductivi de proximitate.

Un paragraf aparte îl constituie clasificarea SIP după criterii considerate esențiale și care își pun o amprentă deosebit de puternică asupra elaborării și perfecționării SIP:

- felul alimentării;
- funcția de comutare;
- interfațarea cu procesul: numărul terminalelor, polaritatea de conectare a sarcinii;
- forma constructivă și condițiile de amplasare.

Tabela 1.3

FACTORII RESTRICTIVI CARE MARCHEAZĂ ACTIVITATEA DE CONCEPERE, ELABORARE ȘI PROIECTARE A SENZORILOR INDUCTIVI DE PROXIMITATE

1. FACTORI ECONOMICI

- a) Preț de cost scăzut. SIP sunt produse de masă, prețul de livrare ajungând la variantele convenționale aproape sub 10 DM.

2. FACTORI TEHNOLOGICI

- a) Volum disponibil foarte redus pentru electronică, impus de continua cerință de miniaturizare. În aplicații de robotică se utilizează deja SIP cu dimensiuni $\Phi 3 \times 22$ mm.

3. FACTORI TEHNICI

- a) Condiții foarte restrictive de alimentare cu energie electrică:
- o singură tensiune de alimentare cu variație foarte largă (de ex. 2,5...65 Vc.c.);
 - consum de curent extrem de redus (tendențe actuale $\leq 0,5$ mA).
- b) Condiții de expunere și funcționare foarte dificile și stresante:
- toleranțe admise de ± 10 % într-un domeniu minim de temperatură: $-25...+75$ °C;
 - solicitări mecanice, chimice, de umiditate, etc. (fig. 1.8).
- c) Imunitatea la perturbații electromagnetice, cerută SIP este deosebit de ridicată, în conformitate cu standardele corespunzătoare aplicațiilor industriale (fig. 1.8).

Autorul a considerat absolut necesară această descriere detaliată a tipologiilor de SIP, deoarece, după cum se va vedea pe parcursul tezei, activitatea de perfecționare a SIN este puternic condiționată de aceste considerente și are deseori direcții și căi diferite, în concordanță cu aspectele specifice diverselor tipuri.

La fel de importante sunt caracteristicile și performanțele actuale, compatibilitatea electromagnetică, precum și aspectele tehnologice legate de SIN. Din considerente de spațiu, autorul a renunțat la prezentarea acestora; o tratare detaliată și sistematizată este conținută în primul referat de doctorat [FREF1], elaborat de el. Pe parcursul tezei, metodele și funcțiile supuse perfecționării vor fi aprofundate totuși și printr-o analiză comparativă între performanțele actuale și cele rezultate prin aplicarea soluțiilor originale propuse.

Secțiunea se încheie prin enumerarea în paragraful 1.5.4 a avantajelor deosebite, de natură funcțională și de utilizare, pe care le oferă SIP în comparație cu alte tipuri de SIN.

În concluzie, acest prim capitol pune bazele prezentării perfecționărilor SIN - finalizate de autor -, perfecționări care vor fi descrise ca și contribuții originale în capitolele ulterioare.

Pentru a defini exact cadrul care marchează activitatea de cercetare și dezvoltare a SIP, se impun a fi subliniate de la bun început condițiile deosebit de severe, constrângerile mecanice, electice și de altă natură, cu care este confruntat neconținut cercetătorul în acest domeniu, condiții care rezultă din factorii, ce trebuie să fie îndepliniți de SIP (tabela 1.3).

Realizarea acestor deziderate apare ca o preocupare primordială, călăuzitoare a autorului de-a lungul întregii activități de doctorat.

Capitolul 2

ANALIZA PROCESULUI DE SESIZARE INDUCTIVĂ DE PROXIMITATE, PRIN PROCEDEE MODERNE DE MĂSURARE ȘI SIMULARE PE CALCULATOR, ȘI MODELAREA ANALITICĂ A ACESTUIA

Prezentul capitol are drept scop prezentarea sistematică, gradată și completă a problematicii senzorilor inductivi de proximitate dintr-un prim punct de vedere fundamental, și anume descrierea fenomenologiei și principiului fizic de funcționare al acestora.

În cadrul primului capitol s-a făcut o tratare gradată și logică, pornind de la definirea conceptuală a senzorilor industriali, a relației acestora cu procesele automatizate, respectiv cu mediul ambiant, continuând cu detalierea noțiunii de senzor și cu clasificarea generală a senzorilor industriali. Capitolul se încheie printr-o prezentare introductivă a senzorilor inductivi de proximitate, care constituie obiectul tezei de doctorat.

Fenomenologia senzorilor inductivi de proximitate, înțelegând prin aceasta relația electromagnetică între sistemul electromagnetic de sesizare și obiectul de sesizat, este studiată în capitolul de față. El pune bazele teoretice ale studiului fenomenologic și efectuează o analiză de câmp a relației senzor - obiect, utilizând metodele cele mai moderne de simulare, disponibile la ora actuală. Prin aceasta se efectuează o caracterizare a sistemului electromagnetic de sesizare și o reducere a acestui sistem fizic la proprietățile sale electrice.

Parcursarea atentă a literaturii de specialitate, referitoare la SIP din ultimii 15 - 20 de ani - perioada relevantă de existență și dezvoltare a acestora -, arată că îmbunătățirea permanentă a performanțelor lor s-a făcut aproape în exclusivitate prin modernizarea și dezvoltarea electronicii aferente.

SES a suferit perfecționări minime, eventual prin utilizarea unor materiale îmbunătățite, el continuând să aibă aproximativ aceeași structură și geometrie ca în faza sa de început. Situația se explică și prin dificultățile de studiu analitic, respectiv lipsa unor programe perfecționate și comode de simulare pe calculator a fenomenelor specifice ale SES (frecvențe înalte, câmpuri reduse și distribuite în pătri foarte subțiri, etc.).

În literatura de specialitate nu sunt publicate metode riguroase de analiză, care să ducă la o elucidare completă a problemei și a unor efecte secundare, metode care ar putea contura căi de perfecționare de o altă natură decât în exclusivitate prin optimizări ale circuitelor electronice.

Prezentul capitol își propune să contureze o metodologie unitară, care să combine în mod armonios legile fundamentale ale electrotehnicii clasice cu metodele moderne de analiză și simulare, în vederea unui studiu unitar al interacțiunii între câmpul electromagnetic generat de SIP și stimulul metalic de sesizat. Modelarea finală va permite, în continuare, implementarea sistemului în procedeele de analiză și simulare ale electronicii de evaluare, ce urmează sistemului electromagnetic de sesizare.

2.1 DESCRIEREA SISTEMULUI ELECTROMAGNETIC DE SESIZARE AL SENZORILOR INDUCTIVI DE PROXIMITATE

Descrierea principală a SIN de curenți turbionari, efectuată în *Secțiunea 1.4.5*, evidențiază că la baza sistemului electromagnetic de sesizare al acestora stă o bobină radiantă de asemenea structură, încât câmpul electromagnetic generat de ea să aibă o distribuție controlată și

direcționată corespunzător axei de referință a sistemului (fig. 1.21). Proprietățile SIN referitoare la sensibilitate, liniaritate, selectivitate pentru diverse metale, imunitate la perturbații, comportament termic, etc. depind în mare măsură de configurația și de parametrii acestei bobine.

În majoritatea covârșitoare a cazurilor, SIN de curenți turbionari conțin bobine cu miez de ferită. Pe lângă avantajele directe de natură electromagnetică, rezultate prin utilizarea unor asemenea materiale, miezurile de ferită cu forme constructive consacrate de tip oală deschisă sau ciupercă [FREF1, fig. 2.9] asigură așa-numitul „efect de amplificare a câmpului util” prin [FREF1, Secțiunea 3.2.3]:

- „direcționarea” părții anterioare;
- „ogîndirea” părții posterioare;
- „ecranarea” părților laterale.

Materialele utilizate aparțin categoriei de ferite moi (soft ferite) - materiale magnetice din oxizi metalici sinterizați - caracterizate în general prin [D1V]: permeabilitate magnetică ridicată ($\mu_r < 2 \cdot 10^4$), ciclul de histerezis îngust ($B_r < 0,5$ T), câmp coercitiv redus ($H_c < 100$ A/m) și inducție de saturație relativ ridicată ($B_s < 2$ T). În plus feritele sunt foarte rezistente la influențele mediului.

Pentru SIN de curenți turbionari, se utilizează cu precădere ferite sinterizate de tipul mangan-zinc [R1A] (amestecuri de oxizi cu formula generală MFe_2O_4 , unde metalul bivalent este Fe, Mn, Zn), care pot funcționa într-un domeniu de frecvențe până la ordinul $n \cdot$ MHz (anexa 2).

În comparație cu aliajele feromagnetice, feritele au o permeabilitate relativă comparabilă cu acestea (de regulă mai mică cu ordinul 10^{-2}), se disting însă printr-o rezistivitate net superioară (de regulă în raport de 10^6), ceea ce reduce în mod apreciabil pierderile prin curenți turbionari în miezul magnetic al SES.

O a doua categorie o constituie SIN cu miez de carbonil de fier [K1C] sau din amestecuri FKC (Ferrit - Kunststoff - Composites) [S1C], materiale caracterizate prin câmpuri de valori foarte ridicate pentru atingerea inducției de saturație, valori înalte ale domeniului de frecvență și ale rezistivității electrice (anexa 3). SES al acestor SIN speciali lucrează în zona liniară a curbei de magnetizare, chiar și în cazul unor premagnetizări intense, ceea ce conferă sistemului o imunitate ridicată la câmpuri magnetice parazitare. SIN de acest tip sunt destinați utilizării în aplicații la care câmpul înconjurător este deosebit de intens; un exemplu tipic îl constituie utilizarea în aplicații cu roboții de sudare, aplicație în care câmpul magnetic de curent continuu sau alternativ ($f = 45 \div 65$ Hz) atinge valori de 100 kA/m [FREF1]. În plus, miezurile din această categorie asigură, în mare măsură, proprietățile pozitive enumerate pentru miezurile de ferită moale.

O ultimă categorie este dată de SIN de curenți turbionari cu bobine cu aer. De o răspândire mult mai redusă, acestea se utilizează cu precădere pentru sisteme fiabile în aplicații de câmp extern intens sau pentru variante ultraminiaturizate, deocamdată nestandardizate. Datorită spațiului disponibil limitat, cu toate eforturile depuse, se obțin valori relativ reduse ale inductivității. Utilizarea rațională a bobinei într-un circuit rezonant presupune conectarea unor capacități scăzute, pentru atingerea unui factor de calitate satisfăcător al circuitului rezonant. Aceasta duce la frecvențe de rezonanță ridicate, și de aici o serie de complicații, care apar la aceste frecvențe de lucru înalte.

Variantele microminiaturizate conțin bobine plane, depuse prin procedee fotochimice direct pe circuitul imprimat purtător al componentelor electronice (coil on board) [V3A], sau bobine plane integrate, depuse prin mascare pe un substrat de siliciu (coil on chip) [P8A]. Bobinele integrate realizate direct pe siliciu, independent sau împreună cu circuitele electronice, aparțin tehnologiilor de vârf și se găsesc deocamdată în fază de pionierat. Ideea care a condus la aceste variante a fost integrarea unitară, pe scară din ce în ce mai largă, a tuturor componentelor electrice și electronice ale SEZ [FREF1]. După integrarea aproape completă a circuitelor electronice componente, având ca rezultat circuitele de tip ASIC (Application Specific Integrated Circuit), se încearcă un pas mai departe prin integrarea suplimentară a componentelor electrice periferice, obținându-se astfel circuitele de tip ASIS (Application Specific Intelligent Sensor) [L1V].

Utilizarea bobinelor de tip „coil on wafer” ridică probleme dificile pentru elaborarea electronicii SIN, ținând cont de ordinul de mărime redus al parametrilor bobinei, care rezultă în condiții rezonabile de suprafață de siliciu.

2.1.1 Sistemul electromagnetic de sesizare reprezentativ

În vederea elaborării unei metode unitare și complete de analiză a procesului de sesizare inductivă de curenți turbionari, obiectiv primordial al acestui capitol, se definește în această primă secțiune un SES de referință, care va constitui obiectul concret, exemplificativ al investigațiilor ulterioare.

Acest exemplu reprezentativ, ipotetic, ales de autor, poate constitui SES pentru un SIP de tipul IA - M12x1 (Secțiunea 1.5.2). Motivul alegerii acestei forme constructive o constituie largă ei răspândire în etapa actuală. Pe drept cuvânt, variantele M12 pentru montare monobloc, respectiv montare cu zonă liberă, sunt exemplarele cele mai „populare” de SIP. Figura 2.1 schițează, cu titlu informativ, amplasarea de principiu a elementelor componente ale unui asemenea SIN.

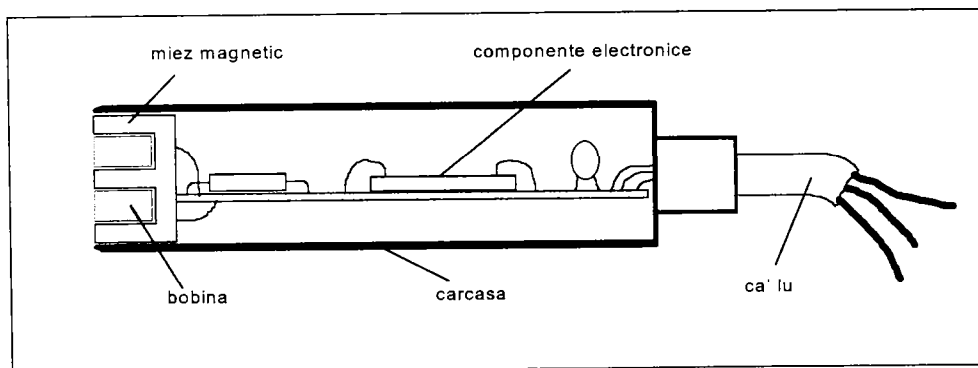


Fig. 2.1 Părțile componente esențiale ale unui SIP de formă cilindrică

Se remarcă, fără dificultate, SES conținând bobina activă cu miez de tip E cilindric. În accepțiunea schemei bloc din fig. 1.7, elementul de sesizare primar este constituit fie de către această bobină, fie de către o structură de circuit rezonant, care include și bobina. Dintre componentele adiacente, cu influență hotărâtoare asupra funcționării SES, rolul primordial îl are carcasa SIN. Prezența unei carcase metalice își pune o amprentă deosebită asupra sistemului, dar asigură o independență a acestuia față de condițiile ulterioare de utilizare. Cu alte cuvinte, carcasa metalică „stabilizează” proprietățile electromagnetice ale sistemului, astfel încât, la montarea monobloc a acestuia, proprietățile lui rămân neschimbate. Prezența unei carcase lipsite de proprietăți magnetice, în vecinătatea bobinei, asigură performanțe superioare ale sistemului, dar restrânge aria de folosire exclusiv la utilizări cu zonă liberă.

SES reprezentativ enunțat anterior și având configurația geometrică indicată în figura 2.2, conține o bobină cilindrică 1 cu miez de ferită cilindric 3 de tip E. Utilizarea unui asemenea material a permis obținerea unui factor de calitate Q_L ridicat al bobinei în starea neatenuată de către stimul (rel. 1.71), existența unui maxim al funcției $Q_L(f)$ într-un domeniu de frecvențe rezonabil ($0,1 \div 1$ MHz), precum și dependența pronunțată a acestui maxim funcție de valorile distanței d între SIN și stimul (fig. 1.21), ca urmare a pierderilor relativ reduse în miez și inferioare celor provocate de stimul. Negativ este, că pierderile suplimentare în miez au o puternică dependență

• **Permeabilitatea efectivă** μ_e este o mărime caracteristică auxiliară, având o importanță deosebită în cazul circuitelor magnetice cu întrefier sau constituite din secțiuni cu geometrii și/sau materiale cu proprietăți diferite [H6A]. Ea se definește ca fiind permeabilitatea pe care ar trebui să o aibe, în condiții specificate, un material ipotetic presupus omogen, pentru a obține aceeași reluctanță totală, ca în cazul sistemului considerat, constituit din porțiuni diferite. Pe baza relației 1.22 și utilizând expresia generală a reluctanței magnetice pentru circuite cu secțiuni omogene, rezultă relația de definiție pentru μ_e , în ipoteza regimului cvasistaționar și absenței fluxului de scăpări:

$$L = \mu_0 N^2 \sum_{i=1}^n \frac{\mu_{ri} A_i}{l_i} \Rightarrow \mu_e = \frac{L}{\mu_0 N^2} \sum_{i=1}^n \frac{l_i}{A_i} = \frac{\sum l_i / A_i}{\sum l_i / \mu_{ri} \cdot A_i} \quad (2.2)$$

unde: N = numărul de spire al bobinei;
 A_i, l_i = secțiunile, respectiv lungimile medii ale liniilor de câmp pentru diferitele porțiuni omogene ale circuitului magnetic;
 μ_0, μ_{ri} = permeabilitatea absolută, respectiv relativă a fiecărei secțiuni.

Un caz particular apare în situația - întâlnită și la SIN - în care un întrefier cu aer redus este creat într-un circuit închis de secțiune constantă și cu permeabilitatea μ_r . Permeabilitatea rezultantă va fi mai mică decât μ_r , datorită creșterii reluctanței în circuit; ea corespunde permeabilității efective și poate fi calculată cu expresia aproximativă, derivată din rel. 2.2, pentru $A_i = \text{constant}$:

$$\frac{1}{\mu_e} \approx \frac{1}{\mu_r} + \frac{l_a}{l_m} \quad (2.3)$$

unde: l_m = lungimea medie a circuitului magnetic cu permeabilitatea μ_r ;
 l_a = lungimea întrefierului cu aer, limitat la $l_a \leq 0,5\% l_m$.

Pentru un miez dat, scăderea lui μ_e duce la creșterea acceptabilă a valorii de vârf a intensității câmpului magnetic. Valoarea μ_e poate fi modificată nu numai prin lungimea întrefierului ci și printr-o magnetizare de curent continuu.

• **Permeabilitatea aparentă** μ_{ap} este, de asemenea, o mărime auxiliară, indicând influența miezului asupra unei bobine, în cazul în care miezul ocupă numai o zonă relativ limitată a câmpului magnetic, deci în cazul bobinelor cu miez magnetic deschis:

$$\mu_{ap} = \frac{L}{L_0} \quad (2.4)$$

unde: L = inductivitatea bobinei asamblată cu miezul, considerat într-o poziție determinată;
 L_0 = inductivitatea aceleiași bobine, dar fără miez.

Reprezentarea grafică a dependenței lui μ_{ap} față de μ_i , dată în [N1C], arată că influența domeniului de toleranțe, specificat pentru μ_i ($\pm 25\%$), este cu atât mai redusă cu cât valoarea lui μ_i este mai ridicată. Alegerea feritei F08 este, din acest punct de vedere, avantajoasă și asigură toleranțe reduse pentru μ_{ap} ($\pm 1\%$), ceea ce conduce la derivații de exemplar reduse ale SES considerat. Corespunzător formelor specifice, miezurile destinate SIP au $\mu_{ap} \approx 5 \div 10$.

• **Permeabilitatea reversibilă** μ_{rev} prezintă importanță în situația, în care SES se află într-un câmp magnetic exterior H_0 continuu, deci a existenței unei premagnetizări de c.c. (cazul SIN destinați utilizării în aplicații cu câmp înconjurător intens, amintiți la începutul acestui capitol). Se definește prin relația:

$$\mu_{\text{rev}} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \Big|_{H_0} \quad (2.5)$$

unde: ΔH = valoarea vârf - vârf a câmpului alternativ;

ΔB = valoarea corespunzătoare a inducției în punctul H_0 , considerat pe curba de histerezis

Aspectul nelinier al curbei de magnetizare duce la concluzia unei dramatice reduceri a permeabilității în cazul câmpurilor magnetice H_0 suprapuse. Scăderea inductivității și, deci, a factorului de calitate a SES are efecte deosebit de negative asupra SIP, putând duce, în absența măsurilor de compensare adecvate, până la completa ieșire din regimul de funcționare normală.

• **Permeabilitatea complexă**, definită pentru o schemă echivalentă serie (fig. 1.18) a bobinei cu miez de ferită (valabilă la valori reduse ale inducției în miez și în care rezistența echivalentă de pierderi R_s nu cuprinde componenta R_{inf} , reprezentând pierderile în înfășurarea bobinei), conform relației:

$\underline{\mu} = \mu' - j\mu''$ (2.6)

unde: $\mu' = \Re\{\underline{\mu}\}$ corespunde permeabilității inițiale sau efective;

$\mu'' = \Im\{\underline{\mu}\}$ este așa-numita permeabilitate imaginară, datorată pierderilor (fig. 2.4).

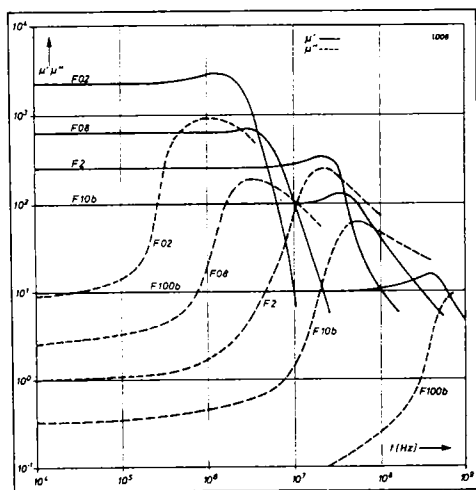


Fig. 2.4 Dependenta cu frecvența a permeabilității complexe

Expresia impedanței complexe a bobinei:

$$\underline{Z} \stackrel{\text{def}}{=} R_s + j\omega L = j\omega \underline{\mu} L_0 = \omega \mu'' L_0 + j\omega \mu' L_0 \quad (2.7)$$

unde: L_0 = inductivitatea bobinei corespunzătoare, în absența miezului; pune în evidență posibilitatea aprecierii pierderilor, dacă se cunoaște va-

loarea inductivității L , la o anumită frecvență f de lucru:

$$R_s = R_m = \frac{\mu''}{\mu'} 2\pi f L \quad (2.8)$$

Generalizarea relației 2.6 pentru medii neliniare, conduce la expresia permeabilității complexe:

$$\underline{\mu} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{H}} \quad (2.9)$$

unde: \mathbf{H} = vectorul intensității câmpului magnetic cu variația sinusoidală în timp;

\mathbf{B} = vectorul inducției magnetice în material, considerând că variază sinusoidal la aceeași frecvență și presupunând că este paralel cu \mathbf{H} .

• **Inducția magnetică de saturație B_s , inducția magnetică remanentă B_r** , (pentru $H = 0$) și **câmpul coercitiv H_c** (pentru $B = 0$) definite pe curba exterioară statică de histerezis $B(\mu, H) = \mu_r(H) \cdot \mu_0 H$ ca în fig. 2.3.

• **Factorul de pierderi** al bobinei cu miez se definește în mod general pe baza permeabilității complexe $\underline{\mu}$:

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{def} \frac{|\Im\{\underline{\mu}\}|}{\Re\{\underline{\mu}\}} \quad (2.10)$$

și evidențiază influența tuturor celor patru componente de pierderi rezistive, introduse la Secțiunea 1.4.5, asupra defazajului dintre tensiunea alternativă aplicată \underline{U} și curentul complex \underline{I} prin bobină.

$$\arg \underline{U} - \arg \underline{I} = 90^\circ - \delta \quad (2.11)$$

Ansamblul pierderilor în înfășurarea bobinei, respectiv în miezul acesteia, corespunde, în cazul utilizării schemei echivalente serie, unei rezistențe R_s , astfel încât expresia uzuală a factorului de pierderi devine:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R_s}{\omega L} = \frac{1}{Q_L} = \frac{\mu''}{\mu'} \quad (2.12)$$

unde: L = componenta inductivă a bobinei cu miez;
 ω = pulsația de lucru;
 Q_L = factorul de calitate al bobinei.

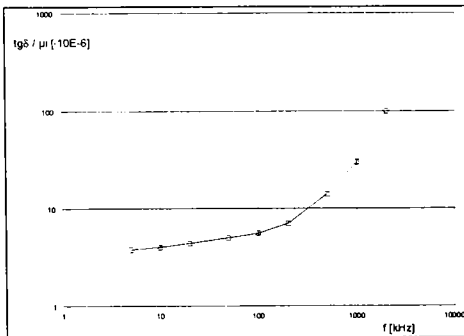


Fig. 2.5 Dependența cu frecvența a factorului relativ de pierderi

$$\operatorname{tg} \delta_e = \operatorname{tg} \delta \cdot \frac{\mu_e}{\mu_i} \quad (2.13)$$

care pune în evidență reducerea pierderilor prin utilizarea întrefierului cu aer.

Rezistențele reprezentative ale diverselor cauze de pierderi de energie pot fi reprezentate, pentru $\operatorname{tg} \delta \leq 0,1$, printr-o sumă de patru termeni corespunzători, deci o conexiune serie a acestora (rel. 1.62):

$$R_s = R_{\text{inf}} + R_m = R_{\text{inf}} + R_h + R_r + R_t \quad (2.14)$$

unde: R_{inf} = rezistența înfășurării bobinei;
 R_m = rezistența de pierderi în miez și/sau porțiuni metalice adiacente;
 R_h = rezistența de pierderi prin histerezis magnetic;
 R_r = rezistența de pierderi reziduale;
 R_t = rezistența de pierderi prin curenți turbionari.

Pierderile în înfășurare, enunțate în Secțiunea 1.4.5, pot fi reduse printr-o dimensionare adecva-

tă a numărului de spire și a dimensiunilor, respectiv tipului conductorului, precum și a dispunerii straturilor. Presupunând o frecvență limită (superioară) de lucru $f_{\max} = 1\text{MHz}$, rezultă, pentru conductorul din cupru masiv, o grosime echivalentă a stratului conductor $\delta \leq 0,066\text{ mm}$. Prin alegerea unui conductor foarte subțire, cu raza $r = 0,05\text{ mm}$, se asigură un compromis avantajos cu privire la pierderile în înfășurare. Deși rezistența de c.c. a înfășurării rezultă de o valoare mai mare - și de aici și o dependență mai pronunțată cu temperatura a ansamblului pierderilor -, este avantajoasă eliminarea, practic integrală, a pierderilor prin efect pelicular în conductorul înfășurării. Inegalitatea $\delta > r$ semnifică o distribuție uniformă a densității curentului în întreg domeniul frecvențelor de lucru și, deci, absența unei creșteri suplimentare a valorii R_{inf} , ca urmare a distribuției exponențiale de curent, specifică efectului pelicular [FREF1, Secțiunea 3.2.1].

Pierderile în miez și/sau zone metalice învecinate au, natural, un caracter ohmic, iar cauzele fizice ale acestora au fost descrise în Secțiunea 1.4.5. În cazul inducțiilor reduse ($\leq n \cdot \text{mT}$), rezistența serie R_m poate fi exprimată, după Jordan, prin suma celor trei termeni corespunzând pierderilor enumerate mai sus:

$$R_m = R_h + R_r + R_t = h \cdot fLH + r \cdot fL + t \cdot f^2L \quad (2.15)$$

unde: f = frecvența de lucru;
 L = inductivitatea bobinei;
 H = intensitatea câmpului magnetic;
 h, r, t = factorii de pierderi corespunzători (constante de material).

Pierderile reziduale se datorează întârzierii modificării magnetizării față de variația câmpului, trenaj citat în literatură și sub numele de efect Jordan. Aceste pierderi sunt independente de modulație și pot fi schematizate prin rezistența echivalentă R_r , direct proporțională cu f și L .

Limitând descrierea la SES din fig. 2.2. în starea complet neinfluențată de către un stimul de sesizat, inducția variabilă creată de curentul alternativ, ce parcurge bobina 1, provoacă, în miezul 3 și carcasa metalică 5, curenți turbionari, care disipă energie prin efect Joule. Rezistența reprezentativă R_t pentru aceste pierderi are o dependență pătratică față de frecvență, ceea ce duce la creșterea accentuată a pierderilor prin curenți turbionari odată cu creșterea lui f . Important este faptul că factorul de pierderi corespunzător este invers proporțional cu rezistivitatea ρ a zonelor metalice:

$$t = \frac{t^*}{\rho} \quad (2.16)$$

de unde posibilitatea reducerii pierderilor proprii prin curenți turbionari a SES, prin utilizarea feritelor pentru miezul bobinei și a materialelor cu conductivitate scăzută pentru carcasa metalică.

Pierderile prin curenți turbionari constituie efectul dominant care stă la baza principiului de funcționare a SIP; analiza celei de a treia componente de pierderi de acest tip, cauzată de stimulul de sesizat ce pătrunde în câmpul electromagnetic generat de SES al SIP, va fi efectuată într-o secțiune următoare. Pe baza rel. 2.15 - 2.16 se poate deja remarca comportamentul diferit provocat de diversele metale supuse sesizării, ca urmare a valorilor μ și ρ foarte diferite. Acesta este unul din dezavantajele majore ale SIP. Reducerea dependenței SIP față de materialul de sesizat este o temă de mare actualitate în perfecționarea acestora.

Revenind la SES propriu-zis, pierderile proprii ale acestuia sunt date, în cea mai mare măsură, de pierderile prin histeresis magnetic în cadrul miezului. După cum se arată în Secțiunea 1.4.5, ele se datorează ireversibilității fenomenului de magnetizare și se pot simboliza prin componenta R_h , a cărei valoare este direct proporțională cu frecvența și suprafața închisă de curba de magnetizare.

SES destinați SIP lucrează la inducții foarte slabe. Pentru câmpuri magnetice reduse

($H < H_c$) se preferă „liniarizarea bobinei cu miez” prin înlocuirea ciclului de magnetizare real printr-un ciclu eliptic echivalent - ciclul Rayleigh [T1V] -, reprezentat în fig. 2.5. Ecuația acestuia pune în evidență dependența suprafeței lui A_H , deci a pierderilor, de mărimile H și μ_i :

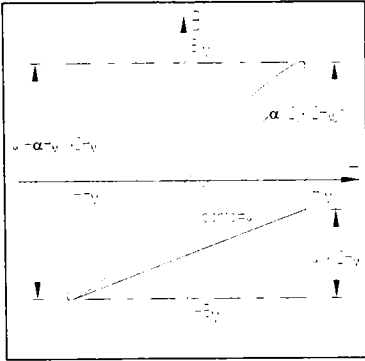


Fig. 2.6 Ciclul Rayleigh

$$B - B' = \mu_i (H - H') \pm \frac{\alpha}{2} (H - H')^2 \quad (2.17)$$

unde: $B - B'$ = variația inducției antrenată de variația $H - H'$ a câmpului;
 α = constantă de material.

Pentru sistemele neomogene se apelează, și în acest caz, la permeabilitatea efectivă, iar rezistența de pierderi prin histerezis devine:

$$R_h = \frac{h}{\mu_i^2} fLH \cdot \mu_0^2 \quad (2.18)$$

• **Factorul de pierderi prin histerezis** se specifică, de regulă, aparte față de factorul de pierderi în ansamblu, datorită ponderii majoritare a pierderilor prin histerezis în cazul bobinelor cu miez de ferită. Relația sa de definiție:

$$h = \frac{R_h}{fLH} \quad (2.19)$$

pune în evidență faptul că pierderile prin histerezis cresc direct proporțional și cu valoarea efectivă a intensității câmpului magnetic.

Pentru a putea compara diversele ferite, se definește, similar, și un factor relativ h / μ_i^2 de pierderi prin histerezis.

În cazul unei specificări insuficiente a parametrilor de pierderi, acestea pot fi evaluate prin măsurători ulterioare. Astfel, reprezentarea dependenței mărimii ($R_h / f \cdot L$) în funcție de intensitatea H permite determinarea grafică, cu o precizie suficientă, a factorului h , prin calculul înclinății acestei drepte. Extrapolând intensitatea câmpului $H \rightarrow 0$, pierderile prin histerezis magnetic tind spre zero, astfel încât factorul relativ de pierderi $\text{tg} \delta / \mu_i$ devine o măsură pentru celelalte tipuri de pierderi în miez.

• **Constanta de histerezis** η_B este mărimea standardizată folosită actualmente în locul factorului h [1S]. Definiția ei pornește de la amplitudinea inducției magnetice B_m în locul intensității câmpului:

$$\eta_B = \frac{R_h}{2\pi fL} \cdot \frac{1}{\mu_i B_m} \quad (2.20)$$

Cunoscând valoarea lui η_B - de regulă indicată de producătorii de ferite (anexa 2) -, factorul relativ de pierderi prin histerezis devine:

$$\frac{h}{\mu_i^2} = 2\pi\sqrt{2} \cdot \mu_0 \eta_B \quad (2.21)$$

unde: μ_0 = permeabilitatea absolută

• **Factorul de inductanță** A_L este, în condiții standard specificate (10 kHz; 0,25 mT; 23°C) [H6A], inductanța bobinei de o configurație dată și având o unică spirală; el corespunde permeanței magnetice și permite calculul numărului de spire necesar pentru o anumită inductivitate L :

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad (2.22)$$

• **Rezistivitatea** ρ se specifică în condiții de curent continuu și corespunde rezistenței R_{cc} măsurate, în condiții specificate, a unui segment de lungime l și secțiune A :

$$\rho = R_{cc} \frac{A}{l} \quad (2.23)$$

Valoarea rezistivității variază pentru feritele mangan-zinc între 1 ÷ 100 Ωm , fiind situată aproximativ la mijlocul intervalului între valorile corespunzătoare metalelor, respectiv dielectricilor. Dependența cu frecvența este neglijabilă, în cazul feritelor de înaltă frecvență, ca de exemplu F08, în timp ce dependențele cu temperatura și intensitatea câmpului pot deveni deranjante în utilizarea pentru SIP.

• **Permitivitatea relativă** ϵ_r are valori ridicate în domeniul frecvențelor de lucru indicate, scăderea acesteia se face resimțită numai la frecvențe depășind acest domeniu.

• **Factorul relativ de temperatură** α_F al permeabilității, definit:

$$\alpha_F = \frac{TK}{\mu_i} = \frac{\Delta\mu_i}{\Delta T} \cdot \frac{1}{\mu_i^2} \quad (2.24)$$

unde: $\Delta\mu_i$ = variația permeabilității inițiale corespunzătoare variației ΔT a temperaturii,

are semn pozitiv, punând în evidență creșterea nedorită a permeabilității cu temperatura. Acest efect poate fi diminuat prin reducerea factorului, ca urmare a unei premagnetizări de curent continuu sau a neomogenizării circuitului magnetic:

$$\alpha_{eF} = \frac{\mu_e}{\mu_i} \alpha_F \quad (2.25)$$

Creșterea continuă cu temperatura a permeabilității este brusc întreruptă la atingerea unui maxim corespunzător temperaturii Curie ϑ_c . La depășirea acesteia, permeabilitatea scade brusc la valoarea unitară și materialul pierde proprietățile feromagnetice, devenind paramagnetic. Procesul este reversibil, la reducerea temperaturii materialul devine feromagnetic. Limitarea relativ pronunțată a temperaturii Curie este un aspect restrictiv în privința utilizării SIP la temperaturi foarte înalte.

• **Factorul de dezacomodare** caracterizează efectul de alterare al fetei - scăderea de lungă durată a permeabilității în urma unui șoc termic, mecanic sau magnetic -, exprimând reducerea în timp a permeabilității în condiții de funcționare constante (temperatură, etc.), în cursul unui interval de timp determinat:

$$D_F = \frac{\mu_2 - \mu_1}{\mu_1 \cdot \log(t_2/t_1)} \quad (2.26)$$

unde: μ_2, μ_1 = permeabilitățile măsurate după demagnetizarea completă, la intervale de timp t_1, t_2 date ($t_2 > t_1$);

t_1, t_2 = intervalele de timp între condiționarea magnetică și prima măsurătoare, respectiv a doua măsurătoare.

Pentru bobine cu circuit magnetic neuniform variația totală a inductivității, în urma îmbătrânirii este:

$$\Delta L = D_F \cdot \mu_0 L \quad (2.27)$$

Valorile parametrilor enumerați mai sus, pentru materialul F08 și alte ferite uzuale, destinate SIP și produse de câțiva producători cu renume în acest domeniu, sunt date în anexa 2. Aceasta cuprinde încă doi parametri mecanici:

- densitatea d_m a materialului feromagnetic policristalin;
- domeniul diametrelor exterioare Φ_M pentru miezurile cilindrice de tip E (oală deschisă [DIN41293]), oferite de diversele firme pentru realizarea SIP.

Primele investigații experimentale efectuate asupra SES reprezentativ, descris anterior, au drept obiectiv stabilirea condițiilor optime de utilizare a lui. În acest scop, SES a fost supus măsurătorilor în starea sa complet neinfluențată de către stimulul metalic. Măsurătorile au fost efectuate cu analizorul spectral HP 4194 A.

Tabela 2.1 cuprinde valorile măsurate, la diferite frecvențe f de lucru, ale elementelor schemei echivalente serie, considerând SES de referință, în starea sa complet asamblată, ca o bobină reală cu pierderi permanente și definite.

Tabela 2.1

Frecvența f [kHz]	Valori măsurate		Valori calculate				
	L [μ H]	R_s [Ω]	ωL [Ω]	Q_L (rel. 2.12)	$\text{tg}\delta_L$ (rel.2.12)	Z (rel. 1.70)	
10	175,0	4	10,99	2,75	3,638E-1	11,70 Ω $\angle -70^\circ$	
350	175,3	6	385,50	64,25	1,556E-2	385,55 Ω $\angle -89,10^\circ$	
1000	180,0	22	1130,97	51,40	1,945E-2	1131,18 Ω $\angle -88,88^\circ$	

Valoarea lui R_s la $f \leq 10$ kHz caracterizează, practic, numai pierderile R_{inf} în înfășurarea bobinei, efectele curenților turbionari, pelicular, etc. fiind neglijabile la aceste frecvențe scăzute. În practică această rezistență de pierderi se poate aprecia prin rezistența de curent continuu a înfășurării (valoare tipică: 3,1 Ω la 25° C). Valorile lui R_s , măsurate la frecvențe înalte, includ toate componentele definite anterior (rel. 2.14), mai puțin pierderile cauzate de stimulul metalic - obiect deocamdată absent în SES supus măsurătorilor. Fără a face o distincție între acestea, se constată o creștere accentuată cu frecvența a valorilor R_s , ceea ce evidențiază că pierderile proprii SES devin comparabile cu pierderile prin curenți turbionari, datorate stimulului ce trebuie sesizat. Aceasta va reduce considerabil raportul semnal / zgomot la frecvențe înalte.

Efectul coroborat al creșterii frecvenței și creșterii simultane a pierderilor proprii are ca rezultat apariția unui maximum al factorului de calitate Q_L , situat în domeniul frecvențelor medii. Din acest motiv, acest domeniu de frecvențe reprezintă domeniul optim de lucru pentru SES de referință.

Pomind de la această primă concluzie, se continuă investigația, prin determinarea caracteristicilor de frecvență ale factorului de calitate $Q_L(f)$ în trei situații distincte:

- SES neinfluențat de stimul ($d = \infty$) - ca la prima măsurătoare;
- stimul constituit de placa standard de măsură (Secțiunea 1.5.1) și plasat la distanțele 4 mm, respectiv 3 mm, față de suprafața activă a SES (fig. 1.21), în vederea stabilirii influenței acestuia, influență decisivă în acțiunea de sesizare.

Reprezentările din fig. 2.7 permit enunțarea următoarelor concluzii, caracteristice SES de referință considerat:

- în domeniul frecvențelor joase se remarcă dependența liniară între Q_L și f , ceea ce confirmă afirmațiile anterioare cu privire la absența teoretică a pierderilor R_m în bobina cu miez (rel. 2.15). Pierderile în înfășurarea bobinei sunt dominante și pot fi determinate grafic, în conformitate

cu rel. 2.12, calculând panta tangentei în origine la curba $Q_L(f)$.

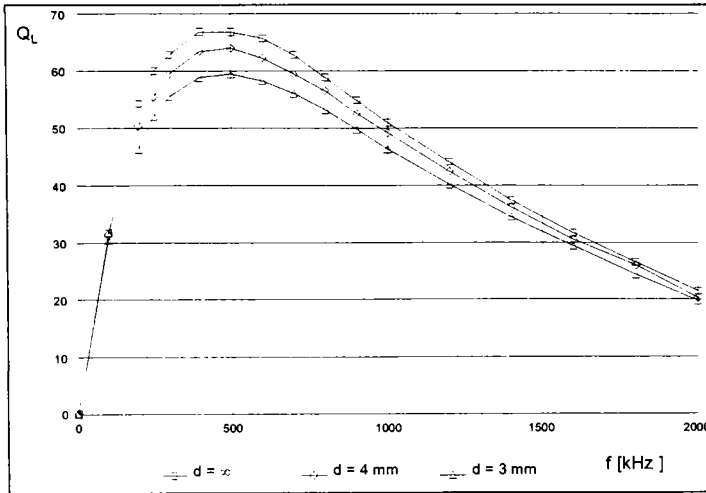


Fig. 2.7

Factorul de calitate al bobinei SES de referință (rezult. experimentale)

Acest domeniu de frecvențe este absolut neadecvat, SES având un factor de calitate redus și fiind lipsit de proprietăți de sesizare, datorită intensității nesemnificative a curenților turbionari în stimulul metallic.

– frecvențele optime de lucru pentru SES considerat sunt plasate în domeniul (300 ÷ 700) kHz. La aceste frecvențe, pe de o parte, factorul de calitate atinge valori ridicate, iar pe de altă parte, pierderile proprii ale bobinei cu miez se mențin rezonabile în raport cu pierderile prin curenți turbionari în stimulul de sesizat. Ponderea acestor curenți, în ansamblul pierderilor enunțate, este astfel optimă, așa încât modificările relative $\partial Q_L / \partial d$, corespunzătoare atenuării electromagnetice a SES, au valori maxime. Aceasta conferă sistemului o sensibilitate maximă (rel. 1.2) și o margine de rezervă suficientă, chiar și în cazul aplicațiilor pentru distanțe de sesizare mari ($d \approx 4$ mm).

– domeniul frecvențelor înalte este, de asemenea, neadecvat, datorită reducerii valorilor Q_L precum și pericolului rezonanței proprii. Caracterul miniatural al sistemului duce la capacități proprii importante, deci la frecvențe de rezonanță proprii relativ scăzute (pentru valoarea măsurată a capacității proprii a SES: $C_L = 15,3$ pF, rezultă $f_L = 3,07$ MHz).

Pierderile proprii ale bobinei sunt dominante, iar pierderile suplimentare, cauzate de stimul, au o pondere redusă în ansamblul pierderilor sistemului.

– curbele din fig. 2.7 sunt relevante pentru caracterul delicat al SIP, la care se evaluează nemijlocit modificările factorului de calitate. Conform diagramelor din figură, pentru a detecta o distanță rezonabilă $d = 3$ mm (150% față de valoarea standard pentru sisteme IA - M12), la o frecvență optimă $f = 400$ kHz, este necesară o evaluare precisă a unei modificări relativ reduse a lui Q_L :

$$[(Q_{L\infty} - Q_{L3}) / Q_{L3}] \cdot 100\% = (7,92 / 58,86) \cdot 100\% = 13,5\% \quad (2.28)$$

unde: $Q_{L\infty}$ = factorul de calitate pentru $d = \infty$;

Q_{L3} = factorul de calitate pentru $d = 3$ mm.

Autorul a elaborat metode originale de evaluare electronică, care duc la o creștere apreciabilă a sensibilității și a marginii de rezervă, metode ce vor fi prezentate în cadrul tezei.

Rezultatele experimentale anterioare derivă din măsurători efectuate la temperatura ambiantă. Influența temperaturii asupra factorului de calitate Q_L al SES cu miezuri de ferită este

foarte pregnantă și se datorează, în primul rând, înfășurării, de regulă, din cupru ($\alpha_{Cu} = 4 \cdot 10^{-3}$ /K), cât și miezului ($\alpha_F = (1 \div 3) \cdot 10^{-6}$ /K), respectiv modificărilor geometrice ale sistemului. Influența temperaturii este o problemă deosebit de importantă pentru SIP, dacă se ține cont că aceștia trebuie să lucreze cu aceleași performanțe de sensibilitate (toleranțe admise: $\pm 10\%$) într-un domeniu de temperatură deosebit de larg ($\geq 100^\circ$ C) [FREF1, Secțiunea 4.5]. Efectul temperaturii este deosebit de complex; analiza lui și metode de compensare termică constituie o temă aparte, ce va fi aprofundată în *Capitolul 5*.

2.1.2 Caracterizarea electrică a SES reprezentativ

Rezultatele experimentale din secțiunea anterioară descriu comportarea SES într-un domeniu larg de frecvențe, scopul acestor prime investigații fiind, stabilirea domeniului optim pentru frecvențele de lucru.

Precizia de determinare a factorului de calitate Q_L , prin măsurarea componentelor R_s și ωL , este relativ scăzută, în special în domeniul optim de frecvențe; ea a fost însă suficientă pentru scopul propus.

Pentru investigațiile esențiale, de determinare a caracteristicilor de deplasare $Q_L = f(d)$, precizia oferită de măsurarea directă a componentelor impedanței complexe a SES și de calcul a factorului de calitate (rel. 1.71) devine insuficientă. Acest lucru rezultă și din fig. 2.7, care evidențiază, indirect, un aspect critic, caracteristic sistemelor de curenți turbionari: la distanțe medii și mari ($d \geq 1/3 \cdot \Phi_M$, Φ_M = diametrul miezului), ponderea pierderilor utile, cauzate de stimul, este relativ redusă și se traduce prin modificări relative, de mică amploare a factorului de calitate (rel. 2.28). În domeniul distanțelor mici modificările sunt apreciabile; acest domeniu pierde însă treptat în importanță, în condițiile actuale, de continuă îmbunătățire a performanțelor SIP, legate și de amploarea domeniului de sesizare.

Un alt procedeu de lucru constă în măsurarea, cu ajutorul demodulateoarelor sincrone, a defazajului între componentele impedanței sistemului. Metoda este, de asemenea, deficitară pentru unghiuri de pierdere δ_L reduse; ea poate fi îmbunătățită printr-o prelucrare adecvată a semnalului, care să furnizeze un semnal proporțional cu funcția $\cos \delta_L$.

O metodă eficientă este descrisă în [B4A, B1P]. Procedeu propus este, de fapt, cunoscut, caracterul de originalitate constând în utilizarea lui în domeniul SIP. El va fi descris principal în continuare, deoarece se referă la o posibilă schemă echivalentă a SES atenuat, enunțată de autorii respectivi. Aceștia nu efectuează o descriere analitică a sistemului, scopul propus fiind de caracterizare a lui prin măsurarea componentelor constituente. Din acest motiv, autorii enunță o schemă echivalentă serie-paralel a bobinei SES (fig. 2.8.a), valabilă la frecvențe sub frecvența proprie de rezonanță ($f \ll f_L$) și având componentele măsurabile direct și independent.

Expresia factorului de calitate, determinată pe baza impedanței complexe:

$$Q_L =_{\text{def}} \frac{\Im Z}{\Re Z} = \frac{\omega L}{R_{\text{inf}} + \frac{\omega^2 L^2}{R_{\text{mp}}} \cdot (R_{\text{inf}} + R_{\text{mp}})} \quad (2.29)$$

unde: L = componenta inductivă a bobinei;
 R_{inf} = rezistența de pierderi a înfășurării în c.c.;
 R_{mp} = componenta paralelă corespunzătoare rezistenței totale R_m de pierderi proprii și cauzate de stimul (rel. 2.15)

poate fi simplificată, în practică, datorită inegalității $R_{\text{inf}} \ll R_{\text{mp}}$:

$$Q_L \approx \frac{\omega L}{R_{inf} + \omega^2 L^2 / R_{mp}} \quad (2.30)$$

de unde și posibilitatea deducerii unei relații de echivalare între R_m și R_{mp} .

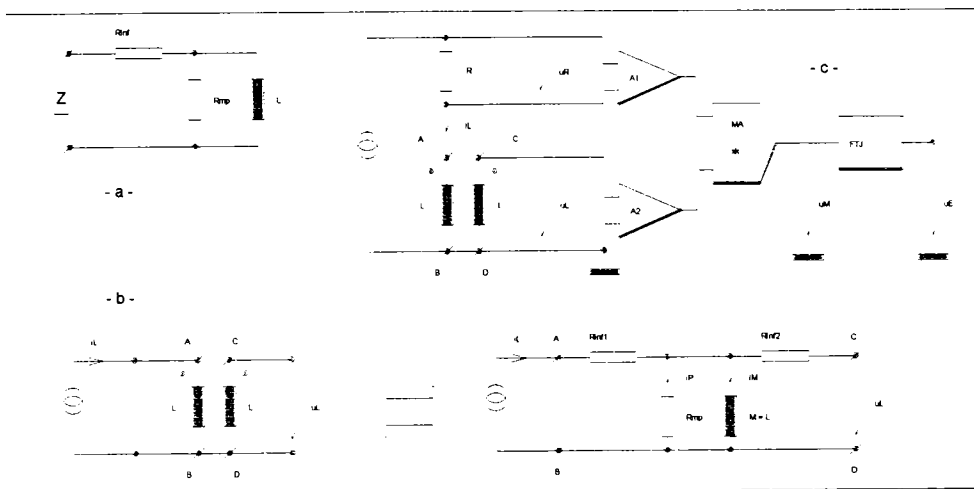


Fig. 2.8 Schema echivalentă a SES și măsurarea componentei R_{mp} , după [B4A, B1P]

Concluziile în [B4A], rezultate prin efectuarea măsurătorilor de sensibilitate și de temperatură, măsurători relativ superficiale după părerea proprie a autorului prezentei teze, sunt:

- rezistența R_{inf} corespunde exclusiv pierderilor în c.c. în înfășurarea bobinei. De aceea R_{inf} nu depinde de distanța d ; are însă o dependență termică dominantă ($4 \cdot 10^{-4} / K$), motiv pentru care ea trebuie eliminată din mecanismul de măsurare;

- inductivitatea L are un coeficient de temperatură relativ redus ($\approx 10^{-5} / K$) și este practic independentă de distanță, nefiind, deci, adecvată pentru evaluarea deplasării. Poate fi folosită adițional, pentru a face distincție între diversele materiale de atenuare;

- rezistența R_{mp} include, în opinia autorilor, pierderile prin curenți turbionari; alte surse de disipare de energie (curenți turbionari în înfășurare, pierderi magnetice în miez și stimol, etc.) fiind neglijabile la frecvențele uzuale de lucru. Componenta R_{mp} are o dependență pronunțată cu d , în timp ce coeficientul său de temperatură variază cu distanța d ($\leq 0,1 / K$).

Calea sugerată în [B4A, B1P] este de evaluare exclusivă a dependenței $R_{mp}(d)$. În acest scop și pentru eliminarea influenței lui R_{inf} , se propune utilizarea unei structuri aparte a SES, constând într-o bobină cu două înfășurări identice, bobinate bifilar (fig. 2.8.b). Asigurarea unui cuplaj foarte strâns conduce, în schema echivalentă de cuadripol în T a transformatorului astfel rezultat, la o inductivitate mutuală $M = L$ și la dispariția inductivităților longitudinale. O excitație în curent de Î.F. a bobinei primare și o măsurare de înaltă impedanță a tensiunii secundare, elimină influențele rezistențelor de c.c. $R_{inf1,2}$.

Măsurarea componentei active a puterii complexe în sistem, prin efectuarea produsului valorilor momentane $i_L \cdot u_L$, urmată de o filtrare cu un filtru trece-jos, este o metodă indirectă de evaluare a componentei R_{mp} , putând constitui și o soluție electronică concretă de prelucrare primară a informației în SIP (fig. 2.8.c). Amplificatoarele de măsură A1, A2 preiau două semnale

proporționale cu mărimile:

$$u_L(t) = U_{Im} \sin \omega t \quad (2.31)$$

$$i_L(t) = i_P(t) + i_M(t) = \frac{U_{Im}}{R_{mp}} \sin \omega t - \frac{U_{Im}}{\omega L} \cos \omega t$$

Semnalul la ieșirea multiplicatorului analogic MA:

$$u_M = k \cdot u_L \cdot R \cdot i_L \quad (2.32)$$

este aplicat filtrului trece-jos FTJ, care separă componenta continuă a acestuia (valoarea medie), astfel încât tensiunea de ieșire u_E corespunde puterii active, convertită în R_{mp} :

$$u_E = \frac{k_1}{2} \cdot \frac{U_{Im}^2}{R_{mp}} \sim P = \frac{U_{Im}^2}{2R_{mp}} = \frac{1}{2} I_{Im}^2 R_{mp} \quad (2.33)$$

Pentru o excitație de curent de amplitudine constantă $I_{Im} = \text{cst.}$, puterea activă măsurată la ieșire este direct proporțională cu rezistența de pierderi R_{mp} .

Avantajele principale, obținute prin utilizarea metodei și circuitelor descrise, sunt o reducere a coeficientului de temperatură relativ la distanța d :

$$\alpha = \frac{1}{u_E} \cdot \frac{\partial u_E}{\partial d} \cdot \frac{\partial d}{\partial T} \quad (2.34)$$

de aproximativ 10 ori și, ca urmare, posibilitatea măririi distanței de comutare până la $s_n \approx \Phi$, pentru deviații cu temperatura ale acesteia de $\pm 10\%$. Metoda utilizează o excitație independentă a SES, de unde posibilitatea unor optimizări suplimentare, prin alegerea adecvată a frecvenței de lucru. Ca o apreciere proprie, se poate sublinia caracterul aparte al soluției propuse, constând, în special, în posibilitatea ingenioasă de eliminare a componentei R_{inf} . Rămâne de văzut, dacă efortul de fabricație și volumul de circuite electrice se lasă compensat economic prin valorile îmbunătățite ale parametrilor. În orice caz, modul de abordare teoretică a SES este de un nivel modest.

Pentru caracterizarea electrică a SES reprezentativ, prin determinarea componentelor sale, autorul a utilizat o altă metodă, constând în efectuarea măsurătorilor de rezonanță. Conectarea unui condensator C etalon cu pierderi minime (factor de calitate de cel puțin 10 ori mai mare) la bornele bobinei SES, având o valoare corespunzătoare frecvențelor optime de lucru (Secțiunea 2.1.1), și excitarea circuitului rezonant paralel, astfel rezultat, cu un generator de curent de Î.F. asigură condiții ideale de rezonanță și, de aici, posibilitatea utilizării aparatului matematic cunoscut. Nivelurile de semnal ridicate și exactitatea aparatului matematic asigură o precizie bună a măsurătorilor, imperios necesară, după cum s-a arătat anterior. În plus, se elimină imprecizia de măsură, datorată capacităților parazite și proprii ale bobinei, având o influență considerabilă la măsurarea directă a componentelor impedanței, amintite anterior [A3V].

Circuitul rezonant din fig. 2.9.a, în care bobina SES este reprezentată prin schema sa echivalentă serie, utilizată până acum (fig. 1.18, rel. 2.14), poate fi transformat în topologia L II R_p II C, din fig. 2.9.b, unde L și C sunt componentele reactive ale elementelor fizice din circuitul rezonant, iar R_p este rezistența echivalentă paralelă de pierderi. Un studiu analitic atent al acestei transfigurări a fost efectuat în [FREF2, Secțiunea 1.1.2]

În regim permanent cvasistaționar, impedanța complexă a circuitului din fig. 2.9.a:

$$\underline{Z} = \frac{(R_s + j\omega L)/j\omega C}{R_s + j(\omega L - 1/\omega C)} = \frac{R_s}{R_s^2 \omega^2 C^2 + (\omega^2 LC - 1)^2} - j \frac{\omega C [R_s^2 + (L/C)(\omega^2 LC - 1)]}{R_s^2 \omega^2 C^2 + (\omega^2 LC - 1)^2} \quad (2.35)$$

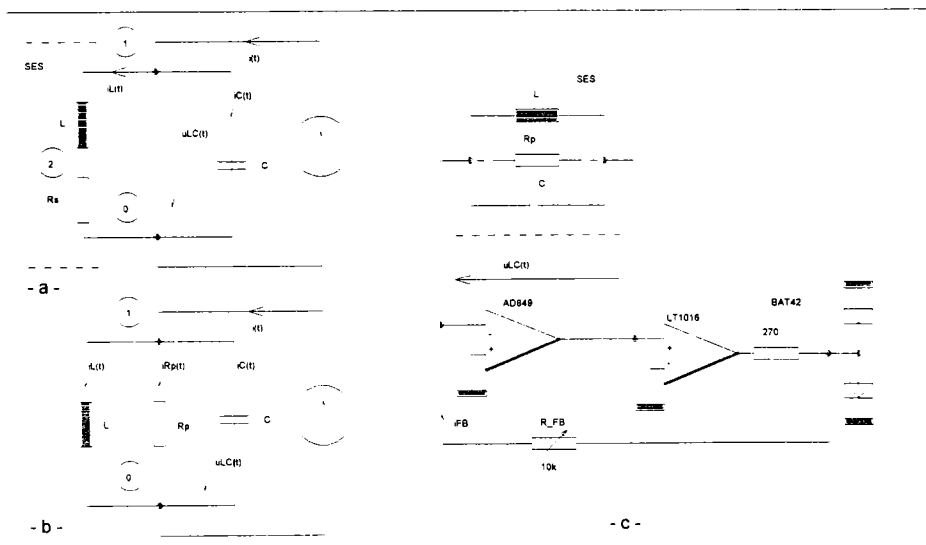


Fig. 2.9 Schemele echivalente ale SES reprezentativ

permite determinarea parametrilor caracteristici, deci și a pulsației de rezonanță (corespunzătoare defazajului nul):

$$\omega_r = \omega_0 \left[1 - \left(\frac{R_s}{\rho} \right)^2 \right]^{1/2} = \frac{1}{(LC)^{1/2}} \left[1 - \frac{R_s^2 C}{L} \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{LC} - \frac{R_s^2}{L^2} \right]^{1/2} \quad (2.36)$$

unde: $\omega_0 = 1/(LC)^{1/2}$ este pulsația proprie de rezonanță a circuitului LC ideal;
 $\rho = (L/C)^{1/2}$ este rezistența caracteristică.

În domeniul frecvențelor optime de lucru, SES se caracterizează prin $\omega L \gg R_s$; în aceste condiții, factorul de calitate al circuitului din fig. 2.9.a devine, pentru condensatoare de foarte bună calitate, egal cu factorul de calitate al bobinei reale:

$$Q \Big|_{\omega = \omega_r} = Q_L \Big|_{\omega = \omega_r} = \frac{\omega_r L}{R_s} = \frac{1}{\omega_r C R_s} = \frac{1}{R_s} \left(\frac{L}{C} \right)^{1/2} \quad (2.37)$$

Dificultățile studiului analitic al circuitului oscilant paralel realmente utilizat în SES al SIP și reprezentat în fig. 2.9.a, în legătură cu construcția diagramelor fazoriale (datorită lipsei unei mărimi electrice comune pentru toate elementele) și expresiile matematice greoaie, se pot elimina, dacă, pentru *situațiile de lucru la frecvențe de rezonanță*, structura se transformă într-o rețea echivalentă, ca și cea reprezentată în fig. 2.9.b. Circuitul echivalent corespunde, din punct de vedere fizic, unui circuit oscilant paralel, lipsit de pierderi și având o rezistență R_p conectată în paralel. O asemenea configurație este frecvent tratată în literatură [K5V, S15V], ea permite o scriere transparentă a expresiilor și o construcție facilă a diagramelor fazoriale, existând o mărime comună: tensiunea u_{LC} , precum și o interpretare directă a rezultatelor măsurărilor experimentale și simulărilor pe calculator. La pulsația de rezonanță ω_r componentele reactive se anulează

reciproc ($X_{Lr} = X_{Cr}$), iar impedanța circuitului are un caracter pur rezistiv, valoarea ei depinzând de ambele mărimi, care variază în procesul de sesizare. Pentru circuite cu rezistență $\rho \gg R_s$ ($\omega_r = \omega_0$) rezultă:

$$\underline{Z} = R_p = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{L}{C} = \frac{\rho^2}{R_s} \quad (2.38)$$

Relația 2.38 exprimă condiția de transfigurare între cele două scheme și permite rescrierea ecuațiilor 2.36 și 2.37:

$$\omega_r = \omega_0 \left[1 - \left(\frac{\rho}{R_p} \right)^2 \right]^{1/2} = \left[\frac{1}{LC} - \frac{1}{R_p^2 C^2} \right]^{1/2} \quad (2.39)$$

$$Q \big|_{\omega = \omega_r} = Q_L \big|_{\omega = \omega_r} = R_p \left(\frac{C}{L} \right)^{1/2} \Rightarrow R_p = \left(\frac{L}{C} \right)^{1/2} \cdot Q_L \big|_{\omega = \omega_r} = \omega_0 L Q_L \big|_{\omega = \omega_r} \quad (2.40)$$

Pentru un curent de excitație sinusoidal $i(t) = I_m \sin \omega_r t$, tensiunea măsurabilă la bornele circuitului, în fază cu $i(t)$, este:

$$u_{LC}(t) = U_m \sin \omega_r t = R_p I_m \sin \omega_r t \quad (2.41)$$

Curenții în componentele reactive, având un defazaj de $\mp 90^\circ$ față de curentul de excitație:

$$i_{L,C}(t) = R_p I_m \left(\frac{C}{L} \right)^{1/2} \sin(\omega_r t \mp 90^\circ) = Q_r I_m \sin(\omega_r t \mp 90^\circ) \quad (2.42)$$

definesc așa-numitul curent de circulație, având o amplitudine multiplicată cu factorul de calitate și circulând prin bobina radiantă a SES al SIP. Acest efect de „supracurent”, deci de amplificare a câmpului radiat, specific circuitului rezonant paralel, este, alături de dependența $\omega_r = \omega_r(R_s)$, motivul principal al utilizării, cu precădere, a unor asemenea structuri pentru SES ale SIP, în locul celor nerezonante sau rezonante de tip serie.

Simulările PSPICE comparative, efectuate în FREF2, *Secțiunea 1.1.3*, cu scopul de a stabili în ce măsură studiul circuitului real poate fi efectuat utilizând schema sa echivalentă din fig. 2.9.b, au condus la concluzia unei precizii foarte bune pentru situațiile practice.

În concluzie, se poate aprecia că folosirea schemei echivalente serie este avantajoasă pentru studiul fenomenologic, de câmp al sistemului, precum și pentru modelarea analitică, considerând ansamblul bobină - stimul un transformator cu ieșirea în scurtcircuit, așa cum a fost sugerat deja în *Secțiunea 1.4.5*, și utilizând, de exemplu, schema echivalentă de cuadripol în T. Modelarea trebuie să ducă, în final, la o reducere a acestui sistem fizic la proprietățile sale electrice, deci la expresiile componentelor impedanței echivalente la bornele primare (bornele fizice ale bobinei emițătoare a SIP).

O înțelegere mai exactă a comportării SES în aplicațiile majoritare, de lucru la rezonanță, este oferită, însă, de schema echivalentă din fig. 2.9.b. Pe baza acestor constatări și analogii între cele două circuite echivalente, autorul va utiliza, cu precădere, în caracterizarea SES al SIP și studiul circuitelor electronice aferente, schema echivalentă de tip paralel.

Revenind la caracterizarea electrică a SES reprezentativ, excitat la rezonanță, măsurătorile experimentale au fost făcute atât cu analizorul spectral HP419A, cât și în condiții reale de exploatare, prin excitarea circuitului cu un oscilator pilot (fig. 2.9.c). Datorită condițiilor ideale de excitație a circuitului oscilant - plasat în bucla de reacție a amplificatorului operațional AO, deci supus unei încărcări minime -, cât și utilizării unor componente performante (AO cu $A_0 = 98$ dB și

$f_{T3dB} = 10$ kHz, deci având $A \geq 60$ dB la frecvențele de lucru), abaterile între rezultatele celor două măsurători au fost, practic, neglijabile.

Excitarea circuitului oscilant se face cu o undă rectangulară de curent, ale cărei valori de palier sunt determinate de rezistența R_{FB} (fig. 2.9.c) și de limitările de tensiune efectuate de diodele Schottky (± 340 mV). Selectivitatea ridicată a circuitului oscilant (bandă de trecere absolută $B_T \leq 6$ kHz, [FREF1]) duce la suprimarea pronunțată a componentelor armonice ale curentului rectangular i_{FB} , astfel că efectivă, din punct de vedere dinamic, este numai componenta fundamentală, nedefazată și având o amplitudine conform dezvoltării în serie Fourier:

$$I_{fbm} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{0,34 \text{ V}}{R_{FB}} \quad (2.43)$$

Prima serie de măsurări asupra SES de referință a fost efectuată cu o placă standard de măsură (deci din material feromagnetic FE360) cu dimensiunile și în condițiile specificate în [FREF1, Secțiunea 4.2.1]. Amplitudinea tensiunii $u_{LC}(t)$ și frecvența de oscilație f , măsurate pentru diferite distanțe d între SES și placa de atenuare (fig. 1.21) și pentru $C = 1$ nF, sunt indicate în coloanele 2 și 3 ale tabelului 2.2. Cunoașterea valorii R_{FB} face posibilă determinarea valorilor R_p :

$$R_p = \frac{U_{lcm}}{I_{lcm}} = \frac{\pi \cdot U_{lcm}}{1,36} R_{FB} \quad (2.44)$$

Celelalte mărimi din tabelul 2.2 au fost calculate cu rel. 2.38 ÷ 2.40

Tabela 2.2

Stimul feromagnetic			Valori calculate			
d [mm]	U_{lcm} [mV]	f [kHz]	R_p [k Ω]	L [μ H]	R_s [Ω]	Q_L
10,000	2368,808	380,035	27,650	175,385	6,343	66,023
9,500	2367,394	380,037	27,633	175,383	6,347	65,984
9,000	2364,565	380,040	27,600	175,381	6,354	65,905
8,500	2363,151	380,042	27,584	175,379	6,358	65,866
8,000	2360,322	380,043	27,551	175,378	6,366	65,788
7,500	2357,494	380,045	27,518	175,376	6,373	65,709
7,000	2353,251	380,046	27,468	175,375	6,385	65,591
6,500	2347,595	380,051	27,402	175,370	6,400	65,434
6,000	2340,523	380,058	27,320	175,364	6,419	65,238
5,500	2329,210	380,065	27,187	175,358	6,450	64,924
5,000	2313,653	380,070	27,006	175,353	6,493	64,491
4,500	2288,198	380,072	26,709	175,351	6,565	63,782
4,000	2251,428	380,070	26,280	175,353	6,673	62,757
3,500	2193,445	380,055	25,603	175,367	6,850	61,138
3,250	2153,847	380,037	25,141	175,383	6,976	60,032
3,000	2105,764	380,010	24,579	175,408	7,136	58,687
2,750	2044,953	379,965	23,870	175,450	7,350	56,986
2,500	1968,585	379,889	22,978	175,520	7,639	54,847
2,250	1887,975	379,784	22,037	175,617	7,969	52,586
2,000	1779,081	379,626	20,766	175,763	8,464	49,533
1,750	1644,730	379,370	19,198	176,001	9,168	45,761
1,500	1489,167	378,980	17,382	176,363	10,146	41,390
1,250	1316,633	378,383	15,368	176,920	11,512	36,537
1,000	1128,542	377,433	13,173	177,812	13,498	31,239
0,750	934,795	375,958	10,911	179,210	16,424	25,775
0,500	729,734	373,563	8,518	181,515	21,310	19,993
0,250	520,431	369,704	6,075	185,324	30,508	14,111
0,000	0,000	0,000				

Valorile L și R_s , corespunzătoare SES practic neatenuat de către stimul ($d_{\max} = 10$ mm) și funcționând la frecvența rezultantă $f \approx 380$ kHz, sunt foarte apropiate valorilor indicate în Secțiunea 2.1.1, pentru $f = 350$ kHz, (tabela 2.1) și corespund inductivității proprii, respectiv pierderilor permanente existente în SES.

Variațiile cu distanța a mărimilor L și R_s , normate la valorile de stare neatenuată: L_{\max} și $R_{s\max}$, sunt ilustrate în fig. 2.10 și evidențiază următoarele componente:

– domeniul distanțelor mari ($d \geq 0,5 \Phi_M$; $\Phi_M = 8,2$ mm) se caracterizează printr-o constanță, din punct de vedere practic, a inductivității și o variație redusă a lui R_s ($\approx 5\%$), deci a influenței pierderilor suplimentare, cauzate de stimul, în ansamblul pierderilor R_m (rel. 2.15). O observare atentă a evoluției valorilor L , efectuată în tabela 2.2, evidențiază o scădere foarte slabă a inductivității, efect caracteristic sistemelor de curenți turbionari. Distanțele fiind mari, acest efect este abia perceptibil;

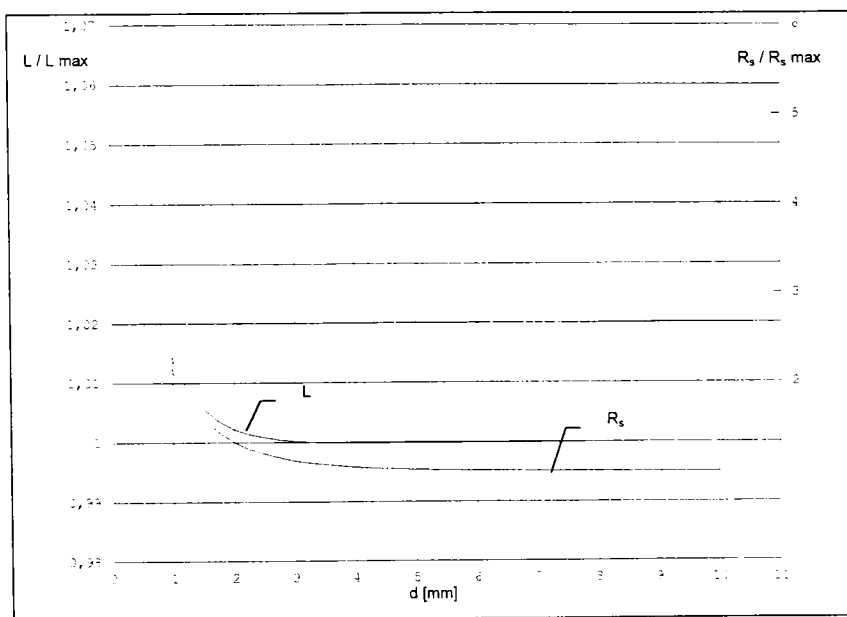


Fig. 2.10 Componentele SES de referință pentru atenuare cu materiale feromagnetice

– în domeniul distanțelor mijlocii ($d \approx 0,5 \Phi_M \div 0,25 \Phi_M$), influența stimulului se accentuează, fapt remarcabil prin creșterea rezistenței echivalente serie cu până la 33%. Inductivitatea rămâne în continuare practic constantă. Repetând, însă, investigația atentă a valorilor tabelate, se constată că, pentru $d = 3,250$ mm, L atinge din nou valoarea de stare neatenuată; în continuare, ea prezintă creșteri monotone. În opinia proprie a autorului, această situație este un efect de frontieră și are următoarea explicație: la depășirea graniței amintite, efectul curenților turbionari asupra inductivității este suprimat de către un efect „parazitar”, nedorit, ce apare numai la sesizarea materialelor feromagnetice; acest efect devine tot mai pregnant și va fi descris în continuare;

– în zona distanțelor mici ($d \leq 0,25 \Phi_M$), efectul pierderilor, cauzate de stimul asupra rezistenței echivalente de pierderi R_m , este foarte pronunțat, atingând, la limită, valori de până la 500%. Variația inductivității, în acest domeniu, este o sursă de controverse în literatura de specialitate. În timp ce mulți autori se abțin de a face aprecieri asupra evoluției inductivității, ignorând pur și simplu variația acesteia, alte lucrări [B1A, B1P] - unele chiar de referință [A3V] - enunță o

scădere permanentă a inductivității L odată cu reducerea distanței d . Pe baza caracterului antagonist al variației inductivității, [B1A] clasifică senzorii inductivi în SIN propriu-zis (L crește la scăderea distanței d) și SIP de curenți turbionari (L scade odată cu reducerea distanței între SES și stimul).

Aceste afirmații sunt contestate de către autorul tezei. În realitate, la sesizarea unor stimuli feromagnetici, pe măsura reducerii distanței d sub o anumită limită, comportamentul SIP, privitor la variația lui L , se apropie din ce în ce mai mult de al SIN cu circuit magnetic închis (Secțiunea 1.4.3). Datorită inegalității $\mu_r \gg 1$, caracteristicile obiectului de sesizat, acesta poate fi echivalat cu o armătură mobilă, în timp ce SES de referință poate fi asimilat cu o variantă dublată prin oglindire a sistemului din fig. 1.14.a. Similar acestui sistem, liniile de câmp se închid prin stimul, iar reducerea distanței d - în acest caz întrefier triplu - provoacă scurtarea liniilor de câmp în aer, reducerea reluctanței și, deci, creșterea inductivității după o lege aproximativ liniară (rel. 1.24) și independentă practic de valoarea μ_r . În opinia autorului, comportarea SIP, referitoare la modul de variație $L = L(d)$, în domenii de distanțe reduse ($d < 0,25 \Phi_M$) este similară SIN cu circuit magnetic închis și poate fi descrisă ca în Secțiunea 1.4.3, dacă obiectul de detectat prezintă, la frecvențele relativ înalte de lucru, specifice SIP, o permeabilitate relativă suficient de ridicată. Conform măsurătorilor, creșterea inductivității nu depășește 10%.

Domeniul distanțelor mici are o importanță minoră pentru SIP digitali, la care se caută mărirea permanentă a distanței de comutare s_n ; este însă foarte important pentru SIP analogici, la care accentul cade pe liniaritatea caracteristicii de transfer și care lucrează, din aceste considerente, în special în zona distanțelor mici. Din acest motiv, caracterizarea exactă a comportamentului la aceste distanțe rămâne în continuare de actualitate.

Tabela 2.3

Stimul paramagnetic			Valori calculate			
d [mm]	U_{cm} [mV]	f [kHz]	R_p [k Ω]	L [μ H]	R_s [Ω]	Q_L
10,000	2368,808	380,063	27,650	175,359	6,342	66,028
9,500	2370,222	380,069	27,666	175,354	6,338	66,068
9,000	2371,636	380,074	27,683	175,349	6,334	66,108
8,500	2373,050	380,082	27,699	175,342	6,330	66,149
8,000	2373,050	380,090	27,699	175,334	6,330	66,151
7,500	2374,465	380,100	27,716	175,325	6,326	66,192
7,000	2370,222	380,120	27,666	175,307	6,337	66,077
6,500	2373,050	380,142	27,699	175,287	6,328	66,160
6,000	2375,879	380,170	27,732	175,261	6,320	66,243
5,500	2380,121	380,210	27,782	175,224	6,307	66,369
5,000	2387,192	380,259	27,864	175,179	6,287	66,574
4,500	2402,749	380,346	28,046	175,099	6,243	67,024
4,000	2412,648	380,479	28,161	174,976	6,213	67,323
3,500	2423,962	380,690	28,293	174,782	6,177	67,676
3,250	2428,205	380,843	28,343	174,642	6,162	67,822
3,000	2432,447	381,039	28,393	174,462	6,145	67,976
2,750	2423,962	381,295	28,293	174,228	6,158	67,784
2,500	2423,962	381,633	28,293	173,920	6,147	67,844
2,250	2415,477	382,075	28,194	173,517	6,154	67,685
2,000	2398,506	382,675	27,996	172,974	6,178	67,315
1,750	2363,151	383,497	27,584	172,233	6,244	66,465
1,500	2309,411	384,647	26,956	171,205	6,351	65,148
1,250	2220,315	386,233	25,916	169,801	6,552	62,893
1,000	2091,622	388,438	24,414	167,879	6,876	59,586
0,750	1909,188	391,697	22,285	165,097	7,409	54,845
0,500	1702,713	396,359	19,875	161,236	8,113	49,496
0,250	1435,427	403,199	16,755	155,812	9,300	42,446
0,000	1166,726	413,136	13,618	148,407	10,897	35,351

Pe baza celor stabilite anterior, se poate concluziona că, în cazul sesizării obiectelor feromagnetice, în expresia impedanței SES al SIP (rel. 1.70), componenta rezistivă $R_s(d)$ are un rol dominant, în timp ce componenta reactivă $L(d)$ are o importanță secundară.

Investigații de laborator similare au fost efectuate asupra SES de referință, utilizând, de asemenea, stimuli paramagnetici (aluminu) și diamagnetici (cupru). Dimensiunile plăcilor de măsură și condițiile de efectuare a determinărilor s-au menținut indentice, pentru a putea efectua o analiză comparativă cu rezultatele anterioare.

Tabela 2.3 cuprinde rezultatele măsurătorilor (U_{lcm} și f) precum și valorile calculate similar ca mai sus, pentru o placă de măsură din aluminu cu dimensiuni standard.

Dependența cu distanța a mărimilor L și R_s , din nou normate la valorile de stare neatenuată: L_{max} și R_{smax} pentru $d = 10$ mm, evidențiază în acest caz comportamente esențial distincte (fig. 2.11):

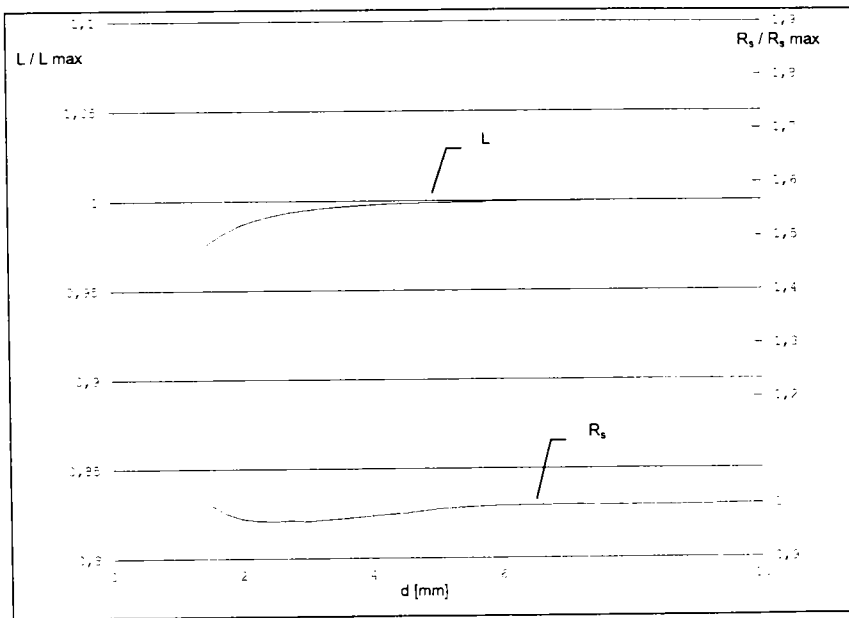


Fig. 2.11 Componentele SES de referință pentru atenuare cu materiale paramagnetice

– domeniul distanțelor mari ($d \geq 0,5 \Phi_M$; $\Phi_M = 8,2$ mm) se caracterizează, din punct de vedere practic, prin aceeași constanță a inductivității și o variație redusă a rezistenței R_s ($\leq 2\%$). Efectul scăderii inductivității este acum mai ușor de remarcat. Citind valorile tabelate ale lui L , se poate constata scăderea permanentă și monotonă a valorilor inductivității, efect specific SIP de curenți turbionari și perceptibil chiar și pentru $d = 8$ mm. Câmpul magnetic primar, emis de bobina radiantă a SES, produce curenți turbionari în stimulul din material conductor electric, dar lipsit de proprietăți feromagnetice. Câmpul magnetic secundar, generat de curenții turbionari, este orientat opus câmpului primar și produce comprimarea acestuia. În urma acestei atenuări, la apropierea stimulului, are loc o reducere a inductivității bobinei emițătoare de câmp electromagnetic;

– în domeniul distanțelor mijlocii ($d \approx 0,5 \Phi_M \div 0,25 \Phi_M$), are loc o scădere mai pronunțată a inductivității, însoțită de o reducere ușoară a valorilor lui R_s , enunțată ca o „compensare” parțială a pierderilor proprii. În realitate, apare un efect de reducere a pierderilor permanente, ca urmare a scăderii inductivității. În literatura parcursă de autor, acest efect, specific materialelor nefero-

magnetice, nu este amintit. Cercetări actuale ale autorului în direcția elaborării unor sisteme de înaltă sensibilitate și cu caracteristici independente de natura obiectului de sesizat - sisteme cu factor de corecție $FC \approx 1$ [FREF1, Secțiunea 4.2.1] - arată că, exploatarea acestui comportament poate constitui o cale de atingere a acestui deziderat. După cum se va arăta în continuare, efectul se face remarcat în caracteristica $Q_L(d)$ printr-o supracreștere a valorilor în domeniul distanțelor mijlocii;

- în zona distanțelor mici ($d \leq 0,25 \Phi_M$), scăderea inductivității L ia forme accentuate, ajungând la 85% din valoarea inițială. Evoluția lui R_s atinge un minimum, după care influența curenților turbionari în stimul devine determinantă pentru rezistența echivalentă de pierderi, astfel încât valoarea ei crește monoton. Acest comportament general este considerat în literatură ca fiind specific tuturor SIP de curenți turbionari [A3V, B1P]. Efectul continuu de scădere a inductivității se repercutează permanent asupra valorilor R_s , astfel încât la limită, pentru $d \rightarrow 0$, are loc o dublare a valorii inițiale, ceea ce înseamnă atingerea unor valori finale net inferioare celor pentru materialele feromagnetice.

În concluzie, pentru materialele paramagnetice, procedând similar prin descompunerea domeniului distanțelor de sesizare în trei subdomenii, se poate aprecia un comportament asemănător al dependenței $R_s(d)$ în domeniile extreme, (evident, nu atât de puternic la distanțe reduse) și o influență de o pondere remarcabilă a componentei $L(d)$ în expresia impedanței SES (rel. 1.70).

Diferența de comportament pentru materialele diamagnetice, respectiv paramagnetice, este minoră, motiv pentru care rezultatele măsurărilor experimentale, efectuate în aceeași manieră pentru o placă de cupru, nu vor mai fi descrise detaliat. Inductivitatea SES are, în acest caz, o variație identică cu cea corespunzătoare materialelor paramagnetice (abateri sub 0,3%). Datorită conductivității mai ridicate a cuprului (anexa 1), se remarcă o scădere cu distanța mai puțin pronunțată a rezistenței R_s (pentru $d = 0 \Rightarrow R_s = 9,482 \Omega$).

Așa după cum a fost descris anterior și prezentat detaliat în [FREF2, Secțiunile 1.1.2 1.2.1, Capitolul 2], marea majoritate a SIP utilizează SES în cadrul unui circuit rezonant paralel, excitat în curent de Î.F., și evaluează modificările factorului de calitate a acestuia. Din acest motiv, dependența $Q_L(d)$ are o importanță deosebită în caracterizarea SES.

Acțiunea simultană a componentelor $\omega L(d)$ și $R_s(d)$ asupra acestui factor, în conformitate cu rel. 2.37, pentru stimulul feromagnetic, respectiv paramagnetic, este reprezentată grafic în fig. 2.12. Deși rar întâlnită sub formă grafică în literatură, utilizarea acestei dependențe este metoda uzuală de analiză a SIP. Alura curbelor $Q_L(d)$ nu permite o explicare intimă și directă a dependențelor cu distanța ale comportamentelor individuale ale SES. Avantajul reprezentării este, că facilitează aprecieri imediate asupra domeniului posibil de utilizare, sensibilității și liniarității, marginii de rezervă, etc., pentru sistemele funcționând pe baza evaluării directe a lui Q_L .

Se constată o puternică translație spre dreapta, nedorită, a caracteristicii în cazul materialelor paramagnetice. Situația este similară și pentru cele diamagnetice, unde caracteristica $Q_L(d)$ are aceeași alură, fiind doar ușor translatată în sus ($Q_L = 40,582$ pentru $d = 0$ mm). Aceasta se traduce, la sistemele clasice, prin reducerea dramatică a distanței de cuprindere.

Cu titlu exemplificativ, se consideră SES de referință implementat într-un DIP, calibrat pentru $s_n = 3$ mm cu ajutorul plăcii standard din Fe. Marginea de rezervă este, conform rel. 2.28 de 13,5%, valoare deosebit de satisfăcătoare în practică. Pentru un stimul din Al, rezultă o distanță redusă de comutare, de aproximativ 1 mm, deci un factor de corecție $FC \approx 0,33$, iar pentru un stimul din Cu, de aproximativ 0,75 mm, adică $FC \approx 0,25$ [FREF1, Secțiunea 4.2.1].

Demn de accentuat este că, deși la materialele feromagnetice, în domeniul distanțelor mici, are loc o creștere a inductivității cu distanța (contrar afirmațiilor din literatură), factorul de calitate este puternic descendent, datorită efectului dominant al creșterii lui R_s în acest domeniu.

Supracreșterea valorilor Q_L la materialele paramagnetice, în domeniul distanțelor mijlocii, este explicabilă prin comportamentul aparte, evidențiat anterior de autor.

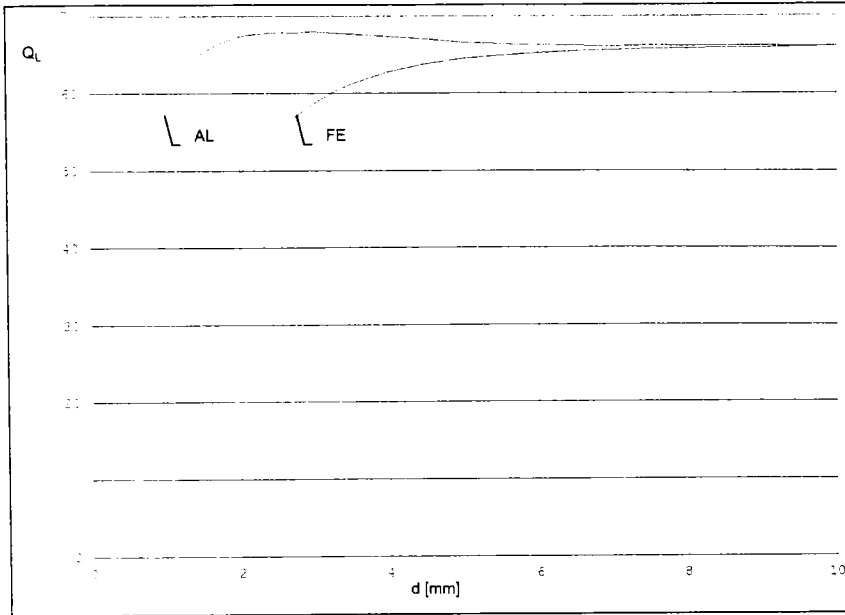


Fig. 2.12 Dependența cu distanța a factorului de calitate a SES

2.2 ANALIZA FENOMENELOR ELECTROMAGNETICE ÎN CÂMPUL ACTIV AL SENZORILOR INDUCTIVI DE PROXIMITATE. INFLUENȚA EXERCITĂ DE STIMUL

2.2.1 Posibilități convenționale de studiu analitic

O analiză generală, orientată cu precădere în direcția descrierii principale a funcționării SIP, poate fi făcută, utilizând studiul microscopic al fenomenelor și stărilor electromagnetice. La baza lui stau șase mărimi primitive, a căror introducere este posibilă, numai apelând la experiență:

- mărimile de stare electrică și magnetică ale corpurilor:
 - sarcina electrică q (caracterizează starea de încărcare electrică);
 - momentul electric p (caracterizează starea de polarizație electrică);
 - intensitatea curentului de conducție i (caracterizează starea electrocinetică);
 - momentul magnetic m (caracterizează starea de magnetizație).
- mărimile de stare locală a câmpului electromagnetic:
 - vectorul câmp electric în vid E_0 . Din acesta derivă cele două mărimi vectoriale, care caracterizează local aspectul electric al câmpului electromagnetic:
 - intensitatea câmpului electric E ;
 - inducția electrică D .
 - vectorul inducție magnetică în vid B_0 . Din acesta derivă cele două mărimi vectoriale, care caracterizează local aspectul magnetic al câmpului electromagnetic:
 - intensitatea câmpului magnetic H ;

– inducția magnetică \mathbf{B} .

Caracterizarea stărilor electromagnetice este completată și ușurată, folosind în același timp și mărimile derivate:

• din mărimile de stare electrică și magnetică a corpurilor:

– densitatea de volum, respectiv suprafață, a sarcinii electrice:

$$\rho_v = dq/dv \quad ; \quad \rho_s = dq/ds \quad (2.45)$$

– polarizația electrică:

$$\mathbf{P} = dp/ds \quad (2.46)$$

– densitatea de curent electric (curent de conducție):

$$\mathbf{J} = \mathbf{u}_j \cdot di/ds \quad (2.47)$$

– magnetizația:

$$\mathbf{M} = dm/dv \quad (2.48)$$

• din mărimile de stare locală a câmpului electromagnetic:

– tensiunea electrică (în lungul unei curbe):

$$u = \int \bar{\mathbf{E}} \cdot d\bar{\mathbf{c}} \quad (2.49)$$

– fluxul electric (printr-o suprafață):

$$\Psi = \iint \bar{\mathbf{D}} \cdot d\bar{\mathbf{s}} \quad (2.50)$$

– tensiunea magnetică (în lungul unei curbe):

$$u_m = \int \bar{\mathbf{H}} \cdot d\bar{\mathbf{c}} \quad (2.51)$$

– fluxul magnetic (printr-o suprafață):

$$\Phi = \iint \bar{\mathbf{B}} \cdot d\bar{\mathbf{s}} \quad (2.52)$$

Prin utilizarea acestor mărimi, studiul microscopic al fenomenelor electromagnetice constă în aplicarea adecvată (fig. 2.13) a legilor generale și a principalelor legi de material, prezentate sintetic în tabela 2.4. În legile generale ale teoriei macroscopice a electromagnetismului intervin constantele universale:

– permitivitatea absolută: $\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12} \text{ As/Vm}$; (2.53)

– permeabilitatea absolută: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Vs/Am}$;

– constanta lui Faraday: $F_0 = 96484,56 \text{ C/mol}$;

precum și viteza \mathbf{v} de deplasare a sistemului considerat.

Legile de material sunt enunțate în tabela 2.4, în ipoteza unei prime simplificări, general valabilă pentru obiectivul tezei de doctorat: *materialele dielectrice și magnetice sunt liniare și caracterizează medii izotrope*, în care sunt satisfăcute paralelismele $\mathbf{D} \parallel \mathbf{E}$ și $\mathbf{B} \parallel \mathbf{H}$. Aceasta reduce tensorii simetrici, de legătură între componentele carteziene ale vectorilor de mai sus, la mărimi scalare.

Tabela 2.4

Nr.	LEGEA	FORMA INTEGRALĂ
L1	Legea inducției electromagnetice (Faraday)	$e_r = \oint_{\Gamma} \vec{E} \cdot d\vec{c} = -\frac{d}{dt} \iint_{S_r} \vec{B} \cdot d\vec{s} + \oint_{\Gamma} (\vec{v} \times \vec{B}) \cdot d\vec{c} = -\frac{d\Phi_{S_r}}{dt} + \oint_{\Gamma} (\vec{v} \times \vec{B}) \cdot d\vec{c} \quad (2.55)$
L2	Legea fluxului electr. (Gauss)	$\Psi_{\Sigma} = \iint_{\Sigma} \vec{D} \cdot d\vec{s} = \iiint_{\Omega_{\Sigma}} \rho_v \cdot dv = q_{\Sigma} \quad (2.56)$
L3	Legea legăturii dintre D , E și P	$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \quad (2.57)$
L4*	Legea polarizației electr. temporare	$\vec{P}_t = \epsilon_0 \chi_e \vec{E} \quad (2.58)$
L5	Legea circuitului magn. (Ampère)	$e_m = \oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{c} = \Theta = \iint_{S_r} [\vec{J} + \rho_v \cdot \vec{v} + \text{rot}(\vec{D} \times \vec{v})] \cdot d\vec{s} + \frac{d}{dt} \iint_{S_r} \vec{D} \cdot d\vec{s} \quad (2.59)$
L6	Legea fluxului magnetic	$\Phi_{\Sigma} = \iint_{\Sigma} \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \quad (2.60)$
L7	Legea legăturii dintre B , H și M	$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \mu_0 \vec{M} \quad (2.61)$
L8*	Legea magnetiz. temporare	$\vec{M}_t = \chi_m \vec{H} \quad (2.62)$
L9	Legea conserv. sarcinii electrice	$i_{\Sigma} = \iint_{\Sigma} \vec{J} \cdot d\vec{s} = -\frac{d}{dt} \iiint_{\Omega_{\Sigma}} \rho_v \cdot dv = -\frac{d}{dt} q_{\Sigma} \quad (2.63)$
L10*	Legea conducției electrice (Ohm)	$\sigma(\vec{E} + \vec{E}_i) = \vec{J} \quad (2.64)$
L11	Legea transform. energ. în conduc.	$\vec{p}_J = \vec{E} \cdot \vec{J} \quad (2.65)$
L12	Legea electrolizei	$m = \frac{1}{F_0} \cdot \frac{A}{v} \cdot q \quad (2.66)$

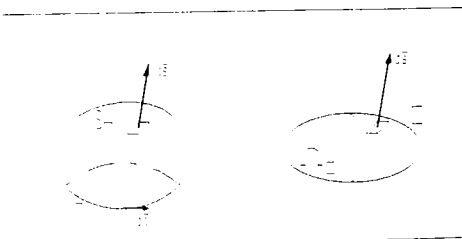


Fig. 2.13 Orientarea elementelor pentru formele integrale ale legilor din tabela 2.4

Mărimile de material care intervin în legile de material (marcate în tabelă cu *), dependente de natura mediului, starea fizico-chimică locală (temperatură, concentrație, stare de deformare), etc., sunt:

– susceptivitatea electrică χ_e , respectiv magnetică χ_m ;

– permitivitatea mediului ϵ ;

– permeabilitatea mediului μ ;

– conductivitatea / rezistivitatea:

$$\sigma = 1/\rho \quad (2.54)$$

– intensitatea câmpului electric imprimat

\vec{E}_i , definită macroscopic ca valoarea cu semn schimbat a intensității câmpului electric, ce se stabilește în conductoare la atingerea stării de echilibru electrostatic.

În regim staționar, invariabil în timp, câmpul electric și câmpul magnetic sunt în legătură

exclusiv prin intermediul corpurilor conductoare parcurse de curenți electrici de conducție, legătură exprimată de $L10^*$, conform căreia, repartiția câmpului electric imprimat, deci a surselor de curent, determină atât curenții de conducție, și de aici câmpul magnetic produs de ei, cât și repartiția câmpului electric în conductoare. În lipsa curenților de conducție, legătura dispăre și rezultă două câmpuri vectoriale complet independente: câmpul electrostatic și câmpul magnetostatic. Asemenea regimuri sunt practic de neîntâlnit în cazul SIN și au fost amintite numai din considerente de prezentare sistematică a fenomenelor electrice și magnetice.

În regim cvasistaționar, variațiile în timp ale mărimilor de stare corespunzătoare câmpului magnetic sunt suficient de lente pentru ca curenții de deplasare să poată fi neglijabili din punct de vedere la producerii câmpului magnetic, peste tot cu excepția dielectricului condensatoarelor. Cu alte cuvinte, câmpul magnetic cvasistaționar este produs de către conductoarele parcurse de curenți electrici de conducție variabili în timp, iar contribuția variației în timp a câmpului electric la producerea câmpului magnetic este neglijată în $L5$. Câmpul magnetic cvasistaționar este, în general, determinat de repartiția curenților electrici și a momentelor magnetice (partea temporară) prin $L8$.

Teoretic, acest regim este întâlnit la majoritatea sistemelor inductive, prezentate în *Secțiunile 1.4.1 ÷ 1.4.4*, sisteme care lucrează la frecvențe suficient de mici, astfel încât să fie satisfăcute condițiile de regim cvasistaționar. Metodele consacrate de determinare a câmpului, metode de ce au fost parțial utilizate și în secțiunile amintite mai sus, sunt, de regulă, metode convenționale și constau în aplicarea formelor integrale ale legilor $L5 ÷ L8$, evident adaptate condițiilor de regim cvasistaționar. Metoda presupune cunoașterea prealabilă, prin raționamente bazate pe considerente de simetrie, a formei liniilor de câmp și apelează, de asemenea, la teoremele refracției liniilor de câmp, unicității și superpoziției. Formele integrale ale legilor pot fi utilizate direct, numai pentru studiul analitic al sistemelor relativ simple, care prezintă uniformități structurale și configurații geometrice cu simetrie. În regim variabil în timp, cu viteze ridicate, apare o primă condiționare reciprocă între repartiția de sarcină și cea de curent, prin legea conservării sarcinii electrice $L9$. În afara condiționării prin intermediul corpurilor, mai apare și o dublă legătură directă între câmpul electric și cel magnetic:

– câmpul magnetic variabil în timp determină apariția unui câmp electric solenoidal (indus) prin legea inducției electromagnetice $L1$;

– câmpul electric variabil în timp determină apariția unui câmp magnetic solenoidal, produs de curentul de deplasare, care intervine prin legea circuitului magnetic $L5$.

Această dublă legătură condiționează existența câmpului electromagnetic, stipulată de James C. Maxwell în 1864 și evidențiat experimental de Heinrich Herz în 1887. Maxwell consideră definit câmpul electric prin mărimile \mathbf{E} și \mathbf{D} , iar câmpul magnetic prin \mathbf{B} și \mathbf{H} , în fiecare punct ale unui mediu considerat *continuu*. Aceste câmpuri variabile în timp sunt interdependente și purtătoare de energie înmagazinată în ele. În regim variabil în timp, câmpul electric produce, prin intermediul curenților de conducție (purtătorii de sarcină mobili din conductoare) și a curenților de deplasare („continuarea în dielectric” a curenților de conducție - noțiune introdusă de Maxwell), un câmp magnetic de asemenea variabil (fig. 2.14.a).

Acest câmp magnetic produce, la rândul său, un câmp electric secundar prin efect de inducție. Conform legii inducției, câmpul magnetic variabil în timp se înconjoară cu un câmp electric inelar (fig. 2.14.b), atât în dielectric cât și în vid.

Acest câmp electric turbionar cauzează într-un conductor, prin componentele sale orientate în direcția conductorului, o tensiune electrică indusă. Dacă conductorul este dispus într-o buclă închisă, tensiunea circulară indusă, care acționează în buclă, produce un câmp magnetic secundar, care se opune cauzei care l-a generat (regula lui Lenz).

Sistemele inductive de curenți turbionari, enunțate în *Secțiunea 1.4.5*, care constituie obiectul prezentei teze de doctorat, lucrează într-un domeniu de frecvențe relativ ridicat ($n \cdot 100$

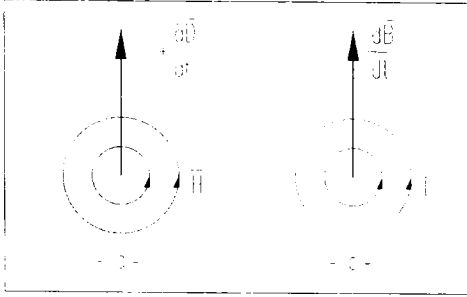


Fig. 2.14 Componentele câmpului electromagnetic variabile în timp

kHz ÷ n · MHz), deci în regim variabil în timp, de felul celui expus anterior. În consecință, analiza sistematică și unitară a lor trebuie făcută, luând în considerare condiționările reciproce între câmpul electric și cel magnetic.

Utilizarea metodelor convenționale din electrotehnică, pe baza aplicării formei integrale a legilor, este dificilă, în cazul SIP de curenți turbionari. Aceste metode se pretează pentru sisteme simple, a căror configurație, cu eventuale simetrii, permite stabilirea direcției cu o bună aproximație a formei liniilor de câmp.

2.2.2 Metode adecvate de studiu pentru SIP

După cum rezultă din prezentările anterioare, SES ale SIP au un grad relativ ridicat de complexitate și sunt critice, datorită nivelurilor de magnetizare foarte scăzute, respectiv variațiilor de măsurat deosebit de reduse. Din acest motiv, studiul lor exact pe baza utilizării metodelor integrale convenționale este dificil, dacă nu chiar inimaginabil. Aceste sisteme pot fi studiate fie analitic, fie prin metode evaluate, asistate de calculator, ca de exemplu: MEF (metoda elementelor finite), MDF (metoda diferențelor finite), etc., prin utilizarea locală a formelor diferențiale ale legilor din tabela 2.4.

Studiul general și sistematic al câmpului electromagnetic, al repartiției curenților în porțiunile conductoare și a pierderilor prin efect Joule - Lenz corespunzătoare, se poate face numai cu ajutorul formelor locale ale legilor, care exprimă în modul cel mai adecvat (corespunzător concepției de localizare a tuturor acțiunilor și proprietăților fizice) situația acestui sistem fizic.

Pentru *medii imobile* și în *domenii de continuitate* și *netezime* a proprietăților fizice locale, sistemul vectorial de ecuații cu derivate parțiale, de mai jos, reprezentând formele locale ale legilor generale ale câmpului electromagnetic, este cunoscut în literatură sub numele de ecuațiile lui Maxwell [1873]:

$$\text{rot } \mathbf{H}(\mathbf{p}; t) = \mathbf{J}(\mathbf{p}; t) + \frac{\partial \mathbf{D}(\mathbf{p}; t)}{\partial t} \quad (2.67)$$

$$\text{rot } \mathbf{E}(\mathbf{p}; t) = - \frac{\partial \mathbf{B}(\mathbf{p}; t)}{\partial t} \quad (2.68)$$

$$\text{div } \mathbf{B}(\mathbf{p}; t) = 0 \quad (2.69)$$

$$\text{div } \mathbf{D}(\mathbf{p}; t) = \rho_v(\mathbf{p}; t) \quad (2.70)$$

unde: \mathbf{p} = vectorul de poziție al punctului curent;
 t = variabila timp.

Sistemul cuprinde formele locale ale legilor L5, L1, L6 și respectiv L2, deducerea lor fiind imediată prin aplicarea teoremelor lui Stokes și Gauss - Ostrogradski.

Ecuațiile lui Maxwell, în formulare generală, exprimă în mod implicit și a cincea lege fundamentală a conservării sarcinii electrice, conform căreia, reducerea sarcinii cuprinse într-un volum se traduce prin apariția unui curent care circulă spre exterior prin suprafața ce delimitează

volumul. Efectuând o divergență în relația 2.67 și ținând cont de 2.70 se obține:

$$\operatorname{div} \mathbf{J}(\mathbf{p}; t) = -\operatorname{div} \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{D}(\mathbf{p}; t) = -\frac{\partial}{\partial t} \rho_v(\mathbf{p}; t) \quad (2.71)$$

relație, care este într-adevăr forma locală a legii L9, lege ce stabilește legătura între densitățile curentului electric și densitatea de volum a sarcinii. În [P4] relația 2.71 este numită ecuația continuității curgerii electrice, deoarece exprimă continuitatea între curentul de conducție i_c și curentul de deplasare i_D . Relațiile 2.67 la 2.71 permit calculul mărimilor câmpului, presupunând cunoscute sursele care generează câmpul electromagnetic, deci mărimile \mathbf{J} și ρ_v .

Din punct de vedere matematic, ecuațiile lui Maxwell reprezintă, într-un spațiu tridimensional, un sistem de 8 ecuații scalare, având 12 necunoscute scalare: componentele vectorilor \mathbf{H} , \mathbf{E} , \mathbf{B} și \mathbf{D} . În [K2V] se arată că ecuațiile 2.69 și 2.70 pot fi obținute, pornind de la relațiile 2.67, 2.68 și 2.71, deci nu sunt ecuații independente.

În consecință, ecuațiile lui Maxwell cuprind numai două ecuații independente 2.67 și 2.68, ele reprezentând un sistem de 6 ecuații scalare cu derivate parțiale, având cele 12 necunoscute, enunțate mai sus. Sistemul nefiind univoc determinat, pentru rezolvarea lui sunt necesare încă 6 ecuații scalare, care pot fi obținute apelând la legile de material, legi care descriu mediul în care ia naștere câmpul electromagnetic.

Ecuațiile lui Maxwell se vor completa, deci, cu relațiile dintre \mathbf{D} și \mathbf{E} , respectiv \mathbf{B} și \mathbf{H} . În ipoteza unei a doua simplificări, de asemenea valabilă pentru obiectivele tezei de doctorat: *materiale dielectrice fără polarizație permanentă și materiale magnetice lipsite de magnetizație permanentă (remanență)*, legile de material L3, L4*, L7 și L8* conduc la următoarele relații de material:

$$\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M}_t) = \mu_0(\mathbf{H} + \chi_m \mathbf{H}) = \mu_0(1 + \chi_m)\mathbf{H} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} = \mu \mathbf{H} \quad (2.72)$$

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P}_t = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \varepsilon_0 \chi_e \mathbf{E} = \varepsilon_0(1 + \chi_e)\mathbf{E} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \mathbf{E} = \varepsilon \mathbf{E} \quad (2.73)$$

unde: μ_r = permeabilitatea relativă a mediului (anexa 1);

ε_r = permitivitatea relativă a mediului (anexa 1).

Pentru condițiile simplificatoare enunțate, substituirea relațiilor 2.72 și 2.73 în ecuațiile generale 2.67 la 2.70, conduce la un enunț particularizat al ecuațiilor lui Maxwell - relațiile 2.74 la 2.77 în tabela 2.5 - variantă aproape unanim utilizată în aplicațiile tehnice de câmp electromagnetic variabil. Ecuațiile fundamentale 2.74, 2.75 descriu distribuția câmpurilor magnetic, respectiv electric, în timp ce ecuațiile 2.76, 2.77 se referă la sursele acestora. Corespunzător relației 2.76, deci în conformitate cu legea generală L6, valabilă în permanență, și care exprimă proprietatea intrinsecă a câmpului magnetic: fluxul magnetic are un caracter conservativ, rezultă caracterul general solenoidal al vectorului câmp magnetic.

Acest nou sistem reprezintă, din punct de vedere matematic, într-un sistem de coordonate tridimensional, un sistem de 8 ecuații scalare simultane cu derivate parțiale de ordinul întâi, cu șase funcții necunoscute: componentele vectorilor câmp $\mathbf{E}(\mathbf{p}; t)$ și $\mathbf{H}(\mathbf{p}; t)$, care sunt funcții de poziție și timp. Soluția unui asemenea sistem este univoc determinată, dacă se cunosc proprietățile mediului (μ și ε), sursele (\mathbf{J} și ρ_v) și condițiile inițiale (teorema unicității soluțiilor câmpului electromagnetic).

Pentru configurații constând din mai multe domenii mărginite de suprafețe închise, la condițiile de mai sus se adaugă condițiile de trecere prin suprafețele de discontinuitate, constând în conservarea componentei normale ale inducției magnetice, precum și a celei tangențiale a intensității câmpului magnetic.

Tabela sintetizatoare 2.5, care reunește ecuațiile fundamentale de la care derivă aparatul analitic ce va fi utilizat în teză pentru studiul SES ale SIP, sintetizează, de asemenea, prin relațiile vectoriale 2.78 la 2.81, condițiile de trecere, precum și teoremele refracției liniilor de câmp. Indicele „s” se referă la suprafața de separație între medii, iar \mathbf{n} este versorul acestei suprafețe, orientat de la mediul 2 spre 1.

Tabela 2.5

• Ecuațiile lui Maxwell	
EM1: $\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = \mathbf{J} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$	(2.74)
EM2: $\text{rot } \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t}$	(2.75)
EM3: $\text{div } \mathbf{B} = \text{div } \mathbf{H} = 0$	(2.76)
EM4: $\text{div } \mathbf{D} = \varepsilon \text{div } \mathbf{E} = \rho_v$	(2.77)
• Condițiile de frontieră pe frontiera între domeniile 1 și 2	
$\mathbf{n} \times (\mathbf{H}_1 - \mathbf{H}_2) = \mathbf{J}_s$	(2.78)
$\mathbf{n} \times (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) = 0$	(2.79)
$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) = 0$	(2.80)
$\mathbf{n} \cdot (\mathbf{D}_1 - \mathbf{D}_2) = \rho_s$	(2.81)
• Legea conservării sarcinii electrice	
$\text{div}(\mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}) = 0$	(2.82)
• Legea conducției electrice	
$\mathbf{J} = \sigma(\mathbf{E} + \mathbf{E}_i)$	(2.64)

Acestui aparat matematic i se asociază încă o relație cauză - efect, aparținând legilor de material, și anume legea inducției electrice L10*, care stabilește legătura între \mathbf{E} și \mathbf{J} (rel. 2.64) pentru medii *omogene și liniare*. Câmpul electric imprimat este, în general, constant și nu prezintă interes în regim variabil. Relația 2.64 conduce la teorema relaxației sarcinii electrice, conform căreia, repartiția de sarcină în medii conductoare omogene are o variație în timp locală, independentă de orice alte condiții, deci și de câmpul magnetic.

Pentru asemenea medii, efectuând o divergență în rel. 2.64 și ținând cont de 2.71 rezultă:

$$\text{div } \mathbf{J} = \sigma \text{div } \mathbf{E} = \frac{\sigma}{\varepsilon} \rho_v = - \frac{\partial}{\partial t} \rho_v \quad (2.83)$$

adică, o ecuație diferențială de ordinul I, pentru densitatea de volum a sarcinii electrice:

$$\rho_v + \frac{\varepsilon}{\sigma} \frac{\partial}{\partial t} \rho_v = 0 \quad (2.84)$$

Această ecuație este integrabilă imediat iar soluția ei:

$$\rho_v(\mathbf{p}; t) = \rho_v(\mathbf{p}; 0) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_r}\right) \quad (2.85)$$

unde: $\tau_r = \frac{\varepsilon}{\sigma}$ - timpul de relaxație,

pune în evidență faptul că, orice repartiție inițială $\rho_v(\mathbf{p}, 0)$ de sarcină electrică în interiorul unei porțiuni omogene de material conductor „se stinge” într-un interval de timp $5 \tau_r$ extrem de scurt, practic nul (de ex. pentru cupru cu $\varepsilon \cong 9 \times 10^{-12}$ F/m și $\sigma = 5,71 \times 10^7$ S $\Rightarrow \tau_r = 1,57 \times 10^{-19}$ s ≈ 0).

În consecință, sarcina electrică este repartizată în conductoare numai în zonele de câmp imprimat și de neomogenitate (la suprafață și pe discontinuități).

2.2.3 Sinteza metodelor de rezolvare a ecuațiilor lui Maxwell, aplicabile în cazul SIP

Secțiunea de față constituie o sinteză, efectuată de autor, a celor mai adecvate metode consacrate de rezolvare a ecuațiilor lui Maxwell, în cazul general de regim variabil în timp. Descrierea fiecărei metode constă în prezentarea etapelor de prelucrare ale ecuațiilor fundamentale din tabela 2.5 și se încheie cu enunțarea relațiilor derivate finale și a modului de aplicare a acestora, fără a trata situații concrete, respectiv fără a efectua particularizări restrictive.

Corespunzător obiectivelor tezei, se consideră, după cum s-a arătat și anterior, exclusiv *medii omogene, liniare și izotrope*. Acestea sunt singurele particularizări efectuate în relațiile ce vor fi prezentate în continuare.

2.2.3.a Rezolvarea prin separarea vectorilor H, respectiv E

Este o metodă uzuală de studiu a unui sistem electromagnetic și se bazează pe efectuarea de particularizări adecvate pentru diferitele domenii ale acestuia. Metoda este cea mai răspândită și poate fi utilizată pentru studiul analitic fără aportul calculatorului electronic.

Pentru deducerea ecuației intensității câmpului magnetic, se pleacă de la EM1 (rel. 2.74) și se efectuează operații vectoriale, începând cu aplicarea rotorului și sfârșind cu inversiunea între derivările spațiale și în domeniul timp, admisă în cazul sistemelor imobile. Relația finală, cunoscută în literatură sub denumirea de ecuația de undă neomogenă pentru **H** [B10V], are expresia:

$$\Delta \mathbf{H} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = -\text{rot } \mathbf{J} \quad (2.86)$$

unde: Δ = operatorul Laplace aplicat unui câmp vectorial.

Prin prelucrări similare, efectuate asupra EM2 (rel. 2.75), se obține ecuația de undă neomogenă pentru **E**, de forma:

$$\Delta \mathbf{E} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = \frac{1}{\varepsilon} \text{grad } \rho_v + \mu \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial t} \quad (2.87)$$

În domeniul lipsite de sarcini electrice și de curenți de conducție, rezultă ecuațiile diferențiale vectoriale omogene, reprezentând ecuațiile de undă, cu expresiile:

$$\Delta \mathbf{H} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{H}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.88)$$

$$\Delta \mathbf{E} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{E}}{\partial t^2} = 0 \quad (2.89)$$

În final au fost obținute sisteme de câte două ecuații, aparent independente între ele. În realitate, ele sunt dependente una față de alta, datorită interacțiunii existente în câmpul electromagnetic, între câmpul \mathbf{E} și câmpul \mathbf{H} , interacțiune descrisă în *Secțiunea 2.2.1*.

2.2.3.b Rezolvarea prin utilizarea potențialelor electromagnetice

Este una din metodele cele mai utilizate de studiu a fenomenelor electromagnetice și se pretează pentru analiza și simularea asistată de calculator a acestora. Acest procedeu elegant și exhaustiv de studiu general al regimurilor staționare, cvasistaționare sau variabile în timp pleacă de la definirea potențialului magnetic vector \mathbf{A} , prin similitudine cu potențialul scalar al câmpului electrostatic, existența acestei mărimi fiind condiționată de valabilitatea legii fluxului magnetic.

Relația de definiție a potențialului magnetic vector \mathbf{A} :

$$\mathbf{B} \stackrel{\text{def}}{=} \text{rot } \mathbf{A} \quad (2.90)$$

este, în fond, o altă formă locală a legii L6 (tabela 2.4):

$$\text{div } \mathbf{B} = \text{div } \text{rot } \mathbf{A} \equiv 0 \quad (2.91)$$

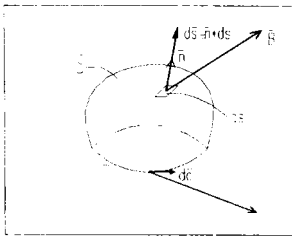


Fig. 2.15 Referitor la calculul fluxului cu vectorul \mathbf{A}

Avantajul esențial al introducerii lui \mathbf{A} apare la calculul fluxului magnetic printr-o suprafață deschisă (fig. 2.15) și rezidă în înlocuirea integralei de suprafață a vectorului \mathbf{B} printr-o integrală de contur; pentru calculul fluxului este suficientă cunoașterea valorilor lui \mathbf{A} de-a lungul conturului care limitează suprafața dată:

$$\Phi_{S_r} = \iint_{S_r} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = \iint_{S_r} \text{rot } \mathbf{A} \cdot d\mathbf{s} = \oint_{\Gamma} \mathbf{A} \cdot d\mathbf{c} \quad (2.92)$$

În [T1V] se arată că \mathbf{A} este o mărime vectorială de calcul, care nu are o semnificație fizică nemijlocită și, ca orice vector câmp, este univoc definită numai după ce se mai aleg și divergența sa, originea potențialului, respectiv condițiile de trecere. Vectorul auxiliar \mathbf{A} este utilizat în [T1V] exclusiv în cazul particular al regimurilor staționar și cvasistaționar, cu condiția de etalonare: $\text{div } \mathbf{A} = 0$. Condiția de etalonare, pentru cazul cel mai general al regimului variabil în timp, va fi enunțată în continuare, iar condițiile de frontieră, obținute trecând la limita rel. 2.92, au expresia:

$$\mathbf{n} \times (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) = 0 \quad (2.93)$$

ceea ce, în interpretare scalară, conduce la concluzia conservării componente tangențiale a potențialului vector \mathbf{A} la trecerea printr-o suprafață de discontinuitate între mediile 1 și 2.

Introducerea relației de definiție 2.90 în EM2 conduce la expresia:

$$\text{rot} \left(\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = 0 \quad (2.94)$$

care pune în evidență un câmp irotațional, câmp care poate fi deci exprimat ca și gradientul unei funcții potențial scalare φ :

$$\mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \stackrel{\text{def}}{=} -\mathbf{grad} \varphi \quad (2.95)$$

În consecință, o a doua ecuație de rezolvare a câmpului electromagnetic, alături de relația 2.90, este:

$$\mathbf{E} = -\mathbf{grad} \varphi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \quad (2.96)$$

Rezolvarea câmpului prin ecuațiile lui \mathbf{B} (sau \mathbf{H}) și \mathbf{E} (sau \mathbf{D}), enunțate anterior, presupune determinarea prealabilă a mărimilor auxiliare \mathbf{A} și φ . Expresiile acestora se pot deduce apelând la ecuațiile EM1 și EM4, care nu au fost utilizate pentru relațiile 2.91 la 2.96.

Înlocuind vectorul \mathbf{E} (rel. 2.96) în EM4, se obține, după prelucrări, o expresie generală a funcției potențial scalare:

$$\Delta \varphi + \operatorname{div} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = -\frac{\rho_v}{\varepsilon} \quad (2.97)$$

unde: Δ = operatorul Laplace aplicat unui câmp scalar.

Procedând similar pentru EM1, se obține expresia generală a potențialului magnetic vector

$$\Delta \mathbf{A} - \mathbf{grad}(\operatorname{div} \mathbf{A} + \varepsilon \mu \frac{\partial \varphi}{\partial t}) - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} \quad (2.98)$$

Transformarea ecuațiilor 2.97 și 2.98 în două ecuații independente poate fi încă făcută prin stabilirea adecvată a surselor câmpului \mathbf{A} , ceea ce conduce la alegerea divergenței câmpului, conform condiției de etalonare a lui Lorentz:

$$\operatorname{div} \mathbf{A} = -\varepsilon \mu \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (2.99)$$

Cu aceasta ecuațiile generale 2.97 și 2.98 conduc la ecuațiile de undă neomogene pentru φ și \mathbf{A} , având o formă rezolvabilă prin integrare:

$$\Delta \mathbf{A} - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu \mathbf{J} \quad (2.100)$$

$$\Delta \varphi - \varepsilon \mu \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\frac{\rho_v}{\varepsilon} \quad (2.101)$$

Un set de soluții particulare ale ecuațiilor de mai sus, valabile în spațiul tridimensional, este:

$$\bar{\mathbf{A}}(\bar{\rho}, t) = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \frac{\bar{\mathbf{J}}(\bar{\rho}', t - \frac{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|}{c})}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|} dv' \quad (2.102)$$

$$\varphi(\bar{\rho}, t) = \frac{1}{4\pi\varepsilon} \iiint \frac{\rho_v(\bar{\rho}', t - \frac{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|}{c})}{|\bar{\rho} - \bar{\rho}'|} dv' \quad (2.103)$$

unde: $c = 1/(\epsilon\mu)^{1/2}$ este viteza de propagare a unei electromagnetice în mediul considerat; (2.104)

$\mathbf{p}' =$ vectorul de poziție al elementului sursă dv' ;

$\mathbf{p} =$ vectorul de poziție al punctului curent;

$\mathbf{p} - \mathbf{p}' = \mathbf{R}$ vectorul orientat între sursă și punctul curent;

$t - \frac{|\mathbf{p} - \mathbf{p}'|}{c} = \Delta t$ este timpul retardat, deci timpul de propagare între sursă și punctul curent.

Pentru aplicații tehnice, legate de studiul câmpului electromagnetic cu neglijarea aspectului de undă, timpul Δt poate fi ignorat.

Soluțiilor particulare 2.102 și 2.103 ale ecuațiilor neomogene 2.100 și 2.101 li se adaugă soluțiile ecuațiilor omogene, în vederea luării în considerare a condițiilor temporare inițiale și a condițiilor spațiale de frontieră.

Pentru problemele care pot fi rezolvate prin aproximări de regim staționar sau cvasi-staționar, ecuațiile 2.100 și 2.101 se reduc la ecuații de tip Poisson, vectorială, respectiv scalară:

$$\Delta \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (2.105)$$

$$\Delta \varphi = -\frac{\rho_v}{\epsilon} \quad (2.106)$$

cu soluțiile cunoscute:

$$\bar{\mathbf{A}}(\bar{\mathbf{p}}) = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \frac{\bar{\mathbf{J}}(\bar{\mathbf{p}}')}{R} dv' \quad (2.107)$$

$$\varphi(\bar{\mathbf{p}}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \iiint \frac{\rho_v(\bar{\mathbf{p}}')}{R} dv' \quad (2.108)$$

Pentru o distribuție de volum $\mathbf{J}(\mathbf{p})$ a curenților, relația 2.107 conduce la cunoscuta formulă Biot - Savart - Laplace pentru calculul intensității câmpului magnetic staționar sau cvasistaționar:

$$\bar{\mathbf{H}} = \frac{\bar{\mathbf{B}}}{\mu} = \frac{\text{rot} \bar{\mathbf{A}}}{\mu} = \frac{1}{4\pi} \iiint_{\Omega_c} \frac{\bar{\mathbf{J}}(\bar{\mathbf{p}}') \times \bar{\mathbf{R}}}{R^3} \quad (2.109)$$

Mai mult, în medii lipsite de surse (dielectrics, vid, etc.), ecuațiile 2.105 și 2.106 se reduc la ecuații de tip Laplace, vectorială, respectiv scalară:

$$\Delta \mathbf{A} = 0 \quad (2.110)$$

$$\Delta \varphi = 0 \quad (2.111)$$

În acest caz particular, câmpul magnetic este, conform EM1, un câmp irotațional ($\text{rot} \mathbf{H} = 0$) și, deci, se poate introduce și un potențial magnetic scalar V_m prin relația:

$$\mathbf{H} = -\text{grad } V_m \quad (2.112)$$

a cărei expresie este tot soluția unei ecuații Laplace:

$$\Delta V_m = 0 \quad (2.113)$$

Câmpul electric este, de asemenea, un câmp irotațional ($\text{rot} \mathbf{E} = 0$) și, deci, admite un potențial electric scalar V_e :

$$\mathbf{E} = -\text{grad } V_e \quad (2.114)$$

a cărui expresie rezultă din ecuația 2.111:

$$\Delta V_e = 0 \quad (2.115)$$

2.2.3.c Transformarea echivalentă

Se consideră mărimile \mathbf{A} și φ definite anterior, aparținând unui anumit câmp, și care satisfac relațiile 2.97 și 2.98. Se poate arăta că aceste relații sunt satisfăcute de încă un set de mărimi, obținute prin transformarea echivalentă:

$$\mathbf{A}' = \mathbf{A} + \text{grad } V \quad (2.116)$$

$$\varphi' = \varphi - \frac{\partial V}{\partial t} \quad (2.117)$$

unde: V = funcția scalară de echivalare.

Avantajul metodei transformării echivalente rezidă din modul de aplicare al ei. Ecuațiile 2.100 și 2.101 sunt valabile pentru \mathbf{A} și φ , numai dacă acestea satisfac condiția de etalonare 2.99, care le interconectează. În practică este mai simplu să se pornească invers, deci să se rezolve în mod independent aceste ecuații, fără a ține seama de relația 2.99. Se obțin astfel potențialele \mathbf{A} și φ , care nu îndeplinesc condiția de etalonare.

În etapa următoare se efectuează transformarea echivalentă. Pentru aceasta, se determină întâi funcția scalară V de echivalare, pornind de la premisa ca setul \mathbf{A}' și φ' să îndeplinească condiția de etalonare. Aplicarea ecuației 2.99 pentru mărimile \mathbf{A}' și φ' , definite conform relației 2.116 și 2.117, conduce la următoarea relație scalară de determinare a lui V :

$$\Delta V - \varepsilon\mu \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = -\text{div } \mathbf{A} - \varepsilon\mu \frac{\partial \varphi}{\partial t} \quad (2.118)$$

Rezolvarea acestei ecuații pentru V face posibilă efectuarea transformării echivalente, deci determinarea, cu ajutorul relațiilor 2.116 și 2.117, a setului \mathbf{A}' și φ' , set ce satisface condiția de etalonare.

Setul \mathbf{A}' și φ' poate fi utilizat definitiv în locul setului \mathbf{A} și φ , deoarece, prin folosirea acestor mărimi, se obțin aceleași expresii pentru componentele câmpului electromagnetic ca și prin folosirea setului inițial (rel. 2.90 și 2.95):

$$\mathbf{B}' = \text{rot } \mathbf{A}' = \text{rot } (\mathbf{A} + \text{grad } V) = \text{rot } \mathbf{A} = \mathbf{B} \quad (2.119)$$

$$\mathbf{E}' = -\text{grad } \varphi' - \frac{\partial \mathbf{A}'}{\partial t} = -\text{grad } \left(\varphi - \frac{\partial V}{\partial t} \right) - \frac{\partial}{\partial t} (\mathbf{A} + \text{grad } V) = -\text{grad } \varphi - \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} = \mathbf{E} \quad (2.120)$$

În literatura de specialitate pot fi întâlnite și alte metode de rezolvare a ecuațiilor lui Maxwell, ca de exemplu cu ajutorul vectorului lui Herz, a funcției lui Green, etc. [B10V, P2V]. Aceste metode nu au fost utilizate în lucrarea de față, de aceea ele nu vor fi prezentate în continuare.

2.2.4 Descrierea fenomenologică a atenuării SES al SIP prin stimuli cu proprietăți magnetice diferite

Investigațiile experimentale, descrise în *Secțiunile 2.1.1* și, mai ales, *2.1.2* denotă comportări foarte diferite ale SES supus influenței stimulului, funcție de caracteristicile electromagnetice,

respectiv geometrice, ale întregului sistem realizat de SES și stimul, în ansamblu. Tratarea fenomenologică trebuie făcută, în opinia autorului, diferențiat după două criterii esențiale:

- natura bobinei constituente a SES (cu sau fără miez ferimagnetic);
- proprietățile magnetice ale stimulului (feromagnetic, respectiv para- sau diamagnetic).

Sistemele cele mai răspândite sunt cele cu miez de ferită; motivele ce le impun sunt expuse în introducerea la acest capitol. Rezultatele experimentale ale investigației efectuate asupra acestora sunt conținute în *Secțiunea 2.1.2*. Din aceste considerente, descrierea calitativă de față se ocupă cu precădere de această variantă și analizează în mod diferențiat mecanismul de atenuare, funcție de natura magnetică a stimulului.

Analiza situației specifice de sistem cu curenți turbionari, care apare la sesizarea materialelor paramagnetice, respectiv a situației combinate de curenți turbionari și/sau de sistem cu circuit magnetic închis, situații anticipate în *Secțiunea 2.1.2*, constituie obiectivul major al *Secțiunilor 2.2.4 și 2.2.5*.

În final se concluzionează și asupra comportării SES cu bobine lipsite de miez.

După o primă prezentare a aparatului matematic de studiu (*Secțiunile 2.2.1 la 2.2.3*), analiza fenomenelor electromagnetice specifice SIP poate fi începută, efectuând o simplificare esențială a fenomenelor complexe, și care constă în considerarea unui regim cvasistaționar alternativ, instalat în sistem. Această limitare restrânge posibilitățile de analiză, la o descriere preponderent calitativă a fenomenelor; autorul consideră totuși această descriere ca o treaptă intermediară între caracterizarea electrică a sistemului, făcută anterior, și descrierea detaliată a fenomenelor electromagnetice din acesta, care va urma în secțiunile viitoare, treaptă utilă în prezentarea gradată și complexă a funcționării SIP.

Pentru frecvențele de lucru specifice SIP, enunțate anterior, acest regim cvasistaționar cu neglijarea curenților de deplasare și, evident, făcând abstracție de caracterul de undă al câmpului în aer (lungimea de undă a mărimilor de câmp - utile sau perturbatoare - este incomparabil superioară dimensiunilor elementelor din sistem) poate fi acceptat într-o primă ipostază. Pentru metale ($\sigma > 10^6$ S/m), ipoteza regimului cvasistaționar ($J_D = 0$) e pe deplin justificată în toate problemele tehnice, relative la studiul câmpului electromagnetic în interiorul lor. Condiția de regim cvasistaționar $J_D \ll J$, adică $\omega\epsilon \ll \sigma$, este îndeplinită pentru pulsații care depășesc cu mult frecvențele utilizate actualmente în tehnica SIP.

Structura SES, reprezentată principial în fig. 1.19.a, în care bobina poate fi, de exemplu, concretizată prin SES de referință din fig. 2.2, sugerează o a doua înlesnire, constând în analiza diferențiată a fenomenelor din zonele neconductoare de electricitate (interstițiu bobină - stimul, porțiuni cu materiale izolante), respectiv în elementele metalice ale sistemului considerat în ansamblu (înfășurarea bobinei, miezul acesteia, carcasa metalică și, în primul rând, stimulul).

În fine, metoda cea mai adecvată de studiu este oferită de procedeul separării vectorilor \mathbf{H} , respectiv \mathbf{E} (*Secțiunea 2.2.3.a*), în care distincția între domeniile stabilite mai sus este dată de conductivitatea σ . Ecuațiile fundamentale de studiu rezultă din rel. 2.74 și 2.75, prin particularizarea la condițiile enunțate:

$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2.121)$$

$$\text{rot } \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.122)$$

Din punct de vedere fizic, rel. 2.121 descrie generarea unui câmp magnetic de către purtătorii de sarcină mobili (electroni), aparținând unui curent de conducție cu densitatea \mathbf{J} , respectiv pune în evidență dependența între câmpurile complementare \mathbf{E} și \mathbf{H} ; ecuația 2.122, care descrie mecanismul de conversie inversă (inducția) din câmp magnetic primar în câmp electric secundar, nu conține componentă de curent continuu; câmpul electric apare numai în urma unei modificări în timp a câmpului magnetic (sistem imobil și câmp variabil sau sistem mobil în câmp constant).

Rezolvarea problemei constă, în esență, în integrarea adecvată a acestor ecuații în întreg spațiul ce include SES. Acest spațiu se va divide, după cum s-a arătat mai sus, în domenii care includ elemente neconductive, respectiv domenii cu elemente conductoare.

Pentru domeniile neconductive, în primul rând, interstițiul bobină - stimul, condiția $\sigma = 0$ simplifică rezolvarea câmpului, ca urmare a reducerii ecuației 2.121 la:

$$\mathbf{rot} \mathbf{H} = 0 \quad (2.123)$$

Ecuția 2.76 conduce la concluzia, specifică câmpului magnetic, conform căreia, acesta este un câmp vectorial lipsit de surse ($\mathbf{div} \mathbf{H} = 0$), al cărui flux prin suprafețe închise este identic nul (rel. 2.60). Câmpul \mathbf{H} produs, în cazul de față, de către curenții de circulație în bobină, este un câmp solenoidal, ale cărui linii de câmp sunt curbe închise.

Corespunzător relației 2.123, câmpul magnetic \mathbf{H} este, în cazul de față, și un câmp irotațional, caracterizat, în conformitate cu analiza vectorială, prin următoarele proprietăți:

– circulația câmpului pe orice curbă închisă este nulă:

$$\Gamma \equiv \oint_{\Gamma} \overline{\mathbf{H}} \cdot d\vec{c} = 0 \quad (2.124)$$

ceea ce înseamnă că integralele curbilinii de-a lungul diferitelor trasee deschise sunt egale și depind numai de punctele de început și sfârșit. Ca o consecință a celor afirmate mai sus, câmpul \mathbf{H} nu va avea linii de câmp închise, exclusiv în interstițiu.

– câmpul \mathbf{H} este lipsit de turbioni; liniile turbionare, definite în analiza vectorială ca liniile de câmp ale vectorului $\mathbf{rot} \mathbf{H}$, sunt, în acest caz, inexistente. În jurul fiecărui punct, considerat local, nu există rotație vectorială a lui \mathbf{H} .

– conform caracterului conservativ al fluxului magnetic, câmpul \mathbf{H} este conservativ, deci admite un potențial scalar V_m , definit prin relația:

$$\mathbf{H} \stackrel{\text{def}}{=} -\mathbf{grad} V_m \quad (2.125)$$

potențial, care este o soluție posibilă a ecuației 2.121 ($\mathbf{rot} \mathbf{grad} V_m = 0$).

Utilizarea potențialului scalar este avantajoasă, deoarece se operează cu o singură mărime, în locul celor trei componente spațiale ale vectorului \mathbf{H} . Deducerea expresiei de calcul a lui V_m pornind de la relația 2.76:

$$\mathbf{div} \mathbf{H} = -\mathbf{div} \mathbf{grad} V_m = 0 \quad (2.126)$$

conduce la o ecuație diferențială cu derivate parțiale de ordinul doi, definită de operatorul Laplace al unui câmp scalar:

$$\mathbf{div} \mathbf{grad} V_m \stackrel{\text{def}}{=} \Delta V_m = 0 \quad (2.127)$$

Integrarea acestei ecuații în sistemul de coordonate considerat, ținând cont de condițiile limită și de frontieră, permite calculul potențialului magnetic V_m . Revenirea la câmpul magnetic \mathbf{H} se face pe baza relației de definiție 2.125. Reciproc, pe baza proprietății independenței de drum, pentru calculul potențialului magnetic este suficientă cunoașterea lui într-un punct P_0 și a câmpului \mathbf{H} . În orice alt punct P , potențialul poate fi calculat cu relația:

$$V_m(P) = V_m(P_0) - \int_{PP_0} \overline{\mathbf{H}} \cdot d\vec{c} \quad (2.128)$$

unde integrarea se poate face, cu ușurință, în coordonate carteziene, alegând pentru conturul de integrare PP_0 un poligon particular, care evoluează respectiv paralel cu axele sistemului de coor-

donate.

În zonele conductoare ale sistemului, și în primul rând în stimul, datorită condiției $\sigma > 0$, rezultă:

$$\text{rot } \mathbf{H} \neq 0 \quad (2.129)$$

În consecință, câmpul \mathbf{H} pierde caracterul irotațional. Din acest motiv, el nu mai admite un potențial scalar și este necesar să se opereze cu mărimile vectoriale de câmp și cu ecuațiile 2.121 și 2.122.

Câmpul magnetic este prin definiție un câmp solenoidal. Specific domeniilor metalice este faptul că, în interiorul acestora, câmpul electric este, de asemenea, lipsit de surse; conform teoremei relaxației sarcinii electrice, orice distribuție inițială de sarcină în conductor se stinge într-un timp, practic nul (rel. 2.85). Ținând cont de relația între vectorii \mathbf{E} și \mathbf{J} (rel. 2.64), se poate afirma că vectorul \mathbf{J} este în interiorul metalelor, de asemenea, solenoidal, deci:

$$\text{div } \mathbf{H} = 0, \quad \text{div } \mathbf{E} = 0, \quad \text{div } \mathbf{J} = 0 \quad (2.130)$$

Pe baza acestei simplificări, aplicarea rotorului în relațiile 2.121 și 2.122 conduce la ecuațiile de ordinul doi, satisfăcute de vectorii de câmp în metale, de forma:

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{H} &= \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} & \Delta \mathbf{E} &= \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \\ \Delta \mathbf{B} &= \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} & \Delta \mathbf{J} &= \sigma \mu \frac{\partial \mathbf{J}}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.131)$$

unde: Δ = operatorul Laplace aplicat câmpului vectorial respectiv.

Sistemele de curenți turbionari lucrează în regim permanent armonic, ceea ce face posibilă particularizarea ecuațiilor de regim cvasistaționar (2.121 și 2.122) la aceste condiții specifice. Dependența cu variabila timp a vectorilor de câmp poate fi exprimată prin factorul de periodicitate ($e^{j\omega t}$), ceea ce conduce, după derivare, la sistemul:

$$\text{rot } \underline{\mathbf{H}} = \sigma \underline{\mathbf{E}} = \underline{\mathbf{J}} \quad (2.132)$$

$$\text{rot } \underline{\mathbf{E}} = -j\omega \mu \underline{\mathbf{H}} \quad (2.133)$$

unde: ω = pulsația unghiulară;

$\underline{\mathbf{E}}, \underline{\mathbf{H}}$ = fazorii vectoriali cu amplitudinile funcție de poziție, deci de vectorul de poziție \mathbf{p} .

Ecuațiile de mai sus permit caracterizarea interacțiunii între curenții turbionari în porțiunile metalice și câmpul magnetic din porțiunile neconductoare, precum și analiza câmpului în zona metalică.

O substituție efectuată în sistemul de mai sus, posibilă datorită simetriei în ambele direcții, conduce în final la separarea fazorilor vectorii $\underline{\mathbf{H}}$, respectiv $\underline{\mathbf{E}}$:

$$\text{rot rot } \underline{\mathbf{H}} + \underline{\mathbf{k}}^2 \cdot \underline{\mathbf{H}} = 0 \quad (2.134)$$

$$\text{rot rot } \underline{\mathbf{E}} + \underline{\mathbf{k}}^2 \cdot \underline{\mathbf{E}} = 0 \quad (2.135)$$

unde: $\underline{\mathbf{k}}$ = constanta de curenți turbionari [K8V], definită prin:

$$\underline{\mathbf{k}}^2 \stackrel{\text{def}}{=} j\omega\mu\sigma \quad \Rightarrow \quad \underline{\mathbf{k}} = \pm (\omega\mu\sigma/2)^{1/2} \cdot (1 + j) \quad [k] = 1/m \quad (2.136)$$

Câmpurile $\underline{\mathbf{H}}$ și $\underline{\mathbf{E}}$ sunt solenoidale (rel. 2.130), ceea ce permite transformarea rel. 2.134 și 2.135 prin utilizarea operatorului Laplace al câmpului vectorial:

$$\text{rot rot } \underline{H} = \text{grad div } \underline{H} - \Delta \underline{H} = -\Delta \underline{H} = -k^2 \underline{H} \quad (2.137)$$

În ecuații vectoriale cu derivate parțiale de ordinul doi, omogene:

$$\Delta \underline{H} = k^2 \cdot \underline{H} ; \quad \Delta \underline{E} = k^2 \cdot \underline{E} \quad (2.138)$$

De la caz la caz, rezolvarea ecuațiilor, pe componente, poate fi ușurată prin alegerea adecvată a sistemului de coordonate (Secțiunea 2.2.5).

O problemă majoră în studiul sistemelor de curenți turbionari o constituie determinarea puterii active, disipate prin efect Joule - Lenz în cadrul stimulului.

Considerând o porțiune Ω_z a unui mediu conductor, mărginită de suprafața Σ , conform legii transformării energiei (L11 în tab. 2.4), valoarea instantanee a acestei puteri este:

$$P_J(t) = \iiint_{\Omega_z} \underline{E} \cdot \underline{J} dv = \iiint_{\Omega_z} \frac{1}{\sigma} \underline{J}^2 dv \quad (2.139)$$

Conform teoremei conservării energiei, această putere se mai poate scrie cu ajutorul fluxului vectorului Poynting [B10V]:

$$P_J(t) = -\frac{dW(t)}{dt} + \iint_{\Sigma} \underline{S} \cdot d\underline{s}_{int} \quad (2.140)$$

unde: $W(t)$ = energia electromagnetică instantanee localizată în Ω_z ;

\underline{S} = vectorul Poynting instantaneu;

$d\underline{s}_{int} = -d\underline{s}$; $d\underline{s}$ este elementul de arie, orientat spre exterior

și:

$$\underline{S} = \underline{E} \times \underline{H} \quad (2.141)$$

În regim permanent armonic, interesează numai valoarea medie pe o perioadă a acestor expresii, adică puterea activă disipată prin efect Joule - Lenz. Deoarece energia electromagnetică este periodică, media derivatei, reprezentând în rel. 2.140 variația energiei electromagnetice, se anulează, și important rămâne numai fluxul de energie instantaneu din exteriorul spre interiorul suprafeței Σ .

Puterea activă disipată în stimul se poate determina deci fie prin integrala de volum a mediei puterii dezvoltate în unitatea de volum, fie prin integrala de suprafață a mediei vectorului Poynting (afluxul de energie mediu):

$$P_J = \overline{P_J(t)} = \frac{1}{T} \int_0^T P_J(t) dt = \iiint_{\Omega_z} \frac{1}{\sigma} \overline{\underline{J}^2} dv = \iiint_{\Omega_z} \frac{1}{\sigma} \overline{\underline{J}_{ef}^2} dv = \iint_{\Sigma} \overline{(\underline{E} \times \underline{H}) \cdot d\underline{s}_{int}} \quad (2.142)$$

În concluzie, un prim studiu analitic al SES sau a unor porțiuni ale acestuia este posibil rezolvând:

- ecuația scalară 2.127 în domeniile neconductoare;
- ecuațiile vectoriale 2.134 la 2.138 pentru domeniile conductoare. La integrarea acestor ecuații apar, pentru fiecare domeniu, constantele de integrare, a căror determinare se face pe baza condițiilor inițiale (de excitație), respectiv de trecere. Considerând pentru exemplificare, zona ce cuprinde stimulul metalic de grosime finită și zona învecinată lui (fig. 1.21), acest domeniu include trei subdomenii:
 - zona activă (interstițiul între SES și stimul) cu $\sigma = 0$;
 - stimulul propriu-zis cu $\sigma \neq 0$;

– zona pasivă, situată în spatele stimulului și având $\sigma = 0$.

Din cele șase constante de integrare, două rezultă din condițiile de excitație cu următoarele considerente: deoarece câmpul magnetic este generat în afara zonei metalice, soluția ecuației 2.127 trebuie să aibă, în zona activă, o singularitate corespunzătoare excitației, iar în zona pasivă trebuie să rămână finită până la dimensiuni infinite.

Celelalte patru constante se obțin din condițiile de trecere prin cele două suprafețe de discontinuitate între mediile aer - stimul - aer:

– conservarea componentelor tangențiale ale intensității câmpului magnetic și electric (rel. 2.78 - în ipoteza absenței pânzei superficiale de curent \mathbf{J}_s la suprafața de separație - și 2.79):

$$H_{ti} = H_{tj} \quad , \quad E_{ti} = E_{tj} \quad ; \quad i \in [1,2] \quad , \quad j = i + 1 \quad (2.143)$$

– conservarea componentelor normale ale vectorilor \mathbf{B} și \mathbf{J} (rel. 2.80):

$$\mu_i H_{ni} = \mu_j H_{nj} \quad , \quad \sigma_i E_{ni} = \sigma_j E_{nj} \quad ; \quad i \in [1,2] \quad , \quad j = i + 1 \quad (2.144)$$

Rezolvarea ecuațiilor date de condițiile de continuitate de mai sus, permite determinarea constantelor de integrare necesare.

În prima etapă de descriere calitativă a fenomenelor electromagnetice din SES, se consideră o reprezentare principală în secțiune a sistemului (fig. 2.16), care evidențiază bobina radiantă cu miez de ferită deschis, de formă E - cilindrică, și stimulul din material paramagnetic (Al), având o suprafață netedă (similar plăcii standard de atenuare) și plasat în zona activă a SES (distanța d corespunde domeniului distanțelor mijlocii).

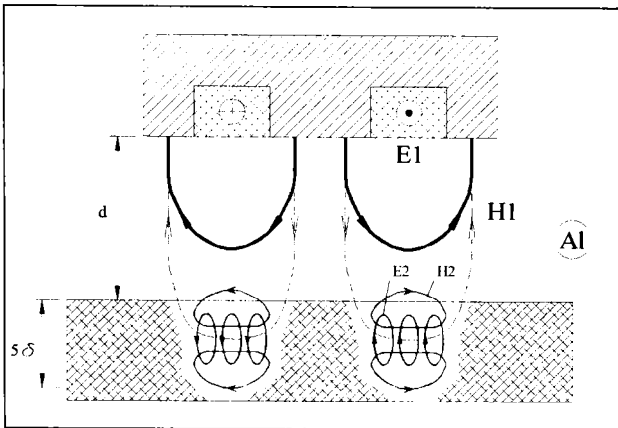


Fig. 2.16 Câmpul electromagnetic în cazul stimulilor paramagnetici

Conform rel. 2.132, \underline{E}_1 generează un câmp magnetic primar \underline{H}_1 , care este întotdeauna sincron cu \underline{E}_1 , deci al cărui sens rezultă cu regula șurubului drept. Sensul indicat în figură corespunde situației de referință alese, deci intervalului de timp cu $H_1 > 0$. Acest câmp magnetic se extinde în spațiul dielectric înconjurător, formând astfel zona activă a SES. Utilizarea miezului de ferită cu forma specificată mai sus, produce așa-numita „amplificare a câmpului util”, ale cărei componente au fost prezentate la începutul Secțiunii 2.1. Linii de câmp ale lui \underline{H}_1 vor fi focalizate în direcția potențială de apariție a stimulului. O asemenea linie inițială, considerată pentru starea neatenuată a SES (absența stimulului), este ilustrată cu linie întreruptă în fig. 2.16. Situația se menține neschimbată și la plasarea unui obiect paramagnetic în câmpul \underline{H}_1 , considerat

Bobina este alimentată cu curent de ÎF, în multe cazuri acesta fiind curentul de circulație al circuitului oscilant paralel, rezultat prin conectarea unui condensator în paralel cu bobina și în timpul excitației circuitului rezonant cu un generator de curent (Secțiunea 2.1.2).

Se consideră semialtemanța pozitivă a curentului de excitație, în timpul căreia câmpul electric „real” $E > 0$. Sensul de referință ales pentru \underline{E}_1 (fig. 2.16) corespunde acestui interval de timp.

de foarte joasă frecvență (regim staționar). Ca urmare a caracterului neferomagnetic ($\mu_r = 1$), are loc conservarea ambelor componente ale lui \underline{H}_1 , la trecerea prin suprafața de separație (rel. 2.143 și 2.144). Cu alte cuvinte, câmpul magnetic pătrunde în stimul fără a suferi modificări esențiale și evoluează pe trasee similare situației neatenuate. Teoretic, SES nu este, deci, capabil să sesizeze obiecte paramagnetice, dacă frecvențele de lucru sunt foarte scăzute.

Considerând frecvențe de lucru adecvate, suficient de ridicate (*Secțiunea 2.1.1*), la apariția stimulului în câmpul activ, câmpul magnetic primar \underline{H}_1 induce în obiect un câmp electric secundar \underline{E}_2 . Datorită dependenței spațiale rotaționale (rel. 2.133), acesta va evolua pe trasee circulare, situate în planuri perpendiculare pe direcția liniilor \underline{H}_1 . Pentru sensul lui \underline{H}_1 rezultat anterior, câmpul electric secundar indus de \underline{H}_1 poate avea sensuri diferite, datorită defazajului său de 90° , indicat de rel. 2.133 ($-j = e^{-j\pi/2}$). Restrângând condiția de referință ($H_1 > 0$) prin considerarea simultană numai a subintervalului de timp în care au loc creșteri ale mărimii de excitație ($dH_1/dt > 0$) sensul real instantaneu a lui \underline{E}_2 rezultă cu regula șurubului stâng (fig. 2.16), ceea ce este echivalent cu $E_2 < 0$. Situația este inversă pentru cealaltă jumătate de perioadă în care $dH_1/dt < 0$ și deci, ca urmare a întârzierii de fază, $E_2 > 0$.

Tensiunile electrice de contur, rezultate în urma modificării fluxului, dau naștere curenților turbionari [T1V] cu liniile de curent conținute în plane transversale față de liniile lui \underline{H}_1 , a căror apariție este independentă de natura magnetică a stimulului și depinde, în primul rând, de proprietățile conductoare ale acestuia. Intensitatea curenților turbionari depinde de mărimea de excitație, deci, în ultimă instanță, de distanța d , precum și de proprietățile fizice ale stimulului (μ , σ). Concomitent ea este invers proporțională cu lungimea traseelor corespunzătoare tensiunilor electrice de contur.

La traversarea suprafeței de separație aer - stimul, refracția liniilor de câmp \underline{H}_1 este extrem de redusă, cu alte cuvinte, extinderea zonei cu câmp magnetic în obiect este relativ amplă. Aceasta înseamnă o acțiune redusă de înmănușare a lui \underline{E}_2 asupra liniilor lui \underline{H}_1 , de unde rezultă trasee lungi pentru tensiunile de contur. În consecință, ca urmare a rezistenței mari a căilor de închidere, rezultă o intensitate a curenților turbionari, de regulă, mai mică decât pentru materiale feromagnetice în condiții similare.

Curenții turbionari generează un câmp magnetic secundar (câmpul magnetic de reacțiune după [T1V]) \underline{H}_2 , care este în fază cu \underline{E}_2 (rel. 2.132), deci în permanență întârziat cu 90° față de excitație, respectiv \underline{H}_1 . Situația este o certificare a regulii lui Lenz, conform căreia câmpul secundar acționează întotdeauna contrar câmpului care l-a cauzat. Pentru situația temporară, considerată în fig. 2.16 cu $E_2 < 0$, rezultă sensul determinat întotdeauna cu regula șurubului drept pentru \underline{H}_2 , corespunzător inegalității $H_2 < 0$. Desfășurarea liniilor de câmp a lui \underline{H}_2 este slab influențată de material ($\mu = 1$), ca urmare, o parte din ele părăsesc zona metalică fără a suferi practic o refracție. Câmpul secundar \underline{H}_2 din zona activă a SES exercită un efect de reflux asupra liniilor lui \underline{H}_1 , ceea ce duce la comprimarea, „respingerea” parțială a acestora în direcția SES; aspectul final al liniei de câmp pentru \underline{H}_1 , ce a fost considerată inițial, este reprezentat cu linie continuă în fig. 2.16. În final, se stabilește o stare de echilibru, dependentă de parametrii fizici și geometrici ai elementelor sistemului, care se traduce printr-o slăbire a câmpului inițial, o reducere a intensității curenților turbionari și, în ultimă instanță, a reducerii reacției inverse asupra bobinei emițătoare, comparativ cu o situație ipotetică inițială.

Independent de această rearanjare, pentru distanțe d rezonabile, reacția inversă asupra SES este suficient de puternică pentru a fi sesizabilă. Curenții turbionari se opun cauzei care i-a generat, deci produc o inducție de sens contrar inducției create de bobină, ceea ce antrenează o reducere a coeficientului de autoinducție al bobinei. Prin aceasta are loc o reducere a inductivității echivalente la bornele bobinei (slăbirea fluxului). Pe măsura apropierii obiectului, inductivitatea devine din ce în ce mai redusă, lucru confirmat și de măsurătorile experimentale din *Secțiunea*

2.1.2. Efectul se face resimțit în întreg domeniul de cuprindere, evident, mai accentuat în domeniul distanțelor mici (tabela 2.3).

Conform legii lui Joule (L11 în tabela 2.4), curenții turbionari produc și degajare de căldură, deoarece ei curg într-un mediu conductor, care prezintă o rezistivitate definită. Disipația de energie prin efect termic trebuie acoperită de către sursa care alimentează sistemul. Acest fapt se exprimă printr-o componentă reală suplimentară în expresia impedanței bobinei, deci în expresia rezistenței echivalente de pierderi R_s (rel. 2.14). Componenta de pierderi R_s depinde de conductivitatea obiectului și crește pronunțat în domeniul distanțelor mici (tabela 2.3), odată cu reducerea distanței d .

Funcționarea principală, descrisă anterior, este specifică sistemelor de curenți turbionari. După cum a rezultat, răspunsul lor, constând în modificarea componentelor impedanței sistemului, depinde de:

- distanța de sesizare d ;
- proprietățile fizice ale elementelor (σ , μ , etc.);
- caracteristicile geometrice (formă, dimensiuni, etc.).

În descrierea fenomenologică anterioară s-au făcut referiri paușale la amploarea câmpului electromagnetic în interiorul stimulului. Determinarea adâncimii de pătrundere, indicată în fig. 2.16 prin mărimea 5δ este tratată în Secțiunea 2.2.5.

În a doua etapă se consideră un sistem cu aceeași geometrie, dar în care stimulul este din material feromagnetic. Pentru distanțe d mari și, parțial mijlocii, fenomenologia este similară, fapt certificat și de măsurătorile experimentale (tab. 2.2). Ea ar rămâne teoretic neschimbată și pentru distanțe reduse, în ipoteza utilizării în SES a unei bobine lipsite de miez. Prezența miezului feromagnetic conduce însă, treptat, începând cu domeniul distanțelor mijlocii, la apariția unui al doilea efect, suprapus efectului de curenți turbionari. Așa după cum se precizează la interpretarea rezultatelor experimentale din Secțiunea 2.1.2, acest efect „parazitar” de sistem cu circuit magnetic închis devine din ce în ce mai pregnant și tinde să suprime efectul inițial. În domeniul distanțelor mici el este dominant și duce la comportamente inverse ale componentei inductive a SES.

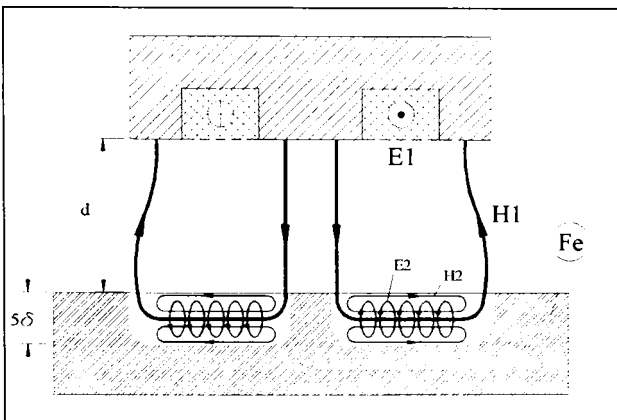


Fig. 2.17 Câmpul electromagnetic în cazul stimulilor feromagnetici

materialului (rel. 2.72). În consecință, în cazul obiectului feromagnetic ($\mu_r \gg 1$), liniile câmpului magnetic primar H_1 se abat de la traseul corespunzător vidului, respectiv materialelor paramagnetice; ele caută și găsesc calea de reluctanță minimă, ceea ce înseamnă un drum minim prin interstițiul SES - stimul și maxim prin obiect. Are loc un efect pronunțat de „absorbție” a liniilor spre obiectul metalic. La pătrunderea în obiect, liniile de câmp magnetic suferă o refracție

Reprezentarea din fig. 2.17 corespunde situației limită de existență paralelă a ambelor efecte ($d \approx 3\Phi_M / 8$). Considerațiile referitoare la generarea câmpurilor primare și secundare și relațiile de fază între acestea sunt similare cu cele de mai sus și nu necesită a fi reluate.

Decisivă în acest caz este afinitatea câmpului magnetic primar H_1 față de materialul feromagnetic constituent al stimulului, afinitate direct determinată de permeabilitate relativă μ_r , care determină susceptivitatea magnetică χ_m a

intensă, datorită inegalității puternice între permeabilitățile celor două medii (rel. 2.144), și evoluează în stimul pe trasee de lungime extinsă, predominant linii drepte și situate în imediata vecinătate a suprafeței de separație.

Câmpul electric secundar \underline{E}_2 , cu același aspect turbionar ca și în cazul precedent, dar cu intensități de valori mai ridicate, produce un efect puternic de înmănunchiere a liniilor lui \underline{H}_1 . În consecință, are loc o extindere a zonei cu câmp electromagnetic pe direcția paralelă cu suprafața de separație; concomitent, adâncimea de pătrundere a câmpului are valori mai reduse.

Curenții datorati câmpului \underline{E}_2 produc un câmp magnetic secundar \underline{H}_2 , care evoluează acum numai în vecinătatea imediată a suprafeței de separație.

Situația descrisă corespunde unui caz tipic de sistem cu circuit magnetic închis (*Secțiunea 1.4.3*) - stimulul feromagnetic corespunde armăturii mobile din fig. 1.14.a - și se caracterizează prin creșterea inductivității odată cu reducerea distanței d .

Valoarea ridicată a intensității câmpului \underline{E}_2 , precum și lungimile reduse ale traseelor curenților turbionari conduc la intensități remarcabile ale acestora, începând cu domeniul distanțelor medii. Disipația de energie prin efect termic, datorată curenților turbionari, reprezintă o pierdere de putere activă și va fi compensată printr-o cantitate de energie absorbită suplimentară de la sursa de excitație. Valoarea ei este comparabilă mai ridicată decât în cazul stimulilor paramagnetici, ceea ce corespunde unei componente reale suplimentare, ce duce, la limită, la creșteri ale valorii R_s de până la 500% (fig. 2.10). Efectul este direct dependent de μ_r , invers dependent de σ și, important în procesul de sesizare, invers dependent de distanța d .

În concluzie, funcționarea unui SES cu miez feromagnetic este, în prezența stimulilor feromagnetici, parțial diferită de a sistemelor tipice de curenți turbionari, lucru certificat și de investigațiile experimentale (*Secțiunea 2.1.2*). În domeniul distanțelor mari și parțial mijlocii, comportamentul este predominant de curenți turbionari și se caracterizează prin scăderea inductivității. Efectul nu este atât de puternic, deși teoretic câmpul secundar este mai intens, deoarece acest câmp se face remarcabil numai pentru valori d ridicate, deci în situația când el este relativ îndepărtat de SES. Prin aceasta reacțiunea lui asupra câmpului primar este mai redusă.

Pe măsură scaderii distanței, efectului de curenți turbionari i se adaugă un efect magnetostatic. Cele două efecte lucrează în opoziție, astfel încât efectul al doilea devine predominant în domeniul distanțelor mici; la puternica apropiere a obiectului are loc o creștere importantă a inductivității cu mascarea în întregime a reacțiunii câmpului secundar.

La descrierea generală efectuată în *Secțiunea 1.4.5* s-a prezentat un SIP cu bobină lipsită de miez magnetic, pentru care s-a propus un model puternic simplificat al stimulului. Considerente generale legate de aceste sisteme se întâlnesc în *Secțiunea 2.1.1*.

Din punct de vedere funcțional, SES lipsite de miez au un comportament tipic de sisteme de curenți turbionari, indiferent de natura stimulului de detectat.

Investigații experimentale, de tipul celor din *Secțiunea 2.1.2*, efectuate de autor asupra unor SES cu bobine cu aer și de asemenea lipsite de alte elemente metalice adiacente (carcasă din materiale nemetalice), au condus la concluzii certe în această direcție. Scăderea inductivității este continuă în întreg domeniul de cuprindere (mai accentuată pentru stimulii neferomagnetici) în timp ce rezistența de pierdere serie R_s crește pe măsura apropierii stimulului de SES (creșteri mai pronunțate pentru materialele feromagnetice). Introducerea SES într-o carcasă metalică alterează dramatic sensibilitatea sistemului, ca urmare a atenuării „parazitare” locale, produse de carcasă. Variațiile inductivității în prezența stimulilor feromagnetici, respectiv ale rezistenței R_s pentru stimulii paramagnetici sunt practic nule; sensul de variație cu distanța d celei de a doua componente - creșterea lui R_s la apropierea materialelor feromagnetice, respectiv scăderea inductivității în cazul celor paramagnetice, - conduc la o evoluție oarecum similară a dependenței $Q_L(d)$ (fig. 2.12). O alegere adecvată a frecvenței de excitație poate duce la echilibrarea comportamentului corespunzător stimulilor cu proprietăți magnetice diferite.

Scopul Secțiunilor 2.2.3 și 2.2.4 a fost prezentarea, pe baza legilor electromagnetismului, a mecanismului de funcționare al SIP, prezentare necesară pentru cunoașterea fenomenelor și principiului de lucru, cât și pentru a putea interpreta rezultatele investigațiilor experimentale (Secțiunea 2.1), respectiv rezultatele în cazul analizei prin metode moderne de simulare pe calculator, analiză ce va fi făcută în continuare.

2.2.5 Câmpul electromagnetic în stimulul de sesizat. Efectul pelicular

Pentru a analiza repartiția câmpului electromagnetic în interiorul stimulului, se consideră acesta, ca fiind de dimensiuni infinite și limitat la dreapta de o față plană, teoretic infinit extinsă. Stimulul ocupă întreg semiplanul drept, iar interstițiul stimul - SES este plasat în semiplanul stâng.

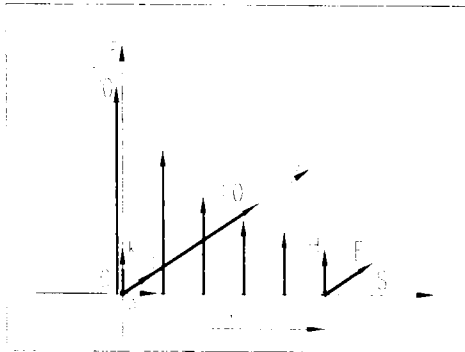


Fig. 2.18 Câmpul electromagnetic în stimulul de dimensiuni infinite

Se alege un sistem de axe cartezian, cu axa Ox normală pe fața stimulului și dirijată spre interior (fig. 2.18).

Se consideră că la suprafața stimulului e stabilit în exterior un câmp magnetic omogen tangențial H_0 , care variază sinusoidal în timp (origine de fază):

$$H_0 = k H_0(t) = k H_{0m} \sin \omega t \quad (2.145)$$

Datorită extinderii infinite a stimulului în direcțiile Oy și Oz și a caracterului omogen al câmpului la suprafața lui, toate mărimile de stare locală au aceeași valoare, în toate punctele oricărui plan $x = \text{const.}$, paralel cu fața stimulului. În consecință, aceste mărimi sunt funcții numai de x și t :

$$H = H(x, t); \quad E = E(x, t); \quad J = J(x, t) \quad (2.146)$$

Deoarece la suprafața de discontinuitate se conservă componentele tangențiale ale câmpului magnetic (rel. 2..143), valoarea acestuia în interior pentru $x \rightarrow 0$ trebuie să fie egală cu câmpul tangențial exterior, și se poate admite, că în orice alt punct, H are numai componente după axa Oz:

$$H(x, t) = k H_z(x, t) \quad (2.147)$$

Ecuatia vectorială 2.131 conduce în acest caz la următoarea ecuația diferențială scalară pentru componenta $H_z(x, t)$ în interiorul stimulului:

$$\frac{\partial^2 H_z(x, t)}{\partial x^2} = \sigma \mu \frac{\partial H_z(x, t)}{\partial t} \quad (2.148)$$

Pentru regimul permanent sinusoidal, în care toate mărimile au aceeași frecvență, fazorul componentei $H_z(x, t)$, în reprezentarea în complex simplificată:

$$\underline{H}_{mz}(x) = H_{zm}(x)e^{j\omega t} \Leftrightarrow H_z(x, t) = H_{zm}(x) \sin \omega t \quad (2.149)$$

satisface ecuația 2.138, deci:

$$\frac{\partial^2 \underline{H}_{mz}(x)}{\partial x^2} = \underline{k}^2 \underline{H}_{mz}(x) \quad (2.150)$$

Soluția generală a acestei ecuații omogene conduce, după determinarea constantelor de integrare cu condițiile:

- câmp magnetic finit la $x \rightarrow \infty$;
- câmp magnetic de intensitate H_{0m} pentru $x \rightarrow 0$,

la expresia imaginii complexe a componentei după axa Oz:

$$\underline{H}_{mz}(x) = H_{0m} e^{-kx} \quad (2.151)$$

de unde valoarea instantanee a acesteia:

$$H_z(x, t) = \Re\{\underline{H}_{mz}(x) e^{j\omega t}\}$$

$$H_z(x, t) = H_{0m} e^{-x/\delta} \sin\left(\omega t - \frac{x}{\delta}\right) = H_{0m} e^{-x/\delta} \sin\left(\omega\left(t - \frac{x}{v}\right)\right) \quad (2.152)$$

$$\text{unde: } \delta = 1/\underline{\Re}k = (2/\omega\sigma\mu)^{1/2} \quad (2.153)$$

și reprezintă grosimea echivalentă a stratului conductor (rel. 1.37).

În concluzie, distribuția intensității câmpului magnetic corespunde unei unde elementare directe, puternic atenuată (fig. 2.19) cu viteza de fază:

$$v = \omega\delta = (2\omega/\sigma\mu)^{1/2} \quad (2.154)$$

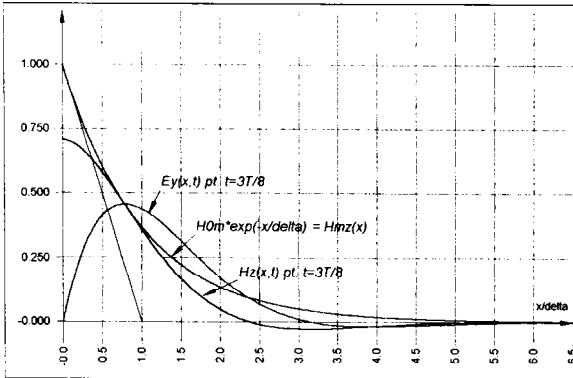


Fig 2.19 Evoluția componentelor câmpului în stimul

În consecință, paralel cu reducerea intensității are loc o rotire a fazei intensității câmpului, astfel încât în anumite momente de timp, depinzând de frecvență, intensitatea câmpului la diferite adâncimi este în opoziție de fază cu intensitatea de la suprafața xt rio ră.

Pe baza rel. 2.121 rezultă că, deoarece $\underline{H} = k H_z(x, t)$, singurele componente nenule ale rotorului lui \underline{H} , și deci ale vectorilor \underline{E} și \underline{J} , sunt dirijate după Oy, adică paralel cu fața stimulului și perpendicular pe direcția lui \underline{H} (fig. 2.18).

Expresiile acestor vectori sunt:

$$\underline{J}(x, t) = \text{rot } \underline{H}(x, t) = j J_y(x, t) \quad (2.155)$$

$$\underline{E}(x, t) = (1/\sigma) \underline{J}(x, t) = j E_y(x, t)$$

unde: j = versorul după axa Oy (fig. 2.18).

Reprezentările în complex ale componentelor y de mai sus se obțin, dezvoltând rotorul din rel. 2.132 pentru fazonul $\underline{H}_{mz}(x)$. Procedând similar ca mai sus, rezultă, în final, valorile instantanee ale acestora:

$$J_y(x, t) = \frac{H_{0m}}{\delta} \sqrt{2} e^{-x/\delta} \sin(\omega t - x/\delta + \pi/4) \quad (2.156)$$

$$E_Y(x, t) = \frac{H_{0m}}{\sigma\delta} \sqrt{2} e^{-x/\delta} \sin(\omega t - x/\delta + \pi/4) \quad (2.156)$$

defazate cu $\pi/4$ înaintea câmpului magnetic (fig. 2.19).

Privind din exterior, se poate aprecia că, prezența curenților în materialul conductor permite câmpului primar să penetreze până la o anumită adâncime, depinzând de mărimea δ și prin aceasta fiind invers dependentă de frecvență. Câmpul magnetic primar generează un câmp electric secundar și o circulație corespunzătoare de curent de conducție. La rândul ei, aceasta produce un câmp magnetic secundar; aceste transformări și suprapuneri succesive au ca rezultat final efectul pelicular, constând într-o concentrație a curentului în apropierea suprafeței exterioare și anularea practică a curentului la distanțe x mari (rel. 2.156)

Pierderile de putere activă prin efect Joule - Lenz pot fi calculate cu rel. 2.142, după o determinare prealabilă a vectorului densității fluxului de energie (rel. 2.141):

$$\mathbf{S} = \mathbf{E} \times \mathbf{H} = j\mathbf{E}_Y \times \mathbf{k}H_Z = i\mathbf{E}_Y(x, t)H_Z(x, t) = iS_X(x, t) \quad (2.157)$$

În consecință, vectorul Poynting este dirijat în sensul pozitiv al axei Ox , în care se propagă undele elementare E_Y și H_Z , și are o valoare instantanee:

$$S_X(x, t) = \frac{H_{0m}^2}{\sigma\delta\sqrt{2}} e^{-2x/\delta} [1/\sqrt{2} - \cos(2\omega t - 2x/\delta + \pi/4)] \quad (2.158)$$

Mărimea $S_X = |\mathbf{S}|$ reprezintă puterea instantanee transmisă prin unitatea de suprafață (a planelor $x = \text{const.}$). Acest aflus de energie provine de la câmpul electromagnetic exterior, produs de SES, și scade rapid, odată cu pătrunderea în stimulul conductor. Deoarece, în regim periodic, energia electromagnetică a câmpului nu variază în medie (rel. 2.140), valoarea medie pe o perioadă a vectorului Poynting scade cu distanța x , datorită exclusiv faptului că acoperă pierderile locale de putere prin disipație termică.

Valoarea aportului de putere instantanee prin unitatea de suprafață a stimulului este, pe baza rel. 2.158:

$$S_0(t) = S_X(0, t) = \frac{H_{0m}^2}{\sigma\delta\sqrt{2}} [1/\sqrt{2} - \cos(2\omega t + \pi/4)] \quad (2.159)$$

și are ca medie în timp *puterea activă specifică* (primită prin unitatea de suprafață):

$$\overline{S}_x = \frac{1}{\sqrt{2}} S_{xm}(0, t) = \frac{H_{0m}^2}{2\sigma\delta} \quad (2.160)$$

care acoperă pierderile medii de putere în stimul.

Considerând un dreptunghi cu arie $A = a \cdot b$ pe suprafața stimulului (fig. 2.20), puterea activă de pierderi absorbită de la câmp prin această suprafață, este conform rel. 2.142 (vectori coliniari):

$$P_a = \iint_A \overline{|\mathbf{S}|} \cdot d\overline{\mathbf{s}} = \frac{H_{0m}^2}{2\sigma\delta} \cdot A = H_{0m}^2 \cdot A \cdot \left(\frac{\omega\mu}{8\sigma}\right)^{1/2} \quad (2.161)$$

Pe baza rel. 2.152 și 2.156, și corespunzător evoluției funcției $e^{-x/\delta}$, se poate concluziona faptul că, câmpul electromagnetic are valori importante numai în vecinătatea suprafeței stimulului și devine, practic, nul după o adâncime de valoare 5δ . După o distanță δ câmpul magnetic atinge valoarea $1/e$ din valoarea de la suprafața exterioară. Aceasta este adâncimea fizică propriu-

zisă a câmpului în stimul, pe parcursul căreia valoarea efectivă a densității de curent (rel. 2.156) are o scădere exponențială:

$$J_{Yc}(x) = \frac{H_{0m}}{\delta} e^{-x/\delta} \quad (2.162)$$

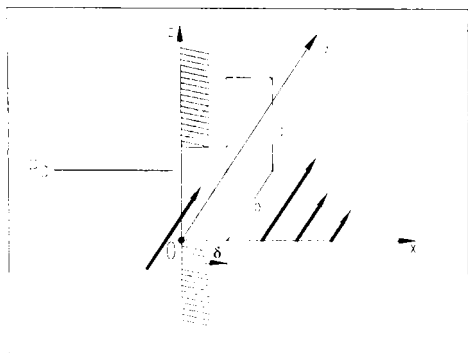


Fig. 2.20 Definiția energetică a adâncimii de pătrundere

$$J_{Yc(echiv)} = \frac{H_{0m}}{\sqrt{2}\delta} \quad (2.163)$$

Conform rel. 2.142, curentul echivalent, uniform repartizat pe grosimea δ , ar determina în volumul paralelipipedic $a \cdot b \cdot \delta$, corespunzător ariei A (fig. 2.20), pierderile de putere:

$$P_d = \iiint_{\Omega_A} \frac{1}{\sigma} J_{Yc(echiv)}^2 \cdot dv = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{H_{0m}^2}{2\delta^2} \cdot a \cdot b \cdot \delta = \frac{H_{0m}^2}{2\sigma\delta} \cdot A \quad (2.164)$$

Egalitatea între puterile P_a (rel. 2.161) și P_d (rel. 2.164) confirmă definiția de natură energetică dată lui δ .

Adâncimea de pătrundere δ este, deci, o caracteristică a materialului și depinde puternic de frecvența câmpului. Adâncimea δ definește într-o modelare aproximativă, des utilizată în practică, un strat fictiv, pe porțiunea căruia se poate imagina un flux constant și având o inducție a cărei valoare corespunde valorii date de intensitatea câmpului la suprafața de separație și permeabilitatea relativă a materialului. Această caracteristică este utilă atât pentru calculul pierderilor de putere cu „metoda adâncimii de pătrundere” (ca și cum întregul curent ar fi repartizat uniform în zona de adâncime δ [H5A, K8V]), cât și pentru a aprecia pătrunderea câmpului electromagnetic în mediul conductor.

Revenind la SES al SIP, se poate aprecia că metoda descrisă anterior este aplicabilă local cu o bună aproximație. Deși stimulul este finit, dimensiunile și raza de curbură minimă a suprafeței lui sunt foarte mari față de adâncimea de pătrundere corespunzătoare frecvențelor de lucru.

Pentru stimulii paramagnetic (Al), respectiv feromagnetic (Fe) considerați anterior, se obțin, la frecvența tipică de lucru a SES de referință ($f = 350$ kHz), valorile:

$$\delta_{Al} \approx 0,112 \text{ mm pentru Al } (\sigma = 57,1E6 \text{ S/m ; } \mu_r = 1) \quad (2.165)$$

$$\delta_{Fe} \approx 0,015 \text{ mm pentru Fe } (\sigma = 1,5E6 \text{ S/m ; } \mu_r = 2E3)$$

Valorile δ foarte diferite se regăsesc și în descrierea efectuată în Secțiunea 2.2.4 și constituie unul din motivele care au impus o prezentare diferențiată a mecanismului de atenuare.

Considerând condiții de lucru identice pentru cei doi stimuli, rel. 2.161 conduce la un raport între puterile absorbite:

$$\frac{P_{aFe}}{P_{aAl}} = \frac{\mu_{Fe} \cdot \sigma_{Al}}{\mu_{Al} \cdot \sigma_{Fe}} \approx 276 \quad (2.166)$$

valoare cu mult mai mare decât cea care rezultă din măsurătorile de laborator (Secțiunea 2.1.2). Explicația rezidă în aspectul diferit al câmpului în interstițiu (reducerea componentei tangențiale H_t pentru materialele feromagnetice la distanțe d mici), dar mai ales în reducerea permeabilității relative, la frecvențele de lucru specifice SIP de curenți turbionari.

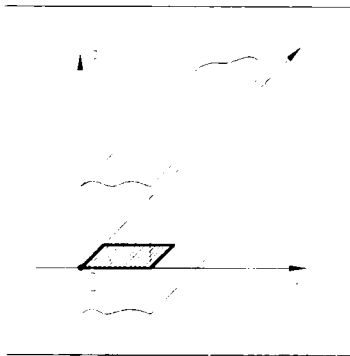


Fig. 2.21 Definierea permeabilității μ_{ap}

$$\Phi = \mu_{ap} H_{0m} g = \mu \int_0^g H_{mz}(x) dx = \mu H_{0m} \int_0^g e^{-kx} dx \quad (2.167)$$

unde: Φ = fluxul magnetic total prin placă pentru unitatea de lungime considerată în direcția Oy .

Relația 2.167 conduce, după integrare, la proporția:

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} = \frac{\mu_{ap}}{\mu} = \frac{1}{k g} (1 - e^{-kg}) \quad (2.168)$$

unde: $\Phi_0 = \mu H_0 d$ este fluxul la frecvența $f \approx 0$.

Datorită caracterului complex al constantei k (rel. 1.136), permeabilitatea aparentă, definită ca mai sus, este de asemenea o mărime complexă. Substituția rel. 2.153 în 2.168 conduce la expresia finală a permeabilității aparente în funcție de adâncimea de pătrundere σ :

$$\mu_{ap} = \frac{\mu \delta}{2g} \left\{ 1 - (\cos g/\delta - \sin g/\delta) \cdot \exp(-g/\delta) + j [-1 + (\cos g/\delta + \sin g/\delta) \cdot \exp(-g/\delta)] \right\} \quad (2.169)$$

Componenta reală se repercutează asupra inductivității SES, în timp ce componenta imaginară este definitorie pentru pierderile prin curenți turbionari în material, corespunzător faptului că mărimea $j\omega\mu_{ap}$ intră în expresia tensiunii bobinei.

Pe baza relației de mai sus se poate deduce expresia variației relative cu frecvența a permeabilității aparente, ținând cont de faptul că $\delta = \delta(f)$:

$$\frac{|\mu_{ap}|}{\mu} = \frac{\delta}{g\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot e^{-g/\delta} \cdot \cos g/\delta + e^{-2g/\delta})^{1/2} \tag{2.170}$$

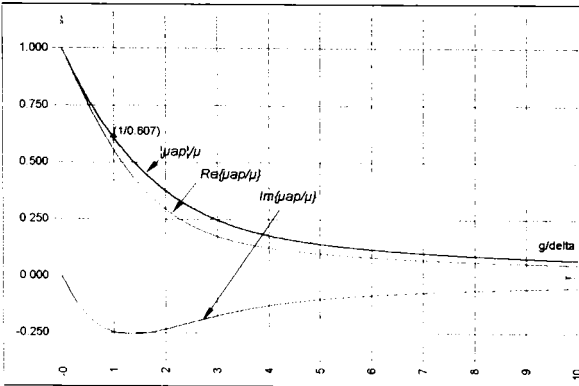


Fig. 2.22 Componentele permeabilității aparente

Reprezentările din fig. 2.22, obținute cu MATHDESIGNER, indică dependența componentelor lui μ_{ap} , funcție de raportul g/δ , raport care depinde de frecvență prin intermediul lui δ . Se poate recunoaște o frecvență de graniță f_g [K8V], determinată de condiția $g = \delta$:

$$f_g = \frac{1}{\pi\sigma\mu g^2} \tag{2.170a}$$

Pentru placa standard, folosită la etalonarea SIP (Secțiunea 1.5.1), având $g = 5\text{mm}$, rezultă o frecvență $f_g \approx 3,38\text{ Hz}$. La frecvența f_g , permeabilitatea aparentă scade la 60% față de valoarea de curent continuu. Pentru rapoarte g/δ mari, componenta reală și modul celei imaginare devin practic egale, ceea ce corespunde unei evoluții de-a lungul unei drepte de înclinație -45° în planul complex.

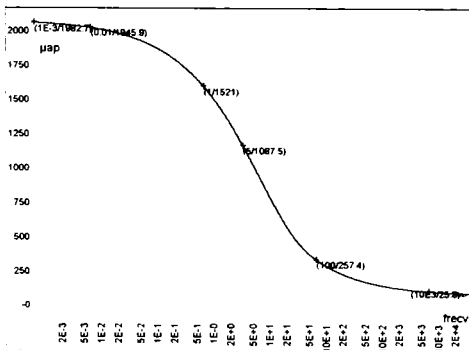


Fig. 2.23 Variația permeabilității la frecvențe joase

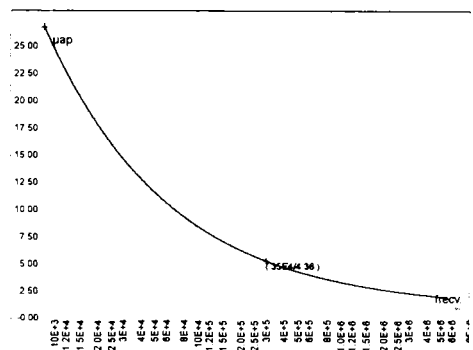


Fig. 2.24 Variația permeabilității în domeniul frecvențelor de lucru ale SIP

Curbele din fig. 2.23 și 2.24 reprezintă caracteristica de frecvență a permeabilității plăcii standard (Fe360 , $\sigma = 1,5\text{E6 s/m}$, $\mu_r = 2\text{E3}$, $g = 5\text{ mm}$) cu detaliere, pentru frecvențe joase ($f \leq 50\text{ kHz}$), respectiv pentru domeniul specific SIP. Se remarcă scăderea puternică a permeabilității la frecvențe medii și înalte.

Revenind la relația 2.161, se poate concluziona faptul că, gradientul pierderilor prin curenți turbionari, caracterizabile prin densitatea ρ_p a vectorului Poynting, este permanent redus, odată cu creșterea frecvenței, datorită scăderii permeabilității.

Teoretic, este deci posibil, ca prin alegerea judicioasă a frecvenței de lucru a SES, al unui SIP de curenți turbionari, într-un domeniu suficient de ridicat, să se obțină o evoluție a pierderilor cu distanța de sesizare și, deci, în ultimă instanță, a mărimii Q_L (fig. 2.12), similară pentru stimuli feromagnetici și neferomagnetici. Acest principiu este folosit actualmente cu succes pentru realizarea SIN cu factor unitar (FREF 1, *Secțiunea 4.2.1*) [T2C, G3A, T5P, T9P, H16A, C2P].

2.2.6 Analiza asistată de calculator a fenomenelor electromagnetice în zona activă a SIP

2.2.6.a Rezolvarea ecuațiilor câmpului electromagnetic, în scopul analizei asistate de calculator

Analiza folosind metodele clasice, prezentate și utilizate într-o primă etapă, în cadrul secțiunilor anterioare, necesită efectuarea unor ipoteze simplificatoare importante, ceea ce duce uneori la aproximări grosolane; din acest motiv, metodele au o arie de aplicabilitate restrânsă, fiind elaborate pentru rezolvarea unor anumite tipuri de probleme. Ținând cont de aspectele specifice ale câmpului electromagnetic, în cazul SIP: valori foarte reduse ale componentelor de câmp, dimensiuni foarte mici, etc., se poate aprecia că aceste proceduri nu oferă o precizie suficientă de analiză.

Cea mai sintetică și completă prezentare a tuturor metodelor de calcul a câmpului electromagnetic, însoțită de enumerarea avantajelor și dezavantajelor fiecărui procedeu, este conținută, după părerea autorului, în [C3V]. Autorii volumului clasifică metodele în patru categorii generale.

Procedurile analogice aparțin unor etape cronologice anterioare și au constat în modelarea, pe cale electrică, a ecuațiilor Laplace în spații bi- sau tridimensionale. Metodele nu au putut lua în considerare aspectele particulare, legate de neomogenitate, neliniaritate, etc., ale sistemului real.

Metodele grafice au o existență îndelungată, sunt aplicabile pentru sisteme relativ simple și cu simetrie, de regulă în spațiul bidimensional (de exemplu metoda trasării spectrului a lui Lehman). Precizia lor este limitată, chiar și când sunt aplicate cu multă atenție.

Metodele analitice reprezintă categoria majoritară și se pot subclasa în numeroase subcategorii [C3V]. O parte din acestea au fost discutate în secțiunile anterioare. Dificultatea majoră a lor, este lipsa caracterului de universalitate, limitarea puternică la anumite tipuri de probleme.

Metodele numerice sunt cele mai moderne și elimină, în mare măsură, deficiențele celorlalte proceduri. Opinia generală, împărtășită și de autor, este că, *utilizarea asistată de calculator a acestor metode reprezintă singura posibilitate reală de analiză exactă și modernă a fenomenelor electromagnetice, în condiții practic independente de geometria și particularitățile sistemului supus analizei.*

Pentru utilizarea metodelor numerice (vezi *Secțiunea 2.2.6.b*), este necesară o stabilire prealabilă a strategiei de determinare a mărimilor de câmp, deci de definire prealabilă a unor mărimi de câmp primare. Calculul acestora se va face prin procedurile specifice metodelor numerice. După determinarea lor, se calculează în continuare celelalte mărimi derivate.

În scopul unei tratări generalizate a problemei, obiectiv trasat anterior, se va defini o metodă completă și unitară de analiză, fără diferențieri între domenii, a fenomenelor electromagnetice din câmpul activ al SIP, în condițiile specifice acestora.

Pentru aceasta se va renunța la ipoteza simplificatoare de regim cvasistaționar, utilizată în Secțiunile 2.2.4 și 2.2.5. La frecvențele specifice, această limitare este numai parțial valabilă, de aceea o analiză exhaustivă trebuie să plece de la premisa existenței unui câmp electromagnetic cu toate componentele sale.

Regimul de lucru al SIP este un regim permanent armonic tipic, în care mărimile de câmp au variație armonică sau sunt periodice, astfel încât să poată fi dezvoltate într-o serie Fourier de componente armonice și în care modificările tranzitorii corespunzătoare schimbării situației geometrice a câmpului sunt neglijabile. Considerarea regimului permanent armonic instalat, în care toate mărimile scalare și vectoriale variază în timp cu aceeași frecvență, având doar amplitudini și faze diferite, permite o rezolvare elegantă a ecuațiilor câmpului prin lucrul în complex.

În prima etapă se va utiliza reprezentarea în complex simplificată [T1V] a tuturor mărimilor scalare și vectoriale, ceea ce echivalează cu eliminarea variabilei timp. În acest scop, se pleacă de la corespondența biunivocă:

$$F(\mathbf{p}, t) = F_m(\mathbf{p}) \cos(\omega t + \theta) \quad \Leftrightarrow \quad \underline{F}(\mathbf{p}) = F_m(\mathbf{p}) \cdot e^{j\theta} \quad (2.171)$$

unde: $\underline{F}(\mathbf{p})$ = amplitudinea complexă (fazorul), corespunzătoare mării scalare $F(\mathbf{p}, t)$. Din motive de simplificare a scrierii se renunță la indicii m caracteristici, neuitând semnificația de amplitudine a reprezentării complexe.

În cazul vectorilor, transformarea se aplică fiecărei componente în parte și conduce la vectori complecși, care sunt numai funcții de punct. Pentru vectorul \mathbf{F} cu dezvoltarea carteziană:

$$\mathbf{F}(\mathbf{p}, t) = F_x(\mathbf{p}, t)\mathbf{i} + F_y(\mathbf{p}, t)\mathbf{j} + F_z(\mathbf{p}, t)\mathbf{k} \quad (2.172)$$

rezultă imaginea sa complexă (fazorul vectorial):

$$\underline{\mathbf{F}}(\mathbf{p}) = \underline{F}_x(\mathbf{p})\mathbf{i} + \underline{F}_y(\mathbf{p})\mathbf{j} + \underline{F}_z(\mathbf{p})\mathbf{k} \quad (2.173)$$

unde amplitudinile complexe satisfac corespondența 2.171.

În etapa a doua, după rezolvarea în complex a ecuațiilor câmpului, revenirea în domeniul timp se face pe baza relației de definiție a reprezentării în complex simplificate, conform căreia, valoarea instantanee corespunde proiecției momentane pe axa reală a fazorului rotitor:

$$F(\mathbf{p}, t) = \Re \{ \underline{\mathbf{F}}(\mathbf{p}) e^{j\omega t} \} \quad (2.174)$$

Pentru fazorii corespunzători mărimilor câmpului, ecuațiile lui Maxwell (rel. 2.74 la 2.77) conduc, după derivarea în raport cu timpul, la ecuațiile complexe, lipsite de variabila timp:

$$\underline{EM1}: \frac{1}{\mu} \text{rot } \underline{\mathbf{B}}(\mathbf{p}) = \underline{\mathbf{J}}(\mathbf{p}) + j\omega\epsilon \underline{\mathbf{E}}(\mathbf{p}) = (\sigma + j\omega\epsilon) \cdot \underline{\mathbf{E}}(\mathbf{p}) \quad (2.175)$$

$$\underline{EM2}: \text{rot } \underline{\mathbf{E}}(\mathbf{p}) = -j\omega \underline{\mathbf{B}}(\mathbf{p}) \quad (2.176)$$

$$\underline{EM3}: \text{div } \underline{\mathbf{B}}(\mathbf{p}) = 0 \quad (2.177)$$

$$\underline{EM4}: \epsilon \text{div } \underline{\mathbf{E}}(\mathbf{p}) = \rho_v \quad (2.178)$$

Condițiile de trecere au, în reprezentarea complexă, forme similare celor pentru reprezentarea cu valori momentane (rel. 2.78 la 2.81 și rel. 2.93).

În cazul analizei asistate de calculator, metoda adecvată de rezolvare a ecuațiilor de mai sus este prin utilizarea potențialelor electrice scalare $\phi(\mathbf{p}, t)$, respectiv magnetice vector $\mathbf{A}(\mathbf{p}, t)$, procedeu general, descris în detaliu în Secțiunea 2.2.3.b.

Introducând relația de definiție a potențialului magnetic vector (rel. 2.90) - transpusă în complex - în ecuația 2.176 se obține:

$$\text{rot } \underline{\mathbf{E}}(\mathbf{p}) = -j\omega \cdot \text{rot } \underline{\mathbf{A}}(\mathbf{p}) \quad (2.179)$$

unde: $\underline{\mathbf{A}}(\mathbf{p})$ = fazorul potențialului magnetic vector.

O soluție a ecuației de mai sus este dată de rel. 2.96:

$$\underline{\mathbf{E}} = -j\omega \underline{\mathbf{A}} - \text{grad } \varphi \quad (2.180)$$

Substituția acestei relații în EM1 conduce la expresia finală, care evidențiază dependența între potențialul magnetic vector și cel electric scalar:

$$\frac{1}{\mu} \text{rot rot } \underline{\mathbf{A}} = (\sigma + j\omega\epsilon) (-j\omega \underline{\mathbf{A}} - \text{grad } \varphi) \quad (2.181)$$

Calculul tuturor curenților de conducție i_c , de deplasare i_D , respectiv turbionari induși i_T se poate face în mod unitar, observând că relația 2.181 conține în termenul ei drept produsul dintre „conductivitatea complexă” și valoarea complexă a câmpului electric, rezultatul acestui produs fiind densitatea de curent complexă. Din acest motiv, integrala acestei expresii asupra unei secțiuni transversale S într-un anumit domeniu conductor va trebui să corespundă curentului total i , considerat ca circulând prin acest conductor:

$$i = \iint_S (\sigma + j\omega\epsilon) (-j\omega \underline{\mathbf{A}} - \text{grad } \varphi) \cdot d\bar{\mathbf{s}} \quad (2.182)$$

Relațiile 2.181 și 2.182 sunt fundamentale; ele formează un sistem prin a cărui rezolvare se obțin mărimile de câmp considerate primare: $\underline{\mathbf{A}}(\mathbf{p})$ și $\varphi(\mathbf{p})$. Pornind de la acestea, se pot determina, prin calcule vectoriale elementare (derivare spațială), celelalte mărimi de câmp, în acest caz, mărimi derivate:

$$\underline{\mathbf{B}} = \text{rot } \underline{\mathbf{A}} \quad (2.183)$$

$$\underline{\mathbf{H}} = \frac{1}{\mu} \text{rot } \underline{\mathbf{A}} \quad (2.184)$$

$$\underline{\mathbf{E}} = \frac{1}{j\omega\epsilon\mu} (\text{rot rot } \underline{\mathbf{A}} - \mu \underline{\mathbf{J}}) \quad (2.185)$$

$$\Phi_{S_T} = \oint_{\Gamma} \underline{\mathbf{A}} \cdot d\bar{\mathbf{c}} \quad (2.186)$$

Relația 2.182 evidențiază cei trei curenți, care pot circula teoretic printr-o anumită suprafață S, din domeniul analizat:

- curentul de conducție, de la sursa de excitație, deci datorat diferențelor de potențial electric și având densitatea:

$$\underline{\mathbf{J}}_C = -\sigma \text{grad } \varphi \quad (2.187)$$

- curentul turbionar indus, datorat câmpurilor magnetice variabile în timp și având densitatea:

$$\underline{\mathbf{J}}_T = -j\omega\sigma \underline{\mathbf{A}} \quad (2.188)$$

- curentul de deplasare, datorat câmpurilor electrice variabile în timp și având densitatea:

$$\underline{\mathbf{J}}_D = j\omega\epsilon (-j\omega \underline{\mathbf{A}} - \text{grad } \varphi) \quad (2.189)$$

Factorul $j\omega$, care apare în expresiile densităților componentelor turbionare, respectiv de deplasare, pune în evidență dependența directă a valorilor de frecvența de lucru.

În cazul analizei câmpului electromagnetic al SIP, o importanță deosebită o are calculul pierderilor de energie proprii, respectiv cauzate de stimul, deci detectabile. În condițiile descrise mai sus, acestea pot fi determinate, plecând de la ecuația lui Poynting, conform căreia, fluxul vectorului Poynting prin suprafața elementului de volum infinitesimal este dat de viteza de variație în timp a densității de energie.

$$\text{div } \underline{\mathbf{S}} = \text{div}(\underline{\mathbf{E}} \times \underline{\mathbf{H}}) = - \frac{\partial}{\partial t} (\underline{\mathbf{w}}_j + \underline{\mathbf{w}}_e + \underline{\mathbf{w}}_m) = - \underline{\mathbf{J}} \cdot \underline{\mathbf{E}} - \underline{\mathbf{E}} \cdot \frac{\partial \underline{\mathbf{D}}}{\partial t} - \underline{\mathbf{H}} \cdot \frac{\partial \underline{\mathbf{B}}}{\partial t} \quad (2.190)$$

Transpunerea acestei relații în complex duce, cu particularizările efectuate în *Secțiunea 2.2.1* pentru SIP (medii liniare, omogene și izotrope), la următoarele expresii pentru:

- densitatea de energie w_e a câmpului electric:

$$w_e = \int_0^D \underline{\mathbf{E}} \cdot d\underline{\mathbf{D}} = \frac{1}{2} \underline{\mathbf{E}} \cdot \underline{\mathbf{D}} = \frac{1}{4} \Re [\underline{\mathbf{E}} \cdot \underline{\mathbf{D}}^*] \quad (2.191)$$

- densitatea de energie w_m a câmpului magnetic:

$$w_m = \int_0^B \underline{\mathbf{H}} \cdot d\underline{\mathbf{B}} = \frac{1}{2} \underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{B}} = \frac{1}{4} \Re [\underline{\mathbf{H}} \cdot \underline{\mathbf{B}}^*] \quad (2.192)$$

- densitatea de energie w_j a câmpului de curgere (densitatea medie a puterii disipate prin efect Joule - Lenz):

$$\frac{\partial w_j}{\partial t} = \underline{\mathbf{J}} \cdot \underline{\mathbf{E}} = \frac{1}{2} \Re [\underline{\mathbf{J}} \cdot \underline{\mathbf{E}}^*] \quad (2.193)$$

unde mărimile marcate cu stea (*) reprezintă conjugatele complexe ale fazorilor respectivi.

Puterea activă specifică, reprezentând media în timp a puterii active primite (aportul de energie) prin unitatea de suprafață (rel. 2.160), va avea expresia generală:

$$\overline{|\underline{\mathbf{S}}|} = \overline{|\underline{\mathbf{E}} \times \underline{\mathbf{H}}|} = \frac{1}{2} \Re [\underline{\mathbf{E}} \times \underline{\mathbf{H}}^*] \quad (2.194)$$

Curenții variabili în timp, circulând prin porțiuni conductoare, produc câmpuri magnetice variabile în timp. Aceste câmpuri vor genera curenți turbionari în porțiunea sursă și în orice alte porțiuni metalice dispuse paralel cu aceasta. Considerând cazul general al unui sistem, conținând mai multe circulații de curent, dependența generală între fazorii tensiunilor aplicate și fazorii curenților este dată de matricea impedanțelor $[Z_{ij}]$, definită de relația:

$$\{ \underline{\mathbf{U}}_j \} = [Z_{ij}] \{ \underline{\mathbf{I}}_j \} \quad ; \quad i \in [1, n], j \in [1, n] \quad (2.195)$$

unde: $\{ \underline{\mathbf{U}}_j \}$ = vectorul tensiunilor de excitație (aplicate);

$\{ \underline{\mathbf{I}}_j \}$ = vectorul curenților.

Este cunoscut faptul, că această matrice este simetrică față de diagonala principală ($Z_{ij} = Z_{ji}$) și cuprinde două categorii de impedanțe complexe:

- impedanțele complexe proprii fiecărui subdomeniu:

$$\underline{Z}_{ii} = R_i + j\omega L_i \quad (2.196)$$

unde: R_i = rezistența de curent alternativ a circuitului;

L_i = inductivitatea proprie.

- impedanțele complexe mutuale între respectiv câte două domenii, date de către reacțanța mutuală corespunzătoare:

$$\underline{Z}_{ij} = \underline{Z}_{ji} = \underline{M}_{ij} = j\omega L_{ij} \quad (2.197)$$

Componentele rezistive și inductive de mai sus pot fi calculate într-o ultimă fază de analiză, după determinarea prealabilă a mărimilor de câmp, aplicând, de exemplu, metoda superpoziției. Calculul poate fi efectuat în două etape. Se consideră matricea impedanțelor descompusă într-o matrice a inductivităților și o matrice a rezistențelor. Se rezolvă întâi în mod separat aceste matrici, iar în final acestea se combină pe baza relațiilor 2.196 și 2.197.

Pentru calculul matricilor se superpozează soluțiile parțiale, obținute prin excitarea singulară cu un curent, de exemplu, unitar a fiecărui obiect din sisteme.

Inductivitățile pot fi determinate, exprimând valoarea medie a energiei magnetice de interacțiune (rel. 2.192), ce rezultă în fiecare situație particulară:

$$\overline{W}_{mij}(t) = \frac{L_{ij}}{4\pi} \int_0^{2\pi} i_i(\omega t) \cdot i_j(\omega t) \cdot d\omega t = \frac{1}{4} \iiint_{\Omega} \Re[\underline{B}_i \cdot \underline{H}_j^*] \cdot dv \quad (2.198)$$

Rezistențele diverselor porțiuni pot fi determinate pe baza disipației de putere, a cărei densitate poate fi calculată, după rezolvarea câmpului, apelând la rel. 2.193:

$$\overline{P}_D = R_i \frac{I_{mi}^2}{2} = \frac{1}{2\sigma} \iiint_{\Omega} \Re[\underline{J}_i \cdot \underline{J}_i^*] \cdot dv \quad (2.199)$$

unde: I_{mi} = amplitudinea curentului singular de excitație.

Pentru o excitație cu curenți, având amplitudini egale cu unitatea, se obțin expresiile simplificate:

$$L_i = \iiint_{\Omega} \Re[\underline{B}_i \cdot \underline{H}_i^*] \cdot dv \quad (2.200)$$

$$R_i = \frac{1}{\sigma} \iiint_{\Omega} \Re[\underline{J}_i \cdot \underline{J}_i^*] \cdot dv \quad (2.201)$$

Pentru cazul general considerat, aceste valori rezultă diferite de cele corespunzătoare unui regim magnetostatic, respectiv regim de curent continuu, și includ efectele curenților turbionari, descrise anterior.

Valoarea medie a forței exercitate asupra unui obiect situat în câmpul activ al SIP, de exemplu stimul, poate fi, de asemenea, calculată după rezolvarea câmpului, apelând la teorema a doua a forțelor generalizate în câmpul magnetic [T1V]:

$$\bar{X} = \left. \frac{\partial \bar{W}_m}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{l}=\text{const}} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} \left[\frac{1}{2} \iiint_{\Omega} \int_0^{\bar{B}} \bar{H} \cdot d\bar{B} \right] \cdot d\mathbf{v} \quad (2.202)$$

2.2.6.b Bazele teoretice ale metodelor de rezolvare numerică a câmpului electromagnetic

Ținând cont de stadiul actual de dezvoltare al tehnicii de calcul, de volumul de timp necesar și de precizia de lucru dorită actualmente, metodele cele mai adecvate de rezolvare a câmpului electromagnetic sunt cele numerice. Metodele numerice pot fi subdivizate în patru clase, dintre care s-au impus cu adevărat metoda diferențelor finite MDF și metoda elementelor finite MEF [C3V].

Primele aplicații tehnice ale MDF sunt semnalate din 1940; metoda are origini mult mai vechi, datorită posibilității manuale de aplicare a ei [T1V]. La baza metodei stă înlocuirea domeniului continuu printr-o rețea de noduri, în care se calculează mărimile necunoscute. Pentru aceasta, se împarte domeniul de analizat (de regulă bidimensional) în pătrate egale, cu ajutorul unei rețele de drepte paralele cu axele. Discretizarea metodei constă în reducerea, prin utilizarea diferențelor algoritmi, ecuațiilor și condițiilor de frontieră definite în domeniul continuu la ecuații discrete valabile pentru noduri.

Aproximarea cea mai uzuală constă în înlocuirea pentru fiecare nod a ecuațiilor cu derivate parțiale prin ecuații cu creșteri finite (diferențe finite), în urma dezvoltării în serie a fiecărui punct, prin neglijarea termenilor de ordin ≥ 4 . Rezultă o ecuație algebrică pentru mărimea necunoscută în nodul considerat, funcție de valorile acesteia în cele patru noduri vecine. Pentru o discretizare cu „N” noduri se obține astfel un sistem de N ecuații algebrice, echivalente integrării ecuației diferențiale în domeniul dat. La rezolvarea sistemului se aplică metode numerice cunoscute, de regulă de iterații succesive. Metoda presupune o discretizare în elemente regulate, deci este neadecvată pentru analiza unor domenii cu neregularități puternice. Ea devine, în acest caz, sau extrem de laborioasă (finețe mare de discretizare), sau imprecisă (număr redus de noduri).

Metoda elementelor finite MEF este forma cea mai modernă de rezolvare din cadrul procedurilor variaționale și, mai mult, din cadrul tuturor metodelor numerice. Primele aplicații electrotehnice sunt date de [C3V] în 1960.

Potrivit calculului variațiilor, rezolvarea unei ecuații diferențiale într-un anumit domeniu și în anumite condiții la limită este echivalentă cu minimizarea în acel domeniu a unei mărimi funcționale, corespunzătoare ecuației diferențiale și condițiilor la limită. Minimizarea se face pe subdomeniile, denumite elemente finite EF, și legate între ele prin noduri. Ca urmare a minimizării funcționalei în toate EF și asamblării pe tot domeniul a efectelor obținute pe EF, rezultă un sistem de ecuații algebrice, a cărui rezolvare duce la valorile funcției studiate în noduri. În scopul minimizării funcționalei pe EF, funcțiile necunoscute F, continue pe tot domeniul, sunt approximate printr-un set de funcții convenționale, continue numai pe cuprinsul EF.

Prima etapă în aplicarea metodei este discretizarea și constă în împărțirea domeniului de analiză în EF, cu ajutorul liniilor nodale. EF sunt figuri geometrice regulate, caracterizate prin număr de dimensiuni, de noduri, funcția de aproximare asociată, etc. De regulă, funcțiile de aproximare F sunt polinoame de interpolare, datorită ușurinței de derivare și integrare. Din categoria de EF bidimensionale, o largă răspândire o are EF triunghiular cu 3 noduri (elementul izoparametric [G9V]). Pentru domeniul delimitat de un EF triunghiular, valorile funcției scalare F necu-

noscute sau componentele după direcțiile axelor de coordonate ale funcției vectoriale necunoscute (mai multe grade de libertate), descriu, în general în sistemul global de coordonate F, x, y , o suprafață curbă, cu laturi curbe. Aproximarea constă în înlocuirea acestei suprafețe printr-un triunghi plan, care se sprijină în noduri pe suprafața curbă. Funcția de aproximare este un polinom de interpolare de gradul întâi, continuu pe EF:

$$F = \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y \quad (2.203)$$

unde coeficienții necunoscuți $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$, numiți coordonate generalizate, se determină, impunând ca, în noduri, funcția de aproximare să capete valorile nodale. După prelucrări rezultă:

$$F = [N] \{F\}_e \quad (2.204)$$

unde: $[N]$ = matricea funcției de formă N_i ;

$\{F\}_e$ = vectorul valorilor necunoscute ale funcției F în nodurile elementului finit e (funcțiile nodale);

și unde funcția de formă pentru nodul i este:

$$N_i = C(a_i + b_i x + c_i y) \quad (2.205)$$

cu coeficienții constanți a_i, b_i și c_i depinzând coordonatele x și y ale nodurilor EF considerat; C este o constantă.

Etapa următoare constă în determinarea ecuațiilor elementare. Ele descriu comportarea mediului în cuprinsul unui EF; numărul lor pentru un EF corespunde numărului funcțiilor scalare necunoscute. Metodele de deducere a ecuațiilor elementare (directă, variațională, a rezidurilor, a bilanțului energetic, etc.) conduc, pentru fiecare EF la sistemul:

$$[k] \{F\}_e = \{p\} \quad (2.206)$$

unde: $[k]$ = matricea caracteristicilor fizico-geometrice ale EF (matricea de rigiditate);

$\{p\}$ = vectorul încărcărilor (excitațiilor).

Comportarea întregului sistem va fi modelată prin sistemul de ecuații global, rezultat în urma asamblării ecuațiilor elementare; echilibrul sistemului fiind condiționat de echilibrul elementelor finite. Prin asamblare, se impune ca, în nodurile comune EF, funcțiile necunoscute să aibă aceeași valoare. Asamblarea separată a componentelor din rel. 2.206, conduce în final la un sistem cu un număr de ecuații, dat de produsul dintre numărul de noduri și numărul gradelor de libertate:

$$[K] \{F\} = \{P\} \quad (2.207)$$

unde: $[K], \{F\}, \{P\}$ sunt matricile și vectorii cu semnificația de mai sus, dar pentru întregul sistem.

Rezolvarea sistemului prin procedee consacrate (eliminarea Gauss, descompunerea Choleski, etc.) duce în final la necunoscutele primare: valorile gradelor de libertate în noduri. Analiza poate continua prin calculul necunoscutelor secundare, deci a derivatelor necunoscutelor primare. Concretizând MEF pentru procedeul de calcul succesiv a componentelor de câmp fazoriale, descris în *Secțiunea 2.2.6.a*, necunoscutele primare vor fi componentele potențialelor magnetice φ și \mathbf{A} . Componentele celorlalte mărimi sunt, în acest caz, necunoscute secundare.

Comparația între MDF și MEF, din punct de vedere al avantajelor și dezavantajelor, este o problemă mult controversată și sursă de permanente dispute. [C3V] amintește diverse criterii de comparație, folosite de diferiți autori, criterii pe care le apreciază ca fiind nerelevante. După [C3V], criteriul hotărâtor trebuie să rămână precizia obținută; din acest punct de vedere, MEF e

avantajoasă în studiul problemelor electrotehnice, cu geometrii și neregularități multiple. [G9V, F13A, H22A] sunt mai categorice și enumeră următoarele avantaje ale MEF:

- posibilitatea de a modela forme neregulate, prin folosirea EF cu forme și dimensiuni diferite, adecvate configurației;
- posibilitatea de a trata probleme cu medii neomogene, anizotrope, etc.;
- posibilitatea adaptării dimensiunilor EF la mărimea gradientului funcției studiate;
- posibilitatea considerării oricăror condiții la limită;
- posibilitatea elaborării unor algoritmi cu grad mare de generalitate, utilizabili chiar în mai multe domenii de aplicație;
- posibilitatea rezolvării atât a problemelor de echilibru (funcțiile necunoscute nu depind de timp), cât și a celor de propagare (regim tranzitoriu, în care mărimile necunoscute sunt dependente de timp).

Dezavantajul rezultat din volumul ridicat al datelor de intrare, deci efortul de introducere este astăzi practic eliminat prin existența programelor preprocesoare. De asemenea, amplele colecții de valori numerice ale gradelor de libertate, într-un număr mare de noduri, obținute ca rezultat al aplicării MEF, pot fi prelucrate, în continuare, de programele postprocesoare. Acestea livrează, în final, rezultatele sub formă numerică și / sau grafică, scutind operatorul de studiul atent al multilor de numere.

Calitatea rezultatelor depinde, în mare măsură, de abilitatea discretizării în EF a domeniului analizat. Această funcție este efectuată, de regulă, de către programele preprocesoare.

În multe situații discretizarea obținută pe cale automată nu este satisfăcătoare, ea trebuind să fie adaptată sau îmbunătățită în anumite subdomenii. Perfecționarea discretizării este sarcina operatorului uman și presupune, din partea acestuia, o cunoaștere calitativă a situației concrete în câmpul analizat.

În activitatea de elaborare a tezei, autorul a fost confruntat cu această problemă, motiv pentru care în descrierea gradată a problemei a fost preferată o prealabilă analiză fenomenologică (*Secțiunile 2.2.4 și 2.2.5*), înaintea abordării rezolvării cu MEF.

MEF este actualmente implementată într-o diversitate relativ bogată de programare de analiză a fenomenelor electromagnetice pentru calculatoare mari, workstations, și calculatoare personale [C3V, S5V, S6V]. Asemenea programe CAD au fost dezvoltate în ultimii 10 ÷ 15 ani și se pot utiliza în simulări de câmp electromagnetic, în întreg domeniul de frecvențe, corespunzător tehnicii actuale. Diferențiat după gradul lor de evoluție, aceste programe iau în considerare proprietățile electromagnetice ale elementelor din sistemul analizat, precum și unele caracteristici particulare, ca neliniarități, anizotropii, etc. Implementarea MEF pentru studiul problemelor electromagnetice este astăzi unanim apreciată ca o metodă foarte exactă și fiabilă de rezolvare a câmpului electromagnetic [*6A].

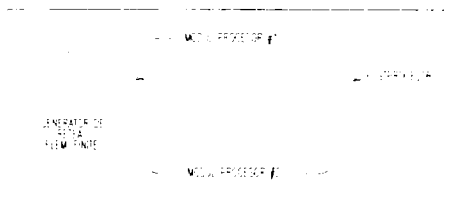


Fig. 2.25 Organizarea programelor de simulare electromagnetică

Autorul tezei de doctorat a efectuat un studiu comparativ al celor mai uzuale programe de acest fel (MAFIA, MAXWELL, CAE, VECTOR, etc), a investigat și experimentat o parte din acestea. O analiză comparativă, din punct de vedere tehnic și al raportului preț - performanțe, putere de calcul, însoțită de succinta descriere a pachetelor software componente, a fost efectuată în [FREF1 - *Secțiunea 3.1.3*].

Studiul comparativ efectuat, pune în evidență o trăsătură comună, care constă în structu-

rarea unitară și modulară, cuprinzând trei segmente de bază (fig. 2.25) a acestor programe [C1C, A1C, A2C, I2C, V2C, *7A].

Programul preprocesor constituie modulul de intrare, care permite definirea geometriei sistemului analizat (editor grafic), specificarea materialelor utilizate, cu indicarea parametrilor de material (ϵ , μ , σ , etc.), precizarea condițiilor la frontiera domeniului, definirea surselor în sistem (mărime, frecvență, defazaj, etc.). Condițiile de aplicare a MEF, constând în indicarea preciziei de simulare, a condițiilor de încheiere a simulării (atingerea unei anumite precizii, număr de iterații în rezolvarea ecuațiilor algebrice, număr de elemente finite, etc.), a metodelor de rezolvare utilizate, etc. se precizează, de regulă, tot prin dialogul cu preprocesorul. O funcție auxiliară facultativă este generarea rețelei de EF. Funcție de particularitățile locale, preprocesorul decide asupra acurateței de împărțire în EF. De la iterație la iterație, se realizează automat o îmbunătățire a descompunerii în EF, numărul acestora putând ajunge uzual la 100.000. După cum s-a menționat, utilizatorul are, de regulă, posibilitatea de a interveni și a modifica în orice moment această rețea.

Programul postprocesor este modulul de ieșire, care pune la dispoziție, în formă numerică și / sau grafică, rezultatele simulării conținând valorile mărimilor de câmp primare și secundare. Programele de simulare puternice dispun și de un calculator specializat, integrat, capabil să efectueze toate operațiile scalare și vectoriale cu sau între mărimile mai sus menționate.

Modulele procesor sunt modulele de bază, care efectuează rezolvarea pe cale numerică a ecuațiilor lui Maxwell în forma discretizată, conform metodologiilor prezentate anterior. Pentru reducerea timpului de calcul și rezolvarea exclusivă a problemei dorite, aceste module sunt specializate pe tipuri de analize: electrostatic, magnetostatic, electromagnetic în regim cvasistaționar, în regim variabil cu viteză ridicată, etc., respectiv pe tipuri de probleme: în spațiul bidimensional 2D sau în spațiul tridimensional 3D [FREF1].

O analiză după criteriul preț de cost \leftrightarrow eficiență a programelor de simulare enumerate mai sus, conduce la concluzia că variantele cele mai adecvate pentru studiul SES ale SIP sunt cele 2D, care permit însă lucrul în coordonate cilindrice. Factorul hotărâtor în luarea acestei decizii îl constituie faptul, că SES ale SIP prezintă, în majoritatea covârșitoare a cazurilor, o simetrie de rotație. Utilizarea acestor variante conduce la următoarele avantaje:

- preț de cost moderat al programului de simulare (ca. 15.000 USD);
- posibilitatea utilizării calculatoarelor personale (capacitatea memoriei RAM de lucru: 38 ÷ 48 MB, capacitatea memoriei cu disc rigid \geq 1 GB);
- timpi de simulare rezonabili, nedepășind ordinul orelor pentru sisteme complexe, și precizii ridicate de simulare (eroare \leq 0,5% și o discretizare a sistemului în 10.000 ÷ 40.000 EF).

Unica dificultate, legată de aceste variante, este necesitatea utilizării sistemului de coordonate cilindrice, sistem mai puțin uzitat și cu unele asimetrii în descompunerea relațiilor matematice după cele trei coordonate: R , φ , Z .

După analiza comparativă, autorul s-a decis pentru utilizarea programului MAXWELL, produs al firmei ANSOFT Corporation USA [A1C, A2C]. Acesta este un program larg răspândit pe plan mondial, și constituie obiectul unei permanente îmbunătățiri (ca. 3 variante update în fiecare an); firma Ansoft oferă un bogat material informativ, mergând până la editarea unui periodic, axat pe utilizarea și îmbunătățirea programului Maxwell: Ansoft Update. Programul include două pachete identice de module procesor pentru sisteme bidimensionale 2D, respectiv tridimensionale 3D, fiecare pachet conținând aceleași șase module procesor pentru diverse tipuri de analize. Varianta 2D poate fi utilizată, după caz, în coordonate carteziane - reprezentarea planară - sau în coordonate cilindrice - reprezentarea axial simetrică - iar varianta 3D poate fi aplicată la sistemul de coordonate cartezian, respectiv cilindric.

Din considerentele expuse mai sus, autorul a ales și utilizat programul Maxwell, opțiunea 2D (V.6.3). El include toate modulele procesor, necesare în studiul particularizat, respectiv general, al fenomenelor electromagnetice, și conține cele două subvariante: pentru lucrul în

coordonate carteziene (x, y și $z = \text{cst.} = 1 \text{ m}$), respectiv în coordonate cilindrice (R, Z și $\varphi = \text{cst.} = 360^\circ$). În fine, postprocesorul dispune de un calculator specializat foarte puternic.

Preprocesorul Maxwell realizează automat o discretizare în EF triunghiulare, cu finețea diferită, funcție de situația câmpului. Ea poate fi modificată sau îmbunătățită de către operator la sfârșitul fiecărei iterații. EF de acest tip și funcția de aproximare au fost descrise anterior (rel. 2.203). Utilizarea acestui element izoparametric conduce la următoarele particularități în aplicarea MEF:

– valori ale funcției de formă în nodurile triunghiului ($N_i = 1$ în nodul i și $N_i = 0$ în celelalte două noduri j și k):

– EF este liniar; funcțiile de formă sunt liniare, deci variația funcției de aproximare în raport cu valorile funcției necunoscute în nodurile EF (rel. 2.204) este de asemenea liniară. În consecință, derivatele funcției sunt constante:

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \frac{1}{2A_{EF}} \sum_{i,j,k} b_i F_i ; \quad \frac{\partial F}{\partial y} = \frac{1}{2A_{EF}} \sum_{i,j,k} c_i F_i \quad (2.208)$$

ce depind de valorile nodale $F_i; j; k$, coeficienții constanți $b_i; j; k$, respectiv $c_i; j; k$, și aria A_{EF} a triunghiului.

Aceste aspecte evidențiază avantajele și limitele utilizării programului Maxwell. Variația continuă în întreg domeniul analizat a mărimilor de câmp este aproximată prin variații liniare, continue însă numai pe cuprinsul EF. Derivatele funcțiilor (gradientul) sunt constante pe elemente; între acestea se produc salturi ale gradientului. De aici rezultă necesitatea unui număr cât mai mare de EF.

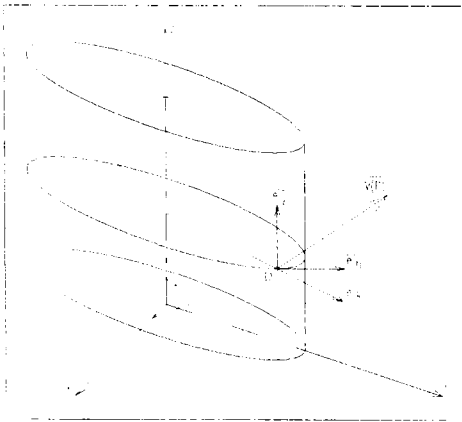


Fig. 2.26 Câmpul vectorial în sistemul de coordonate cilindrice

Simulările prezentate în secțiunile ce urmează au fost făcute, utilizând în exclusivitate subvarianta pentru coordonate cilindrice.

Considerând un câmp vectorial în sistemul de coordonate cilindrice (fig. 2.26), versorii $\mathbf{e}_R, \mathbf{e}_\varphi, \mathbf{e}_Z$, asociați punctului curent P , sunt definiți corespunzător liniilor de coordonate ale sistemului:

- $R = \text{variabil} (\varphi, Z = \text{const.})$: drepte trecând prin axa z , paralele planului (x, y) ;
- $\varphi = \text{variabil} (R, Z = \text{const.})$: cercuri cu centrul pe axa z , situate în plane paralele cu planul (x, y) ;
- $Z = \text{variabil} (R, \varphi = \text{const.})$: drepte paralele axei z , și sunt orientați în sensul creșterii parametrului respectiv.

Versorii rămân perpendiculari unul pe celălalt și formează un triedru direct. Componentele vectorului \mathbf{V} în punctul P în sistemul de coordonate cilindrice, rezultate în urma descompunerii vectorului în raport cu acești versori:

$$\mathbf{V}(P) = V_R \mathbf{e}_R + V_\varphi \mathbf{e}_\varphi + V_Z \mathbf{e}_Z = V_R(R, \varphi, Z) \cdot \mathbf{e}_R + V_\varphi(R, \varphi, Z) \cdot \mathbf{e}_\varphi + V_Z(R, \varphi, Z) \cdot \mathbf{e}_Z \quad (2.209)$$

sunt legate de componentele dezvoltării carteziene:

$$\mathbf{V}(P) = V_x \mathbf{i} + V_y \mathbf{j} + V_z \mathbf{k} \quad (2.210)$$

prin relațiile [B5V]:

$$V_R = V_x \cos\varphi + V_y \sin\varphi \quad \text{respectiv} \quad V_x = V_R \cos\varphi - V_\varphi \sin\varphi \quad (2.211)$$

$$V_\varphi = -V_x \sin\varphi + V_y \cos\varphi \quad V_y = V_R \sin\varphi + V_\varphi \cos\varphi$$

$$V_Z = V_z \quad V_z = V_Z$$

Pe baza acestor definiții se pot deduce expresiile dezvoltate pentru operatorii analizei vectoriale, în coordonate cilindrice, expresii ce vor fi utilizate în continuare:

$$\text{grad } U(R,\varphi,Z) = \frac{\partial U}{\partial R} \mathbf{e}_R + \frac{1}{R} \frac{\partial U}{\partial \varphi} \mathbf{e}_\varphi + \frac{\partial U}{\partial Z} \mathbf{e}_Z \quad (2.212)$$

$$\text{div } \mathbf{V}(R,\varphi,Z) = \frac{1}{R} \frac{\partial(R \cdot V_R)}{\partial R} + \frac{1}{R} \frac{\partial V_\varphi}{\partial \varphi} + \frac{\partial V_Z}{\partial Z} \quad (2.213)$$

$$\text{rot } \mathbf{V}(R,\varphi,Z) = \frac{1}{R} \begin{vmatrix} \mathbf{e}_R & R\mathbf{e}_\varphi & \mathbf{e}_Z \\ \frac{\partial}{\partial R} & \frac{\partial}{\partial \varphi} & \frac{\partial}{\partial Z} \\ V_R & (RV_\varphi) & V_Z \end{vmatrix} \quad (2.214)$$

$$\Delta U(R,\varphi,Z) \stackrel{\text{def}}{=} \text{div } \text{grad } U = \frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial R} \left(R \frac{\partial U}{\partial R} \right) + \frac{1}{R^2} \frac{\partial^2 U}{\partial \varphi^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial Z^2} \quad (2.215)$$

Utilizarea acestui aparat matematic se poate simplifica în cazul concret al SES, care prezintă o simetrie de rotație, printr-o alegere adecvată a sistemului de axe. Astfel, alegând axa de simetrie a sistemului ca axă Z a sistemului general de coordonate cilindrice, particularizarea conduce la modelul geometric în planul (R,Z), invariant cu φ .

În concluzie, alegerea adecvată a axei Z reduce reprezentarea și analiza tridimensională a SES la modele bidimensionale. Această simplificare esențială a analizei este consecvent utilizată de autor în analizele ce vor urma.

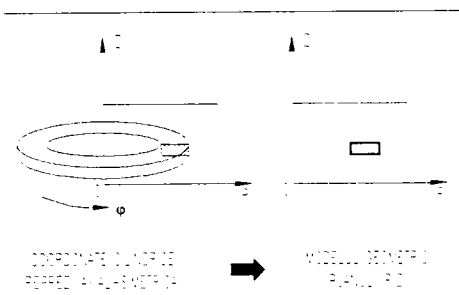


Fig. 2.27 Modelul geometric (R,Z)

Prin convenție, modelul geometric conține o secțiune transversală prin SES supus analizei (fig. 2.27), iar sistemul se consideră ca rezultând printr-o rotire a modelului cu 360° în jurul axei de simetrie Z și este presupus uniform în direcția acestui grad de libertate. Aceasta înseamnă că modelul geometric 2D, care se studiază, se rotește în jurul axei Z. Toate mărimile electromagnetice din sistem prezintă această simetrie de rotație, astfel încât soluția este aceeași în toate planele (R,Z).

Considerând un anumit plan (R,Z) de referință, gradientul mărimilor scalare aparținând acestuia are numai componente axială, respectiv radială (rel. 2.212), deci este plasat în planul (R,Z):

$$\mathbf{grad} U(R,Z) = \frac{\partial U}{\partial R} \mathbf{e}_R + \frac{\partial U}{\partial Z} \mathbf{e}_Z \quad (2.216)$$

Modelul geometric se caracterizează prin existența a două categorii de câmpuri de vectori; orientarea acestora duce la particularizări diferite ale expresiilor generale 2.213 ÷ 2.215:

- câmp de vectori în planul (R,Z), cu expresia generală:

$$\mathbf{V}(P) = \mathbf{V}(R,Z) = V_R(R,Z) \mathbf{e}_R + V_Z(R,Z) \mathbf{e}_Z, \quad \text{pentru care:} \quad (2.217)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{V}(R,Z) = \frac{1}{R} \frac{\partial(R \cdot V_R)}{\partial R} + \frac{\partial V_Z}{\partial Z} \quad (2.218)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{V}(R,Z) = \frac{1}{R} \frac{\partial V_Z}{\partial \varphi} \mathbf{e}_R + \left(\frac{\partial V_R}{\partial Z} - \frac{\partial V_Z}{\partial R} \right) \mathbf{e}_\varphi - \frac{1}{R} \frac{\partial V_R}{\partial \varphi} \mathbf{e}_Z \quad (2.219)$$

- câmp de vectori perpendiculari pe planul (R,Z), cu expresia:

$$\mathbf{V}_\perp(P) = \mathbf{V}_\perp(R,Z) = V_\varphi(R,Z) \mathbf{e}_\varphi, \quad \text{având:} \quad (2.220)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{V}_\perp(R,Z) = \frac{1}{R} \frac{\partial V_\varphi}{\partial \varphi} \quad (2.221)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{V}_\perp(R,Z) = \frac{1}{R} \left[-\frac{\partial(RV_\varphi)}{\partial Z} \mathbf{e}_R + \frac{\partial(RV_\varphi)}{\partial R} \mathbf{e}_Z \right] \quad (2.222)$$

2.2.7 Analiza detaliată, prin simulare pe calculator, a procesului de sesizare inductivă, realizat de SIP

Secțiunea de față are ca obiectiv prezentarea rezultatelor concrete, obținute de autor, în analiza detaliată a fenomenelor electromagnetice din zona activă a SES al SIP, analiză efectuată, folosind metodele cele mai moderne de simulare a câmpului electromagnetic.

Bazele teoretice, de natură electrotehnică, necesare acestei analize, au fost deduse și sistematizate de către autor în *Secțiunea 2.2.6.a*. Metoda de rezolvare numerică, asistată de calculator, a ecuațiilor de câmp fazoriale, programul de simulare folosit și modelul geometric propus, care reduce analiza SES tridimensional la un model bidimensional și, deci, simplifică esențial expresiile dezvoltate ale operatorilor vectoriali, au fost prezentate în *Secțiunea 2.2.6.b*.

Obiectul concret supus analizei este, din nou, SES de referință, ce a fost definit de autor în *Secțiunea 2.1.1* și investigat pe cale experimentală în *Secțiunile 2.1.1 și 2.1.2*. Această referire la un obiect comun va permite efectuarea unor comparații paralele între metodele experimentale și cele de simulare.

SES de referință prezintă o simetrie de rotație față de axa longitudinală a sistemului (fig. 2.1). Prin alegerea judicioasă, în vederea simulării, a acestei axe ca axă Z în sistemul de coordonate cilindric, modelul geometric (R,Z), de tipul celui enunțat în *Secțiunea 2.2.6.b* (fig. 2.27), conține o jumătate din secțiunea transversală prin SES (fig. 2.2).

Potrivit convenției de definire a modelului geometric de simulare (R,Z), rezultă următoarea dispunere a fazorilor corespunzători mărimilor de câmp scalare, respectiv vectoriale:

- curentul de excitație este considerat curgând perpendicular pe planul (R,Z), deci vectorul corespunzător are numai componentă φ (rel. 2.220):

$$\underline{I}_\varphi(R, Z) = \underline{I}_{\varphi}(R, Z)\mathbf{e}_\varphi \quad (2.223)$$

Curenții de circulație, turbionari și de deplasare sunt reprezentați, de asemenea, prin vectori având numai componentă φ . Circulația unui anumit curent printr-o anumită suprafață S este dată de relația generală:

$$i = \iint_S \bar{\mathbf{J}} \cdot d\bar{\mathbf{s}} \quad (2.224)$$

unde densitatea de curent corespunzătoare se obține din relațiile 2.187, 2.188, respectiv 2.189.

• câmpul magnetic asociat este plasat, din acest motiv, în planul (R, Z) , ceea ce înseamnă că mărimile \underline{H} și \underline{B} nu au componentă φ (invariante după direcția lui φ) și sunt de forma:

$$\underline{H}(R, Z) = H_R(R, Z)\mathbf{e}_R + H_Z(R, Z)\mathbf{e}_Z \quad (2.225)$$

$$\underline{B}(R, Z) = B_R(R, Z)\mathbf{e}_R + B_Z(R, Z)\mathbf{e}_Z \quad (2.226)$$

• fluxul magnetic definit teoretic prin:

$$\Phi_{S_r} = \iint_{S_r} \bar{\mathbf{B}} \cdot d\bar{\mathbf{s}} \quad (2.227)$$

se calculează, ca fiind fluxul prin suprafața tridimensională, care rezultă prin rotirea liniei, reprezentate în planul (R, Z) , cu 360° în jurul axei Z .

• deoarece nu există circulație de curent în planul (R, Z) , câmpul electric are numai componentă φ , deci:

$$\underline{E}(R, Z) = E_\varphi(R, Z)\mathbf{e}_\varphi \quad (2.228)$$

$$\underline{D}(R, Z) = D_\varphi(R, Z)\mathbf{e}_\varphi$$

Ca urmare, potențialul electric φ este constant pe secțiunea transversală a fiecărei porțiuni conductoare.

• conform metodologiei alese de rezolvare a câmpului, mărimea primară de analiză a câmpului este potențialul magnetic vector \underline{A} . Potrivit definiției sale (rel. 2.90) și convențiilor de mai sus, vectorul corespunzător este perpendicular pe planul (R, Z) , deci expresia fazorului \underline{A} este:

$$\underline{A}(R, Z) = A_\varphi(R, Z)\mathbf{e}_\varphi \quad (2.229)$$

Rezolvarea prin MEF a sistemului de ecuații 2.181 și 2.182 permite determinarea valorilor $A_\varphi(R, Z)$ în toate nodurile rețelei de EF. În continuare, expresiile dezvoltate ale relațiilor fazoriale 2.183 ÷ 2.186, particularizate cu ajutorul relațiilor 2.216 ÷ 2.222, la sistemul de coordonate ales, permit calculul valorilor nodale ale componentelor fazorilor, ce reprezintă mărimile de câmp:

$$\underline{B}_R(R, Z) = -\frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial Z} [R A_\varphi(R, Z)] = \mu H_R(R, Z) \quad (2.230)$$

$$\underline{B}_Z(R, Z) = \frac{1}{R} \frac{\partial}{\partial R} [R A_\varphi(R, Z)] = \mu H_Z(R, Z) \quad (2.231)$$

Relațiile de mai sus evidențiază o facilitate deosebită, oferită de fazorul $A_\varphi(R, Z)$ în cazul modelului (R, Z) . Locul geometric al tuturor punctelor din planul (R, Z) , în care este satisfăcută relația:

$$|R \cdot \underline{A}_0(R,Z)| = \text{const.} \quad (2.232)$$

sunt curbe închise, care, pe baza relațiilor de mai sus, sunt, în acest mod de reprezentare, congruente cu liniile de câmp, deci concordă în toate punctele cu acesta.

În scopul analizei cantitative, prin simulare pe calculator, a procesului de sesizare inductivă, realizat de SIP, au fost efectuate 8 simulări de amplitudine, utilizând programul Maxwell opțiunea 2D, în condițiile expuse în Secțiunea 2.2.6. Aceste simulări sunt sintetizate în tabela 2.6, iar rezultatele relevante obținute vor fi prezentate detaliat în secțiunile următoare; constantele de material ale elementelor componente se regăsesc în anexele 1 și 2.

Pentru a permite o analiză comparativă a rezultatelor, aceste simulări au fost efectuate folosind condiții de excitație ale SES, similare celor de la investigațiile experimentale, prezentate anterior (Secțiunile 2.1.1. și 2.1.2). Ca urmare, curentul sinusoidal de excitație are expresia:

$$i_L(t) = 3 \text{ mA} \cdot \cos(2\pi t \cdot 380 \text{ kHz}) \quad (2.233)$$

Frecvența sa are, în conformitate cu rezultatele experimentale anterioare (fig. 2.7), o valoare adecvată pentru SES reprezentativ, iar amplitudinea sa are o valoare uzuală pentru curentul de circulație din circuitele oscilante, utilizate în SIP (rel. 2.42). Densitatea de curent la joase frecvențe, cu neglijarea efectului pelicular și a curenților turbionari, este: $J \approx 3,82 \cdot 10^5 \text{ A/m}^2$.

Datorită caracterului sinusoidal al curentului de excitație, toate mărimile electromagnetice variabile în timp vor fi armonice, cu aceeași pulsație $\omega = 7,6 \pi \cdot 10^5 \text{ rad/s}$, putând însă avea diferite unghiuri de fază. Simulările pun la dispoziție amplitudinile complexe ale acestor mărimi, dependente numai de poziție. Valorile momentane ale lor rezultă prin revenirea în domeniul timp, cu ajutorul relației 2.174.

Modelul geometric (R,Z) general, folosit pentru toate simulările SES de referință, în diferite condiții de expunere și de influențare de către stimul, este reprezentat în fig. 2.28. În această ilustrație se regăsește SES cu cele 5 elemente componente de bază (fig. 2.2), precum și placa standard de atenuare ($\Phi_P 40 \times 3 \text{ mm}$), plasată la o distanță posibilă ($d = 2 \text{ mm}$) de suprafața activă a SEZ. Ca origine a sistemului a fost ales centrul suprafeței active circulare a SES, marcată cu (2) în fig. 1.21. Modelele particulare pentru diversele simulări vor rezulta din acest model general, prin efectuarea modificărilor de structură și geometrie corespunzătoare.

Discretizarea modelului (R,Z) în EF triunghiulare este ilustrată în fig. 2.29. Se remarcă finețea descompunerii în zonele „fierbinți”, cu procese relevante ale sistemului. Numărul EF este diferit de la simulare la simulare și se regăsește în tabela 2.6.

2.2.7.a Câmpul activ al SIP în absența stimulului metalic (starea neatenuată)

Secțiunea de față cuprinde analiza a două variante posibile (derivate din SES de referință) și prezintă aspectele particulare ale fiecărei variante, precum și diferențele nete între acestea. Sistemul se află, în ambele situații, în starea neinfluențată de către un obiect de sesizat (tab. 2.6).

• **Simulările SES_SIM11 și SES_SIM12** consideră SES reprezentativ ca fiind utilizat într-un SIP pentru montare cu zonă liberă (Secțiunea 1.5.2). Aceasta presupune absența carcaserii metalice (5) în structura din fig. 2.2 și, evident, absența oricăror altor obiecte metalice în vecinătatea imediată a sistemului.

Evoluția liniilor de câmp, obținută prin simulare, pentru porțiunea relevantă a sistemului, este ilustrată în fig. 2.30. Bobina propriu-zisă (1) are structură tipică de bobină cilindrică multi-strat. În absența miezului (cazul SES cu bobină cu aer), liniile de câmp s-ar desfășura în interiorul bobinei, într-o primă aproximare, paralel și cunoscând un puternic efect de concentrare (câmp

Tabela 2.6

SIMULAREA	_SIM11	_SIM12	_SIM21	_SIM22	_SIM31	_SIM32	_SIM41	_SIM42
SISTEM								
• Bobină (1) 100sp./0,1mm	X	X	X	X	X	X	X	X
• Carcasă (2) policarbonat	X	X	X	X	X	X	X	X
• Miez ferită (3) F08: $\epsilon_r = 1$; $\mu'' = 4,75$ (fig. 2.4)	X	X	X	X	X	X	X	X
• Tub de etanșare (4) policarbonat	X	X	X	X	X	X	X	X
• Carcasă metalică (5) oțel inoxidabil	-	-	X	X	X	X	X	X
• Placă de sesizat $\Phi_P = 40$ mm	-	-	-	-	Fe d = 2 mm	Fe d = 4 mm	Al d = 2 mm	Al d = 4 mm
• Mediu înconjurător vid	X	X	X	X	X	X	X	X
CONDIȚII DE SIMULARE								
• Nr. de iterații	5	9	6	9	10	9	7	8
• Nr. de EF	8.564	28.329	11.534	28.638	27.300	27.204	15.475	20.890
• Precizie finală	0,480%	0,025%	0,210%	0,021%	3,451%	1,442%	0,110%	0,042%
• Capac. mem.	4,7 MB	13,2 MB	5,9 MB	13,4 MB	12,8 MB	21,6 MB	10,6 MB	13,1 MB
REZULTATE ALE SIMULĂRII								
	fig. 2.30 ÷ 2.33		fig. 2.34 ÷ 2.37		fig. 2.38 ÷ 2.42		fig. 2.43 ÷ 2.47	
$P_{DB(1)}$ [$\cdot 10^{-5}$ W]		2,4198		2,4168	2,4177	2,4153	2,4154	2,4166
$P_{DM(3)}$ [$\cdot 10^{-9}$ W]		7,562		7,237	7,383	7,252	7,045	7,211
$P_{DC(s)}$ [$\cdot 10^{-6}$ W]		-		7,8173	10,4120	8,3255	3,9976	6,7270
$ J_{TC} $ [A/m^2]		-		$\leq 2E4$	$\leq 2,5E4$		$\leq 2E4$	
P_{DS} [$\cdot 10^{-6}$ W]		-		-	8,1307	1,6872	2,0051	2,0728
$ J_{TS} $ [A/m^2]		-		-	$\leq 5E4$		$\leq 1,5E5$	
R_s [Ω]		5,379		7,109	9,495 (+33,5%)	7,594 (+6,8%)	6,703 (-5,7%)	6,912 (-2,7%)
L [μH]		180,50		176,85	177,20 (+0,19%)	176,81 (-0,02%)	174,55 (-1,3%)	176,49 (-0,2%)

omogen). În exteriorul bobinei, acestea vor fi circulare și excentrice, cu o puternică divergență în direcția R (efect de dispersie nedorit).

Modificarea liniilor de câmp la forma actuală este rezultatul puternicului efect de concentrare și dirijare, cauzat de miezul de ferită. Liniile de câmp caută și găsesc calea de minimă reluctanță, încercând să se închidă, de preferință, prin miezul de ferită. Acest efect,

cunoscut în literatură sub denumirea de „amplificare a câmpului util”, cu cele trei componente ale sale, a fost deja prezentat în introducerea *Secțiunii 2.1*.

Difracția ponderată a liniilor de câmp, în concordanță cu condițiile de trecere (rel. 2.143 și 2.144) la suprafețele de frontieră miez-dielectric, justifică utilizarea materialelor ferice pentru mierzurile SES ale SIP.

Aspectul pozitiv constă în extinderea maximă a câmpului în direcția de sesizare (Z), ceea ce explică și sensibilitatea mai ridicată a SIP cu zonă liberă, în comparație cu cei pentru montare monobloc. În mod nedorit, câmpul de scăpări nu este neglijabil, de unde rezultă condițiile speciale de amplasare a SIP cu zonă liberă (fig. 1.23), dictate de necesitatea de a nu-i influența parazit, ceea ce ar duce la modificarea performanțelor de sensibilitate și a calibrării inițiale.

Determinarea zonei active, de cuprindere a SES, se poate face pe baza reprezentărilor din fig. 2.31, care ilustrează intensitatea câmpului magnetic $|\underline{H}(R,Z)|$ în funcție de coordonata R, pentru valori parametrizate ale distanței d de sesizare, deci ale coordonatei Z (rel. 2.225). Pentru distanțe $d \geq 10$ mm, simularea indică valori practic nule ale intensității câmpului, deci se poate estima că profunzimea zonei active este în acest caz: $d_{\max} \approx 10$ mm (aceleși ordin de mărime ca și pentru diametrul SES).

Condițiile de lucru ale sistemului radiant au fost determinate prin calculul modului fazorilor $\underline{H}(R,Z)$ și $\underline{B}(R,Z)$ în intimitatea bobinei și a miezului de ferită (rel. 2.225 și 2.226). Reprezentările spectrale din fig. 2.32 și 2.33 redau valorile acestor mărimi; factorii de scară au fost astfel aleși încât să se poată măsura valorile maxime corespunzătoare miezului: $|\underline{H}| < 3.5$ A/m și $|\underline{B}| < 3$ mT. Comparând aceste valori maxime cu valorile de catalog ale feritelor moi (anexa 2), se constată că punctul de funcționare este situat pe porțiunea incipientă a curbei de magnetizare. Sistemul lucrează la valori reduse ale inducției în miez, fără a exista pericolul saturației; toate aprecierile și condiționările referitoare la miez, prezentate în *Secțiunea 2.1.1* sunt, în acest caz, îndeplinite.

Analizând condițiile de efectuare a simulării SES_SIM12, se constată dorința atingerii unei precizii finale remarcabile, prin creșterea efortului de simulare (număr de iterații, finețea descompunerii în EF, timp de simulare, etc.). Scopul acesteia a fost determinarea, prin simulare, a parametrilor electrici ai sistemului. Calculul și apoi rezolvarea matricii impedanțelor, conform procedurii enunțată în *Secțiunea 2.2.6.a*, a condus la valorile tabelate ale parametrilor schemei echivalente serie [J5A].

• **Simulările SES_SIM21 și SES_SIM22** consideră SES reprezentativ ca fiind utilizat într-un SIP cu montare monobloc (*Secțiunea 1.5.2*). În acest caz, în sistem, și deci și în modelul de simulare, apare carcasa metalică (5) din fig. 2.2, care definește noi condiții de funcționare pentru SES, făcând totodată nesemnificativă influența ulterioară a unor alte elemente metalice vecine (de exemplu peretele metalic, în care este montat senzorul). Evident, elementele adiacente nu pot fi plasate în fața suprafeței de radiație.

Figura 2.34 ilustrează liniile de câmp, obținute în condiții de simulare similare celor pentru fig. 2.30. Se remarcă incidența preferențială a liniilor în direcția corespunzătoare sesizării, precum și o ușoară slăbire a câmpului, ca urmare a pierderilor cauzate de carcasa metalică. Are loc o reducere considerabilă a dispersiei în direcția R - aspect pozitiv -, dar și o scădere a amplitudinii câmpului în direcția Z - aspect negativ -, fapt care explică sensibilitatea mai redusă a acestor tipuri de SIP.

După cum s-a arătat anterior, rolul hotărâtor în acțiunea de sesizare îl are quantumul pierderilor cauzate de către câmpul electromagnetic radiat de SES, în raport cu ansamblul pierderilor în starea neatenuată. Conform celor prezentate în *Secțiunea 2.2.5*, pierderile în stimul sunt direct proporționale cu componenta tangențială a intensității câmpului magnetic, la suprafața de separație stimul - interstițiu. În sistemul de coordonate ales, deci pentru modelul (R,Z), aceasta corespunde componentei radiale $\underline{H}_R(R,Z)$. Câmpul activ al SES nefiind omogen,

unica posibilitate de determinare a acestei funcții este oferită de simulările pe calculator. Rezultatele obținute cu SES_SIM21 sunt reprezentate grafic în fig. 2.36 sub forma unei familii de curbe, având drept parametru coordonata Z. În interpretarea fenomenologică, această unică diagramă indică valoarea componente tangențiale, ce s-ar stabili la suprafața plăcii de sesizare, în cazul în care, aceasta ar fi plasată în câmpul activ, paralel cu suprafața activă a SES și la o distanță d corespunzătoare.

Analiza acestei evoluții este o metodă practică și rapidă de apreciere a sensibilității SES. Se consideră SES reprezentativ analizat ca aparținând unui SIPD. Distanța standard de comutare a acestuia este $s_n = 2$ mm, corespunzător geometriei M12, alese pentru SES de referință. Alura curbei din fig. 2.36 pentru $d = 2$ mm arată, că această cerință se poate îndeplini cu o margine de siguranță suficientă. Dimpotrivă, realizarea unui deziderat actual, constând în triplarea distanței de comutare, este deosebit de dificilă în cazul folosirii metodelor clasice și fără optimizări deosebite. Pentru o precizie ridicată de simulare, obținută cu SES_SIM22, precizie comparabilă cu cea oferită de SES_SIM12, s-a reluat determinarea parametrilor schemei echivalente. Se remarcă o bună apropiere a valorilor obținute, în raport cu valorile determinate anterior, prin metode experimentale (tabela 2.1).

Fig. 2.37 prezintă, într-o reprezentare spectrală, distribuția densității curenților turbionari, care iau naștere în carcasa metalică și care cauzează pierderile suplimentare de putere activă, având ca urmare reducerea sensibilității, evidențiată în diagramele anterioare. Printr-o alegere potrivită a factorului de scară, se poate constata existența practică a acestor curenți numai în zona învecinată suprafeței active de radiație, pe o adâncime egală cu dublul grosimii carcasei metalice. În acest domeniu: $|\underline{J}_{Tc}| \leq 2 \cdot 10^4$ A/m². Aplicarea concretă a relației 2.199 pentru domeniul delimitat de carcasa metalică, permite determinarea pierderilor P_{DC} produse de curenții turbionari, induși în mod inerent în carcasa metalică. Calculul acestora prin metode analitice este de asemenea imposibil.

2.2.7.b Acțiunea stimulului. Modificările câmpului activ al SIP, datorate elementului de sesizat

Simulările din secțiunea anterioară analizează câmpul electromagnetic, generat de către SES în absența unui stimul, deci în starea sa complet neatenuată de către elementul de detectat.

Continuând seria de simulări ale SES de referință definit de autor (*Secțiunea 2.1.1*), se analizează în continuare mecanismul de sesizare, cu alte cuvinte, modificările esențiale, ce apar în cazul plasării unui stimul de sesizat la o anumită distanță față de suprafața activă a SES, precum și consecințele acestora asupra parametrilor electrici ai sistemului.

După cum s-a arătat în *Secțiunea 2.2.4*, un rol hotărâtor îl au proprietățile magnetice și geometrice ale stimulului, precum și, evident, poziția acestuia în raport cu suprafața activă a SES. Pentru a putea face comparații cu rezultatele anterioare, obținute pe cale experimentală, se va considera că obiectul de sesizat este constituit de placa standard, care efectuează o apropiere axială (*Secțiunea 1.5.1*). Corespunzător, modelul (R,Z) de simulare al SES se completează cu acest element, ceea ce duce la structura generală reprezentată în fig. 2.28 și 2.29.

Prin această delimitare se realizează o restrângere a variabilelor sistemului la următoarele două mărimi:

- natura stimulului, caracterizată prin parametrii: ϵ_r , μ_r și σ ;
- distanța d între stimul și suprafața activă a SES.

Valorile concrete, alese pentru aceste variabile, au rezultat pe baza următorului raționament. Simulările vor analiza mecanismul de sesizare pentru materiale care duc la comportamente parțial opuse, respectiv pentru câte două distanțe semnificative între stimul și SES. Pe baza analizei efectuate în *Secțiunea 2.1.2*, autorul a definit trei subdomenii ale distanțelor d: cele ale

distanțelor mici, mijlocii, respectiv mari, limitele între acestea fiind plasate la $0,25 \cdot \Phi_M$ și $0,5 \cdot \Phi_M$ (Φ_M = diametrul miezului aparținând SES) [F3P, F5P, F11P]. Pentru SES de referință, aceste limite corespund distanțelor $d = 2$ mm (atenuare standard pentru sisteme M12 cu montare monobloc), respectiv $d = 4$ mm (tabela 2.6). Autorul consideră că prin aceste alegeri se asigură o cuprindere integrală, într-un volum totuși rezonabil, a ariei problematice enunțate.

În final, se impune a evidenția faptul, că simulările ce urmează cuprind sistematic un SES în carcasă metalică, de tipul celui analizat prin SES_SIM21 și SES_SIM22. Rezultatele vor fi comparate cu cele furnizate de simulările de mai sus, în care SES a fost neatenuat. Aceasta corespunde unei metodologii de analiză gradată, procedeu definit de autor ca fiind definitoriu în activitatea de elaborare a tezei.

• **Simulările SES_SIM31 și SES_SIM32** includ o placă feromagnetică, plasată la distanțele $d = 2$ mm, respectiv $d = 4$ mm (tabela 2.6).

Evoluția liniilor de câmp în porțiunea relevantă a sistemului, obținută prin simulare, pentru $d = 2$ mm, este redată în fig. 2.38. Alura acestora confirmă considerațiile calitative făcute în Secțiunea 2.2.4 cu privire la aspectul câmpului și certifică afirmațiile originale ale autorului, enunțate detaliat în Secțiunea 2.1.2: în domeniul distanțelor mici și parțial mijlocii, comportarea SES al SIP este predominantă de SIN cu circuit magnetic închis și nu de sistem de curenți turbionari. În domeniul de frecvențe, în care permeabilitatea stimulului certifică caracterul feromagnetic, liniile de câmp caută și găsesc calea de reluctanță minimă în interstițiul stimul - SES. Acest comportament, având consecințele enunțate în Secțiunea 2.1.2 (fig. 2.10), se atenuază pe măsura creșterii distanței d . Peste limita $d = 4$ mm, comportamentul de curenți turbionari devine hotărâtor, chiar dacă este relativ slab la aceste distanțe mari. Această situație este ilustrată și de către aspectul câmpului din fig. 2.39.

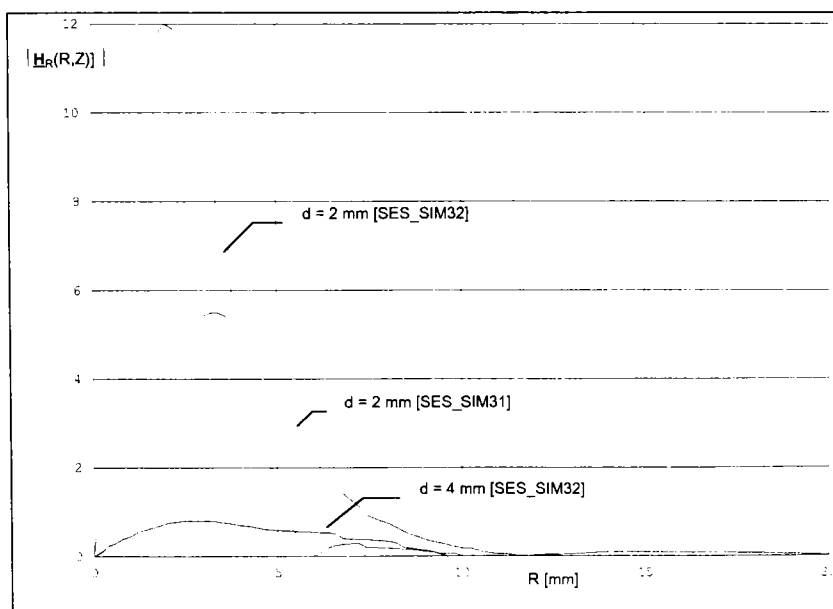


Fig. 2.40 Componenta radială a intensității câmpului magnetic în cazul stimulului feromagnetic

În interstițiu, componenta radială a intensității câmpului (fig. 2.40, reprezentarea pentru $d = 2$ mm [SES_SIM32]) are valori comparabile cu cele existente la nivelul respectiv în absența

stimulului (fig. 2.36). În vecinătatea imediată a suprafeței stimulului are loc o reducere a acesteia (aproximativă înjumătățire), datorită efectului de circuit magnetic închis. Paralel, se constată, la aceste nivele, o tendință de extindere a valorilor relevante pe o suprafață circulară, cu diametrul tinzând la dublul diametrului SES.

Curenții turbionari induși în carcasa metalică a SES și în placa feromagnetică, pentru $d = 2$ mm, sunt prezentați în diagrama spectrală din fig. 2.41. Ca urmare a comportamentului de sistem cu circuit magnetic închis, în carcasa metalică are loc o creștere a densității curenților turbionari $|\underline{J}_{Tcl}| \leq 2,5 \cdot 10^4 \text{ A/m}^2$ și deci a pierderilor, în comparație cu starea neatenuată (fig. 2.37).

Adâncimea de pătrundere $5\delta \approx 0,127$ mm, obținută prin simulare, confirmă considerațiile teoretice anterioare (rel. 2.165). Se remarcă, de asemenea, extinderea pronunțată a câmpului în interiorul plăcii, pe direcția radială R , extindere reprezentată calitativ și în fig. 2.17. O alegere potrivită a factorului de scară, a permis măsurarea densității curenților turbionari în stimul: $|\underline{J}_{Tcl}| \leq 5 \cdot 10^4 \text{ A/m}^2$.

Prin extinderea domeniului de măsură și detalierea intenționată a bobinei, se poate determina densitatea curenților turbionari în spirele acesteia (fig. 2.42), pentru $d = 2$ mm. Se remarcă efectul invers al atenuării, produse de placa feromagnetică asupra densității acestui curent.

• Simulările **SES_SIM41** și **SES_SIM42** consideră o placă paramagnetică, plasată la distanțele $d = 2$ mm, respectiv $d = 4$ mm (tabela 2.6).

În esență, aceste simulări sunt o reluare a simulărilor de stare atenuată **SES_SIM31** și **SES_SIM32**, efectuate în condiții identice, unica diferență constând în natura obiectului de detectat.

Fig. 2.43 și 2.44 ilustrează evoluția liniilor de câmp în zona activă a SES, obținută prin simulare pentru $d = 2$ mm, respectiv $d = 4$ mm. Aspectul liniilor de câmp certifică comportamentul permanent de sistem de curenți turbionari, care apare la sesizarea materialelor para- și diamagnetice, indiferent de distanța între SES și stimul (*Secțiunile 2.1.1 și 2.1.2*). O descriere fenomenologică a mecanismului de atenuare este prezentată detaliat în *Secțiunea 2.2.4* (fig. 2.16).

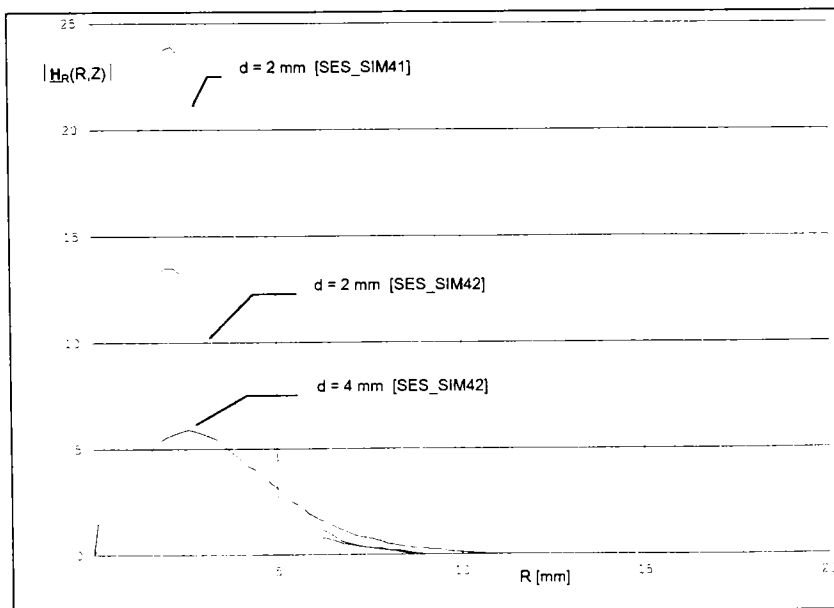


Fig. 2.45 Componenta radială a intensității câmpului magnetic în cazul stimulului paramagnetic

Fig. 2.45 conține diagrame similare celor din fig. 2.40, obținute, în acest caz, pentru materialele neferomagnetice. Comparativ cu starea neatenuată (fig. 2.36), se remarcă acțiunea de amplificare a componentei radiale, în special în vecinătatea imediată a suprafeței stimulului (aproximativă dublare), ceea ce confirmă efectul „de respingere”, specific materialelor neferomagnetice. Diametrul zonei relevante, de incidență între câmpul radiat de SES și obiectul metalic, se reduce la o valoare egală cu diametrul zonei active a SES.

Similar reprezentării din fig. 2.41, diagrama spectrală din fig. 2.46 ilustrează intensitatea curenților turbionari induși în carcasa metalică, respectiv în placa metalică. Situația diferită se datorează comportamentului de curenți turbionari din acest caz.

Se remarcă, în carcasa metalică, o distribuție minimal schimbată (ușoară concentrare) și intensități ale curenților turbionari comparabile în raport cu starea neatenuată (fig. 2.37), ceea ce duce la pierderi în această porțiune metalică, comparabile cu cele din starea aminită (tab. 2.6).

Adâncimea de pătrundere $5\delta \approx 0,66$ mm, obținută prin simulare, confirmă cu o bună exactitate considerațiile teoretice, enunțate în *Secțiunile anterioare* (rel. 2.165). Aprecierea calitativă din fig. 2.16, evidențiază, alături de deformarea puternică a liniilor de câmp, și o concentrare a efectului pelicular pe o arie mult mai restrânsă; acest efect este demonstrat cu acuratețe de reprezentarea din fig. 2.46. Pentru $d = 2$ mm, densitatea curenților turbionari induși în placa de aluminiu atinge valori $|\mathbf{J}_{TS}| \leq 1,5 \cdot 10^5$ A/m², superioare în raport cu valorile corespunzătoare plăcii feromagnetice în aceeași situație.

Fig. 2.47 cuprinde cu exactitate același spațiu geometric ca în fig. 2.42. Menținerea neschimbată a domeniului de măsură, permite, alături de evidențierea efectului stimulului paramagnetic, și efectuarea unei analize comparative, referitoare la natura stimulului. Reducerea densității în cazul al doilea, certifică aprecierile din *Secțiunea 2.1.2*, referitoare la amploarea pierderilor cauzate de stimulul paramagnetic, în raport cu cel feromagnetic.

2.3 MODELAREA ANALITICĂ A SES AL SIP, PE BAZA INTERPRETĂRII REZULTATELOR ANALIZELOR EXPERIMENTALE ȘI ASISTATE DE CALCULATOR

Obiectivul primordial al acestei secțiuni este finalizarea analizei SES al SIP - pe baza cunoștințelor referitoare la fenomenologia lor, acumulate prin investigații experimentale (*Secțiunea 2.1*), respectiv prin studiul teoretic și simulări pe calculator (*Secțiunea 2.2*) - prin reducerea comportamentului sistemului la proprietățile lui electrice, deci prin elaborarea unei scheme electrice echivalente a sistemului.

Metoda este larg răspândită; în activitatea inginerească se remarcă des străduințe de a explica, de a reduce pe cât posibil problemele de câmp la probleme de rețea. Motivele principale ale acestor încercări rezidă în faptul că problemele de rețea sunt mai intuitive și transparente, precum și în faptul că există un aparat matematic puternic dezvoltat în scopul rezolvării acestor probleme. Această reducere este, în realitate, numai formală; curenții de rețea și tensiunile nu pot fi separați de câmpul electromagnetic, iar soluția exactă a unei probleme poate fi găsită numai prin determinarea câmpului în condiții de frontieră date. Pe de altă parte, în teoria elementară a rețelelor electrice, aplicarea acestei metode generale de rezolvare este practic imposibilă, datorită complexității elementelor individuale. O asemenea procedură este, în același timp, nejustificată; tensiunile și curenții pot fi legați prin relații simple, suficient de exacte, ce depind de dimensiunile geometrice și constantele de material.

O primă etapă în această activitate o constituie enunțarea pe baza concluziilor stabilite anterior a unui model fizic, cu un anumit grad de aproximare, al sistemului constituit de ansamblul SES - stimul. Acest model va permite aplicarea unor metode de studiu analitic, ceea ce va duce, în final, la elaborarea unui model analitic, care reduce mecanismul de atenuare produs de stimul

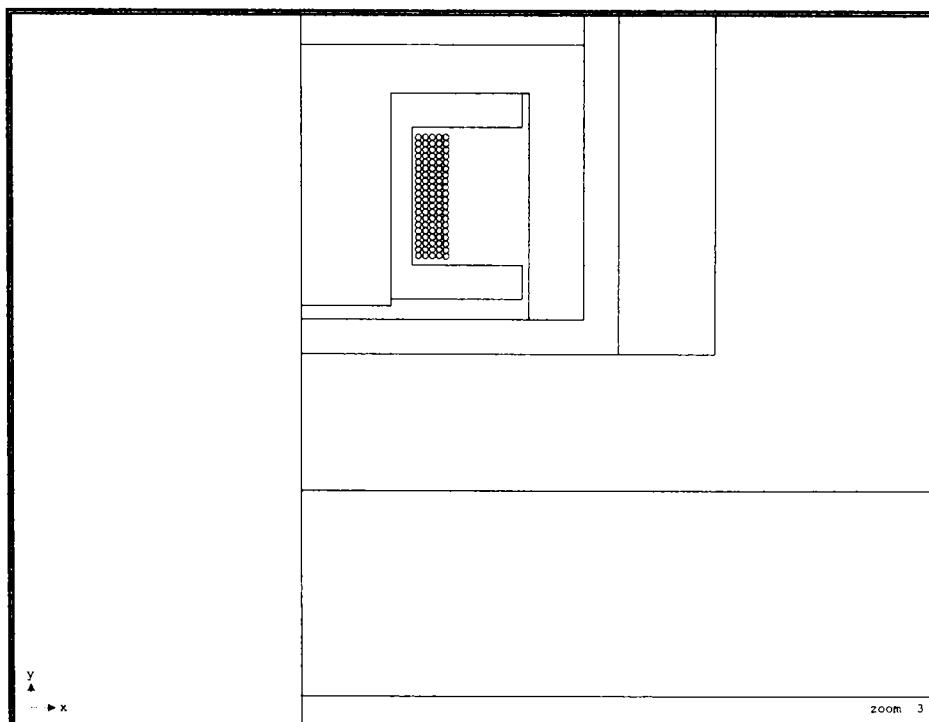
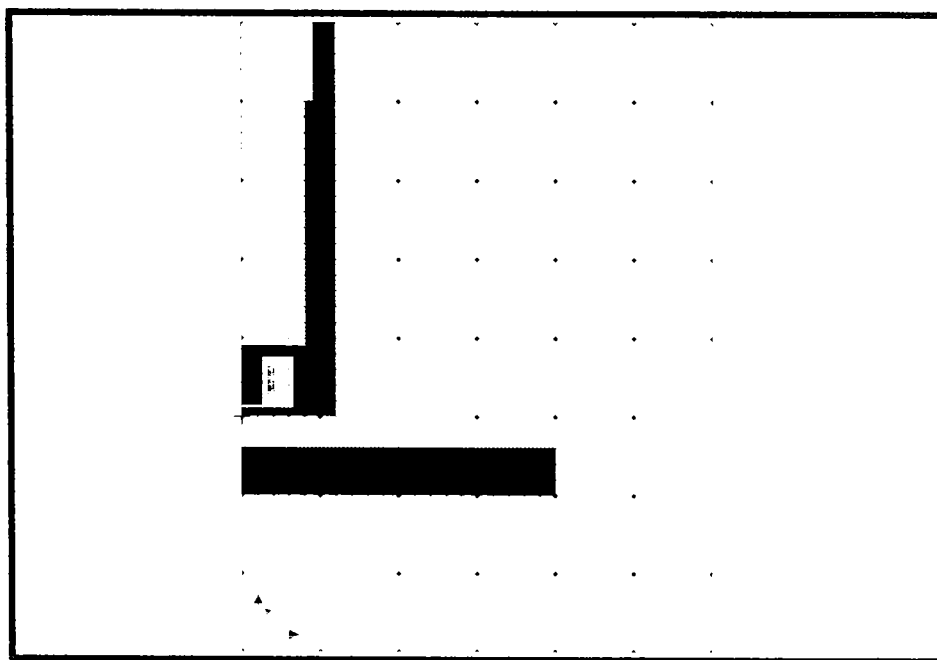


Fig. 2.28 Modelul geometric (R,Z) general al SES reprezentativ din fig. 2.2 (vedere de ansamblu, respectiv detaliată)

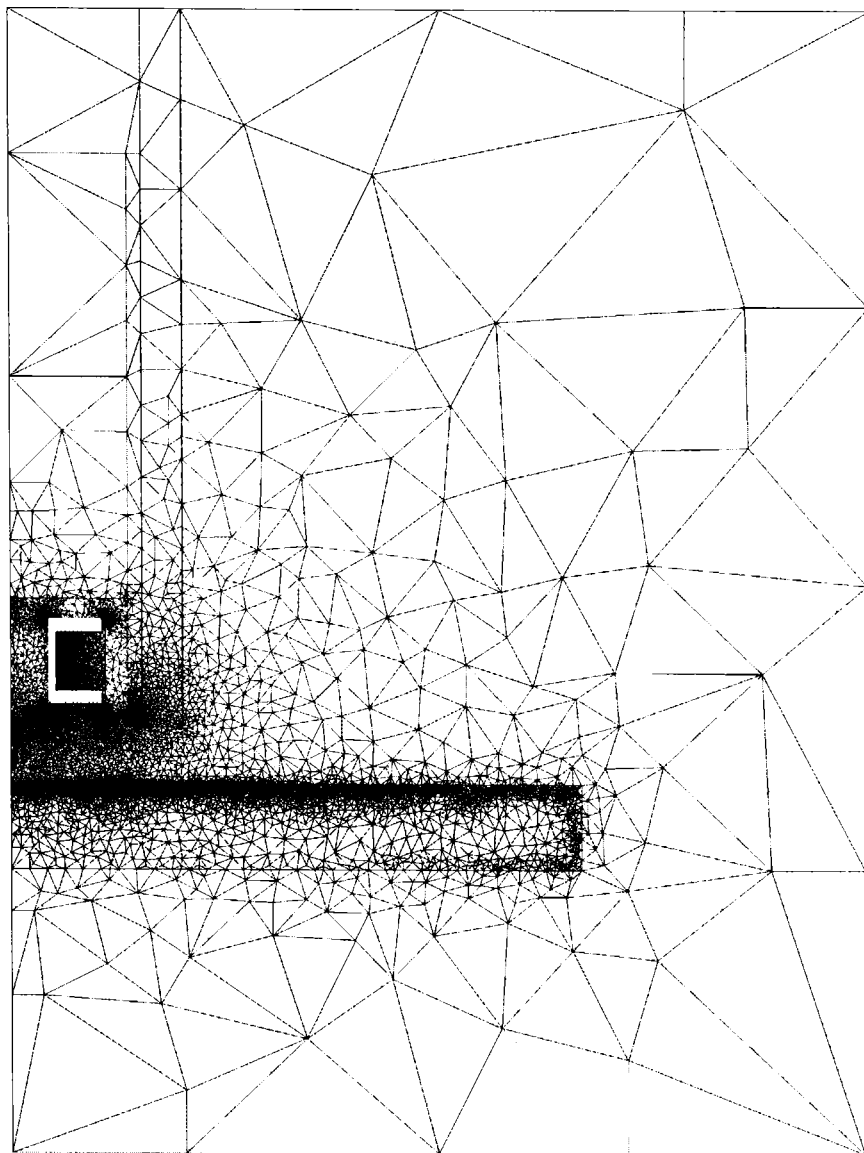


Fig. 2.29 Discretizarea în EF a modelului (R,Z) general din fig. 2.28, al SES reprezentativ

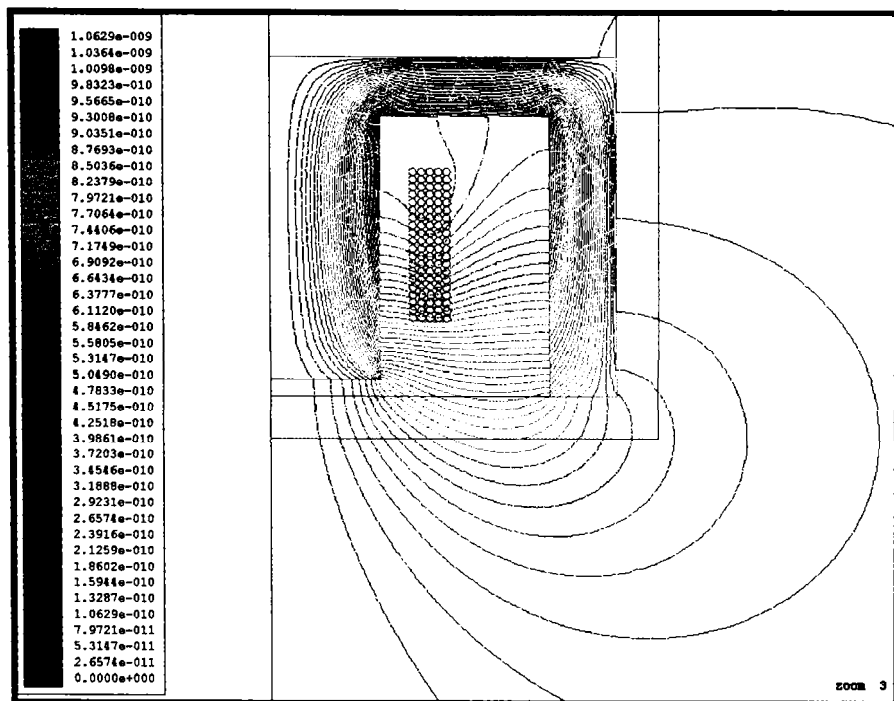


Fig. 2.30 Linille de câmp în absența elementelor metalice adiacente, respectiv a stimulului (starea neatenuată)

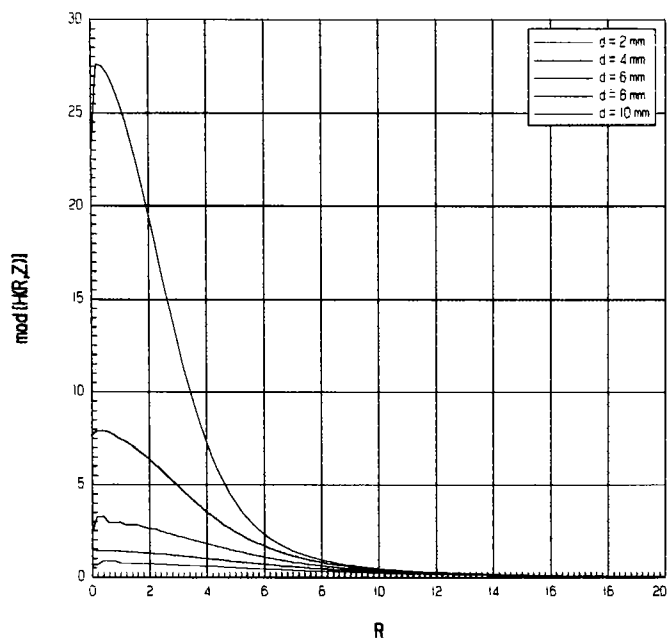


Fig. 2.31 Amplitudinea câmpului magnetic în zona activă a SES

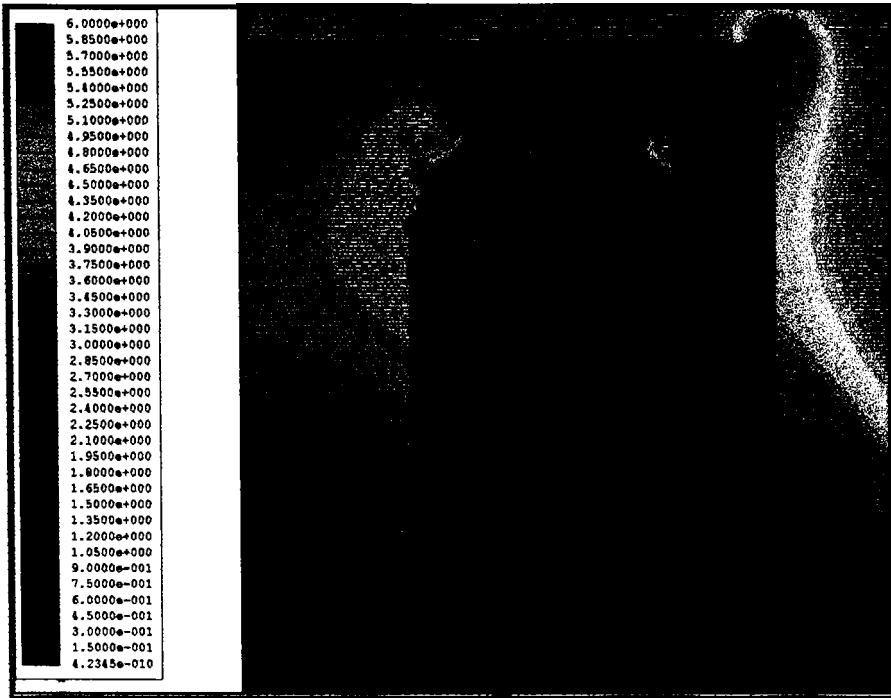


Fig. 2.32 Intensitatea câmpului magnetic $|H(R,Z)|$ în miezul SES

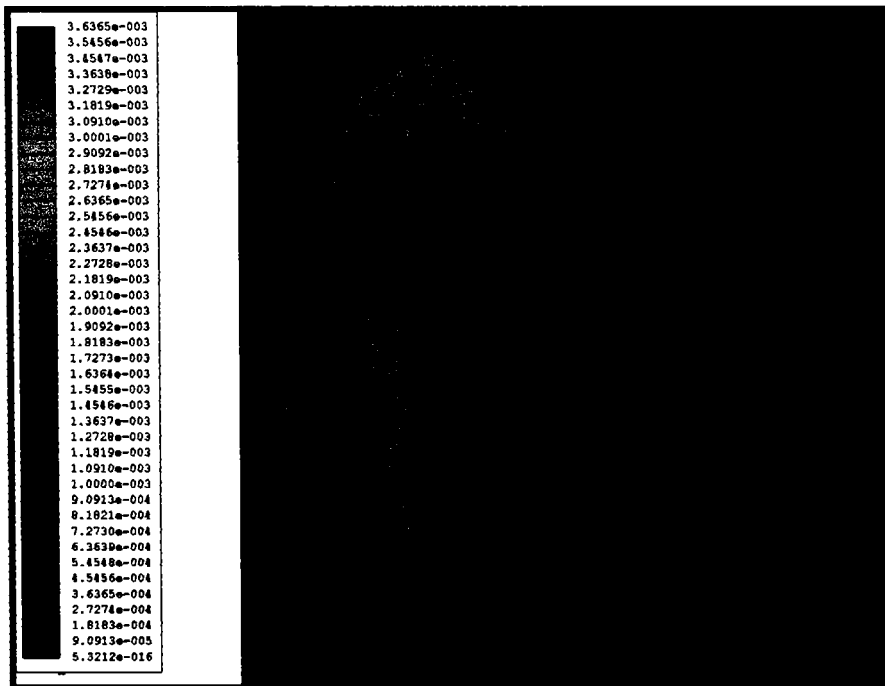


Fig. 2.33 Inducția magnetică $|B(R,Z)|$ în miezul SES

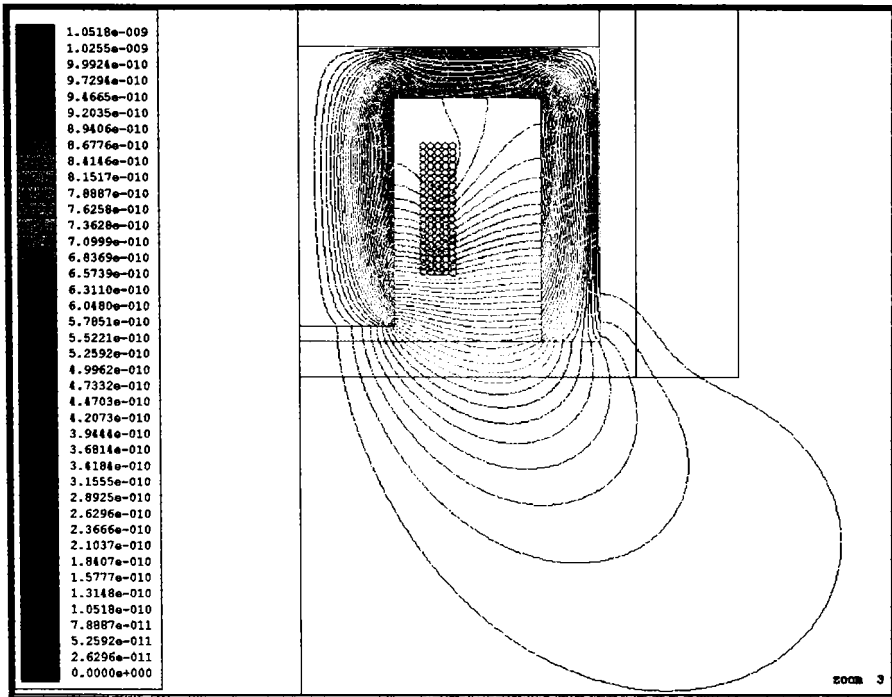


Fig. 2.34 Linile de câmp în prezența carcasei metalice și în absența stimulului (starea neexcitată)

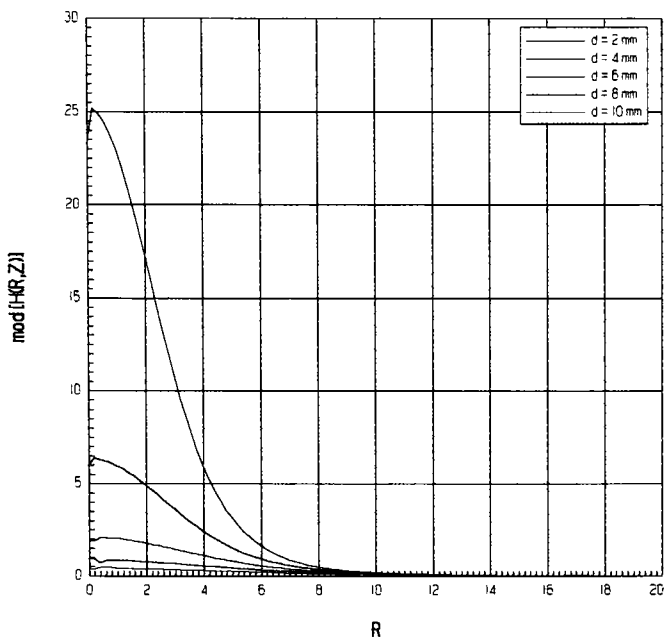


Fig. 2.35 Amplitudinea câmpului magnetic în zona activă a SES plasat în carcasă metalică

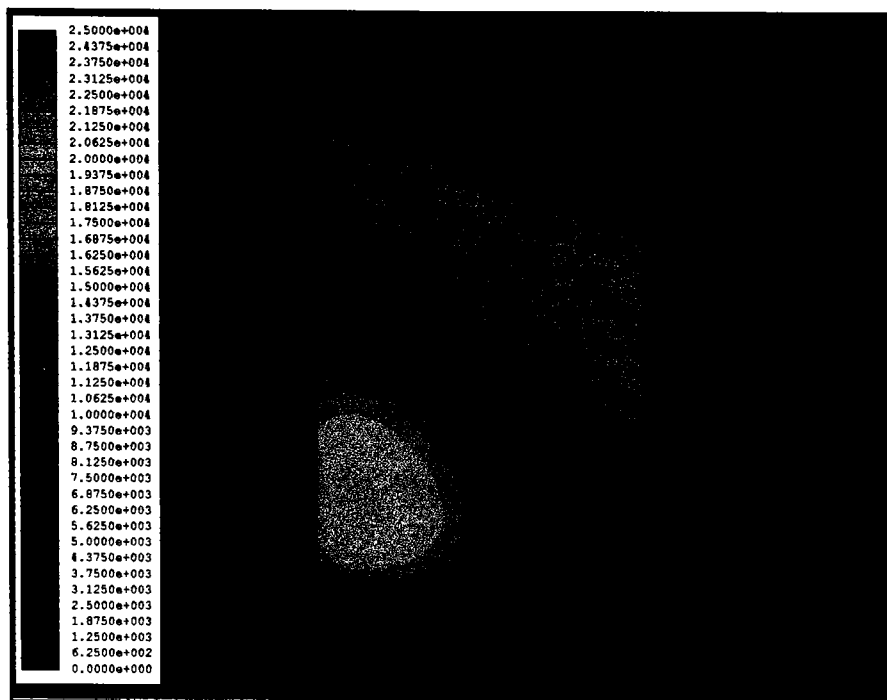


Fig. 2.37 Distribuția curenților turbionari în carcasa metalică a SES în starea neatenuată

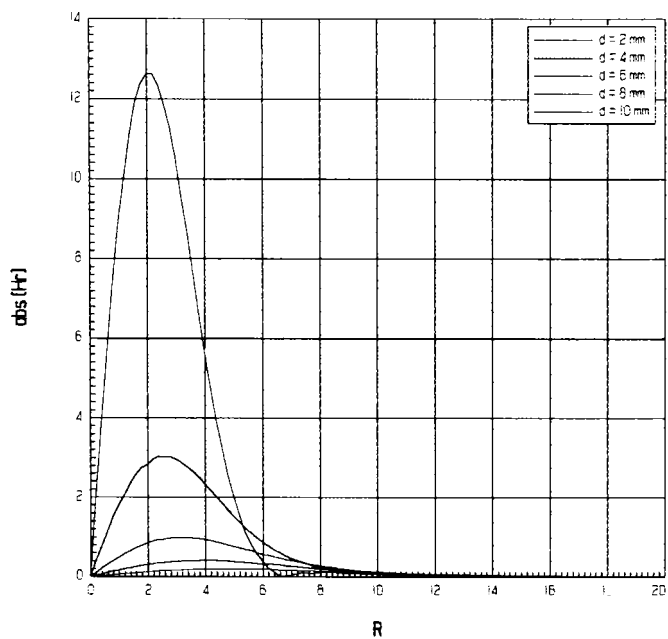


Fig. 2.36 Componenta radială a intensității câmpului magnetic la diferite distanțe de suprafața activă a SES

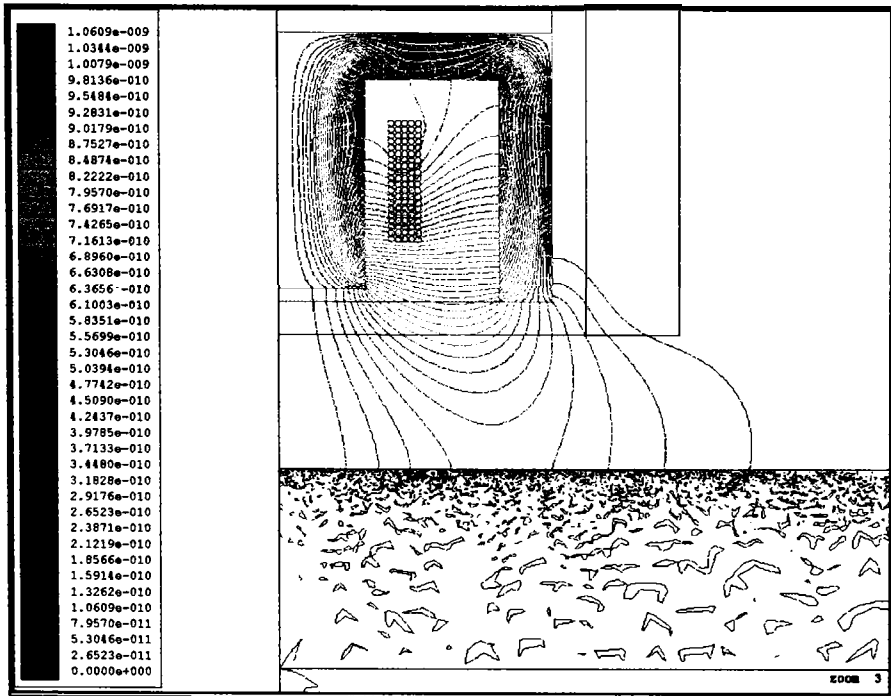


Fig. 2.38 Linile de câmp în prezența stimulului feromagnetic plasat la distanța $d = 2$ mm

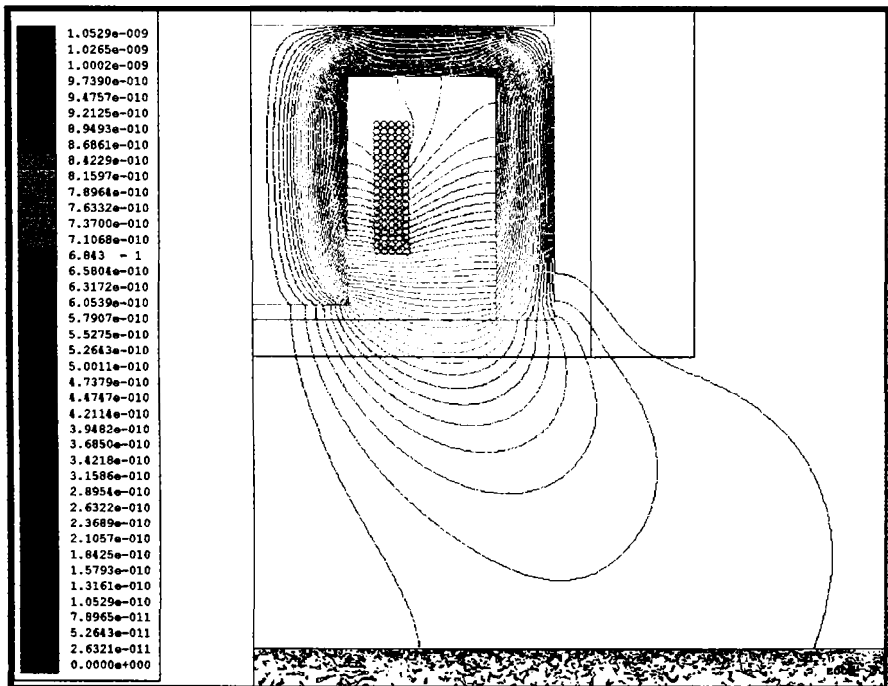


Fig. 2.39 Linile de câmp în prezența stimulului feromagnetic plasat la distanța $d = 4$ mm

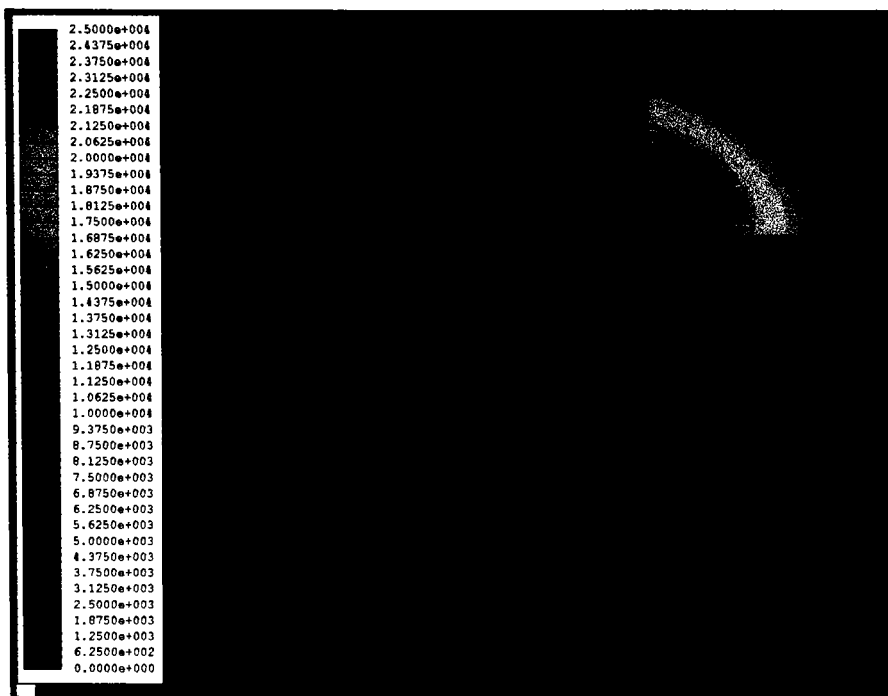


Fig. 2.41 Distribuția curenților turbionari în carcasa metalică și în stimulul feromagnetic

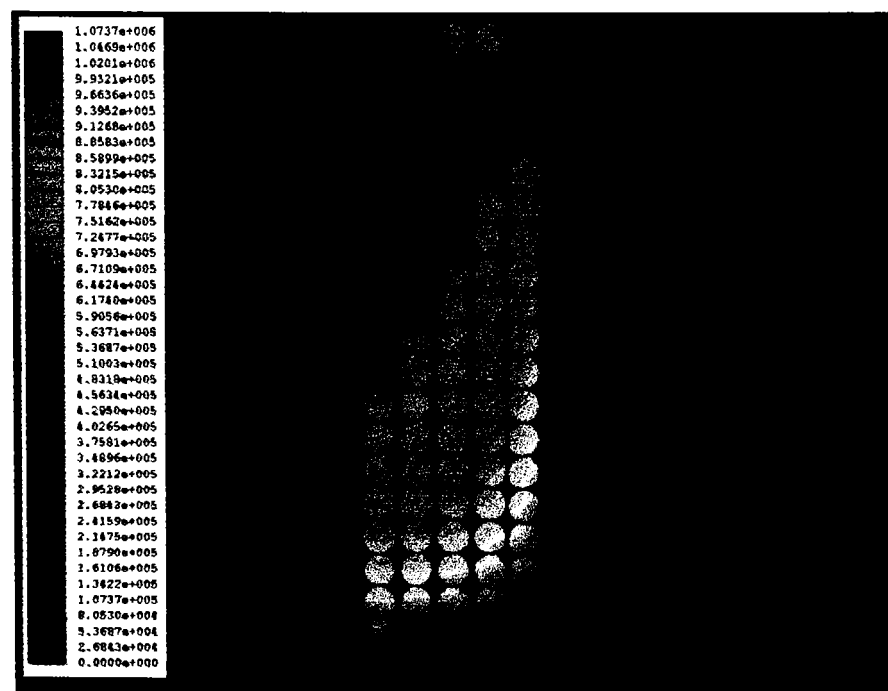


Fig. 2.42 Densitatea curenților turbionari în spirale bobinei SES în cazul sesizării materialelor feromagnetice

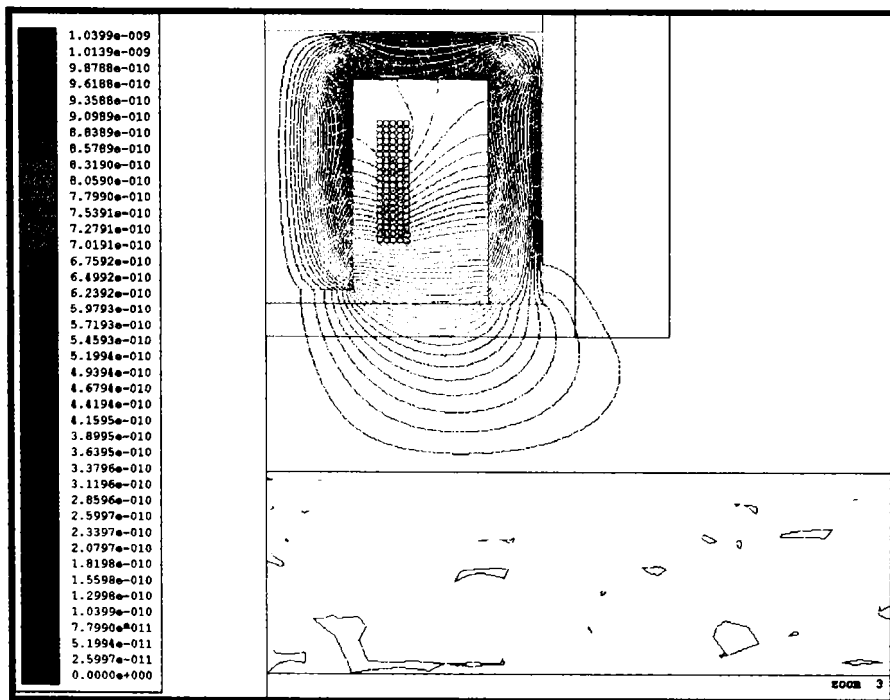


Fig. 2.43 Linile de câmp în prezența stimulului paramagnetic plasat la distanța $d = 2$ mm

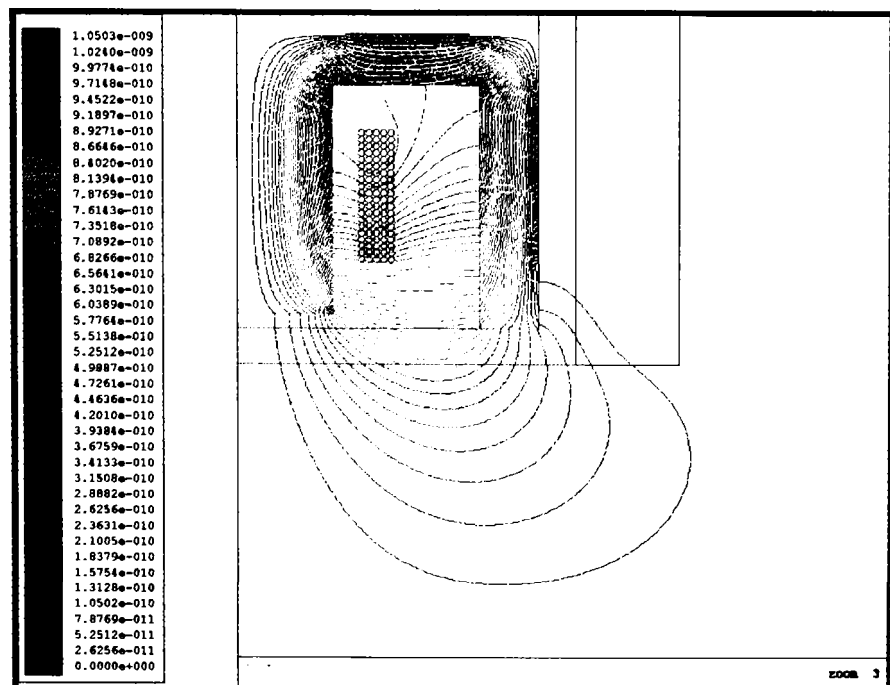


Fig. 2.44 Linile de câmp în prezența stimulului paramagnetic plasat la distanța $d = 4$ mm

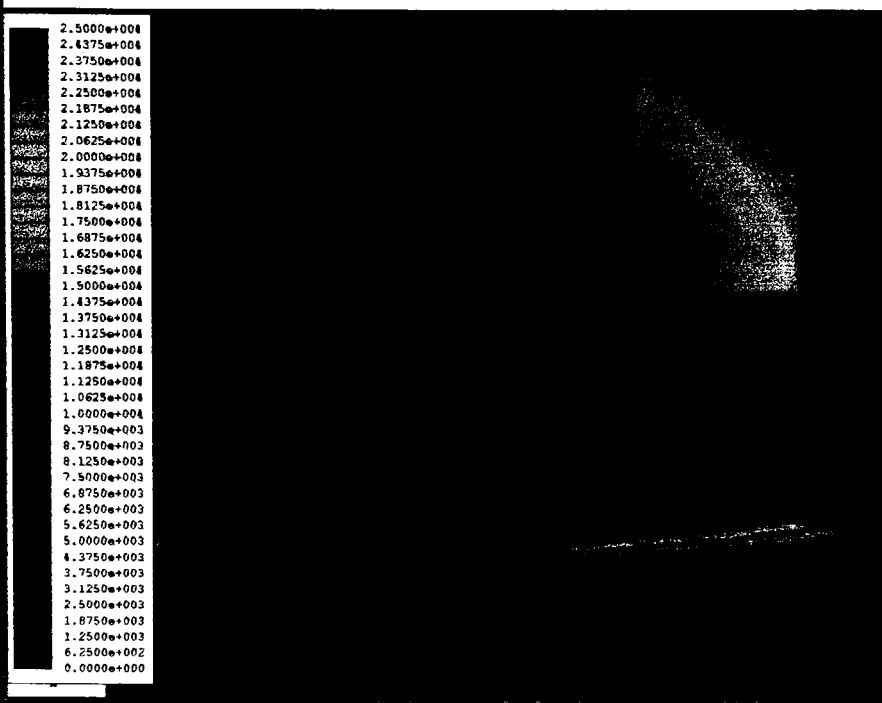
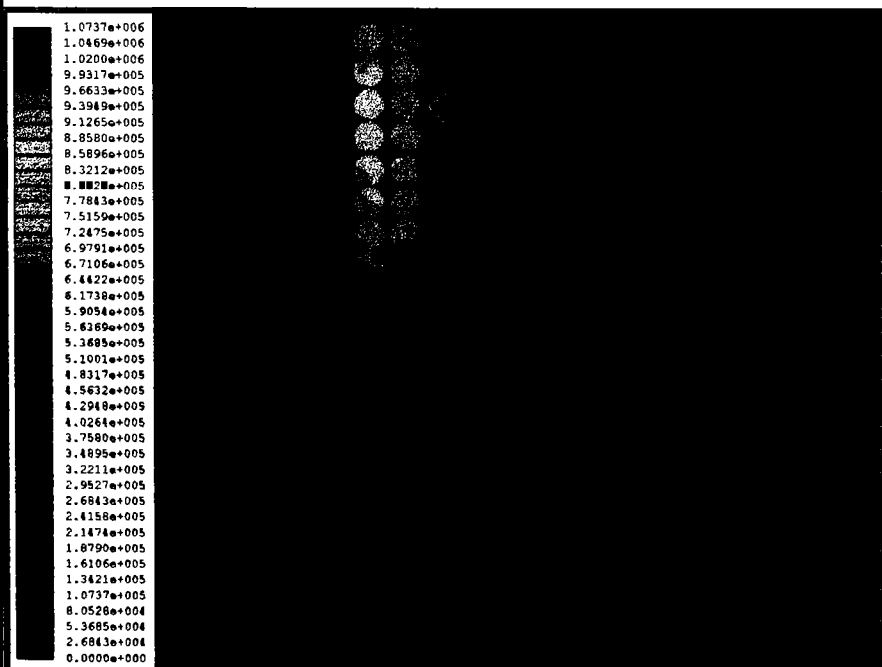


Fig. 2.46 Distribuția curenților turbionari în carcasa metalică și în stimulul paramagnetic



la parametri fizici ai SES atenuat. Scopul final al acestei modelări este obținerea unui model, care să confirme rezultatele anterioare și care să poată fi preluat și utilizat pentru analiza asistată de calculator a circuitelor electronice aferente SIP.

Pe baza celor expuse în secțiunile anterioare, rezultă doi factori esențiali, care determină comportarea ansamblului SES - stimul:

- configurația SES și, în primul rând, absența, respectiv prezența miezului ferimagnetic;
- geometria, amplasarea și proprietățile magnetice ale stimulului.

O metodă elegantă și exhaustivă ar trebui să cuprindă, într-un tot unitar, ansamblul tuturor variantelor posibile și să ofere un model analitic general, care, în final, să poată fi particularizat de la caz la caz. Autorul nu a găsit, în literatura de specialitate dedicată SIN, o asemenea metodologie adaptată acestor sisteme, ci doar presupunții, conform cărora tratarea clasică a problemei fizice ar fi complicată și foarte laborioasă [L2V].

O posibilă cale de ieșire din impas o oferă [S10V], care dorește să arate că un sistem fizic complex oarecare poate fi echivalat, pe baze energetice, cu un sistem cu parametri concentrați adecvați. Se accentuează faptul că sistemul fizic complex, considerat ca un dipol, poate consta din parametri oarecare, concentrați și/sau distribuiți. Cu unele limitări, această situație poate fi asimilată și pentru SES, motiv pentru care se pleacă de la această bază fundamentală.

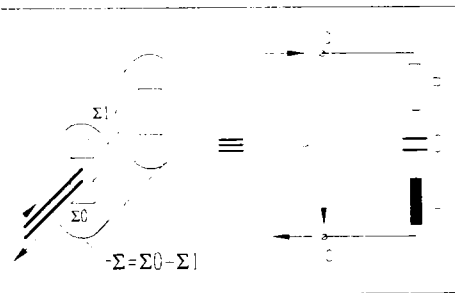


Fig. 2.48 Modelarea unui sistem fizic complex printr-un circuit cu parametri concentrați

Pentru calculul parametrilor de rețea ai sistemului fizic, cu un grad oarecare de complexitate, [S10V] utilizează schema echivalentă (fig. 2.48) propusă în Plonsey, R., and R.E. Collin: Principles and Applications of Electromagnetic Fields.

Se pleacă de la forma integrală a legii conservării energiei pentru sistemul pasiv, delimitat de suprafața închisă $\Sigma = \Sigma_0 + \Sigma_1$, aplicată reprezentărilor complexe ale mărimilor de câmp, mărimi considerate armonice. În consecință, puterea primită de sistem prin suprafața Σ_0 , de-a lungul conductoarelor de intrare este (rel. 2.194):

$$\frac{1}{2} \Re \int_{\Sigma_0} (\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*) \cdot d\mathbf{s} = 2j\omega (W_m - W_e) + P_D + P_R \quad (2.234)$$

unde: W_m = energia magnetică a sistemului;

W_e = energia electrică a sistemului;

P_D = puterea disipată în sistem;

P_R = puterea radiată de sistem prin suprafața $\Sigma_1 = \Sigma - \Sigma_0$.

Exprimarea puterii primite cu ajutorul curentului și tensiunii la borne este posibilă, numai dacă tensiunea între bornele de intrare poate fi definită univoc. Pe baza expresiei generale a acesteia și ținând cont de rel. 2.96, se obține:

$$U = \stackrel{\text{def}}{=} \int_a^b \mathbf{E} \cdot d\mathbf{c} = - \int_a^b \mathbf{grad} \varphi \cdot d\mathbf{c} - j\omega \int_a^b \mathbf{A} \cdot d\mathbf{c} = \varphi_a - \varphi_b - j\omega \int_a^b \mathbf{A} \cdot d\mathbf{c} \quad (2.235)$$

În consecință, tensiunea poate fi determinată univoc, dacă $\omega \mathbf{A}$ este neglijabil sau dacă, cel puțin, potențialul vector nu are componente în planul Σ_0 . În aceste condiții și considerând urmă-

toarele ipoteze simplificatoare:

- neglijarea inducției electrice în conductor;
- considerarea fazorului \underline{D} perpendicular pe vectorul $d\mathbf{s}$, normal la suprafața Σ_0 ;
- produsul $\varphi \underline{H}^*$ de-a lungul curbei ce delimitează Σ_0 tinde la zero,

se ajunge în [S10V], prin prelucrări de analiză vectorială, la expresia cunoscută a puterii primite la borne:

$$\frac{1}{2} \Re \int_{\Sigma_0} (\underline{E} \times \underline{H}^*) \cdot d\mathbf{s} \approx \frac{1}{2} \int_{\Sigma_0} \varphi \underline{J}^* \cdot d\mathbf{s} = \frac{1}{2} (\varphi_a \underline{I}^* - \varphi_b \underline{I}^*) = \frac{1}{2} \underline{U} \cdot \underline{I}^* \quad (2.236)$$

Cu aceasta, rel. 2.234 poate fi adusă la forma de mai jos, care permite introducerea parametrilor rețelei echivalente din fig. 2.48:

$$\frac{1}{2} \underline{U} \cdot \underline{I}^* = 2j\omega (W_m - W_e) + P_D + P_R \quad (2.237)$$

Parametrii generali L, C, R ai rețelei echivalente pot fi acum definiți general prin relațiile:

$$L = \frac{4W_m}{\underline{I} \cdot \underline{I}^*} \quad (2.238)$$

$$C = \frac{\underline{I} \cdot \underline{I}^*}{4\omega^2 W_e} \quad (2.239)$$

$$R = \frac{2(P_D + P_R)}{\underline{I} \cdot \underline{I}^*} \quad (2.240)$$

Substituirea rel. 2.238 la 2.240 în expresia 2.237 conduce într-adevăr la ecuația complexă a rețelei L, C, R serie cu parametrii concentrați:

$$\underline{U} = R \underline{I} + j\omega L \underline{I} + \frac{\underline{I}}{j\omega C} \quad (2.241)$$

cea ce confirmă corectitudinea relațiilor de echivalare sistem - rețea.

Parametrii de rețea cu o dependență puternică de frecvență, pot fi teoretic calculați prin rezolvarea prealabilă a problemei de câmp, urmată de calculul energiilor și puterilor componente [S10V], similar ca în Secțiunea 2.2.6.a:

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \Re \int_{\Omega} \underline{E} \cdot \underline{E}^* dv \quad (2.242)$$

$$W_m = \frac{\mu}{4} \Re \int_{\Omega} \underline{H} \cdot \underline{H}^* dv \quad (2.243)$$

$$P_D + P_R = \frac{1}{2\sigma} \Re \int_{\Omega} (\underline{J} \cdot \underline{J}^*) dv + \frac{\omega}{2} \Re \int_{\Omega} (\epsilon \underline{E} \cdot \underline{E}^* + \mu \underline{H} \cdot \underline{H}^*) dv + \frac{1}{2} \Re \oint_{\Sigma} (\underline{E} \times \underline{H}^*) \cdot d\bar{\mathbf{s}} \quad (2.244)$$

Metoda este universală și în principiu aplicabilă și în cazul ansamblului SES - stimul, sistem ce poate fi redus la un dipol, având ca borne conexiunile bobinei radiante, componente a SES. Ea

poate fi, teoretic, utilizată fără a ține cont de particularizările amintite mai sus, referitoare la forma și natura SES, respectiv a stimulului. Datorită configurației caracteristice, relativ complexe, aplicarea metodei pe baze convenționale apare deosebit de dificilă. Alternativele posibile, care înlesnesc aplicarea metodei, sunt fie efectuarea unor simplificări riguroase, fie apelarea la metodele numerice de rezolvare, care sunt foarte exacte, dar relativ puțin intuitive și transparente. Procedul poate fi aplicat însă în cazul lucrului asistat de calculator. După rezolvarea problemei de câmp prin simulări adecvate, se poate continua cu efectuarea calculelor de mai sus, până la obținerea parametrilor echivalenți. Această metodologie a fost utilizată parțial de către autor în cadrul Secțiunii 2.2.7.

O modelare electrică a sistemului SES - stimul, care se înscrie pe linia celor enunțate mai sus, rămasă, însă, într-o fază incipientă de abordare, se întâlnește în [A3V] sub denumirea de „teoria fizică elementară” a SIP. Cu toate acestea, este una dintre cele mai detaliate descrieri analitice ale unui SIP, întâlnită de autor în literatură.

Fără a face referiri concrete la configurația geometrică, care aproximează stimulul metallic masiv, [A3V] reduce acesta la un circuit cu elemente concentrate, cuplat prin inducție mutuală cu bobina SES, și enunță o schemă echivalentă a sistemului astfel rezultat, similară celei din fig. 1.19.b. Această schemă corespunde unui transformator fără miez de fier în regim de scurtcircuit și este descrisă de [A3V] prin ecuațiile complexe:

$$\underline{E} = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + j\omega M \underline{I}_2 \quad (2.245)$$

$$0 = j\omega M \underline{I}_1 + \underline{Z}_2 \underline{I}_2$$

unde: $\underline{Z}_1 = R_s + j\omega L$ este impedanța proprie a bobinei SES, formând circuitul primar;

$\underline{Z}_2 = r + j\omega\lambda$ este impedanța echivalentă a stimulului, corespunzând circuitului secundar;

$M = k \cdot (L \cdot \lambda)^{1/2}$ este inductivitatea mutuală;

k = coeficientul de cuplaj magnetic ($k \in (0, 1]$).

Rezolvarea acestui sistem, conduce la expresia impedanței echivalente la bornele SES:

$$\underline{Z} = \stackrel{\text{def}}{\underline{Z}} \frac{\underline{E}}{\underline{I}_1} = R_s + \frac{\omega^2 L \lambda r}{r^2 + \omega^2 \lambda^2} k^2 + j\omega \left(L - \frac{\omega^2 L \lambda^2}{r^2 + \omega^2 \lambda^2} k^2 \right) \quad (2.246)$$

Pe baza acestei expresii, [A3V] descrie comportamentul general al SES de curenți turbionari, afirmând superficial că valoarea coeficientului de cuplaj între bobină și stimul depinde de poziția relativă a acestora, și, mai mult, fără a face o distincție referitoare la natura feromagnetică, respectiv neferomagnetică a stimulului. Conform [A3V], ca urmare a cuplajului cu circuitul secundar, impedanța circuitului primar pentru sursa de excitație apare modificată, și anume:

– rezistența de pierderi echivalentă va fi mărită:

$$R_{s \text{ ech}} = \stackrel{\text{def}}{\Re} \underline{Z} = R_s + \frac{\omega^2 M^2}{r^2 + \omega^2 \lambda^2} \cdot r \quad (2.247)$$

– inductivitatea primară va fi redusă:

$$L_{\text{ech}} = \stackrel{\text{def}}{\Im} \underline{Z} = L - \frac{\omega^2 M^2}{r^2 + \omega^2 \lambda^2} \cdot \lambda \quad (2.248)$$

Singura explicitare efectuată se referă la conductivitatea stimulului. Pentru materiale foarte conductoare ($r \ll \omega\lambda$), relațiile 2.247 și 2.248 pot fi simplificate:

$$R_{s\text{ ech}} \approx R_s + k^2 \frac{L}{\lambda} r \quad (2.249)$$

$$L_{\text{ech}} \approx L(1 - k^2) \quad (2.250)$$

O comparație a acestor concluzii cu rezultatele experimentale, corespunzătoare realității, prezentate detaliat în *Secțiunea 2.1.2*, conduce la următoarele aprecieri:

– relațiile sunt pur electrotehnice și nu țin seama de proprietățile magnetice. În realitate, acestea se ascund în spatele lui M ;

– modelarea, rezumată la o tratare de suprafață a fenomenelor, este valabilă, evident, numai parțial, și anume pentru stimuli neferomagnetici, sau pentru stimuli feromagnetici situați însă la distanțe d foarte mari, deci în situații lipsite de importanță;

– pentru stimuli feromagnetici, plasați la distanțe rezonabile, concluziile contravin rezultatelor experimentale. Metoda nu include efectul predominant de reluctanță variabilă scăzătoare, caracteristic acestei situații.

Avantajul metodei constă în enunțarea unei scheme echivalente ușor de mânuit. Această schemă, sau variante transfigurate ale ei (fig. 2.49), vor fi folosite cu precădere în continuare, în vederea elaborării modelelor analitice. Sarcina esențială pentru o analiză mai exactă rămâne în modelarea detaliată și diferențiată a elementelor ei.

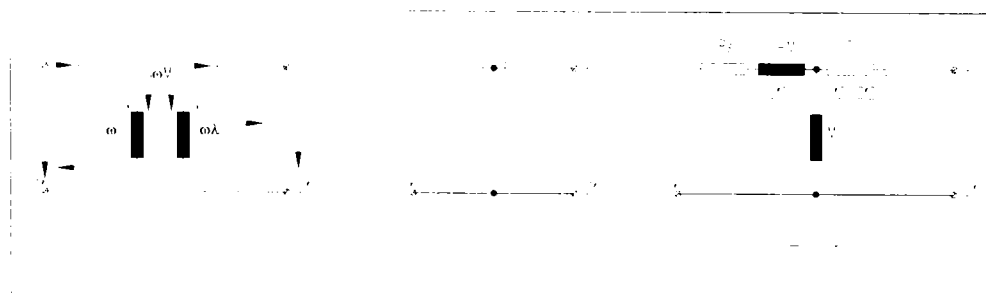


Fig. 2.49 Scheme echivalente ale SES de curenți turbionari din fig. 1.19

În schema echivalentă a SES din fig. 2.49.a bornele polarizate au fost astfel alese, încât, în raport cu ele, $M = L_{12} > 0$. Sensurile de referință ale tensiunilor la borne și ale curenților se aleg după regula de la receptoare pentru circuitul primar, respectiv de la generatoare pentru circuitul secundar. Graful orientat corespunzător, cu $L = 2$ laturi independente, $N = 2$ noduri independente și $S = 2$ subsisteme conexe, poate fi descris prin $O = L - N + S = 2$ ecuații independente de ochiuri. Cu sensurile de referință alese pe cele două ochiuri, expresia generală a acestora este:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 - \underline{Z}_{12} \underline{I}_2 \quad (2.251)$$

$$- \underline{U}_2 = \underline{Z}_2 \underline{I}_2 - \underline{Z}_{21} \underline{I}_1 ; \underline{U}_2 = 0$$

de unde rezultă expresia generală a impedanței de intrare a SES:

$$\underline{Z} =_{\text{def}} \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \underline{Z}_1 - \frac{\underline{Z}_{12} \cdot \underline{Z}_{21}}{\underline{Z}_2} \quad (2.252)$$

Ecuațiile 2.251 se pot ordona în ecuații cuadripol cu parametrii impedanță, de forma generală:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}^*_{11} I_1 + \underline{Z}^*_{12} I_2 \quad (2.253)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}^*_{21} I_1 + \underline{Z}^*_{22} I_2 ; \quad \underline{U}_2 = 0$$

ceea ce evidențiază posibilitatea considerării transformatorului ca și cuadripol pasiv. Pe baza relațiilor de echivalare:

$$\underline{Z}^*_{11} = \underline{Z}_1 \quad - \text{impedanța de intrare la mers în gol}; \quad (2.254)$$

$$\underline{Z}^*_{12} = -\underline{Z}_{12} \quad - \text{impedanța de transformare pentru } I_1 = 0;$$

$$\underline{Z}^*_{21} = \underline{Z}_{12} \quad - \text{impedanța de transformare la mers în gol};$$

$$\underline{Z}^*_{22} = -\underline{Z}_2 \quad - \text{impedanța de ieșire pentru } I_1 = 0;$$

se poate transfigura schema din fig. 2.49.a la una din cele două topologii echivalente (T sau Π) cunoscute. Schema echivalentă în T este preferată din considerente practice de utilizabilitate și de modelare concretă [T1V]. Impedanțele acesteia (fig. 2.49.b), având expresia generală:

$$\underline{Z}'_1 = \underline{Z}_{11}^* - \underline{Z}_{21}^* = \underline{Z}_1 - \underline{Z}_{12} \quad (2.255)$$

$$\underline{Z}'_2 = -\underline{Z}_{22}^* - \underline{Z}_{21}^* = \underline{Z}_2 - \underline{Z}_{12}$$

$$\underline{Z}' = \underline{Z}_{21}^* = \underline{Z}_{12}$$

pot fi concretizate pentru schema echivalentă de tip transformator, aleasă pentru SES (fig. 2.49.a), în care impedanța de cuplaj este considerată pur reactivă.

$$\underline{Z}'_1 = R_s + j\omega (L - M) \quad (2.256)$$

$$\underline{Z}'_2 = r + j\omega (\lambda - M)$$

$$\underline{Z}' = j\omega M$$

Schema echivalentă corespunzătoare (fig. 2.49.c) conține un element reactiv \underline{Z} , care necesită o discuție atentă. Datorită inegalității $M \leq (L \cdot \lambda)^{1/2}$ se pot imagina două situații:

- în cazul unui cuplaj slab:

$$k \ll 1 \Rightarrow M < \lambda < L \quad (2.257)$$

în consecință, impedanța \underline{Z} are un caracter inductiv, iar în schema echivalentă apare o inductivitate de valoare $L_2' = \lambda - M$.

- pentru un cuplaj strâns și / sau valori reduse ale inductivității secundare corespunzătoare stimulului:

$$k \rightarrow 1 \Rightarrow \lambda < M < L \quad (2.258)$$

iar impedanța \underline{Z} este o reactanță negativă, ce poate fi materializată printr-o capacitate de valoare $C_2' = 1 / [\omega^2 (M - \lambda)]$.

Graful orientat al schemei echivalente de cuadripol în T este o rețea conexă ($S = 1$) cu $L = 3$ laturi, $N = 2$ noduri și $O = L - N + S = 2$ ochiuri independente, ceea ce confirmă echivalența din punct de vedere topologic între schemele echivalente din fig. 2.49.a și c.

Avantajul esențial, oferit de schema din fig. 2.49.c, constă în substituirea celor două subrețele conexe, izolate între ele și care interacționează prin inducție electromagnetică (situația reală pentru ansamblul SES - stimul), printr-o unică rețea conexă (modelul electrotehnic al ansamblului), rezolvabilă prin metode specifice rețelelor electrice.

Cu aceasta, prima etapă în reducerea problemei de câmp la o problemă de rețea este, practic, încheiată. Etapa următoare constă în determinarea explicită a impedanțelor, ce apar în schema echivalentă, pentru ansamblul SES - stimul.

Pe baza studiului literaturii de specialitate, autorul apreciază, că o metodă generală adecvată de determinare a impedanțelor ce apar în schemele de echivalare, de tip transformator, a ansamblului constituit de SES și stimul, este cea descrisă în [S10V]. Aportul esențial al sursei citate constă în luarea în considerație, în cadrul studiului de câmp, și a dimensiunilor geometrice, care joacă un rol important la frecvențe înalte, sau, altfel spus, în clarificarea răspunsului, dacă pentru o geometrie dată, regimul de frecvențe înalte corespunde unui câmp cvasistaționar, respectiv de undă. Scopul final al prezentării din [S10V] o constituie descrierea comportamentului de trecere de la un transformator cu cuplaj prin aer la un sistem de antene emisie - recepție. Această situație limită poate fi asimilată și în cazul studiat al SES radiant, cuplat prin aer cu stimulul, echivalat deja printr-un circuit secundar pasiv.

În Secțiunea 2.2.3.b au fost deduse expresiile generale ale valorilor momentane ale potențialelor magnetice scalar, respectiv vector (rel. 2.102 și 2.103). Considerând regimul armonic, respectiv permanent periodic, specific SIP, se poate proceda similar ca în Secțiunea 2.2.6.a, deci se poate trece la mărimile fazoriale corespunzătoare. Cu notațiile utilizate în relațiile mai sus amintite, se obțin următoarele expresii complexe, valabile pentru fazorii lui $\mathbf{A}(\mathbf{p},t)$ și $\phi(\mathbf{p},t)$:

$$\underline{\bar{A}}(\bar{\mathbf{p}}) = \frac{\mu}{4\pi} \iiint_{\Omega} \frac{\underline{\bar{J}}(\bar{\mathbf{p}})}{r} e^{-jkr} dV' \quad (2.259)$$

$$\underline{\bar{\phi}}(\bar{\mathbf{p}}) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \iiint_{\Omega} \frac{\underline{\bar{\rho}}(\bar{\mathbf{p}})}{r} e^{-jkr} dV' \quad (2.260)$$

$$\text{unde: } r = |\mathbf{p} - \mathbf{p}'| \quad (2.261)$$

$$\text{și: } k = \frac{\omega}{c} = \frac{\omega}{(\epsilon\mu)^{1/2}} \quad (2.262)$$

Evident, prin dezvoltarea în serie a funcției exponențiale și reținerea numai a termenului unitar, relațiile obținute descriu comportamentul de regim staționar. Termenul al doilea duce, după integrare, la o valoare constantă, care dispăre în cazul efectuării unei derivări spațiale (gradient, rotor, etc.). El are totuși o influență, alături de ceilalți termeni ai dezvoltării, asupra câmpului electric (rel. 2.96); exact acești termeni sunt cei, care caracterizează componentele inductivă și rezistivă de pierderi și radiație, componente esențiale în studiul abordat. Delimitarea între regimuri este dată de termenii, începând cu ordinul al treilea și depinde, în ultimă instanță, de relația geometrie - frecvență, deci de raportul între valoarea r , corespunzătoare distanței maxime între două

elemente ale sistemului și lungimea de undă. Dimensiunile geometrice și frecvențele de lucru, caracteristice SES, permit, însă, limitarea dezvoltării la primii trei termeni.

Conform procedurii din [S10V], se consideră sistemul reprezentat în fig. 1.19 ca fiind fili-form (fig. 2.50) - în scopul reducerii integralelor de volum la integrale de linie - și se caută semnificația fizică a termenilor de ordin superior din rel. 2.259 și 2.260.

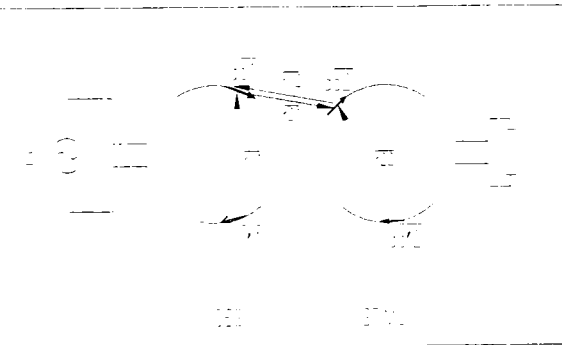


Fig. 2.50 Schemă simplificată a ansamblului SES-stimul

Substituirea rel. 2.96 în legea conducerii electrice (rel. 2.64) conduce la scrierea fazorială:

$$\underline{E}_i = \frac{1}{\sigma} \underline{J} + \text{grad } \varphi + j\omega \underline{A} \quad (2.263)$$

Integrând ambii membri ai egalității, de-a lungul circuitelor (1), respectiv (2), se obține sistemul de ecuații generale:

$$\underline{U} = \oint_1 \frac{\underline{J}}{\sigma_1} \cdot d\bar{c}_1 + j\omega \oint_1 \underline{A} \cdot d\bar{c}_1 \quad (2.264)$$

$$0 = \oint_2 \frac{\underline{J}}{\sigma_2} \cdot d\bar{c}_2 + j\omega \oint_2 \underline{A} \cdot d\bar{c}_2 \quad (2.265)$$

Ecuațiile se pot dezvolta în continuare, utilizând rel. 2.259 și fără a considera anumite distribuții de curent particulare. În prima ecuație, elementele sursă sunt dc_1' (reprezintă impedanța proprie) și dc_2 (caracterizează impedanța mutuală), în timp ce în a doua acestea sunt dc_2' , respectiv dc_1 . Cu acestea sistemul devine:

$$\underline{U} = \oint_1 \frac{l_1 \cdot f_1(s_1)}{A_1 \sigma_1} \cdot d\bar{c}_1 + j\omega \left[\oint_1 \frac{\mu_0 l_1 \cdot f_1(s_1')}{4\pi r_{11}} e^{-jkr_{11}} \cdot d\bar{c}_1 + \oint_2 \frac{\mu_0 l_2 \cdot f_2(s_2)}{4\pi r_{12}} e^{-jkr_{12}} \cdot d\bar{c}_2 \right] \cdot d\bar{c}_1 \quad (2.266)$$

$$0 = \oint_2 \frac{l_2 \cdot f_2(s_2)}{A_2 \sigma_2} \cdot d\bar{c}_2 + j\omega \left[\oint_2 \frac{\mu_0 l_1 \cdot f_1(s_1)}{4\pi r_{21}} e^{-jkr_{21}} \cdot d\bar{c}_1 + \oint_2 \frac{\mu_0 l_2 \cdot f_2(s_2')}{4\pi r_{22}} e^{-jkr_{22}} \cdot d\bar{c}_2 \right] \cdot d\bar{c}_2 \quad (2.267)$$

unde distribuțiile de curent au fost descrise prin funcții generale de forma:

$$l_j f_i(s_i) ; \quad l_j f_i(s_i') \quad , i = 1, 2 \quad (2.268)$$

în care s_i și s_i' sunt distanțele elementelor dc_i și dc_i' față de două origini alese arbitrar de-a lungul fiecărui contur (1), respectiv (2).

Prin analogie cu ecuațiile complexe (rel. 2.253), se obțin următoarele expresii generale ale impedanțelor de cuadripol (rel. 2.254):

$$\underline{Z}_{ii}' = \oint_i \frac{f_i(s_i)}{A_i \sigma_i} \cdot d\bar{c}_i + j\omega \left[\oint_i \frac{\mu_0 f_i(s_i')}{4\pi r_{ii}} e^{-jkr_{ii}} \cdot d\bar{c}_i \right] \cdot d\bar{c}_i \quad (2.269)$$

$$\underline{Z}_{ij}' = j\omega \left[\oint_j \frac{\mu_0 f_j(s_j)}{4\pi r_{ij}} e^{-jkr_{ij}} \cdot d\bar{c}_j \right] \cdot d\bar{c}_i \quad (2.270)$$

Primul termen din expresia impedanțelor proprii corespunde rezistențelor de curent continuu al celor două circuite.

Prin dezvoltarea în serie a funcțiilor exponențiale, termenii de ordin impar (imaginari) conduc, după multiplicarea cu $j\omega$, la valori reale; ei definesc astfel componentele rezistive, care caracterizează pierderile de putere efectivă în sistem. Partea reală a fiecărei dezvoltări (termenii pari) definește inductivitatea proprie, respectiv mutuală corespunzătoare.

Aplicarea acestei metode la SES reprezentat într-o formă simplificată - bobina și inelul, corespunzător stimulului, în formă circulară de secțiune uniformă și cu o distribuție constantă de curent - permite calculul impedanțelor sistemului și a impedanței de intrare \underline{Z} (rel. 2.252), ale cărei componente sunt valorile L și R_s căutate.

Un SES aflat în stare neatenuată de către stimul poate fi modelat și mai simplu, prin determinarea impedanței $\underline{Z}_1 = \underline{Z}_{11}^*$ în condiția absenței circuitului (2). În acest caz:

$$R_s = \omega \iiint \frac{\mu_0}{4\pi r} (kr - \frac{k^3 r^3}{3!} \pm \dots) \overline{dc} \overline{dc} \quad (2.271)$$

$$L = \iiint \frac{\mu_0}{4\pi r} (1 - \frac{k^2 r^2}{2!} + \frac{k^4 r^4}{4!} \pm \dots) \overline{dc} \overline{dc} \quad (2.272)$$

În măsura în care dimensiunile geometrice și frecvența de lucru permit neglijarea termenilor de ordin superior, se constată, că inductanța echivalentă a SES este o mărime ce depinde, în primul rând, de geometria și parametrii sistemului. Componenta rezistivă, ce caracterizează pierderile în sistem, are și o dependență puternică față de frecvența de lucru.

În aplicarea metodelor anterioare, obiectul, aflat în câmpul electromagnetic generat de către bobina SES, a fost imaginat, conform unei metodologii răspândite [A3V, L2V], ca o bobină fictivă, cuplată magnetic cu bobina emițătoare. Intensitatea cuplajului a fost exprimat prin factorul de cuplaj k , care este o mărime geometrică pură. În esență, această mărime depinde atât de distanța d între obiect și SES, cât și de dimensiunile fizice ale acestor elemente.

Modificarea distanței d antrenează modificarea valorii lui k și, prin aceasta, a influenței inverse asupra bobinei radiante, deci, în final, a impedanței ei. Evident, influența este cu atât mai puternică, cu cât distanța este mai redusă.

Dimensiunile fizice ale elementelor sunt numai în parte cunoscute. În timp ce bobina emițătoare poate fi caracterizată cu exactitate, bobina fictivă corespunzătoare stimulului are o configurație geometrică total necunoscută; autorul nu a găsit, în literatura de specialitate, nici o precizare în acest sens.

Rezultatele simulărilor, efectuate de autor și descrise în *Secțiunile 2.2.7.a și 2.2.7.b*, permit formularea următoarelor concretizări, referitoare la această lacună în studiul SIP. Pe baza experienței acumulate, autorul propune următorul *model original de substituție* al stimulului metalic printr-o bobină fictivă.

După cum s-a arătat, câmpul electromagnetic produs de bobina emițătoare pătrunde în corpul metalic, unde este atenuat progresiv, pe măsura îndepărtării de suprafața de separație. După o „adâncime de pătrundere” definită, depinzând de caracteristicile materialului, câmpul devine atât de slab, încât poate fi neglijat cu o bună aproximație. Se poate afirma, deci, că fenomenele fizice în stimul se pot delimita la o zonă situată sub suprafața de separație cu interstițiul, a cărei amploare, pe direcția normală la suprafață, depinde de grosimea echivalentă a stratului conductor (*Secțiunile 2.2.4 și 2.2.7.b*). Distribuția reală a curenților turbionari, precum și modalitatea practică de aproximare pe baze energetice ale acestora (curenți constanți pe o adâncime δ [H5A]) au fost descrise detaliat în *Secțiunea 2.2.5*.

Datorită simetriei de rotație a SES, traseele curenților turbionari în acest „strat conductor” sunt, de asemenea, circular simetrice. Referitor la extinderea acestui domeniu în celelalte direcții, în *Secțiunea 1.4.5* se arată că procesele se desfășoară, în mod semnificativ, în cadrul stimulului numai în cadrul unei zone circulare, al cărei diametru poate fi stabilit cu o bună exactitate pe baza reprezentărilor, indicând aspectul liniilor de câmp, respectiv a diagramelor indicând intensitatea componentei radiale \underline{H}_R , reprezentări obținute cu ajutorul simulărilor efectuate în *Secțiunea 2.2.7.b*. Intensitatea fenomenelor scade, pe măsura îndepărtării față de axa de simetrie, și poate fi absolut neglijată pentru distanțe mai mari de 3-D ($D =$ diametrul SES). Restul materialului, fiind fără participare semnificativă la fenomenele electromagnetice, poate fi ignorat.

Pe baza acestor considerente, se poate face un prim pas de aproximare, constând în extragerea din întregul stimul a unei „plăci circulare”, în care se desfășoară procesele fizice relevante, declanșate de bobină. Modelul se pretează în mod deosebit pentru studiul câmpului prin metode asistate de calculator. Simulări de tipul celor din *Secțiunea 2.2.7.b*, reluate de autor pen-

tru acest model de reprezentare aproximativă a stimulului, au condus la rezultate comparabile, ceea ce certifică exactitatea modelării.

Din considerente de simplificare a posibilităților de calcul analitic, modelarea poate fi continuată printr-un al doilea pas de aproximare. Potrivit simulărilor anterioare, intensitatea componentei radiale a câmpului, rezultată în conformitate cu geometria bobinei, este foarte redusă în porțiunea centrală a zonei circulare de mai sus, astfel încât, amploarea fenomenelor este de asemenea redusă. Ca urmare, intensitatea curenților turbionari în placa circulară, în imediata vecinătate a axei de simetrie, are valori neglijabile.

Al doilea pas de aproximare constă în practicarea unui orificiu central ipotetic, ceea ce duce la substituirea plăcii circulare cu o structură inelară; placa circulară poate fi redusă în final la un inel circular cu secțiune pătratică și cu un orificiu ipotetic în centrul său. Dimensiunile acestui inel depind de geometria SES și de proprietățile electromagnetice ale stimulului. Pe baza rezultatelor obținute anterior, autorul propune, pentru variantele de SES cu bobină cu miez de ferită, următoarele dimensiuni geometrice ale inelului de aproximare al stimulului:

- grosime: $g = 5 \delta$ (δ = grosimea echivalentă a stratului conductor, rel. 2.153);
- diametru exterior: $D_{\text{ext}} = 2 \cdot D$ pentru materialele feromagnetice
 $D_{\text{ext}} = D$ pentru metale neferomagnetice (D = diametrul exterior al SES);
- diametru interior: $D_{\text{int}} \leq 0,33 \Phi_{\text{Mc}}$ (Φ_{Mc} = diametrul știftului central al miezului).

Inelul rezultat, cuplat magnetic cu SES, poate fi considerat ca o unică spiră a unei bobine fictive, care este conectată în scurtcircuit; acestei bobine i se poate asocia o inductivitate proprie și o rezistență proprie. Descrierea anterioară este principal independentă de natura magnetică a obiectului de sesizat. Pentru materiale feromagnetice, modelul poate fi completat cu efectul magnetostatic, care duce la creșterea suplimentară a inductivității în domeniul distanțelor mici, utilizând, de exemplu, metoda imaginilor propusă de [L2V].

Deschisă rămâne problema calculului parametrilor concentrați, asociați inelului de aproximare al stimulului. O metodă adecvată în acest caz o constituie metoda discretizării inelului circular [L2V]. Este o metodă cu tradiție istorică, utilizată în studiul problemelor de ecranare. Precizia oferită depinde evident de finețea descompunerii. Sursele citate în [A2V] arată că procedeul oferă rezultate satisfăcătoare, chiar și în cazul unei descompuneri relativ grosiere. Pe de altă parte, acest fapt are, în etapa actuală, o importanță secundară; cu ajutorul calculatorului, problema se poate soluționa chiar și în cazul unei descompuneri foarte fine.

În esență, metoda este de natură algebrică și constă în descompunerea inelului unic, reprezentând stimulul, în n inele concentrice (fig. 2.51.a). Fiecare inel poate fi asimilat printr-o bobină cu o unică spiră de secțiune pătratică, care se caracterizează printr-o inductivitate λ_i și o rezistență de pierderi r_i proprii. Cuplajele între inele, respectiv între bobina SES și inele, pot fi evidențiate prin factori de cuplaj. În acest mod rezultă schema echivalentă, care include n circuite cuplate, de tipul celui ilustrat în fig. 2.49.a. Sistemul echivalent (fig. 2.51.b) rezultat, poate fi descris printr-un sistem de $(n + 1)$ ecuații algebrice, a cărui formă finală, ținând cont de simetria sistemului față de diagonala principală ($m_{ij} = m_{ji}$), este:

$$[\underline{E}] = [\underline{Z}] \cdot [\underline{I}] \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \underline{E} \\ 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z} & j\omega M_1 & j\omega M_2 & \dots & j\omega M_n \\ j\omega M_1 & \underline{Z}_1 & j\omega m_{12} & \dots & j\omega m_{1n} \\ j\omega M_2 & j\omega m_{21} & \underline{Z}_2 & \dots & j\omega m_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ j\omega M_n & j\omega m_{n1} & j\omega m_{n2} & \dots & \underline{Z}_n \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \dots \\ I_n \end{bmatrix} \quad (2.273)$$

unde: $\underline{Z} = R_s + j\omega L$

- impedanța proprie a SES;

$Z_i = r_i + j\omega\lambda_i$ – impedanțele proprii ale inelelor, $i \in [1, n]$;

M_i = inductivitatea mutuală SES – inelul i ;

m_{ij} = inductivitate mutuală între inelele i și j .

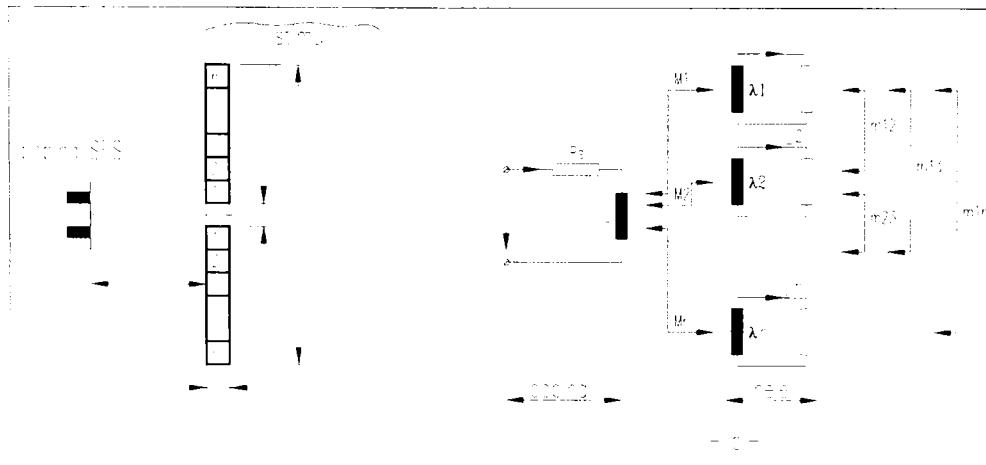


Fig. 2.51 Discretizarea stimulului în inele concentrice

Pentru discretizări cu ordine n ridicate, operarea cu sistemul 2.273 conduce la expresii complicate, care devin de asemenea complet netransparente. Din acest moment, activitatea de rezolvare trebuie transferată metodelor numerice de rezolvare, implementate pe calculatorul electronic, de exemplu [B15V, M2C].

O altă posibilitate o constituie din nou utilizarea programului Maxwell, pentru simulări de câmp electromagnetic, care, după cum s-a arătat în Secțiunea 2.2.6.b, dispune și de posibilitatea calculului ulterior al matricii de cuplaj între elementele sistemului.

Din dorința de a obține o precizie de calcul ridicată, în simulările SES_SIM din Secțiunile 2.2.7.a și 2.2.7.b sistemul a fost reprezentat fără a efectua aproximări de natură geometrică. Astfel el a conținut 106 elemente, dintre care 100 de elemente au constituit spirele singulare ale bobinei SES. Matricea de cuplaj a avut dimensiunea de 106×106 , ceea ce a dus la un timp de calcul ridicat, în vederea rezolvării ei.

Scopul aplicării metodei discretizării, este de a reduce efortul de calcul în ansamblu. Acest deziderat poate fi atins, reprezentând bobina SES printr-o unică spirală, având, evident, secțiunea corespunzătoare celor 100 de spire: $A = 100 \cdot (0,1 \text{ mm})^2 \cdot \pi/4$ și aceeași solenație, deci o amplitudine a curentului de 300 mA (rel. 2.233). Inelul, reprezentând stimulul și având dimensiunile propuse anterior de către autor, poate fi acum discretizat în până la 10 inele concentrice. Matricea de cuplaj capătă dimensiunea de 11×11 , ceea ce duce la o reducere considerabilă a volumului de calcul.

O modelare de o precizie mai redusă, dar capabilă să descrie intuitiv (transparent) comportarea generală a ansamblului SES - stimul, indiferent de natura magnetică a stimulului, poate fi obținută, urmând aceeași cale ca la reducerea rel. 2.246, dar evidențind faptul, că prin reducerea distanței d între SES și stimul, are loc o închidere parțială a circuitului magnetic corespunzător bobinei primare, fapt ce poate fi subliniat cu ajutorul permeabilității aparente μ_{ap} (rel. 2.4).

Impedanța echivalentă la bornele SES devine, după prelucrări:

$$\underline{Z} = R_s \left(1 + \frac{r}{R_s} \frac{\omega^2 M^2}{r^2 + \omega^2 \lambda^2} \right) + j\omega L \left(\mu_{ap} - \frac{\lambda}{L} \frac{\omega^2 M^2}{r^2 + \omega^2 \lambda^2} \right) \quad (2.274)$$

unde R_s și L sunt parametrii SES în starea neinfluențată de către stimul, iar celelalte mărimi sunt explicitate pentru rel. 2.246.

Structura SES din fig. 2.2 și 2.28 evidențiază o bobină de formă cilindrică, relativ scurtă, care poate fi, deci, aproximată ca mai sus, printr-o unică spiră cu secțiune dreptunghiulară. Anterior s-a arătat că stimulul masiv poate fi, de asemenea, reprezentat printr-o spiră (inel) cu secțiune dreptunghiulară, dispus în plan perpendicular față de prima spiră. Parametrii r , λ ai acestuia se pot calcula cu o bună aproximație pe baza relațiilor [L2V]:

$$r = \frac{2\pi\rho}{5\delta} \cdot \frac{1}{\ln(r_{e2}/r_{i2})} \quad (2.275)$$

$$\lambda = \frac{2A}{0,0369 + 0,35 \delta/A + 0,062 c_2/A} \cdot 10^{-9} \quad (2.276)$$

- unde: δ = grosimea echivalentă a stratului conductor în [cm];
 ρ = rezistivitatea materialului stimulului în [$\Omega \cdot \text{cm}$];
 r_{e2} , r_{i2} = razele exterioară, respectiv interioară (fig. 2.52) în [cm];
 A = raza medie a spirei în [cm];
 c_2 = lățimea inelului în [cm].

Pentru calculul inductivității de cuplaj între aceste bobine, se poate folosi procedeul, prezentat în [L2V], de echivalare a spirelor cu secțiune dreptunghiulară printr-un sistem de inele de secțiune circulară, diametrul secțiunii fiind neglijabil în raport cu diametrul inelului (fig. 2.52).

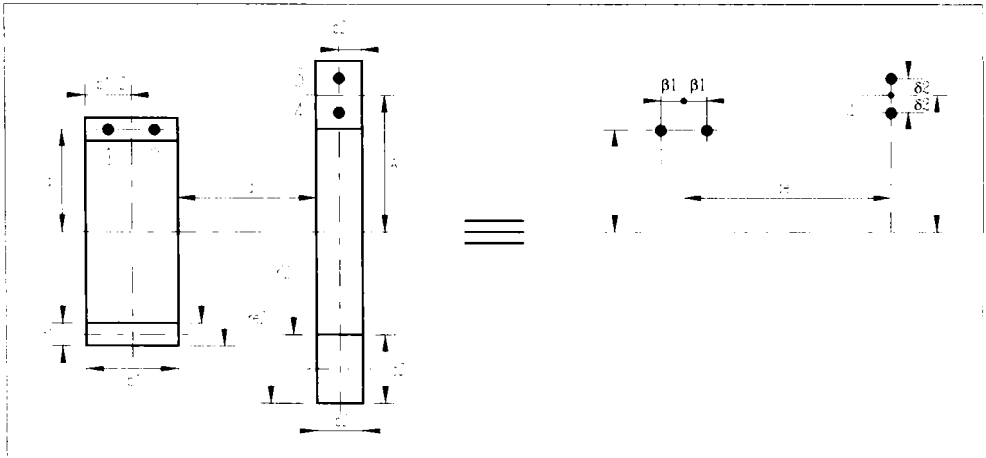


Fig. 2.52 Echivalarea bobinelor de secțiune dreptunghiulară prin inele concentrice

Inductivitatea mutuală a sistemului de inele este:

$$M = 8\pi^2 \sqrt{\frac{A \cdot a}{k_1}} \cdot (F - E) \cdot 10^{-9} \quad (2.277)$$

unde: F = integrala eliptică completă ($\varphi = \pi/2$) de ordinul 1., de modul k_1 ;
 E = integrala eliptică completă ($\varphi = \pi/2$) de ordinul 2., de modul k_1 ;
 k_1 = modulul integralelor eliptice, de expresie:

$$k_1 = \sin \alpha = \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2} \quad (2.278)$$

în care:

$$r_1 = \sqrt{(A+a)^2 + d_e^2} \quad ; \quad r_2 = \sqrt{(A-a)^2 + d_e^2} \quad (2.279)$$

și unde: A, a = razele inelelor exprimate în [cm];
 d_e = distanța echivalentă între planele inelelor exprimată în [cm].

Integralele eliptice sunt tabelate [B5V] sau pot fi calculate cu calculatorul [B15V, M2C].

O aproximare prin dezvoltarea relației 2.277 [L2V], conduce la o expresie care permite interpretarea fizică a comportamentului și a influenței factorilor de geometrie:

$$M = \frac{\pi^2 \cdot 10^{-9}}{4} \sqrt{A \cdot a} \cdot \gamma^{3/2} \cdot \left(1 - \frac{3^2}{2 \cdot 4} \gamma^2 + \frac{3^2 \cdot 5^2}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 8} \gamma^4 - \frac{3^2 \cdot 5^2 \cdot 7^2}{2 \cdot 4 \cdot 6 \cdot 8 \cdot 10} \gamma^6 \pm \dots\right) \quad (2.280)$$

în care constanta de geometrie este:

$$\gamma = \frac{4 A \cdot a}{(A-a)^2 + d_e^2} = \frac{m^2}{n^2 + d_e^2} = \frac{m^2}{n^2} \left(\frac{1}{1 + d_e^2/n^2}\right) \quad (2.281)$$

Prelucrarea ulterioară a rel. 2.280, în condiții specifice SIP ($d^2 \ll n^2$), prin dezvoltare în serie a puterilor lui γ și limitare la trei termeni, conduce, în final, la formula structurală:

$$M^2 = \text{prop.} (1 - \beta_1 d_e^2 + \beta_2 d_e^4 \mp \dots) \quad (2.282)$$

unde: β_1, β_2 = constante pozitive.

Această formulă permite, în combinație cu rel. 2.274, efectuarea unei analize calitative, referitoare la comportamentul sistemului, analiză ce evidențiază tendințele de variație ale componentelor impedanței \underline{Z} (vezi și fig. 1.18), analizate anterior în detaliu.

Proprietatea de bază a SES se recunoaște imediat. Aproximarea stimulului de obiect, deci reducerea lui d_e , conduce la o creștere a componentei rezistive, indiferent de natura stimulului metallic. Pentru stimuli cu proprietăți para - sau diamagnetice: $\mu_{ap} = 1$, are loc o scădere a componentei inductive, pe măsura reducerii distanței d_e . În cazul stimulilor feromagnetici, evoluția inductivității este dictată de diferența a doi termeni, ambii dependenți de distanță. La distanțe relativ mici, creșterea lui μ_{ap} devine predominantă, ceea ce face ca creșterea inductivității, prin efect de reducere a reluctanței magnetice, să suprimă reducerea cauzată de componenta mutuală.

Pe baza relației 1.71 și apelând la formula structurală 2.282, rezultă următoarea relație structurală pentru factorul de calitate al SES:

$$Q_L = Q_{L0} \frac{1 - pM^2}{1 + qM^2} = Q_{L0} (1 - c + c \beta_1 d_e^2 - c \beta_2 d_e^4 \dots) \quad (2.283)$$

unde: $Q_{L0} = \mu_{ap} \cdot \omega L/R$;
 p, q = constante pozitive;
 c = constantă subunitară.

Variația relativă a factorului de calitate, mărime primară ce este ulterior prelucrată de electronica SIP (*Secțiunea 1.5.3*), capătă aspectul general de forma:

$$Q_L / Q_{L0} = \text{prop.} (1 + v d_e^2 - w d_e^4 \pm \dots) \quad (2.284)$$

unde: $v, w =$ constante pozitive.

Derivata de ordinul al doilea are o rădăcină $d_e \neq 0$, deci pune în evidență existența unui punct de inflexiune în evoluția funcției $Q_L(d)$. În stânga acestui punct, în cadrul unui domeniu de pseudo-liniaritate, curba poate fi aproximată printr-o dreaptă.

Concluzia finală, care se desprinde prin interpretarea rel. 2.282, respectiv 2.284, este faptul că, la evaluarea impedanței SES, respectiv a factorului său de calitate, nu există o dependență fizică liniară a semnalului de măsură față de distanța SES - stimul. Această caracteristică generală este specifică tuturor sistemelor de curenți turbionari. Există însă un anumit domeniu al distanțelor, în care această dependență poate fi aproximată printr-o funcție liniară. Ordinul de mărime al constantelor din rel. 2.282 și 2.284 conduce la concluzia, că acest subdomeniu are o extindere mult mai mare în cazul funcției $Q_L(d)$, în comparație cu $Z(d)$. Acest fapt este confirmat și de investigațiile experimentale și explică răspândirea infinit mai mare a SIP, care funcționează pe baza evaluării factorului de calitate al SES.

Rămânând la metoda evaluării factorului de calitate, modelările anterioare permit enunțarea următoarelor concluzii, referitoare la măsurile optime, în vederea asigurării unei sensibilități și liniarități cât mai ridicate.

Geometria bobinei SES are o influență importantă asupra comportamentului sistemului. Este de dorit ca aceasta să aibă o formă cât mai plată; creșterea lățimii b_1 (fig. 2.52) duce, pentru un domeniu de cuprindere d_e rezultat, la reducerea domeniului efectiv de sesizare, corespunzător distanței efective d , și mai departe, la diminuarea domeniului de liniaritate. O condiție pentru corectitudinea echivalențelor anterioare a fost, ca distanța SES - stimul să fie mult mai mică în comparație cu diametrul bobinei. În consecință, obținerea unui anumit domeniu de sesizare, condiționează, printr-o relație de directă proporționalitate, diametrul bobinei.

Domeniul de liniaritate este puternic influențat de rezistența de pierderi proprii R_s a SES. Cazul cel mai favorabil apare în situația valorilor R_s foarte reduse; expresia factorului de calitate la limită, dedusă pe baza relației 2.246:

$$\lim_{R_{s \rightarrow 0}} Q_L |_{R_{s \rightarrow 0}} = Q_L |_{R_{s \rightarrow 0}} = |Z_2|^2 \cdot \frac{\omega L}{(\omega M)^2 \cdot r} - \frac{\omega \lambda}{r} \quad (2.285)$$

poate fi exprimată printr-o formulă structurală generală, substituind rel. 2.282 în expresia anterioară:

$$\lim_{R_{s \rightarrow 0}} Q_L |_{R_{s \rightarrow 0}} = \text{prop.} (1 + \beta_1 d_e^2 - \beta_2 d_e^4) - \frac{\omega \lambda}{r} \quad (2.286)$$

Această formulă evidențiază caracterul neliniar al măsurătorii, chiar și în cazul ideal al bobinei SES fără pierderi proprii.

La frecvențele de lucru specifice SIP, pierderile proprii sunt influențate și de factori tehnologici, referitori la condițiile de impregnare ale bobinei, calitatea materialelor dielectrice, utilizate pentru carcasa bobinei, tubul de etanșare, etc. Reducerea pierderilor în aceste materiale dielectrice joacă un rol important în ameliorarea performanțelor sistemului.

Seria posibilităților de modelare se încheie printr-un procedeu extrem de simplu, elaborat de autor, pornind de la constatări de natură experimentală, model ce constituie obiectul unui brevet de invenție [F5P]. La baza acestuia stau relațiile aproximative 2.249 și 2.250, care permit

deducerea unei expresii, de o precizie satisfăcătoare, pentru modificarea relativă a factorului de calitate:

$$\frac{Q_L}{Q_{L\infty}} \approx 1 - k^2 \left(1 + \frac{L}{\lambda} \cdot \frac{r}{R_s}\right) \quad (2.287)$$

unde $Q_{L\infty} = \omega L / R_s$ este factorul de calitate al bobinei SES în starea complet neinfluențată de către stimul.

Se consideră circuitul oscilant, rezultat prin conectarea bobinei în paralel cu un condensator C - având pierderi neglijabile -, excitat în condiții similare celor descrise în Secțiunea 2.1.2. Pe baza rel. 2.40, expresia rezistenței echivalente a circuitului, în condiții de rezonanță, devine:

$$\frac{R_p}{R_{p\infty}} \approx \left(\frac{L}{C}\right)^{1/2} \cdot \left[1 - k^2 \left(1 + \frac{L}{\lambda} \cdot \frac{r}{R_s}\right)\right] \quad (2.288)$$

O observare atentă a valorilor R_p din tabela 2.2, duce la constatarea unei dependențe exponențiale între acestea și variabila d. Curba valorilor R_p măsurate, din fig. 2.53, conținând dependența $R_p(d)$, are aspectul unei funcții exponențiale de tipul $(1 - e^{-x})$ și conduce la ideea unei „modelări analitice” a pierderilor descrise de R_p pe baza relației:

$$R_p(d) = R_{p\infty} (1 - e^{-d/K}) \quad (2.289)$$

unde: $R_{p\infty}$ = valoarea R_p corespunzătoare stării neatenuate (pentru SES reprezentativ, distanța $d = 10$ mm poate fi considerată practic infinită);
 K = constanta funcției $R_p(d)$.

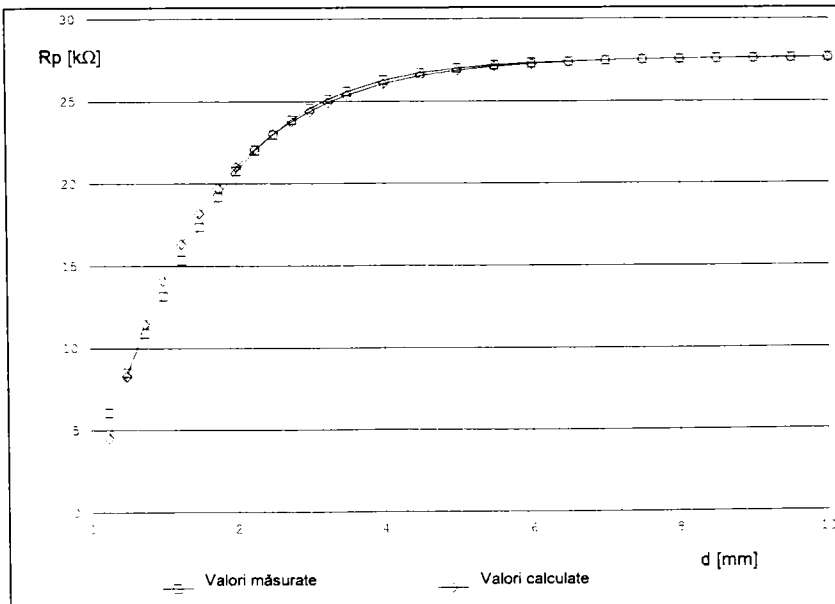


Fig. 2.53 Modelarea analitică a dependenței $R_p = R_p(d)$

Valoarea constantei K se obține, determinând grafic distanța la care mărimea R_p atinge 99,3% din valoarea finală. Teoretic, funcția $(1 - e^{-x})$ atinge această valoare după 5 constante, de unde rezultă:

$$K = 1/5 \cdot d |_{R_p = 0,993 R_{p\infty}} \quad (2.290)$$

În cazul SES de referință, utilizat în permanență ca element de studiu pe parcursul acestui capitol, rezultă valorile: $R_{p\infty} = 27,650 \text{ k}\Omega$ și $K = 1,4 \text{ mm}$.

Pentru a putea aprecia precizia de modelare, în fig. 2.53 este trasată o a doua curbă - valori calculate -, care constituie reprezentarea grafică exactă a rel. 2.289, cu utilizarea valorilor concrete de mai sus. Se constată o foarte bună aproximare a curbei reale - valori măsurate - prin ecuația 2.289, în special pentru domeniul $d \geq 1,5 \text{ mm}$, domeniu cu adevărat relevant. Pentru $d > 2 \text{ mm}$, eroarea de aproximare nu depășește $\pm 1\%$.

Utilizarea unei asemenea modelări, este o soluție originală propusă de autor [F3P, F5P, F11P], care s-a dovedit a fi deosebit de intuitivă, simplă și eficace în rezolvarea unor probleme complexe, legate de analiza și perfecționarea electronicii aferente SIP. Utilizări de acest fel ale modelului sunt prezentate în capitolele următoare.

Relația 2.289 conduce la concluzii importante, privitoare la sensibilitatea și liniaritatea sistemului. Astfel, realizarea unei sesizări inductive prin evaluarea factorului de calitate, deci a modificărilor lui R_p , și tinzând spre obținerea unei distanțe triple de comutare (pentru SES de referință aceasta este $s_n = 6 \text{ mm}$) - obiectiv foarte acut în etapa actuală - este o sarcină deosebit de dificilă. Marginea de siguranță de numai 1,2%, relativ la starea neatenuată, nu are o valoare necesară și suficientă, pentru a putea fi exploatată cu succes în condițiile industriale și de expunere deosebit de dificile, caracteristice SIP industriali [FREF1, Cap. 4 și 5].

Pe de altă parte, rel. 2.289 este în măsură să facă aprecieri asupra liniarității sistemului și a extinderii domeniului de liniaritate, enunțat anterior. Pentru valori d reduse, funcția $R_p(d)$ se caracterizează printr-o foarte bună liniaritate; conform dezvoltării în serie Taylor a funcției $(1 - e^{-x})$, rezultă, pentru domeniul limitat la o constantă K , dependența liniară:

$$R_p(d) = 0,6321 \frac{R_{p\infty}}{K} \cdot d \quad (2.291)$$

Utilizarea acestei proprietăți se regăsește în [W4P]. Fără o bază teoretică, ci numai pe bază de constatări practice, se prezintă o metodă inductivă de precizie, destinată măsurării distanțelor, care utilizează, în realitate, exact dependența liniară exprimată de rel. 2.291.

În fine, se poate aprecia că rel. 2.289 include în mod intuitiv și sintetic componentele evidențiate cu ocazia elaborării modelelor anterioare. Afirmatia făcută de majoritatea autorilor în domeniu, referitoare la o constanță a componenteii inductive sau la o variație nesemnificativă a acesteia în procesul de sesizare, are un grad de imprecizie inadmisibil de ridicat. În condițiile în care, L ar rămâne constant, funcția $Q_L(d)$ ar fi indirect proporțională cu funcția $R_s(d)$ (rel. 2.38); simpla reprezentare grafică, pornind de la curba R_s , conduce la o evoluție diferită pentru $Q_L(d)$.

Metoda expusă mai sus este, în realitate, un procedeu aproximativ de modelare parțială a comportamentului SES, în raport cu variabila esențială: distanța SES - stimul.

Această categorie de modelări parțiale trebuie să includă și cele referitoare la a doua variabilă, în ordinea importanței, și anume variabila frecvență. După cum s-a arătat în Secțiunea 2.1.1, dimensionarea corectă, prin alegerea adecvată a frecvenței de lucru, se poate face pe baza caracteristicilor $Q_L(f)$ din fig. 2.7. Domeniul optim de frecvențe, corespunzător unei sensibilități $\partial Q_L / \partial d$ maxime și unei margini de rezervă suficiente, coincide cu domeniul în care, factorul de calitate în starea neatenuată ($d = \infty$) atinge valori ridicate.

În consecință, este suficientă o modelare a comportamentului cu frecvența al SES în starea sa neatenuată de către stimul, deci în absența acestuia. Deducerea dependenței $Q_L(f)$ pentru $d = \infty$, poate fi făcută cu o precizie satisfăcătoare scopului propus - determinarea domeniului optim de frecvențe - prin însumarea adecvată a două ecuații.

Prima ecuație descrie comportamentul funcției $Q_L(f)$ în domeniul de frecvențe situat în stânga frecvenței corespunzătoare maximului curbei (fig. 2.7). După cum se arată în *Secțiunea 2.1.1*, acest comportament este determinat, în primul rând, de pierderile în înfășurarea bobinei, caracterizate prin R_{inf} . Funcția corespunde unei drepte, ce trece prin origine și are panta L / R_{inf} , deci de ecuație:

$$Q_{inf} = \frac{\omega L}{R_{inf}} \quad (2.292)$$

A doua ecuație caracterizează domeniul frecvențelor superioare, în care comportamentul este determinat, cu precădere, de pierderile de remagnetizare și de curenți turbionari, reprezentate prin rezistența R_m . Caracteristica poate fi aproximată, cu o bună precizie, printr-o hiperbolă, care se apropie asimptotic de curba Q_L reală, și are ecuația:

$$Q_m = \frac{R_m}{\omega L} \quad (2.293)$$

În zona de confluență a celor două curbe, crescătoare, respectiv descrescătoare, rezultă un maxim al valorii Q_L . Comportamentul din acest domeniu poate fi descris mai exact, dacă, în locul factorilor de calitate de mai sus, se utilizează factorii de pierderi corespunzători, care pot fi direct însumați. În punctul de maxim, aceștia trebuie să fie egali (și de valoare minimă), de unde rezultă condiția:

$$\delta_{inf} =^{def} \frac{1}{Q_{inf}} = \delta_m =^{def} \frac{1}{Q_m} \quad (2.294)$$

Pierderile totale, obținute prin adunarea factorilor de pierderi:

$$\delta_L = \delta_{inf} + \delta_m \quad (2.295)$$

permit deducerea relației factorului de calitate:

$$Q_L = \frac{1}{\delta_L} = \frac{1}{\frac{1}{Q_{inf}} + \frac{1}{Q_m}} \quad (2.296)$$

Prin substituirea rel. 2.292 și 2.293 în rel. 2.294, rezultă frecvența corespunzătoare maximului curbei:

$$\omega_{max} = \frac{(R_{inf} \cdot R_m)^{1/2}}{L} \quad (2.297)$$

precum și relația de legătură între rezistențele de pierderi:

$$R_m = \frac{(\omega_{max} L)^2}{R_{inf}} \quad (2.298)$$

relație ce sugerează o schemă echivalentă ca în fig. 2.8.a, în care R_{inf} este o rezistență serie, iar R_m este o rezistență paralelă ($R_m = R_{mp}$).

Explicitarea rel. 2.296, prin considerarea rel. 2.298, conduce la expresia finală a caracteristicii de frecvență a factorului de calitate, în conformitate cu metodologia descrisă:

$$Q_L(f) = \frac{\omega L}{R_{inf} [1 + (\omega / \omega_{max})^2]} \quad (2.299)$$

Particularizarea ecuației pentru frecvențe joase ($\omega \ll \omega_{max}$) sau înalte ($\omega \gg \omega_{max}$) conduce, evident, la rel. 2.292, respectiv 2.293. Relevant este domeniul frecvențelor medii, în care se așteaptă o precizie satisfăcătoare. Prin particularizarea $\omega = \omega_{max}$, rezultă expresia analitică a maximului funcției:

$$Q_{Lmax} = Q_L(f)|_{\omega = \omega_{max}} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_m}{R_{inf}} \right)^{1/2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_{max} L}{R_{inf}} \quad (2.300)$$

Deși simplă, metoda oferă o bună precizie în domeniul frecvențelor utile. Ea este o metodă de determinare analitică a domeniului frecvențelor optime de lucru, care înlocuiește cu succes metoda experimentală, mai laborioasă, utilizată în *Secțiunea 2.1.1*. Procedul necesită cunoașterea prealabilă a parametrilor L , R_{inf} , (de c.c) și f_{max} , care sunt direct și ușor măsurabili. Introducerea acestor valori în rel. 2.298 și 2.299 permite determinarea rezistenței de pierderi R_m și reprezentarea, cu bună exactitate a caracteristicii $Q_L(f)$.

Cu titlu exemplificativ, se prezintă în fig. 2.54, pentru SES de referință, rezultatele acestei modelări (curba: valori calculate) în paralel cu caracteristica experimentală $Q_L(f)$ pentru $d = \infty$, preluată din fig. 2.7.

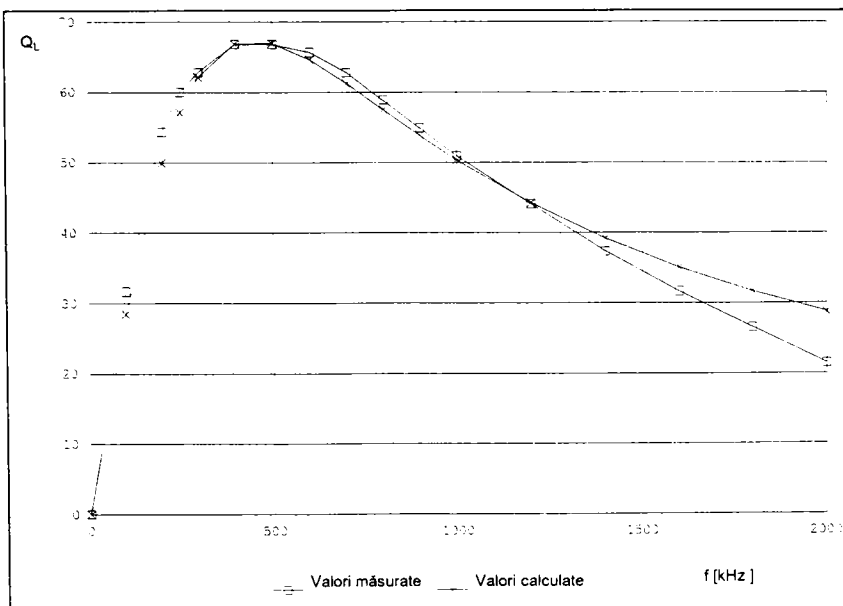


Fig. 2.54 Modelarea analitică a dependenței $Q_L = Q_L(f)$

Se remarcă buna precizie a modelării în domeniul frecvențelor optime de lucru: 300 kHz ÷ 700 kHz. Abaterea la frecvențe $f > 1,2$ MHz este nesemnificativă; domeniul respectiv este lipsit de importanță, el fiind neadecvat pentru sesizarea de proximitate (*Secțiunea 2.1.1*).

În plus, relația 2.300 permite analiza influenței unor parametri geometrici și de material asupra dependenței $Q_L(f)$.

Apelând la noțiunea de permeabilitate aparentă μ_{ap} (rel. 2.4) și considerând o inductivitate L_0 pentru bobina lipsită de miez, rel. 2.300 permite determinarea influenței miezului asupra maximului curbei $Q_L(f)$ a bobinei cu miez:

$$Q_{Lmax} = \frac{1}{2} \frac{\omega_{max} \cdot \mu_{ap} L_0}{R_{inf}} = \frac{\mu_{ap}}{2} \cdot \frac{\omega_{max} L_0}{R_{inf}} \quad (2.301)$$

La prima vedere, aceasta ar însemna, pentru SES de referință considerat, (valoare experimentală: $\mu_{ap} \approx 5,6$), o mărime cu factorul 2,8 a valorii Q_{Lmax} în raport cu maximul Q_{L0max} , corespunzător bobinei fără miez. În realitate, miezul provoacă simultan, prin valoarea μ_{ap} , și o translație a frecvenței de maxim ($\omega_{max} < \omega_{0max}$), astfel încât:

$$Q_{Lmax} \neq \frac{\mu_{ap}}{2} \cdot Q_{L0max} \quad (2.302)$$

În concluzie, permeabilitatea aparentă este o mărime adecvată, pentru a caracteriza influența miezului asupra inductivității; ea este însă insuficientă, pentru a caracteriza influența acesteia asupra factorului de calitate, condiționare mult mai importantă pentru activitatea practică.

De aceea, se definește, similar lui μ_{ap} , un factor ΔQ_{Lmax} , care evidențiază creșterea maximului funcției Q_L datorată miezului, fără a considera efectul de alunecare al frecvenței de maxim, cauzat de acesta:

$$\Delta Q_{Lmax} = \text{def} \frac{Q_{Lmax}}{Q_{L0max}} \quad (2.303)$$

Valoarea experimentală obținută pentru SES de referință: $\Delta Q_{Lmax} \approx 3$ ($\omega_{0max} = 800$ kHz) este relativ apropiată lui $\mu_{ap}/2$.

Similar poate fi analizată influența numărului N de spire asupra curbei $Q_L(f)$.

Inductivitatea bobinei este proporțională cu N^2 (rel. 2.22), în timp ce rezistențele de pierderi cresc liniar cu numărul de spire:

$$L \sim N^2 L^* ; R_{inf} \sim N \cdot R_{inf}^* ; R_m \sim N \cdot R_m^* \quad (2.304)$$

unde: $L^*, R_{inf}^*, R_m^* =$ parametrii unei unice spire.

Substituind rel. 2.304 în rel. 2.300, se constată că, datorită raportului între componentele rezistive, valoarea maximă este teoretic independentă de numărul de spire, fapt confirmat de măsurătorile experimentale.

Relația 2.297 conduce, pe baza expresiilor 2.304, la concluzia dependenței invers proporționale între frecvența de maxim a curbei $Q_L(f)$ și numărul de spire:

$$\omega_{max} \sim \frac{(R_{inf}^* \cdot R_m^*)^{1/2}}{N \cdot L^*} \quad (2.305)$$

Variația relativă a lui Q_L , ca urmare a unei atenuări de către stimul, crește cu N , în timp ce maximul acestei variații se deplasează spre frecvențe joase, corespunzător translației lui ω_{max} .

2.4 POSIBILITĂȚI ȘI TENDINȚE DE PERFECTIONARE ALE SES APARTINÂND SIP. DIRECȚII DE VIITOR

Investigațiile efectuate pe parcursul secțiunilor precedente ale acestui capitol, permit conturarea unor considerente de natură constructivă și tehnologică, care să ducă la ameliorarea și perfecționarea sistemelor electromagnetice de sesizare ale senzorilor inductivi de proximitate.

Concluziile la care a ajuns autorul, rezultate din studiul efectuat în cadrul elaborării tezei de doctorat, paralel cu o activitate relativ îndelungată în domeniul cercetării și dezvoltării SIP, sunt enumerate, în mod succint, în cadrul secțiunii de față. Scopul acestei prezentări este enunțarea opiniei personale, referitoare la direcțiile de îmbunătățire de acută actualitate, la soluțiile de viitor și de perspectivă cu șanse certe de afirmare.

Etapă actuală se caracterizează prin tendințe contradictorii, constând în permanenta încercare de miniaturizare a SIP și de reducere a prețului lor de cost, în paralel cu preocupările neconținute de perfecționare a parametrilor funcționali și electrici, a imunității electromagnetice, etc. Strădanțiile de rezolvare simultană a acestor cerințe, contrare din punct de vedere tehnic, sunt extrem de intense și au dus, în ultimii ani, la o activitate cu caracter extrem de competitiv între firmele din această branșă.

Obiectivul major îl constituie tendința permanentă de mărire a sensibilității, deci de extindere a domeniului de cuprindere al senzorului. Asigurarea acestui prim deziderat este adeseori însoțită de încercări de miniaturizare, deci de reducere a dimensiunilor SES, respectiv de extindere a domeniilor de alimentare, de temperatură, etc. Toate aceste încercări suplimentare se repercutează în mod negativ asupra sensibilității, făcând din ce în ce mai dificilă obținerea unei sensibilități ridicate.

După cum s-a arătat anterior, marea majoritate a SIP convenționali funcționează pe principiul evaluării directe a parametrilor SES (factor de calitate, impedanță, etc.). Considerând dependența factorului de calitate în funcție de distanța efectivă între suprafața activă a SES și stimulul, exprimată de funcția $Q_L(d)$ (fig. 2.12), o comutare sigură se poate asigura numai în cazul unei modificări suficient de ample a lui Q_L , ca urmare a apropierii obiectului. Aceasta înseamnă, plasarea punctului de comutare în porțiunea înclinată a caracteristicii, la o distanță necesară și suficientă de porțiunea de palier. Prin utilizarea bobinelor cu miezuri de ferită convenționale, rezultă o distanță uzuală de comutare s_n (fig. 2.21) de cel mult o jumătate din diametrul exterior al miezului; reducerea dimensiunilor SIP, deci și ale miezului, în vederea miniaturizării, conduce automat la reducerea distanței de sesizare.

Pentru exemplificare, SES de referință, cu caracter pur ipotetic, definit și utilizat de autor ca element unic de analiză pe parcursul acestui capitol, asigură, pentru un stimul feromagnetic, o valoare $s_n = 3$ mm cu o margine de rezervă de 13,5% (rel. 2.28). Atingerea valorii $s_n = 4$ mm duce la reducerea marginii până la 5% (fig. 2.12).

Căile cele mai importante de extindere a domeniului de sesizare sunt:

- *Optimizarea electronicii senzorului*, în special a celei de evaluare. Metode moderne, constând în translatarea caracteristicii de sesizare, compensări și liniarizări, etc., permit obținerea unor progrese importante. Rezultatele autorului, în această direcție, vor fi prezentate în capitolele următoare.
- *Perfecționarea intrinsecă a SES*, prin optimizarea geometriei acestuia, alegerea adecvată a materialelor componente, perfecționarea regimului de funcționare și excitație, etc. Ca orice sistem de sesizare primar (fig. 1.2), SES este un element dominant în determinarea caracteristicilor SIP. El este elementul esențial, care generează câmpul electromagnetic, asigură direcționarea acestuia și, prin aceasta, intensificarea interacțiunii cu stimulul, iar, în final, sesizează modificările, ce apar ca urmare a deplasării stimulului.

Această cale naturală de perfecționare este foarte facilă și rentabilă. În același timp, problema este deosebit de complexă și insuficient aprofundată la ora actuală. Aplicarea metodelor convenționale este, după cum s-a arătat, relativ dificilă, în timp ce, utilizarea metodelor moderne de simulare este o caracteristică a activității din ultimii ani. Rămânând la principiul enunțat anterior, perfecționarea SES trebuie să conducă la translatarea porțiunii înclinată a caracteristicii $Q_L(d)$ în direcția unor valori d cât mai mari.

Recomandări de îmbunătățire a geometriei și parametrilor SES, rezultate din analizele efectuate de autor pe parcursul secțiunilor anterioare, au fost prezentate cu aceste ocazii. Alături de măsurile clare, ce pot fi probate prin metode analitice și/sau de simulare, în literatura de specialitate se sugerează și modificări geometrice aparent neesențiale, în vederea creșterii distanței de sesizare. Ameliorările obținute prin aceste modificări, aparent neesențiale, au fost observate pe cale experimentală și, de regulă, nu pot fi evidențiate prin metodele de studiu amintite mai sus. Din această categorie se pot enumera: eliminarea orificiilor în centrul miezului sau a fantelor din peretele circular, destinate conducerii conductoarelor bobinei, realizarea orificiilor pentru conductoare în peretele transversal al miezului, etc. [E1A].

O metodă cu șanse certe de viitor, referitoare la structura SES, este prezentată în [M2P]. Bobina cu carcasă rămâne în principiu neschimbată; acest subansamblu nu va mai fi însă introdus într-un miez deschis prefabricat. Noua metodă presupune realizarea unui înveliș monolitic, din material ferimagnetic, în jurul bobinei, evident cu menținerea suprafeței active deschise. Procedul presupune injectarea, turnarea sau presarea adecvată a pulberilor de ferită și plastic presinterizate.

Ameliorarea materialelor feritice în direcțiile „tradiționale”: reducerea și stabilizarea coeficienților de temperatură, minimizarea factorilor de pierdere și de dezacomodare, creșterea permeabilității inițiale, etc., precum și în direcții noi: optimizarea compromisului permeabilitate - pierdere, tehnologii moderne, soluții geometrice perfecționate prin metode de simulare cu calculatorul, etc. [R1A], constituie un vast domeniu de activitate, în cadrul unor firme de reputație mondială [S1C, S2C, T1C].

Figura 2.12 evidențiază reducerea dramatică a domeniului de sesizare al SIP convenționali (SES cu bobină cu miez de ferită, evaluarea factorului de calitate, etc.), în cazul stimulilor para- sau diamagnetici. Această stare de fapt a fost mulți ani tolerată; simpla specificare a valorilor factorului de corecție FC, al distanței de sesizare pentru diverse materiale conductoare, în raport cu distanța s_n , corespunzătoare plăcii feromagnetice standard de atenuare [FREF1], constituia o cale de ieșire din impas. La ora actuală, se constată necesitatea imperioasă de asigurare a independenței caracteristicilor de sesizare față de natura materialului de detectat. Realizarea unui asemenea deziderat duce la variante complexe de SES și metode de prelucrare a informației [G3A, T5P, T9P, H16A, C2P, T4P, B6P]. Prezentarea detaliată a acestora depășește cadrul lucrării de față.

Creșterea sensibilității, însoțită de reducerea marginii de rezervă, este, în mod nedorit, precedată de o serie de efecte negative, ca de exemplu: dependența parametrilor sensorului de proprietățile magnetice ale materialului în care este montat, reducerea imunității la perturbații electromagnetice [FREF1, Cap.5], la câmpuri magnetice de joasă frecvență învecinate, etc. Eliminarea acestor aspecte negative se face, în parte, prin modificarea substanțială a topologiei SES. Căile principale, constând în substituirea materialelor feritice prin carbonii sau alte amestecuri, respectiv în utilizarea bobinelor cu aer, au fost descrise sumar (cu referiri la descrieri mai detaliate din FREF1) la începutul *Secțiunii 2.1*, cu ocazia clasificării principalelor tipuri de SES pentru SIP.

2.5 CONCLUZII

Scopul *Capitolului 2* este o tratare teoretică unitară a sistemului electromagnetic de sesizare SES al senzorilor inductivi de proximitate SIP, element care, în accepțiunea definiției de senzor în conformitate cu [B7V], constituie sistemul de sesizare primar (fig. 1.2) al senzorilor inductivi de acest tip. Așa după cum se arată în *Secțiunea 2.4*, autorul consideră că una din cele două căi esențiale de perfecționare a SIP, o constituie calea naturală și extrem de economicoasă, constând în optimizarea și dezvoltarea primului subsistem al SIP, constituit de către SES.

Cercetând literatura de specialitate, autorul a constatat că, deși aceasta abundă în prezentări de nivel general ale SIN în ansamblu și ale SIP în particular, ea este extrem de deficitară în direcția unei prezentări teoretice riguroase a SES; metode specifice de analiză și modelare a acestor sisteme sunt practic inexistente. Din acest motiv, singura posibilitate a fost cercetarea unor metode generale de studiu a câmpului electromagnetic și extrapolarea lor la condițiile concrete ale obiectului de studiu, deci ale SES aparținând SIP.

Fără a avea pretenția unei tratări exhaustive, autorul opinează că acest capitol poate fi apreciat ca punând bazele teoretice pentru studiul unitar, multilateral, prin metode consacrate, respectiv moderne de lucru asistat de către calculatorul electronic, al SES ale SIP. Componentele principale ale acestui studiu sunt:

- Descrierea structurală și caracterizarea din punct de vedere al proprietăților magnetice ale SES;
- Caracterizarea din punct de vedere electric a SES, prin reducerea acestuia la scheme echivalente, și analiza pe cale experimentală a variației parametrilor de schemă echivalentă, deci a comportării SES în timpul procesului de sesizare;
- Studiul teoretic, prin metode convenționale și de simulare cu calculatorul, a mecanismului de sesizare, cu analiza fenomenelor electromagnetice, în toate elementele participante la acest proces: SES, câmpul activ, stimul, etc.;
- Sintetizarea și adaptarea unor procedee, în vederea modelării analitice a procesului de sesizare inductivă de proximitate.

Obiectivele *Secțiunii 2.1* sunt constituite de către primele două componente din enumerarea anterioară.

După o descriere succintă a celor mai uzuale SES, cu precizarea avantajelor, considerentelor de utilizare și a tendințelor de modernizare, autorul definește în *Secțiunea 2.1.1* un SES reprezentativ cu caracter teoretic (fig. 2.2). Acest sistem ipotetic are totuși o structură relevantă pentru marea majoritate a SES reale și va fi folosit, în permanență, ca element de referință în aplicarea metodelor experimentale, analitice sau de simulare (fig. 2.16, 2.17, 2.18, 2.29, etc.). Ideea originală, de utilizare a unui asemenea obiect unic de studiu, a permis efectuarea în permanență a unor comparații între rezultatele concrete, obținute prin metodele enumerate mai sus. Toate valorile și reprezentările grafice concrete se referă exclusiv la acest model.

Secțiunea continuă prin prezentarea parametrilor esențiali ai elementelor componente ale SES, a influenței lor, precum și a criteriilor de dimensionare și alegere a acestora. Primele măsurători experimentale au ca scop, stabilirea condițiilor optime de exploatare a SES, din punct de vedere al alegerii frecvențelor de lucru. Frecvența optimă stabilită pentru SES de referință va fi utilizată, în continuare, în cadrul metodelor de analiză.

În *Secțiunea 2.1.2* se face o caracterizare electrică, pe baze experimentale, a SES cu miez ferimagnetic, supus influenței stimulului de sesizat, cu descrierea exactă a modului de evoluție a componentelor sale, a parametrilor săi în procesul de sesizare. SIP sunt o categorie a SIN, senzori destinați, prin definiție, măsurării mărimilor geometrice, precum și detectării poziției obiectelor (*Secțiunea 1.4*). În consecință, mărimea esențială, care variază în procesul de sesizare, și în raport cu care se definesc toți parametrii senzorului, este distanța între SES și stimul.

Studiul experimental, deosebit de atent al mecanismului de atenuare al SES de către stimul, este efectuat diferențiat:

- pentru materiale constituente ale stimulului, cu diverse proprietăți magnetice;
- pentru trei subdomenii distincte ale domeniului de sesizare, definite, în mod original, de către autor în cadrul unor brevete de invenție [F3P, F5P, F11P].

Acesta a permis enunțarea și confirmarea unor concluzii, care contravin parțial afirmațiilor efectuate în literatura de specialitate, respectiv evidențiază unele efecte nesesizate sau ignorate de către alți autori, efecte ce pot căpăta o importanță de utilizare în viitor. Un aspect original îl au, în acest sens, considerațiile referitoare la comportamentul în domeniul distanțelor mici pentru stimuli feromagnetici și în domeniul distanțelor mijlocii pentru stimulii de altă natură (fig. 2.10, 2.11). Ideea de bază, ce se desprinde, este modul inedit de funcționare al SES cu miez ferimagnetic, în cazul sesizării obiectelor feromagnetice. Acesta corespunde sistemelor de curenți turbionari (Secțiunea 1.4.5) și / sau sistemelor cu circuit magnetic închis (Secțiunea 1.4.3), în dependență de valoarea momentană a distanței SES - stimul.

Referitor la schema echivalentă din fig. 2.8, măsurătorile efectuate de autor rezumă că, în domeniul distanțelor mari și mijlocii ($d \geq 1/3 \cdot \Phi_M$), componenta inductivă L poate fi considerată aproximativ constantă, și singura mărime care prezintă variații semnificative este R_{mp} . Modul ei de variație este diferit, funcție de natura stimulului, deci de predominanța conductivității electrice, respectiv celei magnetice (permeanța). În domeniul distanțelor mici apare, în plus, influența variației inductivității, variație având direcții diferite, corespunzător caracterului magnetic al stimulului conductor. Pentru stimuli feromagnetici, are loc o creștere a inductivității, specifică SIN, datorită influenței plăcii prin reducerea reluctanței sistemului; în cazul stimulilor para- și diamagnetici se remarcă o scădere relativă mai accentuată a inductivității. Se poate concluziona, că printr-o evaluare fie a componentei active, fie a componentei reactive a puterii disipate în sistem, măsurătoarea depinde în mod esențial de conductivitatea electrică, respectiv magnetică a materialului din care este constituit stimulul.

Atâta timp, cât evaluarea efectuată de electronica SIP se rezumă la măsurarea factorului de calitate, comportamentul global al SES are tendințe similare pentru obiectele neferomagnetice - cu reducerea corespunzătoare a sensibilității -, respectiv feromagnetice (fig. 2.12), deși fenomenele ce apar sunt total diferite (tipic de curenți turbionari, respectiv de curenți turbionari și/sau de reluctanță variabilă). La evaluarea directă a unor anumiți parametri, diferențele se fac puternic resimțite; acest fapt are însă și o latură pozitivă, putând duce la sisteme cu funcții de sesizare speciale, ca de exemplu independența față de natura magnetică a stimulului, selectivitate pentru materiale feromagnetice sau neferomagnetice, etc.

Secțiunea 2.2 conține o tratare unitară, sintetică și gradată a fenomenologiei senzorilor inductivi de proximitate. Se începe cu o sinteză a metodelor clasice de studiu macroscopic, particularizate caracterului liniar și izotrop al materialelor utilizate în SES, și cu precizarea regimului de lucru, care se stabilește la frecvențele specifice SES (Secțiunea 2.2.1).

Secțiunea 2.2.2 prezintă metodele de studiu, considerate de către autor ca fiind cele mai adecvate, ținând cont de condițiile locale specifice SES. Se propune utilizarea ecuațiilor lui Maxwell în forma locală, deci cu derivate parțiale, și particularizate la condițiile specifice, unanim valabile pentru SES: medii imobile, liniare și omogene, domenii de continuitate și netezime a proprietăților fizice locale, materiale dielectrice fără polarizație permanentă și materiale magnetice lipsite de remanență. Rezolvarea concretă a ecuațiilor în această formă (tab. 2.5), pentru cazul particular al SES din SIP, poate constitui metoda cea mai aprofundată pentru studiul analitic, respectiv studiul prin procedee asistate de calculator, a principiului de funcționare al acestor SIN, în vederea perfecționării lor prin îmbunătățirea sistemului electromagnetic și ameliorarea condițiilor sale de utilizare.

Pe baza studiului metodelor consacrate de rezolvare a ecuațiilor lui Maxwell, autorul efectuează în Secțiunea 2.2.3 o sinteză a metodelor, pe care le apreciază ca fiind adecvate studiului

SES ale SIP, în cazul general de regim variabil în timp, și pe care le utilizează în continuare. Rezolvarea prin separarea vectorilor \mathbf{H} și \mathbf{E} , va fi folosită pentru studiul teoretic al problemei, în timp ce, rezolvarea prin utilizarea potențialelor electromagnetice și transformarea echivalentă vor fi aplicate în simularea cu calculatorul a fenomenelor de câmp electromagnetic. Fără a efectua, în această etapă, particularizări restrictive și a trata situații concrete, descrierea fiecărei metode constă în prezentarea etapelor de prelucrare a ecuațiilor fundamentale și se încheie cu enunțarea relațiilor derivate finale și a modului de aplicare a acestora.

Secțiunea 2.2.4 include în ansamblu o prezentare, cu puternică tentă calitativă, a fenomenologiei mecanismului de atenuare a SES prin stimuli cu proprietăți magnetice diferite, cu accentuarea efectelor fizice, dominante. În opinia autorului, tratarea fenomenologică trebuie făcută diferențiat, după două criterii esențiale, care au rezultat prin studiul experimental: natura bobinei constituate a SES și proprietățile magnetice ale stimulului. Aparatul matematic utilizat, se bazează pe metoda separării componentelor \mathbf{H} și \mathbf{E} ; pentru înlesnirea rezolvării ecuațiilor vectoriale, autorul efectuează un studiu paralel pentru subdomeniile conductoare (miezul bobinei, stimul etc.), respectiv neconductoare (esențial este interstițiul SES - stimul), cu efectuarea particularizărilor, ce rezultă în mod corespunzător.

Rezolvarea ecuațiilor câmpului în condițiile de mai sus, și considerând regimul permanent armonic instalat, situația specifică SES ale SIP permite, în final, o descriere fenomenologică, cu detalieri referitoare la câmpul electromagnetic în interstițiu și stimul metalic, pentru SES cu miez ferimagnetic (fig. 2.16, 2.17). Secțiunea se încheie prin efectuarea unei paralele, cu accentuarea diferențelor, în cazul SES cu bobine de alt tip.

Dominant pentru mecanismul de sesizare realizat de SIP, este câmpul electromagnetic indus în stimulul conductor, ca urmare a pătrunderii acestuia în zona activă a SIP, deci în câmpul electromagnetic radiat de către SES. *Secțiunea 2.2.5* cuprinde o analiză cantitativă exactă a evoluției câmpului în stimulul considerat de dimensiuni apreciabile, în raport cu SIP (aproximare cu un grad larg de valabilitate), cu deducerea pierderilor ce apar - pierderi care sunt, în ultimă instanță, sesizate și stau la baza principiului de funcționare -, precum și a posibilităților de influențare a acestora.

Ținând cont de aspectele specifice ale SES aparținând SIP: valori reduse ale mărimilor de câmp, variații relative scăzute, dimensiuni foarte mici, etc., se poate aprecia, că metodele clasice nu oferă o precizie suficientă de analiză. În plus, aplicarea acestor metode necesită efectuarea unor ipoteze simplificatoare importante, ceea ce poate duce la aproximări grosolane. Ele au de regulă o sferă de aplicabilitate restrânsă, fiind elaborate pentru rezolvarea unor anumite tipuri de probleme. Din dorința eliminării acestor neajunsuri și în scopul unei tratări generalizate a problemei - obiectiv primordial al tezei -, în *Secțiunea 2.2.6* autorul pune bazele unei rezolvări complete și unitare, fără diferențieri și aproximări, a fenomenelor electromagnetice din SES ale SIP, în condiții de funcționare specifice acestora: regim permanent armonic de frecvențe ridicate, apelând, în acest scop, la metoda modernă de utilizare a calculatorului electronic.

Secțiunea 2.2.6.a cuprinde prelucrarea adecvată (treccerea în complex) a relațiilor de analiză, prin utilizarea potențialelor φ și \mathbf{A} , și deduce expresiile vectoriale ale fazorilor corespunzători mărimilor câmpului electromagnetic. Pe baza acestora, se obțin relațiile finale de calcul până la determinarea pierderilor și a matricii impedanțelor complexe, ce poate fi asociată sistemului.

Rezolvarea ecuațiilor de mai sus, poate fi făcută prin diverse metode numerice. După un studiu comparativ succint între metodele cele mai uzuale: MDF și MEF, efectuat la începutul *Secțiunii 2.2.6.b*, autorul opinează pentru MEF. În urma unui studiu comparativ intensiv al programelor de calcul moderne, utilizate în acest scop pe scară mondială, autorul a optat pentru programul MAXWELL, produs al firmei ANSOFT Corporation USA [A1C, A2C]. Se prezintă, în continuare, performanțele și avantajele utilizării variantei aalese, precum și considerentele specifice de adaptare a programului la structura geometrică particulară a SES: lucrul în

coordonate cilindrice, substituirea reprezentării axial - simetrice prin modelul geometric în planul (R,Z) (fig. 2.27), relațiile vectoriale derivate, etc. Toate aceste etape au drept scop, elaborarea instrumentarului unic de lucru, în vederea aplicării metodei globale de analiză asistată de calculator.

Secțiunea 2.2.7 descrie în detaliu utilizarea concretă a acestei metode moderne, care elimină toate limitările caracteristice metodelor clasice. Utilizarea ca obiect de studiu a unuia și aceluiași SES reprezentativ, sistem care a fost discutat anterior cu ocazia concluziilor referitoare la *Secțiunea 2.1.1*, a permis efectuarea unor paralele cu analiza experimentală. Rezultatele obținute pe cale numerică confirmă în întregime rezultatele experimentale și aprecierile fenomenologice calitative.

SES reprezentativ este utilizat ca obiect pentru 8 simulări de câmp succesive. În vederea rezolvării și înțelegerii gradate a problemei, autorul efectuează o analiză de tipul „pas cu pas”, care constă în 4 etape de bază - numărul acestora a fost stabilit în funcție de numărul variantelor esențiale de sistem -:

- studiul sistemului în starea complet neatenuată, câmpul activ al SIP în absența stimulului metalic (simulările SES_SIM11 și SES_SIM12);
- studiul sistemului în starea parțial atenuată, datorită influenței unor elemente metalice adiacente proprii (simulările SES_SIM21 și SES_SIM22);
- funcționarea sistemului la detectarea stimulilor feromagnetici (simulările SES_SIM31 și SES_SIM32);
- funcționarea sistemului la detectarea stimulilor paramagnetici (simulările SES_SIM41 și SES_SIM42).

Interpretarea rezultatelor obținute de autor este însoțită de prezentarea sintetică a celor mai importante valori numerice (tabela 2.6), precum și de o serie de reprezentări grafice, pe care autorul le-a apreciat ca având o importanță esențială (fig. 2.28 ÷ 2.47). Cadru lucrării nu a permis, din păcate, extinderea acestei sinteze, prin prezentarea unor alte rezultate interesante, dar de o semnificație minoră (detalierea câmpului în bobină, efectele pelicular și de proximitate în spirele acesteia, componentele curentului în bobină și pierderile cauzate, curenții de deplasare în porțiunile de dielectric și pierderile deloc neglijabile cauzate - ceea ce confirmă afirmația autorului privind la lucrul inexact în cazul limitării la regim cvasistaționar -, etc.).

Tratările analitice și fenomenologice anterioare conturează posibilități de modelare a ansamblului SES - stimul, prin reducerea sistemului la modele geometrice de aproximare, care, fără a reduce esențial precizia de lucru, facilitează aplicarea aparatului matematic. Considerentele legate de modelul original, propus de autor, sunt descrise detaliat în *Secțiunea 2.3* (pag. 133 ÷ 134). Observarea atentă a distribuțiilor câmpului și interpretarea diagramelor, ilustrând evoluția componentelor acestuia, conduc la ideea, că obiectul de sesizat, având dimensiuni considerabil mai mari decât SES, este „iradiat” în mod relevant numai într-o zonă, ce poate fi redusă, prin mai mulți pași de aproximare, la o coroană circulară. Această constatare conduce la posibilitatea asimilării stimulului printr-un inel metalic; dimensiunile acestui inel sunt dictate de către SES și natura materialului de detectat.

Obiectul *Secțiunii 2.3* îl constituie finalizarea analizei SES al SIP - pe baza cunoștințelor acumulate anterior - prin reducerea comportamentului sistemului la proprietățile lui electrice, deci prin elaborarea unui model electrotehnic al sistemului, care include dependențele dorite și parazitare ale acestuia cu factorii esențiali (distanță, frecvență, geometrie, etc.), respectiv factorii de mediu înconjurător (rel. 1.3). Motivele acestor preocupări, de a reduce pe cât posibil problema de câmp la o problemă de rețea, rezidă în faptul, că acestea din urmă sunt mai intuitive și transparente, iar pentru rezolvarea lor se poate apela la aparatul matematic, puternic perfecționat, disponibil la ora actuală. Acest model poate fi, mai departe, înglobat în circuitele electronice aferente SIP, ceea ce va permite, în final, o caracterizare completă, prin simulări electronice a SIP, începând cu mărirea de intrare, de natură geometrică, și sfârșind cu mărimile

electrice de ieșire. În consecință, modelarea analitică permite efectuarea unui studiu detaliat, exact și profund al comportamentului SES și, în final, al senzorului în raport cu diferiți parametri.

Secțiunea cuprinde trei categorii de modelări ale SES aparținând SIP:

- modelări electrotehnice. Sunt metode intuitive, dar puțin precise și laborioase, în ceea ce privește rezolvarea matematică.
- modelările numerice. Sunt procedee precise, care nu necesită efectuarea unor aproximări puternice. Volumul de calcul este practic transferat calculatorului electronic. Se caracterizează însă printr-un grad redus de transparență.
- modelările intuitive. Rezultă din măsurători și constatări experimentale sau în urma efectuării unor simulări și conduc la modele aproximative, care pot fi folosite în practica curentă, alături sau ca o alternativă simplă la modelele exacte din primele două categorii.

Modelele electrotehnice și numerice din *Secțiunea 2.3* includ descrierea comportamentului SES, în raport cu ambele variabile esențiale pentru SIP (distanța, frecvența), precum și în raport cu alți parametri. Modelele intuitive cu caracter original, propuse de autor, asigură o modelare parțială, numai în funcție de una din variabilele de bază și necesită cunoașterea unor valori limită, ușor determinabile pe cale experimentală, ca de exemplu $R_{p\infty}$ (rel. 2.289), ω_{\max} (rel. 2.299), etc. Modelele elaborate vor fi utilizate pe parcursul tezei, în capitolele ulterioare.

Secțiunea 2.4 realizează o sinteză proprie autorului, referitoare la stadiul actual și dezideratele de viitor, legate de perfecționarea SIP. Pe baza studiului efectuat în cadrul elaborării tezei de doctorat și pe baza experienței acumulate printr-o activitate relativ îndelungată în domeniul cercetării și dezvoltării SIP, autorul enunță două căi paralele de rezolvare a sarcinilor de mai sus:

- perfecționarea intrinsecă a sistemului electromagnetic de sesizare primar, elaborarea unor noi variante, adecvate funcțiilor curente;
- optimizarea electronicii aferente senzorului, elaborarea și concretizarea pe cale electronică a unor metode noi de evaluare a informației, furnizate de sistemul primar.

Capitolul de față se înscrie pe linia dezideratelor referitoare la SES primar; capitolele următoare au ca obiectiv perfecționări ale prelucrării informației furnizate de SES primar (fig. 1.2).

Capitolul 3

INVESTIGAREA ORIENTATĂ PRIN METODE DE MODELARE ȘI SIMULARE A ELECTRONICII PRIMARE AFERENTE SIP. PERFEȚIONAREA EI ÎN VEDEREA MĂRIRII SENSIBILITĂȚII DE LUCRU ȘI REDUCERII DEPENDENȚELOR DE MEDIU ÎNCONJURĂTOR

Concluzia fundamentală, evidențiată în capitolele anterioare, subliniază existența a două căi paralele de perfecționare a SIP, constând în îmbunătățirea SES primar, elaborarea unor noi structuri adecvate scopului, respectiv în optimizarea electronicii aferente SEZ și elaborarea unor metode evaluate de prelucrare a informației primare furnizate de SES. Capitolul de față, precum și cele ulterioare au ca obiectiv, prezentarea principiilor de funcționare a SIP și a soluțiilor electronice de materializare a acestor principii, precum și tratarea detaliată a modalităților originale, elaborate de autor, referitoare la cea de a doua componentă esențială.

După cum s-a descris detaliat în *Capitolul 2*, SES aparținând SIP sunt sisteme radiante, care generează în zona activă a senzorului un câmp electromagnetic de înaltă frecvență definit. În general, receptarea modificărilor produse de stimulul care pătrunde în zona activă este făcută în mod indirect prin intermediul aceluiași element.

O metodă puțin răspândită în practica SIP industriali o constituie excitarea bobinei, respectiv bobinelor, din SES cu un curent de Î. F. , obținut de la un generator încorporat și având o frecvență independentă de bobina SES. Cu alte cuvinte, SES nu aparține elementelor reactive ce determină frecvența de lucru. Principiul de funcționare poate fi rezumat la alimentarea SES cu acest curent de Î. F. și măsurarea directă, prin metode consacrate, a componentelor de circuit echivalent ale SES.

Metoda cea mai răspândită pentru generarea câmpului activ și receptarea prezenței stimulului o constituie utilizarea circuitelor oscilante în regim permanent sau tranzitoriu. Procedeu constă în conectarea elementelor reactive ale SES într-un circuit oscilant (de regulă paralel), care va fi excitat de către un circuit oscilator electronic. Circuitul pasiv, astfel obținut este, de regulă, elementul care determină frecvența de lucru, cu alte cuvinte, aceasta corespunde frecvenței de oscilație a circuitului rezonant. Evaluarea constă în măsurarea indirectă a componentelor de circuit echivalent ale SES, de regulă prin intermediul factorului de calitate sau al frecvenței - în cazul sistemelor lucrând în regim permanent [FREF1, *Secțiunile 1.2.1, respectiv 1.2.2*] -, sau prin intermediul timpilor de amortizare - în cazul sistemelor lucrând în regim tranzitoriu [FREF1, *Secțiunile 1.1.4, 1.2.3*].

În aplicații deosebite, frecvența de lucru poate fi impusă și independent de circuitul oscilant, ceea ce înseamnă o excitare a lui cu frecvențe diferite de frecvența sa proprie [H16A, T6P].

Pentru a evita surse suplimentare de eroare, în circuitele oscilante se folosesc condensatoare de calitate, de regulă ceramice de tipul NP0, cu armături din pelicule metalice de argint - paladiu sau nichel și având pierderi reduse ($\text{tg } \sigma \leq 10^{-3}$), coeficient de temperatură practic neglijabil ($\text{TC} \leq 30 \text{ ppm/K}$) și toleranțe restrânse ($\pm 1\%$) [V3C]. În aceste condiții, modificarea parametrilor circuitului depinde exclusiv de modificările cauzate în SES de către stimulul metalic.

Rășinile epoxidice, utilizate frecvent pentru etanșare, sunt materiale dielectrice bune ($\text{tg } \delta \leq 10^{-2}$, $\epsilon_r \leq 3$, $\rho \leq 10^{15} \Omega\text{m}$), în special dacă se respectă procedurile de solidificare, astfel încât, în condiții normale, influența etanșării asupra SES poate fi considerată neglijabilă. Deși aparent banală, problema devine însă acută în cazul SIP cu sensibilitate ridicată. O posibilitate de reducere a influențelor negative ale materialului de etanșare, în special a efectului de îmbătrânire a

acestui, o oferă soluțiile moderne de aliniere și compensare, ce vor fi tratate în *Capitolele 4 și 5*.

Obiectivul capitolului de față îl constituie perfecționarea sistemelor cu circuit oscilant în regim permanent și cu evaluarea factorului de calitate. La ora actuală aceasta este metoda de lucru cea mai sigură, ușor de implementat și cea mai răspândită. Modul de prelucrare în cadrul SIP a informației primare furnizate de către SES, corespunzător acestei metode, este descris principal în *Secțiunea 1.5.3* (fig. 1.24 și 1.25). Rolul esențial în acțiunea de sesizare, cu implicații hotărâtoare asupra performanțelor sistemului, este jucat de electronica primară destinată excitării SES, în vederea generării câmpului electromagnetic activ, respectiv prelucrării și evaluării semnalelor furnizate de către acesta. *Capitolul 3* prezintă variantele moderne de realizare ale acestei electronici, precum și contribuțiile originale ale autorului de perfecționare în continuare a ei.

3.1 VARIANTE MODERNE DE OSCILATOARE ELECTRONICE, UTILIZATE ÎN SIP

Componenta esențială a electronicii primare, aferente SIP, o constituie circuitul oscilator. Literatura de specialitate conține numeroase descrieri, cu prezentări mai mult sau mai puțin detaliate, a diverselor tipuri de oscilatoare de uz general, respectiv destinate unor aplicații speciale [FREF2].

Efectuând o trecere în revistă a literaturii care i-a stat la dispoziție, autorul a încercat o sistematizare și o clasificare a circuitelor oscilatoare, orientată, evident, asupra scopului propus, și anume *utilizarea acestora pentru realizarea funcției de sesizare inductivă*. Această precizare reduce imediat aria de investigație la domeniul exclusiv al oscilatoarelor cu componente reactive de tipul inductiv. Ca o apreciere personală a autorului, volumul [K5V] cuprinde descrierea principală cea mai completă a oscilatoarelor inductive precum și a metodelor de investigație analitice și numerice ale acestora.

Un prim criteriu de clasificare a oscilatoarelor utilizate în SIP, propus de autor, a fost deja enunțat în *Secțiunea 1.5.3* și se referă la modul în care se comportă oscilatorul, corespunzător întregului domeniu de sesizare. Conform acestui criteriu, oscilatoarele pot fi clasificate în:

- Oscilatoare cu stingere (*switching oscillator*) – impropriu numite „digitale” (fig. 1.26);
- Oscilatoare liniare (*flat oscillator*) – impropriu numite „analogice” (fig. 1.27).

O a doua clasificare a oscilatoarelor inductive, din punct de vedere al topologiei acestora și al modului de asigurare a reacției pozitive cu satisfacerea condițiilor de oscilație ale lui Barkhausen, cuprinde următoarele categorii:

- Oscilatoare cu cuplaj inductiv:
 - oscilatorul Meißner cu cuplaj transformatoric;
 - oscilatorul Meißner cu cuplaj prin autotransformator.
- Oscilatoare cu cuplaj în trei puncte:
 - oscilatorul Hartley (cuplaj inductiv);
 - oscilatorul Colpitts (cuplaj capacitiv);
 - oscilatorul Huth-Kühn (cu două circuite oscilante);
 - oscilatorul Clapp (derivat din schema Colpitts);
 - oscilatorul Reinartz (derivat din Meißner, cu dublu cuplaj transformatoric);
 - oscilatorul cu reacție prin cuadripol reactiv în T.
- Oscilatoare cu punte rezonantă:
 - **oscilatorul în punte**, cu amplificatoare discrete sau operaționale;

- oscilatorul cu punte diferențială.
- Oscilatoare cu circuite speciale:
 - **oscilatorul cu cuplaj prin emitor**;
 - oscilatorul în contratimp;
 - **oscilatorul cu excitație în curent**.
- Oscilatoare dipol:
 - **oscilatoare cu rezistență negativă**, de tip N sau S;
 - oscilatoare cu diode tunel;
 - oscilatoare cu circuit „lambda”.

În accepțiunea actuală, atributul modern, asociat oscilatoarelor electronice pentru SIP, presupune următoarele caracteristici ale acestora:

- de sensibilitate ridicată, în vederea asigurării domeniilor largi de sesizare;
- având o caracteristică ușor ajustabilă și pe cât posibil liniară, în vederea unei alinieri moderne și reproductibile, precum și pentru simplificarea circuitelor de liniarizare din SIPA (fig. 1.25);
- integrabil (în tehnologie bipolară, MOS sau BICMOS) pentru asigurarea cerințelor de microminiaturizare a SEZ;
- imun la perturbații electromagnetice și la influențele mediului ambiant, pentru domeniile ale acestora specifice SIP;
- având un consum de energie foarte redus și alimentabil în condiții foarte restrictive;
- cu raport semnal / zgomot și margine de siguranță cât mai ridicate;
- economic din punct de vedere al volumului de componente periferice pasive și a conexiunilor cu acestea.

O caracteristică deosebit de importantă este dată de impedanța internă a circuitului oscilator la bornele de conectare a SES. Aceasta trebuie să aibă o valoare constantă și cât mai ridicată, pentru a evita o încărcare suplimentară nedorită a SES.

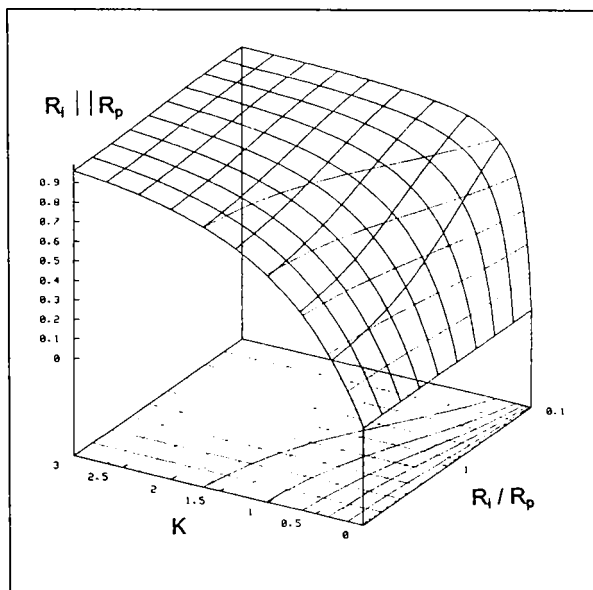


Fig. 3.1 Influența impedanței interne asupra sensibilității SIP

Considerând că în SIP evaluarea se efectuează prin măsurarea directă sau indirectă a mărimii R_p (rel. 2.38), diagrama tridimensională din fig. 3.1 evidențiază influența puternică a rezistenței interne R_i asupra sensibilității SIP. La elaborarea acestei diagrame s-a plecat de la modelarea propusă de autor în Secțiunea 2.3 (fig. 2.53) și s-au considerat valori $R_i \in [10 \cdot R_{p\infty}, 0,1 \cdot R_{p\infty}]$. Curbele normale din planele verticale, reprezentând funcția $R_p || R_i = f(d)$, indică o abatere pronunțată de la forma exponențială din fig. 2.53, odată cu reducerea valorilor R_i , ceea ce duce la o scădere dramatică a domeniului de sesizare al SEZ. Impunând valorile procentuale ale unor posibile praguri de detecție de: 30%, 50%, 65%, 75% și 85%, intersecția acestor orizon-

tale cu curbele de mai sus permite determinarea punctelor de comutare ale SIPD. Curbele din planul xy, obținute prin proiecția pe verticală a acestor puncte, reprezintă dependența între distanțele de comutare și raportul R_i / R_p . Se constată, de exemplu, că pentru un prag de 85%, deci o rezervă suficientă de 15%, distanța de comutare se reduce de la $s_n = 1,7 \cdot K$ (pentru $R_i = 10 \cdot R_{p\max}$) la numai $s_n \approx 0,27 \cdot K$ (pentru $R_i = 0,1 \cdot R_{p\max}$), unde K este constanta funcției $R_p(d)$ din rel. 2.289.

Oscilatoarele cu cuplaj inductiv și cele în trei puncte, descrise pe larg în literatură și analizate detaliat din punct de vedere al funcției de sesizare inductivă în lucrarea de doctorat [A4V], au constituit variante predestinate (în special Meißner, Hartley și Huth-Kühn) pentru generațiile de SIP cu electronică discretă.

În etapa actuală de integrare pe scară din ce în ce mai largă a circuitelor electronice aparținând SIP, ele constituie variante depășite din punct de vedere moral și neeconomicoase tehnologic. Din informațiile autorului, variantele discrete de SIP se produc încă într-o măsură apreciabilă (în special pentru tipuri standard, destinate producției de masă), perfecționarea, dezvoltarea și cercetarea acestora este însă o activitate aproape încheiată. Din acest motiv, în lucrarea de față se renunță la tratarea acestor circuite.

Tipurile marcate cu caractere aldine în clasificarea anterioară sunt cu adevărat variantele moderne și de viitor, cu șanse certe de implementare în SIP și sunt prezentate pe larg în [FREF2].

3.1.1 Oscilatoare cu rezistență negativă

Oscilatoarele cu rezistență negativă sunt cu adevărat „variantele deceniului 90” pentru aplicații în SIP [P1P, W1P, T8P]. Aceasta se datorează, pe de o parte, simplității și performanțelor deosebite oferite, iar pe de altă parte, topologiei lor predestinate integrării în tehnologia bipolară, tehnologie încă intens utilizată la SIP industriali, datorită robusteții sale remarcabile și posibilităților de alimentare cu tensiuni foarte scăzute. Apartenența la categoria oscilatoarelor dipol este un alt avantaj esențial, din punct de vedere tehnologic, al acestor circuite.

Investigații bibliografice ale autorului, orientate în direcția stabilirii originii acestui circuit, arată că o asemenea schemă a fost prezentată pentru prima dată în articolul [Z4A].

Într-un circuit cu proprietăți oscilante, în cazul de față circuitul fiind constituit de bobina aparținând SES, conectată în paralel cu un condensator C ca în fig. 2.9, se pot obține oscilații electrice, când acestuia i se livrează energie în forma unui impuls treaptă de curent. Oscilațiile care rezultă sunt amortizate, datorită pierderilor reprezentate, în ansamblu, prin rezistența R_p , și se sting după un timp bine determinat, corespunzător răspunsului [FREF2]:

$$u_{LC}(t) = \frac{l \cdot e^{-t/2R_p C}}{C \omega_0 \sqrt{1 - \rho^2 / 4R_p^2}} \sin \omega_0 t \sqrt{1 - \rho^2 / 4R_p^2} \quad (3.1)$$

unde: ω_0 = pulsația proprie de rezonanță a circuitului LC ideal (rel. 2.36);

ρ = rezistența caracteristică (rel. 2.36).

l = amplitudinea treptei de curent $i(t) = \sigma(t)$, aplicată în condiții inițiale presupuse nule: $u_{LC}(0_+) = 0$ și $u_{LC}'(0_+) = 0$

În condițiile stabilite pentru rel. 2.38, se poate aprecia că pierderile exprimate de R_p au o influență redusă asupra frecvenței de oscilație. În unele cazuri practice, se poate considera că frecvența este impusă exclusiv de componentele reactive, deci se poate utiliza o aproximare a rel. 3.1 de forma:

$$u_{LC}(t) \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot e^{-1/2R_p C} \cdot \sin \frac{t}{\sqrt{LC}} \quad (3.2)$$

Cu alte cuvinte, frecvența de oscilație și amplitudinea inițială depind aproape în exclusivitate de inductivitatea SES ($C = \text{constant}$), în timp ce timpul de stingere este influențat puternic de R_p . Simpla evidențiere a acestui comportament sugerează deja o posibilitate de evaluare aplicabilă, în special, pentru sesizarea selectivă a stimulilor feromagnetici, respectiv para- și diamagnetici.

În cazul în care se preferă utilizarea unor oscilații neîntrerupte, deci pentru a asigura un regim permanent în SES, este necesară compensarea amortizării. O metodă o constituie utilizarea dipolilor activi având o caracteristică curent-tensiune de tip „S” sau „N” (cu o porțiune scăzătoare). Aceștia pot fi obținuți fie folosind elemente cu o porțiune de rezistență negativă a caracteristicii curent-tensiune (oscilatoare cu diode tunel, cu circuite „lambda”, etc.), fie modelând această caracteristică cu circuite adecvate (oscilatoare cu rezistență negativă) [A2V]. Diferența esențială față de alte tipuri de oscilatoare, care este în același timp un avantaj deosebit în cazul utilizării pentru SIP, constă în existența a numai două conexiuni între circuitul oscilant și circuitul electronic.

Caracteristicile I-U de tipul „S” se caracterizează prin faptul că o anumită tensiune poate provoca teoretic trei curenți diferiți, în timp ce corespondența inversă curent-tensiune este univocă. Din acest motiv [A3V] le numește caracteristici comandate în curent. Dispozitive având o asemenea caracteristică pot întreține oscilațiile unui circuit rezonant serie.

Caracteristica I-U de tipul „N”, numită și caracteristică comandată în tensiune, datorită univocității corespondenței între tensiune și curent, se utilizează în combinație cu circuite oscilante paralele. Această situație este aproape unanim întâlnită în cazul SIP, la care SES se conectează, de regulă, într-un circuit paralel, datorită considerentelor expuse în *Capitolul 2*.

Generarea oscilațiilor cu ajutorul oscilatorului de tip dipol (*single port*), în cazul concret al SIP, poate fi descrisă analitic pe baza schemelor echivalente de mai jos.

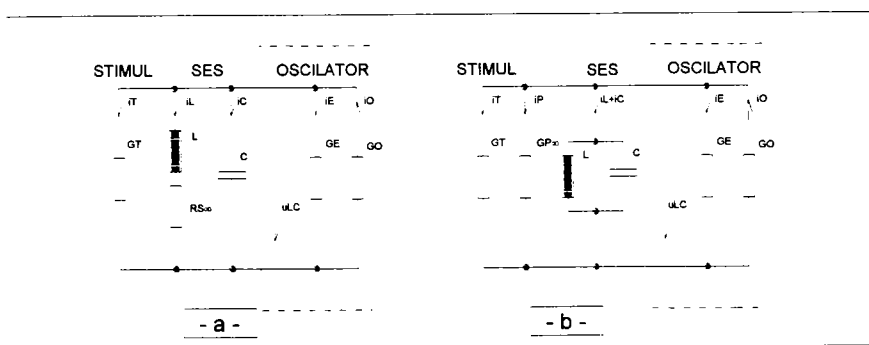


Fig. 3.2 Schemele echivalente ale oscilatorului de tip dipol

Fig. 3.2.a reprezintă SES prin schema sa echivalentă serie (fig. 2.9.a), în care R_{sx} caracterizează pierderile proprii ale SES, deci pierderile în starea complet neinfluențată de către stimul. Oscilatorul de tip dipol este echivalat prin conductanța negativă G_0 în paralel cu conductanța internă G_E , corespunzătoare unor etaje electronice suplimentare din oscilator. Pierderile, cauzate în circuit de către stimulul aflat la o anumită distanță d , sunt descrise de conductanța G_T .

Efectuând o transfigurare ca în *Secțiunea 2.1.2*, rezultă schema echivalentă paralelă din fig. 3.2.b. Suma curenților în circuit:

$$i_0 = i_E + i_L + i_C + i_P + i_T \quad (3.3)$$

conduce la o ecuație diferențială de ordinul II, pentru tensiunea la borne $u_{LC}(t)$:

$$u_{LC}''(t) + 2\alpha \cdot u_{LC}'(t) + \omega_0^2 \cdot u_{LC}(t) = 0 \quad (3.4)$$

în care factorul de amortizare α are expresia:

$$\alpha = \frac{G_T + G_{p\infty} + G_E - G_O}{2C} \quad (3.5)$$

Pentru condițiile inițiale specifice $u_{LC}(0_+) = 0$ și $u_{LC}'(0_+) = I_0 / C$, soluția ecuației 3.4:

$$u_{LC}(t) = \frac{I_0}{\omega_0 C} \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin(t\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}) \quad (3.6)$$

descrie, în general, oscilații de tip amortizat. Ele devin neamortizate, dacă se asigură condiția:

$$\alpha = 0 \Rightarrow G_T + G_{p\infty} + G_E - G_O = 0 \quad (3.7)$$

deci, dacă pierderile ce apar în SES - reprezentate prin G_T , $G_{p\infty}$ și G_E - vor fi compensate printr-o rezistență negativă, asigurată de către oscilatorul electronic. Oscilațiile stabile, care rezultă după un anumit timp de răspuns, vor fi descrise de expresia:

$$u_{LC}(t) = \frac{I_0}{\omega_0 C} \cdot \sin \omega_0 t \quad (3.8)$$

Ținând cont de faptul că mărirea G_T , reprezentând pierderile rezultate în urma atenuării SES de către stimul, este dependentă de distanța între SES și stimul, rezultă că rel. 3.7 poate fi satisfăcută, teoretic, numai într-un anumit punct, la o anumită distanță d . Cu alte cuvinte, oscilatorul cu rezistența negativă aparține categoriei oscilatoarelor cu stingere.

În realitate, în cazul implementării oscilatorului într-un SIPD, problema nu este atât de critică. În acest caz, oscilatorul se ajustează în vederea îndeplinirii condiției de mai sus la distanța de comutare nominală (*Secțiunea 1.5.1*), deci pentru valoarea $d = s_n$. Pentru distanțe mai mari decât aceasta are loc o creștere a amplitudinii oscilațiilor, urmată, relativ repede, de o limitare produsă de neliniaritatea elementelor circuitului. Pentru o deplasare a stimulului în sens contrar, deci o apropiere de SES, după depășirea punctului corespunzător distanței $d = s_n$, are loc o scădere rapidă a amplitudinii, urmată de stingerea oscilațiilor. Pe baza celor de mai sus, utilizarea oscilatoarelor cu rezistență negativă, în forma lor de bază, este exclusă în cazul SIPA. Acest dezavantaj tipic poate fi eliminat printr-un procedeu original, elaborat și brevetat de către autor, procedeu ce va fi descris în *Secțiunea 3.3*.

Schema de bază, într-o variantă integrabilă, a oscilatorului cu rezistență negativă, utilizat cu precădere în SIP, este reprezentată în fig. 3.3. În esență, oscilatorul cuprinde un tranzistor în conexiune EC, comandat cu tensiunea u_{LC} și care realizează o conversie tensiune-curent, astfel încât, circuitul de reacție poate fi realizat cu o oglindă de curent. Curentul său de colector comandă direct oglinda de curent, iar curentul de ieșire al acesteia este injectat direct în circuitul rezonant.

Circuitul oscilant, constituit de către SES, este conectat între borna LC și masă. Elementul activ esențial al oscilatorului îl constituie tranzistorul amplificator Q2, care lucrează în regim de sursă de curent alternativ. Polarizarea lui Q2 este asigurată de dioda Q1, parcursă de curentul

continuu de polarizare I_{BIAS} . Modul de obținere al acestui curent este, în principiu, neesențial, singura cerință fiind ca impedanța de ieșire a sursei care îl produce să fie cât mai ridicată, pentru a evita o încărcare suplimentară a circuitului oscilant. Ținând cont de integrabilitatea ridicată a circuitului, este avantajos să se folosească o oglindă de curent, ca de exemplu Q5 și Q6, la care ajustarea curentului de polarizare se face cu ajutorul rezistenței R_{BIAS} , conectată la borna R_{BIAS} .

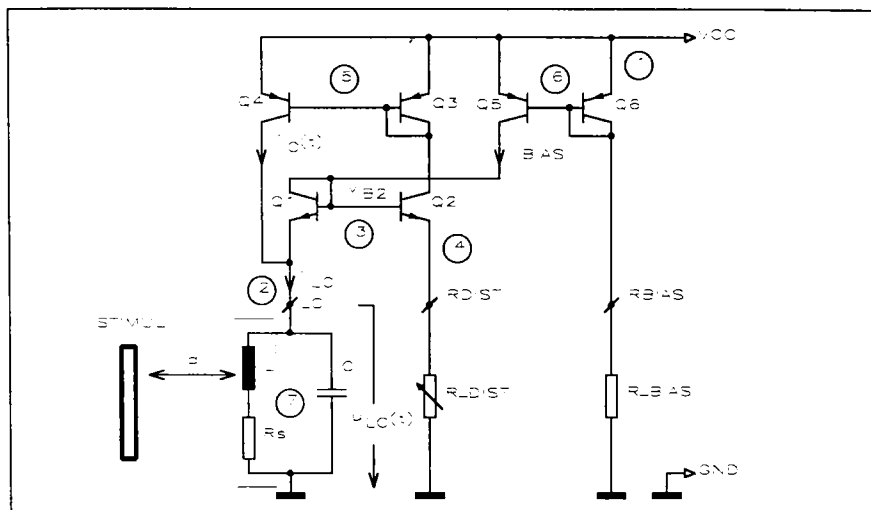


Fig. 3.3 Schema electronică de bază a oscilatorului cu rezistență negativă

Semnalul de comandă al tranzistorului Q2, care este de fapt semnalul la bornele circuitului oscilant translatat cu o tensiune V_{BE} :

$$u_{B2} = u_{LC} + U_{BE1} \quad (3.9)$$

va fi convertit în curent cu ajutorul rezistenței R_{DIST} , de aliniere a circuitului, conectată la borna R_{DIST} . Ținând cont de faptul că Q2 va fi activ numai în timpul semialternanței pozitive a semnalului u_{LC} și în ipoteza unei bune împerechieri între Q1 și Q2, curentul de emitor a lui Q2 (tip monoalternanță) va avea o amplitudine:

$$I_{e2m} = \frac{U_{LCm}}{R_{DIST}} \quad (3.10)$$

unde : U_{LCm} = amplitudinea tensiunii u_{LC} .

În ipoteza unui factor de amplificare h_{FE} al lui Q2 suficient de ridicat, curentul de colector al acestuia este similar celui de emitor, deci:

$$I_{c2m} \cong I_{e2m} \quad (3.11)$$

Acest curent este aplicat la intrarea oglinzii de curent Q3 și Q4 (circuitul de reacție), oglindit fără rotire de fază și reinjectat în circuitul oscilant fie direct (variantea din fig. 3.3), fie prin intermediul diodei Q1, deci după o însumare prealabilă cu curentul de polarizare I_{BIAS} (variantea „inel”).

În ipoteza unei oglinzi de curent cu raport de oglindire unitar, amplitudinea curentului de excitație va fi:

$$I_{om} \cong \frac{U_{lcm}}{R_DIST} \quad (3.12)$$

Rolul oglinzii de curent Q3, Q4 este esențial în comportamentul dinamic al circuitului. Condițiile primare, pe care trebuie să le îndeplinească aceasta, sunt o impedanță de ieșire cât mai mare, pentru a nu încărca circuitul LC, și un raport ieșire / intrare cât mai apropiat de unitate.

Utilizarea unei oglinzi de curent elementare este evident soluția cea mai simplă. Ea este unica posibilitate în cazul unor tensiuni de alimentare V_{CC} foarte scăzute. Alegând pentru Q3 și Q4 tranzistoare laterale identice, rezultă, în cazul cel mai defavorabil ($h_{FE} = 10$) și cu neglijarea efectului Early [G3V], un raport pentru această oglindă de curent simplă:

$$\frac{i_{C4}}{i_{C3}} = \frac{1}{1 + 2/h_{FE}} = 0,83 \quad (3.13)$$

De aceea, în cazul în care condițiile de alimentare permit, este avantajoasă utilizarea unor oglinzi de curent perfecționate, de exemplu varianta Wilson.

Tensiunea armonică, lipsită de componentă continuă rezultată în urma excitației, va fi translatată cu o valoare VBE de către Q1 și reaplicată în baza lui Q2, ceea ce duce la închiderea buclei de reacție pozitive. În timpul semialtemanței negative tranzistorul Q2 este blocat, ceea ce echivalează cu excitarea circuitului rezonant numai pe parcursul semialtemanței pozitive.

Oscilatorul cu rezistență negativă, având structura de bază prezentată în fig. 3.3, se caracterizează prin multiple avantaje, dintre care cele mai importante sunt:

- utilizează bobine fără priză și conectate cu un terminal direct la masă (din acest motiv se poate renunța la decuplarea în c.a. a liniei V_{CC});
- este economic, necesită un număr relativ redus de componente, deci poate fi realizat și cu componente discrete, în volumul restrâns disponibil în SIP industrialii;
- are un consum de curent extrem de redus și poate fi alimentat cu tensiuni foarte scăzute (teoretic $V_{CC} \geq 2V_{BE}$), deci poate fi utilizat în aplicații low current - low voltage, cu putere disipată redusă;
- este predestinat pentru integrare, în special în tehnologia bipolară. În tehnologii unipolare, datorită tensiunilor de prag mai mari decât VBE, sunt necesare tensiuni V_{CC} relativ ridicate;
- are o controlabilitate a amplitudinii oscilațiilor foarte bună și teoretic liniară în raport cu rezistența R_DIST . Această rezistență se sprijină pe linia de masă, ceea ce aduce mari avantaje la aliniere și permite programări cu elemente dedicate [F2A, F4A];
- poate fi ușor adaptat, prin I_{BIAS} , pentru un domeniu larg de frecvențe de lucru;
- impedanța sa internă este relativ ridicată și poate fi mărită în continuare prin metode simple. Sensibilitatea circuitului este bună;
- prin măsuri de matching adecvate se poate asigura un bun comportament termic. În plus, circuitul oferă posibilități simple de compensare termică;
- oferă, în principiu, două ieșiri utilizabile, de înaltă, respectiv joasă impedanță;
- asigură un semnal cu excursie largă a amplitudinii;
- oferă posibilități avantajoase de liniarizare a caracteristicii de sesizare [F6A, F3A, F5A].

Acest oscilator este foarte răspândit în domeniul SIP și utilizat de către firme producătoare de circuite integrate specializate cu reputație mondială, fie în varianta de bază, fie în variante derivate din aceasta.

Firma Siemens pune la dispoziția producătorilor de SIP de mai bine de 10 ani circuite integrate, dedicate funcției de sesizare inductivă. Familia de catalog Siemens este cea mai reprezentativă și evolutivă familie de circuite integrate pentru SIP, și cuprinde variantele: TCA 105 [B2V, H7V]; TCA 205 [B2V, *15A]; TCA 305 [H14V, *18A, *16A]; TCA 505 [S3C, H10A, H11A, H12A, G1P, G2P, G3P]; TCA 605 [S3C]; TCA 705 [S3C].

Primele trei tipuri sunt ieșite din fabricație și au fost citate numai din considerente de evoluție istorică. Circuitul 505 (tehnologie bipolară), destinat cu precădere variantelor 3T de SIP, este, la ora actuală, tipul cel mai utilizat. Se prevede înlocuirea sa treptată prin succesul TCA 705 (tehnologie BICMOS). Circuitul 605 (tehnologie bipolară) este adecvat variantelor 2T de SIP.

Analizând literatura de specialitate referitoare la aceste trei tipuri, se constată o structură identică a circuitelor oscilator și de evaluare. Aceste blocuri vor fi analizate în continuare, luând ca referință circuitul TCA 505 (fig. 3.4). Notațiile folosite sunt cele specifice [H10A].

Fig. 3.4.a ilustrează schema bloc a lui TCA 505 împreună cu elementele necesare realizării unui SIPD de tipul 3T normal-deschis, având domeniul tensiunii de alimentare $U_b = 4 \pm 40$ V și curentul de sarcină $I_1 \leq 50$ mA (fig. 1.22).

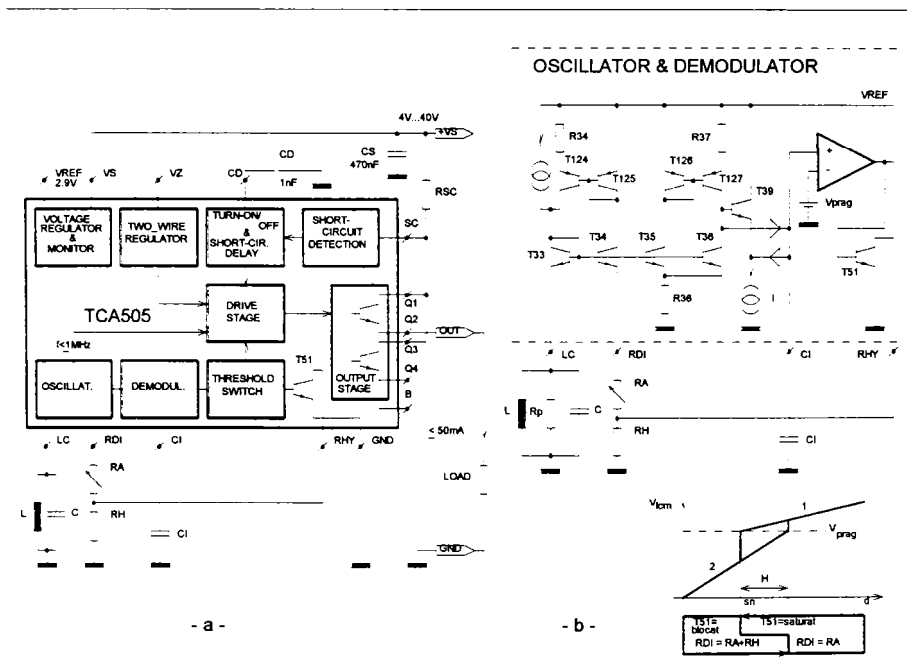


Fig. 3.4 Circuitul integrat TCA 505 și oscilatorul Siemens pentru SIP

Circuitele de conversie și evaluare, în accepțiunea din fig. 1.24, sunt etajele: oscilator, demodulator și comparator cu prag. Schema electronică a primelor două blocuri este dată în fig. 3.4.b.

Oscilatorul realizat cu tranzistoarele T33, T34, T124 și T125 are o structură în inel derivată din varianta de bază (fig. 3.3) și nu necesită comentarii suplimentare.

Etajul demodulator, realizat în principal cu T35, T36, T126 și T127, este o soluție Siemens brevetată, a cărei funcționare este descrisă detaliat în [G1P]. În principiu, el conține o sursă de curent (oglină T126, T127) și o absorbție de curent (T35, T36), ambele comandate cu tensiunea u_{LC} . Prin alegerea adecvată a suprafețelor emitoarelor și a rezistențelor de degenerare R36 și R37, se asigură o anumită ponderare a curenților i_{C127} și i_{C36} . Circuitul funcționează ca detector în două cadrane și convertor de tensiune-curent. La depășirea unei anumite valori de către semnalul u_{LC} apare inegalitatea $i_{C127} > i_{C36}$. Diferența între curenți constituie curent de încărcare pentru CI, provocând și intrarea în conducție a lui T39, și, prin aceasta, deactivarea sursei I, ca urmare a conectării ei la linia VREF. La depășirea pragului în sens invers dispare curentul de încărcare ($i_{C127} \leq i_{C36}$) și se produce blocarea lui T39. În consecință, începe descărcarea lui CI prin sursa de curent constant I.

Tensiunea la bornele condensatorului de integrare este comparată în permanență de către triggerul Schmitt cu o valoare de prag generată intern.

Demn de amintit, cu acest prilej, este și modul de obținere a histerezisului relativ la poziția stimulului, al cărui rol a fost enunțat în *Secțiunea 1.5.3*. Soluția folosită la TCA 505 aparține de asemenea firmei Siemens [G2P]; ea a devenit o soluție consacrată și este utilizată în multe alte circuite.

Metoda constă în utilizarea unei combinații serie sau paralel de două rezistențe, în locul unicei rezistențe de aliniere (R_{DIST} în fig. 3.3.). Considerând varianta serie (fig. 3.4.b), rezistența RA este elementul propriu-zis de aliniere, în timp ce RH este componenta ce produce histerezisul de comutație. Triggerul Schmitt comandă, pe lângă etajele ce îi urmează, și un comutator realizat cu tranzistorul T51. Colectorul acestuia este adus la pinul RHYS și va fi conectat extern cu punctul median între RA și RH.

În starea complet neatenuată a SIP ($d \rightarrow \infty$), tranzistorul T51, saturat printr-o comandă adecvată, va produce scurtcircuitarea componentei RH. Considerând că obiectul se apropie de SIP, pe măsura reducerii distanței d are loc o scădere a amplitudinii V_{lcm} ; T51 este menținut în continuare în starea conductoare. La atingerea punctului de comutare s_n , ajustat prin valoarea RA, se produce comutarea sistemului. În momentul următor T51 este blocat și rezistența efectivă, conectată la primul RDI, crește cu valoarea RH. Aceasta cauzează un salt negativ al amplitudinii V_{lcm} . În continuare, pentru $d < s_n$, V_{lcm} evoluează pe porțiunea 2 a caracteristicii din fig. 3.4.b.

Considerând o deplasare în sens contrar, pornind de la valori $d < s_n$, se constată că în momentul atingerii distanței s_n , amplitudinea V_{lcm} corespunzătoare sumei RA + RH este insuficientă pentru a produce recomutarea circuitului. Aceasta are loc la o distanță $s_n + H$ (H = histerezisul de comutare), când V_{lcm} atinge din nou tensiunea de prag. În acest moment se produce o nouă saturație a lui T51, tensiunea V_{lcm} face un salt pozitiv și evoluează în continuare din nou de-a lungul porțiunii 1.

Mărirea histerezisului de comutație este ajustată prin valoarea rezistenței RH. Logica aleasă este deosebit de avantajoasă, deoarece asigură independența între ajustarea punctului de comutare și ajustarea histerezisului. Într-adevăr, deoarece RH este scurtcircuitată, când oscilatorul este neatenuat, alinierea punctului de comutare cu RA nu depinde de mărirea histerezisului, adică de valoarea lui RH.

Variantele firmei Omron (Japonia) pentru oscilatorul cu rezistență negativă și pentru circuitul de evaluare [K1P, K2P, K3P, K4P, K5P, K10P, N1P] sunt prezentate în fig. 3.5.

Schema bloc a circuitului, utilizat de către firma Omron pentru prelucrarea informației primare, furnizate de SES, evidențiază două canale (fig. 3.5.a). Canalul principal cuprinde oscilatorul, demodulatorul 1 și triggerul Schmitt TSCH1 și realizează o sesizare inductivă cu evaluarea modificărilor factorului de calitate a circuitului oscilant, similară celor descrise anterior.

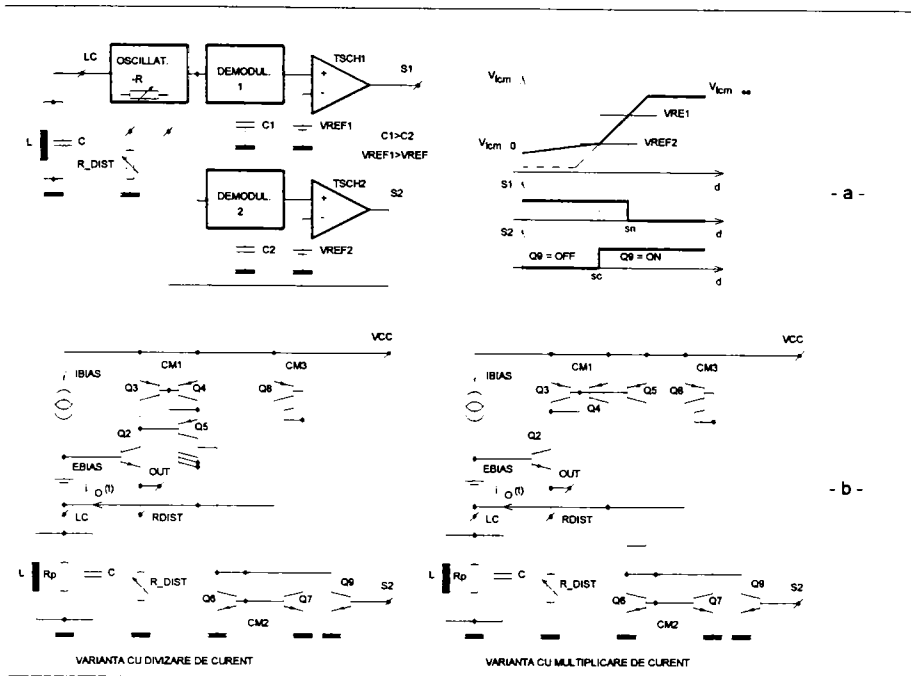


Fig. 3.5 Variantele Omron de oscilator cu rezistență negativă pentru SIP

Se remarcă existența unui canal suplimentar, constituit din demodulatorul 2 și triggerul TSCH2. Aceste etaje sunt similare celor din canalul principal, au însă o constantă de timp mai scăzută ($C_2 < C_1$) și o tensiune de prag $V_{REF2} < V_{REF1}$. Ele sunt folosite pentru generarea unui semnal de comutație intern S_2 , diferit de semnalul de comutație principal S_1 al SIP și destinat oscilatorului, în vederea reducerii timpului de stabilire a regimului permanent.

Oscilatoarele cu stingere au un timp de stingere - în urma unei atenuări rapide a SES - suficient de scurt, dar au un timp t_c de rearmare și restabilire a regimului permanent - de exemplu, ca urmare a îndepărtării bruște a stimulului din zona activă - relativ lung și având expresia:

$$t_c = K_t \frac{2C}{\Delta G_T} \ln \frac{U_{lcm}}{U_{lcm0}} \tag{3.14}$$

- unde: ΔG_T = variația conductanței G_T , rezultată în urma modificării distanței d ;
- U_{lcm0} = amplitudinea inițială a semnalului $u_{LC}(t)$;
- U_{lcm} = amplitudinea finală a semnalului $u_{LC}(t)$;
- K_t = constantă.

Acest impediment limitează dramatic frecvența de comutare a SIP, făcând SIPD cu oscilatoare cu stingere inutilizabili în sesizările de tip dinamic, cu frecvența de lucru ridicată.

Scopul semnalului S_2 este de a reduce acest timp de creștere t_c prin evitarea stingerii complete a oscilatorului, deci prin asigurarea unei amplitudini minime U_{lcm0} suficient de ridicate,

chiar în condiții de atenuare puternică sau totală ($d \approx 0$ mm) a oscilatorului. Limitarea valorii minime a numitorului expresiei 3.14 conduce la reducerea substanțială a timpilor t_c .

Metoda folosită în acest scop este o *metodă de comutație* și constă în mărirea cu o anumită cantitate a curentului de excitație $i_o(t)$ în momentul reducerii distanței d sub un anumit prag s_c (fig. 3.5.a), care este ales, evident: $s_c < s_n$. Referințele bibliografice citate mai sus descriu o paletă largă de posibilități concrete de realizare ale acestei funcții în cadrul circuitului oscilator.

Autorul consideră relevantă prezentarea a două variante de bază, la care are loc o „divizare”, respectiv o „multiplicare” a curentului $i_o(t)$. Se remarcă utilizarea în oscilatoarele Omron (fig. 3.5.b) a variantei de bază a oscilatorului cu rezistență negativă (fig. 3.3), tranzistoarele Q2, Q3 și Q4 având o funcție similară. Circuitul de polarizare este reprezentat schematic prin sursele I_{BIAS} și E_{BIAS} . Spre deosebire de varianta Siemens, ieșirea oscilatorului este emitorul lui Q2.

Oscilatorul cu „divizare” a curentului de excitație cuprinde, în locul oglinzii de curent clasice, o oglindă Wilson CM1, în care se utilizează tranzistorul multicolector Q5. Cel de-al patrulea colector este conectat la intrarea oglinzii CM2 (Q6, Q7). Aceasta comandă oglinda CM3 (tranzistorul multicolector Q8), a cărei ieșire este conectată la borma LC. Pentru descrierea principală a funcționării schemei, se consideră cazul ideal, caracterizat prin rapoarte intrare / ieșire ale oglinzilor de curent de valoare unitară.

În starea neatenuată, respectiv slab atenuată ($d > s_n$), semnalul de comandă S2 menține tranzistorul comutator Q9 în starea conductoare. În consecință, un sfert din curentul de reacție, stabilit prin R_DIST , este deviat la masă și curentul de excitație $i_o(t)$ propriu-zis are amplitudinea:

$$I_{om} \approx \frac{3}{4} \frac{U_{icm}}{R_DIST} \quad (3.15)$$

În punctul $d = s_n$ are loc comutația propriu-zisă a sistemului (semnalul S1); regimul de excitație al circuitului oscilant rămâne însă neschimbat. La atingerea distanței $d = s_c$, stabilită prin tensiunea de prag V_{REF2} , se produce comutația în canalul suplimentar, ceea ce duce la blocarea lui Q9. Curentul furnizat de colectorul independent al lui Q5 va fi acum adăugat - după o oglindire succesivă în CM2 și CM3 - curentului inițial, ceea ce duce la mărirea cu o cantitate a amplitudinii curentului de excitație:

$$I_{om} \approx \frac{U_{icm}}{R_DIST} \quad (3.16)$$

În consecință, la reducerea în continuare a distanței d , punctul de funcționare nu va mai evolua pe caracteristica $U_{icm} = f(d)$ cu stingere, marcată cu linie întreruptă, ci pe o nouă caracteristică, cu saturație la valoarea $U_{icm0} > 0$. Efectul indirect al acestei acțiuni asupra reducerii timpului de rearmare rezultă din rel. 3.14, comentată anterior.

Varianta cu „multiplicare” a curentului diferă de prima prin modul de realizare al oglinzii CM1 și prin valorile curenților de excitație în cele două stări. Oglinda dublă de curent (Q3, Q4 și Q5), comutabilă printr-un mecanism similar celui descris mai sus, asigură următoarele amplitudini ale curentului de excitație $i_o(t)$:

$$\text{pentru } d > s_c : \quad I_{om} \approx \frac{U_{icm}}{R_DIST} \quad (3.17)$$

$$\text{pentru } d \leq s_c : \quad I_{om} \approx 2 \frac{U_{icm}}{R_DIST} \quad (3.18)$$

Firma Ascom (Elveția) este și ea specializată în conceperea și producerea de circuite integrate de catalog, dedicate SIP. Familia corespunzătoare de circuite (tehnologie bipolară) cu-

prinde variantele: FM 303 ; FM 304 ; FM 313 ; AM 329 [A3C, *13A, *22A].

Comparând datele acestora, se constată o schemă bloc comună - cu mici diferențe în privința etajului de ieșire, respectiv privitoare la funcții auxiliare de supraveghiere - , care nu prezintă noutăți esențiale în privința prelucrării semnalului primar. Metoda de sesizare inductivă utilizată este evaluarea amplitudinii semnalului la bornele circuitului oscilant paralel din cadrul SES. Schema bloc a celui mai modern circuit din această familie AM 329, însoțită de o utilizare SIPD standard, este reprezentată în fig. 3.6.a, folosind notațiile firmei Ascorm [A3C].

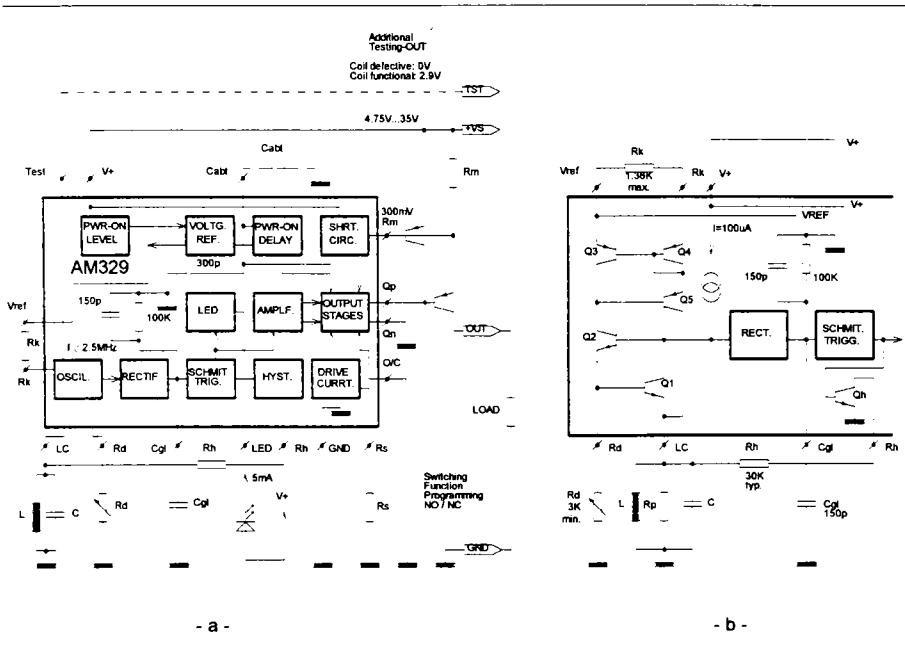


Fig. 3.6 Circuitul integrat AM 329 și oscilatorul Ascorm pentru SIP

Demne de amintit sunt următoarele aspecte particulare, referitoare la modul de conversie și evaluare a informației furnizate de SES:

- o structură a oscilatorului cu rezistență negativă, ușor diferită față de varianta de bază din fig. 3.3;
- un alt mod de generare a histerezisului de comutație;
- integrarea parțială a componentelor pasive, necesare circuitului, situație care oferă posibilitatea realizării unor scheme standard de SIP cu un număr minim de componente pasive externe, în jurul circuitului integrat, deci puternic miniaturizate.

În principiu, schema electronică a oscilatorului Ascorm (fig. 3.6.b) corespunde variantei de bază a oscilatorului cu rezistență negativă (fig. 3.3). Decalarea cu $2V_{BE}$ a tensiunii u_{LC} , în vederea comenzii tranzistorului Q2, stabilește o tensiune continuă de valoare relativ ridicată ($\approx V_{BE}$) la bornele rezistenței de aliniere R_d , ceea ce duce la o generare parțială a curentului I_{BIAS} cu ajutorul acestei rezistențe; schema conține și o sursă de polarizare independentă, de valoare fixă ($I = 100 \mu A$).

Avantajul esențial al acestei topologii este, că permite o excursie a amplitudinii U_{icm} mărită cu o valoare V_{BE} . Intrarea în conducție, în timpul amplitudinii negative a lui u_{LC} , a diodei parazitare substrat-colector a tranzistorului Q1, deci limitarea amplitudinii, se produc, când modulul amplitudinii U_{icm} atinge pragul aproximativ de $3V_{BE}$. Oglinda de curent pentru reinjectarea curentului de excitație este perfecționată, fiind de tipul Wilson (Q3, Q4 și Q5). Emitorul lui Q4 este conectat la primul R_k , oferind posibilitatea utilizării unei rezistențe de degenerare externe $R_k \leq 1,3k\Omega$, în vederea compensării termice. Ieșirea oscilatorului este baza lui Q2. Prezența unei componente continue de valoare $2V_{BE}$ în semnalul de ieșire simplifică modul de polarizare a circuitelor electronice din demodulator și triggerul Schmitt.

Dezavantajul acestor modificări constă în necesitatea unei tensiuni interne de alimentare de valoare mai ridicată, ceea ce restricționează utilizarea circuitului pentru variantele moderne de tip 2T.

Deosebit este și modul de generare a histerezisului referitor la poziția stimulului. Ca și la familia Siemens, se utilizează un tranzistor comutator intern, având colectorul conectat la pinul R_n . Prezența unei componente continue prin rezistența de aliniere R_d nu permite comutări în acest traseu. Din aceste considerente, rezistența de histerezis R_h se conectează între pinii LC și R_n și va fi comutată sau nu în paralel cu circuitul oscilant, funcție de starea SIPD, într-un mod similar ca în diagrama din fig. 3.4.b. În opțiunea autorului metoda este dezavantajoasă și contravine cerinței permanente de a reduce încărcarea nedorită a circuitului oscilant, produsă de electronica oscilatorului (fig. 3.1).

3.1.2 Oscilatoare cu cuplaj prin emitor

Clasa oscilatoarelor cu cuplaj prin emitor, cu multitudinea variantelor pe care ea le include, poate fi considerată ca a doua categorie de circuite oscilatoare, adecvate senzorilor inductivi de proximitate [T6V, B2V, N3V, N2P, N3P]. Aria relativ largă de utilizare în domeniul SIP se explică prin buna controlabilitate a amplitudinii semnalului generat și prin posibilitatea elegantă de a compensa, respectiv defini, comportamentul cu temperatura al oscilatorului. Schema oscilatorului are o topologie adecvată integrării atât în tehnologii bipolare, cât și unipolare. Bobina, aparținând SES și conectată în circuitul oscilant paralel, nu conține priză intermediară.

Cu toate acestea, oscilatorul cu cuplaj prin emitor este mult mai puțin răspândit în domeniul SIP, decât cel cu rezistență negativă. Fidelă acestui circuit este, de exemplu, firma SGS-Thomson, care elaborează și produce în permanență noi circuite integrate destinate SIP.

Sunt cunoscute două variante, identice din punct de vedere al comportamentului în curent alternativ, care diferă prin modul de conectare a circuitului oscilant paralel: între oscilator și tensiunea pozitivă de alimentare, respectiv între oscilator și masă (variantele a și b în fig. 3.7), aspect uneori deloc neglijabil în legătură cu imunitatea la perturbații a SIP industriali.

Circuitul oscilator, având schema principală din fig. 3.7.b, este întâlnit și în circuitul integrat de uz general MC 1648 (Motorola) [T6V]. Reacția pozitivă în amplificatorul diferențial cu Q1, Q2 se poate obține printr-o legătură directă, deoarece potențialul bazei lui Q1 este în fază cu potențialul colectorului lui Q2. Amplificarea în buclă deschisă este proporțională cu transconductanța g_m a tranzistoarelor presupuse identice (condiția de împerechiere este ușor de realizat). Aceasta poate fi modificată în limite largi cu ajutorul curentului de emitor, deci prin rezistența R_E [G3V]. Amplitudinea oscilațiilor va fi limitată la circa 0,5 V, corespunzător condiției limită de funcționare a tranzistoarelor ($U_{CB} = 0$ V). O funcționare similară are varianta cu circuitul oscilant conectat la șina + V_{CC} . Circuitul poate oscila la tensiuni de alimentare foarte scăzute (≥ 1 V) [N3V], deci este adecvat în principiu și pentru tipurile 2T de SIP.

O structură perfecționată a variantei - a - este ilustrată în fig. 3.7.c. Rezistența de emitor este înlocuită printr-o sursă de curent, realizată cu ajutorul oglinzii de curent Q3 și Q4, substituție

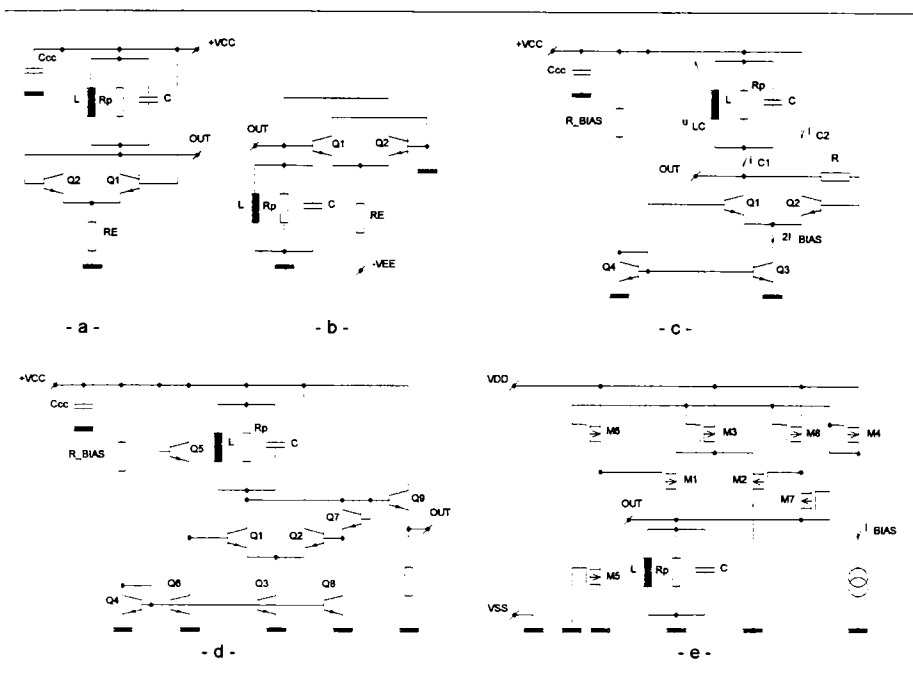


Fig. 3.7 Oscilatoare cu cuplaj prin emitor

avantajoasă mai ales în cazul integrării circuitului. Curentul de polarizare al etajului diferențial, de valoare $2 \cdot I_{BIAS}$, este ajustat cu rezistența R_{BIAS} .

Condiția de amorsare a oscilațiilor poate fi dedusă ușor, considerând tranzistoare împerechiate, circuitul oscilant LC în regim rezonant permanent și, în primă ipostază, $R = 0$. O variație:

$$\Delta U_{BE} = U_{BE1} - U_{BE2} > 0 \quad (3.19)$$

provoacă o creștere Δi_{C1} a curentului de colector și, deci, o modificare a potențialului colectorului lui Q_1 :

$$\Delta V_{C1} = -R_p \cdot \Delta i_{C1} \quad (3.20)$$

modificare, ce se transmite ca o tensiune $\Delta U_{BE}' = -\Delta V_{C1}$ în baza lui Q_2 , închizând astfel bucla de reacție pozitivă ($\Delta U_{BE}'$ și ΔU_{BE} sunt în fază, dacă circuitul LC lucrează la rezonanță). Pentru variații ΔU_{BE} mici în raport cu tensiunea termică U_T se obține:

$$\Delta U_{BE}' = -\Delta V_{C1} \approx R_p \frac{I_{BIAS}}{2U_T} \cdot \Delta U_{BE} \quad (3.21)$$

În concluzie, amorsarea oscilațiilor se produce dacă:

$$R_p \frac{I_{BIAS}}{2U_T} = R_p \frac{g_m}{2} > 1 \quad (3.22)$$

condiție, care este îndeplinită fără dificultăți în cazul oscilatoarelor pentru SIP. De exemplu, reconsiderând SES de referință din *Secțiunea 2.1*, caracterizat prin $R_p \leq 26,65 \text{ k}\Omega$ (fig. 2.53), condiția de amorsare devine:

$$I_{\text{BIAS}} > \frac{2U_T}{R_p} \approx 1,9 \mu\text{A} \quad (3.23)$$

și poate fi asigurată prin ajustarea adecvată a rezistenței R_{BIAS} .

O valoare $R \neq 0$ (în practică $100 \div 500 \Omega$ [B2V]) modifică relația 3.22, deoarece în acest caz $|\Delta U_{\text{BE}}| < |\Delta V_{\text{C}}|$. Rezistența R joacă un rol în amorsarea oscilațiilor, în special în cazul în care curentul de polarizare are o valoare mică (caz preferat). De asemenea, prin valoare ei influențează și asupra regimului de curent continuu, respectiv asupra repartiției curenților prin tranzistoarele Q1 și Q2. O soluție utilizată, în special în cazul integrării circuitului, este înlocuirea rezistenței R printr-o diodă, ca în fig. 3.7.d .

Avantajele primordiale ale circuitului oscilator cu cuplaj prin emitor sunt:

- amplitudinea U_{icm} a oscilațiilor este dependentă de curentul de polarizare;
- încărcarea G_E produsă asupra circuitului oscilant este minimă; frecvența de oscilație nu va fi influențată de această conductanță;
- schema poate acoperi un domeniu larg de frecvențe, depinzând de tipul tranzistoarelor;
- tensiunea de alimentare poate varia în limite largi, începând cu valori foarte scăzute;
- comportamentul termic poate fi controlat și influențat direct prin intermediul curentului de polarizare.

În [N2P] se prezintă un oscilator similar, la care tensiunea de comandă în baza tranzistorului Q3 este obținută de la ieșirea unui amplificator comandat la rândul său de o referință bandgap [J3V]. Printr-o dimensionare adecvată se obține un curent de polarizare cu o dependență liniară față de temperatură, de forma:

$$I_{\text{BIAS}} = K \cdot U_T \quad (3.24)$$

unde: K = constantă determinată exclusiv de elementele rezistive de circuit.

Cu aceasta, condiția de amorsare devine independentă de temperatură, fiind impusă exclusiv de elementele circuitului:

$$R_p \frac{K}{2} > 1 \quad (3.25)$$

Mai mult, în [N2P] se arată, prin calculul detaliat al impedanței interne a oscilatorului și mai departe al influenței acesteia asupra frecvenței de oscilație, că frecvența de oscilație cuprinde de asemenea un termen direct proporțional cu raportul U_T / I_{BIAS} . Alegerea unui curent de polarizare conform rel. 3.24 duce la independența frecvenței de oscilație față de condițiile termice de expunere, într-un domeniu larg de temperatură.

O structură perfecționată ușor integrabilă este ilustrată în fig. 3.7.d . Topologia conține în exclusivitate tranzistoare NPN, caracterizate prin performanțe net superioare celor PNP de tipul lateral. Rezistența R este înlocuită prin dioda Q7 polarizată cu curent constant de la sursa de curent multiplă Q4, Q6, Q3, Q8, a cărei scop principal este generarea curentului de polarizare pentru etajul diferențial. Această substituție, specifică tehnicilor de integrare, asigură o polarizare corectă, paralel cu o valoare dinamică a lui R , suficient de mică. Se obține, de asemenea, o reducere importantă a suprafeței de siliciu, cunoscut fiind faptul că rezistențele integrate necesită arii largi pe placheta de siliciu. În vederea mării excursiei semnalului u_{LC} , tranzistorul Q1 este polarizat la o tensiune cu o unitate V_{BE} mai scăzută decât tensiunea de alimentare, cu ajutorul diodei Q5, parcursă de asemenea de curent constant. Rapoartele între curenții furnizați de sursa de

curent de polarizare multiplă se ajustează prin suprafețele de emitor ale tranzistoarelor componente. O posibilitate de ieșire, ilustrată în fig. 3.7.d , este asigurată de către repetorul pe emitor realizat cu Q9.

Circuitul din fig. 3.7.e reprezintă aceeași topologie, în varianta oglindită - circuitul oscilant la masă - și realizată cu tranzistoare PMOS cu canal indus, deci integrabilă în tehnologii MOS.

Firma SGS-Thomson (Franța) pune, de asemenea, la dispoziția producătorilor de senzori inductivi o familie de circuite integrate bipolare specializate, destinate SIP. Exemplarele de catalog reprezentative ale acestei palete relativ largi sunt: *TDE 160*; *TDE 163/164*; *TDE 360*; *TDE 270* [S3C].

Circuitul *TDE 160* este asemănător circuitului TCA 505 (fig. 3.4.a), în privința circuitelor oscilator și de evaluare, a modului de aliniere și de asigurare a histerezisului de comutație. Este realizat de asemenea în tehnologie bipolară și are date electrice comparabile cu ale lui TCA 505.

O structură total diferită, cu privire la circuitele de prelucrare a informației furnizate de către SES, circuite funcționând pe principiul evaluării factorului de calitate a SES, se regăsește la celelalte tipuri enumerate mai sus.

Schema bloc de principiu a circuitelor *TDE 163/164*, prezentată în catalog, indică în mod clar o structură a circuitului oscilator de tipul cu cuplaj prin emitor, varianta cu circuit oscilant conectat la linia de alimentare (fig. 3.8.a).

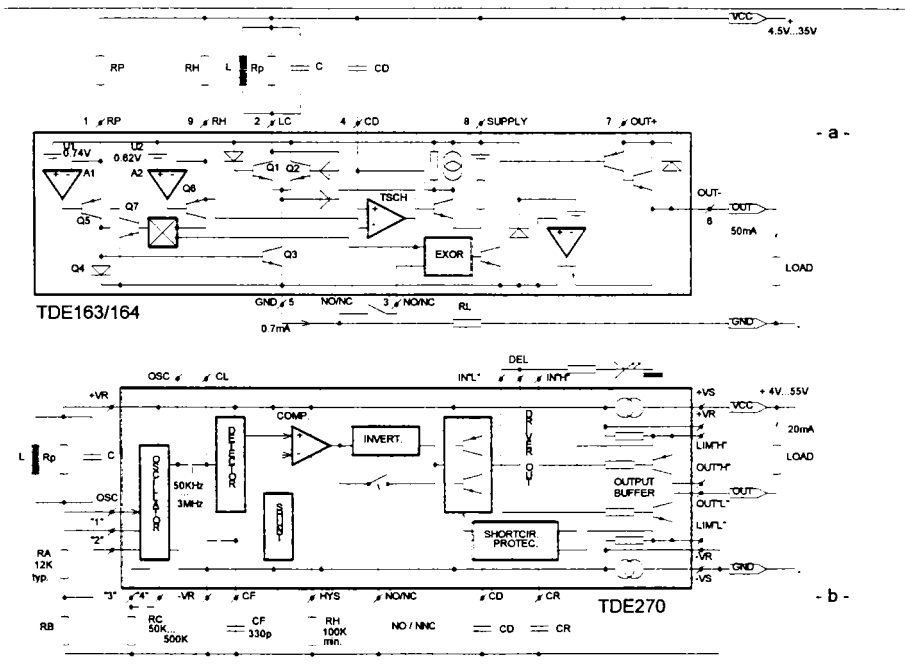


Fig. 3.8 Circuitele *TDE 163/164*, *TDE 270* și oscilatorul SGS-Thomson pentru SIP

Alinierea distanței nominale de comutare s_n a circuitului se face prin intermediul curentului de emitor al etajului diferențial cu tranzistoarele Q1 și Q2, curent prescris cu ajutorul rezistenței RP, conectată între pinul 1 și linia pozitivă de alimentare (notații proprii SGS). Această rezistență

formează, împreună cu tranzistorul Q5, amplificatorul A1 și referința de tensiune $U_1 = 0,74 \text{ V}$, un convertor tensiune-curent, valoarea curentului de ieșire fiind [M5V]:

$$I_{RP} = \frac{V_{CC} - 0,74 \text{ V}}{RP} \cdot \frac{1}{1 + 1/h_{21E}} \approx \frac{V_{CC} - 0,74 \text{ V}}{RP} \quad (3.26)$$

Curentul furnizat de această sursă este oglindit de oglinda de curent Q4, Q3 și constituie curentul de polarizare al oscilatorului. Conform dimensionării circuitului, amplitudinea oscilațiilor la bornele circuitului oscilant va avea valoarea [S3C]:

$$U_{icm} = 4/\pi \cdot I_{RP} \cdot R_p \quad (3.27)$$

unde: R_p = rezistența echivalentă a pierderilor SES.

În continuare, semnalul de ieșire al oscilatorului, având amplitudinea de mai sus, se regăsește demodulat și filtrat la bornele condensatorului CD, conectat la pinul 4. Tensiunea continuă la bornele lui CD, proporțională cu U_{icm} și având o constantă de proporționalitate impusă prin dimensionarea circuitului integrat:

$$U_{CD} = 4,35/\pi \cdot U_{icm} \quad (3.28)$$

este comparată, de către triggerul Schmitt TSCH, cu valoarea de prag constantă, fixată prin referința internă $U_2 = 0,62 \text{ V}$.

La o apropiere a stimulului de SES, în momentul atingerii distanței $d = s_n$ (aliniată corespunzător cu RP), se îndeplinește inegalitatea: $U_{CD} < 0,62 \text{ V}$, ceea ce duce la comutarea triggerului Schmitt.

Rezultatul principal al acestei comutări este activarea, respectiv dezactivarea prin intermediul blocului SAU-EXCLUSIV, a etajului final, în concordanță cu funcția de comutare programată cu ajutorul conexiunii la pinul 3. Poziția indicată a comutatorului extern corespunde funcției normal-deschis.

Paralel cu această acțiune are loc activarea circuitului de histerezis. În esență, aceasta cuprinde o sursă de curent comandabilă, similară celei descrise anterior, constând din elementele RH, Q6, Q7, A2 și U2 și al cărei curent este reglabil cu rezistența RH, conform relației [S3C]:

$$I_{RH} = \frac{V_{CC} - 0,62 \text{ V}}{16 \cdot RH} \quad (3.29)$$

În momentul activării sursei, ca urmare a atingerii punctului de comutare, acest curent va fi derivat prin tranzistorul Q7. În consecință, curentul la intrarea oglinzii de curent Q4, Q3 va fi redus în salt cu valoarea I_{RH} , ceea ce înseamnă o diminuare a curentului de polarizare al oscilatorului, deci, în final, o scădere în salt a amplitudinii U_{icm} a oscilațiilor (rel. 3.27).

Conform acestei reduceri a semnalului, recomutarea va avea loc la o distanță $d > s_n$, diferența astfel creată și dependentă de valoarea lui RH, reprezentând histerezisul de comutație H.

Circuitul poate fi utilizat ca în fig. 3.8.a - varianta TDE 163 - pentru obținerea unui SIP cu comutare spre linia pozitivă de alimentare (fig. 1.22), sau pentru un SIP cu comutare spre linia negativă - varianta TDE 164 -, caz în care, sarcina se conectează între linia de alimentare pozitivă și pinul 7, iar pinii 5 și 6 se leagă împreună la masă.

Diferit față de alte familii și specific integratelor SGS-Thomson este prezența unui stabilizator de tensiune integrat de tipul shunt (3,5 V). Aceasta impune necesitatea unei rezistențe externe de limitare RL sau a unei diode cu limitare de curent, plasată în ramura parcursă numai de curentul propriu al circuitului.

Un avantaj specific circuitelor SGS-Thomson este faptul, că rezistențele de ajustare (de exemplu, RP și RH) sunt parcurse numai de curenți continui, ceea ce face necritică poziția acestora în raport cu circuitul integrat pe placheta de circuit imprimat.

Circuitul *TDE 360* are o structură similară celei din fig. 3.8.a și necesită un număr minim de componente externe, fiind dedicat realizărilor low-cost. În vederea creșterii distanței de sesizare, referința internă U_2 este mărită la valoarea 0,9 V [S3C].

Varianta cea mai perfecționată din familia SGS-Thomson este circuitul *TDE 270* (fig. 3.8.b), dedicat realizărilor de înaltă performanță. Oscilatorul utilizat este, de asemenea, cu cuplaj prin emitor. Amplitudinea oscilațiilor se reglează similar prin intermediul curentului de emitor. Diferența esențială, la această variantă perfecționată, constă în modul de obținere al acestui curent de polarizare. În esență, curentul rezultă prin conversia tensiune-curent a tensiunii de ieșire a unei referințe de tip bandgap, conversie efectuată cu ajutorul rezistenței externe RC, conectată la pinul „3”. În același timp, coeficientul de temperatură al acestei tensiuni, și deci și al curentului convertit, poate fi impus cu ajutorul raportului rezistențelor de emitor ale celui bandgap [T6V]. În cazul circuitului *TDE 270* ele sunt RA și RB. Această flexibilitate în programarea curentului de emitor și a coeficientului său de temperatură permite ajustarea amplitudinii oscilațiilor și a coeficientului de temperatură al oscilatorului. Valorile limită ale coeficientului de temperatură ce pot fi obținute sunt:

- pentru RA = 12 k Ω și RB = 30 k Ω : TC = - 1100 ppm/K ;
- pentru RA = 12 k Ω și RB = 60 k Ω : TC \approx 0 (tipic) ;
- pentru RA = 12 k Ω și RB = 120 k Ω : TC = + 1100 ppm/K .

Mai mult, prin conectarea rezistenței externe RC la pinul „4” în loc de „3” se obține o triplare a valorilor TC pozitive ($\leq + 3300$ ppm/K).

Circuitul de evaluare cuprinde un etaj detector cu o capacitate internă, ce poate fi mărită printr-un condensator CF extern, precum și triggerul Schmitt COMP, având o tensiune de prag generată intern (1,6 V). Histerezisul relativ la poziția stimulului se asigură prin modificarea în salt a tensiunii de prag a comparatorului într-o măsură impusă prin rezistența RH.

Circuitul este programabil, oferind ambele funcții de comutație - programarea la pinul NO/NC -, respectiv ambele polarități de conectare a sarcinii - programarea prin conectarea ieșirii DEL la intrarea IN“H” (*high side driver*) sau IN“L” (*low side driver*). Varianta ilustrată este cu conectare spre „-” (fig. 1.22).

Stabilizatorul de tensiune este, de asemenea, de tip shunt (2,9 V). În plus, circuitul conține două surse de curent integrate. Corespunzător polarității de conectare alese, se utilizează una dintre ele în serie cu regulatorul de tensiune de tip shunt, ca element de limitare a curentului. Aceasta permite o extindere pronunțată a domeniului tensiunilor de alimentare: $V_{CC} = 4 \div 55$ V.

3.2 ANALIZA UNITARĂ A COMPORTĂRII OSCILATOARELOR CU REZISTENȚĂ NEGATIVĂ, UTILIZATE PENTRU SIP, PRIN METODE COMBinate - ANALITICE ȘI DE SIMULARE

Scopul secțiunii de față este analiza detaliată a oscilatorului cu rezistență negativă, circuit supus perfecționărilor în cadrul tezei de doctorat, în vederea conturării limitelor, dezavantajelor și posibilităților de îmbunătățire, pe care acesta le oferă. Această investigație va fi efectuată, utilizând în mod preponderent simulări electrice de circuit cu ajutorul programului PSPICE [M1C, S13V, M7V, M4V, V2V, T3V, K7V, M6V, E1V, M3V, W2V, K4V, H8V].

Segmentul # 1 al **Simulării T_S3_01** are drept obiectiv evidențierea comportamentului circuitului de bază din fig. 3.3. Modelele PSPICE pentru componentele active sunt ale

tranzistoarelor bipolare integrate, prezentate în catalogul firmei ASIC [A4C]. Condițiile de utilizare ale circuitului sunt: $V_{CC} = 2,5 \text{ V}$, $I_{BIAS} = 40 \mu\text{A}$ (tabela 3.1).

Tabela 3.1

```

**** 05/11/97 18:30:38 ***** PSpice 7.0 *****

OSCILATORUL CU REZISTENTA NEGATIVA
-----

*File: T_S3_01.cir
-----
VCC 1 0 dc {vcc}

Q1 3 3 2 0 qc3zn02
Q2 5 3 4 0 qc3zn02
Q3 5 5 1 0 qc3zp03
Q4 2 5 1 0 qc3zp03
Q5 3 6 1 0 qc3zp03
Q6 6 6 1 0 qc3zp03
.LIB c:\doct\pspice\lib\asic.lib

R_DIST 4 0 {r_dist}
R_BIAS 6 0 45k

.OP
.TEMP -25 25 75
.WATCH tran V(2)
.OPTIONS nomod nopage itl5=0
.PROBE

* SEG. #1: PRINCIPIU RN *****
.PARAM vcc=2.5v
.PARAM r_dist=10k
VGEN 2 0 pwl(0 0 1m -1 3m 1 5m -1 6m 0)
.TRAN 5u 6m 0 5u UIC

* SEG. #2: SIMULARE IN DOM. TIMP *****
.PARAM vcc=2.5v
.PARAM r_dist=9k
L 2 7 175.385u
C 2 0 1n IC=0
Rs 7 0 6.343
SLC 2 0 101 0 swmod
VSLC 101 0 pulse(2.5 0 50u 0 0 500m 1000m)
.MODEL swmod vswitch (ron=1e-3 roff=1e9)
.TRAN 0.5u 1m 0 0.1u UIC

* SEG. #3: IMPED. INTERNA*****
.PARAM vcc=2.5v
.PARAM r_dist=9k
VGEN 2 0 ac {vlc}
.PARAM vlc=0
.STEP param vlc list 0.01 0.6 1 2.1
.AC dec 10 100 1meg

.END

```

Evoluțiile semnalelor de intrare ale oscilatorului, obținute prin simulare și reprezentate în fig. 3.9, confirmă încadrarea acestui circuit în clasa oscilatoarelor dipol cu rezistență negativă. Prin rezistența $R_{BIAS} = 45 \text{ k}\Omega$ se asigură un curent de polarizare $I_{BIAS} = 40 \mu\text{A}$. Amplitudinea curentului de reacție se abate de la valoarea teoretică (rel. 3.12), din motive enunțate anterior, cu ocazia descrierii circuitului:

$$I_{om} = 95 \mu\text{A} \neq \frac{U_{lcm}}{R_{DIST}} = 100 \mu\text{A} \quad (3.30)$$

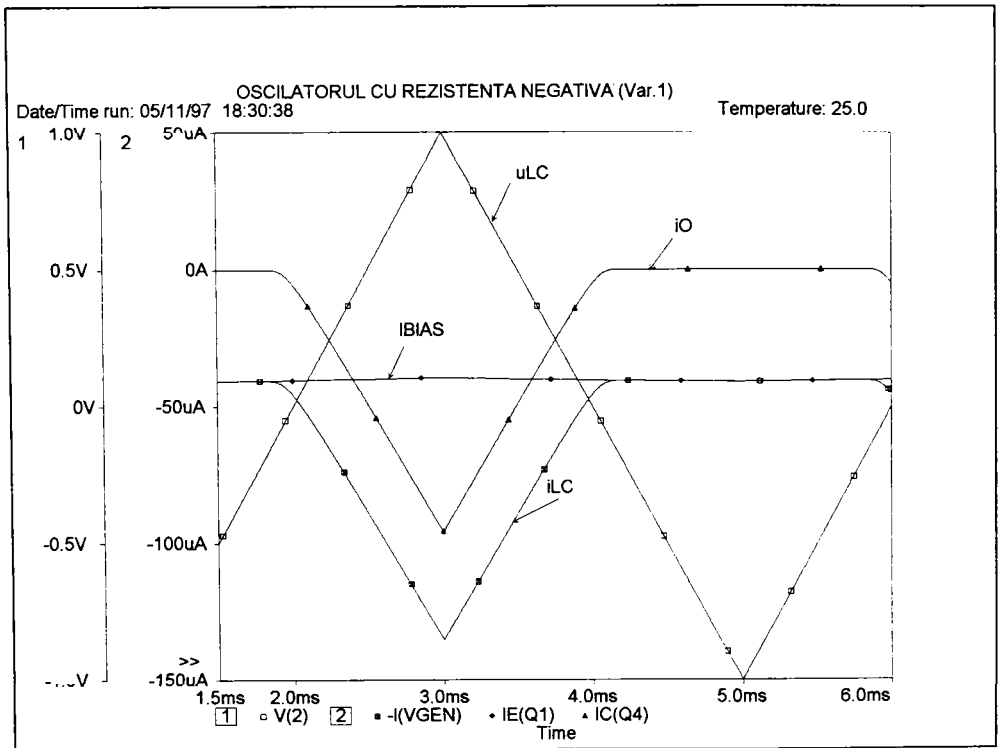


Fig. 3.9 Semnalele la intrarea oscilatorului din fig. 3.3, obținute prin simularea T_S3_01, segmentul #1

Relația de calcul a valorii rezistenței de aliniere R_{DIST} și, deci, condiția de amorsare a oscilațiilor se poate determina, efectuând bilanțul energetic, în următoarele condiții simplificatoare:

- se consideră SES, aparținând circuitului oscilant, în starea complet neatenuată de către stimul, deci $G_T = 0$ (fig. 3.2);

- se consideră că rezistența de ieșire a circuitului are valori foarte ridicate, deci $G_E \approx 0$.

La frecvența de rezonanță, curentul și tensiunea la bornele circuitului oscilant sunt în fază, în consecință, are loc numai o disipație de putere activă în circuitul oscilant. Puterea activă disipată la rezonanță în conductanța echivalentă, calculată cu relația generală aplicată puterii momentane devine:

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T p_d(t) dt = \frac{G_{pso}}{T} \int_0^T (U_{lcm} \sin \omega_0 t)^2 dt = \frac{G_{pso}}{2} U_{lcm}^2 \quad (3.31)$$

Puterea furnizată circuitului oscilant de către oscilatorul electronic se poate calcula explicitând puterea momentană funcție de curentul de excitație. După cum s-a arătat la descrierea funcționării oscilatorului (*Secțiunea 3.1.1*), curentul $i_o(t)$ este un semnal periodic de tip pulsatoriu (redresat monoalternanță). Dezvoltarea în serie Fourier a expresiei lui conduce la relația:

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{i_o^2(t)}{G_{pso}} dt = \frac{I_{om}^2}{T \cdot G_{pso}} \int_0^T \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega_0 t + \frac{2}{\pi} \sum_{n=2,4,6}^{\infty} \frac{1}{n^2 - 1} \sin(n\omega_0 t - \frac{\pi}{4}) \right]^2 dt \quad (3.32)$$

Puterea livrată de componenta de c.c. este nesemnificativă, datorită rezistenței de curent continuu foarte reduse a bobinei SES. Componentele armonice pot fi de asemenea neglijate, ținând cont de caracterul selectiv puternic al circuitului rezonant. În consecință, puterea efectiv furnizată este livrată de componenta fundamentală și are expresia:

$$P_f = \frac{I_{om}^2}{8G_{pso}} \quad (3.33)$$

Conform legii conservării energiei, puterea disipată în circuitul oscilant de-a lungul unei perioade trebuie să fie acoperită de puterea livrată de către circuitul electronic în timpul semialternanței pozitive (tranzistorul Q2 este blocat în timpul semialternanței negative a tensiunii $u_{LC}(t)$):

$$P_d = P_f \quad \Rightarrow \quad I_{om} = 2G_{pso} U_{lcm} \quad (3.34)$$

Substituirea rel. 3.12, valabilă în condiții ideale, în rel. 3.34 conduce la expresia căutată:

$$R_{DIST} \approx \frac{1}{2G_{pso}} = \frac{R_{pso}}{2} \quad (3.35)$$

unde: R_{pso} = rezistența echivalentă de pierderi a circuitului oscilant cu SES în starea complet neatenuată de stimul ($d = \infty$).

O expresie similară se poate obține pe o altă cale, și anume, utilizând relațiile generalizate ale lui Barkhausen, deduse prin explicitarea criteriului de stabilitate a lui Nyquist (fig. 3.10.a):

$$\underline{Y} \cdot \underline{Z} \geq 1 \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} Y \cdot Z &\geq 1 \\ \angle \underline{Y} + \angle \underline{Z} &= n \cdot 360^\circ, \quad n \in [0, 1, \dots] \end{aligned} \quad (3.36)$$

unde: $\underline{Y} = Y \angle \underline{Y}$ – este admitanța de transfer a etajului amplificator;
 $\underline{Z} = Z \angle \underline{Z}$ – este impedanța de transfer a etajului de reacție.

Variantele de oscilator cu decalare dublă $2V_{BE}$ a tensiunii u_{LC} , de tipul celor ilustrate în fig. 3.6, se ajustează, în general, pentru amplitudini $U_{lcm} \leq V_{BE}$. O analiză identică, efectuată în cazul regimului pur sinusoidal, care se instalează în acest caz, conduce la egalitatea $R_{DIST} \approx R_{pso}$, reprezentând relația de determinare a valorii rezistenței de aliniere pentru aceste circuite.

Relația 3.35 a fost dedusă în condițiile idealizate, enunțate mai sus. În realitate, alinierea se face pentru o anumită distanță de comutare nominală, deci pentru valori $G_T \neq 0$.

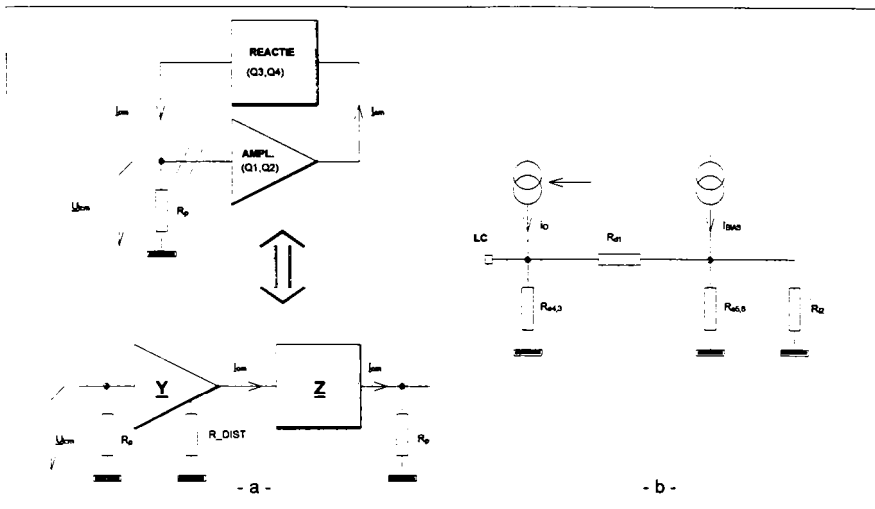


Fig. 3.10 Scheme echivalente referitoare la oscilatorul cu rezistență negativă

Ținând cont și de existența atenuărilor suplimentare cauzate de electronica oscilatorului, relația devine:

$$R_{\text{DIST}} \approx \frac{1}{2(G_T + G_{\text{poc}} + G_E)} \leq \frac{R_{\text{poc}}}{2} \quad (3.37)$$

Conductanța internă G_E a oscilatorului poate fi determinată pe baza schemei echivalente la boma LC (fig. 3.10.b), în care $R_{e4,3}$ și $R_{e5,6}$ sunt rezistențele de ieșire ale oglinzilor de curent cu Q3, Q4, respectiv Q5, Q6 (fig. 3.3), R_{d1} este rezistența dinamică a diodei Q1, iar R_{i2} este rezistența de intrare a etajului cu Q2 în conexiune EC și funcționând în regim de semnal mare. Calculul acestor rezistențe se poate face folosind relațiile exacte, deduse în literatura de specialitate. O bună estimare, suficient de exactă pentru scopul propus, rezultă pe baza relațiilor aproximative, folosite în mod uzual în analiza și proiectarea circuitelor integrate [G3V, G4V]:

$$R_{e4,3} \approx \frac{U_A}{i_o} ; \quad R_{e5,6} \approx \frac{U_A}{I_{\text{BIAS}}} ; \quad R_{d1} \approx \frac{U_T}{I_{\text{BIAS}}} \quad (3.38)$$

în care: U_A = tensiunea Early corespunzătoare tranzistoarelor utilizate;
 U_T = tensiunea termică ($U_T \approx 26 \text{ mV}|_{T=300 \text{ K}}$).

Un parametru al oscilatorului, care trebuie luat în considerare la utilizarea circuitului în SIP, este consumul de curent de la sursa de alimentare V_{CC} . Din considerente expuse în *Capitolul 1*, valoarea acestuia trebuie să fie cât mai redusă cu putință, în special în aplicații de tip 2T (*Secțiunea 1.5.2*). Valoarea medie a consumului de curent a oscilatorului de bază din fig. 3.3:

$$I_{CC} = 2 I_{\text{BIAS}} + \frac{2 I_{om}}{\pi} \quad (3.39)$$

va depinde, evident, de alinierea oscilatorului. Pe baza rel. 3.12 rezultă:

$$I_{CC} = 2 I_{BIAS} + \frac{2}{\pi} \frac{U_{lcm}}{R_{DIST}} \quad (3.40)$$

Considerentele de funcționare și dimensionare expuse anterior pot fi evidențiate și detaliate prin rezultatele concrete puse la dispoziție de **simularea T_S3_01** (segmentele #2 și #3).

Segmentul #2 efectuează o simulare în domeniul timp a circuitului oscilator de bază din fig. 3.3 în ipoteza utilizării lui în combinație cu SES de referință (*Secțiunea 2.1.1*). SES este considerat în starea neatenuată de către stimul, similar ca în cazul de mai sus, și este reprezentat prin schema echivalentă serie a sa (*Secțiunea 2.1.2*, tabela 2.2).

Circuitul se consideră alimentat cu o tensiune redusă, corespunzătoare unei aplicații de tip 2T, iar rezistența de aliniere are o valoare suficient de mică pentru a permite o amorsare a circuitului și, în final, o atingere a regimului permanent de amplitudine maximă. Analiza de regim tranzitoriu este efectuată în condiții inițiale nule și de precizie ridicată (pas maxim de integrare de 0,1 μs), și pentru un interval de timp de 1 ms. Figura 3.11 ilustrează evoluția obținută prin simulare pentru tensiunea $u_{LC}(t)$ la bornele circuitului oscilant. Se constată existența unui timp de amorsare și stabilire a regimului permanent cu o valoare relativ ridicată: $t_C \approx 0,9$ ms.

Figurile 3.12 și 3.13 cuprind diagramele principalelor semnale interne ale oscilatorului, obținute prin simulare pentru un interval de timp, caracterizat prin regim liniar de funcționare. Aceste reprezentări constituie o ilustrare a descrierii funcționării, efectuată în *Secțiunea 3.1.1*, și certifică considerentele făcute cu acest prilej. Modul de lucru al tranzistorului Q2 este analizat în fig. 3.12 prin reprezentarea semnalului de comandă u_{B2} și a curentului i_{R_DIST} , rezultat în urma conversiei tensiune-curent. Figura 3.13, având drept scop analiza funcționării în același interval de timp a circuitului de reacție și a circuitului rezonant, permite o comparație între curenții de intrare i_{C3} și de ieșire i_{C4} ai oglinzii de curent Q3, Q4. Ea ilustrează, de asemenea, curenții prin componentele circuitului rezonant și relația acestora în raport cu tensiunea la bornele circuitului.

Segmentul #3 efectuează o analiză de curent alternativ, având drept scop determinarea impedanței la borma LC, în condiții de alimentare similare, pentru un domeniu de frecvențe corespunzător domeniului optim al SES (*Secțiunea 2.1.1*) și pentru diferite amplitudini ale semnalului la borma LC. Rezultatele obținute în urma simulării (fig. 3.14) indică limitări ale circuitului, constând în condiții critice de amorsare a oscilațiilor în domeniul frecvențelor înalte și într-o valoare relativ redusă a impedanței la borma LC. Aceasta va avea un efect negativ asupra formei caracteristicii de răspuns $V_{lcm} = f(d)$ și va duce la reducerea sensibilității SIP în acțiunea de sesizare (fig. 3.1).

Simulările și măsurătorile de laborator foarte amănunțite, efectuate de autor asupra oscilatorului cu rezistență negativă - varianta de bază - conduc la următoarele concluzii.

Oscilatorul este de tipul cu stingere iar caracteristica sa de răspuns are o formă în S și prezintă o porțiune abruptă în domeniul distanțelor medii, ceea ce determină reducerea considerabilă a domeniului de sesizare și o înrăutățire dramatică a liniarității. Spre exemplificare, curba reprezentată în fig. 3.15 a fost obținută prin măsurători, utilizând oscilatorul din fig. 3.3 și SES de referință, în condiții similare celor de la simularea T_S3_01. Graficul evidențiază dezavantajul principal al circuitului, constând în îndepărtarea pronunțată față de alura reprezentată în fig. 2.53.

Stingerea oscilațiilor are loc, în general, la distanțe d apreciabile. Dezavantajele ce rezultă, legate de timpii de reamorsare ridicați, au fost deja discutate în *Secțiunea 3.1.1* (rel 3.14).

Caracteristica de răspuns este, în general, monotonă numai pentru alinieri corespunzătoare unor amplitudini U_{lcm} reduse. Pentru ajustări cu amplitudini mari rezultă o caracteristică cu salt. Astfel, în timpul modificării elementului unic de reglare R_{DIST} sau a modificării distanței d , la atingerea unei anumite amplitudini, are loc o variație în salt a ten-

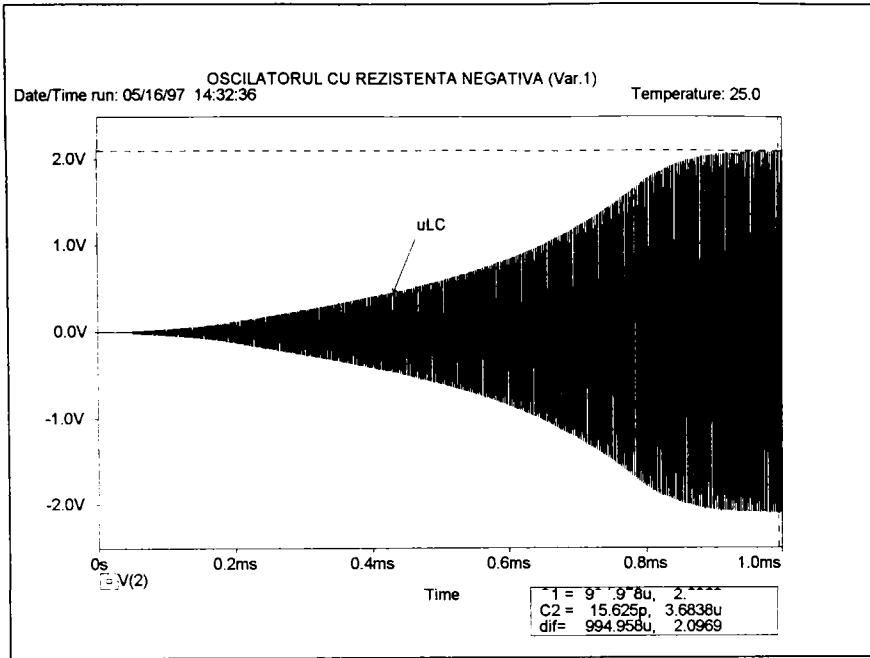


Fig. 3.11 Evoluția tensiunii $u_{LC}(t)$ la bornele circuitului oscilant, obținută prin simularea T_S3_01 , segmentul #2

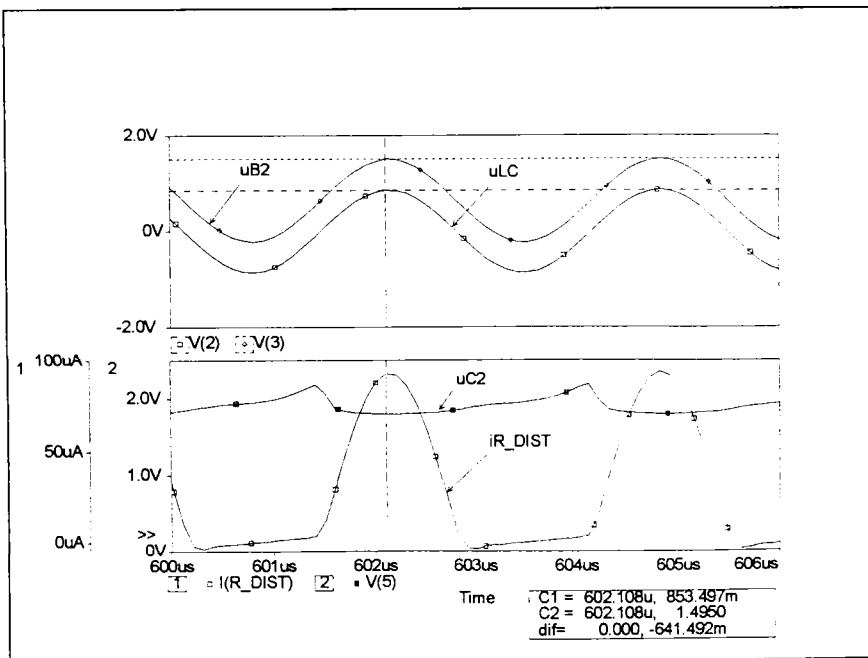


Fig. 3.12 Semnale interne ale oscilatorului din fig. 3.3, obținute prin simularea T_S3_01 , segmentul #2

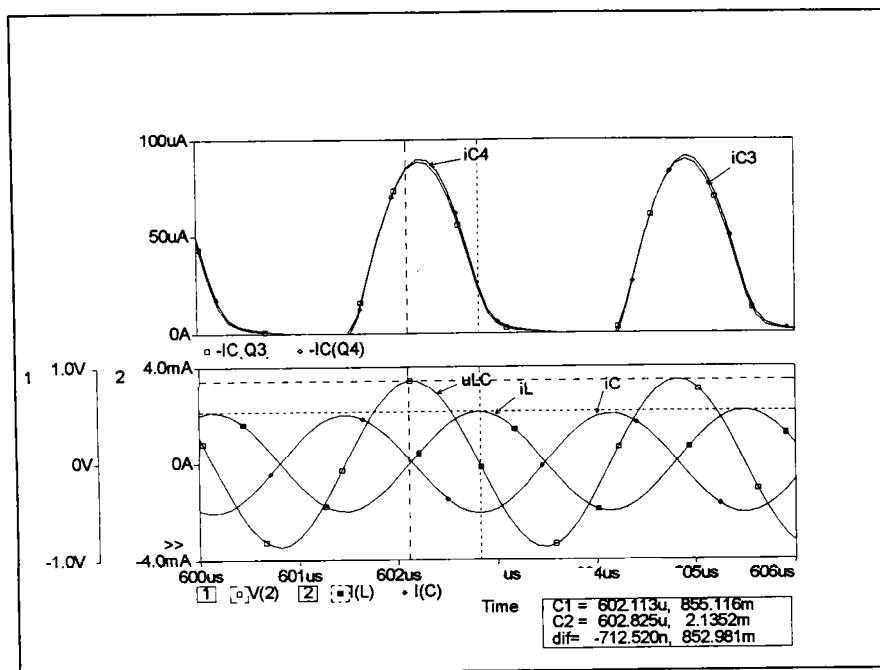


Fig. 3.13 Semnale interne ale oscilatorului din fig. 3.3, obținute prin simularea T_S3_01, segmentul #2

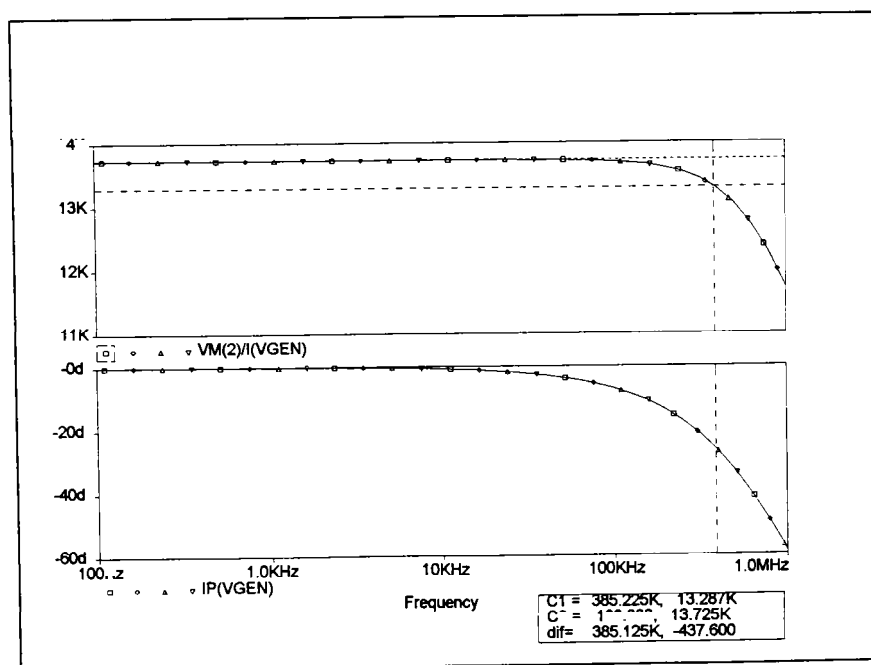


Fig. 3.14 Caracteristicile de frecvență ale impedanței interne a oscilatorului din fig. 3.3

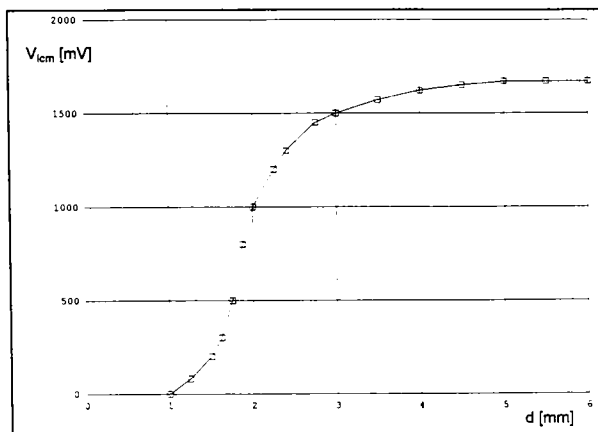


Fig. 3.15 Caracteristica de răspuns a oscilatorului cu rezistență negativă - varianta de bază - (rezult. experimentale)

rea adecvată a elementelor de circuit R_{BIAS} , respectiv RE4. Astfel reducerea lui R_{BIAS} și, deci, mărirea curentului de polarizare I_{BIAS} (valori uzuale $50 \div 300 \mu A$) antrenează o aplatizare a curbei, cu îmbunătățirea rezervei de funcționare, și conduce la creșterea valorilor lui R_{DIST} , necesare pentru obținerea aceleași valori maxime $U_{1cm\infty}$. Urmările negative sunt creșterea consumului de curent și deci a puterii disipate, precum și translatarea spre dreapta a punctului de stingere. Mărirea rezistenței RE4 duce de asemenea la o aplatizare a curbei, cu îmbunătățirea alurei, prin trecere de la forma S spre o formă cvasiliniară, și cu reducerea distanței de stingere. Corespunzător, are loc o reducere a timpului de amorsare. Dezavantajoase sunt creșterea consumului de curent, scăderea valorilor lui R_{DIST} și, în mod deosebit, înrăutățirea comportamentului cu temperatura, ca urmare a lezării condițiilor de matching.

Oscilatorul în inel, amintit în Secțiunea 3.1.1 (fig. 3.4), ca fiind o variantă derivată din varianta de bază, prezintă, în principiu, aceleași caracteristici. Pentru o aliniere identică, rezultă valori ale elementului de ajustare R_{DIST} , de regulă, mai reduse.

3.3 PERFECȚIONAREA ȘI LINIARIZAREA OSCILATOARELOR CU REZISTENȚĂ NEGATIVĂ DESTINATE SIP

3.3.1 Liniarizarea oscilatoarelor prin reglarea adaptivă a curentului de reacție

Rezultatele analizei efectuate în Secțiunea 3.2 permit conturarea căilor de perfecționare a oscilatoarelor cu rezistență negativă, în vederea unei implementări eficiente și avantajoase a acestora în senzorii inductivi de proximitate analogici și digitali.

Obiectivul fundamental se referă la caracteristica de răspuns $U_{1cm} = f(d)$, caracteristică ce dictează performanțele esențiale ale procesului de sesizare, enunțate în Capitolul 1. Această caracteristică trebuie să fie cât mai extinsă și aplatizată și, pe cât posibil, liniară (fig. 3.16). În mod concret, pentru oscilatoarele studiate, situația corespunde transformării lor din oscilatoare cu stingere în oscilatoare de tip liniar (Secțiunea 1.5.3, fig. 1.26, 1.27). Realizarea primului deziderat va permite mărirea distanței de comutare s_n , a SIPD, respectiv extinderea domeniului de sesizare a SIPA. Cerința legată de liniaritate este o condiție „sine qua non” pentru implementarea oscilatorului în SIPA (fig. 1.25). În special pentru SIPA, dar și pentru SIPD cu funcții auxiliare de

siunii u_{LC} . Înălțimea saltului depinde de curentul de polarizare și este practic independentă de tensiunea de alimentare. Comportamentul corespunde trecerii din regim de funcționare liniar, în regim de limitare, puternic neliniar și se face resimțit printr-o reducere dramatică a sensibilității $S = \Delta U_{1cm} / \Delta d$, după depășirea acestui prag. Măsura de eliminare a saltului constă în reducerea amplificării buclei, de exemplu printr-o rezistență de degenerare RE4, plasată în emitorul lui Q4.

Aspectul caracteristicii monotone poate fi influențat și, parțial ameliorat, prin dimensiona-

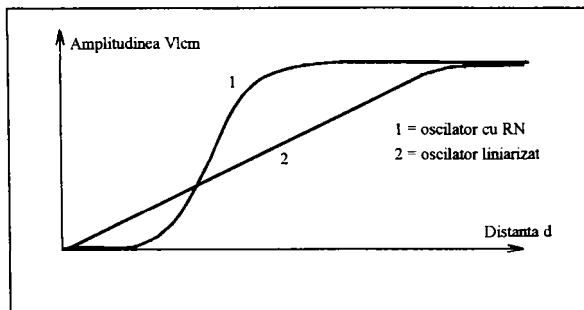


Fig. 3.16 Liniarizarea oscilatorului cu rezistență negativă

Ea trebuie să realizeze o încărcare cât mai redusă a circuitului oscilant LC. Aceasta conduce la extinderea domeniului de sesizare și oferă o margine de siguranță îmbunătățită.

Micșorarea consumului de curent și prin aceasta a disipației de putere în oscilator, în vederea evitării unor încălziri locale în circuitul integrat, minimizarea coeficientului de temperatură, reducerea dependențelor față de factorii perturbatori ai mediului ambiant, precum și creșterea imunității la perturbații electromagnetice (fig. 1.8) constituie alte deziderate importante, ce se doresc a fi atinse la perfecționarea oscilatoarelor pentru SIP.

Cerințele expuse mai sus au, în parte, un caracter contradictoriu. Îndeplinirea simultană a lor presupune găsirea unei soluții de compromis, avantajoasă din toate punctele de vedere.

În secțiunea de față se prezintă o metodă originală de liniarizare a oscilatoarelor cu rezistență negativă, aparținând autorului. Metoda este brevetată [F3P, F5P, F11P] și este concepută pentru a fi realizată pe cale integrată, cu un consum redus de siliciu. Datorită numărului relativ mic de componente, circuitele sunt utilizabile și în realizări cu componente discrete.

Raționamentul de elaborare a metodei de liniarizare și a schemei de principiu pomește de la modelarea originală efectuată în Secțiunea 2.3. S-a demonstrat, că dependența $R_p(d)$ poate fi modelată, cu o bună aproximație, printr-o funcție exponențială de tipul celei din rel. 2.289 (fig. 3.17). În ipoteza că circuitul rezonant va fi excitat în condiții ideale, cu curent constant, de către un circuit dipol, tensiunea u_{LC} va avea teoretic aceeași dependență în raport cu distanța între stimul și SES. Punând problema în mod invers, se poate căuta un curent de excitație, a cărui caracteristică adecvată să conducă la o evoluție liniară a amplitudinii U_{icm} (fig. 3.17). Determinarea grafică a dependenței acestui curent, efectuată în fig. 3.18, conduce la forma indicată de curba I_{om} . Rămânând în oscilatorul cu rezistență negativă în varianta de bază, această evoluție apare ca nerealizabilă.

În consecință, este necesară completarea circuitului printr-o a doua buclă de reacție pozitivă, realizată, de exemplu, cu o sursă comandată de curent auxiliară (fig. 3.19). Pomind de la ipoteza reușitei acțiunii de liniarizare, ca urmare a dezvoltării oscilatorului, deci considerând că suma:

$$I_{om} = I_{fbm} + I_{inclm} \quad (3.41)$$

îndeplinește condițiile de mai sus, prima componentă I_{fbm} va avea o dependență liniară, dictată de particularitățile oscilatorului de bază (rel. 3.12). Efectuarea unei diferențe conduce la dependența $I_{inclm}(d)$ din fig. 3.18, necesară pentru a asigura reușita liniarizării circuitului în ansamblu.

Raționamentul poate fi reluat, considerând o a doua schemă echivalentă, mai apropiată de realitate. Etajele care generează curenții alternativi i_{FB} și i_{INCL} (fig. 3.19), precum și sursa de curent de polarizare I_{BIAS} prezintă rezistențe de ieșire de valoare finită. Valorile acestor rezistențe sunt diferite, depinzând de modul de realizare a circuitelor și de condițiile de utilizare. În general, ele sunt valori care provoacă o încărcare remarcabilă a circuitului LC. În consecință,

recunoaștere a subdomeniului de lucru în cadrul domeniului de sesizare, este necesară o caracteristică trecând prin originea sistemului de axe, deci lipsită de punct de stingere a oscilațiilor. După cum s-a subliniat anterior, aceasta va contribui și la îmbunătățirea caracteristicilor dinamice ale SIP prin mărirea frecvenței de comutare a sistemului.

Un alt deziderat se referă la rezistența internă a oscilatorului.

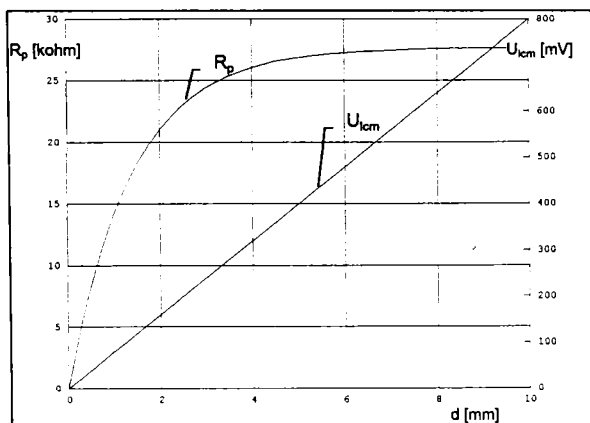


Fig. 3.17 Dependentele mărimilor R_p și U_{icm} față de distanța d

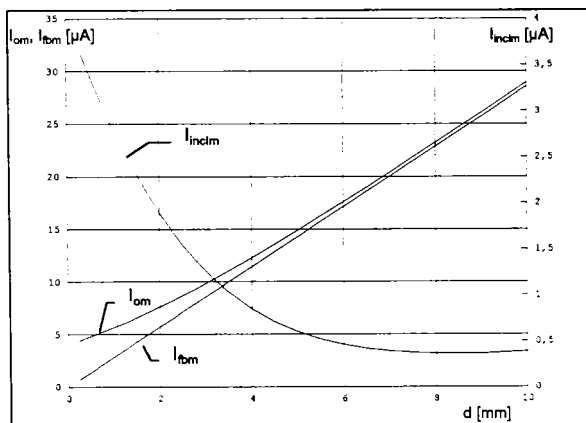


Fig. 3.18 Dependentele mărimilor I_{om} , I_{bm} și I_{incim} față de distanța d

$d = 0 \div 10$ mm, se reglează R_{FB} până la obținerea amplitudinii U_{icm} corespunzătoare, dată de dreapta din fig. 3.17. Prin măsurarea valorilor R_{FB} corespunzătoare și utilizarea rel. 2.43, rezultă o evoluție a curentului de reacție similară celei din fig. 3.18.

În concluzie, pentru liniarizarea oscilatoarelor cu rezistență negativă este necesară completarea acestora cu o a doua buclă de reacție, care să genereze un curent invers dependent de amplitudinea semnalului u_{LC} , în conformitate cu cele arătate mai sus. Funcție de condițiile concrete, specifice ale aplicației pot fi imaginate diverse posibilități, începând cu variante foarte simple de aproximare a dependenței și sfârșind cu variante foarte exacte, de generare a funcției prin interpolare liniară (transformatoare funcționale). Asemenea soluții sunt descrise în [F3P, F5P, F11P].

Urmărind cu consecvență scopul de asigurare a integrabilității oscilatoarelor supuse perfecționării în cadrul tezei, se prezintă în continuare o primă variantă de oscilator cu rezistență negativă, liniarizat prin procedeul propus. Schema electronică din fig. 3.20 concretizează schema de principiu din fig. 3.19.

evoluția deja amintită a rezistenței echivalente R_p va fi puternic influențată de către aceste rezistențe interne, în special în domeniul distanțelor mari (fig. 3.1).

Reluarea determinării grafice a curentului suplimentar necesar, în condițiile considerării acestor influențe parazitare, demonstrează din nou eficiența metodei de liniarizare. Rămânând la principiul enunțat, se constată, în același timp, o limitare a amplitudinii domeniului de liniaritate, în urma încărcării circuitului oscilant. Situația poate fi permanent îmbunătățită prin utilizarea cu rezistență internă cât mai ridicată.

În consecință, metoda descrisă anterior, poate fi enunțată sintetic ca un procedeu de reducere continuă a valorii relative a reacției pozitive globale, în funcție de amplitudinea momentană, cu ajutorul unei reacții pozitive suplimentare cu dependență descrescătoare.

Confirmarea metodei poate fi obținută și prin măsurători de laborator efectuate, de exemplu, cu ajutorul oscilatorului pilot din fig. 2.9.c. Pentru diferite distanțe între SES și stimul, în domeniul

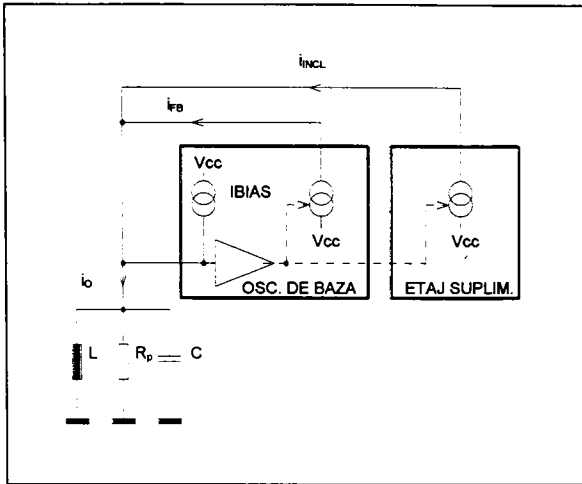


Fig. 3.19 Principiul procedurii de liniarizare

Q10, Q11 și ajustată prin rezistența exterioră R_{INCL} . Referința de tensiune a amplificatorului e realizată, în mod simplu, cu dioda Q12, polarizată prin rezistența integrată RB1 [F1A].

Oscilatorul de bază este identic cu cel din fig. 3.3 și a fost descris și analizat în detaliu în Secțiunile 3.1.1, respectiv 3.2. În esență, circuitul de reacție a acestuia este o sursă de curent comandată în tensiune (rel. 3.12), astfel încât amplitudinea curentului de reacție este:

$$I_{fbm} = \frac{U_{icm}}{R_{DIST}} \quad (3.42)$$

Etajul suplimentar, de liniarizare constă din amplificatorul diferențial Q8, Q9, polarizat prin sursa de curent de emitor, realizată cu oglinda de curent convențională

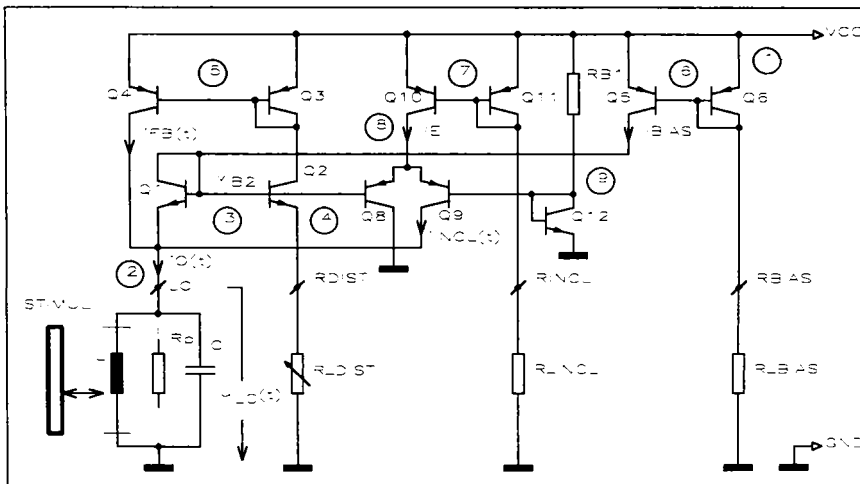


Fig. 3.20 Schema electronică a oscilatorului liniarizat - varianta #1

Curentul de colector al tranzistorului Q9 constituie curentul de ieșire i_{INCL} al etajului suplimentar și este injectat, de asemenea direct, în circuitul rezonant LC. Prin conectarea tranzistorului Q8 la șina bazelor lui Q1, Q2 rezultă tensiunea de intrare simetrică a amplificatorului: $u_{B8} - u_{B9} = u_{LC}$. În consecință, amplificatorul diferențial reprezintă de asemenea o sursă de curent comandată cu tensiunea u_{LC} (fig. 3.19). Punctul static de funcționare al amplificatorului diferențial este definit de către tensiunile VBE ale diodelor Q1 și Q12 și poate fi modificat prin alegerea corespunzătoare a curenților I_{BIAS} , respectiv I_{RB1} . Comportamentul circuitului este optimal pentru

curenți egali, deci pentru $U_{BB} = U_{BS}$.

Deoarece caracteristicile de transfer ale celor două surse comandate de curent au aspecte diferite, o ponderare adecvată a componentelor i_{FB} și i_{INCL} în cadrul curentului total de reacție permite influențarea caracteristicii de răspuns $V_{icm} = f(d)$ a oscilatorului.

Pomind de la comportamentul teoretic al rezistenței echivalente de pierderi a circuitului rezonant (rel. 2.289) și considerând, inițial, o amplitudine I_0 constantă a curentului de reacție, rezultă următoarea expresie a tensiunii la bornele circuitului LC:

$$u_{LC}(t,d) = I_0 \cdot R_{p\infty} (1 - e^{-d/K}) \cdot \sin \omega_0 t \quad (3.43)$$

Amplitudinea oscilațiilor va fi:

$$U_{icm}(d) = I_0 \cdot R_{p\infty} (1 - e^{-d/K}) \quad (3.44)$$

și va evolua identic cu funcția $R_p(d)$.

Scopul perfecționării oscilatorului constă în transformarea acestei evoluții într-una liniară, cel puțin pentru distanțe $d \leq 3 K$ ($K =$ constantă de sistem, caracteristică SES). Acest lucru este posibil, după cum se va arăta în continuare, cu ajutorul sursei de curent comandate, adiționale.

Liniarizarea obținută pe această cale oferă următoarele avantaje. Pe de o parte, se pot obține SIPD cu distanțe de comutare s_n mărite și cu margini de rezervă: $U_{icm}(d = \infty) - U_{icm}(d = s_n)$ suficiente. Pe de altă parte, stingerea mai târzie a oscilatorului (anularea caracteristicii $U_{icm}(d)$ la distanțe d mici sau chiar la $d = 0$ mm) duce la creșterea vitezei de stabilire a regimului permanent, în cazul unei variații în salt a atenuării produse de stimul, și permite, de asemenea, subdivizarea întregului domeniu de sesizare al SIP în mai multe subdomenii.

Considerând, în a doua fază, o amplitudine a curentului de reacție I_{om} dependentă de atenuare, deci de $R_p(d)$, și, prin aceasta, implicit dependentă de distanța d , liniarizarea dorită a amplitudinii oscilațiilor presupune satisfacerea relației:

$$U_{icm}(d) = I_{om}(d) \cdot R_{p\infty} (1 - e^{-d/K}) \approx C \cdot d \quad (3.45)$$

unde: $C = \Delta U_{icm} / \Delta d$ este panta caracteristicii liniarizate a oscilatorului.

Revenind la circuitul din fig. 3.20, caracteristica de transfer a amplificatorului diferențial utilizat este [G3V, G4V]:

$$i_{c9}(t) = \frac{I_E}{2} \left(1 + \tanh \frac{U_{icm} \sin \omega_0 t}{2U_T} \right) \quad (3.46)$$

unde: I_E = curentul de polarizare, livrat de oglinda de curent Q10, Q11 și reglat prin rezistența exterioară R_{INCL} ;

U_T = tensiunea termică (rel. 3.38).

Funcția $\tanh x$ are un aspect cvasiliniar pentru argumente de valori mici ($x \leq 1$) și un caracter puternic deformant pentru argumente medii și mari (pentru $x = 2,5$ funcția atinge 98,7% din valoarea finală). În consecință, curentul periodic i_{c9} va avea un aspect cvasisinusoidal pentru amplitudini mici ale semnalului u_{LC} . Pentru amplitudini mari ($U_{icm} \geq 5U_T$), forma sa de undă va fi puternic deformată, tinzând spre unda de comutație rectangulară (fig. 3.21). Faza sa denotă o reacție pozitivă realizată de către curentul i_{INCL} .

Datorită caracterului selectiv al circuitului rezonant, chiar și pentru atenuări puternice realizate de către stimul, importantă este componenta fundamentală a semnalului. Pentru a evita dificultățile de analiză spectrală a curentului dat de rel. 3.46, se preferă aproximarea pe domenii a expresiei, prin funcții periodice ușor dezvoltabile în serie Fourier. Limita între domenii se stabileș-

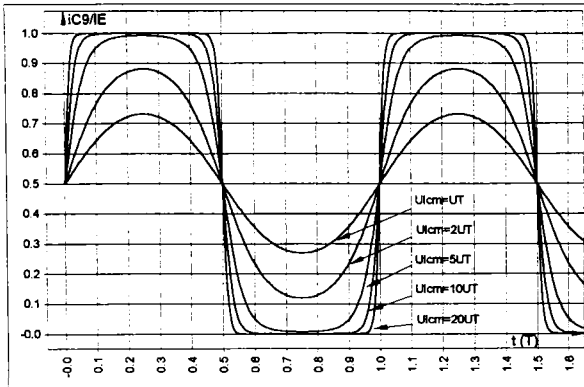


Fig. 3.21 Dependența curentului i_{C9} față de amplitudinea oscilațiilor (curbe normate)

trapezoidală:

$$f(\alpha) = \begin{cases} \alpha / \alpha_0 & \text{pentru } \alpha \in [0, \alpha_0] \\ 1 & \text{pentru } \alpha \in [\alpha_0, \pi - \alpha_0] \\ (\pi - \alpha) / \alpha_0 & \text{pentru } \alpha \in [\pi - \alpha_0, \pi] \end{cases} \quad (3.48)$$

Seria Fourier corespunzătoare acestei funcții [D1V], permite o aproximare a dezvoltării armonice a curentului i_{C9} , pentru acest domeniu, prin expresia:

$$i_{C9}(t) \approx \frac{I_m}{2} \left[1 + \frac{4}{\pi \alpha_0} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\alpha_0}{(2n+1)^2} \sin(2n+1)\omega_0 t \right] \quad (3.49)$$

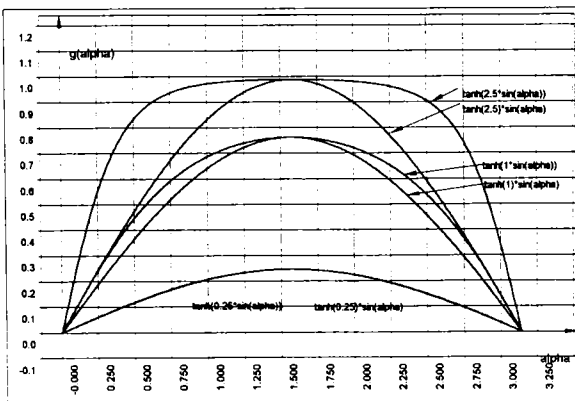


Fig. 3.22 Referitor la aproximarea din rel. 3.50

În consecință, expresia de aproximare a curentului i_{C9} este:

te din condiția de mai sus ($x = 2,5$) referitoare la limitarea produsă de funcția $\tanh x$. Pentru simplificare se utilizează substituția: $\omega_0 t = \alpha$. Pentru:

$$\frac{U_{lcm} \sin \alpha}{2U_T} = 2,5$$

rezultă:

$$\alpha_0 = \arcsin \frac{5U_T}{U_{lcm}} \quad (3.47)$$

Aspectul semnalului, pentru amplitudini depășind această limită ($U_{lcm} \geq 5U_T$), conduce la ideea aproximării lui prin funcția

Pentru amplitudini mici ($U_{lcm} < 5U_T$), funcția hiperbolică din rel. 3.46 poate fi înlocuită prin următoarea funcție de aproximare:

$$g(\alpha) = \tanh \frac{U_{lcm} \sin \alpha}{2U_T} \approx \left(\tanh \frac{U_{lcm}}{2U_T} \right) \cdot \sin \alpha \quad (3.50)$$

Abaterea rezultată prin această aproximare este ilustrată în fig. 3.22 pentru trei situații: $U_{lcm} = k \cdot U_T$, unde $k = 0,5; 2; 5$.

$$i_{CS}(t) \approx \frac{I_E}{2} \left[1 + \left(\tanh \frac{U_{lcm}}{U_T} \right) \cdot \sin \omega_0 t \right] \quad (3.51)$$

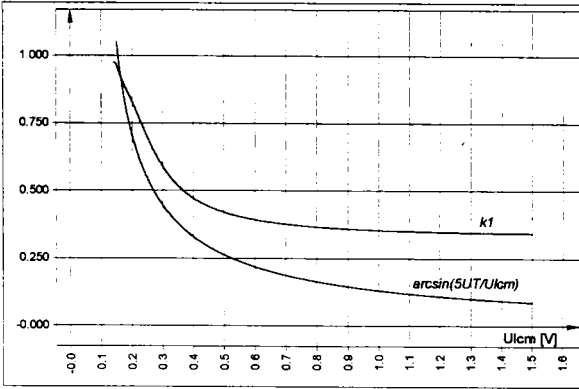


Fig. 3.23 Dependența factorului de distorsiuni față de amplitudinea semnalului

rea efectivă a curentului, într-un mod puternic neliniar și în nici un caz proporțional. Acest comportament nu reprezintă altceva decât o reducere a reacției efective în oscilator și corespunde comportamentului general enunțat la prezentarea metodei.

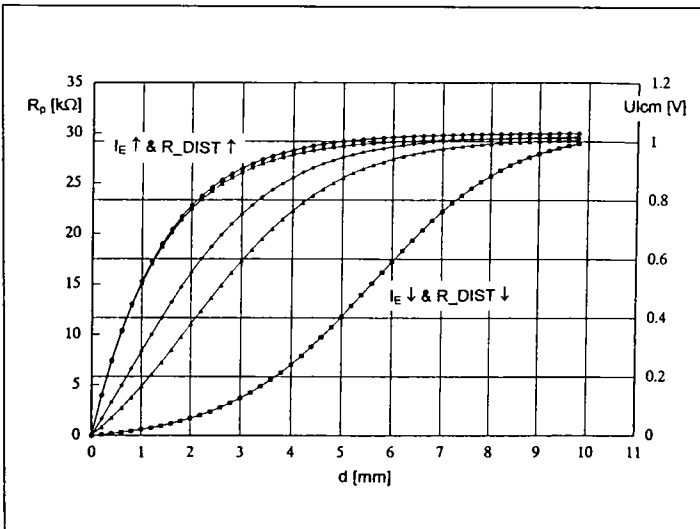


Fig. 3.24 Posibilități de ajustare a caracteristicii de răspuns a oscilatorului din fig. 3.20

poate fi modificată între limite relativ largi (fig. 3.24). Reglajul iterativ al celor două elemente externe de aliniere: R_{DIST} (distanță) și R_{INCL} (încălțime), permite ajustarea unei anumite caracteristici de răspuns $U_{lcm} = f(d)$ a oscilatorului, de pantă și liniație dorite. Aceasta dictează,

Calculul factorului de distorsiuni k_1 (valoarea efectivă a fundamentalei raportată la valoarea efectivă a tuturor armonicilor), în funcție de amplitudinea U_{lcm} , pentru ambele funcții de aproximare, conduce la reprezentarea din fig. 3.23. Curba indică neliniaritatea puternică a fundamentalei curentului i_{CS} . Pentru amplitudini reduse, factorul este practic unitar, deci curentul constă în esență numai din fundamentală (utilizând aproximarea din rel. 3.50, rezultă un factor teoretic unitar). Odată cu creșterea amplitudinii, se reduce participarea fundamentalei la valoarea

Pe măsura creșterii amplitudinii U_{lcm} , în primul rând datorită creșterii proporționale a componentei i_{FB} , generată în oscilatorul de bază, cea de a doua sursă de curent comandată devine din ce în ce mai lipsită de efect.

Printr-o dozare adecvată a celor doi curenți de reacție, evoluția amplitudinii tensiunii de ieșire u_{LC} , cu rezistența echivalentă de pierdere a circuitului oscilant paralel și, prin aceasta, în funcție de distanța d între SES și stimul,

în final, în mod hotărâtor domeniul de sesizare al SIP și performanțele sistemului (sensibilitate, liniaritate, etc.).

3.3.2 Analiza oscilatorului perfecționat prin simulări SPICE și investigații experimentale

Fișierul de date de intrare al simulării T_S3_02, destinată analizei oscilatorului liniarizat din fig. 3.20, este dat în tabela 3.2.

Tabela 3.2

```

**** 05/28/97 19:25:57 ***** PSpice 7.0 *****
OSCILATORUL PERFECTIONAT (Var. 1)
.....
*File: T_S3_02.cir
.....
VCC 1 0 dc {vcc}

Q1 3 3 2 0 qc3zn02
Q2 5 3 4 0 qc3zn02
Q3 5 5 1 0 qc3zp03
Q4 2 5 1 0 qc3zp03
Q5 3 6 1 0 qc3zp03
Q6 6 6 1 0 qc3zp03
Q8 0 3 8 0 qc3zp03
Q9 2 9 8 0 qc3zp03
Q10 8 7 1 0 qc3zp03
Q11 7 7 1 0 qc3zp03
Q12 9 9 0 0 qc3zn02
.LIB c:\doct\pspice\lib\basic.lib
.MODEL rp res r=1 tc1=1.19e-3 tc2=9.6e-6

R_BIAS 6 0 17.91k
R_DIST 4 0 {r_dist}
R_INCL 7 0 {r_incl}

.OP
.TEMP -25 25 75
.WATCH tran V(2)
.OPTIONS nomod nopage itl5=0
.PROBE

* SEG. #1: PRINCIPIU LINIARIZARE *****
.PARAM vcc=2.2v
.PARAM r_dist=1meg
.PARAM r_incl=77.5k
RB1 1 9 rp 18.05k

VLC1 2 0 sin(0 {vlc} 400k)
.PARAM vlc=0
.STEP param vlc list 26m 52m 78m 130m 300m 500m 1
.TRAN 0.5u 6u 0 0.01u UIC

VLC2 2 0 sin(0 200m 370k 0 5e4
.TRAN 0.5u 100u 0 0.2u UIC

```

```

* SEG. #2: SIMULARE IN DOM. TIMP *****
.PARAM vcc=2.2v
.PARAM r_dist=16.17k
.PARAM r_incl=111.6k
RB1 1 9 rp 77.5k
L 2 0 175.385u
C 2 0 1n IC=0
Rp 2 0 {rp_inf*(1-exp(-d/kapa))}
.PARAM rp_inf=27.65k
.PARAM kapa=1.4
.PARAM d=0.1
.STEP param d list 2 3 5 10
SLC 2 0 101 0 swmod
VSLC 101 0 pulse(2.5 0 50u 0 0 500m 1000m)
.MODEL swmod vswitch (ron=1e-3 roff=1e9)
.TRAN 0.5u 1m 0 0.1u UIC
.END

```

Segmentul #1 analizează regimul de funcționare al etajului de liniarizare, descris în *Secțiunea 3.3.1*.

Modelele PSPICE ale componentelor de circuit sunt, din nou, cele prezentate în catalogul firmei ASIC [A4C], iar condițiile de utilizare ale oscilatorului sunt: $V_{CC} = 2,2 \text{ V}$ (valoare foarte scăzută, pentru a permite implementarea circuitului și în sisteme 2T) și $I_{BIAS} = 85 \mu\text{A}$ ($R_{BIAS} = 17,91 \text{ k}\Omega$). Oscilatorul de bază este, teoretic, dezactivat ($R_{DIST} = 1 \text{ M}\Omega$), iar curentul de polarizare al amplificatorului diferențial Q8, Q9 este ajustat $I_E = 20 \mu\text{A}$ ($R_{INCL} = 77,5 \text{ k}\Omega$). În scopul asigurării unui regim optim de funcționare al etajului (*Secțiunea 3.3.1*), deci pentru îndeplinirea egalității $U_{B8} = U_{B9}$, rezistența internă R_{B1} este dimensionată pentru $I_{C12} = I_{BIAS} = 85 \mu\text{A}$ ($R_{B1} = 18,05 \text{ k}\Omega$).

În aceste condiții, circuitul este excitat cu un semnal sinusoidal cu $f = 400 \text{ kHz}$ și având amplitudini cuprinse între 26 mV și 1 V . Rezultatele simulării referitoare la curentul $i_{INCL}(t)$, reprezentate în fig. 3.25, certifică considerațiile teoretice din *Secțiunea 3.3.1*. Analiza de regim tranzitoriu poate fi precedată de o analiză Fourier. Rezultatele acesteia sunt ilustrate în fig. 3.26.

În condiții similare, se reia analiza în domeniul timp, excitând circuitul la frecvența $f = 370 \text{ kHz}$, corespunzătoare SES, și utilizând un semnal $u_{LC}(t)$ amortizat cu un timp $\tau = 20 \mu\text{s}$. Comportamentul dinamic al etajului în aceste condiții de atenuare, simulând reducerea semnalului $u_{LC}(t)$ ca urmare a unei pătrunderi a stimulului în zona activă a SIP, este ilustrată în fig. 3.27. Relația curenților i_{C9} și i_{C8} în raport cu tensiunea u_{LC} de mai sus este arătată în fig. 3.28. Exceptând comportamentul inițial la momentul t_{0+} , diagramele confirmă considerațiile teoretice anterioare. Se remarcă buna simetrie a etajului, obținută prin dimensionarea corespunzătoare a circuitului (R_{BIAS} și $RB1$).

Segmentul #2 are drept scop o simulare în domeniul timp a oscilatorului perfecționat din fig. 3.20, asemănătoare celei efectuate de simularea T_{S3_01} , segmentul #2. Diferența esențială constă în modul de reprezentare al SES de referință (*Secțiunea 2.1.1*). În cazul de față, acesta este descris prin modelul original propus de autor în *Secțiunea 2.3* (rel. 2.289). Utilizarea acestui model asigură caracterul de universabilitate al simulării și posibilitatea parametrizării în raport cu distanța d , între SES și stimul. Reluarea simulării pentru diverse valori d - în cazul de față 2 mm , 3 mm , 5 mm și 10 mm - permite analiza circuitului pentru diverse situații de atenuare și, în final, determinarea asistată de calculator a caracteristicii de răspuns $U_{icm} = f(d)$.

Condițiile de alimentare ale circuitului rămân neschimbate ($V_{CC} = 2,2 \text{ V}$; $I_{BIAS} = 85 \mu\text{A}$). Rezistențele de ajustare au valori diferite în raport cu cele de la segmentul #1, situația corespunzând unei ajustări experimentale concrete a oscilatorului. Astfel, $RB1 = 77,5 \text{ k}\Omega$ determină un curent de polarizare al diodei Q12: $I_{C12} = 20 \mu\text{A}$. Ca urmare și în opoziție cu situația anterioară,

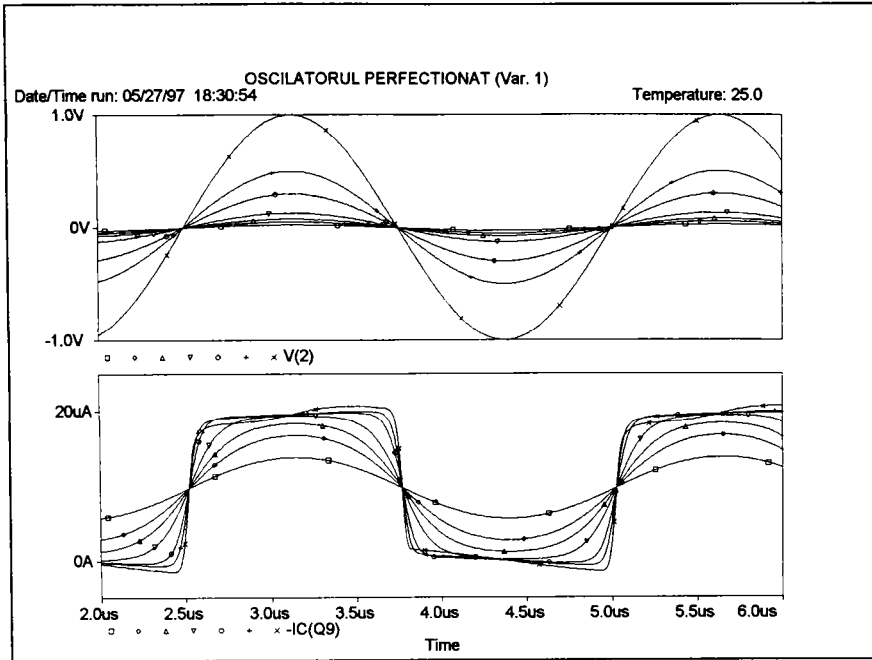


Fig. 3.25 Aspectul curentului $i_{INCL}(t)$ al oscilatorului din fig. 3.20, obținut prin simularea T_S3_02, segm. #1

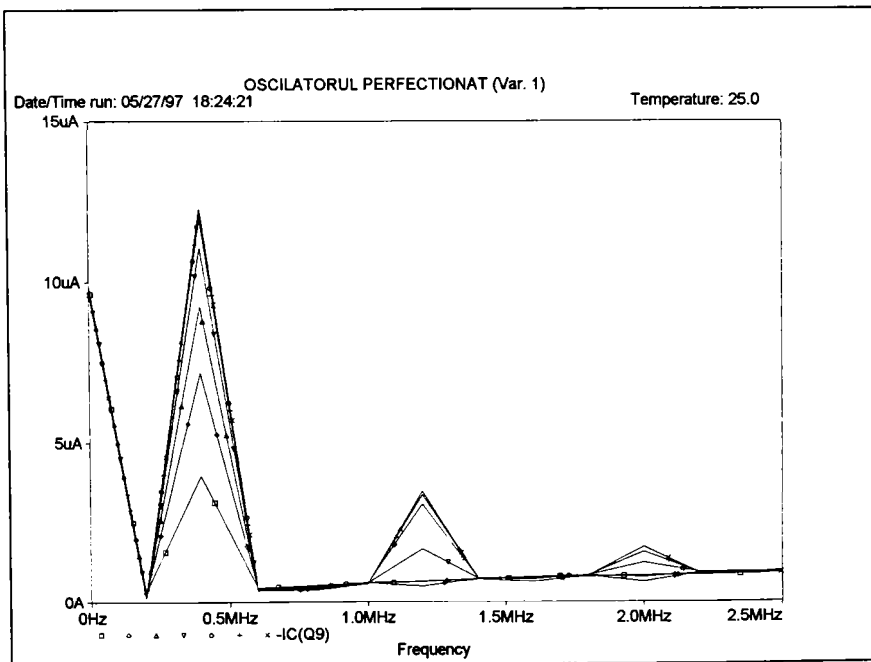


Fig. 3.26 Analiza Fourier a curentului $i_{INCL}(t)$ al oscilatorului din fig. 3.20, obținută prin simularea T_S3_02, segm. #1

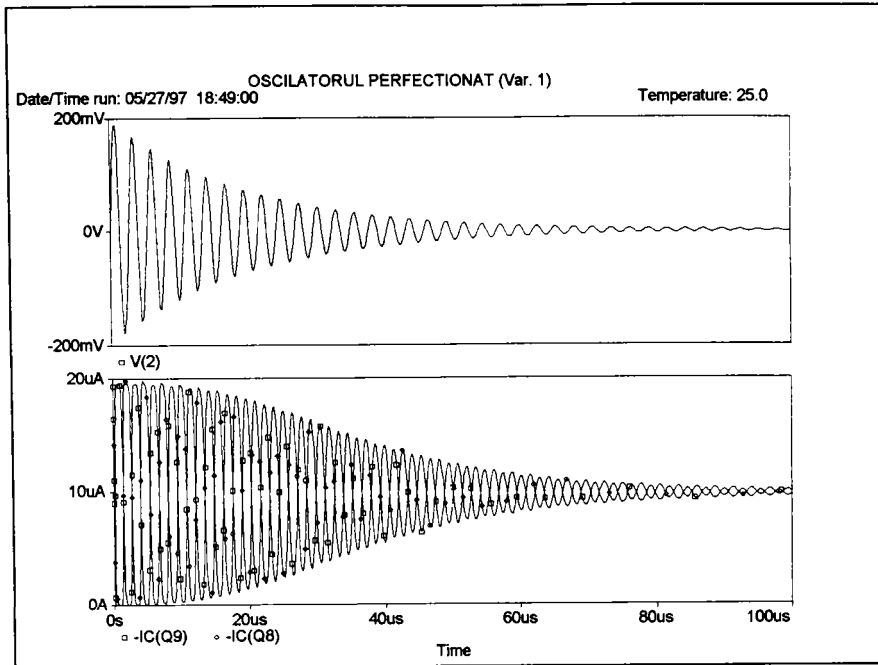


Fig. 3.27 Evoluțiile curenților $i_{cB}(t)$ și $i_{cA}(t)$ ai oscil. din fig. 3.20, obținute prin simularea T_S3_02, segm. #1

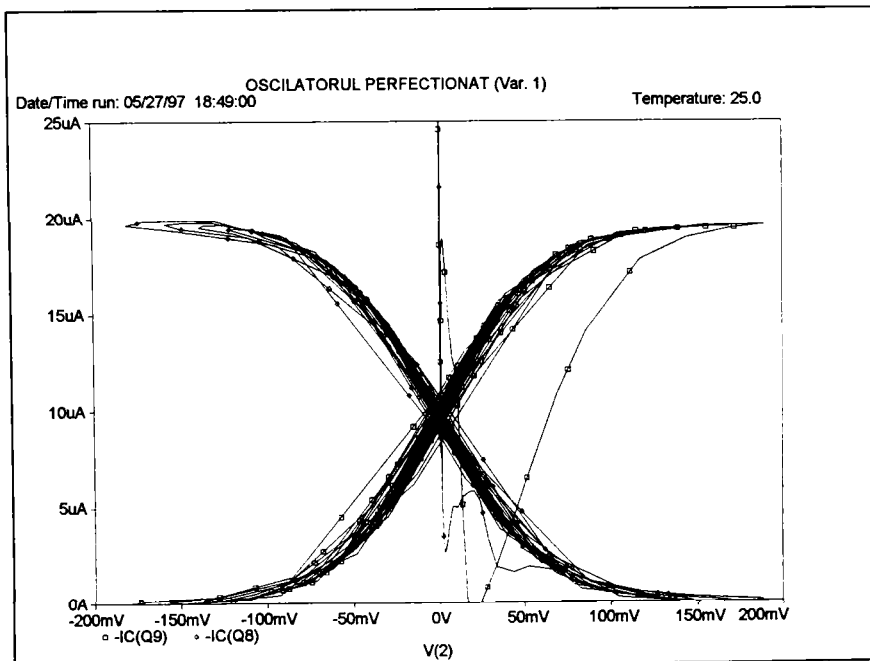


Fig. 3.28 Dependentele curenților $i_{cB}(t)$ și $i_{cA}(t)$ de tensiunea $u_{LC}(t)$, obținute prin simularea T_S3_02, segm. #1

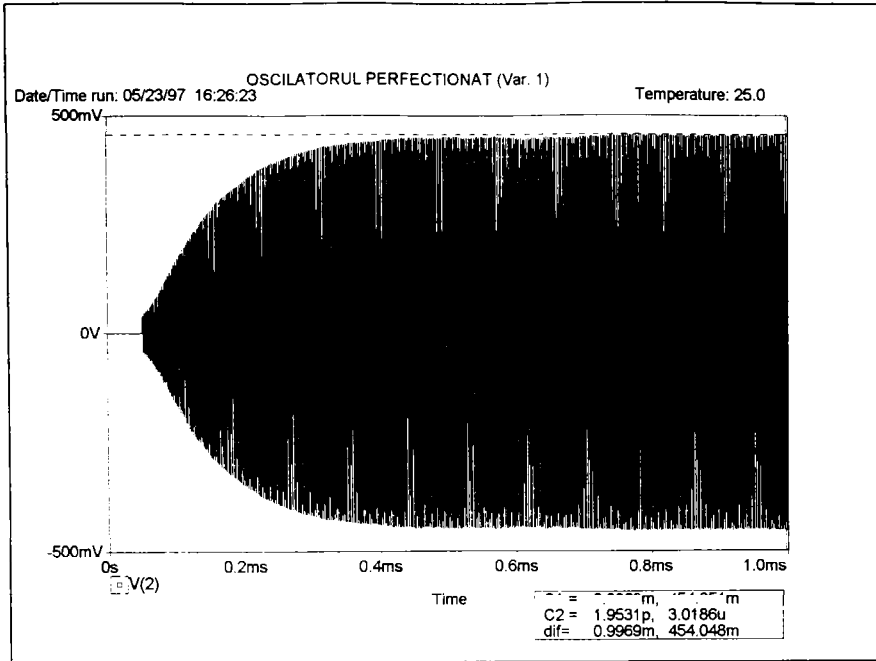


Fig. 3.29 Evoluția tensiunii $u_{LC}(t)$ pentru oscil. din fig. 3.20 ($d = 3 \text{ mm}$), obținută prin simularea T_S3_02, segm. #2

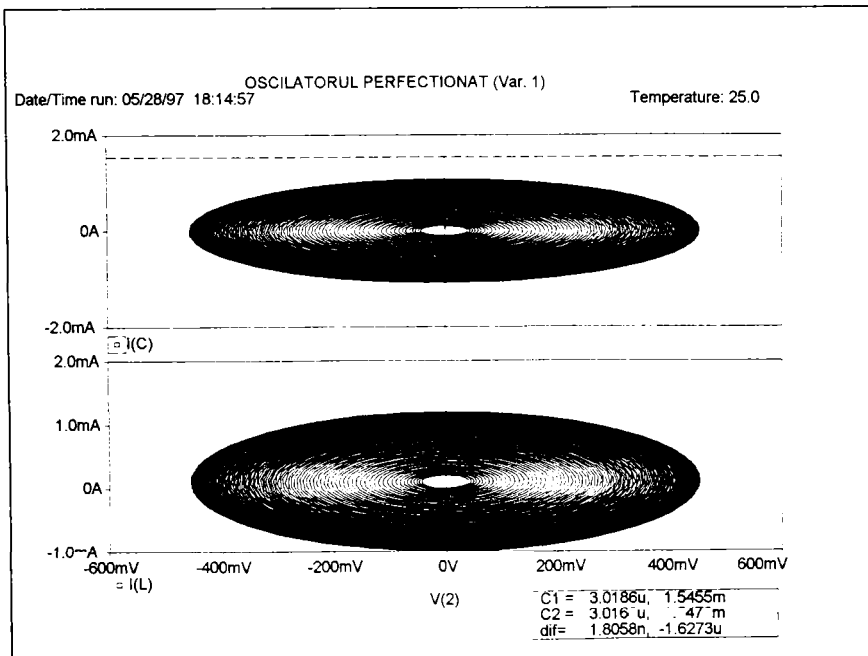


Fig. 3.30 Analiza în planul fazelor a regimului de funcționare, utilizând simularea T_S3_02, segm. #2

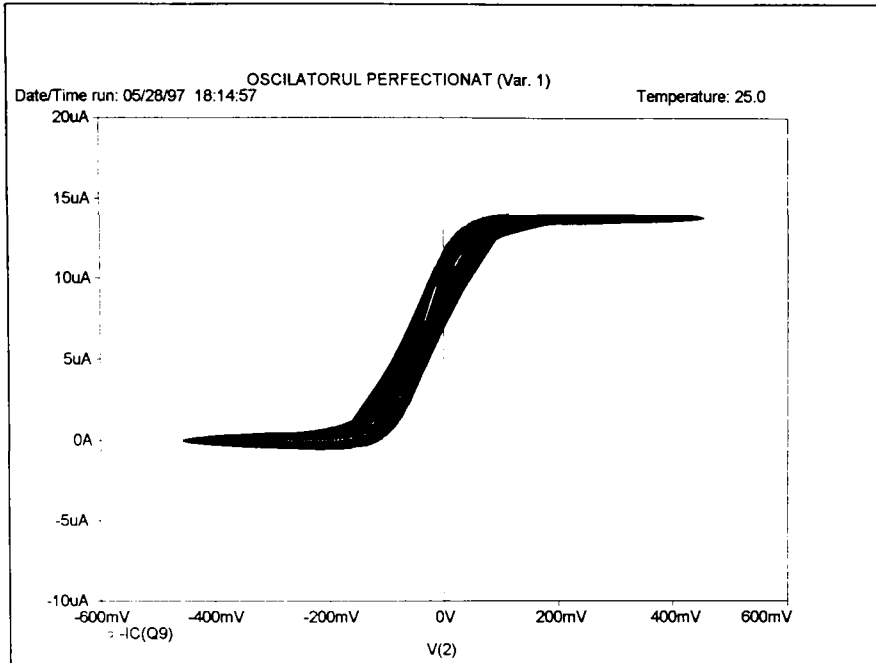


Fig. 3.31 Dependența curentului $i_{C9}(t)$ de tensiunea $u_{LC}(t)$, obținută prin simularea T_S3_02, segm. #2

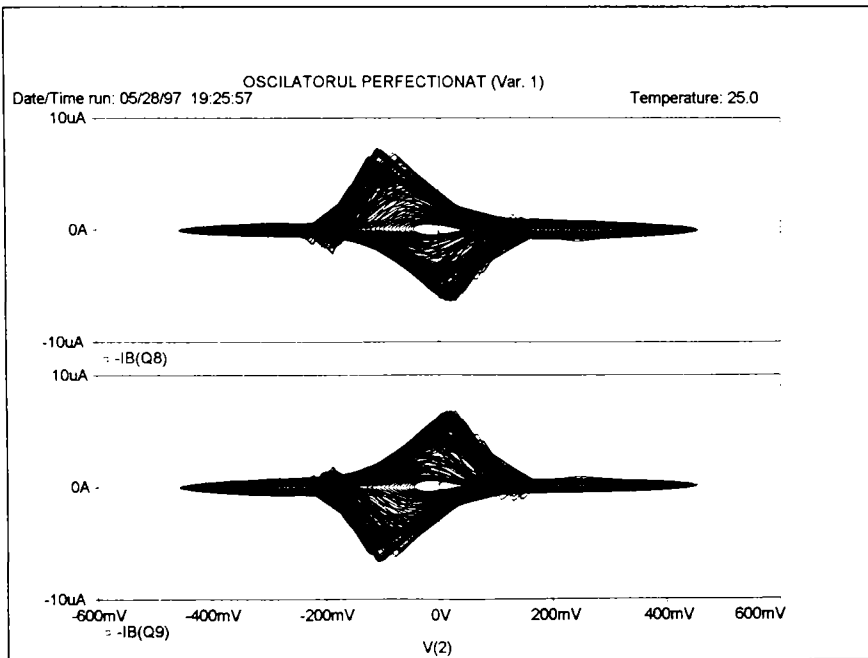


Fig. 3.32 Dependențele curentilor $i_{B8}(t)$ și $i_{B9}(t)$ de tensiunea $u_{LC}(t)$, obținute prin simularea T_S3_02, segm. #2

etajul de liniarizare nu mai este utilizat în regim de c.c. simetric ($U_{B8} = 660 \text{ mV} \neq U_{B9} = 623 \text{ mV}$ @ $\vartheta = 25 \text{ }^\circ\text{C}$). În cazul utilizării unei rezistențe de polarizare RB1 integrate, puternic dependentă cu temperatura (tabela 3.1), tensiunea de referință include, alături de dependențele de ordinul II cu temperatura - compensate de către dioda Q1 -, o dependență de ordinul I, având termenul I_{C12} variabil [A3V]:

$$u_{BE12} = U_\phi + \frac{kT}{q} (\ln I_{C12} - m \ln T - \ln C) \quad (3.52)$$

unde: U_ϕ = tensiunea bandgap;

$m \approx 3$;

C = constantă, independentă de temperatură, dar dependentă de geometria, dotarea tranzistorului;

$k = 1.38E-23 \text{ J/K}$ – constanta lui Boltzmann;

$q = 1,6E-19 \text{ C}$ – sarcina elementară;

T = temperatura absolută.

Ajustarea aleasă reprezintă un compromis, care oferă un coeficient de temperatură $TC(U_{icm})$ rezonabil. În fine, valorile de aliniere $R_DIST = 16,17 \text{ k}\Omega$ și $R_INCL = 111,6 \text{ k}\Omega$ ($I_E = 14 \mu\text{A}$) asigură o anumită evoluție a caracteristicii de răspuns a oscilatorului.

Analiza de regim tranzitoriu este efectuată considerând condiții inițiale nule și cu o precizie ridicată (pas de integrare de $0,1 \mu\text{s}$). Figura 3.29 ilustrează evoluția obținută prin simulare pentru tensiunea $u_{LC}(t)$ la bornele circuitului oscilant în starea atenuată de către stimul ($d = 3 \text{ mm}$). Comparativ cu evoluția din fig. 3.11, se remarcă îmbunătățirea comportamentului dinamic al circuitului perfecționat, timpul de amorsare fiind $t_c \approx 0,35 \text{ ms}$. Avantajele ce rezultă sunt enumerate la începutul Secțiunii 3.3.1. Amplitudinea de regim staționar rezultată este $U_{icm} = 454 \text{ mV}$ @ $d = 3 \text{ mm}$.

Analiza dinamică a oscilatoarelor cu ajutorul planului fazelor este o metodă cu tradiții istorice [A1V], reluată actualmente în literatura de specialitate modernă [K5V], datorită avantajelor utilizării calculatorului în aplicarea metodei. Metoda oferă posibilitatea unei reprezentări sugestive și analize intuitive a regimului de lucru al oscilatorului, respectiv a altor dependențe, ca de exemplu mecanismul de intensificare a injecției de curent la niveluri reduse de oscilație. Cu un minimum de efort, procedeul poate fi aplicat și în cazul simulărilor de tip SPICE. Fără a intra în detalii de natură teoretică, se reprezintă în fig. 3.30 rezultatele obținute de autor, pentru circuitul din fig. 3.20. Evoluția „punctului reprezentativ” [A1V] pe traiectorii de fază elipsoidal regulate, în planul fazelor, confirmă caracterul permanent staționar al oscilațiilor rezultate. Amplitudinea curentului prin bobina SES - mărime primordială în generarea câmpului radiat de SIP - este 1 mA @ $d = 3 \text{ mm}$. Valoarea treptei de curent de încărcare a condensatorului C și deci de amorsare a circuitului are valoarea $1,54 \text{ mA}$ @ $d = 3 \text{ mm}$.

Fig. 3.31 cuprinde aceeași reprezentare ca și cea din fig. 3.28. Se remarcă regimul de funcționare asimetric al etajului de liniarizare, ales din considerentele expuse anterior.

Regimul de comutație al etajului diferențial cu cuplaj direct (tehnică specifică circuitelor integrate) este ilustrat în fig. 3.32. Efectuarea acestei analize pentru temperaturi foarte ridicate ($\vartheta > 120 \text{ }^\circ\text{C}$) și pentru amplitudini mari ($U_{icm} > 800 \text{ mV}$) poate evidenția o limitare a circuitului, datorată integrării în tehnologie bipolară și constând în intrarea în conducție a joncțiunilor bază-substrat a tranzistoarelor PNP, respectiv colector-substrat a tranzistoarelor NPN în timpul semialtemanței negative a lui $u_{LC}(t)$. Autorul a perfecționat circuitul prin polarizarea joncțiunilor la tensiuni mai ridicate față de masă, cu ajutorul unor montaje multiplicatoare de tensiune VBE. Asemenea circuite sunt cunoscute în literatura de specialitate [G3V, G4V] și prezentarea implementării lor depășește cadrul lucrării de față.

Caracteristicile de răspuns $U_{lcm} = f(d)$ ale oscilatorului din fig. 3.20 în combinație cu SES de referință (Secțiunea 2.1.1), obținute prin măsurători experimentale ($V_{CC} = 2.2$ V; $R_{DIST} = 12,5$ k Ω ; $R_{INCL} = 123,5$ k Ω ; $I_{BIAS} = 85$ μ A și $I_{C12} = 20$ μ A), pentru 5 temperaturi în domeniul standard $\vartheta = -25$ °C \div 75 °C, sunt reprezentate în fig. 3.33.

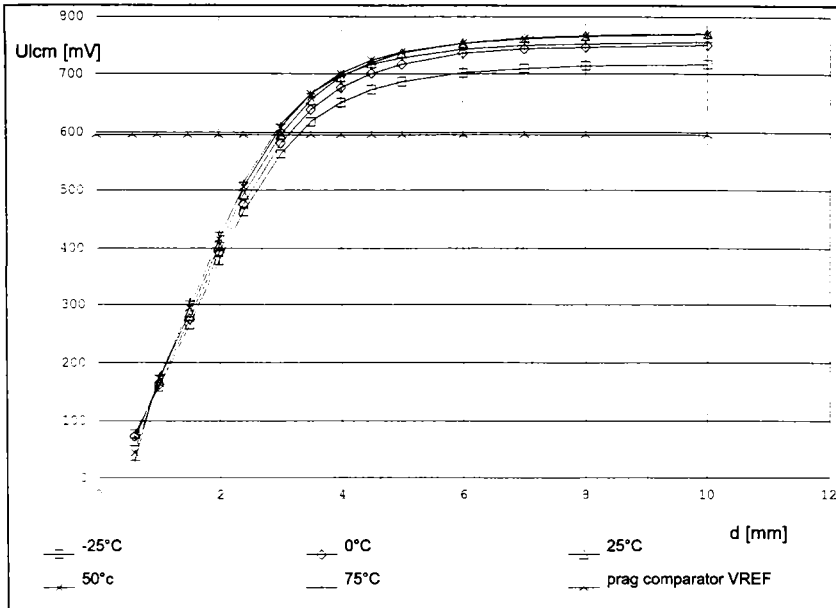


Fig. 3.33 Caracteristicile de răspuns ale oscilatorului din fig. 3.20 (rezultate experimentale)

Aspectul caracteristicilor, comparativ cu caracteristica din fig. 3.15 - obținută experimental cu același SES de referință dar cu oscilatorul de bază neîmbunătățit - confirmă valabilitatea metodei de perfecționare elaborată de autor și descrisă în Secțiunea 3.3.1. Noua caracteristică permite atingerea tuturor dezideratelor, enunțate cu acest prilej, referitoare la sensibilitatea sistemului, domeniul de sesizare, comportamentul dinamic, etc.

Pentru a utiliza circuitul într-un SIPD cu $s_n = 3$ mm, este necesară ajustarea pragului circuitului comparator COMP (fig. 1.24) la $V_{REF} = 596$ mV (fig. 3.33). Ca urmare a liniarizării oscilatorului, rezultă în aceste condiții de utilizare, o margine de rezervă mult mai ridicată decât cea a SES de referință, reieșită din evoluția factorului său de calitate (rel. 2.28):

$$[(U_{lcmz} - U_{lcm3}) / U_{lcm3}] \cdot 100\% = (174 \text{ mV} / 596 \text{ mV}) \cdot 100\% = 29,2\% \gg 13,5\% \quad (3.53)$$

Din punct de vedere al comportamentului termic, circuitul are un caracter mediu și constituie, din motive expuse anterior, o soluție economicoasă dar de compromis. Într-adevăr, dependența cu temperatura a semnalului de ieșire nu este neglijabilă. Cauza principală o constituie soluția simplă de generare a referinței etajului de liniarizare (RB1, Q12). Coeficientul de temperatură al amplitudinii U_{lcm} în punctul de comutare este:

$$TC(U_{lcm} @ d = 3 \text{ mm}) = \frac{+51 \text{ mV}}{100 \text{ K}} = +0,51 \text{ mV/K} \quad (3.54)$$

sau în unități relative:

$$TC_R (U_{icm} @ d = 3 \text{ mm}) = \frac{51 \text{ mV}}{100 \text{ K} \cdot 596 \text{ mV}} \cdot 10^6 = +885 \text{ ppm/K} \quad (3.55)$$

Acest efect se repercutează asupra sistemului printr-o deviație cu temperatura a punctului de comutare. Considerând că pragul comparatorului $V_{REF} = 596 \text{ mV}$, din fig. 3.33, este practic independent de temperatură, distanțele de comutație, pentru diferite temperaturi, rezultă la intersecția orizontalei cu caracteristica corespunzătoare acelei temperaturi. O determinare grafică, făcută în fig. 3.33, conduce la concluzia unei translatări nedorite a punctului de intersecție de la 3,4 mm (@ $\vartheta = -25 \text{ }^\circ\text{C}$) la 2,9 mm (@ $\vartheta = +75 \text{ }^\circ\text{C}$) ceea ce corespunde unui coeficient de temperatură relativ ridicat pentru SIP:

$$TC_R (s_n) = \frac{-0,5 \text{ mm}}{100 \text{ K}} = -5 \mu\text{m} / \text{K} \quad (3.56)$$

Distanța efectivă de comutare, ce rezultă pentru temperaturi situate în domeniul standard ($-25 \text{ }^\circ\text{C} \div 75 \text{ }^\circ\text{C}$), depășește limitele $s_n \pm 10\%$, fapt neadmis de către standardele pentru SIP [15S].

O ameliorare imediată se obține cu circuitul din fig. 3.34. Această a doua variantă diferă de varianta din fig. 3.20, în primul rând, prin modul de polarizare a referinței etajului de liniarizare.

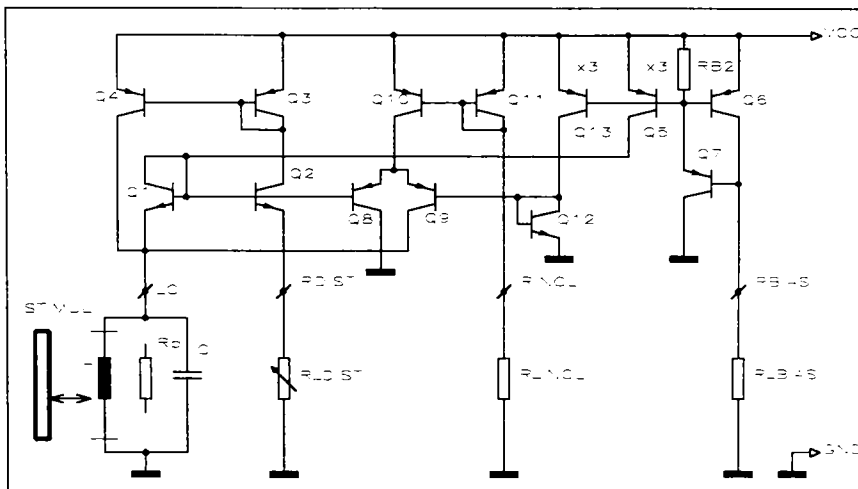


Fig. 3.34 Schema electronică a oscilatorului liniarizat - varianta #2

Curentul diodei Q12 este furnizat, în acest caz, de o ieșire (colectorul lui Q13) a oglinzii duble de curent ajustată cu R_{BIAS} . Prin aceasta, se elimină dependențele termice generate de rezistența R_{B1} (fig. 3.20) și se asigură, în permanență, un regim simetric pentru etajul diferențial, de tipul celui analizat cu simularea T_S3_02, segmentul #1. Cea de a doua îmbunătățire, este legată de reducerea consumului de curent al oscilatorului, condiție importantă, în special pentru SIP de tipul 2T. În locul unei oglinzi de curent convenționale, se utilizează o variantă cu multiplicarea curenților de ieșire, obținută prin multiplicarea cu factorul 3 a suprafeței de emitor a tranzistoarelor de ieșire Q5 și Q13. Aceasta permite reducerea cu factorul 3 a curentului de prescriere la intrarea oglinzii, curent transversal care contribuie în mod hotărâtor la consumul total de curent. Tranzistorul suplimentar asigură independența raporturilor între curenții oglinzii față de parametri tranzistoarelor, în special față de factorul β , care are valori relativ

scăzute în cazul tranzistoarelor PNP integrate. Efectul negativ al curenților de bază, specific oglinzilor simple și accentuat la schema actuală, este eliminat prin utilizarea lui Q7, care asigură devierea la masă a acestor curenți [G3V, G4V]. Rezistența „bootstrap” RB2 mărește rezistențele de ieșire ale oglinzii de curent.

Caracteristicile de răspuns ale oscilatorului din fig. 3.34, determinate experimental în condiții similare celor din fig. 3.33 ($V_{CC} = 2,2 \text{ V}$; $R_{DIST} = 13,5 \text{ k}\Omega$; $R_{INCL} = 111,6 \text{ k}\Omega$; $I_{BIAS} = I_{C12} = 80 \mu\text{A}$) evidențiază o îmbunătățire remarcabilă a comportamentului termic (fig. 3.35).

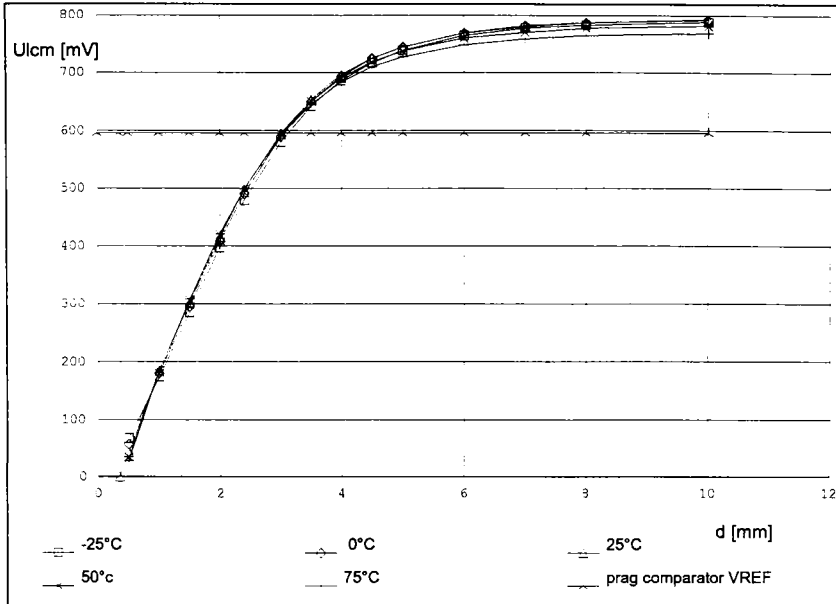


Fig. 3.35 Caracteristicile de răspuns ale oscilatorului din fig. 3.34 (rezultate experimentale)

Curbele permit determinarea grafică a următorilor parametri:

- margine de rezervă (rel. 3.53): $33,2\% > 29,2\%$;
- coeficient de temperatură al amplitudinii în punctul de comutare (rel. 3.55):
 $\pm 262 \text{ ppm/K} < 855 \text{ ppm/K}$;
- coeficient de temperatură al distanței de sesizare (rel. 3.56): $\pm 1,6 \mu\text{m/K} < 5 \mu\text{m/K}$.

În încheierea acestui paragraf, se prezintă în fig. 3.36 o altă variantă perfecționată a oscilatorului liniarizat [F5A, F6A], utilizabilă în aplicațiile cu valori mai ridicate ale tensiunii de alimentare. Aceasta cuprinde patru îmbunătățiri suplimentare față de varianta 2 din fig. 3.34:

- La varianta 2, curentul de intrare prescris prin R_{BIAS} , deci și curenții I_{BIAS} și I_{C12} sunt încă dependenți de temperatură, datorită celor două joncțiuni emitoare din ramura de intrare. Constanța curenților poate fi obținută utilizând o sursă de curent cu AO, integrată, comandată cu tensiunea bandgap U_{BG} , disponibilă practic în orice circuit integrat.

- Comportamentul termic al oglinzii de curent Q6, Q5, Q13 este ameliorat suplimentar prin utilizarea rezistențelor de degenerare corespunzătoare.

- Reducerea numărului de componente externe - obiectiv acut în cazul SIP miniaturizat - este obținută prin renunțarea la elementul R_{INCL} . Raportul între curenții I_{BIAS} și I_E , respectiv I_{C12} , relație care impune, în ultimă instanță, panta caracteristicii oscilatorului, poate fi definit intern prin alegerea adecvată a geometriei tranzistoarelor (în fig. 3.36: $I_E = 0,5 \cdot I_{R_{BIAS}}$ și

$I_{C12} = I_{BIAS} = 3 \cdot I_{R_BIAS}$). Ajustarea acestor curenți se face simultan, cu rezistența externă R_BIAS .

• Considerând condiții de alimentare favorabile, comportamentul circuitului de reacție din oscilatorul de bază este îmbunătățit utilizând o oglindă de curent Wilson în locul celei simple. Situația este posibilă în cazul SIP de tipul 3T (Secțiunea 1.5.2) având, în general, $V_{CC} \geq 4$ V și, parțial, în cazul sistemelor de tipul 2T.

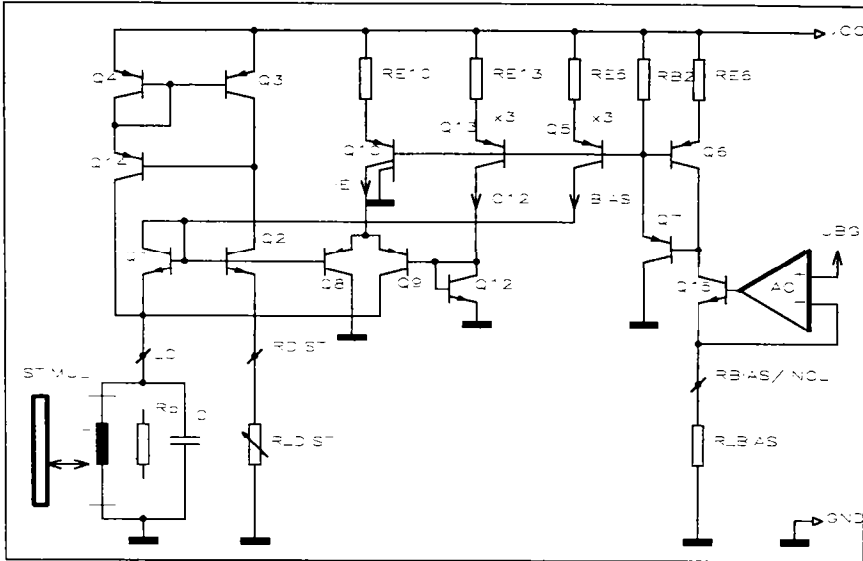


Fig.3.36 Schema electronică a oscilatorului liniarizat - varianta #3

Perfecționarea prin liniarizare a caracteristicii oscilatoarelor destinate SIPA este o preocupare actuală a specialiștilor în domeniu. Cercetarea băncilor de date, conținând brevete de invenții din ultimii ani, scoate la iveală preocupări în această direcție și conturează clar motivele ce conduc la necesitatea acestei activități.

Ca o apreciere finală, metoda de liniarizare elaborată și descrisă de autor în Secțiunile 3.3.1 și 3.3.2, precum și circuitele aferente analizate, conduc la următoarele avantaje esențiale ale SIP, astfel perfecționate:

• Obținerea unui domeniu linear amplu al caracteristicii de sesizare $U_{icm} = f(d)$. Aceasta oferă posibilitatea utilizării circuitului în două domenii de aplicație deosebit de importante și în care utilizarea circuitelor convenționale este exclusă. Prima categorie o constituie SIPD cu distanță de comutare s_n mărită (factor $2 \div 3$) și cu grad de inteligență sporit, prin includerea unor funcții auxiliare, ca de exemplu subdivizarea domeniului de lucru în subdomenii certe, respectiv incerte de funcționare. Tratarea acestei probleme este cuprinsă în Capitolul 6. Cea de a doua categorie o constituie SIPA destinați măsurării lipsite de contact, pe cale inductivă a distanței stimulat - SIP (Secțiunea 1.5.3). Măsurători efectuate de autor, utilizând oscilatorul din fig. 3.34 în combinație cu SES de referință, conduc la concluzia posibilității obținerii unei caracteristici $U_{icm} = f(d)$ cu o liniaritate corespunzătoare utilizării nemijlocite în SIPA, fără a necesita etaje ulterioare de liniarizare. Pentru domeniul standard, corespunzător dimensiunilor M12 ale SES: $d = 0 \div 2$ mm, s-au obținut caracteristici cu o eroare de liniaritate $\epsilon \leq 2\%$ raportată la valoarea finală ($d = 2$ mm), ceea ce satisface pe deplin standardele SIPA. Elementele R_DIST și R_INCL permit un control

eficient și elastic asupra acestei caracteristici, prin ajustarea iterativă a punctului de stingere și a pantei ei.

- Reducerea timpului de amorsare a oscilatorului. Oscilatoarele clasice de tipul cu stingere necesită un anumit timp de amorsare, pentru a trece din regimul neoscilant în regimul oscilant permanent, în cazul unei modificări în salt a atenuării electromagnetice a SES, ca urmare a îndepărtării bruște a stimulului. Acest timp determină în mod direct frecvența maximă de comutare a SIP [FREF 1, *Secțiunea 4.3.1*]. Intervalul de timp minim între două modificări în salt nu poate fi mai mic decât acest timp. În sesizări de tip dinamic (de exemplu pentru funcția de numărare) frecvența maximă de lucru are o importanță hotărâtoare. Oscilatoarele perfecționate, prezentate în *Secțiunea 3.3*, pot fi ajustate lipsite de stingere, cu alte cuvinte, circuitul se va afla în regim oscilant permanent, chiar și în cazul unor atenuări puternice a SES de către stimul (la limită, chiar și pentru $d = 0$). La modificarea în salt a condițiilor de atenuare, instalarea noului regim stabil are loc în intervale de timp cu mult mai scurte.

- Îmbunătățirea comportamentului cu temperatura. Caracteristicile liniarizate se evidențiază printr-o derivă redusă, chiar și pentru domenii foarte largi de temperatură. Modificarea temperaturii antrenează o rotație insignifiantă a porțiunii liniarizate în jurul unui punct, de regulă originea. Aceasta conduce la o derivă liniară cu temperatura, deci la un coeficient de temperatură $TC(V_{icm}) \approx \text{const.}$, comportament optim pentru compensări ulterioare.

- Simplificarea și eficientizarea compensărilor ulterioare cu temperatura. Schemele clasice au, de regulă, puține puncte de compensare, dintre care majoritatea se caracterizează prin prezența unor componente de Î.F.. Aceasta limitează și îngreuează aplicarea unor metode de compensare adiționale, de tipul celor ce vor fi descrise în *Capitolul 5*. Schemele perfecționate propuse, conțin mai multe ramuri de c.c. cu acțiune directă sau indirectă asupra amplitudinii U_{icm} și oferă, prin aceasta, posibilități simple și sigure de compensare prin modificarea adecvată a unor mărimi de c.c..

- Circuitele rămân în continuare economice și integrabile. Ele pot funcționa în condiții restrictive de alimentare, de tipul „low current - low and single voltage”, caracteristice SIP industriale. Variantele integrate de circuite aferente SIP oferă, între altele, o funcționare mult mai stabilă, posibilitatea alimentării etajelor cu o tensiune stabilizată intern, dependențe cu temperatura controlabile și, la limită, definitiv eliminabile, posibilități de lucru la frecvențe relativ ridicate. Din punct de vedere tehnologic, utilizarea circuitelor integrate mărește siguranța în funcționare, datorită numărului redus de conexiuni în schema generală a SIP, respectiv a componentelor de circuit.

- Circuitele oscilatoare cu caracteristici liniarizate asigură, în comparație cu oscilatoarele cu stingere, posibilități net superioare de aliniere a SIP și o evaluare simplă, lipsită de probleme la nivelul circuitelor de evaluare ce le urmează.

- Oscilatoarele cu caracteristică liniară oferă posibilitatea implementării unor metode de detecție digitală, de tipul celor ce vor fi prezentate în secțiunea următoare.

3.4 DIGITALIZAREA ELECTRONICII DE EVALUARE, ÎN VEDEREA CREȘTERII PRECIZIEI, FRECVENȚEI DE LUCRU ȘI ÎMBUNĂȚIRII IMUNITĂȚII LA PERTURBAȚII

Delimitând aria de prezentare la principiul consacrat de evaluare a factorului de calitate al SES aparținând SIP - obiectiv supus perfecționărilor, prin prezenta teză de doctorat -, prelucrarea semnalului, generat de oscilatorul aferent SIP, este urmată de o detecție a acestuia și de o eventuală conversie analogic-digitală (în cazul SIPD). Conform schemelor de principiu din fig.

1.24.a și 1.25.a, aceste operații se desfășoară în cadrul circuitelor de evaluare C_EVAL, respectiv de prelucrare C_PREL.

Metoda convențională de evaluare în cazul SIPD este ilustrată în fig. 1.24.b și constă, în principiu, în detecția de amplitudine a semnalului livrat de către oscilator, efectuată de blocul demodulator DEMOD, urmată de conversia A/D elementară cu ajutorul unui comparator COMP cu prag V_{REF} variabil și cu histerezis redus dar ajustabil (în majoritatea cazurilor trigger Schmitt). Semnalul demodulat, purtând în valoarea sa o informație indirectă asupra distanței de sesizat, prezintă, în majoritatea cazurilor, o componentă de c.a. reziduală și, uneori, impulsuri parazitare scurte. Un comparator teoretic lipsit de histerezis și având un prag constant este neutilizabil. El ar comuta la fiecare trecere a semnalului demodulat prin valoarea de prag și ar genera astfel un semnal echivoc cu comutații parazitare (fig. 3.37). În opoziție, utilizarea unui trigger Schmitt, la care, după prima comutație are loc un salt al pragului de comutație cu valoarea U_{HIS} , corespunzătoare histerezisului electric al SIP, în direcția inversă evoluției semnalului demodulat, asigură obținerea unui semnal de ieșire univoc.

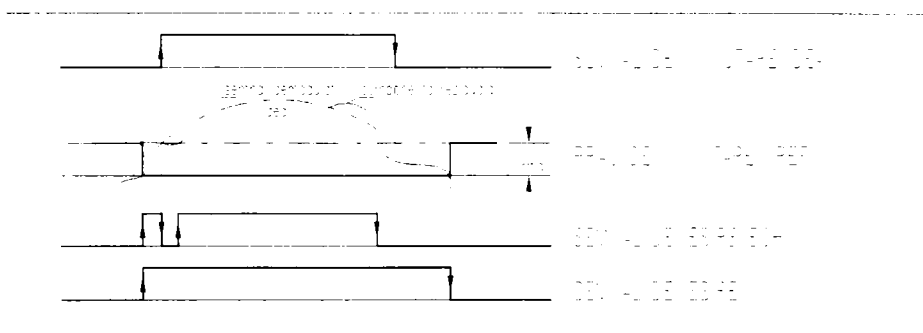


Fig. 3.37 Histerezisul electric și digitalizarea semnalului în SIPD

Sistematizarea materialului informativ, privitor la procedeele de realizare a funcției de demodulare în cadrul circuitelor dedicate SIP, în variantele discrete sau integrate, permite o clasificare primară în două mari categorii:

- procedee convenționale cu performanțe modeste;
- procedee moderne de înaltă performanță.

Prima categorie include metodele clasice, care la rândul lor pot fi subclasificate în două grupe.

- Demodolatoarele de amplitudine cu redresare directă și elemente de integrare pasive reprezintă soluția tradițională, aproape unanim practică în cazul circuitelor de evaluare discrete [A4V]. Asemenea demodolatoare sunt relativ rar întâlnite în cadrul circuitelor integrate destinate SIP. Explicația rezidă în numărul necesar mare de componente externe, precum și în dependența puternică cu temperatura a comportamentului elementelor redresoare convenționale.

O parte din componentele pasive pot fi, cel puțin parțial, integrate în cadrul circuitului (fig. 3.6.b), aceasta ducând la reducerea periferiei, dar generând probleme suplimentare. Ca exemplu, obținerea valorii integrate de 150 pF la circuitul AM 329 (tehnologie bipolară) presupune o arie relativ largă pe placheta de siliciu. Asigurarea unei constante de timp la descărcare suficient de mari duce la valori ridicate ale rezistenței de descărcare, ceea ce înseamnă un alt consum de siliciu. Rezistențele integrate, în special cele de tip „ciupit” (*pinch resistor*), adecvate valorilor ridicate, au o dependență pronunțată cu temperatura și o dispersie tehnologică mare ($-50\% \div 100\%$). Aceasta înseamnă, în ultimă instanță, variații pronunțate nedorite ale valorii tensiunii demodulate, precum și ale constantelor de timp ale circuitului.

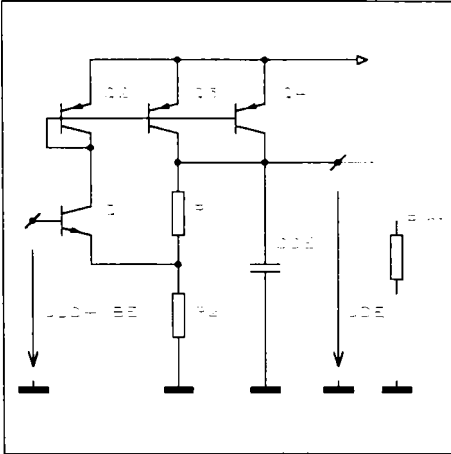


Fig. 3.38 Detector de amplitudine integrabil

O soluție interesantă, relativ simplă și cu comportament parțial independent de dispersia tehnologică, este dată în fig. 3.38. Considerând circuitul conectat la ieșirea oscilatoarelor cu rezistență negativă, prezentate în Secțiunile 3.2 și 3.3, încărcarea condensatorului CDEM se va face cu impulsuri de curent, redresate monoalternanță, având amplitudinea proporțională cu amplitudinea U_{lcm} a oscilațiilor. Valoarea momentană a amplitudinii impulsurilor de curent este controlată cu rezistențele pinch $R1$ și $R2$, ceea ce ar putea duce la variații considerabile ale curentului furnizat lui CDEM, de la exemplar la exemplar. La schema de față, produsul între curentul comandat și rezistența internă se menține aproximativ constant, de aceea tensiunea dezvoltată de către detector, pentru o anumită amplitudine U_{lcm} , va avea

variații de exemplar relativ reduse.

Într-o tratare idealizată, tensiunea de ieșire U_{DEM} nu depinde de valoarea rezistențelor integrate ci numai de raportul lor, raport ce poate fi controlat în procesul de integrare:

$$U_{DEM} = U_{lcm} \left(1 + 2 \frac{R1}{R2}\right) \cdot \frac{R_{int}}{R1 + R_{int}} \approx U_{lcm} \left(1 + 2 \frac{R1}{R2}\right) \quad (3.57)$$

unde: R_{int} = rezistența de intrare a etajului conectat la ieșirea circuitului.

Constanta de timp τ la descărcare:

$$\tau \approx CDEM \cdot (R1 + R2) \quad (3.58)$$

și, deci, amplitudinea componentei reziduale de ondulație depinde încă de dispersia de exemplar, respectiv temperatură, fapt ce trebuie luat în calcul la dimensionarea circuitului. Valoarea minimă a acestei constante este legată de necesitatea de a obține o valoare vârf-vârf a tensiunii reziduale sub valoarea histeresisului electric U_{HIS} (fig. 3.37) al comparatorului ce urmează după detector. Valoarea maximă este impusă de timpul de răspuns cerut SIP, pentru variații în salt ale distanței de sesizare. De remarcat este și efectul de amplificare controlată, caracteristic acestui circuit.

• O a doua grupă, în cadrul categoriei metodelor clasice, este constituită de către demodulatoarele de amplitudine cu integroare active.

Soluția brevetată din [G1P, G2P] prezintă un circuit original, care a fost descris anterior în Secțiunea 3.1.1 (fig. 3.4.b). Oglinda de curent T33, T35, T36 constituie o absorbție de curent și element de referință pentru oglinda T126, T127, care realizează o sursă de curent. Pentru valorii $R36 = R37 = 0\Omega$ și un raport între emitoare $AE127 = 4 \cdot AE126$, se obține un raport între curenții $i_{C127} = 4 \cdot i_{C36}$ și o dependență liniară a acestora în funcție de U_{lcm} . Pentru $R36 = 2\text{ k}\Omega$ și $R37 = 4\text{ k}\Omega$ rezultă o curbare a dependențelor față de U_{lcm} , de unde caracterul redresor al diferenței ($i_{C127} - i_{C36}$). Dezavantajos este efectul de încărcare a oscilatorului și de limitare puternică a amplitudinii ($U_{lcm} \leq 100\text{ mV}$), produs de acest circuit. Curenții i_{C36} și i_{C127} și, deci, valoarea tensiunii demodulate, sunt dependente de temperatură, datorită utilizării rezistențelor integrate R36 și R37.

O ameliorare a circuitului, constând în asigurarea unui curent de ieșire al demodulatorului, independent de temperatură și de toleranțele tehnologice, este descrisă în [W1P]. Oscilatorul cu

rezistență negativă propus este identic cu cel din fig. 3.4.b. Încărcarea, respectiv descărcarea condensatorului de demodulare CDEM este realizată cu curenți comandați (fig. 3.39).

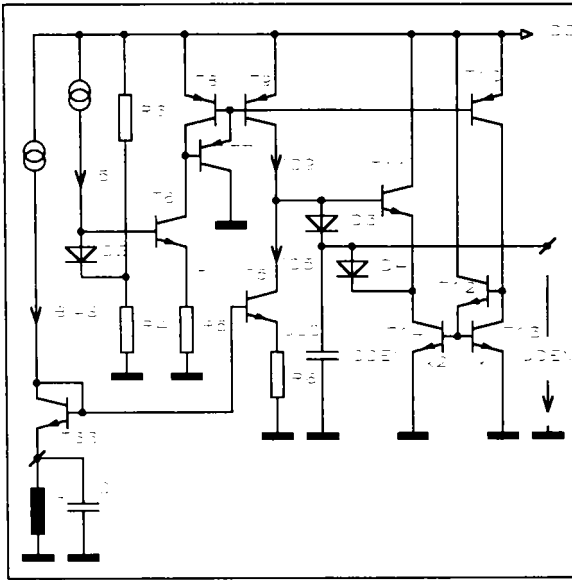


Fig. 3.39 Detector de amplitudine integrabil cu curenți comandați

curentului de încărcare, este independentă de temperatură. Curentul de descărcare, furnizat de oglinda T14, T13, este constant și are valoarea:

$$i_{DESC} = 2 \cdot i_{C9} = \text{const.} \quad (3.60)$$

Pentru valori momentane $U_{icm} < U_{icm0}$, curentul i_{C9} este predominant în rel. 3.59, deci $i_{INC} > 0$. Are loc încărcarea cu acest curent a lui CDEM prin dioda D3. În timpul semialternanței negative curentul de încărcare este constant: $i_{INC} = i_{C9}$. Tranzistorul T11 este conductor și deviază curentul absorbției de curent T14, T13.

La atingerea valorii U_{icm0} prescrise, curentul de încărcare se anulează. T11 și D3 se blochează și începe descărcarea lui CDEM cu curentul constant $i_{DESC} = 2 \cdot i_{C9}$, pe traseul D4, T14.

Considerând SIP în starea complet neatenuată de către stimul, deci pentru amplitudini U_{icm} maxime, raportul între integralele curentului de descărcare, respectiv a curentului de încărcare, are valoare maximă, ceea ce duce la o valoare minimă a tensiunii de ieșire u_{DEM} . Pe măsura apropierii stimulului, deci a reducerii amplitudinii U_{icm} , are loc o scădere a raportului și, deci, o creștere direct proporțională a tensiunii de ieșire. La limită, pentru stări puternic atenuate cu $U_{icm} \ll U_{icm0}$, tensiunea de ieșire atinge o valoare maximă, datorită predominanței încărcării cu curent constant ($i_{INC} \approx i_{C9}$).

În concluzie, tensiunea de ieșire este funcție de raportul între integralele de timp ale curenților de încărcare, respectiv descărcare. Deoarece curenții respectivi se află într-o relație determinată și constantă, raportul integralelor depinde numai de duratele încărcării, respectiv descărcării, deci numai de amplitudinea U_{icm} corespunzătoare distanței momentane între SES și stimul.

Metoda aduce o îmbunătățire în comparație cu varianta Siemens, dar produce de asemenea o încărcare nedorită a circuitului rezonant LC.

Curentul de încărcare este dat de diferența:

$$i_{INC} = i_{C9} - i_{C5} \quad (3.59)$$

unde: i_{C9} = curentul constant furnizat de oglinda T8, T9 și prescris de sursa de curent T6, R5, respectiv de divizorul R3, R4;

i_{C5} = curentul variabil, direct proporțional cu amplitudinea oscilațiilor (tranzistorul T33 aparține oscilatorului, din fig. 3.4.b) și generat de absorbția de curent T5, R6.

Pentru o anumită amplitudine U_{icm0} , stabilită prin ajustarea lui R6, curentul de încărcare devine nul. Considerând densități de curent egale prin D2 și T6, respectiv prin T33 și T5, și presupunând că R5 și R6 sunt rezistențe integrate identice, valoarea U_{icm0} , la care are loc anularea

Un alt procedeu de demodulație aparținând aceleași grupe, utilizabil în circuitele pentru SIP, în special integrate, și caracterizat printr-o încărcare redusă a oscilatorului, constă în utilizarea unui detector de vârf cu repetor pe emitor. Schema sa de principiu din fig. 3.40 conține un număr minim de componente și este adecvată circuitelor oscilatoare prezentate în secțiunile anterioare (tranzistoarele Q1 și Q2 din fig. 3.40 aparțin în fapt acestor oscilatoare).

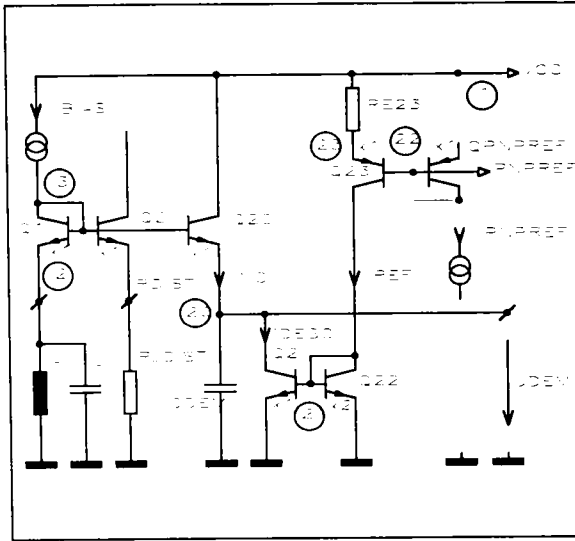


Fig. 3.40 Detector de vârf integrabil

i_{DESC} trebuie să fie suficient de redus, astfel încât valoarea vârf-vârf a tensiunii reziduale de ondulație $u_{DEM}(t)$ să fie mai mică decât histerezisul de comutație al comparatorului ce urmează, pentru a asigura stabilitatea comutării:

$$i_{DESC} \leq \frac{CDEM \cdot U_{HIS}}{T_{max}} \quad (3.61)$$

unde: U_{HIS} = histerezisul de comutație (valori uzuale 10 ÷ 50 mV);

T_{max} = perioada maximă corespunzătoare frecvenței minime de oscilație a circuitului oscilator.

Pe de altă parte, curentul i_{DESC} trebuie să aibe o valoare suficient de ridicată pentru a permite o descărcare rapidă a condensatorului CDEM în cazul unei reduceri în salt a tensiunii $u_{LC}(t)$, ca urmare a pătrunderii stimulului în zona activă a SIP sau a micșorării distanței între acesta și SES. Aceasta duce la creșterea frecvenței de comutație a SIP, parametru important, după cum s-a arătat anterior, în cazul sesizărilor dinamice.

Deoarece circuitele integrate dispun, în general, de referințe interne de curent cu un comportament termic optimizat, este avantajoasă derivarea curentului i_{DESC} de la o asemenea referință. Cu titlu exemplificativ, în fig. 3.40 curentul i_{DESC} este prescris de către tranzistorul Q23 comandat prin șina PNPREF (10 μ A). Valoarea dorită a curentului este determinată prin alegerea adecvată a ariilor tranzistoarelor, respectiv a valorii lui RE23. În exemplul ilustrat, ecuația transcendentă a circuitului:

$$2I_{DESC} \cdot RE23 = U_T \cdot \ln \frac{10 \mu A}{2I_{DESC}} \quad (3.62)$$

conduce la soluția: $I_{DESC} \approx 0,5 \mu A @ 25^\circ C$, $RE23 = 60 k\Omega$.

Influența temperaturii se resimte prin două efecte. Conform rel. 3.62, curentul de descărcare este, în parte, dependent de temperatură, ceea ce se repercutează asupra amplitudinii tensiunii de undulație. De asemenea, tensiunea demodulată diferă față de amplitudinea U_{Icm} cu o valoare, care depinde și de temperatură. Cauza diferenței este puternicul dezechilibru între curenții ce parcurg tranzistoarele Q1 și Q20. Fără creșterea excesivă a numărului de tranzistoare elementare folosite este imposibil să se asigure densități de curent egale prin cele două tranzistoare. Aceasta conduce la o situație de dezechilibru, cu apariția diferenței amintite mai sus:

$$U_{Icm} - U_{demm} \approx U_T \ln \frac{I_{BIAS}}{I_{c20}} \quad (3.63)$$

Simularea T_S3_03, efectuată în condiții parțial idealizate (tab. 3.3), presupunând un comportament independent de temperatură al circuitului oscilator, respectiv a referinței PNPREF, este în măsură să caracterizeze comportamentul termic al circuitului din fig. 3.40, dimensionat ca mai sus. Se constată că tensiunea detectată are un coeficient de temperatură $TC(U_{demm}) \approx -0,23 mV/^\circ C$ acceptabil și în orice caz superior variantelor prezentate anterior (fig. 3.41).

Tabela 3.3

```

**** 06/13/97 18:05:42 ***** PSpice 7.0 *****
DETECTORUL DE AMPLITUDINE INTEGRABIL
*****
*File: T_S3_03.cir
*****
VCC 1 0 dc 2.2v
IBIAS 1 3 dc 80u

Q1 3 3 2 0 qc3zn02
Q20 1 3 20 0 qc3zn02
Q21 20 21 0 0 qc3zn02
Q22 21 21 0 0 qc3zn02 2
Q23 21 22 23 0 qc3zp03
.LIB c:\doct\pspice\lib\basic.lib

CDEM 20 0 100e-12
RE23 1 23 rp 60k
.MODEL rp res r=1 tc1=1.19e-3 tc2=9.6e-6

Qnpref 22 22 1 0 qc3zp03
Ipnpref 22 0 dc 10u

VGEN 2 0 sin(0 600mV 370k 0 0 0)

.OP
.TEMP -25 25 75
.TRAN 0.5u 100u 80u .1u UIC
.WATCH tran V(2)
.OPTIONS nomod nopage itl5=0
.PROBE
.END

```

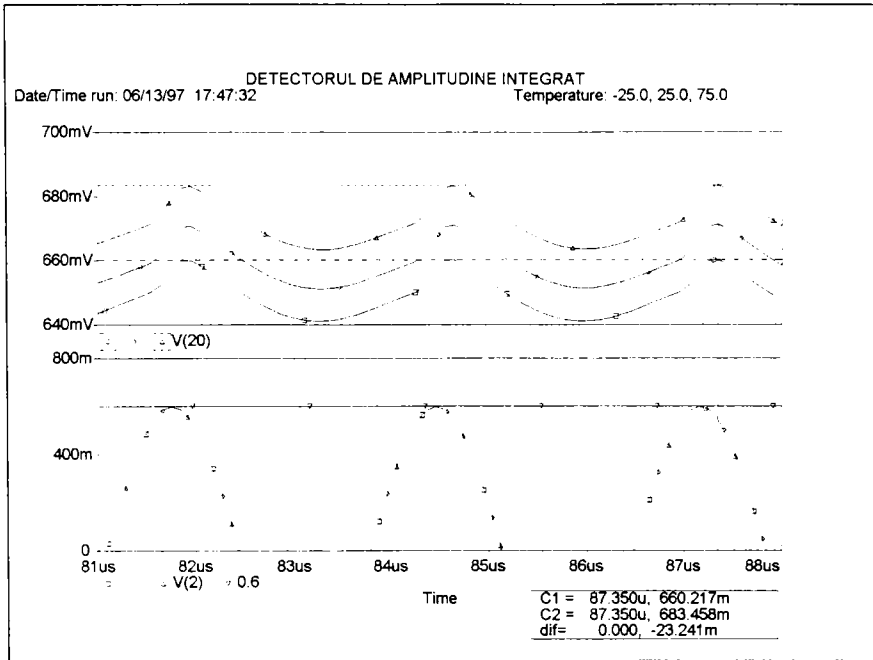


Fig. 3.41 Dependența cu temperatura a tensiunii demodulate furnizate de circuitul din fig. 3.40

Categoria a doua, cuprinzând metodele de înaltă performanță, se caracterizează printr-o îmbunătățire remarcabilă a comportamentului din punct de vedere al erorii de detecție și al dependenței cu temperatura. Aceste performanțe se pot obține utilizând redresoare de precizie sau detectoare de vârf cu amplificatoare operaționale integrate. Literatura de specialitate descrie numeroase variante de asemenea circuite [M5V, C5V, C2V, N2V, G3V], motiv pentru care nu se va insista în prezentarea lor. Alături de aria de siliciu relativ extinsă și de consumul de curent relativ ridicat - din motive de asigurare a dinamicii cerute -, dificultatea majoră în implementarea unor asemenea circuite este legată de prezența unei singure tensiuni de alimentare, aspect specific SIP industriali. O soluție de ieșire din impas constă în generarea unei tensiuni ajutoare, în vederea alimentării simetrice, prin utilizarea unor circuite adiționale de tip pompă de sarcină (*charge pump*) sau de translatare, cu obținerea unei mase virtuale. O a doua soluție constă în conceperea unor scheme cu AO, cu deplasare adecvată de nivel, care să poată funcționa în condiții de alimentare asimetrică. Autorul a conceput, experimentat și implementat numeroase asemenea soluții. Concluzia finală este că un asemenea efort și volum de electronică este justificat numai în cazul în care cerințele de precizie trebuie îndeplinite necondiționat. Un caz tipic în acest sens îl constituie SIP de tip analogic și în nici un caz cei digitali.

Procesele de integrare de tip CMOS sau BICMOS oferă perspective favorabile implementării unor circuite demodulatoare sincrone funcționând în comutație. Prezentarea unui asemenea circuit, însoțită de o descriere detaliată a funcționării și utilizării lui într-un SIP cu frecvență ridicată de lucru, este conținută în [H2P, Z1A]. Schema elimină dezavantajele relative la banda de frecvență, deviația cu temperatura și neliniaritate, caracteristice detectoarelor prezentate anterior. Funcționarea corectă a circuitului, reprezentat schematic în fig. 3.42, impune necesitatea utilizării unor oscilatoare liniare, de tipul celor descrise în *Secțiunea 3.3*, lipsite de stingere, chiar și în situația complet atenuată ($d = 0$). Circuitul funcționează ca un detector comandat, care comută polaritatea semnalului de demodulat în ritmul unui semnal de tact sincron și efectuează o integra-

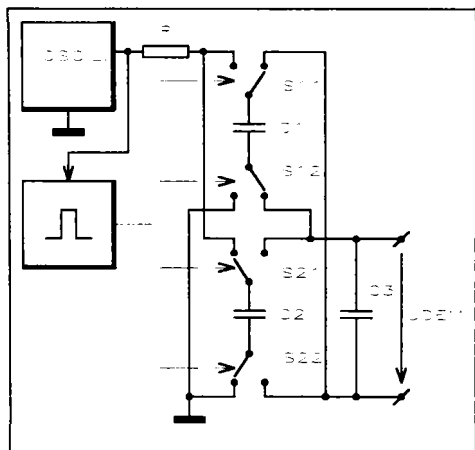


Fig. 3.42 Demodulator sincron pentru SIP

turbatoare de Î.F., respectiv modulații parazitare de J.F., ale semnalului oscilatorului vor fi puternic rejectate.

În categoria metodelor de înaltă performanță se înscrie și metoda de evaluare modernă, propusă de autor pentru SIPD, și anume **detecția digitală**, adaptată la specificul SIP [F2P]. Metoda constă într-o detecție implicită și comparare imediată și elimină în mare măsură dezavantajele procedeelelor anterioare. Ea asigură o creștere a preciziei de evaluare și a frecvenței de comutație a SIPD, însoțită de o îmbunătățire substanțială a imunității la perturbații. Pe de altă parte, varianta sincronă a acestui procedeu impune necesitatea utilizării unor oscilatoare liniare lipsite de stingere, de tipul celor elaborate și descrise de autor în *Secțiunea 3.3*.

Schema bloc a unei variante posibile de implementare asincronă a procedeuului este ilustrată în fig. 3.43.a. Comparatorul rapid COMP primește la intrările sale semnalul $u_{LC}(t)$, furnizat

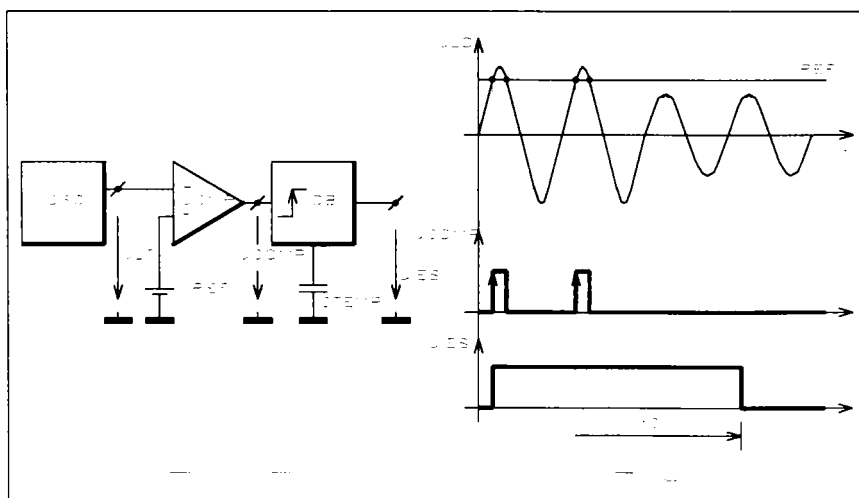


Fig. 3.43 Detecția digitală asincronă utilizată în SIPD

de oscilatorul aferent SIP, respectiv o tensiune continuă ajustabilă V_{REF} , reprezentând mărirea de referință M_{REFR} din fig. 1.24.a. Ieșirea comparatorului comandă intrarea unui circuit mono-stabil declanșabil CBM, având durata t_{ON} a stării cvasistabile, ajustată prin condensatorul CTEMP la o valoare superioară perioadei semnalului $u_{LC}(t)$.

În situația unor distanțe d între SES și stimul superioare distanței de comutare s_n , impusă prin ajustarea pragului V_{REF} , comparatorul livrează impulsuri pozitive, a căror flanc crescător declanșează periodic CBM. În consecință, semnalul de ieșire u_{IES} rămâne în permanență în starea ridicată (fig. 3.43.b). Situația se menține neschimbată până la inversarea sensului inegalității între d și s_n , ca urmare a apropierii stimulului față de SIP. La reducerea amplitudinii U_{lcm} sub valoarea V_{REF} , încetează generarea impulsurilor de declanșare, iar semnalul de ieșire u_{IES} comută în starea coborâtă, după un timp de întârziere t_{ON} .

Digitalizarea efectuată ca mai sus este implementabilă cu un volum relativ redus de elemente integrate și este mult mai rapidă în raport cu variantele cu integrare. Ținând cont de domeniul de lucru specific SIP ($f \geq 100$ kHz), rezultă valori scăzute ale condensatorului de temporizare CTEMP, deci posibilitatea integrării lui.

Deși simplă de realizat, deci avantajoasă, soluția nu oferă o creștere a imunității la perturbații. Îndeplinirea acestui deziderat major al etapei actuale [FREF1, Capitolul 5], este asigurată de varianta sincronă, având schema bloc în fig. 3.44. Schema cuprinde două canale de conversie A/D a semnalului u_{LC} , generat de oscilatorul OSC aferent SIPD.

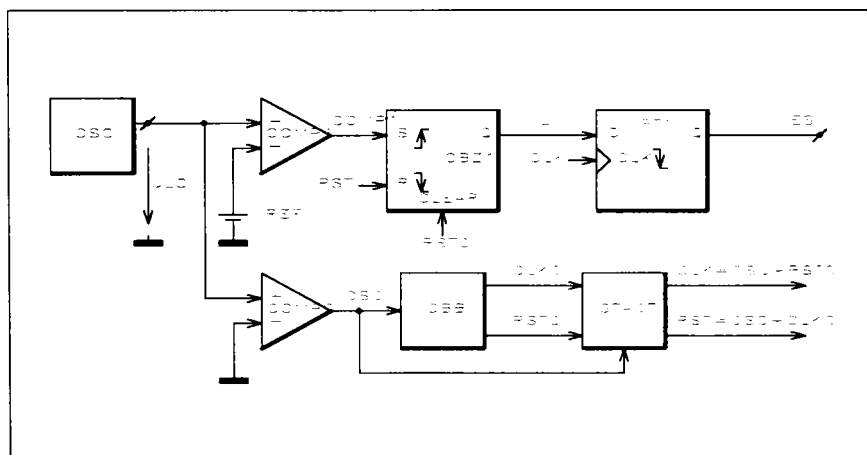


Fig. 3.44 Detecția digitală sincronă utilizată în SIPD

Canalul de sincronizare conține un comparator rapid COMP0, care detectează trecerile prin zero ale tensiunii $u_{LC}(t)$ și furnizează un semnal rectangular OS0, sincron cu semialternanța pozitivă a acestei tensiuni (fig. 3.45). Frecvența impulsurilor de la ieșirea lui COMP0 este divizată de către circuitul basculant bistabil CBB, care livrează semnalele primare complementare, de tact și de ștergere: CLK0, respectiv RST0. Pe baza acestor semnale, generatorul de tact GTACT livrează semnalele secundare de tact CLK, respectiv de ștergere RST, ale căror ecuații logice sunt indicate în fig. 3.44.

Canalul de prelucrare propriu-zis a semnalului conține un comparator rapid COMP1, care compară în permanență semnalul $u_{LC}(t)$, provenind de la OSC, cu tensiunea de prag V_{REF} . Funcționarea sa este similară funcționării comparatorului COMP din fig. 3.43. Impulsurile care apar la ieșirea comparatorului, în situația în care distanța SES-stimul este $d > s_n$, vor acționa asupra cir-

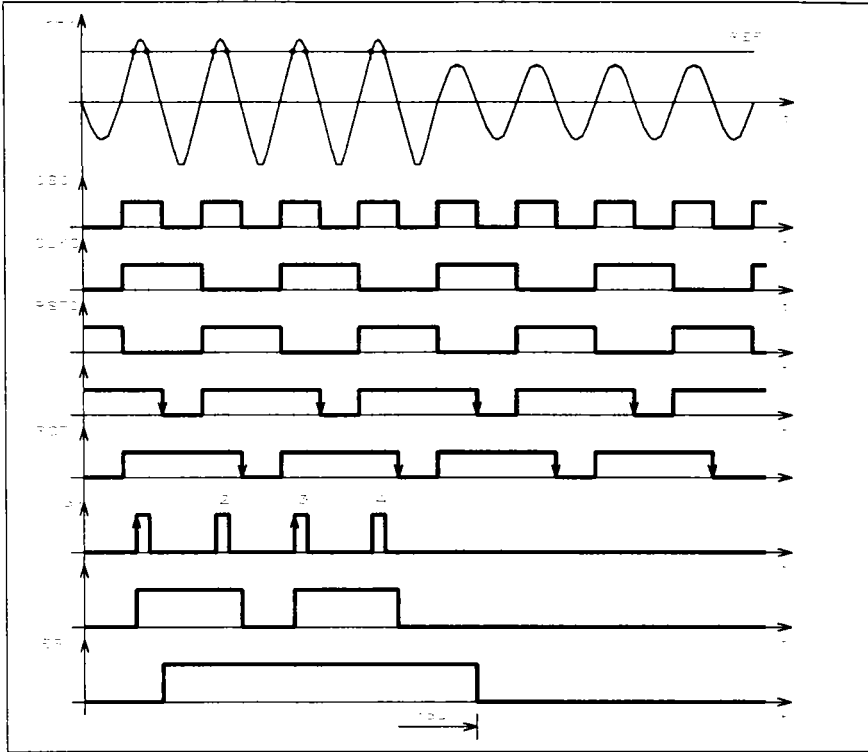


Fig. 3.45 Diagramele de timp ale semnalelor circuitului din fig. 3.44

cuitului bistabil cu zăvorâre CBZ1 (*latch*). Ștergerea sincronă a acestuia este asigurată de flancul căzător al semnalului RST. În poarta de transmisie PT1, care succede circuitului CBZ1, nivelul semnalului L1 va fi interogată momentele de timp sincronizate cu flancul căzător al semnalului CLK.

Datorită dublei memorări a valorilor digitale instantanee, funcționării sincronizate și divizării de frecvență, circuitul se caracterizează printr-o imunitate ridicată la perturbații. Probabilitatea, ca un impuls parazitar de scurtă durată să fie interpretat ca o variație efectivă a semnalului $u_{LC}(t)$ peste, respectiv sub pragul de comutare, este foarte redusă. Circuitul nu necesită elemente de temporizare. Mai mult, el este deosebit de flexibil, relativ la modificarea perioadei T a semnalului $u_{LC}(t)$ și se caracterizează printr-o temporizare definită, care depinde numai de frecvența oscilatorului. Analiza atentă a funcționării conduce la concluzia unei întârzieri de răspuns la modificarea stării de atenuare a SES, cu trecere prin punctul de comutare, de o valoare $\tau = T$ sau $\tau = 2T$, în funcție de numărul par, respectiv impar, al oscilațiilor semnalului $u_{LC}(t)$, după care intervine această schimbare. Ținând cont de frecvențele de lucru specifice oscilatoarelor utilizate în SIP, această întârziere se poate considera neglijabilă. Ca urmare, implementarea unei asemenea scheme permite o creștere apreciabilă a frecvenței de comutație a SIPD [FREF1, Secțiunea 4.3].

Autorul a elaborat circuitele electronice pentru realizarea acestui procedeu iar măsurătorile efectuate asupra variantei integrate, în tehnologie bipolară, au condus la frecvențe de comutație ale SIPD, de neimaginat în cazul implementării detectoarelor convenționale. Detectia digitală, descrisă mai sus, este suficient de rapidă, astfel încât frecvența de comutație a SIPD este practic limitată superior numai de performanțele oscilatorului aparținând SIPD. Circuitul de detecție digitală admite o mărire a frecvenței de modulare a semnalului $u_{LC}(t)$ până la un sfert din frec-

vența acestuia. Teoretic, circuitul este capabil să detecteze, în ambele direcții, chiar și un singur ciclu al semnalului $u_{LC}(t)$; evident durata minimă a semnalului de ieșire va fi egală cu două perioade.

În principiu, schema este puțin pretențioasă. Singura cerință deosebită, relativ la viteza de lucru și acuratețea de comutare, este legată de comparatoarele rapide. Cu titlu exemplificativ, se prezintă în fig. 3.46 schema electronică a unui comparator adecvat acestui scop, capabil să detecteze modificări ale amplitudinii U_{lem} de ordinul mV-ilor.

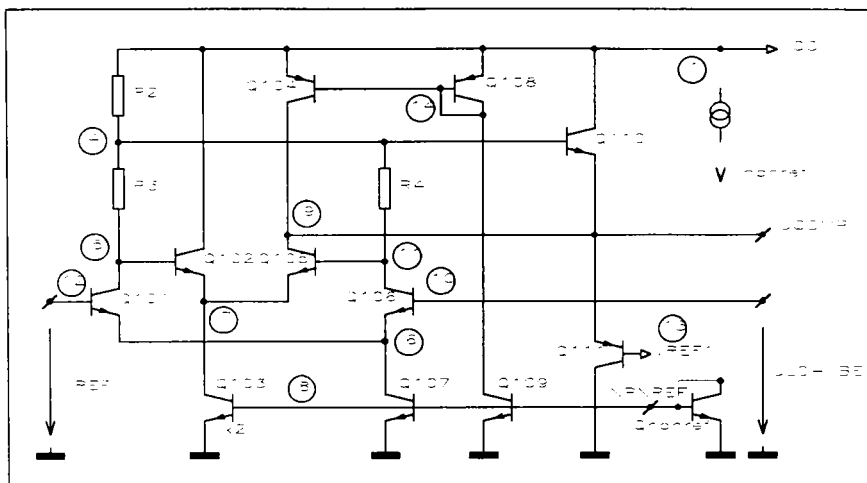


Fig. 3.46 Comparator rapid, integrat pentru detecția digitală

Rezultatele simulării T_S3_04 (tabela 3.4) evidențiază comportamentul dinamic al acestui comparator (fig. 3.47).

Tabela 3.4

```

**** 06/24/97 18:38:34 ***** PSpice 7.0 *****
COMPARATOR RAPID PENTRU DETECTIA DIGITALA
.....
*File: T_S3_04.cir
.....
VCC      1 0 dc 1.8
VREF1    13 0 dc 0.85
VREF     12 0 dc {vref}
.PARAM   vref=0.6
.STEP    param vref list 1 1.2

VOSC     10 0 sin(0.6V 0.8V 375K 5u)

Qnpnref  8 8 0 0 qc3zn02
Inpnref  1 8 dc 50u

Q101     5 12 6 0 qc3zn02
Q102     1 5 7 0 qc3zn02
Q103     7 8 0 0 qc3zn02 2

```

```

Q104 9 14 1 0 qc3zp03
Q105 9 11 7 0 qc3zn02
Q106 11 10 6 0 qc3zn02
Q107 6 8 0 0 qc3zn02
Q108 14 14 1 0 qc3zp03
Q109 14 8 0 0 qc3zn02
Q110 1 4 9 0 qc3zn02
Q111 0 13 9 0 qc3zp03
.LIB c:\doct\pspice\lib\asic.lib

R2 1 4 rp 10K
R3 4 5 rp 10K
R4 4 11 rp 10K
.MODEL rp res r=1 tc1=1.19e-3 tc2=9.6e-6

.OP
.TEMP -25 25 75
.TRAN 0.5u 20u 0 0.01u UIC
.OPTIONS nomod nopage it5=0
.PROBE
.END

```

Simularea este efectuată în condiții de funcționare specifice SES reprezentativ, utilizat consecvent pe parcursul tezei ca element unic de referință: $f = 375 \text{ kHz}$, $U_{\text{cm}} = 800 \text{ mV}$. Evoluția semnalului de ieșire, obținută prin simulare, pentru două valori tipice ale pragului de comutare $V_{\text{REF}} = 1 \text{ V}$, respectiv $1,2 \text{ V}$, evidențiază o comutare rapidă a circuitului, cu timpi de propagare acceptabili pentru scopul propus.

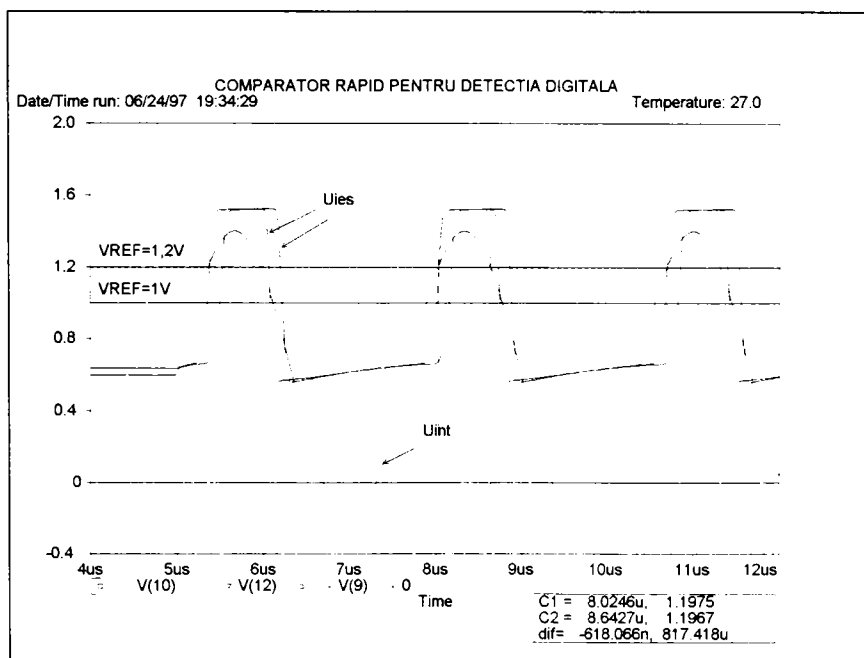


Fig. 3.47 Semnalele de intrare și ieșire ale comparatorului din fig. 3.46, obținute cu simularea T_S3_04

3.5 CONCLUZII

Capitolul 3 al prezentei teze de doctorat poate fi considerat ca o continuare a activității de prezentare sistematică a stadiului modern, actual de dezvoltare a senzorilor inductivi de proximitate SIP, precum și de descriere și analiză detaliată a unor metode și circuite originale de perfecționare a acestora, care au fost elaborate de către autorul tezei.

Concluziile la capitolul anterior (*Secțiunea 2.5.*) se încheie prin enunțarea a două căi paralele de atingere a dezideratelor de perfecționare, căi ce au fost definite de către autor în urma studiului efectuat în cadrul activității de doctorat, respectiv pe baza unei activități profesionale relativ îndelungate în domeniul cercetării și dezvoltării SIP. Prima cale, constând în perfecționarea intrinsecă a sistemului electromagnetic de sesizare primar, a constituit obiectivul *Capitolului 2*. Rezolvarea celei de a doua componente fundamentale, referitoare la optimizarea electronicii aferente SIP, la îmbunătățirea metodelor de prelucrare electronică a informației furnizate de către sistemul de sesizare primar SES, constituie obiectivul capitolului de față și a celor ce vor urma.

Sesizarea inductivă este o acțiune de evaluare a unor mărimi electromagnetice cu caracter analogic. De aceea performanțele SIP sunt determinate în mod hotărâtor de comportamentul circuitelor electronice analogice, ce urmează nemijlocit SES și care realizează *funcțiile esențiale de excitație a SES, în vederea generării câmpului activ, respectiv de evaluare nemijlocită a informației furnizate de SES.*

Prezentarea tuturor metodelor convenționale și inedite de asigurare a acestor funcții depășește cadrul lucrării de față. Din acest motiv, autorul se oprește la soluțiile cu un grad ridicat de reprezentare și efectuează un studiu comparativ între variantele consacrate și soluțiile originale propuse. Mai mult, aria de cercetare și perfecționare cuprinde exclusiv circuite integrate sau integrabile. În etapa actuală, de miniaturizare pronunțată a SIP și de atingere a unui raport performanțe–cost superior, integrarea electronicii aferente SIP este unica cale de îndeplinire a acestor deziderate. Circuitele discrete constituie variante depășite din punct de vedere moral și tehnologic.

Aspectele esențiale tratate în *Capitolul 3* se referă la:

- Descrierea structurii, modului de funcționare și utilizare a oscilatoarelor electronice moderne, aferente SIP și specificarea particularităților acestora, legate de efectuarea sesizării inductive;

- Analiza comportării variantelor consacrate a acestor oscilatoare prin metode analitice și de simulare, cu sublinierea performanțelor, dar mai ales a dezavantajelor, ce le caracterizează;

- Prezentarea unor procedee originale de perfecționare și liniarizare a oscilatoarelor destinate SIP;

- Enunțarea metodelor moderne de prelucrare și evaluare a semnalelor furnizate de oscilatoarele aparținând SIP, cu evidențierea punctelor nevralgice ale acestora;

- Prezentarea unor metode proprii, propuse de autor, constând în digitalizarea procesului de evaluare în cadrul SIPD, în vederea îmbunătățirii unor parametri esențiali ai acestora.

În concluzie, studiul efectuat în cadrul *Capitolului 3* se referă la soluții electronice de materializare a primelor trei blocuri esențiale din structura unui SIP (fig. 1.24 și 1.25).

Secțiunea 3.1 debutează cu o sistematizare și clasificare, propusă de autor, a principalelor tipuri de oscilatoare electronice, adecvate pentru realizarea funcției de sesizare inductivă, în cadrul SIP, precum și cu conturarea proprietăților specifice, necesare unei asemenea utilizări. Clasificarea este făcută după două criterii, și anume:

- după modul în care se comportă circuitul în cazul pătrunderii stimulului în zona activă a SIP, respectiv la modificarea distanței între SES și stimul;

- din punct de vedere al topologiei circuitului și al modului de asigurare a condițiilor de oscilație.

Clasificarea se încheie prin enumerarea caracteristicilor de bază, definatorii pentru atributul de modern, în cazul oscilatoarelor destinate SIP. Studiul atent al variantelor întâlnite, a permis efectuarea unei delimitări între variantele depășite și cele moderne, acestea din urmă fiind evidențiate în clasificare prin caractere alidine. Trecând peste soluțiile considerate depășite în etapa actuală, se descriu în detaliu variantele moderne cu perspective de viitor.

Varianta cea mai reprezentativă, constituită de oscilatoarele dipol cu rezistență negativă, este obiectul studiului efectuat în *Secțiunea 3.1.1*. După prezentarea argumentelor esențiale, care pledează în favoarea acestei soluții, se efectuează un studiu teoretic general al comportamentului oscilatoarelor dipol, în cadrul acțiunii de sesizare inductivă cu evidențierea parametrilor ce pot fi influențați de către stimul. La baza acestui studiu stau considerentele de natură fizică, expuse în *Capitolul 2*.

Schema electronică de bază (fig. 3.3), având originile prezentate în [Z4A], este analizată în continuare în condiții idealizate, care permit o primă apreciere calitativă a funcționării circuitului. Analiza se încheie prin enumerarea detaliată a avantajelor acestui tip de oscilator.

Circuitul este foarte răspândit în sfera de activitate aparținând SIP și este utilizat de către firme cu reputație mondială, producătoare de circuite integrate specializate, fie în varianta de bază, fie în variante derivate din aceasta. Secțiunea efectuează o trecere în revistă a variantelor celor mai cunoscute, aparținând firmelor Siemens, Omron și Ascon. Pe baza unui studiu al literaturii de specialitate și, în special, al brevetelor de invenții corespunzătoare, autorul efectuează o descriere sintetică a familiilor, aparținând firmelor enumerate mai sus. Aceasta cuprinde prezentarea structurii tipului celui mai reprezentativ din cadrul fiecărei familii, în conformitate cu schemele bloc generale, ilustrate în fig. 1.24.a și 1.24.b, precum și o descriere detaliată a soluțiilor folosite pentru realizarea circuitelor, ce constituie obiectivul capitolului de față (fig. 3.4, 3.5 și 3.6). Se insistă cu precădere asupra particularităților ce le diferențiază în raport cu schema de bază din fig. 3.3, respectiv a ameliorărilor asigurate în acest mod.

Secțiunea 3.1.2 tratează în detaliu cea de a doua clasă de oscilatoare adecvate SIP (oscilatoarele cu cuplaj prin emitor), cu prezentarea variantelor de bază din punct de vedere al conectării SES, integrabile în tehnologie bipolară, respectiv unipolară. Secțiunea are o structurare similară secțiunii anterioare și urmărește aceleași obiective:

- studiul teoretic general al comportamentului oscilatorului în cadrul acțiunii de sesizare;
- scheme electronice de bază, avantajele circuitului;
- prezentarea familiei de circuite integrate specializate, aparținând firmei SGS-Thomson, care utilizează oscilatorul cu cuplaj prin emitor, cu descrierea detaliată a tipurilor reprezentative (fig. 3.8) conform procedurii anterioare din *Secțiunea 3.1.1*.

Secțiunea 3.2 are drept scop o analiză detaliată a oscilatorului de bază din fig. 3.3, (obiect supus perfecționărilor în cadrul *Capitolului 3*) în vederea conturării limitelor, dezavantajelor și posibilităților de îmbunătățire, pe care le oferă acest circuit. Investigația este efectuată prin metode analitice, experimentale și, preponderent, de simulare cu ajutorul programului **PSPICE**.

Metodele analitice permit deducerea condiției de ajustare a circuitului, în funcție de SES conectat la oscilator, precum și a altor parametri caracteristici. Posibilitatea de ajustare prin intermediul elementului R_DIST constituie baza de pomire pentru considerentele teoretice din cadrul capitolului următor.

Simularea **T_S3_01** (tab. 3.1) efectuează o analiză extinsă a circuitului alimentat în condiții restrictive, specifice sistemelor 2T (fig. 1.22), și conectat la SES reprezentativ, sistem enunțat de autor în vederea unui studiu comparativ unitar și descris în *Secțiunile 2.1.1* și *2.1.2*. Analiza cuprinde trei segmente:

- Evidențierea comportamentului circuitului - segmentul #1 (fig. 3.9);
- Simularea în domeniul timp, în vederea analizei regimurilor tranzitoriu și permanent armonic, corespunzătoare stării neatenuate de către stimul - segmentul #2 (fig. 3.11 ÷ 3.13);

- Simularea în domeniul frecvență, cu scopul determinării impedanței interne - segmentul #3 (fig. 3.14).

Prezentarea caracteristicii de răspuns a oscilatorului de bază, obținută pe cale experimentală (fig. 3.15), și a posibilităților limitate de ameliorare a ei, constituie încheierea Secțiunii 3.2.

Secțiunea 3.3 se referă la o preocupare majoră a autorului și descrie contribuțiile acestuia în direcția diminuării dezavantajelor caracteristice ale oscilatoarelor cu rezistență negativă destinate SIP, a perfecționării și liniarizării lor, prin transpunerea comportamentului de tip cu stingere în comportament liniar. Metoda este brevetată [F3P, F5P, F11P], a fost aplicată pe scară largă în variante cu grad diferit de perfecționare și a condus la rezultate deosebite. O sinteză a principalelor avantaje obținute este prezentată în încheierea acestei secțiuni.

Bazele teoretice ale metodei de liniarizare propusă de autor și aplicarea ei concretă în cazul circuitului din fig. 3.3 constituie obiectul Secțiunii 3.3.1 (fig. 3.20). Analiza modului de funcționare a circuitului de liniarizare - în varianta sa cea mai simplă - conduce la concluzia unei posibilități largi și flexibile de asigurare a unor caracteristici de răspuns cu pantă și liniaritate dore, prin simplul reglaj iterativ a două elemente rezistive de aliniere (fig. 3.24).

Secțiunea 3.3.2 continuă analiza oscilatorului perfecționat - varianta #1 - prin simulări PSPICE și investigații experimentale.

În simularea T_S3_02 (tab. 3.2), oscilatorul perfecționat este utilizat în condiții similare celor de la simularea T_S3_01, în vederea efectuării unui studiu comparativ. Simularea cuprinde două etape:

- Analiza concretă a regimului de funcționare al etajului de liniarizare, prezentat în secțiunea anterioară, în vederea certificării considerațiilor teoretice - segmentul #1 (fig. 3.25 ÷ 3.28);
- Simularea în domeniul timp, pentru diverse stări de atenuare a SES cauzate de stimul, stări modelate conform unui procedeu original, propus de autor în Secțiunea 2.3 - segmentul #2 (fig. 3.29 ÷ 3.32).

Reluarea simulării pentru temperaturile limită, corespunzătoare domeniului standard pentru SIP ($-25\text{ }^{\circ}\text{C} \div +75\text{ }^{\circ}\text{C}$) și/sau determinarea experimentală a caracteristicii oscilatorului la aceste temperaturi (fig. 3.33), certifică valabilitatea și avantajele metodei, dar evidențiază unele deficiențe ale circuitului, legate de valoarea coeficientului său de temperatură în punctul de comutare (rel. 3.55).

Evident, circuitul poate fi perfecționat prin metode economicoase, fără un consum ridicat de componente de circuit. Secțiunea cuprinde în continuare descrierea a două asemenea variante, cu comportament termic cert îmbunătățit (fig. 3.34 ÷ 3.36).

Metoda de perfecționare elaborată de autor a fost aplicată efectiv în trei circuite ASIC pentru SIP. Oscilatoarele ce au fost integrate constituie variante îmbunătățite ale structurii inițiale, cu diferite grade de complexitate, funcție de cerințele și condițiile concrete de utilizare. Schemele au fost integrate, utilizând tehnologii bipolare diferite (6μ , 3μ , sau 1μ), de tensiuni foarte ridicate ($\leq 80\text{ V}$), medii ($\leq 35\text{ V}$), respectiv reduse ($\leq 10\text{ V}$), și având, corespunzător, frecvențe de tranziție medii până la foarte înalte. Circuitele sunt alimentate cu tensiuni stabilizate intern foarte reduse ($\leq 2,2\text{ V}$), corespunzător condițiilor specifice pentru SIP de tipul 2T (Secțiunea 1.5.2.c), respectiv cu tensiuni medii ($\leq 5\text{ V}$), în cazul circuitelor ASIC pentru SIP de tipul 3T. Funcție de schema și tehnologia utilizată, a fost posibilă acoperirea unor frecvențe de lucru uzuale pentru SIP ($50\text{ kHz} \div 600\text{ kHz}$, $50\text{ kHz} \div 1\text{ MHz}$), respectiv a unui domeniu puternic extins ($50\text{ kHz} \div 3\text{ MHz}$), adecvat SIP miniaturizați (D4, M5), la care frecvențele optime ale SES sunt plasate în domeniul $1\text{ MHz} \div 2\text{ MHz}$.

Circuitele se află în producție de serie și rezultatele obținute certifică pe deplin valabilitatea metodei expuse.

Secțiunea 3.4 debutează cu o prezentare de ansamblu a variantelor convenționale și moderne, integrate sau integrabile, de evaluare a semnalului generat de oscilatoarele aferente SIP,

constând în detecția și conversia analogic-digitală a acestuia.

Sistemizarea materialului informativ, privitor la procedeele de realizare a funcției de demodulare în cadrul circuitelor aferente SIP, permite o clasificare primară în două mari categorii.

- Prima categorie include metodele de demodulare de amplitudine și se subdivide - în clasificarea propusă de autor - în două clase distincte. Prima clasă cuprinde detectoarele cu redresare directă și elemente de integrare pasive. După o trecere în revistă a principalelor dezavantaje, specifice acestor circuite, se prezintă în final o structură integrabilă, performantă pentru această clasă. Ea elimină în parte aceste dificultăți, este relativ simplă și are un comportament parțial independent de dispersia tehnologică (fig. 3.38). În a doua clasă sunt incluse demodulatele cu integratoare active. O soluție originală și devenită clasică în domeniul SIP o constituie soluția brevetată de către firma Siemens [G1P, G2P]. Prezentarea acesteia este urmată de o propunere de ameliorare (fig. 3.39), de asemenea brevetată [W1P]. O variantă interesantă de detector de vârf cu performanțe remarcabile, comparativ la volumul redus de componente (fig. 3.40), constituie obiectul unei analize mai atente. Simularea **T_S3_03** (tab. 3.3) permite analiza funcționării variantei integrate, în condiții de lucru specifice SES reprezentativ ($f = 370$ kHz, $U_{icm} = 660$ mV), precum și caracterizarea exactă a comportamentului ei cu temperatura.

- În accepțiunea autorului, categoria a doua de circuite demodulate implementabile în SIP este constituită de redresoarele de precizie cu amplificatoare operaționale integrate. Fără a intra în detalii, se prezintă experiența acumulată de autor, dificultățile specifice legate de implementarea acestor circuite și unele posibilități de rezolvare a problemei în condițiile concrete corespunzătoare SIP. În aceeași categorie sunt incluse demodulatele sincrone lucrând în comutație (fig. 3.42), caracterizate prin performanțe excepționale și având perspective certe de afirmare în viitor, odată cu dezvoltarea și extinderea tehnologiilor BICMOS.

După această trecere în revistă a metodelor tradiționale de realizare a funcțiilor de demodulare și conversie analogic-numerică, practicate actualmente în SIP, în special SIP cu circuite integrate, însoțită de comentarii suplimentare și sugestii proprii de ameliorare, *autorul propune o soluție alternativă radicală, constând în utilizarea detecției digitale, adaptată la specificul senzorilor inductivi de proximitate*. Prezentarea are la bază realizări concrete și brevete ale autorului [F2P]. Implementarea unor asemenea metode a condus la eliminarea într-o măsură apreciabilă a dezavantajelor specifice soluțiilor clasice, la creșterea preciziei și a sensibilității de evaluare, la atingerea unor frecvențe de comutație de neimaginat în cazul utilizării circuitelor convenționale, însoțită de o îmbunătățire a imunității la perturbații.

Alături de prezentarea detaliată a funcționării a două variante asincronă, respectiv sincronă (fig. 3.43 și 3.44), se subliniază cerințele legate de implementarea acestora, precum și performanțele obținute, respectiv eventualele limitări ce apar. Exceptând volumul necesar de componente, schemele sunt deosebit de avantajoase. Circuitele utilizate sunt relativ nepretențioase, singura cerință deosebită, relativă la viteza de lucru și acuratețea de comutare, fiind legată de comparatoarele rapide aparținând schemelor. În etapa actuală, problema este rezolvabilă atât în cadrul proceselor bipolare cât și CMOS, concepute pentru frecvențe de lucru ridicate. *Secțiunea 3.4 se încheie cu prezentarea schemei de principiu a unui comparator rapid* (fig. 3.46), adecvat detecțiilor digitale propuse. Performanțele sale, în condiții de utilizare specifice SES de referință și tipice pentru sisteme 2T ($V_{cc} = 1,8$ V, $I_{cc} \leq 250$ μ A), sunt determinate cu simularea **T_S3_04**.

Ca o concluzie finală, se poate aprecia, că în cadrul *Capitolului 3* se efectuează o prezentare detaliată și un studiu comparativ atent - prin metode analitice, de simulare și investigații experimentale - a circuitelor electronice esențiale pentru realizarea funcției de sesizare inductivă, de unde și ponderea apreciabilă a acestui capitol în cadrul prezentei teze de doctorat. Studiul se referă atât la cele mai recente metode publicate, cât și la metodele originale, elaborate și implementate de autor.

Capitolul 4

ALINIEREA AUTOMATĂ, PRIN METODE DE INSTRUIRE, A PARAMETRILOR SIP LA CERINȚE STANDARD ȘI ADAPTAREA LA CONDIȚIILE SPECIFICE ALE APLICAȚIEI

Ajustarea exactă a sensibilității și deci a distanței de comutare s_n a SIPD (fig. 1.21), respectiv a caracteristicii de etalonare a SIPA (fig. 1.6) este o problemă deosebit de dificilă și delicată în cazul senzorilor industriali, în special a celor miniatură cu dimensiuni extrem de reduse.

Senzorii de proximitate industriali sunt sisteme constructive ermetic încapsulate, pentru a putea satisface condițiile de expunere (umiditate, funcționare în medii lichide, agenți chimici agresivi, temperatură, etc.) deosebit de dificile, caracteristice mediilor industriale sau de altă natură, și pentru care trebuie să se asigure funcționarea impecabilă și de durată a acestor sisteme [FREF 1, Secțiunea 4.5].

Alinierea SIP este o operație inevitabilă și este impusă, în primul rând, de toleranțele și deriva termică a componentelor constitutive.

De regulă, alinierea SIP este un proces nerepetabil și se efectuează într-o etapă relativ incipientă a procesului de fabricație - după asamblarea circuitelor electronice pe placheta purtătoare -, în care se are acces la un element electronic de reglare, de regulă pasiv, aparținând circuitelor electronice ale senzorului.

După efectuarea acestei acțiuni, SEZ este supus unor operații ulterioare de asamblare, încapsulare în carcasa, preponderent metalică, etanșare, tratament termic, etc.

Toleranțele suplimentare și decalibrările inerente, în special de natură electromagnetică în SES, introduse de aceste operații, sunt fie neanticipabile, fie numai parțial compensabile, astfel încât, în multe situații, produsul final va prezenta o dispersie de exemplar ce depășește limitele admise de standarde. Efectul cel mai pregnant îl au elementele învecinate SES (fig. 2.1, 2.2). În timpul alinierii, acesta se află în starea neinfluențată de către carcasa metalică, în primul rând, respectiv de către materialul de etanșare și alte obiecte. Influența carcasei metalice asupra funcționării SIP a fost analizată în Secțiunea 2.2.7.a, iar efectele materialelor dielectrice au fost enumerate la începutul Capitolului 3. De la caz la caz, toleranțele parametrilor electrici și magnetici ale acestor materiale, însoțite de efecte termice și de îmbătrânire, precum și de fenomene singulare neașteptate (neuniformități constructive și de structură, formarea unor bule de apă de condensare, reacții chimice, etc.), pot conduce la ieșirea sistemului din domeniul de toleranțe admis.

Ținând cont de cerințele standard sau excepționale, deosebit de severe, relative la parametri SIP, precum și de imposibilitatea unei corecții ulterioare, o bună parte din exemplarele finale, astfel obținute, pot deveni neutilizabile, deși se caracterizează printr-o funcționare propriu-zisă corectă. Exemplarele ieșite din domeniul de toleranțe conduc la reducerea, uneori dramatică, a randamentului procesului de fabricație și prin aceasta la creșterea accentuată a cheltuielilor de fabricație. Din acest punct de vedere, fabricația SIP industriali este pretențioasă și complexă. Ea necesită o supraveghiere multilaterală și atentă, prin metode SPC (*Statistical Process Control*) cu timpi de reacție și intervenție cât mai reduși.

Mai mult, performanțele SIP relative la distanța de comutare, domeniul de sesizare și liniaritate, deriva termică a acestora etc., asigurate și verificate de producător în condiții de aliniere și testare conforme standardelor [IS], vor fi influențate în continuare, de regulă în sens negativ, de condițiile concrete de expunere și instalare a SEZ, diferite și specifice fiecărei aplicații

concrete. Aceste deviații nedorite, în special datorită unor atenuări electromagnetice parțiale ale SES al SIP, produse de elementele metalice învecinate, sunt de asemenea necompensabile, în cazul SIP clasici. La limită, aceste situații locale de utilizare, neanticipabile la alinierea sistemului, pot duce până la ieșirea completă din funcționare a sistemelor tradiționale. Literatura de specialitate descrie numeroase asemenea cazuri precum și diverse metode și trucuri, mai mult sau mai puțin improvizate, de rezolvare a lor.

De asemenea, dacă utilizatorul unui SIP de o anumită formă și mărime constructivă solicită o distanță de comutare s_n diferită de cea standard, corespunzătoare tipului considerat, satisfacerea acestui deziderat presupune producerea unui lot aparte, la care plachetele de circuit să fie aliniat pentru aceste cerințe excepționale.

Soluția elaborată de autor și aplicată deja pe scară largă, soluție ce va fi descrisă în acest capitol, constă în înlocuirea ajustării prin intervenții fizice directe și nemijlocite asupra electronicii SEZ cu o aliniere pe cale electronică, repetabilă și efectuabilă în orice fază, deci inclusiv în starea finală a utilizării produsului într-o aplicație concretă. Așa după cum se va arăta în continuare, elementul pasiv ajustabil va fi înlocuit printr-un circuit ASIC specializat, elaborat în acest scop. Ținând cont de standardizarea foarte severă a SIP, inclusiv referitoare la conexiunile acestuia [15P], care nu permite existența unor conexiuni suplimentare ale sistemului, destinate programării, metoda utilizează o cale de comunicare cu SIP, comună tuturor senzorilor de proximitate, indiferent de natura lor (inductiv, capacitiv, optic, ultrasonic), respectiv topologie (cu 2, 3 sau 4 terminale). Această cale este constituită de liniile de alimentare standard T+ și T- ale sistemului (fig. 1.24 și 1.25).

Pe de altă parte, SIP se caracterizează prin mai multe funcții cu valoare binară. Specificarea acestor funcții, de exemplu funcția de comutare, polaritatea de conectare a sarcinii, etc., definește în mod concret tipul de SIP, în conformitate cu clasificările efectuate în *Secțiunea 1.5.2*. Programarea acestor funcții în cazul sistemelor convenționale este de asemenea un proces ireversibil și este asigurată prin efectuarea unor conexiuni electrice definitive în electronica SEZ. În consecință, la produsele finale nu există posibilitatea reprogramării unor asemenea funcții binare de bază ale SIP.

Metoda propusă permite și efectuarea ulterioară a reprogramării funcțiilor de bază, în starea finală a produsului, în conformitate cu cerințele concrete ale aplicației. Procedul conferă o flexibilitate deosebită, însoțită de reducerea paletii de tipuri funcționale în cadrul fiecărei familii. În final, aceasta se repercutează prin simplificări ale activității de elaborare, planificare, gestionare și înmagazinare, urmate de reduceri esențiale ale costului de fabricație.

4.1 METODE CONVENȚIONALE DE ALINIERE A SIP

Necesitatea generală de aliniere a SIP rezultă ținând cont de considerentele de funcționare și dimensionare a acestor sisteme. După cum s-a arătat în permanență pe parcursul capitolelor anterioare, sistemul primar de sesizare SES aparținând SIP este, în esență, un sistem electromagnetic, caracterizat, în general, prin deviații de exemplar relativ ample ale parametrilor săi și rezultate din considerente de natură mecanică, respectiv datorită toleranțelor largi ale materialelor utilizate, în special a celor fentice. Cu toate strădaniile depuse, proprietățile neregulate ale elementelor componente și/sau abaterile lor rămân o sursă de eroare, astfel încât, aducerea parametrilor SIP în domeniile de toleranțe impuse de standarde necesită în mod inevitabil o operație de aliniere a circuitului în ansamblu.

Problema devine din ce în ce mai dificilă pe măsura creșterii cerințelor legate de mărimea distanței de comutare a SIPD, respectiv a domeniului de sesizare și liniarității SIPA. După cum s-a arătat anterior, aceste deziderate conduc la funcționări cu margini de rezervă reduse, de unde necesitatea imperioasă a operației de aliniere.

până la potențiomtru, ceea ce se repercutează negativ asupra performanțelor și stabilității oscilatorului în ansamblu.

- R_DIST este constituit inițial de către un potențiomtru de calibrare extern (decadă de rezistențe), conectat provizoriu la bornele RDIST și GND pe placa de circuit imprimat. Ajustarea manuală sau electronică a valorii acestuia permite determinarea exactă a valorii necesare pentru aliniere. În a doua etapă, se îndepărtează contactele potențiometrului de calibrare și se conectează un rezistor fix, extras dintr-o magazie de rezistențe, a cărei valoare este egală cu cea determinată în prima etapă. Această metodă, cu substituirea potențiometrului de calibrare printr-un rezistor fix de precizie, presupune de asemenea o cheltuială de timp, oferă o precizie de aliniere limitată, include riscul conectării unei valori false și necesită o nouă testare finală.

- Procedeele cel mai răspândit actualmente, în cazul SIP convenționali, este utilizarea pentru rezistența R_DIST a unor rezistoare imprimate direct pe placa de circuit - în cazul realizării ceramice cu straturi groase -, respectiv a unor rezistoare speciale de aliniere [K14A], amplasate pe circuitele imprimate epoxidice. În timpul operației de aliniere, valoarea acestora va fi modificată mecanic cu un jet de nisip (metodă depășită tehnologic) sau cu un fascicul laser dirijat.

Tehnologiile de depunere a peliculelor rezistive pe substraturi ceramice se caracterizează prin toleranțe largi ale rezistoarelor obținute ($\pm 20\%$ față de valoarea medie și $\pm 10\%$ variații ale valorii medii), ceea ce presupune o preajustare a valorii acestora. Asemenea rezistoare preajustate devin relativ neadecvate pentru o aliniere ulterioară, deoarece nu mai oferă posibilitatea unei modificări continue a rezistenței în timpul celui de-al doilea reglaj.

Rezistoarele speciale de aliniere rămân soluția optimă pentru alinierea convențională a SIP. Ele se fabrică într-o gamă largă de forme SMD standardizate (de la 0805 până la 2040), respectiv de valori inițiale ($10\ \Omega \div 1\ \text{M}\Omega$), cu toleranțe de $\pm 10\%$ și puteri disipate nominale sub 1 W. Utilizarea peliculelor metalice oferă coeficienți de temperatură sub 100 ppm/K și domenii admise ale temperaturii ambiante de $-55\ \text{°C} \div +150\ \text{°C}$. Formele cele mai uzuale sunt 1206 ($3,2 \times 1,5\ \text{mm}$) și 0805 ($2,0 \times 1,2\ \text{mm}$). Practicarea unui simplu canal perpendicular pe axa elementului asigură mărirea rezistenței inițiale într-un raport de $2 \div 3$, cu o dependență relativ neliniară față de adâncimea de pătrundere. Utilizarea fascicolului laser permite însă practicarea mai multor canale perpendiculare echidistante, ceea ce duce la rapoarte între valoarea finală și cea inițială de $5 \div 10$, sau chiar 30 pentru forme subpătratice (1216). Liniaritatea curbei de ajustare este puternic îmbunătățită.

Utilizarea metodei de aliniere cu fascicul laser restricționează puternic libertatea de amplasare a componentelor pe placheta de circuit imprimat. Rezistorul de aliniere trebuie amplasat într-o poziție accesibilă de către fasciculul laser, poziție definită cât mai exact în raport cu reperele considerate ca referință de către instalația laser.

Enumerarea metodelor clasice de aliniere a SIP permite specificarea caracteristicilor elementului ideal de aliniere, necesar în acest scop, profilul satisfăcut numai parțial de către rezistoarele prezentate mai sus:

- stabilitate electrică și termică înaltă;
- variație continuă sau în pași mici a rezistenței (cuantizare fină);
- domeniu de variație cât mai larg;
- dimensiuni cât mai reduse;
- lipsit de preajustare.

Făcând abstracție de dezavantajele proprii fiecărei metode din cele prezentate mai sus, se poate concluziona, că nici una dintre ele nu este în măsură să rezolve integral problemele specifice de aliniere a SIP, care au fost enunțate la începutul acestui capitol. Din acest motiv, alinierea SIP prin metode convenționale poate fi considerată o soluție intermediară, incapabilă să rezolve integral o problemă ce dăinuie de cel puțin 20 de ani.

4.2 ALINIERIA SIP PRIN PARAMETRIZARE DIRECTĂ SAU PRIN PROGRAMARE NEREPETABILĂ

Concluzia care se desprinde din *Secțiunea 4.1*, este necesitatea imperioasă de înlocuire a alinierii convenționale a SIP, prin metode de programare electronică, procedee capabile să rezolve, cel puțin parțial, dificultățile specifice semnalate la începutul acestui capitol.

Alături de materialul informativ, pus la dispoziție de literatura de specialitate dedicată SIN, informații utile, de ultimă oră, referitoare la preocupări în domeniul alinierii programate, pot fi obținute consultând băncile de brevete de invenții, secțiunile internaționale G (fizică) și H (electronică).

Soluțiile cuprinse în acest material bibliografic pot fi clasificate după complexitate în trei categorii:

- rețele rezistive, capacitive;
- soluții dedicate, aplicate concret pentru alinierea SEZ;
- structuri relativ complexe, de regulă arhitecturi cu microcontrolere.

Scopul secțiunii de față este o trecere în revistă a acestor metode, în vederea enunțării trăsăturii caracteristice, care le reunește. Deoarece ele au la bază o parametrizare directă - eventual repetabilă - a sistemului, respectiv efectuează o aliniere ireversibilă a acestuia, aceste procedee rezolvă numai parțial problematica complexă de aliniere a SIP. Evident, metodele reprezintă un pas înainte esențial, dar nu constituie soluția ideală de rezolvare a problemei.

- Rețelele pasive de tip R sau C, descrise în [S2P, B11P, R1P, M4P, B8P, *47A] au structuri și grade de complexitate diferite. Lucrările prezintă posibilități concrete de realizare a unor elemente variabile, cu modificarea binară a valorii, cu rezoluții diferite (4 la 8 biți) și utilizabile în diverse aplicații. Majoritatea topologiilor sunt de tip serie, iar comutarea elementelor pasive se face cu comutatoare miniatură [B8P], cu tranzistoare bipolare sau unipolare [R1P, S2P], cu comutatoare CMOS integrate [M4P]. Se prezintă, de asemenea, și metode generale de comandă liniară sau decodificată și de acționare a acestor elemente de comutare, începând cu numărătoare și sfârșind cu porturi aparținând unor microcontrolere. Soluțiile prezintă importanță numai în măsura în care pot fi adaptate cerințelor specifice alinierii SIP. Majoritatea soluțiilor amintite mai sus se caracterizează printr-un caracter volatil al valorii echivalente a rețelei; întreruperea alimentării ducând la pierderea valorii anterior prestabilite. Pentru a preveni această situație, se propune în [S2P] utilizarea drept element de comutație în rețea a unor tranzistoare FET cu grilă flotantă. Aducerea acestora în starea conductoare necesită o aplicare singulară a semnalului de comutare la intrarea de comandă. Starea conductoare se menține și după îndepărtarea semnalelor de comandă.

- Conform clasificării enunțate anterior, categoria a doua cuprinde soluții dedicate, aplicate pentru alinierea unor SEZ de diverse tipuri, soluții care nu cuprind însă microcontrolere și au un grad redus de inteligență.

Soluția cea mai reprezentativă din această categorie o constituie alinierea programată de tip OTP (*One Time Programming*), brevetată de către firma OMRON [U1P]. Se propune extinderea electronicii unui SIP prin înlocuirea rezistorului de aliniere (R_DIST în fig. 4.1) printr-o rețea paralelă de 4 biți, controlată de către circuitele reprezentate sub formă bloc în fig. 4.2.

În starea inițială, premergătoare alinierii, semnalele de comandă ENABLE și STOP sunt în starea logică low, iar tranzistoarele Q5 ÷ Q8 în starea blocată. În consecință, comutatoarele Q1 ÷ Q4 sunt în starea conductoare, iar rezistența echivalentă a rețelei, măsurabilă între borna RDIST și masă, are valoarea minimă.

Alinierea circuitului se face în trei etape și este inițiată prin aducerea semnalului exterior ENABLE în starea high. Aceasta duce la alimentarea circuitelor logice de comandă și la validarea

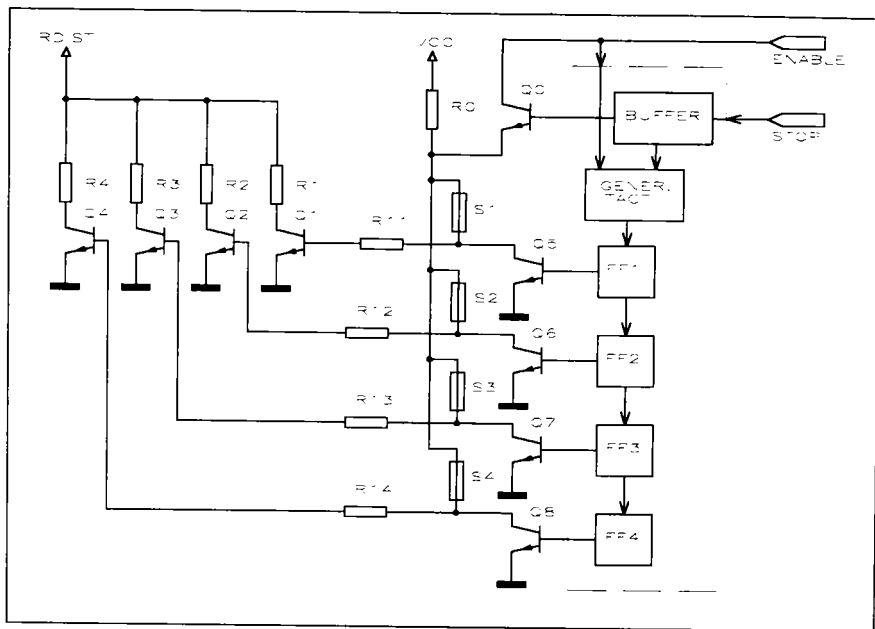


Fig. 4.2 Schema de principiu a circuitului Omron de aliniere a SIP

generatorului de tact, ale cărei impulsuri de tact vor fi numărate de către numărătorul constituit de circuitele basculante bistabile FF1 ÷ FF4. Incrementarea conținutului numărătorului, duce la activarea în succesiune binară directă a tranzistoarelor Q5 ÷ Q8. La rândul lor, acestea produc blocarea în aceeași succesiune a comutatoarelor Q1 ÷ Q4, ceea ce are ca rezultat o creștere pas cu pas a valorii echivalente RDIST. Deși tranzistorul Q0 este alimentat cu tensiune de colector, el se găsește în stare blocată, fiind lipsit de comandă în baza sa. În consecință, Q0 nu are nici o influență și circulația curenților de bază pentru Q1 ÷ Q4 are loc prin R0.

La activarea suplimentară a semnalului STOP (aducere în starea high), bufferul de intrare blochează generatorul de tact, ceea ce produce rămânerea numărătorului într-o anumită stare. Funcție de aceasta, tranzistoarele Q5 ÷ Q8, deci și Q1 ÷ Q4 rămân într-o stare determinată. După o scurtă întârziere, circuitul BUFFER aduce comutatorul Q0 în starea conductoare. Curenții de valori ridicate, care apar prin siguranțele nichel-crom miniatură S1 ÷ S4, corespunzătoare tranzistoarelor Q5 ÷ Q8 aflate momentan în conducție, duc la întreruperea acestor fuzibili. Valoarea RDIST este dictată în continuare de starea tranzistoarelor Q5 ÷ Q8.

În ultima etapă, are loc dezactivarea semnalelor de comandă prin readucerea acestora în starea low. Cu aceasta, tranzistoarele Q5 ÷ Q8 pierd funcția de control asupra rețelei rezistive. Starea finală a acestora va fi determinată în continuare, exclusiv și în mod irevocabil, de starea finală a fuzibililor. Astfel, tranzistoarele din grupa Q1 ÷ Q4, având fuzibili întrerupți în circuitul de bază, rămân în starea blocată, în timp ce celelalte tranzistoare sunt conductoare pe toată durata existenței condițiilor de alimentare. Această stare staționară va fi deci asigurată pe toată durata de funcționare a sistemului.

Schema este simplă și se caracterizează printr-o imunitate ridicată la perturbații, asigurată de caracterul nevolatil al memoriei ROM, constituită de către S1 ÷ S4. Metoda permite o aliniere rapidă a sistemului, fără a necesita instalații complexe, iar circuitul poate fi puternic miniaturizat și integrat separat sau împreună cu electronica propriu-zisă a SIP. În același timp,

metoda și circuitul au unele dezavantaje esențiale, dintre care cele mai importante sunt:

- Posibilitatea efectuării unei unice programări. Revenind la problemele specifice alinierii SIP, descrise la începutul acestui capitol, se constată posibilitățile extrem de limitate oferite de acest circuit. În esență, programarea singulară poate fi efectuată la nivelul plăcii de circuit imprimat, deci în situația SEZ neasamblat. În acest caz, metoda înlocuiește cu succes procedeele convenționale descrise în Secțiunea 4.1, dar nu efectuează o compensare a influențelor negative ulterioare, rezultate prin procesul de asamblare completă. O altă posibilitate este de a efectua programarea în starea complet asamblată a SIP. Datorită caracterului ei singular, nerepetitiv, o programare greșită echivalează cu declararea sistemului ca rebut.

- Metoda presupune existența unor semnale de comandă și a unor conexiuni externe, suplimentare, neadmise la variantele standardizate de SIP.

- Datorită rețelei paralele, evoluția valorilor RDIST este puternic neliniară, cu pași neechidistanți.

- Valoarea finală ce poate fi atinsă la blocarea tuturor tranzistoarelor Q1 ÷ Q4 este infinită, echivalând cu o întrerupere a circuitului, ceea ce poate duce SIP într-o stare nedeterminată.

- Coeficientul de temperatură al valorii echivalente are valori foarte ridicate, ca urmare a înserierii rezistențelor R1 ÷ R4 cu tranzistoare saturate.

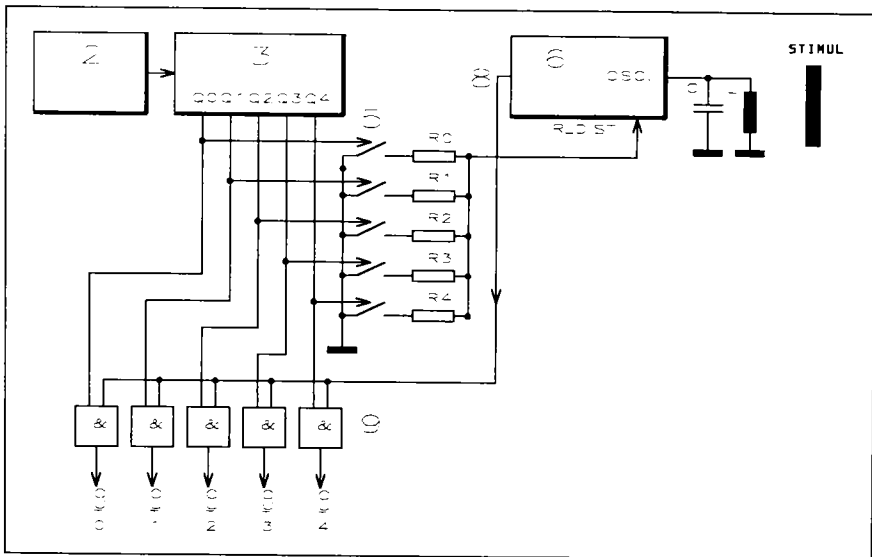


Fig. 4.3 Schema de principiu a circuitului de aliniere a SIP, în conformitate cu [W6P] (notații originale)

O dezvoltare ingenioasă cu subdivizarea domeniului ($0 \div s_n$) al SIP în 5 subdomenii și realizarea unui SIP de tip „multi-position”, prin modificarea ciclică, cu o viteză relativ ridicată, a ajustării oscilatorului, este descrisă în [W6P]. Rezistența de aliniere R_{DIST} este constituită de o rețea paralelă de rezistoare $R_0 \div R_4$ cu o structură similară celei din fig. 4.2. Tranzistoarele bipolare sunt înlocuite prin comutatoarele analogice (5) ca în fig. 4.3. Un generator de tact (2) cu frecvența $20 \div 200$ Hz comandă un numărator ciclic (3) cu ieșirile $Q_0 \div Q_4$ decodificate liniar. Fiecare ieșire acționează un comutator, respectiv activează poarta ȘI, de rang corespunzător. Scanarea periodică a elementelor (5) și (9) va avea ca efect modificarea în salt a sensibilității SIP, deci a distanței s_{nx} de comutare, precum și validarea porții corespunzătoare subdomeniului selectat. Astfel, dacă R_0 are valoarea cea mai mare, distanța de comutare s_{n0} a SIP, pe durata

activării lui R_0 , este cea mai redusă. Presupunând o apropiere a stimulului față de SIP la o distanță $d < s_{n0}$, are loc comutarea acestuia, iar semnalul său unic de ieșire (8) se propagă prin poarta selectată și generează semnalul de ieșire OUT_0 , corespunzător acestui subdomeniu. Alegerea potrivită a valorilor $R_0 + R_4$ permite subdivizarea domeniului complet de sesizare în 5 subdomenii delimitate prin valorile $s_{n0} + s_{n4}$.

Soluții asemănătoare, cu utilizarea unor rețele mai complexe, sunt prezentate în [G4P, G5P]. La fiecare punere în funcțiune a sistemului, se reajustează punctul de comutare cu ajutorul unui rezistor controlabil digital și comandat de către un numărător binar. Procesul de modificare a rezistorului este demarat prin aducerea sistemului într-o stare temporară de scurtcircuit, iar incrementarea numărătorului este făcută pas cu pas, prin impulsuri de tact aplicate exterior. Alinierea se încheie, când programatorul uman decide încetarea transmiterii impulsurilor de tact. Dezavantajul major al circuitelor constă în caracterul volatil al informației memorate. La îndepărtarea tensiunii sau întreruperea ei accidentală, conținutul numărătorului se pierde, astfel încât operația de aliniere a sistemului trebuie reefectuată.

Perioada anilor 1991 ÷ 1995 se caracterizează printr-o strădanie accentuată, depusă de firmele producătoare de SIP, în direcția elaborării unor metode de aliniere programată a acestor sisteme.

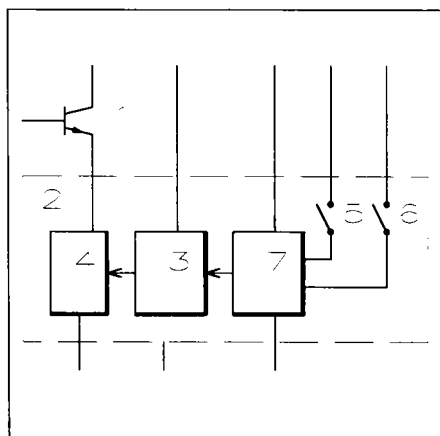


Fig. 4.4 Schema bloc a circuitului de implementare a metodei propuse de firma IFM pentru alinierea SIP (reprezentare originală)

În 1991 este publicată propunerea firmei IFM, care va fi brevetată, după mai multe revizuiuri, în 1995 [L13P, L5P]. Unica reprezentare - în versiune originală - a schemei propuse, ilustrată în fig. 4.4, evidențiază o variantă extrem de generalizată. Un sistem general de ajustare (2) cuprinde un element de execuție (3), care acționează asupra unor elemente rezistive (4). Acestea influențează la rândul lor regimul de funcționare al tranzistorului (1), considerat ca aparținând oscilatorului aferent SIP (de exemplu Q2 în fig. 3.3). Circuitul de memorie nevolatilă din (3), care conține codul digital corespunzător valorii lui (4), este controlat de către comutatoarele electronice (5) și (6), de natură inductivă, capacitivă, optică, etc., prin intermediul unității (7). Fiecare acționare a lui (5) sau (6) determină incrementarea, respectiv decrementarea cu un bit a conținutului memoriei. Această acțiune se desfășoară

de către operatorul uman, până la atingerea valorii necesare a elementului de prescriere (4), lucru remarcabil prin atingerea unei distanțe de comutare semnificative.

Făcând abstracție de descrierea extrem de schematică, se poate aprecia pozitiv faptul că metoda este implementabilă și pentru alinierea SIP în starea constructivă finală. Aplicarea procedurii necesită, însă, un dialog permanent, de tipul pas cu pas, al programatorului cu sistemul, prin intermediul a două legături externe ale SIP.

Pentru a evita folosirea unor legături electrice suplimentare, neadmise, se propune utilizarea drept comutator (5, 6) a diodelor LED [W3P], existente de regulă în SIP (fig. 1.24) și având rol de indicatoare optice. În starea sa nealimentată de către blocul de comandă LED, dioda fotoemisivă prezintă un caracter fotovoltaic redus. Prin măsuri de amplificare adecvată, acesta permite utilizarea diodei LED ca element receptor al unor comenzi de programare transmise SIP pe cale optică. Procedura este utilizabilă, evident numai în anumite stări ale SIP, când diodele LED

nu sunt activate, fapt care limitează dramatic aplicabilitatea metodei. De asemenea, sunt necesare măsuri suplimentare (codificare, modulații, filtrare spectrală, etc.) pentru a preveni programări false, produse de către sursele străine de lumină din vecinătatea SIP.

O variantă cu un grad mai ridicat de concretizare a fost propusă pentru brevetare de către firma Siemens în anul 1994 [F10P]. Soluția se referă explicit la SIP aflați în stare constructivă finală și propune efectuarea unei alinieri programate a sistemului, precum și programarea directă de tip binar (activare/dezactivare) a unor funcții specifice (funcția de comutare ND/NĪ, de protecție la scurtcircuit, de semnalizare optică, etc.).

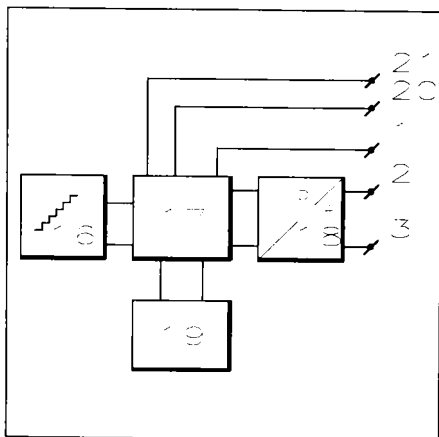


Fig. 4.5 Schema bloc a circuitului de implementare a metodei propuse de firma Siemens pentru alinierea SIP (reprezentare originală)

Metoda de aliniere este asemănătoare pînă la identic cu cea propusă de firma Omron (fig. 4.2). Aplicarea unui anumit potențial la intrarea (21) provoacă comutarea în modul de programare și demararea numărătorului (16). Incrementarea conținutului acestuia duce la creșterea continuă a tensiunii de ieșire la borna (2), deci a tensiunii de prag VREF. La atingerea valorii dorite a referinței VREF, se aduce un semnal de blocare la intrarea (20), ceea ce determină încetarea incrementării numărătorului și transferarea conținutului momentan al acestuia în memoria (19). Îndepărtarea potențialului de la borna (21) determină recomutarea schemei în mod de lucru normal, în care tensiunea la borna (2) este determinată de conținutul memoriei (19), convertit în circuitul (18).

Programările funcțiilor binare, enumerate mai sus, se fac în mod convențional, prin efectuarea unor legături electrice la nivelul plăcii de circuit imprimat, între intrările respective de programare ale electronicii aferente SIP și masă. Se propune înlocuirea acestor legături prin tranzistoare comandate de ieșiri suplimentare ale blocului (17) și memorarea paralelă a acestor informații de stare în memoria (19).

Cu privire la modul de transmitere a semnalelor la nivelul bornelor (20) și (21) se indică posibilitatea utilizării unor linii dedicate suplimentare. Se enumeră și alte căi de comunicare cu sistemul, prin generarea unor situații artificiale de scurtcircuit în circuitul extern de sarcină (ca și în [L6P]), printr-un cuplaj magnetic cu un SEZ magnetic sau cu o bobină receptoare - elemente adiționale înglobate în SIP -, sau printr-un cuplaj optic cu un element fotosensibil suplimentar inclus în SIP, respectiv cu dioda LED (similar ca în [W3P]).

Făcând abstracție de gradul redus, aproape nul, de originalitate - majoritatea propunerilor

Ca modalitate de realizare a unei utilizări a unui rezistor R_{DIST} constant și efectuarea alinierii SIP prin reglarea corespunzătoare a tensiunii de prag VREF (fig. 4.1). La variantele convenționale de SIP, această tensiune este obținută de la o referință de tensiune sau cu ajutorul unui divizor de tensiune rezistiv, alimentat cu tensiune stabilizată. Conform soluției propuse, circuitele de mai sus se înlocuiesc prin schema ilustrată în fig. 4.5 (în reprezentare originală). Ea cuprinde un numărător (16), în serie cu un circuit logic de comandă (17) și un convertor analogic (18), având ieșirea (2) raportată la masa (3). Unitatea (17) comunică și cu memoria nevolatilă 19. Alimentarea circuitului este prin borna (1), în timp ce bornele (21) și (20) reprezintă intrările de comandă (pentru comutarea din mod de lucru în mod de programare și pentru demararea numărătorului), respectiv de blocare a numărării (STOP numărător).

se regăesc în publicații anterioare, inclusiv cele ale autorului [F1P], datând din 1992 - soluția Siemens este, la fel ca majoritatea soluțiilor prezentate anterior, de tipul START-STOP, cu simpla interpretare a unor nivele de tensiune ca semnale de dialog. Neutilizarea unui protocol de transmisie, reduce dramatic imunitatea la perturbații a sistemului. Nu se face nici o precizare asupra modului în care pot fi programate funcțiile binare, respectiv asupra caracterului memoriei (19). Soluția este neeconomicoasă, necesitând utilizarea unui convertor D/A, respectiv a unui SEZ adițional încorporat.

Metodele prezentate mai sus pot fi caracterizate ca fiind metode statice de aliniere, la care valoarea finală a elementului de reglare rămâne constantă în timp. O interesantă variantă dinamică se propune în [K4A]. Metoda este aplicabilă în cazul SIP cu etaj demodulator integrator (Secțiunea 3.4) și constă într-o modulație de impulsuri în durată, cu grad de modulație variabil. Rezistorul de aliniere este constituit dintr-o rețea serie (fig. 4.6), în care rezistorul R1 este dimensionat pentru valoarea minimă a distanței de comutare s_{n_min} , iar rezistorul R2 este conectat în paralel cu un element comutator (tranzistorul QSW). Semnalul de comandă al acestuia u_Q , generat de către dispozitivul secvențial de comandă, este o succesiune de impulsuri cu factorul de umplere (fig. 4.6):

$$D = t_p / T \quad (4.1)$$

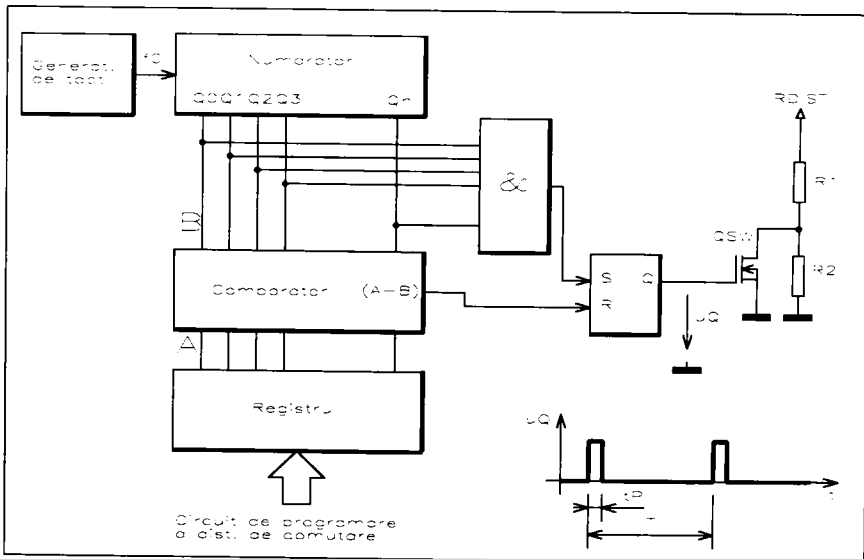


Fig. 4.6 Schema de principiu a circuitului de aliniere dinamică a SIP, în conformitate cu [K4A]

Pentru o anumită distanță între stimul și SIP, demodulatorul cu integrare realizează o mediere în timp a mărimii de intrare, semnalul său de ieșire fiind astfel proporțional cu valoarea medie a rezistenței dinamice la borna RDIST. Această valoare este controlabilă prin factorul de umplere D:

$$\overline{RDIST} = \frac{1}{T} \int_0^T R(t) dt = R1 + R2 \cdot (1 - D) \quad (4.2)$$

În consecință, alinierea SEZ pentru o anumită distanță s_n poate fi efectuată prin alegerea

adecvată a factorului de umplere. Schema digitală, propusă pentru generarea semnalului modulator u_Q cu perioadă T dată și factor de umplere variabil, utilizează un generator de tact cu frecvența:

$$f_0 = \frac{1}{T} \cdot 2^n \quad (4.3)$$

unde: n = numărul rangurilor binare ale numărătorului.

Impulsurile de tact comandă numărătorul ciclic, ale cărui ieșiri vor fi comparate în permanență cu informația depusă într-un registru tampon. Poarta logică ȘI asigură activarea circuitului basculant bistabil RS, deci aducerea semnalului u_Q în starea ridicată. Durata t_p a impulsurilor, deci factorul de umplere D , sunt dictate de cuvântul binar depus în registrul tampon.

Scopul esențial al acestei metode îl constituie reducerea amplitudinii circuitului prin evitarea rețelei rezistive. Schema de comandă se complică în acest caz, ea poate fi însă integrată avantajos în tehnologii CMOS. Valoarea frecvenței f_0 trebuie să fie suficient de ridicată, în comparație cu frecvența maximă de comutație a sistemului. Stabilitatea ei nu este critică, ajustarea depinzând numai de factorul de umplere D . Caracteristica de aliniere este neliniară și se îndepărtează de la caracteristica statică. Motivul principal îl constituie undulația reziduală, rezultată prin modulația de durată. Reducerea acesteia se poate face prin alegerea unor rezistențe $R_2 \ll R_1$. Pe de altă parte, această condiție limitează nedorit plaja de reglare.

Seria prezentărilor unor circuite destinate parametrizării nemijlocite a SEZ de proximitate, deci a prescrierii directe a valorilor unor componente interne, poate fi continuată cu o listă relativ amplă de titluri [L6P, L7P, etc.]. În cazul SIP, este relativ dificil, uneori imposibil, de a stabili relații univoce între parametri sistemului și valorile unor asemenea componente, de aceea parametrizarea nu constituie soluția ideală de aliniere a acestor sisteme.

Din considerente de spațiu, descrierea soluțiilor publicate, aplicate concret pentru alinierea SIP, se oprește aici. Autorul consideră că a efectuat o cercetare atentă a literaturii în domeniu, iar soluțiile descrise, rod al unei selecții riguroase, constituie variantele cele mai reprezentative.

- Conform clasificării propuse la începutul acestei secțiuni, o a treia clasă de scheme și metode de aliniere programată, este oferită de variantele hardware relativ complexe, de regulă cu arhitecturi de microcalculator, la care asigurarea funcționării și, eventual, a programării sistemului este preluată parțial de componenta software. Domeniul este de mare actualitate, iar literatura corespunzătoare este deosebit de bogată. Rămânând în sfera restrânsă a SEZ de proximitate, pot fi citate ca interesante soluțiile descrise în [L14P, J1P, E2P, *19A]. Încercarea de aducere la un numitor comun a variantelor de mai sus, conduce la schema bloc din fig. 4.7, schemă ce satisface unele deziderate ale conceptului de SEZ inteligent. Implementarea ei în condiții specifice SIP este realizabilă în etapa actuală, în care oferta de microcontrolere de mici dimensiuni, cu facilități deosebite, de tensiune scăzută și consum de curent redus, cu preț accesibil, etc., este din ce în ce mai bogată [M3C, E2C].

Prelucrarea locală, descentralizată a informației, efectuată de circuitele multiplexor analogic (MUX), convertor analogic digital (CONV. A/D), microcontroler (μC), însoțit de memorii RAM, EPROM, EEPROM, OTP, etc., are ca primă sarcină implementarea funcțiilor convenționale, specifice SIP, în conformitate cu cele descrise în *Secțiunea 1.5.3* (fig. 1.24, 1.25).

Gradul mai ridicat de inteligență și flexibilitate permite, evident, și implementarea unor funcții particulare.

Pentru exemplificare, poate fi citată metoda de reducere a erorilor și de îmbunătățire a liniarității, descrisă în [*19A]. În paralel, metoda descrisă contribuie la reducerea influenței mărimilor perturbatoare, în mod concret a temperaturii. În acest scop MUX analogic primește la intrările sale semnalul util al SEZ și un semnal auxiliar, provenit de la un SEZ de temperatură. Mărirea de ieșire a SEZ este o funcție complexă bidimensională, dependentă de cele două semnale, și va fi

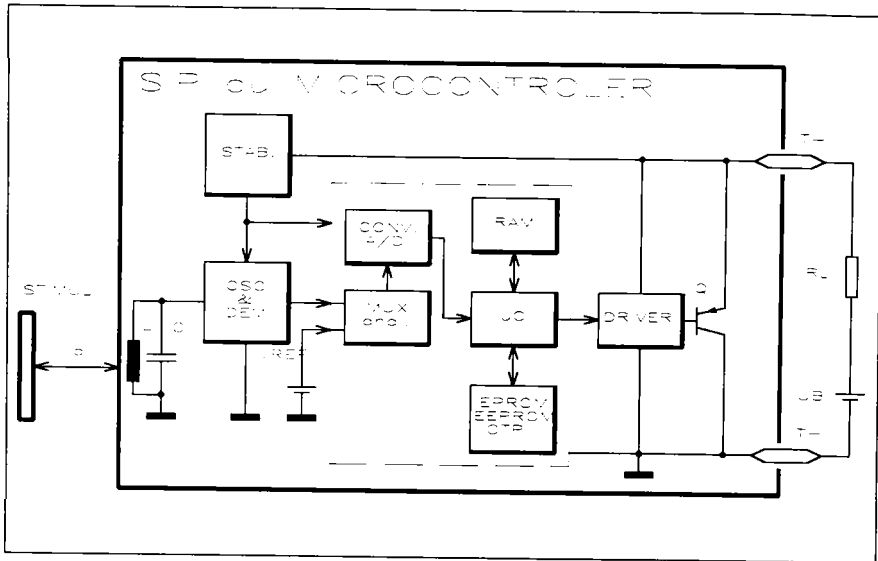


Fig. 4.7 Schema bloc simplificată a unui SIP cu microcontroler

reprezentată prin valori de referință depuse în memoria nevolatilă. Perechi de valori ale semnalelor de intrare realizează adresarea memoriei, iar conținutul locației respective reprezintă semnalul de ieșire corespunzător. Microcontrolerul coordonează convertorul A/D, evaluarea domeniilor de valori ale semnalelor de intrare (interpolarea între valorile de referință) și generarea semnalului de ieșire.

Metoda descrisă [*19A] are ca obiectiv principal descrierea detaliată a unei strategii de aliniere, care constă în determinarea anterioară prin metode de măsurare automatizate și prin preluări statistice a valorilor de referință - indentificarea sistemului. Prin măsurători de lot se determină inițial semnalele la intrarea MUX pentru valori echidistante ale mărimilor de intrare d și ϑ , în întreg domeniul lor de definiție. Datorită neliniarităților sistemului, aceste mărimi nu vor rezulta echidistante. De regulă se doresc valori de referință cu variabile independente echidistante. Aceasta se obține prin aproximarea caracteristicilor neliniare prin polinoame de aproximare de grad adecvat și calculul mărimii de ieșire corespunzător unor variații echidistante ale semnalelor la intrarea MUX. În ultimă fază, valorile astfel determinate se înscriu în memoria nevolatilă.

O altă utilizare multiplă a unui microcontroler înglobat în cadrul unui SIP este prezentată în [L14P]. Circuitul rezonant paralel, aparținând SES, este excitat cu impulsuri de curent singulare, provenite de la o sursă de curent comandabilă, iar informația utilă este obținută prin măsurarea timpului de amortizare a oscilațiilor [FREF2, Secțiunea 1.1.4]. Comanda acestei surse de curent este una din atribuțiile microcontrolerului. Paralel, acesta realizează și măsurarea timpului de stingere, prin numărarea impulsurilor furnizate de comparatorul rapid, aparținând schemei de evaluare analogice. Îmbunătățirea liniarității se asigură prin efectuarea unei ajustări suplimentare, constând în corecția aditivă permanentă a valorii momentane a semnalului util cu o valoare de corecție. Valorile de corecție sunt determinate prealabil prin metode statistice și sunt depuse tabelar în memoria internă nevolatilă.

O posibilitate de subdivizare a domeniului de sesizare al SIP în mai multe subdomenii, prin efectuarea unei comparări digitale, este ilustrată în [J1P]. Semnalul digital, furnizat de convertorul A/D (fig. 4.7), direct proporțional cu distanța momentană d între SES și stimul, este comparat cu un set de valori de prag digitale. Rezultatul acestei comparări multiple are ca efect acți-

varea uneia din liniile portului de ieșire al microcontrolerului, indicând astfel prezența stimulului în subdomeniul corespunzător. O reacție inversă între portul de ieșire și intrarea analogică a convertorului A/D, efectuată printr-un convertor D/A suplimentar, asigură valori relative ale histerezisurilor de comutație, independente de valorile de prag.

Deși larg răspândite în literatura de specialitate, referitoare la SEZ în general, soluțiile cu microcontroler încorporat sunt încă slab reprezentate în domeniul concret al SIP industriali. Realizările concrete în această direcție sunt încă în fază de pionierat, obiectivul preferențial urmărit prin utilizarea lor fiind îmbunătățirea liniarității SIPA, prin corecții cu valori tabelate sau chiar calculate în timp real [E2P]. Această perfecționare are însă și dezavantaje majore, legate de scăderea rezoluției sistemului, în urma efectuării cuantizării semnalului analogic, de timpul de conversie, etc. Creșterea numărului de biți ai convertorului A/D este de regulă neadmisă, din considerente de spațiu și preț. Se poate concluziona, că aceste circuite reprezintă cu certitudine variante de viitor pentru SIP. La ora actuală ele nu constituie încă soluțiile cele mai adecvate de realizare a unor SIP moderni, în general, și de aliniere programabilă a acestora, în particular.

4.3 ALINIAREA PROGRAMATĂ, AUTOMATĂ ȘI REPETABILĂ, PRIN METODE DE INSTRUIRE

Secțiunea de față prezintă în detaliu o metodă originală de aliniere programată a senzorilor de proximitate, în general, și a celor de proximitate inductivi, în particular. Această metodă a fost elaborată și brevetată de autorul tezei de doctorat [F1P, F4P], fiind concepută într-o etapă incipientă a preocupărilor de acest fel (1991 - 1992) și propusă spre brevetare înaintea altor realizări în aceeași direcție, analizate anterior (IFM, Siemens). Ea constituie prima soluție de acest fel brevetată în Europa (1992) și în SUA (1995).

Circuitele electronice de implementare a procedurii au fost integrate într-un circuit ASIC, elaborat tot de către autor (Secțiunea 4.4), circuit care este utilizat pe scară largă în etapa actuală. Rezultatele practice, obținute prin utilizarea metodei și a circuitului ASIC dedicat ei, confirmă pe deplin premisele inițiale de la începutul dezvoltării.

Metoda are drept scop asigurarea tuturor dezideratelor expuse la începutul acestui capitol și, deci, eliminarea tuturor dezavantajelor metodelor convenționale de aliniere a SIP (Secțiunea 4.1), respectiv a metodelor descrise în Secțiunea 4.2 [F2A]. În esență, contribuțiile esențiale ale procedurii ce va fi descris pot fi sintetizate prin următoarele trei laturi fundamentale:

- La producător, alinierea poate fi repetată în diverse etape de fabricație, în scopul urmăririi și testării calității produsului. Rolul hotărâtor îl are alinierea ce se efectuează în ultima etapă a procesului de fabricație, deci asupra produsului finit, închis ermetic în carcasa sa. Aceasta asigură o reducere esențială, sau chiar o eliminare, a dispersiei tehnologice prin alinierea individuală a parametrilor SEZ de proximitate la cerințele standard. Compensarea toleranțelor și influențelor elementelor componente ale SIP, obținută pe această cale, asigură și o creștere a eficienței procesului de producție, precum și o reducere esențială a costurilor de fabricație. Un alt avantaj important este legat de simplificarea remarcabilă a logisticii, ca urmare a reducerii numărului de tipuri de SIP, în cadrul unei familii.

- La beneficiar, alinierea produsului finit poate fi reefectuată, făcând astfel posibilă adaptarea de către utilizator a parametrilor SEZ de proximitate la aplicația avută în vedere, sau la condițiile specifice de utilizare. Această posibilitate conferă sistemului o flexibilitate sporită, constând în posibilitatea reprogramării de la un tip de acțiune la altul, precum și o versabilitate ridicată, SEZ putând fi utilizat pentru diverse aplicații.

- În timpul funcționării, se oferă posibilitatea modificării parametrilor SEZ, având ca obiectiv adaptarea sistemului de conducere la cerințe modificabile sau variabile, care evoluează previzibil, respectiv imprevizibil. Aceasta conduce la o urmărire dinamică a condițiilor de proces,

respectiv la modificarea dinamică, în timpul funcționării, a parametrilor sistemului în ansamblu, fără necesitatea unor măsuri mecanice și/sau de întrerupere a desfășurării procesului. Ca exemplu, posibilitatea modificării prin reprogramare a distanței de sesizare, oferă posibilitatea detectării unor distanțe diferite, a unor obiecte de dimensiuni sau din materiale diferite, sortarea metalelor, etc.

Aceste facilități pot fi reunite ca și conducând la optimizarea conducerii proceselor prin conferirea adaptabilității elementelor sale componente, chiar și primare, de tipul SEZ.

Funcție de caracterul lor, analogic sau digital, parametri SIP vor fi programați prin procedee de învățare (*teach-in*), respectiv directe.

Descrierea metodei va fi făcută cu ajutorul schemei bloc din fig. 4.8, care ilustrează SIP prezentat anterior (fig. 4.1) și perfecționat prin implementarea circuitului ASIC de aliniere (*Trimming ASIC*), respectiv de programare directă a funcțiilor digitale. Pentru ilustrarea caracterului de generalitate s-a preferat în acest caz exemplificarea pentru un SIP de tipul 3T (fig. 1.22) în locul celui de tip 2T. Metoda poate fi aplicată în mod similar și pentru alte categorii de SEZ de proximitate.

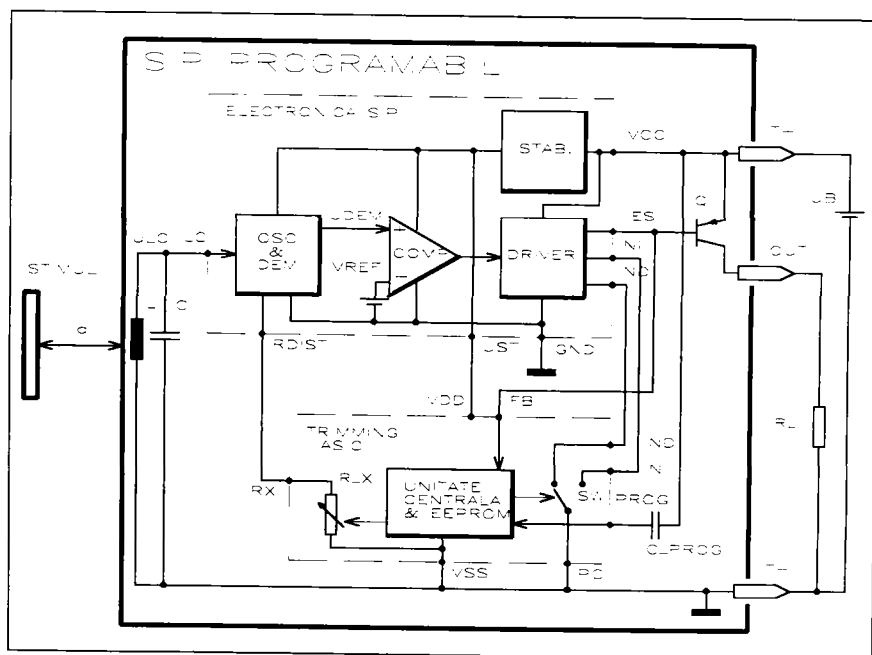


Fig. 4.8 Schema bloc a unui SIP programabil, echipat cu circuitul ASIC de aliniere

În varianta propusă, circuitul ASIC de aliniere cuprinde următoarele unități funcționale:

- O rețea rezistivă integrată R_X , conectată între bornele RX și VSS. Valorile optime, considerate de autor, ale parametrilor acesteia: domeniu de variație, rezoluție, coeficient de temperatură, etc. sunt indicate la descrierea detaliată efectuată în Secțiunea 4.4.

- Un comutator basculant integrat SW, destinat programării funcției de comutare ND/NI a SEZ. În principiu, el poate fi utilizat și pentru alte programări binare. Evident, circuitul poate fi conceput conținând mai multe asemenea comutatoare independente în vederea programării altor funcții specifice SIP, referitoare la polaritatea de conectare a sarcinii (Secțiunea 1.5.2.d), activarea/dezactivarea unor funcții suplimentare, de protecție, de semnalizare optică, etc.

• O unitate centrală de comandă și control, care coordonează întreaga funcționare a circuitului. În esență, aceasta recunoaște setul specific de instrucții de programare, disponibile la intrarea PROG a unei interfețe serie integrate și, funcție de semnificația acestora, acționează asupra comutatorului SW, respectiv declanșează și conduce incrementarea sau decrementarea valorii R_X , începând cu valoarea minimă, respectiv maximă. În timpul acestei operații de modificare pas cu pas a valorii R_X , unitatea logică autorizează intrarea binară FB (*feedback*), în vederea validării condiției de încetare a operației.

Cele două elemente programabile R_X și SW, independente între ele, sunt conectate la electronica de bază a SIP și substituie elementele pasive corespunzătoare din SIP convențional (fig. 4.1). Astfel, rezistorul de aliniere R_{DIST} este înlocuit prin rețeaua rezistivă programabilă R_X , conectată la circuitul oscilator OSC prin intermediul legăturii RDIST - RX. Puntea de legătură între conexiunea ND și masă, cu rol de prestabilire a funcției de comutare a SIP, este înlocuită prin comutatorul integrat programabil SW, intercalat între intrările de programare ND, respectiv Ni și masă.

Alimentarea circuitului ASIC de aliniere la borma VDD se face cu tensiunea stabilizată U_{ST} , furnizată de electronica de bază a SIP. Intrarea PROG a interfeței de comunicare cu exteriorul, aparținând unității centrale integrate, este cuplată capacitiv la linia de alimentare VCC a SIP. Leșirea IES a etajului driver, ce comandă elementul de comutație final Q, este conectată și la intrarea FB.

Operația de aliniere prin învățate (*teach-in*) presupune amplasarea mecanică a SIP în condițiile concrete de utilizare și aducerea plăcii standard (fig. 1.21) - în cazul alinierii la producător -, respectiv a stimulului de sesizat - în cazul alinierii la utilizator -, la distanța dorită $d = s_n$ față de suprafața activă a SES.

Se consideră asigurată condiția conform căreia, valoarea inițială a lui R_X este suficient de mică în raport cu valoarea teoretică nominală R_{DISTn} , corespunzătoare punctului de comutare s_n . În conformitate cu considerațiile teoretice din *Capitolul 3*, caracteristica de răspuns $U_{icm} = f(d)$ a oscilatorului este puternic traslatată în sus (fig. 4.9.a). Punctul de comutare al comparatorului COMP, corespunzător egalității între pragul V_{REF} și valoarea momentană $U_{DEM} = U_{icm}$, se află sub valoarea s_n , în consecință, operația de aliniere debutează cu sistemul aflat în starea neacționată.

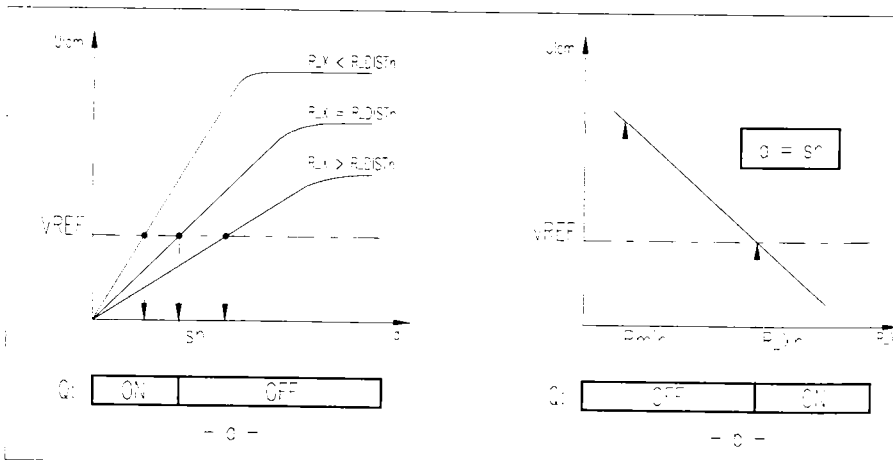


Fig. 4.9 Modificarea caracteristicii $U_{icm} = f(d)$ în timpul procesului de aliniere și dependența $U_{icm} = f(R_X)$ pt. $d = s_n$

Creșterea valorii R_X duce la micșorarea gradului de compensare a atenuării electromagnetice, provocată de stimul, și are ca efect translatarea în jos a caracteristicii $U_{lcm} = f(d)$, ceea ce echivalează cu deplasarea teoretică spre dreapta a punctului de comutație (fig. 4.9.a). La atingerea egalității $R_X = R_{DIST_n}$, valoarea $U_{DEM} = U_{lcm}$ devine egală cu pragul de comutare V_{REF} și are loc bascularea comparatorului COMP. Momentul corespunde atingerii sensibilității dorite a SIP și, conform metodei propuse, această schimbare semnificativă constituie criteriul de încetare a modificării valorii elementului R_X . Fig. 4.8 ilustrează o posibilitate de realizare a acestui deziderat prin utilizarea semnalului logic intern FB. Apariția unei tranziții în starea acestuia este interpretată de unitatea centrală ca un semnal de oprire a modificării lui R_X și de memorare a valorii finale R_{X_n} în memoria internă a circuitului ASIC de aliniere. Prezentarea detaliată a structurii și funcționării circuitului va fi efectuată în Secțiunea 4.4.

Cu acestea, operația de aliniere a distanței de comutare este practic încheiată și valoarea programată se menține până la repetarea acțiunilor de mai sus. Presupunând o funcție de comutare a SIP de tipul „normal-deschis”, ca în fig. 4.8, după încetarea operației de aliniere, funcționarea SIP va fi conformă diagramei de stare din fig. 4.9.a. Pentru distanțe d , între SES și stimul, de valori ridicate, amplitudinea U_{lcm} a oscilațiilor depășește valoarea de prag V_{REF} , tranzistorul Q este blocat și SEZ se află în stare reacționată. La o apropiere a stimulului și atingerea distanței de comutare s_n programate, are loc bascularea comparatorului, ceea ce duce la intrarea în conducție a tranzistorului Q și deci la comutarea sistemului în starea acționată.

Comutări ulterioare ale logicii de funcționare din „normal-deschis” în „normal-închis” și invers pot fi realizate la nivelul etajului driver (fig. 4.8) prin comutarea adecvată a intrărilor sale de programare ND și NI cu ajutorul comutatorului programabil SW.

Alinierea prin metoda teach-in a distanței de comutare SIP, respectiv programarea imediată a funcțiilor digitale ale SEZ, sunt deci, în esență, două proceduri distincte. Numitorul comun al acestora constă în varianta aleasă pentru transmiterea comenzilor de programare la SIP perfecționat, prin implementarea circuitului specializat.

Standardizarea riguroasă a senzorilor de proximitate industriali nu permite existența unor conexiuni electrice suplimentare, destinate aplicării nemijlocite a semnalelor de programare. Pornind de la aceste considerente restrictive și analizând căile indirecte, posibile și imaginabile, de transmitere a acestor semnale, autorul a optat pentru soluția considerată optimă, de transmitere serie a comenzilor de programare, sub forma unor semnale modulate pe liniile de alimentare ale SEZ.

Acest canal este disponibil, indiferent de tipul SEZ, deci conferă caracter de universalitate pentru metoda de transmisie. Procedura implică însă măsuri speciale legate de imunitatea la perturbații a sistemului. Liniile de alimentare sunt canale puternic perturbate în mediile industriale, de aceea protocolul de transmisie serie a comenzilor trebuie să ofere o siguranță ridicată pentru a evita posibilitatea ca perturbații aleatoare să fie interpretate ca fiind comenzi utile de programare.

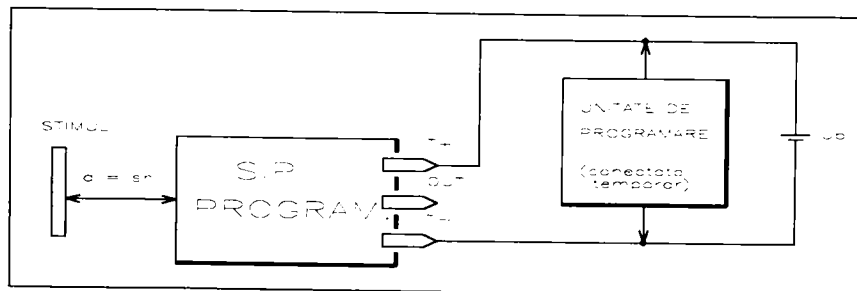


Fig. 4.10 Schema bloc a montajului utilizat pentru efectuarea operației de aliniere

Efectuarea concretă a operațiilor descrise din punct de vedere funcțional mai sus se face, utilizând montajul din fig. 4.10, care cuprinde SIP programabil dotat cu circuitul ASIC de aliniere și un dispozitiv de programare, și decurge în conformitate cu organigrama din fig. 4.11. SIP este alimentat în condiții normale. Unitatea de programare conectată temporar, pe durata programării, în paralel cu liniile de alimentare ale SIP, are rolul de a genera comanda de declanșare a operației de aliniere, sub forma unui semnal codificat, modulat și suprapus tensiunii U_b de alimentare.

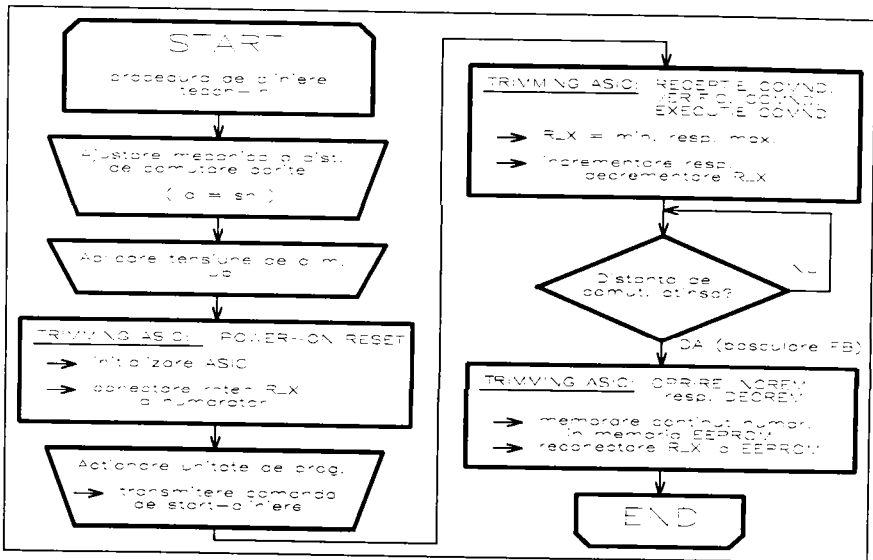


Fig. 4.11 Organigrama operației de aliniere prin instruire a SIP (subrutina pentru alinierea distanței de comutare)

Alinierea începe prin stabilirea distanței fizice d între stimul și suprafața activă a SEZ la valoarea s_n , ce se dorește a fi programată. Aplicarea tensiunii de alimentare a sistemului declanșează în interiorul circuitului ASIC un mecanism de tip *Power-on Reset*, în urma căruia circuitul va fi inițializat, iar comanda rețelei rezistive R_X va fi preluată de către un numărător bidirecțional.

Acționarea asupra unității de programare duce la generarea unei comenzi de programare. Pentru a menține caracterul universal al metodei, setul de comenzi ales conține două instrucții de programare nemijlocită a valorii rețelei (prestabilire R_X minim, respectiv R_X maxim), precum și două instrucții de modificare pas-cu-pas a valorii R_X (incrementare, respectiv decrementare). Ultimele două instrucții debutează de asemenea cu efectuarea prealabilă a operației nemijlocite corespunzătoare (R_X minim, respectiv maxim).

Se consideră, pentru exemplificare, transmiterea unei comenzi de start a alinierii în forma unei instrucții de incrementare. Caracteristica de funcționare a oscilatorului aferent SIP, reprezentată în fig. 4.9.b pentru situația concretă $d = s_n$, indică posibilitatea obținerii unei comutări a sistemului prin varierea rezistenței R_X . Această condiție nu este îndeplinită inițial la stabilirea valorii $R_X = R_{min}$. Valoarea ridicată a amplitudinii U_{lcm} , care rezultă pentru R_{min} la $d = s_n$, se traduce printr-o sensibilitate foarte redusă a SEZ, deci prin imposibilitatea detectării stimulului plasat la distanța $d = s_n$.

Executarea instrucției continuă prin incrementarea automată, în ritmul impus de circuitul ASIC, a valorii R_X , ceea ce duce la scăderea corespunzătoare a valorii U_{lcm} .

La atingerea unei anumite valori a lui R_X , specifice și proprii exemplarului supus alinierii, amplitudinea oscilațiilor egalează pragul de comutare și SIP comută în starea acționată. Valoarea de aliniere R_{X_n} , stabilită prin acest procedeu de instruire, este o valoare individuală, caracteristică exemplarului considerat, și include compensarea tuturor deviațiilor parametrilor componentelor electrice și mecanice, a condițiilor de amplasare, etc. Această valoare trebuie reținută pentru exemplarul considerat.

În acest scop, în momentul apariției comutației interne a sistemului, semnalul sincron FB provoacă încetarea evoluției numărătorului, urmată de memorarea conținutului momentan al lui în memoria EEPROM. În final, unitatea centrală stabilește legătura definitivă între rețeaua rezistivă și memoria nevolatilă.

Cu aceasta, alinierea individuală optimă, în condiții specifice de realizare și utilizare a SIP, este încheiată. Reluarea acționării rețelei rezistive cu ajutorul numărătorului, urmată de o nouă variere a valorilor R_X , va fi posibilă numai prin generarea unei noi comenzi de programare cu ajutorul unității din fig. 4.10.

Prima concluzie, care rezultă din prezentarea funcționării conform organigramei din fig. 4.11, se referă la *caracterul automat al operației de aliniere* propusă de autor. Majoritatea varianțelor cunoscute, care au fost prezentate în secțiunea anterioară (de ex. [G4P]), au o funcționare de tipul pas-cu-pas impusă din exterior. La acestea se aplică din exterior impulsuri singulare de tact, care cauzează o modificare a elementului de ajustare. După fiecare impuls se testează extern starea sistemului și, corespunzător, se decide asupra continuării generării de impulsuri, respectiv încetării operației. În opoziție, o a doua categorie (de ex. [U1P]) include variante cu generare locală de impulsuri de tact, la care însă decizia de încetare a operației de aliniere este luată în continuare la nivel extern și se materializează prin generarea unui semnal de stop extern. Spre deosebire de toate aceste metode, *cea elaborată de autor necesită livrarea din exterior a unui unic semnal de demarare a operației*. Generarea impulsurilor de tact și luarea deciziei finale este efectuată intern, în cadrul circuitului specializat, dedicat alinierii. Aceasta duce la reducerea timpului de efectuare a operației de aliniere și elimină necesitatea unei intervenții și supraveghieri din exterior pe parcursul desfășurării ei.

A doua concluzie constă în *caracterul repetabil al operației de aliniere*. Utilizarea memoriilor de tip EEPROM permite reefectuarea operației. Acesta este unicul mod de asigurare a avantajelor esențiale enunțate la începutul secțiunii.

4.4 CIRCUITUL ASIC EVOLUAT, DESTINAT ALINIERII SIP

În secțiunea anterioară a fost prezentată în detaliu metoda de aliniere a SIP, elaborată și brevetată de autorul prezentei teze de doctorat [F1P, F4P]. Cu acest prilej a fost enunțată și structura de principiu a unui circuit ASIC pentru implementarea acestei metode, precum și interconectarea circuitului cu electronica de bază a unui SIP (fig. 4.8). Metoda și circuitul adecvat sunt, după cum s-a arătat, universale și pot fi aplicate pentru toate tipurile de SIP, precum și pentru SEZ de proximitate de altă natură (optici, capacitivi, ultrasonici, etc.) [F4A].

Problema generală a ajustării pe cale electronică a unor parametri ai schemelor electronice este din ce în ce mai actuală. Firme producătoare de circuite integrate oferă o paletă de asemenea componente specializate, care a avut o evoluție accentuată în ultimii ani [X1C, H1C]. Cunoscute sub denumirea de potențiometri electronici, aceste circuite includ de regulă rețele rezistive de tip potențiometric (de regulă având 100 trepte cu pas de $100 \Omega \div 1 \text{ k}\Omega$), respectiv rețele $R - 2R$ (8 biți, $R = 1 \text{ k}\Omega \div 100 \text{ k}\Omega$). Dialogul este paralel (cu semnale TTL de tip *chip select*, *increment*, *up/down*), respectiv de tip serial (standard NSP - *nonvolatile serially programmable*). Valoarea programată este reținută în memorii nevolatile de tip EEPROM.

Analizând cu atenție datele de catalog, se constată o incompatibilitate relativ ridicată a acestor circuite cu condițiile specifice SIP (grad de complexitate, condiții de alimentare, spațiu disponibil, etc.). Asociate cu prețurile de cost ridicate ($\geq 5 + 10$ USD), aceste caracteristici conduc la o aplicabilitate practic nulă a potențioanelor electronici în domeniul SEZ de proximitate.

Scopul secțiunii de față este prezentarea aspectelor esențiale și originale ale circuitului ASIC de aliniere adecvat SIP (fig. 4.12), care a fost conceput de autor. El este realizat și utilizat pe scară largă, în etapa actuală. Schema bloc din fig. 4.12 efectuează o detaliere a schemei funcționale prin care a fost reprezentat în fig. 4.8 circuitul ASIC de aliniere.

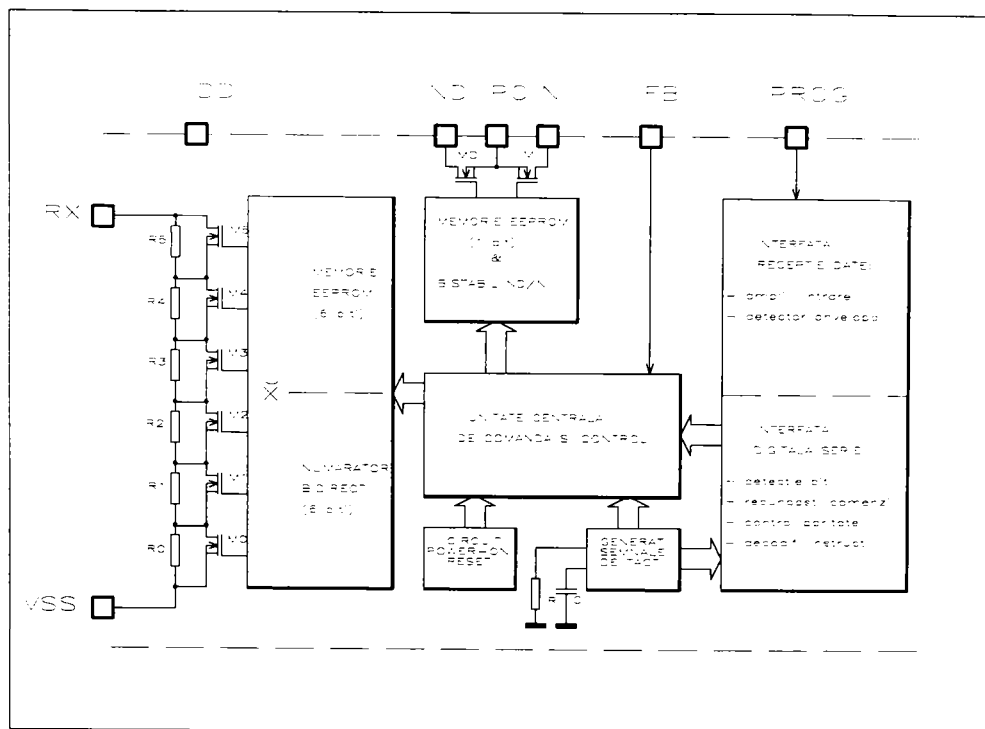


Fig. 4.12 Schema bloc a circuitului ASIC de aliniere a SIP, conceput de autor

4.4.1 Definierea structurii și caracteristicilor tehnice

Structura și caracteristicile de bază ale circuitului au fost definite și specificate după o activitate laborioasă de analiză comparativă a aplicațiilor avute în vedere, pe baza experienței acumulate în elaborarea SIP și în concordanță cu aspectele funcționale specifice ale acestora.

• **Domeniul tensiunii de alimentare** și, de aici, tipul proceselor de integrare adecvate au fost stabilite ținând cont de condițiile de alimentare specifice SEZ de proximitate industriali. După cum s-a arătat detaliat în *Secțiunea 1.5.2*, acești SEZ se caracterizează prin cerințe foarte severe, legate de domeniul larg al tensiunii de alimentare, respectiv de valorile foarte scăzute, admise pentru consumația proprie de curent a sistemului. Situația cea mai critică se întâlnește la sistemele de tip 2T (fig. 1.22), la care tensiunea la borne în starea acționată se dorește a fi menținută cât mai scăzută ($\leq 2,5$ V).

La comutarea sistemului în starea neacționată, consumul total de curent trebuie menținut la valori sub $600 \div 800 \mu\text{A}$. Datorită consumului propriu de curent redus, întreaga tensiune a sursei de alimentare (conform [15S] valori posibile până la 250 Vc.c.) se regăsește practic la bornele SIP. Această puternică dependență a tensiunii de alimentare funcție de starea SEZ, face imposibilă alimentarea directă, de la bornele sistemului, a circuitului ASIC, iar pe de altă parte, impune utilizarea unor procese de integrare aparte.

Procesele de integrare adecvate sunt de tipul „low voltage - low current“, astfel încât circuitul să poată fi alimentat indirect de la electronica consacrată a SIP, ca în fig. 4.8, și deci să poată funcționa corect la tensiuni de alimentare U_{ST} sub valorile tensiunii la borne în starea acționată, specificate mai sus. Curentul consumat de către circuitul ASIC trebuie să fie cât mai redus, pentru a nu produce majorări considerabile ale consumației totale de curent a sistemului, amintite anterior.

Valori optime în acest sens, care au fost stabilite în faza de concepție primară și sunt îndeplinite de către circuitul ASIC ce va fi descris, sunt:

$$U_{DD} = 2 \div 3 \text{ V}, I_{DD} \leq 50 \mu\text{A} \quad (4.3)$$

Procese CMOS pentru integrări de tip ASIC, care satisfac aceste deziderate și permit integrarea paralelă pe aceeași plachetă de siliciu a celulelor individuale de memorie nevolatilă de tip EEPROM sau FRAM, sunt oferite în Europa, între altele, de către firme profilate în direcția „low power integration“ [E2C, A7C, R1C]. Tensiunea de prag a tranzistoarelor MOS este suficient de redusă ($\approx 0,5 \text{ V}$) pentru a permite elaborarea unor scheme relativ complexe, alimentabile direct cu tensiuni reduse, fără a necesita mărirea tensiunii interne cu montaje charge pump.

• **Rețeaua rezistivă de ajustare ($R_0 \div R_5$)** este elementul component esențial al circuitului ASIC din fig. 4.12. Comportamentul acesteia are o influență hotărâtoare asupra performanțelor de aliniere (precizie de aliniere, reproductibilitate), cât și asupra comportamentului ulterior al SIP definitiv aliniat (derivă termică, imunitate la perturbații, etc.).

Aspectele esențiale privitoare la elementul de ajustare, avute în vedere la elaborarea conceptuală a circuitului ASIC, au fost: tipul rețelei, topologia, rezoluția și domeniul de variație.

Explicația alegerii unei rețele rezistive în locul altor elemente comandabile (rețele de alt tip, convertore numeric-analogice cu ieșire de tensiune sau curent, etc.) rezidă în faptul, că alinierea tuturor SEZ de proximitate se face cu ajutorul unui rezistor, aparținând circuitelor electronice aferente. La SIP, acest rezistor este conectat de regulă la circuitul oscilator (R_{DIST} în fig. 4.1), sau poate controla mărirea tensiunii de prag V_{REF} . În consecință, utilizarea pentru aliniere a unui element de execuție de tip rezistiv oferă caracter de universabilitate circuitului ASIC elaborat.

Rețeaua serie de rezistențe cu valori ponderate binar a fost preferată în detrimentul celei de tip paralel, datorită liniarității și facilităților de dimensionare oferite. Pe de altă parte însă, rețeaua implică restricții severe cu privire la valorile maxime ale curenților admiși prin ea, pentru care evoluția valorii R_X își păstrează caracterul monoton. Pentru curenți ridicați, respectiv tensiuni de comandă a tranzistoarelor MOS de valori scăzute (situație care apare la alimentări cu tensiuni U_{DD} reduse) nu se mai poate asigura o funcționare corectă în regim de comutator a tranzistoarelor superioare (în special a tranzistorului M5). Aceasta impune o corelare atentă a parametrilor rețelei (rezoluție, pas de cuantizare), tipului tranzistoarelor utilizate și a valorii minime a tensiunii de alimentare cu intensitatea maximă a curentului prin rețea, cerută în aplicație.

Domeniul de variație a fost stabilit după o analiză a valorilor, ce pot apare la utilizarea circuitului pentru alinierea unor SIP având cele mai diverse SES. Rezistența echivalentă R_p a acestora (rel. 2.38, 2.289) are valori uzuale în domeniul: $R_p \in [5 \text{ k}\Omega, 50 \text{ k}\Omega]$. Pe baza rel. 3.37 și ținând cont de constrângerile de mai sus, au fost stabiliți următorii parametri:

– rezoluție: 6 biți; (4.4)

$$\text{– pas de cuantizare (LSB): } 100 \, \Omega \Rightarrow R_X \in (0, 6,3 \text{ k}\Omega). \quad (4.5)$$

La această decizie a contribuit de asemenea cerința majoră de integrare și a rețelei rezistive, în scopul miniaturizării extreme a schemei. Precizia alinierii este dictată în primul rând de pasul de cuantizare, ceea ce reclamă, evident, valori cât mai mici ale pasului și, deci, rezoluții cât mai ridicate pentru a menține același domeniu de variație. După cum se va arăta detaliat în secțiunea următoare, valorile de mai sus constituie o soluție optimă pentru condiții rezonabile, referitoare la aria ocupată pe placheta de siliciu. Pentru aplicații care necesită valori $R_X > 6,3 \text{ k}\Omega$, respectiv pași de cuantizare sub $100 \, \Omega$, este necesară utilizarea unor rezistențe serie și/sau paralele externe. Pentru valori tipice $R_{\text{DIST}} = 10 \text{ k}\Omega$, rezultă o precizie de ajustare a rețelei rezistive de 1%, ceea ce asigură o aliniere foarte exactă a punctului de comutare s_n al unui SIP (de exemplu $s_n = 3 \text{ mm} \pm 30 \, \mu\text{m}$).

Corespunzător valorilor de mai sus, tensiunea de prag redusă a tranzistoarelor MOS utilizate permite asigurarea monotonicității variației lui R_X pentru curenți sub curentul maxim admis:

$$(I_{R_X})_{\text{max}} = 500 \, \mu\text{A} @ U_{\text{DD}} = 2,5 \text{ V} \quad (4.6)$$

Această valoare este absolut acoperitoare pentru aplicațiile în SIP, în special în cazul acționării asupra oscilatorului acestora.

• **Cheile de comutare** ale rețelei rezistive sunt realizate cu tranzistoarele MOS cu canal N indus (*implant channel*) M0 ÷ M5, utilizate în regim de comutator. Corespunzător pasului de cuantizare stabilit, rezultă $R_0 = 100 \, \Omega$, ceea ce impune alegerea unor structuri și geometrii aparte pentru tranzistoarele comutatoare, în vederea reducerii la maximum a rezistențelor drenă-sursă (R_{ON}), corespunzătoare stării conductoare. Aceasta este condiția sine-qua-non de asigurare a liniarității conversiei și de reducere a derivatei termice, în special a valorilor R_X reduse.

În regim normal de funcționare, comanda cheilor este asigurată, prin intermediul multiplexorului MUX, de către memoria EEPROM, care păstrează valoarea digitală de aliniere, stabilită la ultima programare.

După cum s-a arătat la descrierea desfășurării operației de aliniere (fig. 4.11), în timpul derulării acesteia, multiplexorul MUX este comutat temporar la ieșirile unui numărator bidirecțional cu intrări suplimentare de ștergere (00h), respectiv înscriere (3Fh). Funcție de tipul alinierii dorite (cu creșterea, respectiv descreșterea succesivă a valorilor lui R_X), deci de comanda recepționată la intrarea PROG, operația debutează cu înscrierea sau ștergerea asincronă a număratorului, urmată de decrementarea, respectiv incrementarea valorii lui. Ținând cont de timpii relativ mari de răspuns a oscilatoarelor de tip LC, perioada impulsurilor de numărare, furnizate de către unitatea centrală, a fost aleasă astfel încât durata unui pas de cuantizare este:

$$T_2 = 3,2 \text{ ms} \quad (4.7)$$

• **Tranzistoarele MD și MI**, comandate de către o celulă EEPROM independentă și un circuit basculant bistabil de tip RS, constituie o unitate de sine stătătoare și asigură o funcție de comutator programabil între conexiunea PC (punct central) și conexiunile ND, respectiv NI. Utilizarea de bază a acestui comutator, notat cu SW în fig. 4.8, este prescrierea funcției de comutare a SIP și a fost descrisă detaliat în *Secțiunea 4.3*. La recepționarea unor comenzi adecvate, cu acțiune nemijlocită asupra tranzistoarelor MD și MI, unitatea centrală asigură aducerea lor în stările complementare dorite și înscrierea acestei informații în celula EEPROM. În principiu, comutatorul poate fi utilizat și pentru alte programări de tip binar.

Comutatorul SW, realizat cu tranzistoarele MD și MI, a fost dimensionat pentru a putea comuta curenți până la 10 mA. Rezistența de trecere în starea conectată nu depășește $50 \, \Omega$, iar cea de izolare în starea deconectată este peste $40 \text{ M}\Omega$.

• **Unitatea centrală de comandă și control** coordonează întreaga activitate, conform celor expuse anterior. Ea are o funcționare sincronă în ritmul dictat de generatorul semnalelor de tact.

• **Generatorul semnalelor de tact** cuprinde, în esență, un circuit basculant astabil, cu elemente de temporizare de asemenea integrate, din dorința de a asigura un număr minim de elemente periferice ale circuitului ASIC, precum și circuite divizoare de frecvență, în scopul obținerii unor semnale suplimentare de tact. Principalele semnale de tact ale circuitului sunt:

- tactul unității centrale TACT0, cu frecvența f_0 , respectiv perioada T_0 ;
- tactul interfeței digitale serie TACT1, având parametri:

$$f_1 = (1/8) \cdot f_0 \quad \Rightarrow \quad T_1 = 8 \cdot T_0 \quad (4.8)$$

- tactul numărătorului bidirecțional TACT2, cu parametri:

$$f_2 = (1/64) \cdot f_0 \quad \Rightarrow \quad T_2 = 64 \cdot T_0 \quad (4.9)$$

• **Circuitul Power-on Reset** realizează inițializarea circuitului, după aplicarea tensiunii de alimentare (fig. 4.11). Are o funcționare și structură consacrate și generează un impuls singular de inițializare cu durata 0,5 ms, în momentul când, după o conectare, tensiunea de alimentare atinge pragul:

$$U_{DD} = U_{B\text{GREF}} \quad (4.10)$$

unde: $U_{B\text{GREF}}$ = tensiunea referinței bandgap interne ($\approx 1,25$ V).

Durata tipică a ciclului de inițializare este de 10 ms.

• **Interfața serie asincronă**, conectată între intrarea de programare PROG și unitatea centrală (fig. 4.12), realizează o recepție a comenzilor de programare (fig. 4.10).

Motivul alegerii liniilor de alimentare drept canal de transmisie a informației de programare a fost deja expus în Secțiunea 4.3. Utilizarea unor căi specifice, de exemplu prin cuplaj inductiv, optic, etc. ar însemna restrângerea ariei de utilizare a circuitului ASIC de aliniere numai la SEZ de tipul respectiv (SIP, SOP, etc.). Mai mult, calea inductivă este nerecomandabilă chiar și în cazul SIP, plasarea unui emițător în câmpul activ al SIP însemnând modificarea deranjantă a stării de atenuare electromagnetică a SES. În scopul asigurării versabilității circuitului ASIC au fost alese, drept canal de transmitere a informației, liniile de alimentare (numitorul comun aparținând tuturor SEZ de proximitate).

După cum s-a arătat anterior, această decizie implică luarea unor măsuri sporite de imunitate la perturbații, ținând cont de caracterul puternic perturbat al liniilor de alimentare în mediile industriale. Protocolul de transmisie și circuitele dedicate au fost elaborate de autor, pomind de la necesitatea asigurării acestui deziderat în condiții rezonabile de cost, deci de suprafață de siliciu ocupată de către interfața serie. Soluția aleasă poate fi apreciată ca un compromis optim în acest sens. Utilizarea actuală pe scară largă a circuitului certifică pe deplin siguranța de transmisie oferită de interfața de recepție în varianta aparte concepută în acest scop.

Comunicația între unitatea de programare și circuitul ASIC de aliniere din SIP (fig. 4.10) este unidirecțională (de la unitatea de programare spre ASIC) și se desfășoară conform unui protocol specific, nestandardizat.

Într-o interpretare în conformitate cu modelul ISO/OSI (*Basic Reference Model for Open Systems Interconnection*), elaborat în cadrul Organizației Internaționale de Standardizare (*International Standards Organization*), comunicația conține numai cele două niveluri inferioare din cele șapte niveluri cu funcționalitate bine definită ale modelului general [FREF 2, Secțiunea 3.1.2].

Nivelul de siguranță (*Data Link Layer*) realizează, în general, transportul sigur de date între corespondenți. Informația va fi structurată în pachete de date cu lungime definită, iar datele

sunt astfel organizate, încât o eroare de transmisie să poată fi imediat recunoscută.

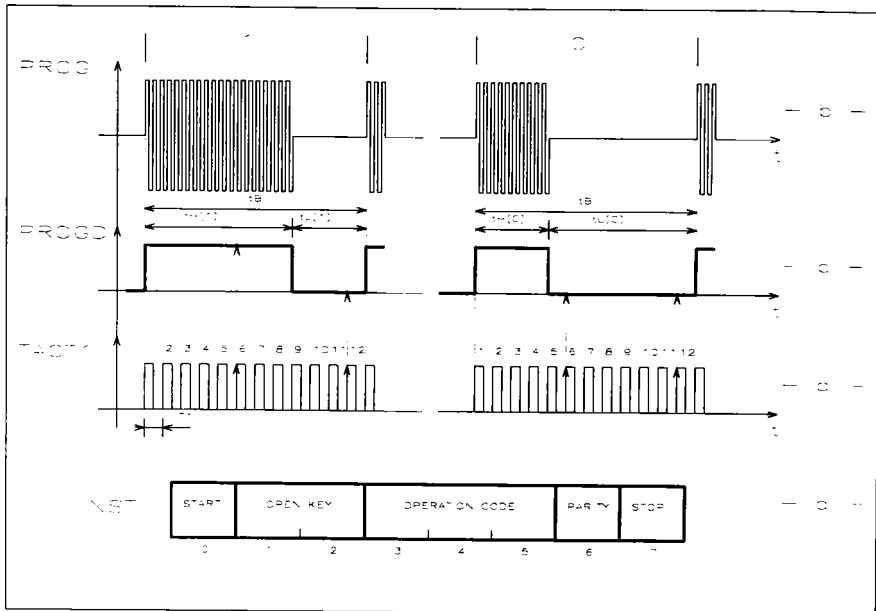


Fig. 4.13 Transmiterea informației și structura instrucțiilor de programare

Nivelul de siguranță al comunicației de față include următoarele aspecte particulare. Pentru transmiterea informației între unitatea externă de programare și circuitul ASIC este definită o telegramă cu o lungime de 8 biți (fig. 4.13.a). Această telegramă se subdivide în cinci grupe funcționale, care definesc următoarele trei câmpuri:

a) Recunoașterea începutului telegramei și activarea interfeței digitale serie a circuitului ASIC (biții INST<0:2>). Recunoașterea combinației stabilite determină deschiderea căii de comunicație în interiorul circuitului.

b) Câmpul de date (INST<3:5>) incluzând codul instrucției. Acest câmp conține, funcție de tipul telegramei, informația ce trebuie transmisă circuitului ASIC. În cazul concret, al sistemului elaborat de autor, circuitul ASIC recunoaște un set de 6 instrucții, care pot fi clasificate în două grupe:

b1) Instrucții directe, corespunzând unor comenzi ce vor fi executate nemijlocit, imediat după recunoașterea lor. Acestea sunt:

- NORMAL DESCHIS: asigură legătura electrică ND – PC (fig. 4.12);
- NORMAL ÎNCHIS: asigură legătura electrică NI – PC;
- RESET R_X: aduce rețeaua rezistivă în starea corespunzătoare valorii $R_X \approx 0 \Omega$ (M0 ÷ M5 conductoare);
- SET R_X: aduce rețeaua rezistivă în starea corespunzătoare valorii $R_X \approx 6,3 \text{ k}\Omega$ (M0 ÷ M5 blocate).

b2) Instrucții de demarare a procedurii de aliniere. Recepționarea corectă a acestor comenzi determină o acțiune de tipul RESET R_X sau SET R_X, urmată de o incrementare pas-cu-pas, respectiv decrementare, a valorii R_X (fig. 4.11). Cele două instrucții sunt:

- START UP;
- START DOWN.

Combinările binare nealocate instrucțiilor vor fi ignorate de către circuit. Setul de comenzi descris mai sus este un set minimal, dar în același timp, absolut suficient scopului propus. După necesitate, el poate fi extins prin implementarea altor comenzi, cerute de aplicație.

c) Biții de control a parității (INST<6>) și de stop (INST<7>). Controlul parității este un procedeu consacrat de recunoaștere a erorilor de transmisie. Folosirea bitului de paritate (pară sau impară), constând în validarea recepției numai în cazul coincidenței între bitul de paritate recepționat și cel determinat local după recepție, este metoda cea mai simplă de creștere a siguranței transmișorilor datelor. Ea asigură o distanță Hamming minimă: 2 [FREF 2].

Nivelul fizic (*Physical Layer*) descrie, conform modelului OSI, modul de transmitere concretă, la nivel de bit, a informației, deci proprietățile electrice și fizice ale acesteia.

Nivelul fizic al comunicației cu circuitul ASIC de aliniere se caracterizează prin următoarele aspecte specifice, stabilite după o analiză a condițiilor de satisfacere optimă a relației siguranță de transmitere - preț de cost:

a) Mediul fizic de transmitere a informației este constituit de legătura serie oferită de liniile de alimentare T+ și T- ale SIP (fig. 4.10).

b) Semnalul purtător al informației este o undă sinusoidală sau semialternanță suprapusă tensiunii de alimentare. Semnalul purtător are o amplitudine de $5 \div 10$ V și o frecvență cuprinsă în intervalul $20 \div 50$ kHz, depinzând de comportamentul de tip filtru trece-jos al elementelor de decuplare existente în interiorul SIP, între liniile sale de alimentare.

c) Modulația semnalului purtător este o modulație în amplitudine cu grad de modulație 100% (fig. 4.13.b).

d) Modul de codare folosit este o combinație între procedeele RTZ (*Return To Zero*) și Manchester II și este ilustrat în fig. 4.13.c pentru doi biți de valoare „1”, respectiv „0”. Durata unui bit t_B , respectiv timpii corespunzători stărilor ridicată și coborâtă, sunt asigurate de către unitatea externă de programare, în corelație cu frecvența de tact f_1 a circuitului ASIC (rel. 4.8), conform relațiilor:

$$t_B = 12 \cdot T_1 = 96 \cdot T_0 \quad (4.11)$$

$$t_{H(1)} = t_{L(0)} = 8 \cdot T_1 = 64 \cdot T_0 \quad (4.12)$$

$$t_{L(1)} = t_{H(0)} = 4 \cdot T_1 = 32 \cdot T_0 \quad (4.13)$$

Corespunzător, durata unei comenzi de programare transmisă de unitatea externă devine:

$$t_{INST} = 8 \cdot T_B = 96 \cdot T_1 = 768 \cdot T_0 \quad (4.14)$$

Funcționarea concretă a comunicației serie se rezumă la următoarele operații. La nivelul unității externe de programare, conectată temporar la liniile de alimentare, se generează, prin acționarea unei taste corespunzătoare, comanda de programare dorită (fig. 4.13.a). Informația binară astfel rezultată este condifacată, conform procedeei ales și descris mai sus. În ultima fază, în unitatea de programare are loc modulația în amplitudine, cu grad de modulație 100%, a semnalului purtător de către semnalul codificat.

Semnalul de programare, astfel rezultat, este suprapus tensiunii de alimentare a SIP și se propagă de-a lungul liniilor de alimentare (fig. 4.10).

În interiorul SIP are loc, prin intermediul unui cuplaj capacitiv (condensatorul C_PROG, fig. 4.8), extragerea semnalului de programare și aplicarea acestuia la intrarea PROG a circuitului ASIC.

În interiorul circuitului se efectuează o prelucrare inversă a semnalului recepționat. Astfel, semnalul lipsit de componentă continuă și atenuat, ca urmare a transmisiei, disponibil la intrarea PROG, este amplificat și aplicat unui detector de anvelopă.

Semnalul digital PROGD la ieșirea detectorului este supus operației de decodare sincronă, efectuată în cadrul interfeței digitale serie. Această operație constă în dubla interogare a sem-

nalului PROGD efectuată, pe durata fiecărui bit, de către impulsurile semnalului TACT1 (rel. 4.8). În condiții corecte de sincronizare (deviație maximă a duratelor $t_{L(1)}$, respectiv $t_{H(0)}$ de valoare T_1), operația conduce la următoarele rezultate logice pentru bitul B_x oarecare:

$$(TACT1<6> \cdot PROGD) \cdot (TACT1<12> \cdot NPROGD) = 1 \Rightarrow B_x = „1”, x \in [0,7] \quad (4.15)$$

$$(TACT1<6> \cdot NPROGD) \cdot (TACT1<12> \cdot NPROGD) = 1 \Rightarrow B_x = „0”, x \in [0,7] \quad (4.16)$$

Determinarea completă a conținutului octetului recepționat (fig. 4.13.a) este urmată de o recunoaștere a mesajului și de un control al parității. În caz afirmativ, are loc deschiderea căii de comunicație spre unitatea centrală, urmată de decodificarea câmpului de date INST <3:5>. Unitatea centrală preia comanda și coordonează desfășurarea acțiunii de programare în conformitate cu informația recepționată. Recepționarea unui octet neidentificabil este lipsită de efect, interfața rămânând în continuare blocată. Octeții identificabili, dar conținând în câmpul de date combinații binare nealocate, vor fi de asemenea ignorați.

Se poate aprecia, în final, că protocolul de transmisie elaborat este relativ simplu, de unde rezultă avantaje de natură hardware importante: dimensiuni reduse ale interfeței, nu sunt necesare cuarțuri, etc., dar are în același timp un grad ridicat de siguranță a transmiterii informației, ceea ce se traduce printr-o imunitate ridicată la perturbații. În esență, nu se admit interpretări de comenzi, care să ducă la o redeclanșare nedorită a mecanismului de programare, soldate în final cu reprogramări false ale parametrilor. De asemenea, sunt interzise pierderile de informație din memoria EEPROM sub acțiunea unor perturbații electromagnetice, existente în mediile industriale.

4.4.2 Elaborarea circuitelor. Optimizarea și verificarea lor prin simulări PSPICE

Ținând cont de caracterul integrat al rețelei rezistive de ajustare - condiție impusă din considerente de miniaturizare și preț de cost -, conceperea corectă a acesteia este tema cea mai importantă în elaborarea și dimensionarea circuitului ASIC. După cum s-a arătat anterior, performanțele rețelei au rolul hotărâtor în reușita și calitatea operației de aliniere.

Pe baza parametrilor stabiliți anterior (*Secțiunea 4.4.1*, rel. 4.4 ÷ 4.6), rezultă o rețea rezistivă serie, ponderată binar și constând din șase rezistoare de valori:

$$R_x = 2^x \cdot 100 \, \Omega, \quad x \in [0,5] \quad (4.17)$$

unde: x = rangul rezistorului în rețeaua serie.

Materializarea rețelei prin utilizarea unor rezistoare externe de tip pelicular se caracterizează, evident, prin satisfacerea deplină a condițiilor deosebit de restrictive, referitoare la toleranțe și derivă termică.

Satisfacerea acestor deziderate în condițiile integrării rezistoarelor este dificilă. Comparând diversele modalități uzuale de realizare a rezistoarelor integrate (de tip ciupit - *pinch*, difuzat - *diffused*, MOS, etc.) [G4V, S17V], se constată dificultatea satisfacerii simultane a celor două condiții contradictorii, constând în valori mici (în cazul de față 100 Ω) și coeficienți de temperatură cât mai reduși.

De aceea, la elaborarea rețelei circuitului ASIC s-a ales o strategie aparte. Ea pleacă de la premisa obținerii unui element rezistiv integrat, de rezistență relativ ridicată, dar având un coeficient de temperatură cât mai scăzut. În continuare, rezistoarele de valori scăzute se vor obține prin conectarea în paralel a unui număr adecvat de asemenea elemente de bază.

Pentru obținerea unor derivate termice cât mai reduse, elementul de bază poate fi constituit dintr-o conectare serie a două rezistoare integrate având coeficienți de temperatură cu semne opuse. Ponderarea corectă a valorilor acestora, în dependență de coeficienții lor de temperatură,

conduce la o rezistență finală a conexiunii serie, practic independentă de temperatură. Tehnologiile MOS cu facilități de obținere a „circuitelor compatibile” [S17V], care oferă posibilitatea depunerii unor pelicule de siliciu policristalin de tip poly+ și poly-, permit realizarea acestei strategii.

Parametri segmentelor componente, conectate în serie, pot fi determinați pe baza formulei generale a dependenței cu temperatura a rezistențelor integrate [M1C]:

$$R(\vartheta) = R_a [1 + TC1 (\vartheta - \vartheta_a) + TC2 (\vartheta - \vartheta_a)^2] \quad (4.18)$$

unde: $R(\vartheta)$ = valoarea rezistenței la o temperatură ϑ ;
 R_a = valoarea rezistenței la temperatura ambiantă ϑ_a ;
 $TC1$ = coeficientul de temperatură linear [$^{\circ}C^{-1}$];
 $TC2$ = coeficientul de temperatură de ordinul doi [$^{\circ}C^{-2}$]

Pomind de la necesitatea obținerii unui element rezistiv de bază fără derivă termică, aplicarea rel. 4.18 pentru conexiunea serie a segmentelor constituate ale acestui element, cu neglijarea coeficientului de ordinul doi ($TC2 \approx 1 \text{ ppm}/^{\circ}C^2$), conduce la relația:

$$R_B = R_{B+} (1 + \Delta\vartheta \cdot TC1_+) + R_{B-} (1 + \Delta\vartheta \cdot TC1_-) \quad (4.19)$$

unde: R_B = rezistența elementului de bază;
 R_{B+} , R_{B-} = rezistențele la temperatura ambiantă ale segmentelor componente, conectate în serie;
 $TC1_+$, $TC1_-$ = coeficienții de temperatură liniari ai peliculelor poly+, respectiv poly-;
 $\Delta\vartheta$ = variația temperaturii în raport cu cea ambiantă.

Pentru integrarea circuitului ASIC de aliniere a SIP a fost ales un asemenea proces „double poly” [M3C], caracterizat prin valorile tipice: $TC1_+ = +120 \text{ ppm}/^{\circ}C$ și $TC1_- = -650 \text{ ppm}/^{\circ}C$. Cu aceste valori, rel. 4.19 conduce la expresiile finale de dimensionare ale segmentelor constituate:

$$R_{B+} = R_B (1 + 12/65)^{-1} \quad (4.20)$$

$$R_{B-} = R_B (1 + 65/12)^{-1} \quad (4.21)$$

Alegând pentru elementul de bază o valoare adecvată rețelei ponderate binar:

$$R_B = 3200 \Omega \quad (4.22)$$

rezultă rezistențele nominale la temperatura ambiantă ale segmentelor constituate (rel. 4.20, 4.21):

$$R_{B+} = 2700 \Omega, \quad R_{B-} = 500 \Omega \quad (4.23)$$

Pe baza celor de mai sus, se pot enunța următoarele concluzii referitoare la structura rețelei rezistive serie din circuitul ASIC de aliniere a SIP elaborată de autor:

– Rețeaua are o structură modulară, la baza ei stând un element rezistiv de bază, cu rezistența $R_B = 3200 \Omega$ și coeficient de temperatură practic nul;

– Fiecare element rezistiv de bază este constituit dintr-o conexiune serie de două rezistoare, realizate prin pelicule poly+, respectiv poly-, și având valori nominale la temperatura ambiantă: $R_{B+} = 2700 \Omega$, respectiv $R_{B-} = 500 \Omega$;

– Rezistențele propriu-zise ale rețelei $R0 \div R5$ (rel. 4.17) sunt realizate prin conectarea în paralel a unui număr n_x adecvat de elemente rezistive de bază, conform relației:

$$n_x = 2^{(5-x)}, \quad x \in [0,5] \quad (4.24)$$

unde: x = rangul rezistenței respective în rețeaua serie.

– Numărul total n_{Σ} de elemente rezistive de bază, în cadrul rețelei este:

$$n_{\Sigma} = \sum_{x=0}^5 n_x = 2^6 - 1 = 63 \quad (4.25)$$

– Implementarea acestei structuri a condus la un consum de suprafață relativ ridicat pe placheta de siliciu (aprox. 13% din aria totală). Acest inconvenient nu poate fi considerat ca un dezavantaj, dacă se ține cont de performanțele deosebite ale rețelei (în special deriva termică), respectiv dacă se compară această arie cu aria necesară pentru 6 rezistoare externe cu peliculă, chiar de varianta cea mai puternic miniaturizată (variante SMD: 0102 [K3V]).

Comportarea rețelei de ajustare este, de asemenea, influențată de către cheile de comutare realizate cu tranzistoarele M0 ÷ M1 (fig. 4.12).

Rețeaua serie de tranzistoare are de asemenea o structură modulară, la baza ei stând un tranzistor MOS cu canal N indus, utilizat în regim de comutator. După cum s-a arătat în *Secțiunea 4.4.1*, parametrul esențial este, în acest caz, rezistența canalului drenă-sursă (R_{ON}). În mod inerent, această rezistență este puternic dependentă cu temperatura. Din acest motiv și pentru a realiza o scurtcircuitare eficientă a rezistențelor R0 ÷ R5 (în special a celor de valori scăzute, de exemplu R0 = 100 Ω), se impune o dimensionare topologică aparte a tranzistoarelor, orientată în această direcție.

Pomind de la expresia generală a curentului de drenă i_D pentru tranzistorul MOS cu canal N indus, funcționând în regim normal și în regiunea liniară ($0 < u_{DS} < u_{GS} - V_{T0}$) [V2V]:

$$i_D = \frac{W}{L} \cdot \frac{KP}{2} \cdot (1 + \lambda \cdot u_{DS}) \cdot [2(u_{GS} - V_{T0}) u_{DS} - u_{DS}^2] \quad (4.26)$$

unde: W, L = lățimea, respectiv lungimea canalului;

V_{T0} = tensiunea de prag a tranzistorului;

KP = factorul de transconductanță;

λ = modulația lungimii canalului [M1C];

u_{GS} , u_{DS} = tensiunile grilă-sursă, respectiv drenă-sursă,

și ținând cont, că în regim de comutație: $u_{DS} \rightarrow 0$, rezultă expresia aproximativă pentru curentul de drenă:

$$i_D \approx \frac{W}{L} KP (u_{GS} - V_{T0}) u_{DS} \quad (4.27)$$

Aceasta este suficient de exactă pentru calculul rezistenței canalului:

$$R_{ON} = \frac{\partial u_{DS}}{\partial i_D} \approx \frac{L}{W} \cdot [KP (u_{GS} - V_{T0})]^{-1} \quad (4.28)$$

Possibilitatea reducerii valorii lui R_{ON} pe baza raportului L/W a fost utilizată intensiv prin alegerea unei geometrii a tranzistorului cu :

$$L = 3 \mu\text{m} \quad , \quad W = 400 \mu\text{m} \quad (4.29)$$

Corespunzător procesului de integrare utilizat, având $KP = 38 \cdot 10^{-6} \text{ A/V}^2$ și $V_{T0} = 0,62 \text{ V}$, rezultă, pentru domeniul specificat al tensiunii de alimentare, următorul domeniu al valorilor R_{ON} ale unui tranzistor MOS elementar:

$$R_{ON} \in [143 \Omega, 83 \Omega] \text{ pentru } U_{DD} \in [2 \text{ V}, 3 \text{ V}] \quad (4.30)$$

Chiar și prin alegerea unui raport L/W extrem, au rezultat valori inadmisibil de ridicate ale rezistenței canalului, dacă se ține cont de valorile de rezistențe ce trebuiesc scurtcircuitate.

În plus, coeficientul de temperatură al valorii R_{ON} este foarte ridicat:

$$TC(R_{ON}) = + (2 \div 4) \cdot 10^3 \text{ ppm/}^\circ\text{C} \quad (4.31)$$

datorită dependențelor puternice cu temperatura ale parametrilor tranzistorului [M1C]:

$$KP(T) = KP \cdot (T/T_a)^{-3/2}; \quad V_{T0}(T) = V_{T0} \cdot (T/T_a)^{-3/2} \quad (4.32)$$

unde: T, T_a = temperatura momentană și cea ambiantă, exprimate în [K].

Eliminarea acestor dezavantaje s-a făcut printr-o conectare în paralel a mai multor tranzistoare, similar metodei practicate la realizarea rezistențelor efective ale rețelei. Inițial, s-a plecat de la o ponderare binară a numărului de tranzistoare elementare, în vederea realizării tranzistoarelor efective $M0 \div M5$. Numărul de tranzistoare conectate în paralel pentru obținerea tranzistorului de rang x a fost dat de rel. 4.24. Primele simulări PSPICE, efectuate asupra acestei rețele, au condus la rezultate nesatisfăcătoare.

Din acest motiv a fost efectuată o optimizare a rețelei, care a condus la necesitatea măririi numărului de tranzistoare elementare n'_x , constituente ale cheilor $M3 \div M5$:

$$n'_3 = 6; \quad n'_4 = n'_5 = 5 \quad (4.33)$$

Simularea T_S4_01 (tabela 4.1) are drept scop verificarea rețelei de ajustare, cu structura definitivă, elaborată mai sus (fig. 4.14), precum și estimarea parametrilor conversiei digital-analogice realizate de rețea.

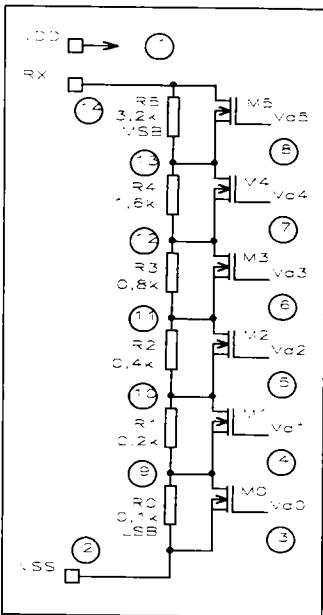


Fig. 4.14 Schema rețelei rezistive aparținând circuitului din fig. 4.12, utilizată pentru simularea T_S4_01

Se remarcă alimentarea cu o tensiune $U_{DD} = 2,5$ V, situată în mijlocul domeniului impus (rel. 4.3), precum și obținerea componentelor efective de circuit, prin conectarea în paralel a numărului stabilit anterior de componente elementare. Modelele folosite pentru tranzistoarele MOS sunt cele semiempirice (Level 3) și se caracterizează printr-un nivel ridicat de plauzibilitate.

Reprezentarea din fig. 4.15 ilustrează evoluția obținută prin simulare a rezistenței echivalente R_X a rețelei, în cazul unui curent constant prin rețea ($I_{RX} = 100 \mu\text{A}$). Din punct de vedere al vitezei de acționare a cheilor de comutație, simularea este de tipul worst-case, fiind efectuată la o frecvență ridicată de 2,5 MHz. Se remarcă buna funcționare, chiar și la aceste frecvențe, însoțită însă de vârfuri pozitive de comutare, care ar putea deranja în procesul de aliniere al SIP.

Diagrama din fig. 4.16 permite studiul influenței frecvenței de lucru asupra comportamentului dinamic al rețelei. Reluarea simulării în condiții de alimentare similare, dar pentru frecvența de acționare de 2,5 kHz, mult mai apropiată de realitate (rel. 4.7), evidențiază un comportament dinamic optim pentru scopul propus de aliniere a SIP. Lipsa vârfurilor pozitive de comutare certifică posibilitatea unei alinieri corecte, univoce a SIP.

Tabela 4.1

```

**** 06/27/97 10:00:01 ***** PSpice 7.0 *****
RETEA DE AJUSTARE REZISTIVA
.....
*File: T_S4_01.cir
.....
VDD  1 0 dc 2.5
VSS  2 0 dc 0

IRX  1 14 dc 100u
*IRX 0 14 dc 600u
*
m501 14 8 13 13 n l=3.00u w=400.00u
m502 14 8 13 13 n l=3.00u w=400.00u
m503 14 8 13 13 n l=3.00u w=400.00u
m504 14 8 13 13 n l=3.00u w=400.00u
m505 14 8 13 13 n l=3.00u w=400.00u
*
m401 13 7 12 12 n l=3.00u w=400.00u
m402 13 7 12 12 n l=3.00u w=400.00u
m403 13 7 12 12 n l=3.00u w=400.00u
m404 13 7 12 12 n l=3.00u w=400.00u
m405 13 7 12 12 n l=3.00u w=400.00u
*
m301 12 6 11 11 n l=3.00u w=400.00u
m302 12 6 11 11 n l=3.00u w=400.00u
m303 12 6 11 11 n l=3.00u w=400.00u
m304 12 6 11 11 n l=3.00u w=400.00u
m305 12 6 11 11 n l=3.00u w=400.00u
m306 12 6 11 11 n l=3.00u w=400.00u
*
m201 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
m202 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
m203 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
m204 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
m205 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
m206 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
m207 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
m208 11 5 10 10 n l=3.00u w=400.00u
*
m101 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m102 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m103 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m104 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m105 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m106 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m107 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m108 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m109 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m110 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m111 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m112 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m113 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m114 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m115 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
m116 10 4 9 9 n l=3.00u w=400.00u
*

```

```

m001 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m002 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m003 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m004 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m005 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m006 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m007 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m008 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m009 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m010 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m011 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m012 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m013 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m014 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m015 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m016 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m017 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m018 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m019 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m020 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m021 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m022 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m023 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m024 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m025 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m026 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m027 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m028 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m029 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m030 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m031 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
m032 9 3 2 2 n l=3.00u w=400.00u
*
.lib c:\doct\pspice\lib\cmos.lib
*
r5 14 13 {r/1}
r4 13 12 {r/2}
r3 12 11 {r/4}
r2 11 10 {r/8}
r1 10 9 {r/16}
r0 9 2 {r/32}
.param r=3.2000k
*
* stimuli
vd5 8 2 pulse(2.5 0 12500ns 10ns 10ns 12800ns 25600ns)
vd4 7 2 pulse(2.5 0 6080ns 10ns 10ns 6400ns 12800ns)
vd3 6 2 pulse(2.5 0 2860ns 10ns 10ns 3200ns 6400ns)
vd2 5 2 pulse(2.5 0 1240ns 10ns 10ns 1600ns 3200ns)
vd1 4 2 pulse(2.5 0 420ns 10ns 10ns 800ns 1600ns)
vd0 3 2 pulse(2.5 0 0ns 10ns 10ns 400ns 800ns)
*
.tran 200ns 25.3us
.print tran v(14)
.watch tran v(14)
.options nomod nopage itl5=0
.probe
.end

```

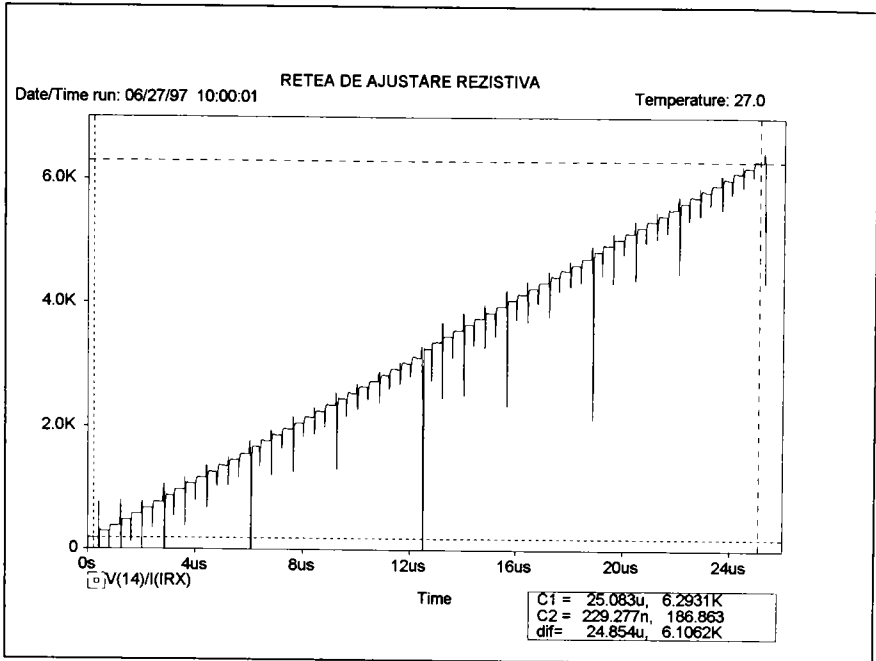


Fig. 4.15 Evoluția rezistenței echivalente R_X a rețelei, obținută prin simularea T_S4_01 ($I_{R_X} = 100 \mu A$, $f = 2,5 \text{ MHz}$)

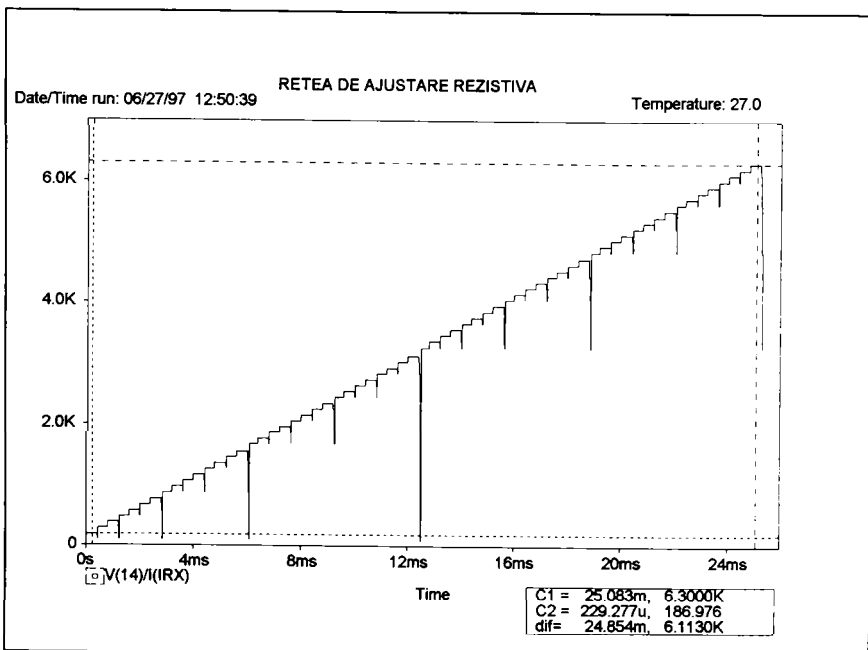


Fig. 4.16 Evoluția rezistenței echivalente R_X a rețelei, obținută prin simularea T_S4_01 ($I_{R_X} = 100 \mu A$, $f = 2,5 \text{ kHz}$)

O caracterizare completă a conversiei digital-analogice, care reunește diversele moduri de abordare a problemei, cuprinde următorii parametri statistici:

- **Eroarea de offset** $\Delta R_{X_{OS}}$ a conversiei digital-analogice, definită ca deviația valorii actuale față de valoarea ideală, pentru codul de intrare corespunzător valorii ideale nule.

- **Deviația de neliniaritate absolută** ΔR_{X^*} , definită ca îndepărtarea valorii reale R_{X_k} , corespunzătoare codului curent, față de dreapta ideală, care trece prin punctele 0Ω și $(2^n - 1) \cdot \text{LSB}$:

$$\Delta R_{X_k^*} = R_{X_k} - R_{X_k^*} \quad \text{pentru } k \in [0, 2^n - 1], n = 6 \quad (4.34)$$

unde: $R_{X_k^*}$ = valoarea ideală corespunzătoare codului de curent.

Exprimarea procentuală a acestei mărimi, prin raportarea ei la valoarea domeniului acoperit, conduce la noțiunea de precizie a conversiei [P6V, N5V].

- **Mărimea pasului curent** ΔR_{X_k} , definită ca diferența între valorile reale adiacente, corespunzătoare codurilor de intrare adiacente:

$$\Delta R_{X_{k+1}} = R_{X_{k+1}} - R_{X_k} \quad \text{pentru } k \in [0, 2^n - 1], n = 6 \quad (4.35)$$

- **Neliniaritatea diferențială** DNL, definită ca deviația maximă a pasului curent față de pasul ideal LSB, pentru toate perechile de coduri de intrare adiacente [H27A]:

$$\text{DNL} = \max.(\Delta R_{X_{k+1}} - \text{LSB}) \quad \text{pentru } k \in [0, 2^n - 1], n = 6 \quad (4.36)$$

DNL este o măsură a neuniformității valorilor pasului între tranziții adiacente. Valoarea ideală a pasului este 1 LSB. DNL poate fi exprimată și în fracțiuni din LSB. O specificare de forma:

$$\text{DNL} = \pm \frac{1}{2} \text{LSB} \quad (4.37)$$

presupune că valorile admisibile, minimă și maximă, ale pasului, între tranziții adiacente, sunt $1/2$ LSB, respectiv $3/2$ LSB.

- **Neliniaritatea integrală** INL, definită ca deviația maximă a valorii de ieșire în raport cu dreapta reală ce trece prin punctele zero, respectiv capăt de scală (*zero - fullscale straight line*) [H27A]:

$$\text{INL} = \max. \left(R_{X_k} - \frac{R_{X_{2^n-1}}}{2^n - 1} \cdot k \right) \quad \text{pentru } k \in [0, 2^n - 1], n = 6 \quad (4.38)$$

La modul general de definire, neliniaritatea integrală este o măsură a deviației caracteristicii conversiei numeric-analogice față de dreapta ideală (*best-fit straight line*) și reflectă curburile acestei caracteristici. Conform definiției anterioare, INL exprimă însă deviația caracteristicii conversiei față de o altă dreaptă, și anume cea precizată mai sus. Această definiție particulară este unanim acceptată de producătorii de circuite integrate, măsurarea INL în condiții de producție fiind astfel mai facilă.

Calea de minimizare a DNL și INL constă în îmbunătățirea condițiilor de împerechiere a componentelor de circuit. Asemenea măsuri au fost întreprinse și la dimensionarea prezentului circuit, prin efectuarea unor optimizări a numărului de componente cu ajutorul simulatorului PSPICE.

- **Monotonicitatea** unei conversii digital-analogice implică o variație monotonă a valorii de ieșire, când codul de intrare este incrementat sau decrementat în mod continuu. Pierderea caracterului monoton este rezultatul unei DNL excesive și poate fi evitată prin asigurarea condiției:

$$DNL < \pm 1LSB$$

(4.39)

Pentru rețeaua rezistivă, aparținând circuitului ASIC de aliniere, monotonicitatea reprezintă un deziderat foarte important. Utilizarea unor rețele nemonotone duce, în ultimă instanță, la alinieri sistematic false ale distanței de comutare.

După cum s-a arătat în Secțiunea 4.4.1, monotonicitatea rețelei de ajustare de tip serie este o caracteristică ce poate fi asigurată numai în anumite condiții, depinzând de parametri stabiliți: rezoluție și pas de cuantizare (rel. 4.4 și 4.5), de valoarea minimă a tensiunii de alimentare (rel. 4.3), deci nivelul minim al tensiunilor u_{GS} de comandă a tranzistoarelor MOS, de tipul tranzistoarelor utilizate (tensiunea de prag a acestora V_{T0}), respectiv de valoarea curentului prin rețea, cerută de aplicație. Pentru circuitul analizat, a fost stabilită o valoare maximă a acestui curent de $500 \mu A$ (rel. 4.6), valoare absolut acoperitoare pentru scopul propus.

Efectuarea simulării T_S4_01 pentru curenți în acest domeniu certifică îndeplinirea condiției de monotonicitate. Figura 4.17 prezintă evoluția valorii echivalente R_X , obținută prin simulare, pentru un curent $I_{R_X} = 600 \mu A$. Sursa de curent a fost plasată între conexiunile RX și GND, pentru a evita rezultatele eronate datorate limitărilor produse de tensiunea U_{DD} . Se constată imediat caracterul nemonoton al conversiei, datorat în special dificultăților de comandă a tranzistorului M5.

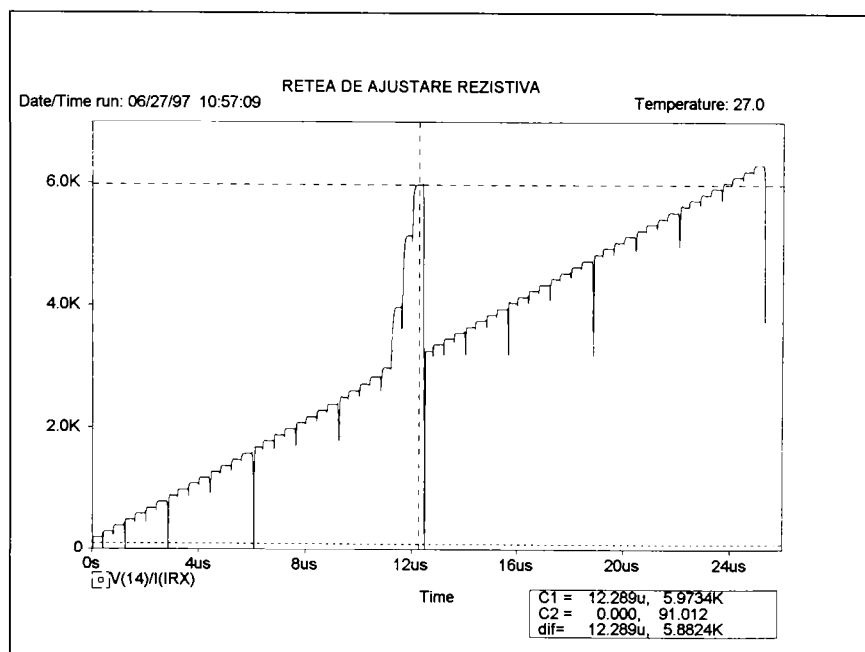


Fig. 4.17 Testul de monotonicitate, efectuat cu simularea T_S4_01, pentru $I_{R_X} = 600 \mu A$

- **Stabilitatea** este o noțiune generală care descrie modul de variație a parametrilor conversiei cu temperatura, tensiunea de alimentare și în timp. Ea impune ca valorile parametrilor de mai sus, specificate la temperatura ambiantă, să sufere derive minime.

Pentru rețeaua de ajustare analizată, valorile parametrilor definiți ca mai sus, rezultate în urma simulării PSPICE (comanda `·PRINT`) sunt date de tabela 4.2 (coloanele 2 ÷ 6). Prelucurarea acestor date conduce la următoarele rezultate finale:

Tabela 4.2

Pasul de conversie k	R_X*	Valori obtinute prin simularea PSPICE: T_64_01					Valori experimentale				
		R_X	ΔR_X^*	ΔR_X	DNL	INL	R_X	ΔR_X^*	ΔR_X	DNL	INL
		[Ω]	(rel. 4.34) [Ω]	(rel. 4.35) [Ω]	(rel. 4.36) [Ω]	(rel. 4.38) [Ω]	[Ω]	(rel. 4.34) [Ω]	(rel. 4.35) [Ω]	(rel. 4.36) [Ω]	(rel. 4.38) [Ω]
0	0	92,3	92,3				135,0	135,0			
1	100	186,8	86,8	94,5	-5,5	86,7	238,0	138,0	103,0	3,0	139,4
2	200	283,9	83,9	97,1	-2,9	83,7	333,0	133,0	95,0	-5,0	135,8
3	300	379,4	79,4	95,5	-4,5	79,2	432,0	132,0	99,0	-1,0	136,2
4	400	477,1	77,1	97,7	-2,3	76,8	521,0	121,0	89,0	-11,0	126,7
5	500	573,8	73,8	96,7	-3,3	73,4	619,0	119,0	98,0	-2,0	126,1
6	600	670,1	70,1	96,3	-3,7	69,6	711,0	111,0	92,0	-8,0	119,5
7	700	764,4	64,4	94,3	-5,7	63,8	809,0	109,0	98,0	-2,0	118,9
8	800	872,9	72,9	108,5	8,5	72,3	902,0	102,0	93,0	-7,0	113,3
9	900	969,2	69,2	96,3	-3,7	68,5	1001,0	101,0	99,0	-1,0	113,7
10	1000	1061,0	61,0	91,8	-8,2	60,2	1094,0	94,0	93,0	-7,0	108,1
11	1100	1163,0	63,0	102,0	2,0	62,1	1191,0	91,0	97,0	-3,0	106,5
12	1200	1265,0	65,0	102,0	2,0	64,0	1282,0	82,0	91,0	-9,0	99,0
13	1300	1359,0	59,0	94,0	-6,0	58,0	1379,0	79,0	97,0	-3,0	97,4
14	1400	1454,0	54,0	95,0	-5,0	52,9	1470,0	70,0	91,0	-9,0	89,8
15	1500	1551,0	51,0	97,0	-3,0	49,8	1567,0	67,0	97,0	-3,0	88,2
16	1600	1668,0	68,0	117,0	17,0	66,7	1675,0	75,0	108,0	8,0	97,6
17	1700	1761,0	61,0	93,0	-7,0	59,7	1774,0	74,0	99,0	-1,0	98,0
18	1800	1856,0	56,0	95,0	-5,0	54,6	1868,0	68,0	94,0	-6,0	93,4
19	1900	1959,0	59,0	103,0	3,0	57,5	1966,0	66,0	98,0	-2,0	92,8
20	2000	2056,0	56,0	97,0	-3,0	54,4	2055,0	55,0	89,0	-11,0	83,3
21	2100	2156,0	56,0	100,0	0,0	54,3	2153,0	53,0	98,0	-2,0	82,7
22	2200	2249,0	49,0	93,0	-7,0	47,3	2245,0	45,0	92,0	-8,0	76,1
23	2300	2339,0	39,0	90,0	-10,0	37,2	2350,0	50,0	105,0	5,0	82,5
24	2400	2449,0	49,0	110,0	10,0	47,1	2440,0	40,0	90,0	-10,0	73,9
25	2500	2540,0	40,0	91,0	-9,0	38,0	2541,0	41,0	101,0	1,0	76,3
26	2600	2646,0	46,0	106,0	6,0	43,9	2632,0	32,0	91,0	-9,0	68,7
27	2700	2742,0	42,0	96,0	-4,0	39,9	2731,0	31,0	99,0	-1,0	69,1
28	2800	2839,0	39,0	97,0	-3,0	36,8	2819,0	19,0	88,0	-12,0	58,6
29	2900	2943,0	43,0	104,0	4,0	40,7	2920,0	20,0	101,0	1,0	61,0
30	3000	3039,0	39,0	96,0	-4,0	36,6	3010,0	10,0	90,0	-10,0	52,4
31	3100	3131,0	31,0	92,0	-8,0	28,5	3113,0	13,0	103,0	3,0	56,8
32	3200	3251,0	51,0	120,0	20,0	48,5	3219,0	19,0	106,0	6,0	64,2
33	3300	3366,0	66,0	115,0	15,0	63,4	3316,0	16,0	97,0	-3,0	62,6
34	3400	3460,0	60,0	94,0	-6,0	57,3	3415,0	15,0	99,0	-1,0	63,0
35	3500	3556,0	56,0	96,0	-4,0	53,2	3509,0	9,0	94,0	-6,0	58,4
36	3600	3653,0	53,0	97,0	-3,0	50,1	3603,0	3,0	94,0	-6,0	53,9
37	3700	3749,0	49,0	96,0	-4,0	46,1	3696,0	-4,0	93,0	-7,0	48,3
38	3800	3847,0	47,0	98,0	-2,0	44,0	3798,0	-2,0	102,0	2,0	51,7
39	3900	3943,0	43,0	96,0	-4,0	39,9	3903,0	3,0	105,0	5,0	58,1
40	4000	4049,0	49,0	106,0	6,0	45,8	4000,0	0,0	97,0	-3,0	56,5
41	4100	4145,0	45,0	96,0	-4,0	41,7	4098,0	-2,0	98,0	-2,0	55,9
42	4200	4241,0	41,0	96,0	-4,0	37,7	4195,0	-5,0	97,0	-3,0	54,3
43	4300	4339,0	39,0	98,0	-2,0	35,6	4296,0	-4,0	101,0	1,0	56,7
44	4400	4437,0	37,0	98,0	-2,0	33,5	4382,0	-18,0	86,0	-14,0	44,2
45	4500	4534,0	34,0	97,0	-3,0	30,4	4480,0	-20,0	98,0	-2,0	43,6
46	4600	4628,0	28,0	94,0	-6,0	24,3	4570,0	-30,0	90,0	-10,0	35,0
47	4700	4724,0	24,0	96,0	-4,0	20,3	4669,0	-31,0	99,0	-1,0	35,4
48	4800	4843,0	43,0	119,0	19,0	39,2	4789,0	-11,0	120,0	20,0	56,8
49	4900	4936,0	36,0	93,0	-7,0	32,1	4883,0	-17,0	94,0	-6,0	52,2
50	5000	5037,0	37,0	101,0	1,0	33,0	4975,0	-25,0	92,0	-8,0	45,6
51	5100	5133,0	33,0	96,0	-4,0	29,0	5071,0	-28,0	96,0	-4,0	43,0
52	5200	5230,0	30,0	97,0	-3,0	25,9	5160,0	-40,0	89,0	-11,0	33,5
53	5300	5327,0	27,0	97,0	-3,0	22,8	5258,0	-42,0	98,0	-2,0	32,9
54	5400	5427,0	27,0	100,0	0,0	22,7	5348,0	-52,0	90,0	-10,0	24,3
55	5500	5518,0	18,0	91,0	-9,0	13,6	5441,0	-58,0	93,0	-7,0	18,7
56	5600	5626,0	26,0	108,0	8,0	21,6	5556,0	-44,0	115,0	15,0	35,1
57	5700	5724,0	24,0	98,0	-2,0	19,5	5656,0	-44,0	100,0	0,0	36,5
58	5800	5820,0	20,0	96,0	-4,0	15,4	5747,0	-53,0	91,0	-9,0	28,9
59	5900	5916,0	16,0	96,0	-4,0	11,3	5848,0	-52,0	101,0	1,0	31,3
60	6000	6018,0	18,0	102,0	2,0	13,2	5931,0	-69,0	83,0	-17,0	15,8
61	6100	6112,0	12,0	94,0	-6,0	7,2	6024,0	-76,0	93,0	-7,0	10,2
62	6200	6204,0	4,0	92,0	-8,0	-0,9	6120,0	-80,0	96,0	-4,0	7,6
63	6300	6305,0	5,0	101,0	1,0	0,0	6211,0	-89,0	91,0	-9,0	0,0

- eroarea de offset: $\Delta R_{X_{Os}} = 92,3 \Omega$; (4.40)
- deviația de neliniaritate absolută: $\Delta R_{X^*} \in [4 \Omega, 92,3 \Omega]$; (4.41)
- variația mărimii pasului de conversie: $\Delta R_X \in [90 \Omega, 120 \Omega]$; (4.42)
- neliniaritatea diferențială: $DNL \in [0,9 \text{ LSB}, 1,2 \text{ LSB}]$; (4.43)
- neliniaritatea integrală: $INL \in [-0,9 \Omega, 86,7 \Omega]$. (4.44)

Ținând cont de domeniul de utilizare a circuitului și de limitările de natură electrică, dimensiuni, preț de cost, etc. impuse, valorile de mai sus pot fi apreciate ca absolut satisfăcătoare scopului propus inițial.

Tranzistoarele MD și MI (fig. 4.12), componente ale comutatorului programabil SW (fig. 4.8), sunt similare tranzistoarelor comutatoare din rețeaua rezistivă serie. Parametri electrici specificați în Secțiunea 4.4.1, pentru aceste două tranzistoare, au fost atinși prin folosirea unei geometrii având $L = 3 \mu\text{m}$ și $W = 1600 \mu\text{m}$ (rel. 4.26).

Proiectarea circuitelor digitale s-a făcut prin metode asistate de calculator și nu conține elemente de originalitate, motiv pentru care nu va fi prezentată în continuare.

Unitatea centrală (fig. 4.12) a fost concepută ca un automat sincron, de tip *Mealy State Mashine* cu 4 intrări, 7 stări și 11 ieșiri. Intrarea FB a fost proiectată ca o intrare de tip trigger Schmitt, având pragul de comparare de valoarea $U_{DD}/2$. Ea este în măsură să detecteze tranziții pozitive sau negative, având timpi de ridicare, respectiv coborâre, într-un domeniu foarte larg ($n \cdot 100 \text{ ns} \div n \cdot 100 \text{ ms}$), aceasta pentru a asigura compatibilitatea circuitului cu diversele sisteme. Intrarea este activă numai pe durata funcționării numărătorului bidirecțional (fig. 4.12).

Celulele de memorie nevolatilă sunt celule EEPROM standard [M3C] și au la bază tranzistoare MOS cu canal inițial (*depletion transistor*). Caracteristicile tehnice ale acestora, garantate de producător, sunt:

- operații de citire și programare posibile pentru tensiuni $U_{DD} \geq 1 \text{ V}$;
- timp de programare: $2 \div 3 \text{ ms/bit}$;
- curent consumat pentru programare (ștergere): $100 \mu\text{A/bit}$;
- anduranță: 1000 cicluri de programare;
- durată de reținere a informației programate (*retention*): 10 ani. Această valoare este absolut acoperitoare, ținând cont de durata de utilizare garantată pentru SEZ industriali.

Circuitele auxiliare: generatorul semnalelor de tact, circuitul Power-on Reset, etc. sunt cele standard, disponibile în bibliotecile de circuite integrabile. Adaptarea lor la aplicație, prin dimensionarea unor elemente de temporizare, este de o importanță minoră pentru teza de doctorat.

4.4.3 Rezultate experimentale, obținute după integrarea circuitului ASIC de aliniere

Circuitul ASIC pentru alinierea SEZ de proximitate, conceput de autor, a fost integrat, utilizând un proces CMOS, $3 \mu\text{m}$, „double metal, double layer”, cu posibilitatea integrării pe aceeași plachetă de siliciu P-well a celulelor EEPROM, digitale și analogice.

Circuitul are dimensiuni foarte reduse ($2,62 \text{ mm} \times 1,52 \text{ mm}$), deci este amplasabil în imediata vecinătate a electronicii de bază a SIP, în cazul utilizării asamblării de tip chip-on-board, cu efectuarea conexiunilor electrice prin metodele bonding, respectiv bumping [FREF 1, Secțiunea 6]. Paralel cu satisfacerea dezideratelor de miniaturizare, se asigură, în acest mod, trasee extrem de scurte pentru semnalele cu componente de Î.F., ceea ce conferă sistemului performanțe și o imunitate la perturbații electromagnetice sporite.

Circuitul este produs actualmente pe scară largă, utilizarea lui conducând la rezultate excepționale în alinierea SIP și a altor SEZ de proximitate industriali.

Secțiunea de față se limitează la prezentarea exclusivă a rezultatelor experimentale, referitoare la rețeaua rezistivă de ajustare din circuitul ASIC. După cum s-a subliniat anterior, performanțele acestui element sunt dominante pentru calitatea operației de aliniere a SEZ de proximitate. În plus, compararea rezultatelor experimentale cu cele obținute în secțiunea anterioară, prin efectuarea simulării SPICE, permite concluzionări în legătură cu exactitatea simulării, calitatea integrării, influența unor elemente parazitare reale, neconsiderate în simulare, etc.

• Un prim set de măsurători, efectuate asupra elementului rezistiv de bază și asupra segmentelor sale componente, a condus la concluzii deosebit de favorabile, referitoare la calitatea și acuratețea procesului de integrare, respectiv la exactitatea compensării termice.

Prelucrarea statistică a valorilor măsurate pe un lot semnificativ (50 de exemplare) se caracterizează prin valori medii foarte apropiate de cele nominale, stabilite la dimensionarea circuitului, și abateri σ foarte reduse.

Segmentele constitutive, realizate prin pelicule poly+, respectiv poly-, se caracterizează prin valorile:

$$R_{B+} = 2700 \Omega \pm 3 \% @ \vartheta = 25 \text{ }^\circ\text{C} \text{ și } \overline{TC1}_+ = + 125 \text{ ppm/ }^\circ\text{C} \quad (4.45)$$

$$R_{B-} = 500 \Omega \pm 5 \% @ \vartheta = 25 \text{ }^\circ\text{C} \text{ și } \overline{TC1}_- = - 660 \text{ ppm/ }^\circ\text{C} \quad (4.46)$$

Aceste valori precise au permis obținerea unor elemente rezistive de bază suficient de exacte. Elementul rezistiv de bază se caracterizează prin valorile medii:

$$\overline{R_B} = 3140 \Omega @ \vartheta = 25 \text{ }^\circ\text{C} \text{ și } \overline{TC} = - 50 \text{ ppm/ }^\circ\text{C} \quad (4.47)$$

Caracteristicile reprezentate în fig. 4.18 și 4.19 indică dependența rezistenței R_B a elementului de bază funcție de temperatură, respectiv funcție de curentul ce îl parcurge.

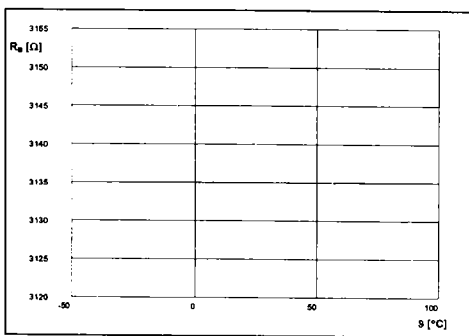


Fig. 4.18 Caracteristica de temperatură a rezistenței R_B

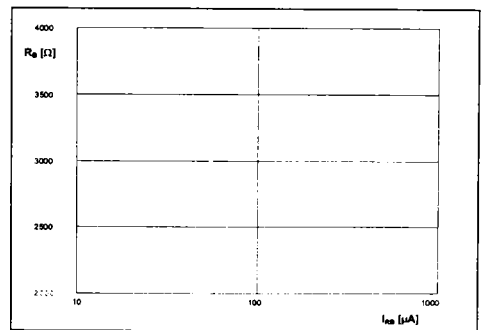


Fig. 4.19 Dependența rezistenței R_B față de curentul I_{RB}

Se constată independența din punct de vedere practic a valorii R_B , față de curentul ce străbate elementul și conexiunile, pentru curenți cu valori plasate în cel puțin două decade.

• Rezultatele măsurătorilor, efectuate asupra rețelei rezistive, având structura descrisă în Secțiunea 4.4.2, în condiții de temperatură ambiantă și curent constant $I_{R_X} = 100 \mu\text{A}$ prin rețea, sunt sintetizate în tabela 4.2 (coloanele 8 ÷ 12). Prelucrarea acestor date conduce la următoarele valori finale, rezultate prin măsurători:

– eroarea de offset: $\Delta R_{X_{OS}} = 135 \Omega$; (4.48)

– deviația de neliniaritate absolută: $\Delta R_{X^*} \in [- 89 \Omega , 138 \Omega]$; (4.49)

- variația mărimii pasului de conversie: $\Delta R_X \in [83 \Omega, 120 \Omega]$; (4.50)
- neliniaritatea diferențială: $DNL \in [0,83 \text{ LSB}, 1,2 \text{ LSB}]$; (4.51)
- neliniaritatea integrală: $INL \in [0 \Omega, 139,4 \Omega]$. (4.52)

Comparând aceste valori cu cele obținute prin simularea T_S4_01 (rel. 4.40 ÷ 4.44), se constată că ele sunt foarte apropiate, ceea ce denotă o dimensionare corectă și o integrare reușită, cu toleranțe foarte strânse. Singura diferență semnificativă, în raport cu simularea, apare în evoluția deviației de neliniaritate absolută ΔR_X^* . Diferența între valorile măsurate și cele teoretice schimbă semnul, ceea ce indică o rotire a caracteristicii reale în raport cu cea ideală. Punctul de rotire este situat aproximativ în mijlocul domeniului de valori. Explicația efectului rezidă în valorile R_B ale elementului rezistiv de bază, plasate, în general, sub valoarea teoretică de 3200Ω (rel. 4.47). Efectul este foarte redus și absolut nesemnificativ pentru aplicațiile concrete.

Testele de monotonicitate au confirmat atingerea graniței superioare a curentului prin rețea, impusă la proiectarea circuitului (rel. 4.6).

Măsurători ample, efectuate asupra rețelei în întreg domeniul de temperatură, au condus la rezultate foarte pozitive cu privire la deriva termică a valorilor R_{X_k} , $k \in [0, 2^n - 1]$. Rezumând, se poate face următoarea caracterizare a comportamentului cu temperatura:

- Pașii $k = 0 \div 2$ sunt absolut neindicați pentru aplicații, datorită valorilor ridicate ale coeficienților de temperatură ($+1000 \div +4000 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$). Situația se explică prin preponderența derivei termice a rezistențelor de canal ale tranzistoarelor MOS, rețeaua constând efectiv din rezistențele R_0 și/sau R_1 , conectate în serie cu un număr mare de tranzistoare aflate în conducție.

- Comportamentul se ameliorează în domeniul $k \in [3, 16]$, coeficientul de temperatură descrescând treptat spre valoarea $+100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

- Domeniul pentru $k \in [17, 31]$ satisface pe deplin exigențele și se caracterizează prin valori $TC < +50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, comparabile cu a rezistoarelor cu peliculă metalică.

- O derivă termică excepțională se obține și în domeniul superior pentru $k \in [32, 63]$, în care coeficientul de temperatură schimbă semnul, valoarea lui nedepășind $-50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Explicația rezidă în preponderența rezistorului R_5 , constituit dintr-un unic element rezistiv de bază.

- Măsurătorile funcționale de sistem și testele de imunitate la perturbații, efectuate asupra circuitului ASIC de aliniere, precum și asupra aplicațiilor cu acest circuit, efectuate în condițiile specificate de standardele proprii circuitelor integrate [M1S], respectiv SEZ de proximitate [I5S], au dat deplină satisfacție. Efectuarea alinierii în diversele ipostaze, care au fost enunțate la începutul Secțiunii 4.3, a certificat pe deplin valabilitatea, flexibilitatea și eficiența deosebită a metodei de aliniere și a circuitului ASIC, ambele elaborate de autorul tezei de doctorat.

4.5 CONCLUZII

Capitolul 4 al tezei de doctorat tratează un subiect de maximă importanță pentru activitatea de elaborare, producere și utilizare a senzorilor inductivi de proximitate SIP în particular și a senzorilor de proximitate în general, constând în alinierea programabilă a sensibilității acestora. Aceasta implică ajustarea exactă și repetabilă a distanței de comutare a SIP digitali, respectiv a caracteristicii de etalonare a SIP analogici.

După cum s-a arătat în capitolele precedente, SIP sunt un ansamblu constituit dintr-un sistem electromagnetic, radiant de câmp electromagnetic și receptor indirect al modificărilor produse în acest câmp de către stimulul de sesizat, respectiv dintr-un sistem electronic cu rol de evaluare, prelucrare și conversie a informației primare, furnizate de către primul sistem. Multitudinea dispersiilor, datorate toleranțelor componentelor mecanice și electronice, respectiv dilatărilor și derivei cu temperatura a componentelor constituente, impun necesitatea inevitabilă a unei opera-

ții de aliniere a sistemului.

Pentru a putea satisface exigențele deosebit de ridicate, referitoare la condițiile de expunere foarte dificile, caracteristice mediilor industriale sau de altă natură, în vederea asigurării unei funcționări impecabile, fiabile și de durată, SIP industriali se realizează ca sisteme constructive ermetic încapsulate.

Datorită acestor măsuri constructive, alinierea SIP se efectuează, de regulă, într-o etapă incipientă a procesului de fabricație, în care este posibil accesul nemijlocit la un element de reglare, în general pasiv, aparținând circuitelor electronice ale SEZ.

Operațiile ulterioare de asamblare, etanșare, tratament termic, etc. introduc toleranțe suplimentare și decalbrări inerente, care au fost enumerate la începutul acestui capitol și care conduc, în final, la produse cu dispersii foarte largi, la exemplare ieșite din clasele de toleranțe sau chiar lipsite de funcționare. Lipsa posibilităților de influențare retroactivă a circuitelor componente și caracterul nerepetabil al operației de aliniere face imposibilă corectarea acestor situații.

Pe de altă parte, funcționarea și caracteristicile SIP sunt foarte puternic influențate de condițiile concrete de expunere și instalare, specifice fiecărei aplicații. Aceasta poate duce la situații de incompatibilitate a SIP, aliniați și testați de către producător conform unor proceduri standard, cu condițiile concrete oferite de aplicație.

În scopul evitării acestor situații, cât și pentru creșterea gradului de inteligență a SEZ de proximitate, autorul a elaborat o metodă și un circuit ASIC de implementare a ei, care înlocuiește ajustarea prin intervenții fizice nemijlocite asupra electronicii SEZ cu o *aliniere electronică programabilă, repetabilă și efectuabilă în orice situație*. Operația se desfășoară în *mod automat* și constă dintr-un *proces de instruire de tip teach-in* precum și din *programarea funcțiilor digitale caracteristice ale SEZ*.

Metoda și implementarea ei au fost elaborate și brevetate de autorul tezei de doctorat [F1P, F4P], fiind concepute într-o etapă incipientă a preocupărilor mondiale de acest fel și propuse spre brevetare înaintea altor realizări în aceeași direcție, aparținând unor firme de reputație mondială în domeniu (Siemens, IFM). Metoda autorului constituie prima soluție de aliniere programabilă a SIP brevetată în Europa (1992) și în SUA (1995).

Circuitele electronice de implementare a procedurii au fost integrate într-un circuit ASIC, elaborat de către autor, circuit care este utilizat pe scară largă în ultimii ani. Rezultatele practice obținute prin aplicarea metodei și a circuitului dedicat ei sunt deosebit de favorabile și confirmă pe deplin premisele inițiale de la începutul dezvoltării.

Avantajele fundamentale, obținute prin aplicarea metodei, au fost enumerate detaliat la începutul *Secțiunii 4.3*. În esență, acestea pot fi grupate enunțând cele trei posibilități de bază, oferite de metodă:

- La producător, alinierea poate fi repetată în diverse etape de fabricație și se încheie prin efectuarea unei alinieri finale a produsului finit. Aceasta permite o supraveghiere atentă a procesului de fabricație prin metode SPC (*Statistical Process Control*), elimină toleranțele, efectuând o aliniere exactă, individuală și specifică, și duce, în final, la creșterea eficienței procesului de fabricație, reducerea costurilor, simplificarea logisticii, etc.

- La beneficiar, alinierea produsului finit poate fi reefectuată, oferind sistemului o adaptabilitate sporită la condițiile concrete, cât și flexibilitate și versabilitate ridicate.

- În timpul funcționării SEZ în aplicații corespunzătoare, se oferă posibilitatea modificării parametrilor săi, ceea ce permite o adaptare dinamică la cerințe care evoluează previzibil, respectiv imprezvizibil, fără a necesita măsuri de intervenție mecanice și/sau de întrerupere a desfășurării procesului.

Secțiunea 4.1 efectuează o trecere în revistă a posibilităților de aliniere a SIP și a metodelor clasice, utilizate în acest scop. După o succintă prezentare a particularităților fiecărui procedeu, cu accentuarea dezavantajelor specifice, enumerarea celor trei metode se încheie prin următoarele concluzii:

– Făcând abstracție de dezavantajele proprii, nici una din metodele clasice nu este în măsură să rezolve integral sarcinile de aliniere conform cerințelor actuale, enunțate mai sus.

– Analiza comparată și critică a lor permite definirea profilului de element ideal de aliniere, profil a cărui transpunere în realitate constituie un obiectiv al tezei de doctorat.

Secțiunea 4.2 cuprinde o informare de ultimă oră asupra stadiului mondial de dezvoltare a soluțiilor electronice de aliniere a SEZ de proximitate, diferite de cele convenționale.

Rămânând consecvent preocupării de informare documentară prealabilă cât mai amplă și de sistematizare după criterii proprii a informației culese, autorul efectuează o clasificare în trei grupe a soluțiilor cuprinse în materialul bibliografic:

- Prima grupă include soluțiile la care rezistorul clasic de ajustare este înlocuit prin rețele pasive, având diferite tipuri de elemente de comutare, comandate de diverse circuite logice. Numitorul comun al acestor soluții constă în caracterul volatil al valorii prestabilite.

- Cea de a doua grupă cuprinde variante de circuite, considerate în publicațiile respective ca fiind destinate nemijlocit operației de aliniere. Prezentarea relativ detaliată a cinci asemenea variante, apreciate ca fiind cele mai reprezentative, conduce la concluzia că nici una din ele nu îndeplinește toate dezideratele impuse de aliniere. Din acest punct de vedere, aceste variante constituie soluții parțiale, ele asigurând fie o unică aliniere, nerepetabilă (fig. 4.2), fie o parametrizare directă (fig. 4.6), ceea ce nu permite o aliniere individuală, cu compensarea deviațiilor și toleranțelor proprii. În plus, efectuarea unei alinieri, chiar în condițiile restrictive, specifice fiecărei metode, nu se desfășoară în mod automat. Procedeele impun prezența operatorului uman, ca factor de decizie în timpul alinierii.

- A treia grupă este definită ca incluzând variantele de SIP cu arhitecturi de microcalculator. Soluțiile se caracterizează printr-un grad ridicat de inteligență și flexibilitate și reprezintă, cu certitudine, un domeniu de interes în viitor. Cu toată oferta bogată de microcontrolere de mici dimensiuni, consum redus, preț accesibil, etc., soluțiile de acest tip sunt încă foarte slab reprezentate în domeniul SIP. Datorită unor limitări tehnice de moment, se poate aprecia că, la ora actuală, variantele cu microcontroler încorporat nu reprezintă soluția optimă de aliniere a SIP moderni.

Secțiunea 4.3 efectuează o descriere detaliată și sistematizată a metodei elaborate de autor, care satisface integral spectrul larg de deziderate enunțat la începutul acestei secțiuni. Se începe cu prezentarea schemei bloc a unui SIP programabil conform acestei metodologii (fig. 4.8), în care circuitul ASIC de aliniere este reprezentat la nivelul principal. Elementele programabile ale acestuia și unitățile funcționale asociate permit enunțarea operațiilor de programare, apărând procedeele propuse:

- alinierea prin metode de instruire a sensibilității SIP;
- programarea nemijlocită a diferitelor funcții digitale ale SIP.

Pe baza caracteristicilor circuitului oscilant aferent SIP (fig. 4.9) se descrie în continuare mecanismul teoretic de aliniere, precum și modul concret de efectuare a ei, din punct de vedere a operațiilor desfășurate (fig. 4.11).

Secțiunea 4.4 are drept scop prezentarea aspectelor tehnice și funcționale, esențiale și originale ale circuitului ASIC de implementare a metodei, având schema bloc ilustrată în fig. 4.12.

Structura și parametri de bază ai acestui circuit, enunțate în *Secțiunea 4.4.1*, sunt rezultatul unei activități inițiale laborioase de analiză comparativă a aplicațiilor avute în vedere și a posibilităților de materializare, oferite de tehnologiile de integrare de vârf. Secțiunea include o prezentare detaliată a funcționării și caracteristicilor tehnice ale circuitelor componente esențiale:

- rețeaua rezistivă de ajustare (tip, topologie, rezoluție, domeniu, etc.);
- cheile de comutare ale rețelei și acționarea lor;
- comutatorul de programare a funcțiilor digitale;
- unitatea centrală de comandă și control precum și circuitele aferente ei;

– interfața serie de programare, protocolul de transmisie (nivelele ISO/OSI de siguranță și fizic - fig. 4.13) și modul concret de desfășurare a comunicației unidirecționale de transmitere-recepție a comenzilor de programare.

Circuitele analogice, cu rol decisiv asupra calității și performanțelor operației de aliniere și care, în formă integrată, prezintă o dimensionare critică, constituie obiectul *Secțiunii 4.4.2*. Pentru realizarea dezideratelor de liniaritate și derivă termică, autorul a elaborat o strategie de realizare modulară a elementelor rețelei rezistive de ajustare. Acestea se compun din elemente de bază de tip rezistiv, respectiv comutator, optimizate în prealabil. Numărul de elemente de bază, constituențe a elementelor propriu-zise, a fost ales inițial conform unei ponderări binare și a fost optimizat ulterior cu simulatorul PSPICE.

Simularea T_S4_01 efectuează o verificare finală a rețelei în forma ei definitivă (tabela 4.1). Rezultatele obținute în urma simulării (fig. 4.16 și tabela 4.2), corespund pe deplin scopului inițial. O caracterizare completă a conversiei digital-analogice realizate, având la bază rezultatele simulării, este concluzionată de către relațiile $4.40 \div 4.44$.

Circuitul ASIC de aliniere, conceput de autor, a fost integrat utilizând un proces CMOS, 3 μm , „double metal, double layer”, cu posibilitatea integrării monolitice a celulelor EEPROM, digitale și analogice. El are dimensiuni foarte reduse (2,62 mm x 1,52 mm) și un preț de cost foarte avantajos.

După integrarea circuitului, elementele analizate în secțiunea anterioară au fost supuse măsurătorilor de laborator și evaluărilor statistice. *Secțiunea 4.4.3* rezumă rezultatele experimentale obținute cu acest prilej (fig. 4.18 \div 4.19 și tabela 4.2) și efectuează o comparare a lor (rel. 4.48 \div 4.52) cu cele obținute prin simulare. În final se remarcă rezultatele pozitive obținute prin măsurătorile funcționale de sistem și prin testele de imunitate la perturbații electromagnetice, efectuate asupra circuitului ASIC, precum și asupra aplicațiilor cu acest circuit, în condițiile specificate de standardele în vigoare.

Ținând cont de domeniul de utilizare al circuitului ASIC și de limitările de natură electrică, dimensiuni, preț de cost, etc. impuse, rezultatele obținute pot fi apreciate ca absolut satisfăcătoare pentru scopul propus.

Aspectul inedit și definitoriu al metodei de aliniere și al circuitului aferent, elaborate de autor, poate fi subliniat, în final, prin specificarea următoarelor caracteristici esențiale:

- **Procedeu automat**, care se desfășoară sub o directă coordonare locală și care necesită numai o inițiere din exterior.

- **Procedeu repetabil**, cu utilizarea memoriilor nevolatile EEPROM sau FRAM, ceea ce permite reefectuarea operației de programare și conferă SEZ o flexibilitate deosebită.

- **Procedeu de învățare** (*teach-in*), ceea ce asigură îndeplinirea dezideratelor de aliniere la producător, la beneficiar, respectiv în timpul utilizării, în condiții optime de precizie, reproductibilitate, flexibilitate și adaptabilitate.

- **Procedeu cu imunitate ridicată la perturbații**, conferită de către un protocol de comunicare și o interfață serie specifice, sigure și în același timp economice.

- **Procedeu universal**, aplicabil în SEZ de proximitate, indiferent de tipul lor (*Secțiunea 1.2*), datorită:

- utilizării unei rețele de ajustare de tip rezistiv cu rezoluție, domeniu de variație și derivă termică optime;

- modului de transmisie a comenzilor de programare prin intermediul liniilor de alimentare (element comun tuturor SEZ de proximitate);

- domeniilor optime ale tensiunii de alimentare, curentului consumat, curenților comutați intern, etc.;

- dimensiunilor reduse ale circuitului ASIC și geometriei sale adecvate tehnologiilor de tip chip-on-board, cu conexiuni prin metode bonding sau bumping.

Capitolul 5

COMPORTAMENTUL CU TEMPERATURA AL SIP. COMPENSAREA TERMICĂ ACTIVĂ PRIN METODE DIGITALE

Senzorii inductivi de proximitate SIP sunt sisteme destinate să funcționeze în medii industriale, caracterizate prin existența unui număr mare de perturbații de diferite naturi (fig. 1.8). Dintre acestea, o influență predominantă o are temperatura ϑ_a a mediului ambiant, care poate varia între limite foarte largi.

Conform standardelor în vigoare [I5S], domeniul de temperatură minim, care trebuie garantat pentru SIP este [FREF 1, Secțiunea 4.5]:

$$\vartheta_a = -25 \text{ }^\circ\text{C} \div +75 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.1)$$

Mai mult, utilizarea SIP în domenii aparte (de exemplu industria metalurgică, a prelucrării sticlei, sisteme de transport, etc.) impune necesitatea unor tipuri cu performanțe ridicate, capabile să funcționeze în domenii de temperatură extinse:

$$\vartheta_a = -40 \text{ }^\circ\text{C} \div +120 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.2)$$

Elaborarea unor asemenea SIP, în special pentru temperaturi ambiante înalte, ridică probleme de o dificultate deosebită, ținând cont de intervalul redus între $\vartheta_{a \max}$ și temperatura maximă admisibilă a joncțiunilor semiconductoare $\vartheta_{j \max} = 150 \text{ }^\circ\text{C}$, specifică componentelor uzuale.

Garantarea unui anumit domeniu de temperatură implică, alături de o funcționare fiabilă, asigurarea unor valori reduse în limite specificate, pentru derivatele termice ale mărimilor caracteristice. Derivatele termice ale parametrilor electrici pot fi menținute în limite restrânse, cu aportul exclusiv al electronicii aferente SIP, prin metode de compensare adecvate. Dificultatea majoră este legată de influența temperaturii asupra caracteristicii de sesizare a SIP.

Din aceste considerente, în capitolul de față, comportamentul cu temperatura al SIP se va referi exclusiv la *influența temperaturii asupra sensibilității SIPA* (rel. 1.3), respectiv *asupra distanței de comutare s_n a SIPD* și nu la derivatele termice ale altor parametri tehnici.

Schemele bloc și de principiu ale SIPD (fig. 1.24), respectiv ale SIPA (fig. 1.25), reductibile la o schemă bloc generală de forma celei din fig. 1.2, evidențiază elementele componente de bază ale SIP, elemente care au fost analizate detaliat pe parcursul capitolelor anterioare:

- sistemul de sesizare primar, constituit, în cazul SIP, de către sistemul electromagnetic de sesizare SES;
- sistemul de prelucrare a semnalului primar, asigurată, în cazul de față, de către electronica aferentă SIP.

Comportamentul termic de ansamblu al SIP va fi dictat evident de către comportamentele parțiale ale acestor componente de bază.

Caracterizarea electrică a SES, efectuată în *Secțiunea 2.1.2*, anticipează problema, semnalând o influență foarte pregnantă a temperaturii asupra factorului de calitate Q_L al SES cu miezuri de ferită, datorită, în primul rând, înfășurării, de regulă din cupru, cât și miezului, respectiv modificărilor geometrice ale sistemului.

Un comportament termic defavorabil se reflectă asupra sensibilității SIP, printr-o limitare nedorită și accentuată a domeniului util de sesizare. Într-o situație limită, variația nedorită a lui Q_L ca urmare a modificării temperaturii într-un anumit domeniu, poate rezulta mai mare decât cea utilă produsă de stimul.

Prezentarea detaliată a circuitelor electronice aferente SIP, din *Capitolele 3 și 4*, include și studiul influenței temperaturii asupra performanțelor acestora. Scopul urmărit în permanență la

elaborarea noilor circuite a fost de a reduce la minimum derivatele termice care afectează semnalele prelucrate. Se remarcă, în mod deosebit, atingerea acestor deziderate la circuitele cu rol esențial în evaluarea informației primare, furnizată de către SES:

- oscilatoarele liniarizate, în general, și variantele #2 și #3, în particular (fig. 3.34 ÷ 3.36);
- detectoarele de vârf, respectiv digitale (fig. 3.40, 3.41, 3.44);
- circuitul ASIC de aliniere (fig. 4.12).

Obiectivele capitolului de față sunt enunțarea factorilor esențiali de dependență cu temperatura, care dictează comportamentul termic al SIP, descrierea metodelor de compensare, aplicabile în condițiile specifice SIP, precum și prezentarea unei metode originale, elaborată de autor [F7P, F13P], în vederea satisfacerii maxime a dezideratelor de stabilitate termică.

În esență, aceasta înseamnă obținerea unei derivate termice a sensibilității SIP, cu valori sub $\pm 10\%$ pentru variații ale temperaturii în domeniile date de rel. 5.1, respectiv 5.2.

5.1 COMPORTAMENTUL CU TEMPERATURA AL SES AFERENTE SIP

După cum s-a arătat la începutul *Capitolului 3*, utilizarea unor condensatoare de calitate și a unor rășini de impregnare superioare, face ca deriva termică a SES să fie impusă în mod ponderent de bobina constituantă a acestuia. În aceste condiții simplificatoare, o caracterizare a comportamentului termic al SES se rezumă la studiul dependenței cu temperatura a factorului de calitate Q_L al acestei bobine. Conform rel. 2.296, acesta este determinat, în esență, de două componente:

$$Q_L = \frac{1}{\frac{1}{Q_{inf}} + \frac{1}{Q_m}} \quad (5.3)$$

unde factorul de calitate Q_{inf} depinde, în primul rând, de rezistența R_{inf} a înfășurării bobinei (rel. 2.14), iar factorul de calitate Q_m este dictat de pierderile de remagnetizare și, în special, cele produse de curenții turbionari, pierderi caracterizate global prin rezistența R_m (rel. 2.15).

Într-o primă aproximare, factorul relativ de temperatură α_F al permeabilității miezului (rel. 2.24) poate fi considerat neglijabil (anexa 2), astfel că inductivitatea bobinei SES ar varia cu temperatura numai prin intermediul modificărilor geometriei ei. Mai mult, pe baza valorii reduse a coeficientului de dilatare cu temperatura al cuprului ($\leq 1,6 \cdot 10^{-5} / K$), se poate afirma că variația cu temperatura a inductivității L este neglijabilă în raport cu alte variații, în primul rând cu dependența cu temperatura a rezistenței R_{inf} a înfășurării de cupru ($\alpha = 4 \cdot 10^{-3} / K$).

Luând în considerare această dependență R_{inf} (9), rel. 2.292 devine:

$$Q_{inf}(\omega, T) = \frac{\omega L}{R_{inf(0)} \cdot (1 + \alpha T)} \quad (5.4)$$

unde: T = temperatura absolută;

ω = pulsația de lucru;

$R_{inf(0)}$ = rezistența de c.c. a înfășurării la temperatura absolută nulă.

Coefficientul de temperatură al pierderilor prin curenți turbionari este, de asemenea, o consecință a coeficientului de temperatură a cuprului. Apelând la rel. 2.293 și substituind în aceasta expresia lui R_m , dată de rel. 2.298, rezultă expresia dependenței cu temperatura a factorului Q_m :

$$Q_m(\omega, T) = \frac{\omega L \cdot (1 + \alpha T)}{R_{inf(0)} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{max}}\right)^2} \quad (5.5)$$

unde: ω_{max} = pulsația corespunzătoare maximului caracteristicii $Q_L(f)$ din fig. 2.7 (rel. 2.297).

Substituirea rel. 5.4 și 5.5 în rel. 5.3 conduce la expresia dependenței cu temperatura a factorului de calitate al bobinei componente a SES al SIP:

$$Q_L(\omega, T) = \frac{\omega L}{R_{inf(0)} \cdot \left[(1 + \alpha T) + \left(\frac{\omega}{\omega_{max}}\right)^2 \cdot \frac{1}{1 + \alpha T} \right]} \quad (5.6)$$

O simplificare a rel. 5.6, prin dezvoltarea în serie a factorului $1/(1 + \alpha T)$ și renunțarea la termenii începând cu gradul 3, conduce la o expresie aproximativă, suficient de exactă pentru scopul propus:

$$Q_L(\omega, T) \approx \frac{\omega L}{R_{inf(0)} \cdot \left\{ 1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{max}}\right)^2 + \alpha T \cdot \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_{max}}\right)^2 \cdot (1 - \alpha T) \right] \right\}} \quad (5.7)$$

Comparând această relație cu rel. 2.299, se constată că dependența cu temperatura este determinată de un termen suplimentar, la numitor, care este el însuși o funcție de frecvență.

Prin particularizări pe domenii de frecvență, se pot face aprecieri relativ exacte asupra comportamentului cu temperatura al factorului de calitate.

- În domeniul frecvențelor joase:

$$\omega \ll \omega_{max} \Rightarrow Q_L(\omega, T) \approx \frac{\omega L}{R_{inf(0)} \cdot (1 + \alpha T)} \quad (5.8)$$

Pierderile dominante sunt cele în înfășurare. Odată cu creșterea temperaturii are loc o scădere a valorilor Q_L , deci o reducere a pantei porțiunii incipiente, relativ liniare a caracteristicii $Q_L(f)$ (fig. 2.7).

- În domeniul frecvențelor înalte:

$$\omega \gg \omega_{max} \Rightarrow Q_L(\omega, T) \approx \frac{\omega L}{R_{inf(0)} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_{max}}\right)^2 \cdot (1 - \alpha T)} \quad (5.9)$$

Schimbarea semnului termenului αT echivalează unor creșteri ale valorilor Q_L odată cu creșterea temperaturii, deci unui coeficient de temperatură pozitiv în acest domeniu de frecvențe. În plus, pe măsura creșterii frecvenței, are loc o reducere a valorii acestui coeficient.

• Pentru frecvența $\omega = \omega_{max}$, rel. 5.7 conduce la concluzia unei independențe cu temperatura a maximului funcției $Q_L(f)$. Deviații ușoare ale acestuia, remarcabile printr-o investigație foarte atentă, pot fi puse pe seama aproximărilor făcute la deducerea relațiilor de mai sus.

Comportamentul descris, constând în schimbarea cu frecvența a semnului coeficientului de temperatură $TC(Q_L)$, conduce la apariția unui punct de intersecție al caracteristicilor $Q_L(f)$, corespunzătoare diferitelor temperaturi, în cazul utilizării conductorului masiv pentru bobina SES.

Figura 5.1 ilustrează caracteristicile $Q_L(f)$, pentru $d = \infty$ și $d = 3$ mm, la temperatura ambiantă (similare celor din fig. 2.7), precum și două noi diagrame, reprezentând aceeași depen-

dență, pentru $d = 3$ mm și pentru temperaturile extreme de -25 °C, respectiv $+75$ °C. Caracteristicile experimentale confirmă aprecierile teoretice anterioare referitoare la semnul coeficientului de temperatură $TC(Q_L)$ în diferitele domenii de frecvență, respectiv la evoluția valorilor acestuia.

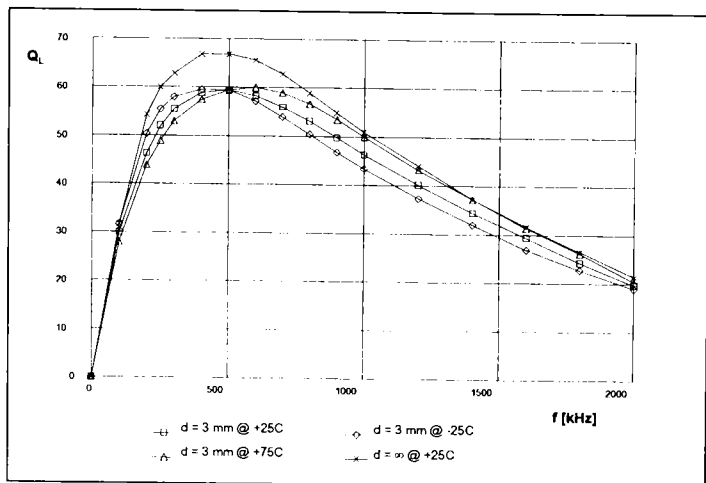


Fig. 5.1 Dependenta față de temperatură a evoluției cu frecvența a factorului de calitate al bobinei SES de referință (rezult. experim.)

Se remarcă existența unui punct de intersecție la frecvența $f \approx 500$ kHz al caracteristicilor corespunzătoare stării atenuate ($d = 3$ mm). Frecvența este optimă din punct de vedere al comportamentului cu temperatura, cât și al sensibilității sistemului (rel. 2.28). La sistemele cu evaluarea factorului de calitate, dimensionarea circuitului oscilant incluzând SES, pentru această frecvență de lucru, va duce la o bună constanță cu temperatura a tensiunii la bornele lui, deci în ultimă instanță a sensibilității, pentru SIPA, respectiv a distanței de comutare s_n , pentru SIPD.

Se observă, de asemenea, o relativă simetrie a valorilor normate (25 °C \pm 50 °C) de ambele părți, în vecinătatea frecvenței de intersecție și de maxim.

5.2 POSIBILITĂȚI DE AMELIORARE A COMPORTAMENTULUI TERMIC AL SIP. METODE CONVENȚIONALE DE COMPENSARE TERMICĂ

Considerentele expuse mai sus, referitoare la comportamentul termic al SES, precum și cele prezentate anterior, în legătură cu deriva termică a circuitelor electronice aferente SIP, conduc la o concluzie, care sugerează o primă posibilitate de ameliorare a derivei termice a SIP, în ansamblu. Comportamentul termic al electronicii de evaluare poate fi puternic optimizat prin utilizarea unor scheme caracterizate prin coeficienți de temperatură foarte reduși. În acest caz, comportamentul SIP va fi determinat, în mod hotărâtor, de către dependența cu temperatura a SES. Aceasta va putea fi, de asemenea, optimizată prin alegerea adecvată a frecvenței de lucru, conform metodologiei expuse în Secțiunea 5.1.

O analiză atentă a unor alte situații posibile, din punct de vedere al derivei termice a componentelor parțiale, sugerează și alte modalități de obținere a unui comportament termic de ansamblu satisfăcător. Pomind de la premisa existenței a două componente de bază, constitutive ale SIP, și conectate în lanț din punct de vedere informațional (fig. 1.2), se pot imagina patru cazuri posibile, relative la comportamentul termic al acestora, cazuri sintetizate în tabela 5.1.

Cazul A corespunde situației enunțate la începutul acestei secțiuni și poate fi considerat un caz ideal. Existența punctului de intersecție al caracteristicilor $Q_L(f)$, corespunzătoare diferitelor

Tabela 5.1

	SES al SIP	Circuitele electronice de evaluare aferente SIP
A	– utilizat la frecvența de comportament termic ideal, respectiv corespunzătoare unei <i>derivate termice minime</i>	– de tip adecvat și dimensionate optimal în vederea asigurării unui comportament <i>lipsit practic de derivă termică</i>
B	– utilizat la frecvența de comportament termic ideal, respectiv corespunzătoare unei <i>derivate termice minime</i>	– cu derivă termică, avînd un <i>coeficient de temperatură de o valoare în general necontrolabilă</i>
C	– utilizat la o frecvență diferită de cea de comportament ideal, la care rezultă o <i>derivă termică apreciabilă</i> , cu un coeficient de temperatură de un anumit semn	– de tip adecvat și dimensionate optimal în vederea asigurării unui comportament <i>lipsit practic de derivă termică</i>
D	– utilizat la o frecvență adecvată de lucru (rel. 2.28), la care rezultă însă o <i>derivă termică apreciazabilă</i> , cu un coeficient de temperatură <i>definit</i>	– dimensionat pentru o derivă termică definită, deci avînd un <i>coeficient de temperatură impus</i>

temperaturi, ca în fig. 5.1, este o proprietate pozitivă, dar dificil de exploatat în practică. Dispersia tehnologică a elementelor SES, în special a inductivității L , duce la deviații de exemplar ample ale frecvenței efective de lucru și, mai deranjant, de ambele părți ale frecvenței de intersecție ω_{\max} , stabilită la dimensionarea optimă. Rezultă un comportament haotic, cu valori neanticipabile, pozitive sau negative, ale coeficientului de temperatură. Este un caz tipic de necompensare. Deriva termică a SES nu va fi compensată de către electronica de evaluare. Cazul A este rar utilizat în practică, deși corespunde unei situații optime.

Cazul B corespunde unei situații nedorite, ce poate apare la utilizarea unor circuite electronice, al căror comportament termic este greu de anticipat. Folosirea unor asemenea circuite, avînd coeficienți de temperatură de valori apreciabile, conduce la o înrăutățire suplimentară a comportamentului de ansamblu, deci echivalează cu o dimensionare greșită a sistemului.

Conform opiniei autorului, un atribut esențial al circuitelor de evaluare perfecționate trebuie să-l constituie gradul de controlabilitate a coeficienților de temperatură, în scopul reducerii la minimum a valorilor acestora.

În mod paradoxal, **cazul C** este preferat cazului ideal A și este întâlnit mai des în practică. Deși duce la un comportament termic de ansamblu mediocru, oferă certitudinea unei unice „surse” a derivatei termice a sistemului, aceasta fiind SES. Alegerea unei frecvențe de lucru, în vecinătatea celei ideale, reduce sensibilitatea sistemului, cauzează un coeficient de temperatură apreciabil, dar oferă posibilitatea imprimării semnului acestuia. Conform unei opinii relativ răspândite, o asemenea situație este preferată celei oferite de cazul A, datorită gradului mai ridicat de cognoscibilitate. În plus, deviațiile frecvenței efective față de cea impusă la dimensionare, datorate dispersiei tehnologice, au o influență mai puțin accentuată asupra derivatei termice de ansamblu.

Cazul D este cazul tipic de compensare de către electronica aferentă SIP a comportamentului termic defavorabil al SES. Metoda este utilizată aproape în exclusivitate pentru ameliorarea comportamentului termic de ansamblu al SIP și oferă rezultate în general satisfăcătoare.

O parcurgere a literaturii de specialitate, referitoare la variantele de compensare aplicabile în cadrul SIP, evidențiază un număr relativ redus de asemenea soluții. Numitorul comun al tuturor variantelor întâlnite de autor, constă în caracterul analogic al acestor metode de compensare. Consecvent liniei de prezentare unitară și de analiză comparativă a soluțiilor publicate în literatură, autorul propune o sistematizare și clasificare a acestor metode clasice în următoarele grupe:

- Metode aparte de prelucrare a informației primare furnizate de către SES [B4A, B1P, H4P]. Ele pomesc de la premisa că influența temperaturii asupra factorului de calitate Q_L se datorează, în exclusivitate, înfășurării bobinei și că, la frecvența de lucru, are loc o scădere

continuă cu temperatura a valorii raportului $Q_L/Q_{L\infty}$ (rel. 2.28). Metodele propun utilizarea unor structuri inedite de SES. Scopul final urmărit este elaborarea unor procedee aparte de măsură și a unor circuite adecvate, la care deriva termică a lui Q_L , datorată variației cu temperatura a rezistenței înfășurării, să nu influențeze măsurarea distanței între SIP și stimul.

O asemenea metodă a fost prezentată în *Secțiunea 2.1.2* (fig. 2.8) și se bazează pe măsurarea nemijlocită a rezistenței de pierderi R_{mp} , corespunzătoare pierderilor cauzate de stimul. Utilizarea unei bobine bifilare și a unei scheme electronice aparte, permite eliminarea din măsurătoare a componentei rezistive R_{inf} , corespunzătoare înfășurării.

Schema brevetată, din [H4P], utilizează o bobină bifilară, asemănătoare celei din fig. 2.8, obținută practic prin separarea unui fir față de celelalte fire ale liței de Î.F., cu care este bobinată inductivitatea. Bobina primară, construită din cele $(n - 1)$ fire ale liței, aparține unui circuit oscilant paralel. Bobina secundară, dată de firul n al liței, formează, împreună cu un condensator auxiliar, un circuit serie, conectat în bucla de reacție pozitivă a unui amplificator operațional, cu amplificare controlabilă. Relația corectă de fază, corelată cu o amplificare ajustată corespunzător, asigură amorsarea circuitului oscilator. Se demonstrează că, datorită existenței raportului n între rezistențele înfășurărilor secundară, respectiv primară, schema are un comportament, ce urmărește temperatura bobinei. Astfel o variație a temperaturii, antrenând o scădere sau o creștere a valorii Q_L , duce la o compensare prin modificarea invers proporțională a reacției pozitive, având ca rezultat final independența cu temperatura a condițiilor de amorsare a circuitului, pentru o anumită distanță SIP-stimul.

Aceste metode conduc la performanțe superioare, materializate prin distanțe de comutare s_n ale SIPD de valori ridicate sau chiar foarte ridicate. Spre exemplu, metoda din [H4P] stă la baza unei familii de SIPD, cunoscute pe plan mondial, caracterizată prin distanțe triple de comutare, în raport cu valorile standard [C2C].

Procedeele utilizează SES cu structuri speciale, foarte critice și costisitoare. Se poate aprecia că ele sunt mai utile pentru măsurători speciale sau de laborator, decât pentru implementarea în SIP uzuale, care se produc și utilizează pe scară largă.

- Metodele de impunere a comportamentului termic al electronicii de evaluare, prin utilizarea unor termistoare cu coeficienți de temperatură negativi sau pozitivi, constituie procedeul aproape unanim folosit [K6P, K9P, K11P, K12P, K13P, K14P].

În esență, modificarea temperaturii în interiorul SIP, în locul în care este plasat termistorul de tip CTM sau CTP, cauzează o modificare a rezistenței acestuia, informație ce poate fi utilizată pentru corectarea valorii unuia din semnalele utile din SIP. Variantele diferă numai prin tipul termistorului și modul de acționare în cadrul circuitului.

O metodă larg răspândită pentru SIPD este folosirea unui termistor R_{CTN} , conectat paralel cu rezistența R_{DIST} , de aliniere a sistemului (fig. 4.1), și utilizarea unei frecvențe de lucru sub cea de comportament termic ideal (fig. 5.1). Creșterea temperaturii ambiante, duce la o scădere a valorii echivalente $R_{CTN} \parallel R_{DIST}$, deci la o creștere a amplitudinii semnalului generat de oscilator $U_{icm} = U_{DEM}$, compensând astfel scăderea cu temperatura a factorului de calitate Q_L .

Acest mod de compensare a derivei termice a distanței de comutare s_n conduce la rezultate satisfăcătoare numai într-un domeniu de temperatură restrâns. O mărire esențială a domeniului de sesizare nu poate fi obținută pe această cale.

Făcând abstracție de dimensiunile relativ mari ale termistoarelor și de prețul de cost apreciabil, se pot enumera următoarele dezavantaje majore ale metodelor din această categorie:

- caracterul nelinier al variației cu temperatura a rezistenței acestor elemente, în special a celor de tip CTP [N2V], asociat cu evoluția relativ neliniară a funcției $Q_L(\theta)$, duce la o compensare parțială și aproximativă în cadrul sistemului;
- termistorul efectuează o determinare eronată a temperaturii bobinei, gradientul de temperatură între SES și amplasamentul termistorului având valori apreciabile, neluate în considerare;

– dispersia tehnologică a elementelor SIP, inclusiv a valorii termistorului, poate conduce la exemplare cu o funcționare total nesatisfăcătoare a compensării.

- Metodele de prescriere a coeficientului de temperatură al electronicii de evaluare, prin folosirea unor circuite de compensare termică, de regulă integrate, elimină necesitatea utilizării unor termistoare, precum și primul dezavantaj, enunțat mai sus, rezultat în urma folosirii acestor elemente pasive. În plus, circuitele realizează o măsurare mai exactă a temperaturii, datorită linia-rității lor și amplasării, de regulă în imediată vecinătate a SES, deci a bobinei acestuia (fig. 2.1).

Asemenea posibilități au fost întâlnite și la unele circuite integrate specializate, destinate realizării SIP și descrise în *Secțiunile 3.1.1 și 3.1.2*.

Astfel, oscilatorul circuitului AM329 (fig. 3.6), având structura și modul de funcționare descrise anterior, cuprinde rezistența R_k , exterioară circuitului integrat, cu rol de prescriere al comportamentului său termic. În esență, rezistența R_k este o rezistență de degenerare în oglinda de curent Q3, Q4 și Q5. Ea controlează coeficientul de temperatură al curentului de reacție pozitivă în oscilator, și prin aceasta, coeficientul de temperatură al circuitului de evaluare, în ansamblu.

Oscilatorul aparținând circuitului TDE270 (fig. 3.8) are posibilități mult mai largi de fixare a coeficientului său de temperatură. După cum s-a arătat în *Secțiunea 3.1.2*, alegerea adecvată a valorilor rezistențelor externe R_A și R_B , permite stabilirea unui coeficient de temperatură în domeniul: $-1100 \text{ ppm/K} \div +3300 \text{ ppm/K}$. Pe această cale, se poate realiza compensarea termică a unor SES, a căror frecvență de lucru este plasată în ambele părți față de frecvența de comportament termic ideal (fig. 5.1).

- Autorul a elaborat, de asemenea, o soluție de adaptare a comportamentului termic al electronicii de evaluare, astfel încât să se compenseze deriva termică a SES, soluție aplicabilă circuitelor originale, descrise în *Secțiunea 3.3*.

După cum s-a arătat, oscilatoarele liniarizate, variantele #2 (fig. 3.34) și, mai ales, #3 (fig. 3.36) se caracterizează printr-o remarcabilă constantă a semnalului de ieșire, în raport cu temperatura (fig. 3.35), obținută în urma perfecționărilor descrise și prin menținerea constantă a curenților de referință, în special a curentului i_E .

În același timp, circuitele se caracterizează și printr-o bună controlabilitate în sens invers. Aplicarea unui curent de referință i_E , cu un anumit coeficient de temperatură $TC(i_E)$, etajului de liniarizare Q8, Q9 imprimă circuitului oscilator un coeficient de temperatură $TC(U_{lcm})$ de o valoare foarte apropiată. Soluția practică de materializare a acestui procedeu de impunere a valorii $TC(U_{lcm})$, deci în ultimă instanță de adaptare a comportamentului termic al electronicii de evaluare, poate cunoaște diverse realizări.

O variantă simplă constă în înlocuirea rezistorului R_{INCL} (fig. 3.34), respectiv a sursei de curent constant AO, Q15, R_{BIAS} (fig. 3.36) printr-o sursă de curent continuu, de valoare și coeficient de temperatură ajustabili. Această sursă poate fi realizată în diferite moduri, posibilitatea cea mai simplă fiind utilizarea celulei elementare de tip referință bandgap, ca în fig. 5.2 [T6V].

Neglijând curenții de bază ai tranzistoarelor, curentul de ieșire al celulei elementare din fig. 5.2 este:

$$i_E = \frac{1}{R_3} [U_{BE2} + 2 \frac{R_2}{R_1} \cdot U_T \cdot \ln \frac{A_1}{A_2}] = \frac{1}{R_3} [U_\phi - T(2 - 2 \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{A_1}{A_2})] \quad (5.10)$$

unde: U_T = tensiunea termică (rel. 3.38);
 U_ϕ = tensiunea bandgap;
 k = constanta lui Boltzmann (rel. 3.52);
 q = sarcina elementară;
 T = temperatura absolută;

A_1, A_2 = ariile emitoarelor tranzistoarelor Q1, respectiv Q2.

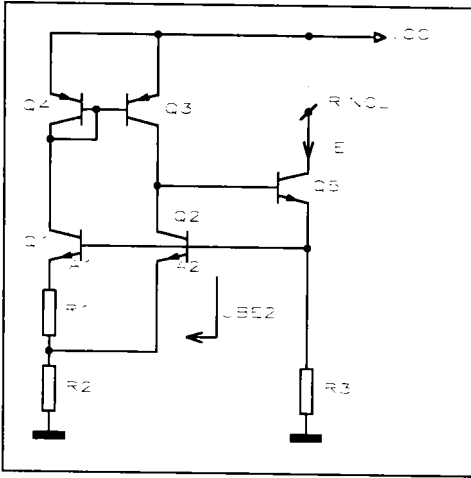


Fig. 5.2 Celulă elementară bandgap

Tabela 5.2

R3 [kΩ]	R1 [kΩ]	R2/R1	I _E @ 25 °C [μA]	TC _R (I _E) [ppm/K]
60	3,6	8,333	20,516	+110
		4,166	15,516	-980
		12,500	25,400	+750

Expresia coeficientului său de temperatură:

$$TC(I_E) = \frac{\partial I_E}{\partial T} = -\frac{2}{R3} \left(1 - \frac{R2}{R1} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{A1}{A2}\right) \quad (5.11)$$

evidențiază posibilitatea obținerii unui curent de ieșire constant - cazul uzual de utilizare a circuitului -, dar și a unui curent cu coeficient de temperatură dorit. La satisfacerea condiției:

$$\frac{R2}{R1} = \left(\frac{k}{q} \cdot \ln \frac{A1}{A2}\right)^{-1} \quad (5.12)$$

rezultă un curent de ieșire având $TC(I_E) = 0$ și valoarea:

$$I_E = U_{\phi} / R3 \quad (5.13)$$

Pentru alte valori ale raportului $R2/R1$ se pot obține curenți cu coeficienți de temperatură $TC(I_E)$ pozitivi, respectiv negativi.

Cu titlu ilustrativ, sunt date în tabela 5.2 rezultatele obținute printr-o **simulare PSPICE** a circuitului din fig. 5.2, având $A1/A2 = 4$, $V_{CC} = 3,5$ V și tranzistoare similare celor de la simularea T_S3_02.

În concluzie, o modificare a rezistenței $R2$ în domeniul $15 \text{ k}\Omega \div 45 \text{ k}\Omega$ permite o ajustare confortabilă a unui curent de ieșire, având coeficienți de temperatură într-un domeniu acoperit scopului propus. Schema poate fi utilizată și pentru rapoarte $R2/R1$ în afara limitelor din tabela 5.2, mergând până la un domeniu $R2/R1 \in [3,20]$. Valoarea curentului se reglează independent cu $R3$.

Soluția prezentată mai sus este utilizată actualmente în numeroase aplicații. Deși simplă, schema oferă deplină satisfacție. Utilizarea ei în combinație cu oscilatoarele liniarizate, elaborate de autor, deci îmbunătățirea comportamentului termic al SIP, ca rezultat secundar, derivat al acțiunii de liniarizare a oscilatoarelor cu rezistență negativă, a condus la obținerea fără dificultate a SIP de diverse forme constructive și având o distanță dublă de comutare, în raport cu cea standard [FREF 1, Secțiunea 4.2.1]. Valoarea coeficientului de temperatură al curentului I_E , impusă în celula din fig. 5.2 prin rezistențele $R1$, $R2$, se regăsește cu o foarte bună exactitate în coeficientul de temperatură rezultat pentru tensiunea de ieșire U_{icm} a oscilatorului liniarizat.

În concluzie, se poate aprecia, că metodele analogice, convenționale de compensare, corespunzătoare cazului D din tabela 5.1, ameliorează în mare măsură comportamentul termic al SIP, oferă distanțe de comutare cu coeficienți de temperatură reduși și permit extinderea domeniului de sesizare. Dezavantajele esențiale ale acestor metode pot fi rezumate prin următoarele

caracteristici:

- procedeele asigură o compensare parțială a influenței temperaturilor exterioare și interioare, și se bazează pe măsurarea eronată a temperaturii elementului ce trebuie compensat;
- procedeele efectuează o compensare de lot și nu specifică fiecărui exemplar, de unde rezultă abaterile cauzate de dispersiile tehnologice.

5.3 COMPENSAREA TERMICĂ ACTIVĂ PRIN METODE DIGITALE A SIP

Secțiunea de față are ca obiectiv descrierea principală a metodei digitale de programare și impunere a comportamentului termic a SIP, elaborată de autor [F7P, F13P], precum și a unui circuit ASIC conceput în acest scop. Implementarea concretă a depășit faza de prototip, iar rezultatele obținute certifică avantajele deosebite oferite de acest procedeu.

Dezideratele, care au stat la baza acestei activități de concepție, sunt legate de eliminarea deficiențelor majore, ce apar la utilizarea metodelor convenționale de compensare și care au fost enumerate la încheierea secțiunii precedente. O premisă inițială favorabilă au constituit-o rezultatele deosebit de pozitive, obținute în urma implementării și utilizării pe scară largă a procedurii și circuitului ASIC de aliniere automată prin metode de instruire (*Secțiunile 4.3 și 4.4*).

Metoda elaborată se caracterizează prin următoarele aspecte esențiale și originale:

- Compensarea termică a sistemului este asigurată la cel mai înalt nivel de precizie, ca rezultat al unui *proces inițial de instruire*, în timpul căruia un procedeu de învățare de tip teach-in este efectuat la mai multe temperaturi prestabilite. Programarea comportamentului termic echivalează cu determinarea exactă a valorii unei anumite mărimi de compensare, necesară la temperatura respectivă, urmată de memorarea acestei valori. Metoda propusă este digitală și presupune următoarele operații, efectuate la temperaturile de programare prestabilite:

- măsurarea exactă a temperaturii SES, cu ajutorul unui senzor de temperatură miniatură, plasat în imediata vecinătate a bobinei SES și cuplat termic cu aceasta;

- conversia analogic-numerică a semnalului furnizat de senzor, în vederea selectării memoriei nevolatile, corespunzătoare temperaturii respective;

- determinarea valorii optime a mărimii de compensare printr-o aliniere teach-in;

- înscrisura valorii digitale a mărimii de compensare în memoria adresată.

- În timpul utilizării SIP, compensarea termică este optimă și datorită *caracterului său activ*. Aceasta presupune o urmărire permanentă a temperaturii momentane a SES, urmată de asigurarea valorii mărimii de compensare, adecvată temperaturii respective. De îndată ce apare o variație a temperaturii, mecanismul de compensare intră în acțiune prin declanșarea unui proces intern de impunere a mărimii de compensare. Metoda este digitală și constă în următoarele operații, efectuate la temperatura momentană de funcționare:

- determinarea exactă a temperaturii momentane a SES, efectuată similar ca mai sus;

- conversia analogic-numerică a informației de temperatură în vederea selectării memoriei nevolatile, corespunzătoare temperaturii momentane;

- extragerea valorii digitale optime a mărimii de compensare, înscrise în această memorie în timpul instruirii inițiale;

- conversia numeric-analogică a mărimii de compensare și punerea ei la dispoziția sistemului.

Din această descriere conceptuală, rezultă imediat faptul că metoda este capabilă să elimine într-o măsură hotărâtoare dezavantajele metodelor convenționale de compensare. Ea asigură o compensare individuală a fiecărui exemplar, în condițiile specifice lui, deci elimină influența foarte nefavorabilă a dispersiilor tehnologice. Fiind o metodă de învățare automată și repetabilă, ea oferă și avantajele enumerate la începutul *Secțiunii 4.3*, constând în posibilitatea efectuării

programării comportamentului termic la producător, la beneficiar, respectiv în timpul funcționării, cu toate consecințele pozitive ce rezultă din aceasta.

Prima problemă, care a trebuit elucidată în faza inițială de elaborare a metodei, se referă la stabilirea mărimii de compensare, enunțată anterior. Pomind dela schema bloc a unui SIP convențional (fig. 4.1), o dezvoltare a acesteia prin prezentarea unei posibilități simple de generare a tensiunii de prag V_{REF} , evidențiază punctul optim de efectuare a compensării termice. Tensiunea de prag poate fi asigurată prin căderea de tensiune la bornele unei rezistențe externe R_{REF} (fig. 5.3), produsă de un curent constant I_{REF} , generat de o sursă de curent, aparținând electronicii SIP. Cercetări de laborator, în legătură cu acuratețea compensării și universalitatea metodei, au arătat că tensiunea la borna REF constituie o mărime optimă de efectuare a compensării termice. Separarea punctelor de acționare în vederea unei alinieri programabile, respectiv a compensării termice, oferă cadrul ideal de implementare simultană a ambelor metode prin utilizarea a două circuite ASIC, dedicate funcțiilor respective.

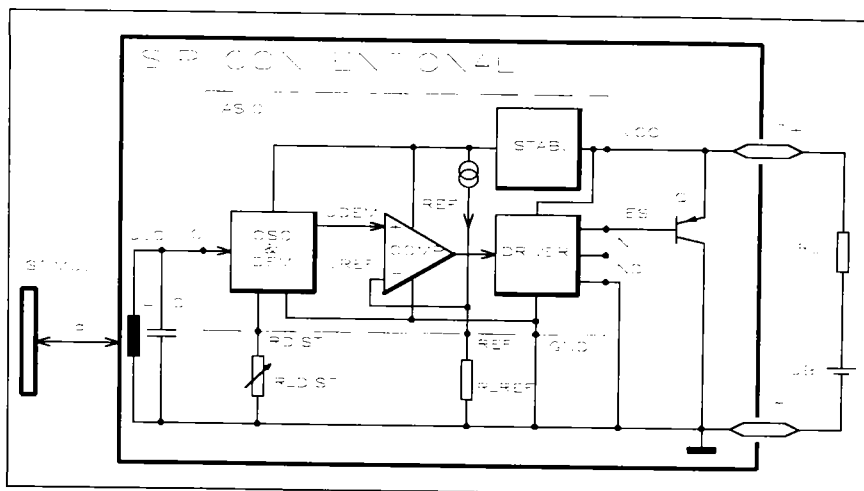


Fig. 5.3 Schema bloc simplificată a unui SIP convențional

Considerând o frecvență de lucru a circuitului oscilant LC, plasată în dreapta celei de comportament termic ideal (fig. 5.1) și presupunând un circuit oscilator OSC, lipsit practic de derivă termică, evoluția caracteristicii sale $U_{cm} = f(d)$, pentru diferite temperaturi ϑ , este redată în fig. 5.4.a. Pentru o tensiune de prag V_{REF} constantă, rotirea caracteristicii oscilatorului echivalează cu o translație nedorită a punctului de comutare s_n (presupus corect ajustat, printr-o aliniere anterioară, efectuată la temperatura ambiantă). Reprezentarea acestei variații conduce la caracteristica de temperatură a punctului de comutație $s_n = f(\vartheta)$, din fig. 5.4.b, care evidențiază un comportament termic neadmis al SIP. Chiar și pentru domeniul standard de temperatură (rel. 5.1), rezultă deviații maxime, care depășesc limitele admise. În plus, pe baza celor arătate anterior, rezultă că acest comportament prezintă fluctuații, depinzând de o serie de factori, dintre care unii necontrolabili. O compensare de tip D (Secțiunea 5.2) este numai în parte eficientă.

Cu aceste informații inițiale, principiul de bază al metodei elaborate de autorul tezei de doctorat rezultă imediat din caracteristicile reprezentate în fig. 5.5. O deplasare controlată a tensiunii de prag V_{REF} în concordanță cu temperatura momentană (fig. 5.5.a), duce la puncte de intersecție situate pe verticala de abscisă s_n , ceea ce corespunde unor comutații ale comparatorului COMP la aceeași distanță s_n . Caracteristica $s_n = f(\vartheta)$, din fig. 5.5.b, ilustrează evoluția dis-

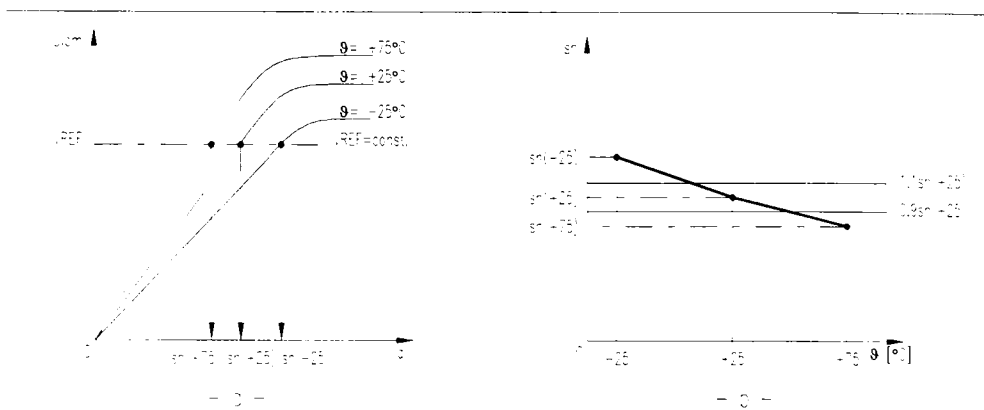


Fig. 5.4 Comportamentul termic al SIP din fig. 5.3

tanței de comutare în întreg domeniul de temperatură $\vartheta \in [-25^\circ\text{C}, +75^\circ\text{C}]$. Temperaturile -25°C , $+25^\circ\text{C}$ și $+75^\circ\text{C}$ sunt temperaturile numite anterior temperaturi de programare. Valorile $V_{REF(-25)}$, $V_{REF(+25)}$ și $V_{REF(+75)}$ au fost stabilite prin procesul inițial de instruire, efectuat la fiecare din aceste temperaturi. Ele reprezintă un set de valori proprii ale SIP respectiv, necesare pentru ca acesta să aibă aceeași distanță de comutare s_n la temperaturile amintite.

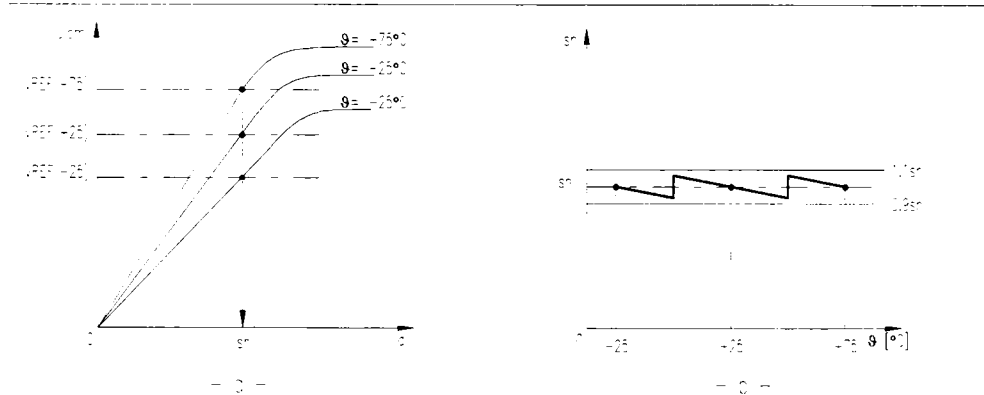


Fig. 5.5 Modificarea tensiunii de prag V_{REF} ca rezultat al compensării termice și caracteristica de temperatură a punctului de comutare $s_n = f(\vartheta)$ obținută

Considerând o temperatură momentană $\vartheta = -25^\circ\text{C}$ și o activare corespunzătoare a tensiunii de prag $V_{REF(-25)}$, sistemul va prezenta o distanță de comutare s_n . Odată cu creșterea temperaturii, are loc o rotire a caracteristicii $I_{cm} = f(d)$ spre stânga (fig. 5.5.a), ceea ce echivalează cu o reducere a distanței de comutare (fig. 5.5.b). La atingerea unei anumite temperaturi, de exemplu la mijlocul intervalului între -25°C și $+25^\circ\text{C}$, are loc o comutare a pragului de la $V_{REF(-25)}$ la $V_{REF(+25)}$. Aceasta determină un salt în caracteristica $s_n = f(\vartheta)$, urmat, în continuare, de o nouă descreștere monotonă a distanței efective de comutare, până la atingerea următoarei temperaturi de comutare a pragului, și așa mai departe.

Rezultă o caracteristică $s_n = f(\vartheta)$ cu discontinuități, dar care nu părăsește domeniul delimitat de toleranțele admise, chiar și pentru distanțe de comutare s_n de valori ridicate. Evident, redu-

cerea discontinuităților se poate asigura prin creșterea fineței de subdivizare a intervalului complet de temperatură și/sau efectuarea unei compensări analogice parțiale în cadrul oscilatorului OSC (compensare brută).

Implementarea metodei de mai sus poate fi exemplificată prin schema bloc din fig. 5.6, care ilustrează SIP prezentat anterior (fig. 5.3) și perfecționat prin implementarea unui circuit ASIC de compensare (*Compensating ASIC*).

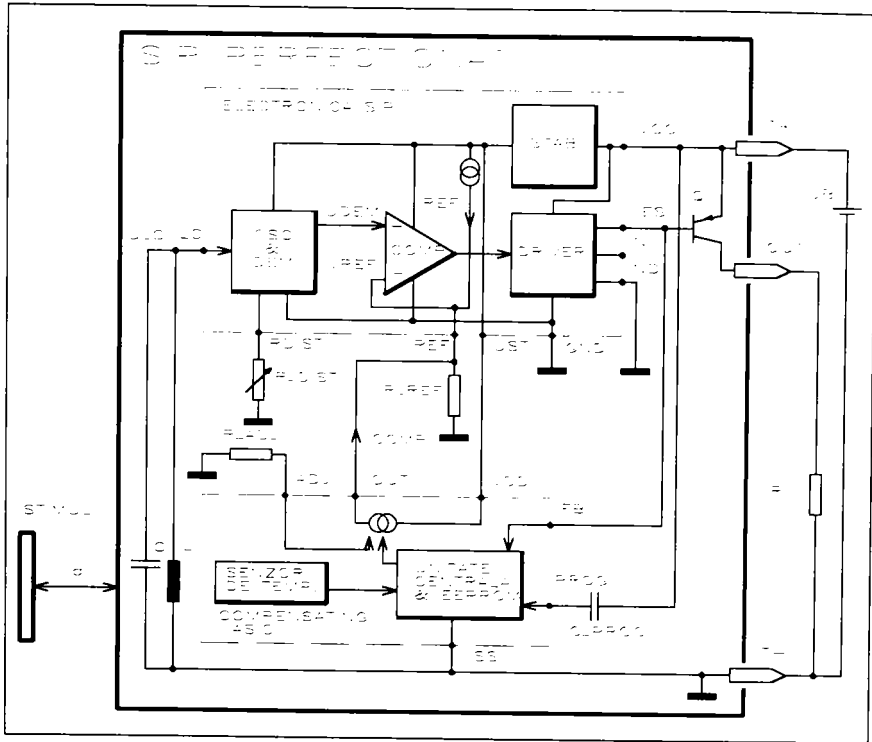


Fig. 5.6 Schema bloc a unui SIP perfecționat, echipat cu circuitul ASIC de compensare termică

Într-o variantă simplificată, circuitul ASIC de compensare cuprinde următoarele unități funcționale:

- Unitatea centrală de comandă și control. Funcțiile ei, modul de dialogare cu aceasta, etc. sunt identice celei aparținând circuitului ASIC de aliniere (fig. 4.8) și nu vor fi reluate.
- Un senzor de temperatură integrat, cuplat termic foarte strâns cu bobina L și având rolul de a informa asupra temperaturii momentane a SES.
- O sursă de curent continuu, alimentată de la tensiunea V_{DD} și comandată de către unitatea centrală. Curentul de ieșire I_{COMP} , furnizat de către această sursă la borna IOUT, constituie mărimea de compensare propriu-zisă și contribuie, alături de curentul inițial I_{REF} , la valoarea tensiunii de prag:

$$V_{REF} = (I_{REF} + I_{COMP}) \cdot R_{REF} \quad (5.14)$$

În acest mod se asigură controlul asupra pragului de comutare prin intermediul curentului I_{OUT} . După cum se va vedea în Secțiunea 5.4, în varianta autorului sursa IOUT generează o rampă digitală, mărimea pasului de cuantizare fiind prescrisă prin rezistența de ajustare R_{ADJ} . Parametri

acestui etaj esențial al circuitului ASIC de compensare vor fi expuși în secțiunea următoare.

În măsura în care autorul este informat, circuitul de față este unicul circuit de acest tip. Studiul literaturii de specialitate și mai ales investigații amănunțite efectuate în băncile de brevete de invenție, s-au soldat cu rezultate cvasi nule. Unica referință bibliografică o constituie articolul [K4A], publicat în revista „Elektronik“/RFG după predarea propunerii de brevet de invenție a autorului, și în care se sugerează o compensare termică prin extinderea metodei de aliniere dinamică, analizată în Secțiunea 4.2 (fig. 4.6).

5.4 CIRCUITUL ASIC DESTINAT COMPENSĂRII TERMICE ACTIVE PRIN METODE DIGITALE

Secțiunea anterioară cuprinde alături de descrierea principală a metodei de compensare termică a SIP, concepută de autor, și schema bloc a unui circuit ASIC, destinat implementării metodei [F7P, F13P], respectiv interconectarea acestuia cu electronica de bază a SIP (fig. 5.6).

Obiectul secțiunii de față este prezentarea caracteristicilor esențiale și originale ale acestui circuit. Schema bloc din fig. 5.7 reprezintă o detaliere a schemei bloc primare a circuitului de compensare termică (fig. 5.6) și ilustrează structura acestuia, în varianta propusă de autor. Circuitul este realizat, iar primele aplicații concrete au depășit cu succes faza de omologare.

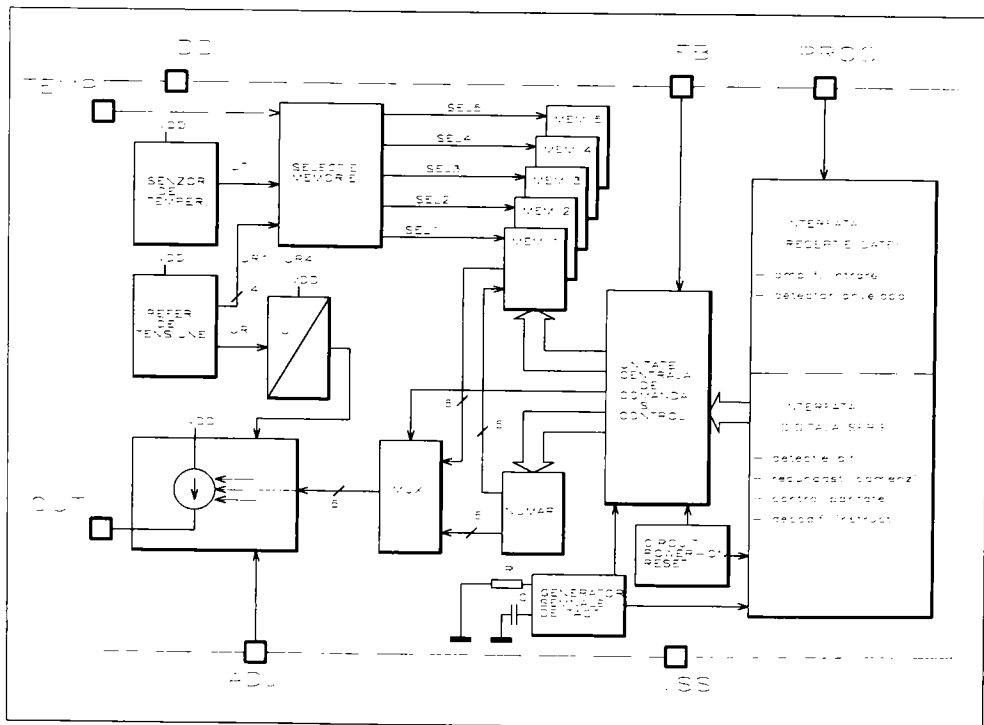


Fig. 5.7 Schema bloc a circuitului ASIC de compensare termică conceput de autor

5.4.1 Structura și caracteristicile tehnice

Ca și circuitul ASIC de aliniere (Secțiunea 4.4.1), circuitul ASIC de compensare este rodul unei activități laborioase și a unei experiențe acumulate în domeniul îmbunătățirii comportamentului termic al SIP. În plus, el se bazează pe experiența dobândită anterior, cu ocazia conceperii, realizării și utilizării pe scară largă a circuitului ASIC de aliniere.

Cele două circuite sunt compatibile, se integrează utilizând același proces și au o serie de date tehnice și caracteristici similare. Acestea sunt enumerate în continuare, fără a mai fi detaliate (informații amănunțite pot fi obținute din Secțiunile 4.4.1 și 4.4.2):

- Domeniul tensiunii de alimentare U_{DD} (rel. 4.3) și procesul CMOS „low power” utilizat pentru integrare sunt aceleași;

- Unitatea centrală de comandă și control are în principiu un mod de funcționare sincron similar, cu unele modificări minore legate de numărul și destinația intrărilor, stărilor, respectiv ieșirilor;

- Generatorul semnalelor de tact livrează semnale de tact identice, având frecvențe neschimbate (rel. 4.7 ÷ 4.9);

- Circuitul Power-on Reset este absolut identic cu cel anterior;

- Interfața serie sincronă, destinată recepției comenzilor de programare, este similară celei integrate în circuitul ASIC de aliniere. Unica diferență se referă la setul de instrucții, acceptat în acest caz, set care este specific aplicației și care va fi prezentat în Secțiunea 5.4.2.

Trecând peste circuitele enumerate, celelalte blocuri ilustrate în fig. 5.7 constituie circuite noi, elaborate pentru scopul definit, de compensare termică activă.

- **Senzorul de temperatură integrat** a fost specificat după o analiză comparativă a variantelor cu componente externe (termistoare, diode parcurse de curent constant, etc.), respectiv a variantelor integrabile cunoscute [A3V, I1V, N2C, S5C]. Din considerente de precizie, miniaturizare și compatibilitate cu circuite integrate de catalog, s-a optat pentru o soluție complet integrată, având caracteristica intrare-ieșire:

$$U_T = 500 \text{ mV} + 10 \text{ mV}/^\circ\text{C} \cdot \vartheta \quad [\text{mV}, ^\circ\text{C}] \quad (5.15)$$

unde: U_T = tensiunea de ieșire a senzorului de temperatură integrat;

ϑ = temperatura joncțiunii.

O asemenea caracteristică se întâlnește la circuitul integrat standard LM50, a cărui structură este prezentată în [N2C]. O altă posibilitate concretă de generare a acestei dependențe, posibilitate adecvată circuitului ASIC de compensare, va fi descrisă în Secțiunea 5.4.3.

- **Circuitul de selecție a paginii de memorie** efectuează o conversie analogic-digitală a semnalului U_T , având ca rezultat activarea unuia dintre semnalele SEL1 ÷ SEL5 de *selecție liniară* a memoriilor nevolatibile MEM1 ÷ MEM5, în concordanță cu temperatura momentană măsurată.

Un studiu de oportunitate, cu considerarea raportului performanțe-preț de cost, a condus la concluzia unui număr necesar și suficient de $m = 4$ subdomenii de temperatură, în care să fie divizat întreg domeniul standard de temperatură (în fig. 5.5: $m = 2$). Aceasta duce la un număr de m temperaturi de comutare ϑ_{SWi} , $i \in [1, m]$ (fig. 5.8.a), respectiv $(m + 1)$ temperaturi de programare ϑ_{Cj} , $j \in [1, m + 1]$, de unde și necesitatea a $(m + 1)$ pagini de memorie EEPROM.

Un mod concret de realizare a acestui bloc este ilustrat în fig. 5.8.b și constă în utilizarea a $m = 4$ comparatoare cu histererezis C_i , $i \in [1, m]$, urmate de un circuit elementar de decodificare, care asigură selecția liniară a paginilor de memorie, în conformitate cu diagramele din fig. 5.8.a.

Tensiunile de prag rezultă din rel. 5.15, funcție de valorile concrete, stabilite pentru temperaturile de comutare ϑ_{SWi} :

$$U_{Ri} = 500 \text{ mV} + 10 \text{ mV}/^\circ\text{C} \cdot \vartheta_{SWi} \quad (5.16)$$

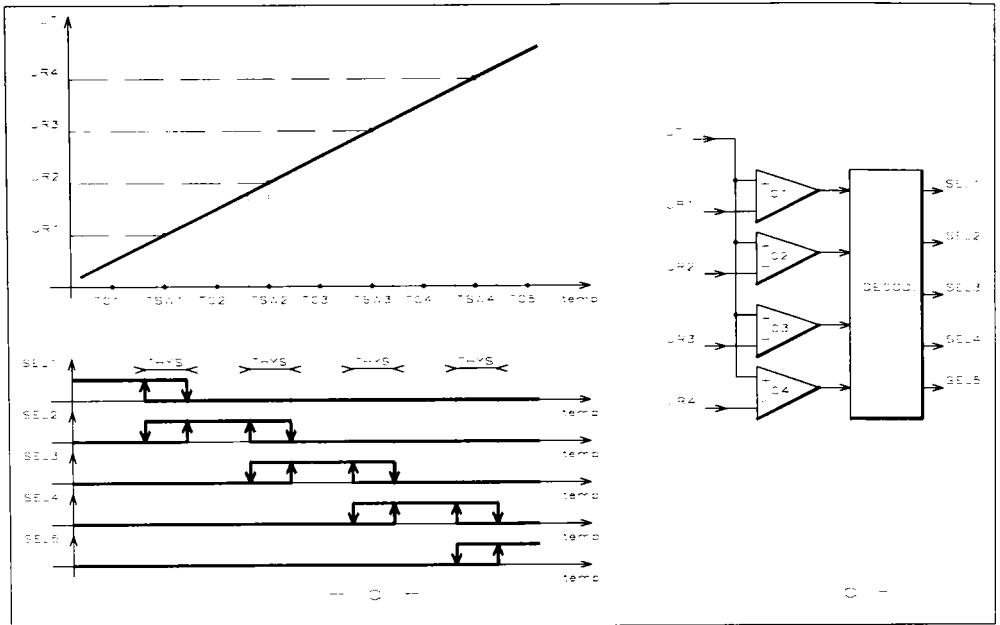


Fig. 5.8 Generarea semnalelor SEL1 ÷ SEL5 de selecție a memoriilor

Stabilirea setului optim de valori ϑ_{SWI} implică o analiză atentă a unui număr cât mai mare de SES diferite. Investigații de laborator au arătat, că o divizare echidistantă a axei temperaturilor satisface majoritatea aplicațiilor. Un număr foarte redus de sisteme impune o subdivizare neliniară, cu concentrarea temperaturilor ϑ_{SWI} spre extremitățile domeniului de temperatură.

Circuitul de selecție are și o intrare directă TEMP, care oferă posibilitatea conectării unui senzor de temperatură extern, cu suprimarea informației provenite de la senzorul intern. Această posibilitate este avantajoasă, când condițiile concrete de spațiu nu permit amplasarea circuitului ASIC în imediata vecinătate a SES.

- **Memoriile MEM1 ÷ MEM5** sunt nevolatile de tip EEPROM, iar capacitatea lor corespunde rezoluției stabilite pentru mărimea de compensare, deci pentru curentul generat I_{COMP} (rel. 5.17). Exceptând capacitatea lor de câte 5 biți, memoriile sunt identice, din punct de vedere funcțional și tehnologic, cu cele utilizate în circuitul ASIC de aliniere (Secțiunea 4.4.2).

- **Generatorul curentului de compensare** primește la intrările sale valoarea numerică, multiplexată de către circuitul MUX, provenită fie de la pagina de memorie MEM_j, selectată corespunzător temperaturii momentane, fie de la numărătorul bidirecțional NUMĂR. Circuitul efectuează o conversie digital-analogică a acestei valori și furnizează curentul de compensare I_{COMP} .

După cum s-a arătat la începutul Secțiunii 5.3, circuitul ASIC de compensare are două regimuri de funcționare. În timpul procesului inițial de instruire, circuitul este adus în modul de programare. Aceasta corespunde activării temporare, de către unitatea centrală, a magistralei între generatorul curentului de compensare și numărătorul bidirecțional, urmată de declanșarea numărării binare într-un anumit sens.

Descrierea detaliată a programării va fi făcută în Secțiunea 5.4.2. Incrementarea, respectiv decrementarea conținutului numărătorului se traduce prin modificarea curentului I_{COMP} , conform unei rampe digitale de parametri precizați. Aceasta conduce, în ultimă instanță, la creșterea, respectiv descreșterea, în trepte a tensiunii de referință V_{REF} față de valoarea staționară determinată de curentul I_{REF} (rel. 5.14). Parametri conversiei digital-analogice au fost stabiliți după o ana-

liză atentă a celor mai diverse situații de implementare, în dorința asigurării unui compromis optim între domeniul de variație și finețea necesară a conversiei, pe de o parte, respectiv domeniul și complexitatea circuitului, deci prețul de cost, pe de altă parte. Ei sunt:

$$\text{– rezoluție: } n = 5 \text{ biți;} \quad (5.17)$$

$$\text{– pas de cuantizare: } I_S = 0,1 \mu\text{A} \div 1 \mu\text{A, ajustabil cu rezistența externă } R_{\text{ADJ}}, \quad (5.18)$$

conectată la borna ADJ (fig. 5.6, 5.7)

În mod corespunzător, curentul de compensare:

$$I_{\text{COMP}} = \sum_{k=1}^{n-1} a_k 2^k \cdot I_S \quad (5.19)$$

poate acoperi domenii situate între domeniile limită: $(0,1 \mu\text{A} \div 3,1 \mu\text{A})$ și $(1 \mu\text{A} \div 31 \mu\text{A})$, ceea ce este absolut acoperitor pentru compensarea SIP.

În regimul de funcționare normal, după parcurgerea prealabilă a instruirii, unitatea centrală recomută multiplexorul MUX, corespunzător legăturii definitive între generatorul curentului de compensare și memoria MEM_j , selectată în concordanță cu temperatura momentană. Cuvântul binar, depus anterior prin procesul de programare în această memorie, oferă o valoare staționară adecvată a curentului de compensare, în concordanță cu rel. 5.19.

• **Referința de tensiune și convertorul U/I** asigură tensiunile de referință U_{Ri} , $i \in [1, m]$, respectiv U_R . Tensiunea U_R va fi convertită într-un curent de referință I_R , care stă la baza generării curentului I_{COMP} . O soluție concretă de obținere a acestui curent, propusă de autor, va fi descrisă în *Secțiunea 5.4.3*.

5.4.2 Programarea circuitului ASIC de compensare

Un aspect specific al metodei de compensare termică, elaborată de autor, îl constituie nivelul ridicat de precizie al compensării, oferit în timpul regimului normal de funcționare, ca urmare a unui proces prealabil de instruire individuală a fiecărui SIP (*Secțiunea 5.3*).

Această programare a valorilor optime și specifice ale mărimii de compensare este, în esență, un proces de învățare de tip *teach-in*, similar celui descris detaliat la alinierea SIP (*Secțiunea 4.3*) și se efectuează separat pentru fiecare temperatură ϑ_{Cj} , $j \in [1, m + 1]$. În scopul realizării acestor programări, se utilizează, din nou, unitatea de programare conectată temporar la liniile de alimentare, în același mod ca în fig. 4.10.

Ținând cont de aceste similitudini, în secțiunea de față se va insista îndeosebi asupra aspectelor specifice programării circuitului ASIC de compensare.

Programarea începe prin amplasarea mecanică a plăcii standard de atenuare (fig. 1.21) - în cazul programării la producător -, respectiv a stimulului de detectat - în cazul programării în cadrul aplicației - la distanța $d = s_n(25^\circ\text{C})$ față de suprafața activă a SES (fig. 5.4).

Următoarea operație constă în aducerea temperaturii spațiului înconjurător SIP la valoarea respectivă ϑ_{Cj} , $j \in [1, m + 1]$.

Cu aceasta sunt îndeplinite condițiile pentru programarea valorii de compensare, procedură care presupune următoarele operații (fig. 5.9):

– Se aplică tensiunea de alimentare U_b , ceea ce conduce la inițializarea circuitului ASIC, prin intermediul circuitului Power-on Reset (fig. 5.7) și la conectarea temporară a generatorului curentului de compensare I_{COMP} la numărătorul bidirecțional.

– Se declanșează procesul teach-in, prin acționarea unității de programare. Aceasta generează o comandă de start, care se transmite unității centrale, aferente circuitului ASIC de com-

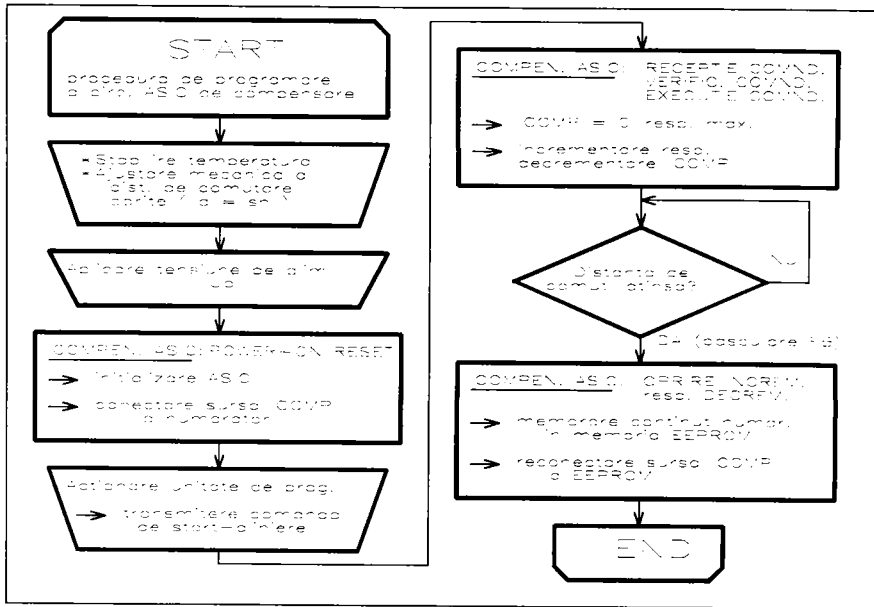


Fig. 5.9 Organigrama programării prin instruire a SIP cu circuit ASIC de compensare, la temperatur. ϑ_{Cj} , $j \in [1, m+1]$

pensare. Modul de transmitere a informației pe canalul oferit de liniile de alimentare, protocolul de transmisie, modul de recepție a informației și de prelucrare a ei în interfața serie, situată între intrarea de programare PROG și unitatea centrală, sunt identice celor de la circuitul ASIC de aliniere, prezentat în *Capitolul 4*. Ele au fost descrise detaliat în *Secțiunile 4.3 și 4.4.1* (fig. 4.11, 4.13) și nu vor mai fi reluate.

– Operațiile de recepție, verificare și decodificare a unei comenzi concrete, efectuate la nivelul circuitului ASIC, se încheie prin recunoașterea uneia din cele două instrucții de programare, stabilite în faza de concepție a circuitului:

- START ICOMP UP;
- START ICOMP DOWN.

Execuția instrucției constă în aducerea număratorului la valoarea 0, respectiv $2^n - 1$ ($n = 5$), urmată de declanșarea incrementării, respectiv decrementării conținutului său. La ieșirea circuitului ASIC de compensare, aceasta echivalează cu o creștere, respectiv descreștere pas-cu-pas a curentului I_{COMP} și deci a tensiunii de prag V_{REF} (rel. 5.14).

– Printr-o dimensionare corectă a rezistenței R_{REF} , se poate asigura ca, pentru valoarea inițială: $I_{COMP} = 0$, respectiv $I_{COMP} = (2^n - 1)I_S$, distanța de comutare să nu fie atinsă. În timpul variației lui I_{COMP} , tensiunea de prag V_{REF} tinde spre valoarea U_{cm} corespunzătoare temperaturii ϑ_{Cj} . La îndeplinirea egalității între acestea, se produce comutarea comparatorului COMP (fig. 5.6), ceea ce echivalează cu o basculare a semnalului FB (feed back).

– O tranziție pozitivă sau negativă a semnalului FB este interpretată în unitatea centrală a circuitului ASIC ca o comandă de încheiere a programării. În consecință, are loc oprirea incrementării, respectiv decrementării, urmată de transferul conținutului momentan al număratorului în memoria MEM_j , corespunzătoare temperaturii ϑ_{Cj} (fig. 5.8), și de reconectarea generatorului curentului de compensare la memoria MEM_j , prin intermediul multiplexorului MUX.

Cu aceasta determinarea prin procedeu teach-in a valorii individuale a mărimii de compensare pentru temperatura ϑ_{Cj} și de memorare a ei în memoria corespunzătoare MEM_j este

încheiată.

Repetarea acestei programări la aceeași temperatură ϑ_{Cj} sau efectuarea ei la o altă temperatură de programare este posibilă ca urmare a utilizării unor memorii de tip EEPROM. Ea decurge în mod similar și va fi demarată printr-o nouă comandă provenită de la unitatea externă de programare.

În regim normal de funcționare, valorile digitale depuse anterior în memoriile MEM_j , în urma efectuării programării descrise mai sus, vor fi selectate intern în dependență cu temperatura momentană. Acestea vor asigura, prin intermediul multiplexorului MUX, comenzi adecvate ale generatorului curentului de compensare și, ca urmare, valorile optime ale curentului I_{COMP} , determinate anterior.

5.4.3 Elaborarea circuitelor specifice circuitului ASIC de compensare. Verificarea lor cu simulatorul PSPICE

Făcând abstracție de circuitele utilizate și în circuitul ASIC de aliniere (fig. 4.12), analizate detaliat în Secțiunile 4.4.1 la 4.4.3, un caracter original îl au blocurile: senzorul de temperatură și referința de tensiune, respectiv generatorul curentului de compensare I_{COMP} . Celelalte etaje din fig. 5.7 (selecție memorii, numărător, multiplexor digital) sunt circuite digitale consacrate, a căror elaborare nu prezintă caracter de originalitate.

- **Generatorul curentului de compensare I_{COMP}** este, în esență, un convertor digital-analogic cu ieșire în curent. El poate fi conceput prin implementarea directă a rel. 5.19. O asemenea variantă, cu însumarea curenților proveniți de la surse de curent continuu ponderate binar, poate fi obținută prin utilizarea unei oglinzi de curent cu ieșiri multiple. Ieșirile acesteia pot fi ponderate binar, prin conectarea paralelă a numărului corespunzător de tranzistoare. Ele pot fi reunite la boma de ieșire IOUT prin intermediul unor chei de comutare, realizate cu tranzistoare MOS și comandate de ieșirile multiplexorului MUX. Soluția este simplă, necesită însă o suprafață de siliciu relativ mare și ridică probleme de împerechiere. Fără o optimizare adecvată, parametrii conversiei, în special DNL și INL (rel. 4.36, 4.38), au valori modeste. Evident, pot fi utilizate și alte variante consacrate, cunoscute din literatura de specialitate.

Varianta pentru care a optat autorul are la bază experiența pozitivă acumulată cu prilejul elaborării circuitului ASIC de aliniere, referitoare la rețeaua de ajustare R_X și topologia acesteia (Secțiunea 4.4.2). Rămânând consecvent utilizării rețelei rezistive serie, cu elemente ponderate binar (fig. 4.12, 4.14), schema propusă de autor, pentru generarea curentului de compensare I_{COMP} , are aspectul celei din fig. 5.10. Se remarcă posibilitatea reglării curentului prin intermediul unei trepte intermediare de reglare a tensiunii de comandă.

Tensiunea de referință U_R , furnizată de către blocul referință de tensiune (fig. 5.7), este convertită în curentul de referință I_R , cu ajutorul sursei de curent realizate cu elementele A01, M11 și RREF. Acest curent constituie mărimea de intrare a unei oglinzi de curent cu raport de oglindire subunitar (1/4). Curentul de ieșire al acesteia este injectat într-o rețea rezistivă serie ($R0 \div R4$, $M0 \div M4$), care constituie elementul de ajustare al generatorului. Cheile de comutare, realizate cu tranzistoarele MOS, sunt comandate de către ieșirile circuitului multiplexor MUX (comandă decodificată). Tensiunea variabilă la bornele rețelei, având valoarea dependentă de codul binar oferit de MUX, va fi reconvertită în curent, cu o a doua sursă de curent, realizată cu A02, M12 și rezistența externă R_{ADJ} , conectată la boma ADJ a circuitului ASIC. În acest fel se oferă posibilitatea ajustării pasului de cuantizare I_S , în limitele impuse în faza inițială de definire a circuitului (rel. 5.18). În final, o a doua oglindă de curent, cu raport de oglindire unitar, asigură curentul de ieșire I_{COMP} , cu un grad ridicat de compensare a efectului Early al tranzistoarelor.

Referitor la realizarea concretă a rețelei rezistive ponderată binar, se utilizează din nou

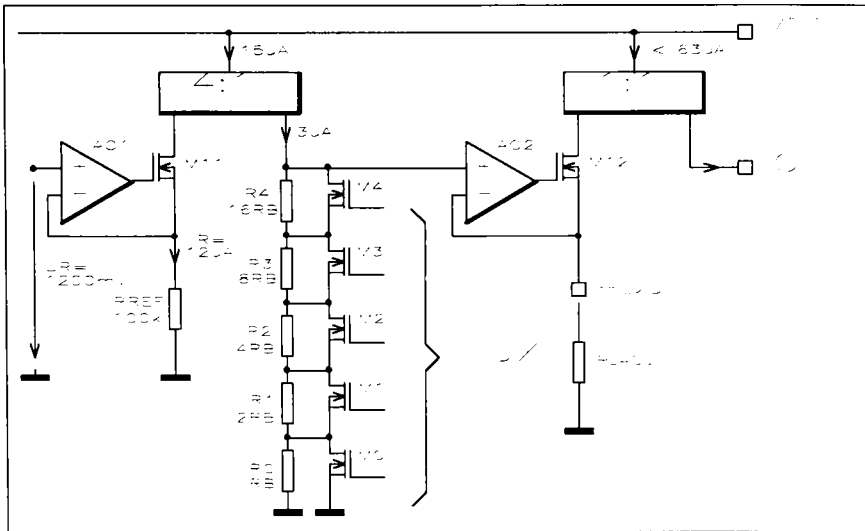


Fig. 5.10 Generatorul curentului de compensare I_{COMP}

o structură modulară. Ea folosește același element de bază ca și în rețeaua aferentă circuitului ASIC de aliniere (Secțiunea 4.4.2).

Rezistențele R_k au valorile:

$$R_k = 2^k \cdot R_B, \quad k \in [0, n-1], \quad n = 5 \quad (5.20)$$

și se obțin prin conectarea, în acest caz, în serie a numărului corespunzător de elemente rezistive de bază, cu rezistența $R_B = 3200 \Omega$ și coeficient de temperatură practic nul. Aceste deziderate se pot atinge, utilizând un proces de integrare „double poly” [M3C] și realizând elementul R_B prin conectarea în serie a rezistoarelor R_{B+} și R_{B-} , obținute prin pelicule poly+, respectiv poly- (rel. 4.20 ÷ 4.23). Numărul total de elemente rezistive de bază:

$$n_{\Sigma} = 2^n - 1 = 31 \quad (5.21)$$

reprezintă un consum rezonabil de suprafață pe placheta de siliciu, pe deplin justificat prin performanțele obținute, referitoare la precizia conversiei și, în special, la deriva termică (Secțiunea 4.4.3, rel. 4.45 ÷ 4.47).

Cheile de comutare pot fi realizate, din nou, prin conectarea în paralel a numărului adecvat de tranzistoare MOS elementare, număr rezultat dintr-o ponderare binară. Topologia și parametri tranzistoarelor elementare sunt identice cu ale tranzistoarelor descrise în Secțiunea 4.4.2 (rel. 4.26 ÷ 4.30). Comparând valoarea R_{ON} (rel. 4.30) cu valorile ridicate ale rezistențelor R_k (rel. 5.20), se poate opta pentru o structură mai puțin amplă, în care tranzistoarele M0 ÷ M4 constau din câte un singur tranzistor elementar.

Cu această dimensionare, valoarea rezistenței externe R_{ADJ} , de ajustare a pasului de cuantizare I_S (rel. 5.18), este dată de expresia:

$$R_{ADJ} = \frac{3 \mu A}{I_S} \cdot 3,2 \text{ k}\Omega \quad [\text{k}\Omega, \mu A] \quad (5.22)$$

și este independentă de alte condiții, ca de exemplu cele de alimentare ale circuitului.

Simulările PSPICE au condus la rezultate favorabile. Datorită curentului constant și redus prin rețeaua rezistivă, numărului mic de biți și valorilor R_k corect dimensionate, tensiunile u_{GS} de comandă ale tranzistoarelor M_k sunt suficient de ridicate, pentru a asigura comutația fermă a acestora. Situația se reflectă în valorile foarte bune ale parametrilor conversiei digital-analogice și în asigurarea condiției de monotonicitate.

Performanțele au fost confirmate pe deplin de către măsurătorile efectuate asupra rețelei rezistive, respectiv asupra generatorului în ansamblu, după integrarea parțială, respectiv finală, a circuitului. Valorile tipice ale parametrilor conversiei, rezultate prin măsurători și evaluări statistice, de exemplu pentru $V_{DD} = 3,5 \text{ V}$, $\vartheta = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ și $\text{LSB}(I_{\text{COMP}}) = I_S = 1 \text{ } \mu\text{A}$, sunt:

- deviația de neliniaritate absolută (rel. 4.34): $\Delta I_{\text{COMP}}^* \in [-26 \text{ nA}, +29 \text{ nA}]$;
- neliniaritatea diferențială (rel. 4.36): $\text{DNL} \in [0,973 \text{ LSB}, 1,029 \text{ LSB}]$;
- neliniaritatea integrală (rel. 4.38): $\text{INL} \in [0, 30 \text{ nA}]$.

Exceptând primii trei pași, coeficienții de temperatură ai valorilor discrete măsurate sunt: $\text{TC}_{R(I_{\text{COMP}k})} \leq +20 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, $k \in [4, 31]$.

• **Senzorul de temperatură integrat** este destinat măsurării temperaturii ϑ a SES (fig. 5.6) și generării unei tensiuni U_T (fig. 5.7), conform rel. 5.15, stabilită în faza inițială de definire a circuitului ASIC de compensare.

Senzorii de temperatură integrați, oferiți ca și componente de catalog de către producătorii de circuite integrate [N2C, S5C, A8C], se clasifică din punct de vedere al principiului de funcționare în două grupe principale:

– Senzorii de tip dipol, echivalenți cu o sursă de tensiune variabilă, de exemplu LM135 ÷ LM335 [S5C], LM335 [N2C], etc. Aceste elemente se conectează în serie cu o rezistență sau o sursă de curent și livrează o tensiune la borne direct proporțională cu temperatura absolută, funcționând pe principiul evaluării tensiunii diferențiale a două tranzistoare împerechiate [A3V]. În această categorie pot fi incluse și circuitele dipol echivalente cu o sursă de curent variabilă, de exemplu AD590, AD592 [A8C], LM334 [N2C], care au la bază același principiu.

– Senzorii aparținând grupei a doua reprezintă variante mai moderne și conțin trei conexiuni, două de alimentare și una de ieșire. Reprezentativi pentru această categorie sunt LM45, LM50, LM60, LM75 [N2C, Z3A], TMP04 [K11A], etc. Ei se alimentează direct cu tensiuni cuprinse în domenii relativ largi și oferă la borna de ieșire o tensiune liniar dependentă de temperatură. Schemele lor, relativ complexe, cuprind două etaje cu amplificatoare operaționale, constând dintr-un circuit generator de tensiune proporțională cu temperatura absolută (PTAT), urmat de un amplificator cu offset și câștig ajustabile, în vederea asigurării caracteristicii de temperatură dorite.

Soluția utilizată în circuitul ASIC este diferită. Ea constă în generarea independentă a doi curenți de valori și coeficienți de temperatură prestabiliți. Însumarea ponderată a acestor curenți permite realizarea unui senzor de temperatură cu o caracteristică dorită. Varianta este avantajoasă, deoarece asigură menținerea unei multitudini de caracteristici, funcție de gradul de participare al celor doi curenți. O situație intermediară corespunde unei caracteristici independente de temperatură. În consecință, se oferă și o posibilitate simplă de obținere a tensiunilor de referință cu valoare constantă. Circuitul poate fi realizat atât cu tranzistoare bipolare, cât și cu tranzistoare CMOS, în variante cu referință șina de masă (*low side*), respectiv șina de alimentare (*high side*).

Varianta bipolară, *low side*, din fig. 5.11 evidențiază patru subcircuite constituente:

– Sursa de curent de tip PTAT (*Proportional To Absolute Temperature*), realizată cu tranzistoarele Q1 ÷ Q6 și Q50, respectiv rezistența RP. Aceasta generează un curent I_P cu valoare direct proporțională cu temperatura absolută T. Soluția se bazează pe diferența a două tensiuni bază-emitor. Ea este avantajoasă, deoarece elimină dependența exponențială între curentul de emitor și tensiunea bază-emitor, caracteristică tranzistoarelor bipolare, și oferă o bună liniaritate, sensibilitatea fiind practic independentă de temperatură.

– Sursa de curent de tip VBE, constând din tranzistoarele Q7 ÷ Q11, Q51 și rezistența RN.

Ea furnizează un curent I_N invers proporțional cu temperatura absolută T . Soluția exploatează comportamentul fizic al unei joncțiuni bază-emitor, realizând conversia acesteia în curentul de ieșire. Sensibilitatea este ridicată, dar depinde de temperatură, de curentul rezidual și de topologia tranzistorului, deci de tipul procesului de integrare utilizat.

– Circuitul de generare a tensiunii U_T prin oglindirea adecvată și scăderea ponderată a curentilor inițiali, furnizați de către sursele de mai sus (tranzistoarele Q21, Q30, Q32, Q33 și rezistența R_T).

– Circuitul de însumare a curentilor inițiali I_P și I_N și de generare a tensiunii de referință U_R (tranzistoarele Q20, Q31 și rezistorul R_R).

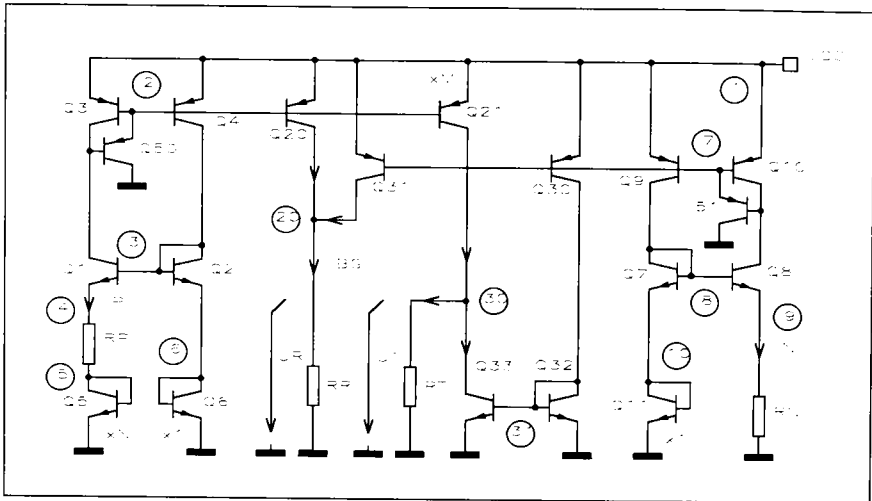


Fig. 5.11 Senzorul de temperatură și referința de tensiune în varianta bipolară

Dimensionarea circuitului începe prin alegerea valorii curentului de referință prin rezistența R_R , de exemplu:

$$I_{BG} = I_P + I_N = 5 \mu A = \text{const.} \quad (5.23)$$

Caracteristicile $I_P = I_P(T)$ și $I_N = I_N(T)$ au pante cu semne diferite deci există un punct de intersecție al lor. Ordonata acestui punct se alege pe baza rel. 5.23:

$$I_N^* = I_P^* = I_{BG}/2 = 2,5 \mu A \quad (5.24)$$

Abscisa punctului de intersecție se alege ca fiind temperatura T^* , la care tensiunea bază-emitor îndeplinește condiția:

$$U_{BE}^* = U_\phi/2 \quad (5.25)$$

unde: U_ϕ = tensiunea bandgap (rel. 3.52).

Pentru tranzistoare NPN integrate, de tipul C3ZN02 [A4C], utilizate ca diode (Q11 în fig. 5.11) și parcurse de un curent de emitor $I_E = 2,5 \mu A$ rezultă, printr-o simulare PSPICE ajutătoare:

$$U_{BE} = U_\phi/2 = 1200 \text{ mV} / 2 = 600 \text{ mV} \text{ pentru } T = 284,86 \text{ K} \quad (5.26)$$

În consecință, temperatura corespunzătoare punctului de intersecție va fi:

$$T^* = 285 \text{ K} \Rightarrow \vartheta^* = 12 \text{ }^\circ\text{C} \quad (5.27)$$

Curentul I_p este determinat de tensiunea diferențială, care apare între joncțiunile bază-emitor ale tranzistoarelor Q5 și Q6, parcurse de curenți egali dar având suprafețe de emitor diferite. Pentru asigurarea unei egalități cât mai exacte a curenților prin tranzistoarele Q5 și Q6 și pentru asigurarea independenței față de variațiile tensiunii de alimentare, se utilizează o oglindă de curent de tip Wilson dublă [B4V]. Pe baza rel. 3.52, rezultă:

$$I_p = \frac{T}{R_p} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{A_5}{A_6} = \frac{T}{R_p} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln N \quad (5.28)$$

$$TC(I_p) = \frac{1}{R_p} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln N \quad (5.29)$$

unde: A_6 = suprafața emitorului tranzistorului singular Q6;

A_5 = suprafața echivalentă de emitor a tranzistorului Q5, obținut prin conectarea în paralel a N tranzistoare identice cu Q6.

Curentul I_N rezultă prin conversia tensiunii bază-emitor a tranzistorului Q11,, efectuată cu rezistența R_N . În condiții de egalitate a curenților prin cele două elemente, de împerechiere a tranzistoarelor Q7 și Q8, și pentru convenția de alegere a lui T^* (rel. 5.25) se obține [A3V]:

$$I_N = \frac{U_\phi}{R_N} \left(1 - \frac{T}{2T^*}\right) \quad (5.30)$$

$$TC(I_N) = - \frac{U_\phi}{2R_N T^*} \quad (5.31)$$

unde: T^* = temperatura corespunzătoare punctului de intersecție (rel. 5.27).

Cu mărimile precizate în rel. 5.23, 5.24 și 5.27, respectiv pentru $N = 48$, se obțin, din rel. 5.28 și 5.30 valorile rezistențelor aferente surselor de curent: $R_p = 38 \text{ k}\Omega$ și $R_N = 240 \text{ k}\Omega$.

Substituirea acestor valori în rel. 5.29 și 5.31, conduce la valori în modul ale coeficienților de temperatură egale, ceea ce certifică corectitudinea metodei și permite generarea simplă a tensiunii de referință U_R . Curenți egali cu I_p , respectiv I_N , sunt însumați în nodul 20 și injectați în rezistența R_R . Impunând o valoare a tensiunii de referință $U_R = 1200 \text{ mV}$, rezultă valoarea rezistenței de referință:

$$R_R = \frac{U_R}{I_{BG}} = \frac{1200 \text{ mV}}{5 \mu\text{A}} = 240 \text{ k}\Omega \quad (5.32)$$

Tensiunea U_R se aplică generatorului curentului de compensare I_{COMP} (fig. 5.10), iar realizarea rezistenței R_R ca o rețea divizoare permite obținerea directă a tensiunilor de referință U_{Ri} (rel. 5.16), necesare pentru selecția paginilor de memorie (fig. 5.8).

Tensiunea de ieșire U_T a sensorului de temperatură (rel. 5.15) se obține la bornele rezistenței R_T , parcursă de un curent rezultat prin scăderea ponderată a curenților I_p și I_N , scădere efectuată în nodul 30. Considerând o suprafață unitară de emitor a tranzistorului Q33 și o suprafață de emitor a tranzistorului Q21 multiplicată cu factorul M , ecuațiile generale:

$$U_T = R_T \cdot (M I_p - I_N) \quad (5.33)$$

$$\frac{dU_T}{dT} = R_T \cdot \left(M \frac{dI_p}{dT} - \frac{dI_N}{dT} \right) \quad (5.34)$$

particularizate pentru temperatura T^* și dezvoltate prin considerarea rel. 5.15, conduc la sistemul:

$$R_T \cdot I_P^* (M - 1) = 500 \text{ mV} + 10 (T^* - 273) \quad (5.35)$$

$$R_T \cdot [M \cdot TC(I_P) - TC(I_N)] = 10 \quad (5.36)$$

Rezolvarea sistemului duce la valorile căutate: $M = 1,55$ și $R_T = 446 \text{ k}\Omega$.

Simularea T_S5_01 are drept scop verificarea și optimizarea circuitului din fig. 5.11, în vederea asigurării optime a dezideratelor legate de tensiunile U_T și U_R , în condiții practicabile de obținere a valorilor rezistențelor, respectiv ariilor de emitor. Valorile obținute prin optimizare (tabela 5.2) diferă foarte puțin de cele teoretice, obținute anterior. Modelele utilizate pentru tranzistoare sunt aceleași ca și pentru simulările anterioare [A3V].

Tabela 5.2

```

**** 07/03/97 19:13:33 ***** PSpice 7.0*****
REFERINTA DE TENS. SI TRADUCTOR DE TEMP. INTEGRAT
.....
*File: T_S5_01.cir
.....
VCC 1 0 {vcc}
.PARAM vcc=3.5
.STEP param vcc list 2.5 3 3.5 4

Q1      50    3    4    0    qc3zn02
Q2      3     3    6    0    qc3zn02
Q3      50    2    1    0    qc3zp03
Q4      3     2    1    0    qc3zp03
Q50     0     50   2    0    qc3zp03
Q5      5     5    0    0    qc3zn02 47
Q6      6     6    0    0    qc3zn02
Q7      8     8    10   0    qc3zn02
Q8      51    8     9    0    qc3zn02
Q9      8     7     1    0    qc3zp03
Q10     51    7     1    0    qc3zp03
Q51     0     51   7    0    qc3zp03
Q11     10    10    0    0    qc3zn02
Q20     20    2     1    0    qc3zp03
Q21     30    2     1    0    qc3zp03 1.5
Q30     31    7     1    0    qc3zp03
Q31     20    7     1    0    qc3zp03
Q32     31    31    0    0    qc3zn02
Q33     30    31    0    0    qc3zn02

.LIB c:\doct\pspice\lib\basic.lib

RP      4     5     37.5k
RN      9     0     240k
RR      20    0     240k
RT      30    0     445k

.OP
.DC lin temp -25 100 0.2
.WATCH dc V(20)
.PROBE
.END

```

Reprezentările din fig. 5.12 descriu funcționarea surselor de curent de tip PTAT și VBE, indicând și valorile curenților inițiali la temperatura $\vartheta^* = 12\text{ }^\circ\text{C}$ (rel. 5.27). Se remarcă buna egalitate a curenților din cele două ramuri ale fiecărei surse, în special în domeniul standard de temperatură (rel. 5.1).

Efectul oglinzirilor ulterioare ale curenților primari poate fi stabilit pe baza diagramelor din fig. 5.13. Acestea cuprind variația cu temperatura a curenților efectivi, care se adună sau se scad în nodurile 20, respectiv 30. Se constată o ușoară translație a punctului de intersecție al caracteristicilor, punct impus inițial prin $\vartheta^* = 12\text{ }^\circ\text{C}$ și $I_P^* = I_N^* = 2,5\text{ }\mu\text{A}$ (rel. 5.24, 5.27).

Dependența cu temperatura a tensiunii de referință U_R pentru domeniul standard de temperatură (rel. 5.1) este redată de către graficele din fig. 5.14, în care parametrul este valoarea tensiunii de alimentare ($V_{CC} = 2,5\text{ V} / 3\text{ V} / 3,5\text{ V} / 4\text{ V}$). Se remarcă o dependență minimă față de tensiunea de alimentare, obținută prin măsurile expuse anterior, cu ocazia descrierii circuitului. Cursoarele permit caracterizarea tensiunii de referință, pentru $V_{CC} = 3,5\text{ V}$:

$$U_R = 1,2263\text{ V} \quad @ \quad \vartheta^* = 12\text{ }^\circ\text{C} \quad (5.37)$$

$$TC_{R(U_R)} = \frac{1,2279\text{ V} - 1,2154\text{ V}}{-25\text{ }^\circ\text{C} - 75\text{ }^\circ\text{C}} \cdot \frac{10^6}{1,2263\text{ V}} \text{ ppm}/^\circ\text{C} = -102 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \quad (5.38)$$

Aceste valori sunt absolut compatibile cu valorile oferite de referințele integrate standard, puse la dispoziție de diverșii producători [N3C, A8C].

Fig. 5.15 arată variația cu temperatura a tensiunii de ieșire U_T , dependență ce reprezintă caracteristica sensorului de temperatură integrat. Se constată o deviație acceptabilă (translație

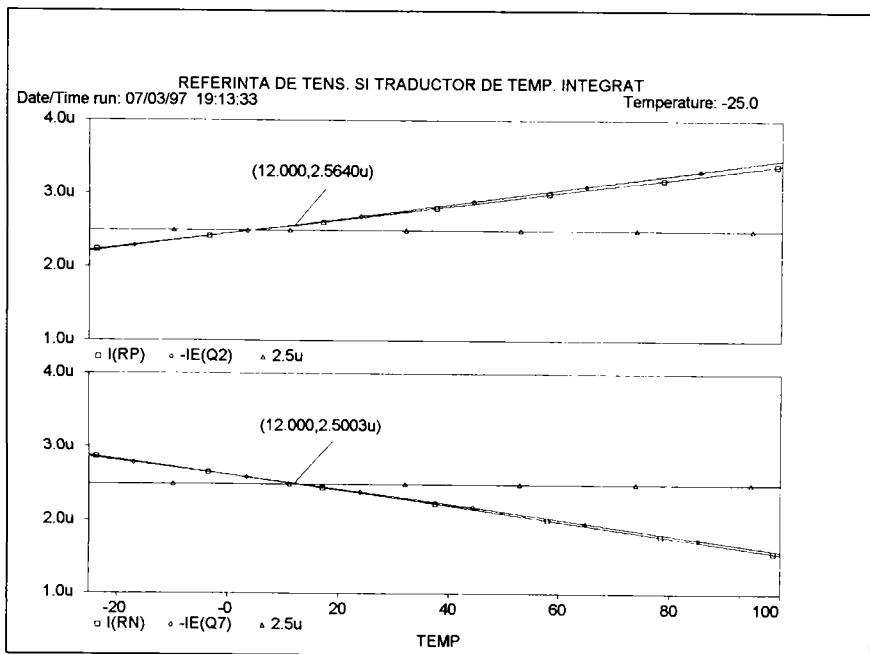


Fig. 5.12 Funcționarea surselor de curent de tip PTAT și VBE ($V_{CC} = 3,5\text{ V}$), obținute prin simularea T_S5_01

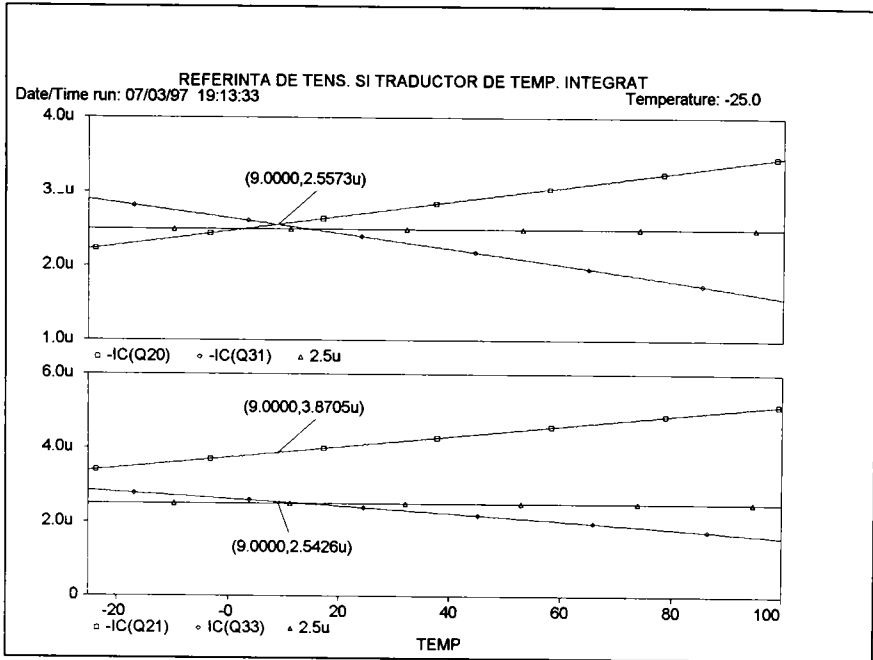


Fig. 5.13 Variația cu temperatura a curenților în nodurile 20 și 30 ($V_{CC} = 3,5$ V), obținută prin simularea T_S5_01

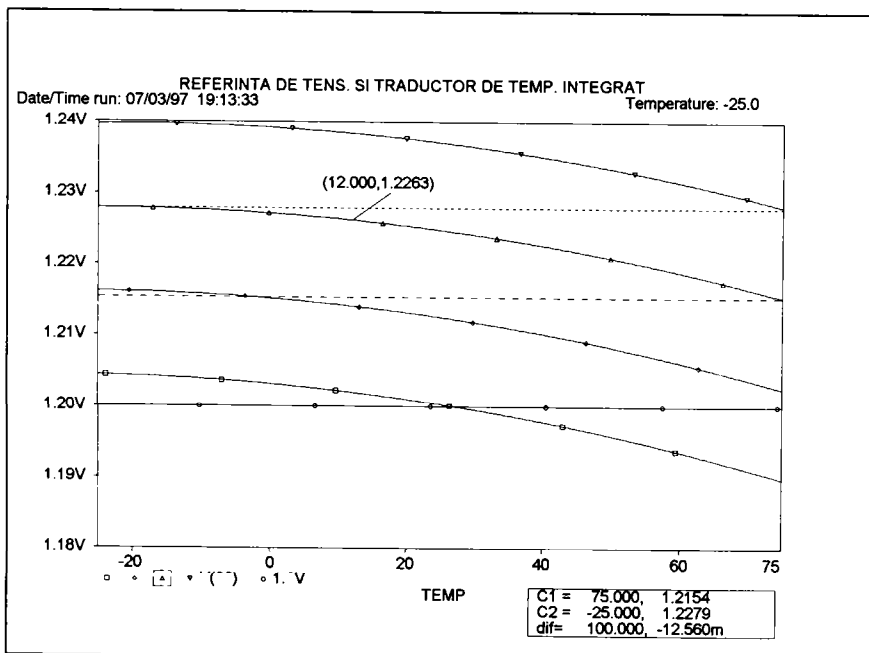


Fig. 5.14 Variația cu temperatura a tensiunii de referință U_R , pt. $V_{CC} = 2,5 + 4V$, obținută prin simularea T_S5_01

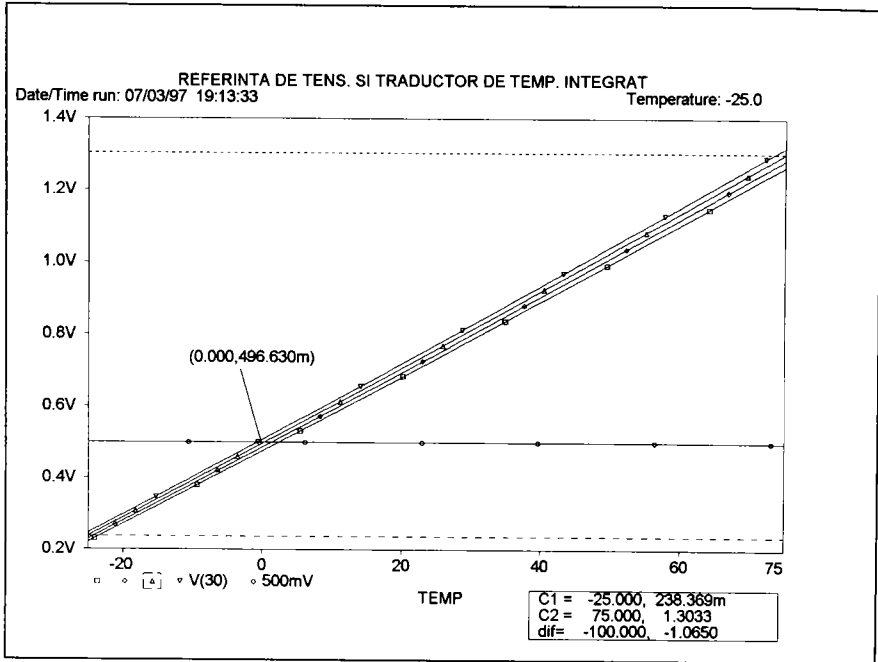


Fig. 5.15 Caracteristica senzului de temperatură integrat , pt. $V_{CC} = 2,5 \pm 4V$, obținută prin simularea T_S5_01

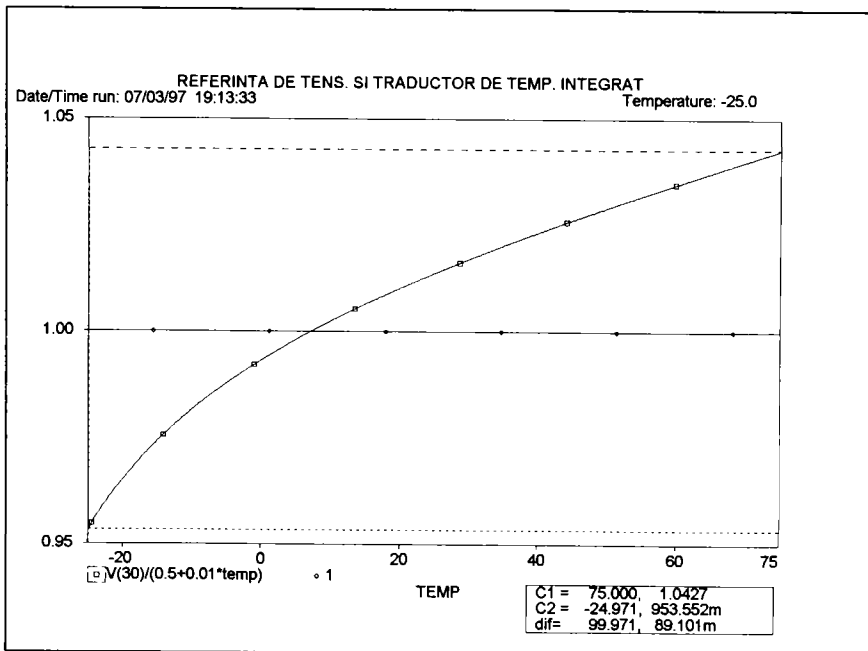


Fig. 5.16 Abaterea caracteristicii efective a senzului de temperatură față de caracteristica sa ideală

fără rotire) a caracteristicii ca urmare a variației tensiunii de alimentare în domeniul $V_{CC} \in [2,5 \text{ V}, 4 \text{ V}]$. Pentru $V_{CC} = 3,5 \text{ V}$, ecuația efectivă a caracteristicii liniare este:

$$U_T = 496,63 \text{ mV} + 10,65 \text{ mV/}^\circ\text{C} \cdot \vartheta \quad [\text{mV}, ^\circ\text{C}] \quad (5.39)$$

Caracteristica are o bună liniaritate, în special în domeniul temperaturilor pozitive. Acest lucru rezultă din graficul reprezentat în fig. 5.16, care arată abaterea caracteristicii reale (rel. 5.39) față de cea ideală (rel. 5.15), deci deviația de neliniaritate absolută. Deviația se menține în limitele ($-5\% \div +4,3\%$) și are o evoluție monoton crescătoare cu temperatura. Explicația rezidă în panta ușor mărită a caracteristicii reale în raport cu cea ideală. Efectul este minor și nu deranjează în aplicații. Chiar și senzorii de temperatură integrați, de înaltă performanță și ajustați după integrare se caracterizează prin deviații în domeniul $2\% \div 3\%$ [N2C, A8C].

Comparativ cu variantele integrate standard, enumerate anterior, varianta din fig. 5.11 este mult mai simplă, nu necesită AO, deci este economică și adecvată integrării în circuite ASIC complexe, datorită spațiului redus, ocupat pe placheta de siliciu. Circuitul poate fi alimentat într-un domeniu larg, începând cu tensiuni relativ scăzute, și nu necesită operații de ajustare. Performanțele sale sunt bune, comparabile cu ale circuitelor standard, cu o structură mult mai complexă.

5.5 CONCLUZII

Capitolul 5 al prezentei teze de doctorat tratează un aspect major al activității de perfecționare a senzorilor inductivi de proximitate SIP, constând în îmbunătățirea comportamentului termic al acestora. Mediile industriale în care funcționează SIP sunt caracterizate printr-un număr mare de perturbații de diferite naturi fizice (fig. 1.8), dintre care o influență negativă predominantă și permanent prezentă o are temperatura. Cerințele, legate de o funcționare corectă și fiabilă la temperaturi diferite, sunt foarte severe, dacă se ține cont de amploarea domeniilor de temperatură, impuse de standardele în vigoare și de aplicațiile concrete (rel. 5.1, 5.2), respectiv de considerentele de competitivitate.

Dacă asigurarea unor derivate termice reduse ale parametrilor electrici ai SIP este, la ora actuală, o problemă rezolvabilă prin utilizarea componentelor electronice moderne, influența temperaturii asupra caracteristicii de sesizare a SIP rămâne încă un deziderat dificil de atins. Explicația rezidă în gradul, încă redus, de controlabilitate al sistemelor electromagnetice de sesizare SES ale SIP, din punct de vedere al comportamentului termic, în influența pronunțată a toleranțelor mecanice și electrice ale materialelor utilizate, a dispersiilor tehnologice, precum și în influența suplimentară și, în general, necunoscută a vecinătății SIP.

Din acest motiv, obiectivul fundamental al capitolului de față este analiza influenței temperaturii asupra caracteristicii de sesizare a SIP, urmată de descrierea metodelor cunoscute, precum și a celei elaborate de autor, în vederea reducerii derivatei termice a parametrilor de sesizare specifici SIP de tip digital, respectiv analogic. În această accepțiune, *noțiunea de comportament termic al SIP se referă exclusiv la influența de mai sus.*

La modul cel mai general de prezentare, SIP pot fi considerate ca sisteme constituite din două subsisteme de bază: SES și electronica aferentă de prelucrare a semnalelor, subdivizare care a fost luată în considerare în mod consecvent pe parcursul tezei.

În capitolele anterioare, destinate electronicii aferente, s-a urmărit în permanență caracterizarea comportamentului termic al circuitelor și îmbunătățirea acestuia în cazul circuitelor elaborate de autor. O parte din aceste realizări sunt rezumate în prefața capitolului prezent. Implementarea acestor variante duce la o ameliorare remarcabilă a comportamentului termic, ce poate fi apreciată ca o „compensare brută”, necesară și suficientă pentru SIP, la care pretențiile legate de deriva termică sunt mai reduse.

Pentru obținerea unei compensări suplimentare, cu grad ridicat de acuratețe, echivalentă unei „compensări fine”, autorul propune în capitolul de față, alături de o strategie clară de utilizare a SES, o *metodă originală de compensare termică și un circuit ASIC de implementare a ei*. Metoda și circuitul sunt brevetate [F7P, F13P], se aplică în practică și conduc la satisfacerea deplină a celor mai ridicate deziderate de stabilitate termică, existente la ora actuală. În cazul SIPD, se pot obține distanțe de comutare, stabile în domenii largi de temperatură și având valori triple față de cele uzuale prevăzute de standarde.

Secțiunea 5.1 cuprinde o descriere analitică a comportamentului cu temperatura al factorului de calitate Q_L al SES, mărime primară, care este evaluată în procesul de sesizare. La efectuarea acestei modelări au fost luați în considerare numai factorii esențiali, care își pun amprenta asupra funcției $Q_L(\omega, T)$ (rel. 5.7). Deși efectuată în condiții simplificatoare, caracterizarea obținută conduce la concluzii pe deplin confirmate de către măsurători (fig. 5.1).

O asemenea descriere analitică lipsește cu desăvârșire în literatura de specialitate, destinată SIP. Singurele informații în acest sens oferite de aceasta au un caracter incomplet, nesistematic și se bazează pe rezultate experimentale, insuficient aprofundate.

Prezentarea din această secțiune are un caracter unitar, teoretic și practic, elucidează comportamentul SES în funcție de mărimile esențiale: frecvență (ω) și temperatură (T) și permite elaborarea unor strategii clare de utilizare a SES.

Secțiunea 5.2 include o sinteză a posibilităților reale de ameliorare a comportamentului termic, cu descrierea concretă a metodelor convenționale, practicate la ora actuală.

Pe baza premisei inițiale de existență a două subsisteme constituente ale SIP, elemente conectate în lanț din punct de vedere informațional și având comportamente termice independente, autorul propune o sistematizare a cazurilor posibile, referitoare la deriva termică a acestora (tabela 5.1). Fiecare situație este analizată în parte din punct de vedere al fezabilității, al gradului de utilizare și al comportamentului termic final, ce rezultă pentru sistemul SIP în ansamblu.

Această analiză comparativă este continuată de descrierea metodelor convenționale de ameliorare a derivatei termice a SIP, cu precizarea concretă a apartenenței la un anumit caz, din cele enunțate. Majoritatea metodelor întâlnite în literatura de specialitate sunt metode de compensare, aparțin, în consecință, cazului D și pot fi clasificate, în opinia autorului, în următoarele grupe:

- Metode aparte de prelucrare a informației furnizate de SES cu eliminarea efectului termic;
- Metode de prescriere, prin elemente externe de circuit, a comportamentului termic al electronicii aferente, în vederea unor compensări parțiale;
- Metode de impunere a comportamentului de mai sus, prin folosirea unor circuite de compensare termică, de regulă integrate. Această categorie cuprinde variantele cele mai moderne, economice și flexibile. Din aceste considerente, alături de descrierea unor soluții cunoscute, se prezintă și varianta proprie autorului (fig. 5.2), aplicabilă direct, eficient și cu grad ridicat de reproductibilitate la oscilatoarele liniarizate, elaborate și descrise în *Capitolul 3*.

Secțiunea se încheie prin rezumarea avantajelor metodelor analogice, convenționale de compensare termică, urmată de sublinierea celor două dezavantaje caracteristice, esențiale:

- caracterul parțial și uneori eronat al compensării oferite;
- caracterul de lot al compensării, lipsit de posibilitatea considerării abaterilor proprii în cadrul fiecărui SIP, rezultate în urma toleranțelor.

Secțiunea 5.3 efectuează o descriere detaliată și sistematică a metodei de compensare termică activă, prin metode digitale, elaborată de autor, care elimină integral dezavantajele specifice metodelor convenționale, enumerate mai sus. Aspectele esențiale și originale ale metodei pot fi sintetizate prin următoarele:

- Compensarea termică a SIP este asigurată la cel mai înalt nivel de precizie, ca rezultat al unui *proces inițial de instruire*, prin care se determină valorile necesare exacte ale mărimii de

compensare și care constă în parcurgerea unei proceduri de învățare de tip teach-in pentru mai multe temperaturi prestabilite;

- În timpul regimului normal de utilizare, compensarea este optimă și datorită *caracterului său activ*, acesta constând în urmărirea permanentă a temperaturii momentane, urmată de asigurarea valorii mărimii de compensare, adecvată acestei temperaturi.

Aceste două aspecte presupun înșiruirii specifice de operații, secvențe care sunt enunțate în cadrul secțiunii.

La baza elaborării metodei a stat și premisa inițială favorabilă, dată de rezultatele deosebit de pozitive, obținute prin utilizarea unei proceduri teach-in în scopul alinierii automate a SIP. Posibilitățile oferite de această procedură, câmpul vast de aplicații, se regăsesc și în cazul utilizării ei pentru operații de compensare termică. Cele trei posibilități de bază, de efectuare a programării comportamentului termic al SIP: la producător, la beneficiar, respectiv în timpul funcționării, cu toate consecințele pozitive ce rezultă din acestea, sunt detaliate în concluziile *Capitolului 4 (Secțiunea 4.5)* și nu vor fi luate.

Prezentarea metodei începe cu precizarea locului și mărimii, care sunt, în opinia autorului, optime pentru compensarea termică a SIP. Odată stabilite aceste condiții inițiale, se descrie în detaliu mecanismul compensării (fig. 5.4 și 5.5) și se exemplifică, la nivel de schemă bloc, o posibilitate concretă de implementare a metodei (fig. 5.6). Din informațiile autorului, soluția din fig. 5.6 este unicul circuit de acest tip.

Secțiunea 5.4 are ca obiective prezentarea aspectelor tehnice și funcționale, esențiale și originale, legate de circuitul ASIC de implementare a metodei, reprezentat sintetic în fig. 5.6, precum și descrierea metodei de programare a valorilor mărimii de compensare.

Circuitul ASIC de compensare termică (fig. 5.7) este rodul unei activități laborioase și al unei experiențe anterior acumulate în domeniul comportamentului termic al SIP. În plus, el se bazează pe experiența pozitivă, dobândită cu ocazia conceperii, realizării și utilizării pe scară largă a circuitului ASIC de aliniere. Cele două circuite sunt compatibile și au o serie de caracteristici tehnice, respectiv etaje componente indentice, motiv pentru care acestea nu mai sunt detaliate în *Secțiunea 5.4*.

Secțiunea 5.4.1 cuprinde o descriere detaliată a blocurilor componente noi, proprii circuitului ASIC de compensare termică, insistând în special asupra celor analogice, concepute în acest scop:

- Senzorul de temperatură integrat, având caracteristica specificată prin rel. 5.15;
- Circuitul de selecție a paginilor de memorie, cu definirea temperaturilor de programare ϑ_{Cj} și a celor de comutare ϑ_{SWi} ;
- Memoriile nevolatile MEM_j, de tip EEPROM pentru memorarea valorilor digitale ale mărimii de compensare;
- Generatorul mărimii de compensare, concret, al curentului de compensare I_{COMP} , cu specificarea rezoluției și a pasului de cuantizare, alese în vederea satisfacerii unei palete cât mai largi de aplicații (rel. 5.17, 5.18);
- Referința de tensiune și curent.

Programarea circuitului ASIC de compensare are o desfășurare aproape similară celei aparținând circuitului ASIC de aliniere, motiv pentru care în *Secțiunea 5.4.2* se insistă numai asupra aspectelor specifice și a setului propriu de instrucții de programare (fig. 5.9).

Secțiunea 5.4.3 are ca obiectiv elaborarea circuitelor analogice specifice circuitului ASIC de compensare.

Pentru generatorul curentului de compensare se prezintă două variante posibile, accentuând asupra celei de a doua (fig. 5.10), în care conversia digital-analogică se efectuează cu ajutorul unei rețele rezistive serie ponderată binar. Soluția este avantajoasă, prin faptul că utilizează din nou o structură modulară, la baza căreia stau două elemente: rezistiv, respectiv de comutare, cu performanțe remarcabile. Ele au fost concepute și utilizate în *Capitolul 4*.

Rezultatele obținute cu simulatorul PSPICE și pe cale experimentală au condus la valori apreciabile ale parametrilor conversiei, valori care pledează pentru utilizarea celei de a doua variante.

După o trecere în revistă a principiilor de funcționare ale senzorilor de temperatură integrați, oferți ca produse standard de catalog de către diverse firme, se descrie o soluție aparte pentru realizarea senzorului de temperatură (fig. 5.11). Circuitul este avantajos prin flexibilitatea relativă la parametri caracteristici temperatură-tensiune de ieșire (offset, pantă) și prin faptul că oferă posibilitatea generării simultane a tuturor tensiunilor de referință, constante cu temperatura. Deducerea relațiilor de calcul și dimensionarea concretă a circuitului se finalizează cu un set de valori ale elementelor componente.

Simularea T_S5_01 a permis o verificare prealabilă a performanțelor circuitului cu setul de valori stabilite prin dimensionarea anterioară. Într-o a doua etapă, simularea a făcut posibilă efectuarea unei optimizări a parametrilor caracteristici ai senzorului, optimizare care a condus la valori ușor modificate ale unor componente și ale cărei rezultate finale sunt ilustrate în fig. 5.12 la 5.16.

Comparativ cu variantele standard, varianta din fig. 5.11 este mult mai simplă, economi-coasă și se pretează la integrarea în cadrul unor circuite complexe. Performanțele sale sunt însă comparabile cu ale soluțiilor standard, care au o structură mai complexă și care necesită ajustări ulterioare.

În concluzie, ținând cont de destinația utilizării circuitului ASIC de compensare termică în cadrul unor produse de masă, de limitările de natură electrică, dimensiuni, preț de cost, etc. (tabela 1.3), se poate aprecia, că rezultatele, obținute prin metoda propusă de autor și cu ajutorul circuitului de implementare elaborat, constituie o soluție favorabilă din punct de vedere al relației performanțe-preț de cost. Cu o investiție suplimentară rezonabilă se pot obține performanțe aproape neimaginabile în trecut.

Ca și metoda și circuitul ASIC de aliniere, procedeul și circuitul ASIC de compensare termică, elaborate de autor, pot fi caracterizate prin cele cinci aspecte definitorii esențiale:

- **Procedeu de învățare** (*teach-in*), care asigură determinarea individuală a valorilor mărimii de compensare, proprii fiecărui sistem în parte. Aceasta conduce, în final, la comportamente termice similare ale tuturor exemplarelor de același tip, comportamente apropiate celui ideal.

- **Procedeu automat.** Procesul de învățare este coordonat local, necesitând o singură comandă exterioară de declanșare din partea operatorului uman.

- **Procedeu repetabil,** ca urmare a utilizării unor memorii nevolatile de tip EEPROM. În consecință, determinarea valorilor optime ale mărimii de compensare poate fi efectuată sau reluată la producător, la beneficiar și/sau în timpul utilizării.

- **Procedeu cu imunitate ridicată la perturbații,** asigurată de către un protocol de comunicație și o interfață serie specifice, sigure și în același timp economice.

- **Procedeu universal,** utilizabil și pentru alte tipuri de SEZ de proximitate, în special de tip capacitiv și ultrasonic, datorită:

- naturii mărimii de compensare (curent) și convertibilității sale facile în tensiune;
- posibilității simple de ajustare a domeniului mărimii de compensare între limite largi;
- valorilor reduse ale tensiunii de alimentare, ale curentului consumat, ale puterii disipate;
- modului de transmisie a comenzilor de programare prin intermediul liniilor de alimentare (element comun tuturor SEZ de proximitate);
- dimensiunilor reduse ale circuitului integrat, prețului de cost rezonabil.

Capitolul 6

CREȘTEREA GRADULUI DE INTELIGENȚĂ A SIP INDUSTRIALI PRIN EXTINDEREA FACILITĂȚILOR DE EXPLOATARE, IDENTIFICAREA CONDIȚIILOR DE UTILIZARE ȘI PRIN DEZVOLTAREA FUNCȚIILOR DE PROGRAMARE ȘI INTERFAȚARE

6.1 SENZORI INTELIGENȚI. ATRIBUTELE CONCEPTULUI DE SEZ INTELIGENT

Noțiunea de senzor inteligent apare în literatura de specialitate la sfârșitul deceniului trecut și începutul deceniului actual, moment care marchează totodată debutul unei activități intense de perfecționare a SEZ. Conceptul de SEZ inteligent a constituit inițial obiectul unor discuții intense în literatură. Aceste preocupări au avut un caracter preponderent teoretic, datorită posibilităților limitate de implementare a atributelor caracteristice unui SEZ inteligent. Conceperea și realizarea SEZ inteligenti, utilizabili în aplicații industriale, este, cu adevărat, apanajul ultimilor ani. Ele au fost posibile odată cu dezvoltarea spectaculoasă a proceselor de integrare, a circuitelor ASIC și ASIS, a familiilor miniaturizate de microcontrolere single-chip, a memoriilor nevolatile, a magistralelor de date, etc.

Prin SEZ inteligenti se înțeleg acei SEZ, care posedă capacitatea de prelucrare locală evoluată a semnalului de măsură inițial și de conversie a acestuia într-o formă, ce permite transmiterea fiabilă la unitatea ierarhică superioară, respectiv prelucrarea simplă la nivelul acesteia.

SEZ inteligent se deosebește de un SEZ elementar prin volumul amplu de operații complexe efectuabile la nivelul SEZ, constând de exemplu în acțiuni de memorare, filtrare, determinare a mărimilor perturbatoare, corectare, comparare între valorile prescrise și cele existente, supraveghiere, comunicare inteligentă prin interfețe cu unitatea centrală, ceea ce duce la reducerea considerabilă a necesarului de interconectare, etc. Prin aceasta, SEZ inteligenti deosebește unitatea centrală de conducere, rezultatul final al acestei descentralizări fiind o creștere a capacității de prelucrare a informației a sistemului automatizat în ansamblul său. Rămânând în sfera restrânsă a SIP, dotarea unui SIPA cu circuite adecvate, mergând până la sisteme de calcul (fig. 4.7), permite reducerea erorilor sistematice ca de exemplu neliniaritatea, deriva termică, etc., respectiv creșterea cantității de informație utilă, livrată de SEZ.

O proprietate fundamentală a unui SEZ inteligent este aceea, de a recunoaște și reține dintr-un număr mare de informații singulare pe acelea, care sunt deosebit de relevante prin semnificația lor. În cazul unui SIP, aceasta poate fi o anumită distanță, care marchează începutul unui domeniu de sesizare critic. De îndată ce se atinge acest domeniu, SIP inteligent livrează, de exemplu, un mesaj adecvat. O altă posibilitate este recunoașterea condițiilor momentane de interconectare dintr-un număr de situații posibile și adaptarea automată a circuitelor aferente la aceste condiții concrete.

Studiul literaturii de specialitate, axată pe tematica SEZ inteligenti, permite enunțarea următoarelor caracteristici realizabile, ca fiind definitorii pentru conceptul general de SEZ inteligent [G1V, B7V, H15A, W3A, K7A, K8A, K1A, W1A, *38A, S6A, O1A, F15A, L1A, *41A, *40A, J3A, Z1A, H8A, O2P, L5A, S12A]:

- Modificarea domeniului mărimii de ieșire prin controlul amplificărilor .
- Corectarea automată, ca urmare a acțiunii perturbațiilor, respectiv compensarea erorilor sistematice, ca de exemplu neliniaritate, derivă, dependență de frecvență [O2P], etc. În aceas-

tă categorie intră și calibrarea automată autonomă [K7A].

- Adaptarea automată la condițiile concrete de utilizare [J3A]. Conectarea/deconectarea pentru asigurarea regimului de așteptare (*standby*).

- Recunoașterea informațiilor și a stărilor singulare, a valorilor limită (puncte de comutare principale și auxiliare), a modului de conectare a SEZ.

- Existența sau posibilitatea deservirii unei interfețe pentru transmiterea informației pe o magistrală de date. Aceasta include asamblarea unei telegrame adecvate (adresă, câmp de date, câmp de informație pentru creșterea siguranței de transmisie, starea SEZ, etc.), precum și posibilitatea recepționării și interpretării comenzilor și datelor (parametri). O comunicație rapidă bifilară, sub forma unei magistrale serie, oferă o seamă de avantaje, începând cu reducerea efortului de cablare, detectarea și localizarea defecțiunilor și sfârșind cu creșterea imunității la perturbații.

- Supraveghierea, monitorizarea funcțiilor de bază sau a ansamblului, prin circuite dedicate sau programe de test.

- Realizarea unor funcții simple, ca de exemplu calculul deviației valorii momentane față de valoarea prescrisă, livrarea unor comenzi simple, indicând apropierea mărimii sesizate de valori semnificative, în vederea unei decelerări, etc.

- Memorarea permanentă sau temporară a valorilor mărimii sesizate și/sau a unor parametri de funcționare.

- Digitalizarea și codificarea valorilor mărimii sesizate, în cazul SEZ cu prelucrare locală analogic-digitală a informației primare.

- Efectuarea unor controale de plauzibilitate, determinarea valorilor limită. Valori ale mărimii sesizate, care, pe baza cunoștințelor fundamentale, legate de procedeul de măsură, nu pot apare în situații normale, vor fi recunoscute și duc la generarea unor informații de avarie, eroare, etc. Pe baza unor modelări ale sistemului, a unor analize ale erorilor, informații de diagnoză pot fi puse la dispoziția utilizatorului.

- Reducerea redundanței și concentrarea informației. Datele lipsite de interes pot fi eliminate. Informația poate fi concentrată prin determinarea valorii medii, a abaterii standard, clasificări, etc.

- Calculul mărimilor derivate ale mărimii sesizate. În cazul SEZ de deplasare, deservind mașini de prelucrare, pot fi efectuate pe loc operații elementare de calcul, ca și corecția punctului de nul, transformări de unități de măsură, multiplicări cu π , valori absolute, respectiv relative, etc.

Trecerea gradată de la SEZ elementar la un SEZ inteligent, este ilustrată intuitiv în fig. 6.1. Punctul de plecare este un SEZ analogic, care livrează un semnal de ieșire primar. Prelucrarea ulterioară a acestuia este efectuată la nivelul ierarhic superior, al unității de conducere. Transferarea gradată a funcțiilor de la unitatea de conducere la SEZ, duce la creșterea pas-cu-pas a gradului său de inteligență.

Metoda convențională de colectare a valorilor măsurate (fig. 6.1.a), furnizate de SEZ elementar, se caracterizează printr-o serie de dezavantaje, datorate acestui element. Astfel, semnalul furnizat de el are valori, de regulă, reduse, ceea ce echivalează cu o imunitate scăzută la perturbații, este neliniar în raport cu mărimea sesizată, dependent de temperatură și afectat de toleranțe. De asemenea, înlocuirea unui SEZ necesită operații noi de aliniere, posibilitățile de testare ale SEZ sunt aproape inexistente, cablajul pentru interconectare este foarte voluminos, etc.

În structura din fig. 6.1.b, SEZ elementar i se asociază o prelucrare primară de semnal, de exemplu un amplificator integrat, ceea ce sporește imunitatea la perturbații și asigură o adaptare optimă cu unitatea de conducere. Un pas înainte este efectuarea conversiei analogic-digitale în cadrul SEZ, ca în fig. 6.1.c. Transmiterea semnalelor digitale este mai simplă și fiabilă în raport cu cea a semnalelor analogice. Rămân încă nerezolvate problemele legate de neliniaritate, derivă de temperatură, etc.

Din punct de vedere al utilizării informației, situația a rămas neschimbată. Unitatea de

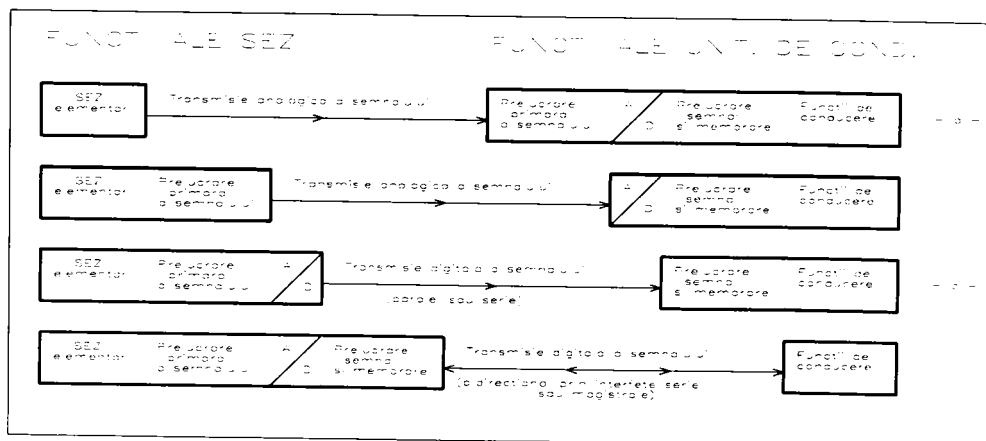


Fig. 6.1 Transferarea gradată a funcțiilor unității centrale spre SEZ inteligent

conducere trebuie să execute, la intervale de timp cât mai scurte, prelucrarea informației provenite de la SEZ, ca și calcule utilizând valorile momentane, comparații cu valori limită, asocieri, etc. Un SEZ ideal trebuie să preia aceste funcții, degrevând astfel unitatea centrală. Pe această cale, necesarul de timp de calcul în sistemul de conducere poate fi redus în mod esențial, mai ales în cazul unui număr mare de SEZ (până la 99% [K7A]). Fig. 6.1.d ilustrează un asemenea SEZ ideal, cunoscut în literatură sub denumirea de SEZ inteligent sau „Smart Sensor”. El este direct compatibil cu sistemul de calcul al unității de conducere, și este conectat la aceasta printr-o unică linie, ce asigură simultan dialogul bidirecțional și alimentarea SEZ (magistrală tipizată, de tipul celor prezentate în [FREF2, Capitolul 3]).

Conform definiției generale a SEZ, dată în Secțiunea 1.1, acesta realizează conversia unei mărimi fizice într-un semnal electric utilizabil. Modul în care el îndeplinește această sarcină, depinde, în general, de nivelul tehnic existent și de nivelul său de realizare. Corespunzător unui nivel tehnic dat, o anumită sarcină poate fi rezolvată cu rapoarte preț de cost-utilitate diferite (fig. 6.2). Domeniul situat între limitele inventiv și genial, corespunde soluțiilor inteligente. Acestea au șansele cele mai mari de aplicare, atâta timp cât nu tind spre extremele desemnate de soluțiile tehnice nerelevante, respectiv de soluțiile supradimensionate și supralicitate. Soluțiile optime, căutate asigură utilitatea necesară (= 1) la prețuri rezonabile, corespunzătoare pieții (= 1).

La atingerea unui anumit grad de inteligență al unei soluții și deci al SEZ în care este implementată această soluție, concură, conform [K1A], următoarele tipuri de inteligență:

- **Inteligența tehnică**, caracterizând modul de utilizare al posibilităților oferite de tehnica la momentul respectiv. Proprietățile specifice ale SEZ sunt determinate în mod hotărâtor de utilizarea efectelor fizice cu relevanță ridicată, de o dimensionare optimă, de folosirea materialelor cu efecte cât mai pregnante (*smart material*), a tehnicilor de realizare electronică avansate (integrare monolitică sau hibridă, microminiaturizare), etc. La inteligența tehnică contribuie și instrumentele moderne de concepție, care permit efectuarea de încercări orientate și optimizări rapide încă în faza primară de elaborare. Programele de simulare și modelare ale câmpului electromagnetic sau a circuitelor electronice aparțin, evident, acestui instrumentar.

- **Inteligența funcțională** se referă la principiile de funcționare ale electronicii de evaluare și, eventual, ale modulelor software, implementate în vederea evaluării. Prima etapă a prelucrării semnalului furnizat de sistemul de sesizare primar are caracter preponderent analogic. La acest nivel sunt necesare soluții cât mai adecvate, unele erori apărute aici nemaiputând fi corectate ul-

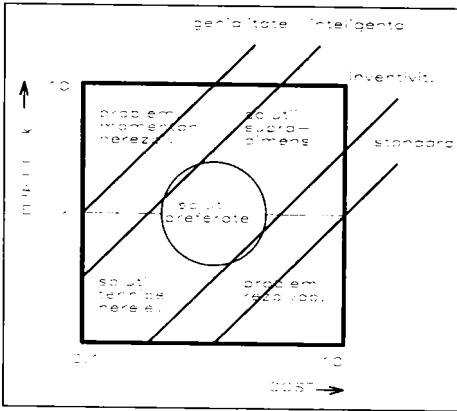


Fig. 6.2 Diagrama preț de cost-utilizabilitate pentru SEZ cu niveluri diferite de inteligență

nu prea îndepărtată, accesibilitatea deosebită (preț, dimensiuni, consum de energie, etc.) a circuitelor microcontroler single-chip va permite implementarea unor metode avansate ca: procedeul multi-senzor [F15A], apertura sintetică, procedeul pipeline [K1A], etc.

• **Inteligența socială** se referă la colaborarea între senzori, respectiv între SEZ și unitatea ierarhic superioară, în cadrul unui sistem de conducere. În cazul unui sistem evoluat, un SEZ inteligent este o componentă cu un anumit grad de autonomie, care îndeplinește independent funcții de prelucrare a informației. Pentru aceasta el necesită o anumită competență. El este plasat direct în proces și compactează informația, asigurând unității ierarhic superioare numai datele relevante și la o rată de transmisie cât mai avantajoasă. El efectuează teste locale de plauzibilitate și rezolvă problemele de redundanță. Această modularizare permite reducerea complexității sistemelor foarte ample. Asigurarea comunicării SEZ la nivel de magistrală, este de asemenea un atribut de inteligență socială ce îl caracterizează [W1A].

„Mai multă inteligență în domeniul senzorilor” este un moto care se desprinde din studiul tuturor resurselor bibliografice. Căile esențiale de atingere a acestui deziderat sunt îmbunătățirile tehnologice legate de materiale și elementele electronice, paralel cu perfecționarea soluțiilor și algoritmilor de prelucrare a semnalelor. Un rol esențial în viitor îl va avea îndeplinirea condițiilor pentru asigurarea unei activități de elaborare unitară a SEZ (*top-down-design*). Aceasta presupune existența unor programe de simulare, care să reunească sau să poată interconecta programe, aparținând diferitelor domenii. Spre exemplu, o realizare de ultimă oră pentru domeniul SIP o constituie modulele suplimentare ale programului Maxwell (*Secțiunea 2.2.6.b*): SPICELINK, EMSS (*Electromechanical System Simulator*), care asigură o joncțiune cu programul PSPICE. După finalizarea simulării electromagnetice a SES al unui SIP, se poate elabora un model electrotehnic, ce poate fi exportat în fișierul PSPICE, destinat simulării circuitelor de evaluare [M5A].

Conform enumerării de mai sus a trăsăturilor definitorii ale SEZ inteligenți, contribuțiile autorului, descrise pe parcursul capitolelor anterioare, se înscriu, aproape în exclusivitate, pe linia creșterii gradului de inteligență al SIP industriali. Aceste realizări vor fi completate în capitolul de față prin alte contribuții, menite să ducă la sporirea inteligenței SIP, ca urmare a extinderii facilităților de exploatare și diagnoză, respectiv de recunoaștere a condițiilor de utilizare.

Schema bloc a prelucrării informației într-un SEZ (fig. 1.7), valabilă și pentru SIP analogici, respectiv digitali, efectuează delimitarea între SEZ elementar și SEZ inteligent, în conformitate cu definițiile din această secțiune. Deși dotat cu inteligență tehnică și funcțională, SEZ poate rămâne

terior. Semnalele auxiliare pentru acțiuni de compensare trebuie obținute, de asemenea, la acest nivel. După o eventuală conversie analogic-digitală, prelucrarea ulterioară a informației este o problemă de utilizare inteligentă a unor algoritmi matematici adecvați, în scopul atingerii:

- unei calități superioare a semnalului util (precizie, dinamică, bandă de frecvențe);
- siguranței de funcționare ridicate;
- unor costuri rezonabile pentru SEZ inteligent și pentru prelucrarea semnalelor furnizate de el.

La realizarea dezvoltării în lig nți funcționale și creșterea calității SIP industriali se obține aproape exclusiv prin procedee consacrate (liniarizare, compensarea erorilor sistematice, corelare [O1A], cicluri de calibrare). Se poate estima, că într-o etapă viitoare,

deficitar la capitolul inteligență socială, atâta timp cât nu poate intra în dialog cu mediul său înconjurător, prin intermediul blocului funcțional „prelucrare finală a semnalului”. Situația se îmbunătățește, dacă apare posibilitatea parametrizării din exterior a SEZ, astfel încât acesta să realizeze o conversie diferențiată a mărimii de intrare în semnale de ieșire. Într-o interpretare conformă celor de mai sus, SIP sunt lipsiți de inteligență socială, atâta timp cât nu conțin o unitate integrată, capabilă de dialog la nivelul unei magistrale de date. În lipsa acestei unități, implementarea funcțiilor de diagnoză, de avertizare și/sau de parametrizare a SIP presupune un cablaj de interconectare voluminos și costisitor. O soluție de echipare a SIPD cu o interfață de dialog integrată va fi prezentată în continuare.

Analizând comparativ magistralele de date standardizate (*Multivendor Bus Systems*) [S8V, G1V, FREF2, Capitolul 3], se constată, că variantele cele mai adecvate acestei integrări sunt interfețele ASI (*Actuator-Sensor-Interface*) și CAN (*Controller Area Network*). Circuitele de tip controler, pentru aceste magistrale, sunt accesibile la un preț scăzut și au dimensiuni și date tehnice, care permit integrarea lor în cadrul SIP. Autorul s-a decis pentru prezentarea integrării controler-ului de tip ASI, ținând cont că acesta este dedicat, așa cum îi spune și numele, interfațării nemijlocite a SEZ și EEX în cadrul nivelului inferior de conducere a proceselor din ierarhia CIM (*Computer Integrated Manufacturing*) [S6A].

6.2 PERFECȚIONAREA SIPD PRIN IMPLEMENTAREA AFIȘĂRII MULTIFUNCȚIONALE

6.2.1 Circuitele convenționale de semnalizare optică ale SIPD

Așa după cum s-a arătat în *Secțiunea 1.5.3*, SIPD prezintă o caracteristică de funcționare de comutație (fig. 1.24.a), valoarea binară a mărimii de ieșire $M_{IEȘR}$ fiind determinată de poziția stimulului în câmpul electromagnetic creat de SES al SIPD. Punctul de comutație corespunde distanței la care se produce schimbarea de stare, considerând o deplasare a stimulului de-a lungul axei de referință, în sensul reducerii distanței d . Ca la orice sistem de comutație, stabilitatea este asigurată prin existența unui histerezis.

De regulă, valoarea mărimii digitale de ieșire, corespunzătoare stării acționat/neacționat a SIPD, este indicată la nivelul SEZ printr-o semnalizare optică aferentă acestuia. Schema bloc generală a unui SIPD din fig. 1.24 evidențiază existența unor circuite de afișare locală, constând dintr-una sau mai multe diode luminescente, alimentate printr-un etaj de comandă, fără a face referiri detaliate la funcțiile de semnalizare, respectiv modul de acționare a diodelor LED.

Pentru descrierea procedeelelor convenționale de semnalizare optică și a perfecționărilor propuse de autor este necesară o definiție prealabilă a punctului de comutație în accepțiunea strictă a standardelor pentru SIPD [I5S]. Din considerente de utilizare și siguranță în funcționare, punctul de comutație este indicat prin următoarele distanțe de comutare:

- Distanța de comutare nominală s_n . Este o mărime convențională pentru specificarea punctului de comutație și caracterizarea SIPD. Ea nu ia în considerare toleranțele sau modificările rezultate prin influențe externe SIPD (de exemplu condiții de alimentare, de sarcină, temperatură, etc.). Valorile sale standard și de performanță, pentru formele standardizate de SIPD (tab. 1.2), sunt indicate detaliat în [FREF1, tab. 4.2].

- Distanța de comutare efectivă s_r (fig. 6.3). Este distanța de comutare, ce o prezintă un exemplar singular, în condiții specificate de alimentare și utilizare. Distanța de comutare efectivă reflectă toleranțele apărute în procesul de fabricație și este cuprinsă în intervalul:

$$s_r \in [0,9s_n, 1,1s_n] \quad (6.1)$$

Valoarea s_r se măsoară la temperatura ambiantă, pentru o tensiune de alimentare U_b nominală, pentru un curent nominal de ieșire și pentru o deplasare axială a plăcii standard de măsură (fig. 6.3.a). Caracteristicile plăcii standard, definită în [15S, D8S], sunt enumerate în [FREF1]. Viteza de deplasare a plăcii este ≤ 1 mm/s (în ambele sensuri).

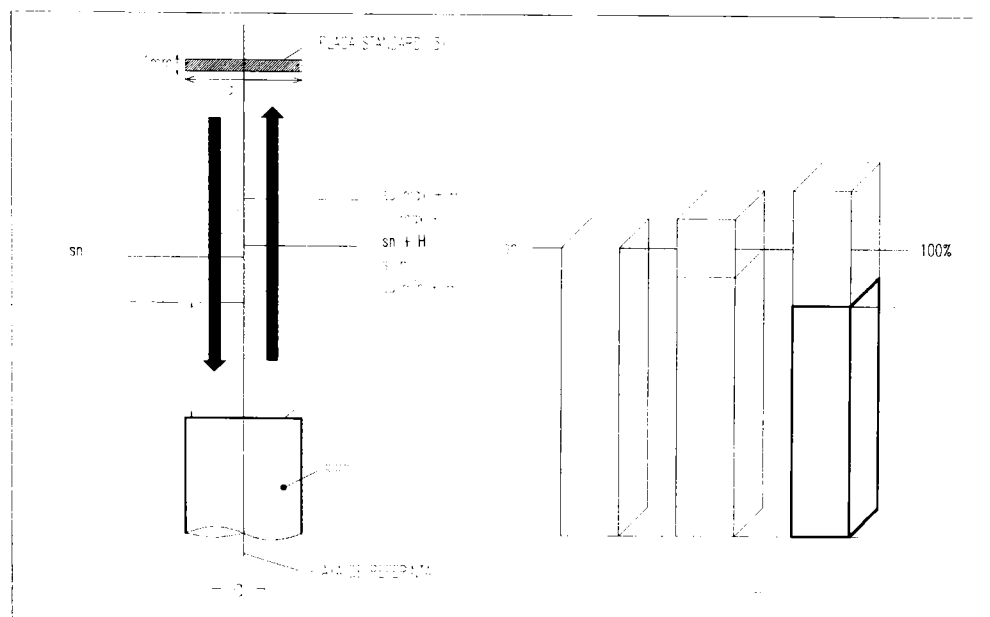


Fig. 6.3 Distanțele de comutare ale SIPD, în conformitate cu [15S]

– Distanța de comutare utilă s_u . Este distanța de comutare a unui exemplar singular, măsurată la o temperatură oarecare din domeniul specificat și la o tensiune de alimentare cuprinsă între 85% și 110% din valoarea nominală. Parametrul s_u caracterizează influența mediului asupra SIPD. Conform [15S] relația dintre s_u (exponentul cazului celui mai defavorabil) și s_r trebuie să fie:

$$s_u \in [0,9s_r, 1,1s_r] \quad (6.2)$$

– Distanța de comutare garantată s_a . Se definește ca fiind distanța față de suprafața activă, în care acționarea SIPD este garantată pentru orice situație posibilă referitoare la condițiile de expunere, mărimile electrice, etc., în cadrul domeniilor specificate pentru acestea. Conform rel. 6.1 și 6.2 domeniul de funcționare necondiționată a SIPD (fig. 6.3) este:

$$s_a \in [0, 0,9 \cdot 0,9 \cdot s_n] \quad (6.3)$$

O concluzie imediată, care se desprinde din aceste definiții, este existența pentru un SIPD a unei distanțe de comutare s_n , corespunzătoare condițiilor nominale de utilizare, precum și a unei distanțe limită $s_a = 0,81s_n$, garantată în cazul cel mai defavorabil. De aici rezultă ideea dezvoltării semnalizării optice, amintite anterior, prin indicarea suplimentară a domeniului de funcționare necondiționată.

Revenind la circuitele actuale de semnalizare optică ale SIPD, se poate afirma că acestea se limitează la transpunerea în practică, integrală sau parțială, a prevederilor standardelor pentru

SIPD [I4S, I5S]. Aceste standarde enunță următoarele trei funcții de control optic, recomandând și culorile indicatoarelor luminoase corespunzătoare:

- **Semnalizarea stării de comutare.** O diodă de culoare galbenă indică starea de comutare (conectată/deconectată) a ieșirii principale a SIPD, de tip 2T, 3T sau 4T (fig. 1.22), deci a SEZ propriu-zis. Această funcție este corelată cu funcția de comutare programată, deci dioda LED va lumina în mod continuu când:

- SIPD de tip normal-deschis se găsește în starea atenuată de către stimul ($d \in [0, s_n]$);
- SIPD de tip normal-închis se găsește în starea neatenuată de către stimul ($d \geq s_n$).

În concluzie, funcționarea etajului care comandă această diodă luminescentă este sincronă cu a circuitului de ieșire $C_IE\dot{S}R$ (fig. 1.24), iar diagrama de stare a diodei este identică diagramei mărimii $M_IE\dot{S}R$. Această funcționare este întâlnită la marea majoritate a SIPD și poate fi considerată o variantă standard în momentul de față. Alături de acest indicator optic principal, SIPD poate conține, în mod opțional, și alți indicatori cu rol secundar.

- **Semnalizarea stării de funcționare.** O diodă de culoare verde va fi comandată prin tensiunea internă de alimentare a SIPD, semnalizând starea de pregătit pentru funcționare a acestuia. Această semnalizare este de asemenea răspândită.

- **Semnalizarea stării de avarie.** Utilizarea SIP în echipamentele industriale impune, alături de necesitatea asigurării parametrilor de funcționare pentru condiții normale, și cerințe de protecție a SIP deosebit de ridicate, pentru situațiile anormale de avarie. Descrierea detaliată a funcțiilor de protecție, efectuată în [FREF1], conduce la concluzia, că o mare parte din circuitele electronice aferente SIP sunt destinate în exclusivitate realizării acestor protecții.

Cea mai importantă funcție de protecție este la suprasarcină și scurtcircuit. Scopul ei fundamental este de a asigura o protecție nedistructivă a SIP în aceste situații de avarie, precum și o supraveghiere a SEZ pe durata acesteia (durată evident lipsită de o funcționare propriu-zisă), care să permită o revenire automată la regimul normal de funcționare în momentul încetării avariei. Condițiile de funcționare în timpul deranjamentului - în special cele energetice - sunt deosebit de solicitante și stresante. Sistemul trebuie să fie astfel conceput, încât să reziste în această situație pe o durată teoretic nelimitată și în toate condițiile de expunere, specificate pentru funcționarea normală (temperatură, tensiuni, etc.).

Paralel cu îndeplinirea sarcinii de protecție la scurtcircuit, circuitele cu această funcție (fig. 1.24) pot comanda și o diodă LED de semnalizare a stării de avarie. Dioda de culoare roșie rămâne comandată pe durata persistenței acestei avarii.

Alimentarea propriu-zisă a diodelor LED se poate face principal:

- direct de la tensiunea de alimentare a SIP, cu ajutorul unei rezistențe serie de limitare a curentului. Deși ieftină varianta este neadecvată, datorită domeniului foarte larg de variație a acestei tensiuni;

- de la tensiunea stabilizată intern. Soluția nu este preferată, datorită creșterii puterii disipate de către circuitul stabilizator;

- prin generatoare de curent continuu de tip sursă de curent conectată la șina pozitivă de alimentare, sau absorbție de curent conectată la șina de masă a SIP. Această soluție este preferată, în special în cazul circuitelor integrate, destinate SIP (fig. 3.6, 3.8). Circuitele integrate TCA105 ÷ TCA605 (fig. 3.4) sunt lipsite de asemenea ieșiri, conectarea diodelor LED rămânând o sarcină exclusivă a circuitelor exterioare integratului.

Un aspect de neignorat este faptul că circuitele de alimentare a diodelor LED constituie o sursă importantă, deloc neglijabilă de putere disipată în interiorul SIPD, în special a celor miniatură, caracterizați prin rezistențe termice ridicate (≥ 150 K/W). De aici, necesitatea utilizării unor diode luminescente miniatură, de curenți cât mai reduși și intensitate luminoasă suficientă. Componentele performante oferă aceste facilități pentru curenți de ordinul 1 mA.

Soluțiile concrete, prezentate în [T2P, T3P], propun reducerea numărului de diode LED, deci a puterii disipate totale, prin transferarea mai multor funcții de semnalizare asupra unei diode. Alături de varianta consacrată cu trei diode luminescente, se descriu două variante în care:

- dioda LED1 semnalizează starea de pregătit pentru funcționare, prin emisie continuă de lumină, respectiv starea de scurtcircuit, prin regim de emisie variabil de joasă frecvență. Dioda LED2 indică starea de comutare;

- dioda LED1 semnalizează starea de comutare prin regim continuu de emisie luminoasă, respectiv starea de scurtcircuit prin regim variabil. Dioda LED2 indică starea de pregătit pentru funcționare.

Soluțiile pentru alimentarea diodelor LED, enumerate mai sus, pot fi utilizate fără dificultăți în cazul SIPD de tipul 3T sau 4T (fig. 1.22), la care condițiile de alimentare sunt, de regulă, necritice (tensiunea minimă de alimentare suficient de ridicată $U_{bmin} \geq 9 \text{ V}$, iar consumul de curent nu este puternic restricționat). Situația se complică din nou în cazul variantelor moderne și de viitor de SIPD de tipul 2T. În starea activă, tensiunea la bornele lor atinge valori foarte scăzute $U_d \geq 2,5 \text{ V}$, iar funcționarea trebuie garantată pentru curenți $I_e \geq 2,5 \text{ mA}$. Aceasta impune alimentarea diodei LED de semnalizare a stării de comutare de la surse de curent cu tensiune reziduală extrem de scăzută, respectiv o alimentare la curenți cât mai reduși. O sursă de curent destinată acestui scop, caracterizată prin tensiuni reziduale $\leq 0,5 \text{ V}$ și prin recuperarea curenților de bază ai tranzistoarelor este descrisă în [L4P]. Din considerente de asigurare a unui curent I_e redus se renunță, de regulă, la implementarea celorlalte funcții de control optic.

6.2.2 Perfecționarea SIPD prin afișarea diferențiată a domeniilor certe și incerte de sesizare

Descrierea generală efectuată anterior, referitoare la funcțiile consacrate de semnalizare optică, respectiv la regimul de alimentare a diodelor LED, reflectă stadiul actual, aproape general, de dezvoltare a funcției de afișare în cadrul SIPD. Se constată astfel caracterul minim al informației furnizate de afișarea SIPD, precum și lipsa unor preocupări de indicare diferențiată a stării active în conformitate cu definițiile exprimate de rel. 6.1 ÷ 6.3.

Cu mici excepții, situația este caracteristică tuturor producătorilor de SIPD și a produselor pe care aceștia le furnizează. Primele încercări și realizări de semnalizare optică diferențiată a stării de atenuare, în cadrul domeniului de comutare nominal $d \in [0, s_n]$, sunt ilustrate în fig. 6.4 [L9P, L10P, L11P, H1P, O1C, Y1C, S5A]. Perfecționările în această direcție au la origine modul de definire al distanțelor de comutare, în concordanță cu standardele în vigoare [I5S], prezentat în Secțiunea 6.2.1 (fig. 6.3).

Ca și în cazul sistemelor convenționale, SIPD de acest tip conțin un prim element de indicare a stării de comutare: dioda LED principală (fig. 6.4.a). Aceasta livrează, prin starea ON sau OFF, o informație duală de tipul distanța momentană SIPD-stimul sub, respectiv deasupra valorii s_n , ceea ce corespunde stării ON, respectiv OFF a SIPD de tipul normal-deschis.

Prin măsuri de aliniere exactă se poate asigura o deviație de exemplar foarte redusă a valorii s_n (Capitolul 4). Ea rămâne, însă, mai ales la sistemele cu sensibilitate ridicată, deci cu margine redusă, o mărime dependentă de influențele externe, în special ale temperaturii, chiar și în cazul utilizării unor compensări termice eficiente (Capitolul 5). Din acest motiv, un domeniu învecinat distanței de comutare nominale, situat între limitele $[0,8 s_n, s_n]$, este definit în [L9P ÷ L11P] ca „domeniu nesigur”. Acest domeniu va fi semnalizat optic cu ajutorul unei diode LED auxiliare (fig. 6.4.a).

Domeniul complementar celui nesigur este un „domeniu sigur”, în care influența mediului înconjurător nu poate modifica în mod semnificativ starea de atenuare momentană a SIPD, deci nu poate provoca comutări parazitare ale acestuia.

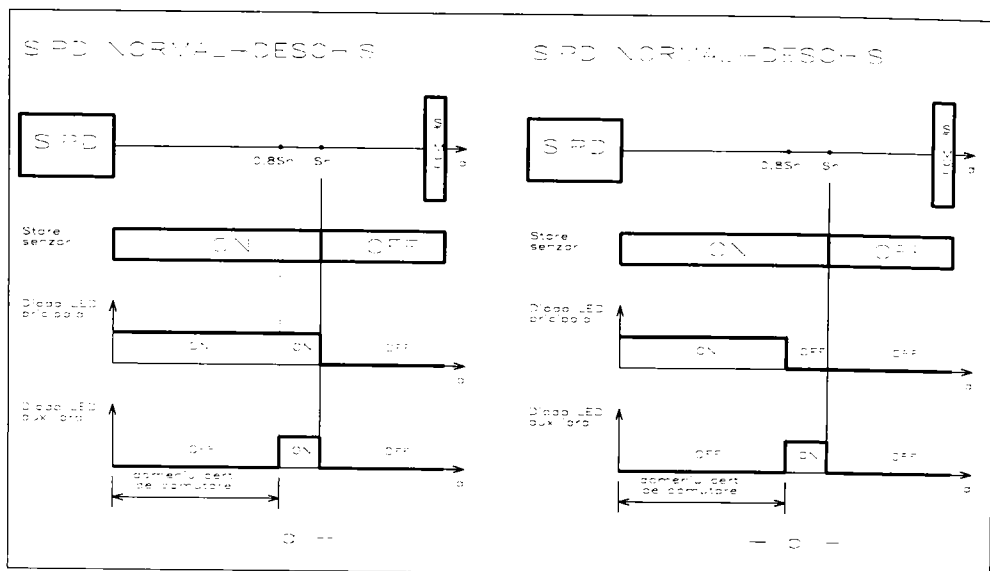


Fig. 6.4 Diagramele de funcționare ale variantelor cunoscute de SIPD cu indicarea unui domeniu incert de comutare

Noua generație de SIPD, dotată cu acest indicator optic auxiliar (*setting position indicator*) permit o montare și reglare mecanică adecvată, cu posibilitatea evitării funcționării în domeniul nesigur. O montare corespunzătoare a SIPD cu limitarea sesizării pentru domeniul $d \in [0, 0,8 s_n]$ va asigura o funcționare certă, independentă de influențele parazitare ale mediului înconjurător, fără pericolul unei comutări parazitare nedorite a sistemului. Restul domeniului de sesizare va fi considerat nesigur. O utilizare a SIPD în acest domeniu nu este recomandabilă, deși este teoretic posibilă. Decizia rămâne la latitudinea utilizatorului. Acest mod de definire a „domeniului sigur” corespunde definiției distanței de comutare garantată s_n (rel. 6.3).

O variantă asemănătoare este descrisă de diagramele din fig. 6.4.b [O1C, Y1C]. Din considerente de reducere a consumului de curent și evitare a unor confuzii, se preferă o logică diferențiată a semnalizării optice, constând în activarea diodei LED principale (culoare verde) pentru domeniul sigur, respectiv a diodei LED secundare (culoare roșie) pentru domeniul nesigur.

Soluțiile măresc gradul de cognoscibilitate, dar sunt unilaterale și au o sferă de aplicabilitate limitată, așa după cum rezultă și din propunerile concrete, care se referă exclusiv la SIPD de tipul normal-deschis. O consecință firească a definiției domeniului nesigur, dată mai sus, este existența unor asemenea domenii plasate de ambele părți ale punctului $d = s_n$. Logica de funcționare, din fig. 6.4, nu permite o extindere prin indicarea suplimentară a domeniului $[s_n, 1,2 s_n]$, însoțită de afișarea univocă a tuturor subdomeniilor.

Dezavantajul major al acestor soluții „consumatoare de curent” apare în cazul SIPD moderne de tip 2T. Comanda unei diode LED, în situația în care SIPD este dezactivat (OFF), este imposibilă în cazul acestor sisteme. Curentul lor rezidual, în starea OFF, trebuie limitat superior la valori, care sunt insuficiente pentru alimentarea sistemului și pentru comanda suplimentară a unei diode LED. În fine, soluțiile pleacă de la premisa utilizării a două diode luminescente, ceea ce înseamnă un consum și puteri disipate sporite.

Autorul prezentei teze a dezvoltat acest concept și a elaborat soluții concrete de realizare a lui [F2P]. Propunerea a fost implementată într-un circuit ASIC destinat SIPD și având un grad

sport de inteligență. Contribuțiile concrete pot fi sintetizate prin următoarele aspecte originale:

- Conceptul elaborat extinde numărul de domenii, prin definirea a două noi domenii incerte.

Domeniul $[s_n, 1,2 s_n]$, situat în partea dreaptă a punctului de comutare nominal s_n , are același grad de incertitudine ca și simetricul său, propus în fig. 6.4, motiv pentru care constituie un al doilea domeniu incert, cu aceeași importanță pentru evitarea comutărilor nedorite, expuse anterior. Independent de funcția de comutare, ce se programează pentru SIPD, cele două domenii trebuie luate simultan în considerare. La montarea SEZ, indiferent de funcția sa de comutare, este recomandabilă evitarea plasării stimulului într-unul din aceste domenii.

În imediata vecinătate a SIPD, funcționarea sistemului este sigură din punct de vedere electric. Mărirea primară V_{DEM} (fig. 1.24) este situată mult sub pragul de comutare V_{REF} , astfel încât o comutare parazitară sub acțiunea influențelor externe este exclusă. În multe aplicații, însă, SIPD efectuează o sesizare dinamică a unor obiecte, ce se deplasează sau se rotesc. În cazul unei distanțe reduse între acestea și SIPD, există pericolul unor atingeri și eventuale deteriorări mecanice ale SES. Din acest motiv, o zonă din imediata vecinătate a suprafeței active, având o extindere $[0, 0,2 s_n]$, se definește ca domeniu incert din rațiuni mecanice.

Zona din interiorul domeniului de comutare nominal, delimitată la extremități de domeniile incerte de mai sus, constituie domeniul cert pentru realizări normal-deschis, în timp ce zona din exteriorul domeniului de comutare nominal, delimitată la stânga de un domeniu incert, reprezintă domeniul cert pentru funcții normal-închis.

Ansamblul SIPD-stimul, din fig. 6.5.a, permite reprezentarea grafică de-a lungul axei sale de referință a domeniilor definite, conform conceptului elaborat de autor:

– DIA = domeniul incert apropiat: $d \in [0, 0,2 s_n]$ (6.4)

– DC_ND = domeniul cert_normal-deschis: $d \in [0,2 s_n, 0,8 s_n]$ (6.5)

– DII = domeniul incert inferior: $d \in [0,8 s_n, s_n]$ (6.6)

– DIS = domeniul incert superior: $d \in [s_n, 1,2 s_n]$ (6.7)

– DC_NI = domeniul cert_normal-închis $d \in [1,2 s_n, \infty]$ (6.8)

- Comanda diodelor luminescente se face în regim continuu în cazul domeniilor certe DC_ND sau DC_NI, depinzând de funcția de comutare, ce a fost programată, respectiv în regim variabil în cazul domeniilor incerte. Regimurile variabile sunt de două tipuri, funcție de starea corespunzătoare a SIPD în domeniul incert respectiv (fig. 6.6):

- Regim intermitent cu frecvențe $2 \div 4$ Hz și factor de umplere 1:1, corespunzător stării ON a SIPD, deci pentru DIA și DII, în cazul unui SIPD normal-deschis, respectiv pentru DIS, în cazul unui SIPD normal-închis. În starea ON a SIPD, curentul prin acesta nu este puternic limitat, chiar și la variantele 2T, deci există disponibilități de alimentare cu curent suficient ($1 \div 2$ mA) a diodei LED.

- Regim pulsatoriu cu frecvența $8 \div 12$ Hz și factor de umplere 1:100, corespunzător stării OFF a SIPD, deci pentru DIS în cazul unui SIPD normal-deschis, respectiv DIA și DII, în cazul unui SIPD normal-închis. Utilizarea unor impulsuri de alimentare cu amplitudine ridicată ($4 \div 6$ mA) oferă o semnalizare optică de intensitate luminoasă suficientă, chiar și în cazul impulsurilor extrem de scurte în raport cu perioada de repetiție. Valoarea medie a curentului consumat pentru semnalizarea optică se reduce în mod semnificativ ($40 \div 60$ μ A). Prin aceasta se elimină dificultățile de implementare a semnalizării optice a domeniilor incerte, corespunzătoare stării inactice a SIPD de tipul 2T, stare în care curentul total consumat de SEZ este limitat drastic la valori $500 \div 700$ μ A. Deși frecvențele sunt comparabile, datorită factorului de umplere puternic subunitar, percepția optică din partea operatorului uman este total diferită, față de cea corespunzătoare regimului intermitent cu factor de umplere 1:1.

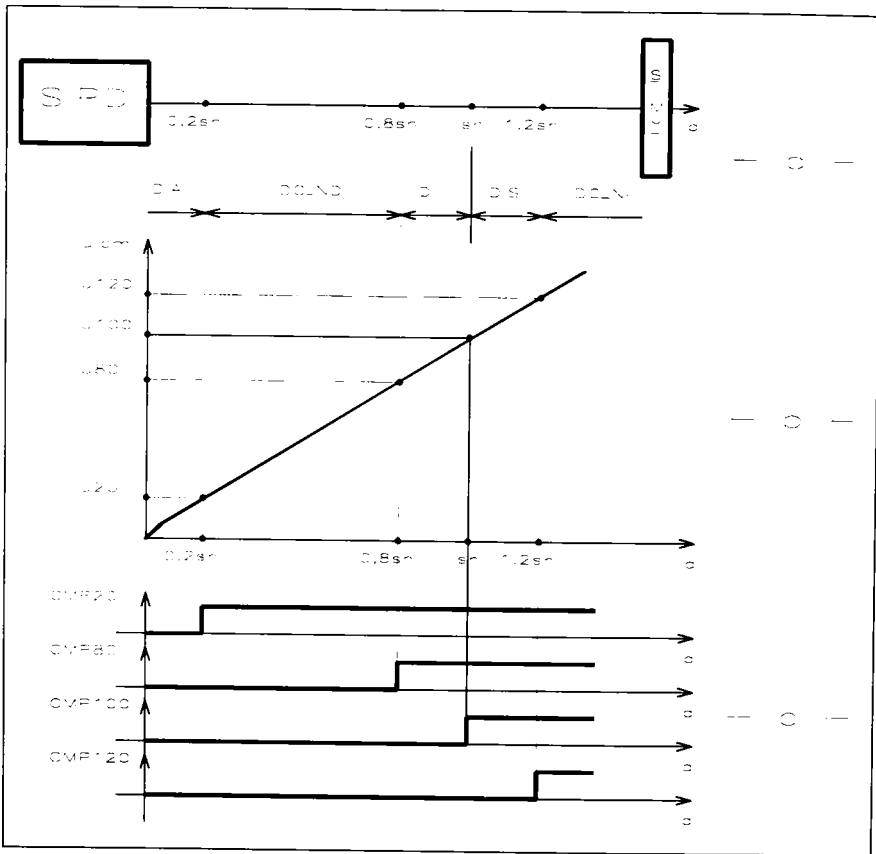


Fig. 6.5 Definierea subdomeniilor de comutare, conform conceptului elaborat de autor [F2P]

• Conceptul poate fi implementat prin utilizarea unei singure diode LED (fig. 6.6) sau prin menținerea tandemului diodă LED principală, pentru semnalizarea domeniului cert, și diodă LED auxiliară, pentru semnalizarea celor trei domenii incerte (fig. 6.7).

Varianta cu două diode LED poate fi realizată și într-un mod mai simplu și, deci, economic, în care regimul intermitent al diodei auxiliare este înlocuit prin regim continuu (ON). Soluția este mai apropiată de variantele din fig. 6.4 și necesită numai un generator pentru realizarea regimului pulsatoriu. Ea oferă aceleași avantaje ca și soluția descrisă de diagramele din fig. 6.7.

Analiza modurilor de semnalizare optică, reprezentate grafic în fig. 6.6 și 6.7, permite enunțarea următoarelor concluzii, referitoare la conceptul de afișare optică pentru SIPD, propus de autor:

• Alternanța celor trei regimuri de funcționare a diodei LED (fig. 6.6) permite *evidențierea optică univocă* a tuturor domeniilor și a granițelor între acestea. Semnalele optice, corespunzătoare regimurilor intermitent, respectiv pulsatoriu, sunt inconfundabile și asigură indicarea frontierelor.

• Soluția multifuncțională propusă, asigură un procedeu universal aplicabil pentru toți SIPD: de tipul 2T, 3T sau 4T (Secțiunea 1.5.2), normal-deschis, respectiv normal-închis, cu o diodă LED sau cu două diode, etc..

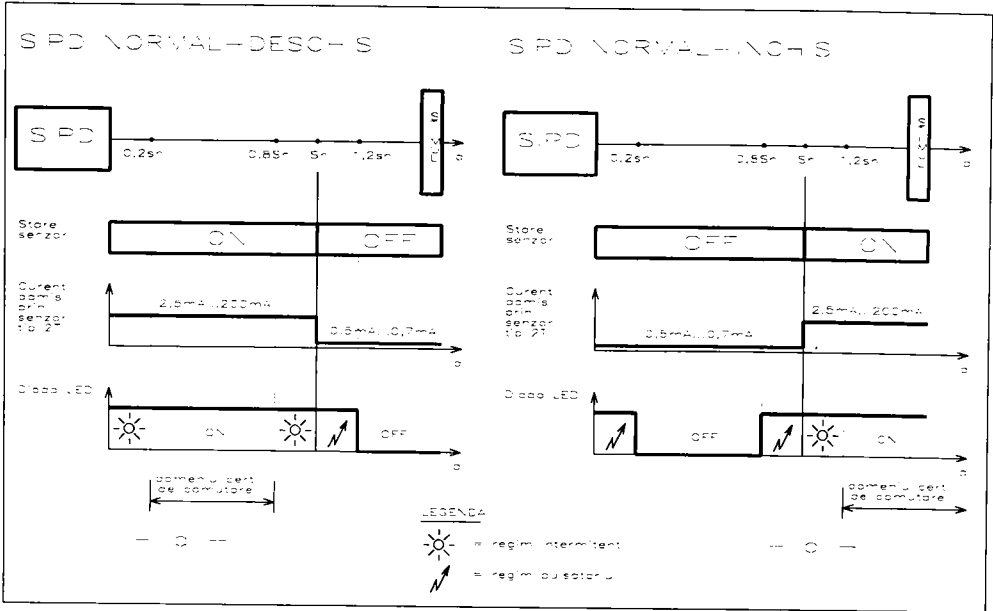


Fig. 6.6 Varianta preferată de implementare a conceptului de afișare diferențiată

• Utilizarea în SIPD a oscilatoarelor cu caracteristică liniarizată, concepute de autor și prezentate detaliat în Secțiunea 3.3, permite implementarea acestui procedeu. Semnalul de ieșire al oscilatorului, având amplitudinea U_{icm} direct proporțională cu distanța SES-stimul (fig. 6.5 b),

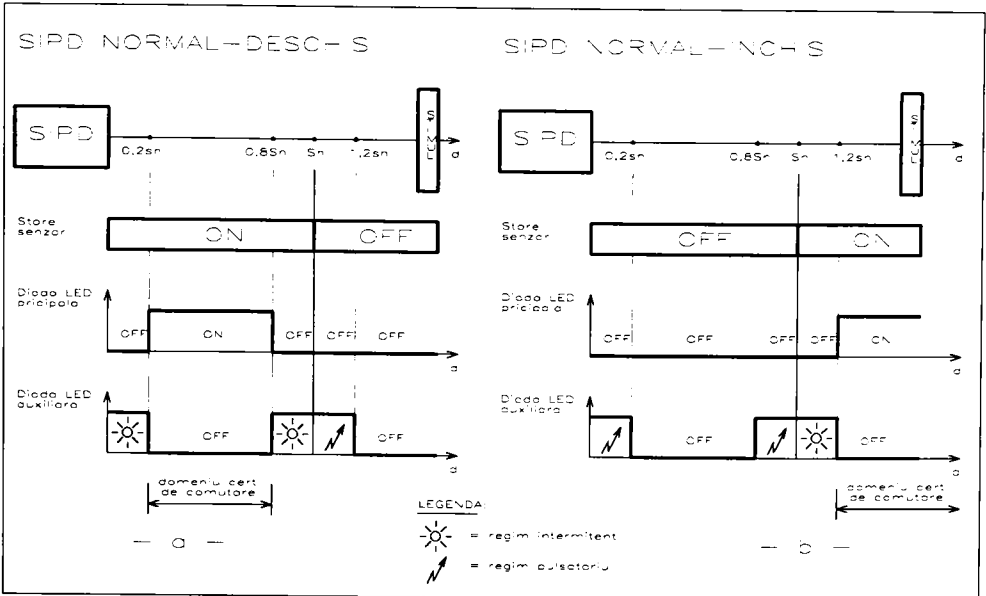


Fig. 6.7 Varianta cu două diode luminescente de implementare a conceptului de afișare diferențiată

poate fi aplicat, după demodulare, comparatoarelor analogice CMP20 ÷ CMP120, având tensiunile de prag $U_{20} \div U_{120}$. O altă posibilitate este demodularea digitală directă a semnalului furnizat de oscilator, cu ajutorul circuitelor din fig. 3.43 sau 3.44 (patru canale identice). Semnalele digitale obținute, în final, printr-una din aceste metode (fig. 6.5.c), pot fi aplicate unui circuit logic combinațional, ale cărui ieșiri constituie semnalele de autorizare a regimurilor de semnalizare optică [F2P].

Posibilitățile concrete de realizare a etajelor de comandă ale diodelor LED pentru regimurile pulsatoriu, respectiv intermitent, sunt, practic, nelimitate. În cele ce urmează vor fi prezentate două scheme concrete, integrabile în tehnologie bipolară, și concepute de autor pentru a satisface exigențele sporite, caracteristice variantelor 2T de SIPD.

Circuitul din fig. 6.8.a asigură o alimentare a diodei LED în regim pulsatoriu. Acest regim corespunde stării OFF a SIPD (fig. 6.6, 6.7), stare în care tensiunea la bornele SIPD, deci și tensiunea de alimentare a etajului, are valori nerestricțive, suficient de ridicate (≥ 9 V). Limitarea puternică este dată de către consumul de curent admis, de aici dezideratul funcționării cu un consum minim.

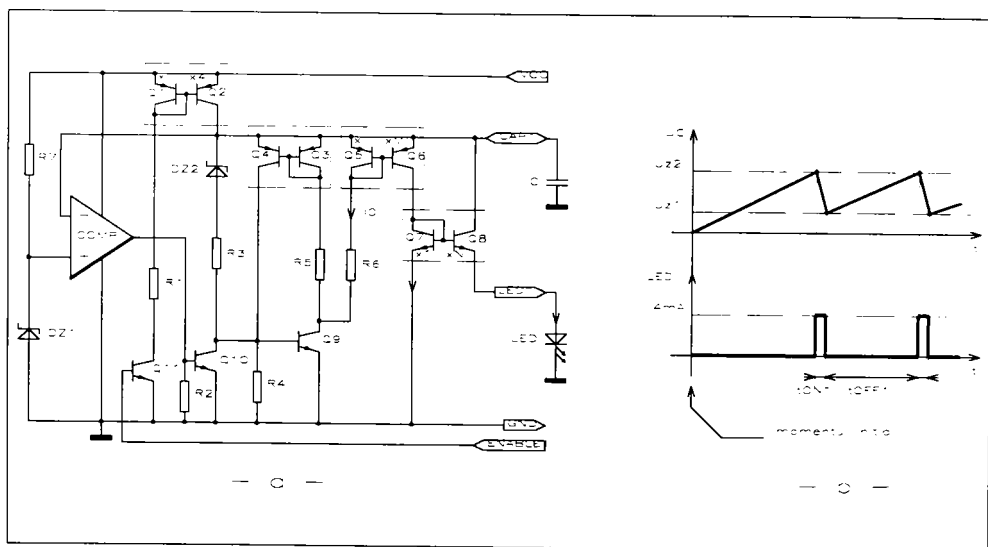


Fig. 6.8 Circuit de alimentare a diodei LED în regim pulsatoriu, adecvat pentru SIPD de tip 2T

În acest scop, condensatorul C servește atât ca element de temporizare, cât și ca sursă tampon de energie pentru impulsurile de curent de alimentare a diodei LED. Oglinda de curent Q1, Q2 constituie sursa de curent pentru încărcarea condensatorului C. Descărcarea acestuia se face prin oglinda Q7, Q8, având dioda LED conectată la ieșirea sa și fiind comandată de oglinda Q5, Q6. Curentul de încărcare poate fi controlat cu rezistența R1, iar cel de descărcare cu R6. Circuitul comparator urmărește evoluția tensiunii U_C la bornele condensatorului C (fig. 6.8.b) și o compară cu tensiunea de referință U_{Z1} , stabilită de dioda Zener DZ1.

În momentul activării circuitului (semnalul ENABLE1 ridicat), începe încărcarea lui C cu curent constant. Atâta timp cât $U_C < U_{Z1}$, tranzistorul Q10 este conductor, iar Q9 este blocat, deci sursa de descărcare este dezactivată. La depășirea pragului U_{Z1} , comparatorul basculează și cauzează blocarea lui Q10. Tranzistorul Q9 rămâne în continuare blocat și C se încarcă mai departe liniar, până când tensiunea U_C atinge pragul superior U_{Z2} , definit de dioda Zener DZ2.

În acest moment DZ2 intră în conducție și comandă tranzistorul Q9. Tranzistorul Q9 con-

ductor activează, pe de o parte circuitul de automenținere (oglinza Q3, Q4), și pe de altă parte circuitul de descărcare al condensatorului C prin dioda LED. Curentul de referință I_0 , prestabilit cu R6, va fi amplificat cu factorii M și N în oglinzile respective de curent, ceea ce conduce la valori ridicate ale curentului prin dioda LED și timpi de descărcare scurți. În intervalul t_{ON1} , condensatorul C se descarcă liniar, tensiunea U_C scade rapid și dioda LED este alimentată cu curent constant.

La atingerea pragului $U_C = U_{Z1}$, are loc rebascularea comparatorului și blocarea lui Q10. Acesta preia curentul de automenținere, blochează tranzistorul Q9 și dezactivează circuitul de descărcare al condensatorului C. Începe o nouă încărcare a lui C, având durata t_{OFF1} până la atingerea pragului U_{Z2} .

Procesul decurge neîntrerupt, până la blocarea etajului prin aducerea semnalului ENABLE1 la nivel scăzut (low).

Raportul între timpii de comutare:

$$t_{ON1} = \frac{U_{Z2} - U_{Z1}}{I_{DESC}} \cdot C \quad (6.9)$$

$$t_{OFF1} = \frac{U_{Z2} - U_{Z1}}{I_{INC}} \cdot C \quad (6.10)$$

deci factorul de umplere poate fi prestabilit prin alegerea adecvată a pragurilor și curenților de încărcare I_{INC} , respectiv descărcare I_{DESC} , în etapa de dimensionare a circuitului. Odată integrată, schema oferă posibilitatea ajustării independente a frecvenței de lucru, cu menținerea neschimbată a factorului de umplere, prin dimensionarea adecvată a condensatorului C.

Spre exemplu, pentru $I_{INC} = 40 \mu A$, $I_{DESC} = 4 \text{ mA}$, $U_{Z2} = 8 \text{ V}$ și $U_{Z1} = 4 \text{ V}$ rezultă:

$$\frac{t_{ON1}}{t_{OFF1}} = \frac{I_{INC}}{I_{DESC}} = 1 : 100 \quad (6.11)$$

$$f \approx \frac{1}{t_{OFF1}} = \frac{I_{INC}}{U_{Z2} - U_{Z1}} \cdot \frac{1}{C} = \frac{40 \mu A}{4 \text{ V}} \cdot \frac{1}{C} \quad (6.12)$$

de unde rezultă valori practicabile ale capacității C pentru domeniul de frecvențe recomandat de autor ($f = 8 \div 12 \text{ Hz}$):

$$C = 1,25 \mu F \div 0,83 \mu F \quad (6.13)$$

Consumul de curent al circuitului este dictat, în primul rând, de curentul de încărcare și de către circuitul comparator. O realizare integrată, de tipul „low-current”, poate duce la un curent consumat foarte redus, deci la menținerea consumului total al SIPD la nivel scăzut.

Un circuit complementar, destinat alimentării diodei LED în regim intermitent și în aceleași condiții restrictive, specifice variantelor 2T de SIPD, este reprezentat în fig. 6.9.a. Regimul intermitent de alimentare a diodei LED corespunde stării ON a SIPD (fig. 6.6, 6.7), stare în care tensiunea la bornele SIPD, deci și tensiunea de alimentare a etajului, are valori foarte scăzute (2,5 V). Curentul consumat nu este puternic limitat inferior ($\geq 2,5 \text{ mA}$).

Condensatorul C este numai element de temporizare al circuitului, funcționând în regim de circuit basculant astabil. Încărcarea/descărcarea lui C se face cu o celulă clasică de tip sursă-absorbție de curent, realizată cu oglinzile de curent Q1 ÷ Q5, respectiv Q6, Q7. Curentul de alimentare al diodei LED, de valoare egală celei de regim continuu, este furnizat de oglinda de curent Q11, Q12, care realizează o amplificare cu factorul P a curentului prestabilit cu rezistența R3. Oglinda de curent multiplă Q1 ÷ Q5 asigură patru curenți de ieșire egali, având valoarea I_0 , prestabilită cu rezistența R1. Circuitul comparator urmărește evoluția tensiunii U_C la bornele con-

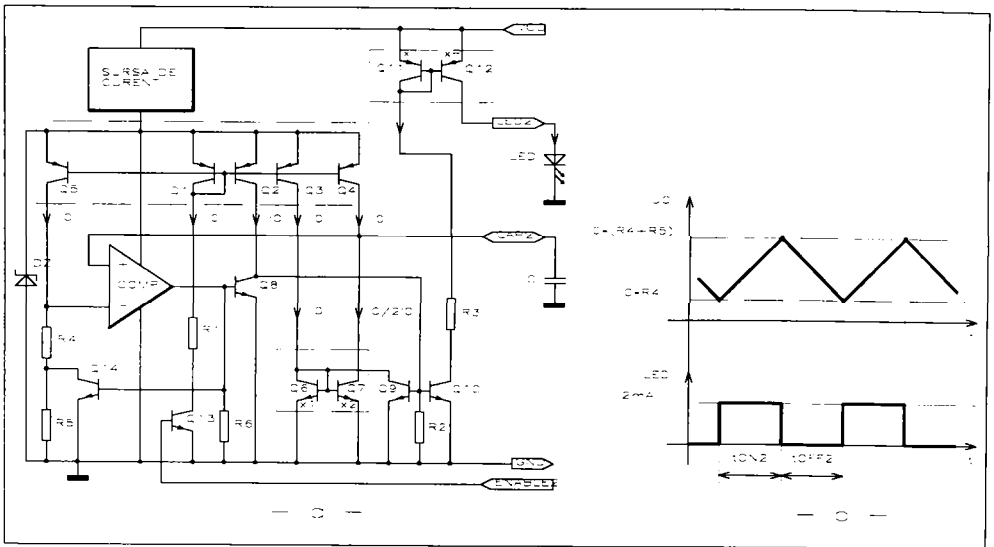


Fig. 6.9 Circuit de alimentare a diodei LED în regim intermitent, adecvat pentru SIPD de tip 2T

condensatorului (fig. 6.9.b) și o compară cu pragul stabilit prin rezistențele $R_4 + R_5$, respectiv R_4 .

După autorizarea funcționării (semnalul ENABLE2 ridicat), tranzistorul Q13 activează oglinda multiplă de curent și circuitul intră într-un regim permanent de comutare.

În intervalul de timp t_{ON2} , tensiunea U_C este mai mică decât pragul existent la intrarea inversoare a comparatorului. În consecință, ieșirea acestuia este la nivel scăzut, ceea ce duce la următoarele stări ale tranzistoarelor de comutație:

- Q14 este blocat, deci tensiunea de prag are valoarea $I_0 \cdot (R_4 + R_5)$;
- Q8 este blocat, deci curentul de colector $i_{C2} = I_0$ asigură la bornele rezistenței R_2 o tensiune de deschidere pentru tranzistoarele Q9 și Q10;
- Q10 este conductor și activează oglinda Q11, Q12, ce alimentează dioda LED cu curent constant;
- Q9 este conductor și blochează oglinda absorbție de curent Q6, Q7. În timpul acestui interval, curentul de colector $i_{C4} = I_0$ asigură încărcarea liniară a condensatorului C.

La atingerea pragului superior, deci pentru $U_C = I_0 \cdot (R_4 + R_5)$, are loc bascularea comparatorului, iar stabilirea nivelului ridicat la ieșirea acestuia produce comutarea tranzistoarelor enumerate mai sus. Începe intervalul de timp t_{OFF2} , pe parcursul căruia:

- Q14 este conductor și scurtcircuitează rezistența R_5 , asigurând pragul inferior de valoare $I_0 \cdot R_4$;
- Q8 este conductor, deviază la masă curentul $i_{C2} = I_0$, ceea ce duce la blocarea tranzistoarelor Q9 și Q10;
- Q10 este blocat, deci curentul de alimentare al diodei LED este întrerupt;
- Q9 este blocat, ceea ce echivalează cu autorizarea oglinzii Q6, Q7. Celula sursă-absorbție de curent este activă; în nodul de conectare a lui C are loc o injecție de curent ($i_{C4} = I_0$) și o absorbție dublă ($i_{C7} = 2I_0$), ceea ce duce la descărcarea condensatorului C cu curent constant de valoare I_0 . Tensiunea U_C scade liniar, tinzând spre pragul inferior.

La atingerea pragului inferior, deci pentru $U_C = I_0 \cdot R_4$, are loc rebascularea comparatorului și începe un nou ciclu de încărcare a lui C.

Procesul decurge neîntrerupt, până la blocarea etajului prin aducerea semnalului

ENABLE2 la nivel scăzut.

Schema este avantajoasă prin faptul că asigură un factor de umplere 1:1, iar durata timpilor de comutație este o funcție liniară de C:

$$t_{ON2} = t_{OFF2} = R5 \cdot C \quad (6.14)$$

Panta acestei dependențe (valoarea rezistenței R5) se stabilește în etapa de dimensionare a circuitului. Odată integrată, schema oferă posibilitatea ajustării liniare a frecvenței de lucru, cu păstrarea factorului de umplere 1:1, prin dimensionarea adecvată a condensatorului C:

$$f = \frac{1}{t_{ON2} + t_{OFF2}} = \frac{1}{2R5} \cdot \frac{1}{C} \quad (6.15)$$

Mentținând domeniul de valori ale condensatorului C, dat de rel. 6.13, cu o valoare R5 = 500 kΩ, se poate acoperi domeniul optim $f = 0,8 \div 1,2$ Hz.

Circuitele din fig. 6.8 și 6.9 permit conectarea în paralel a conexiunilor CAP1 și CAP2, respectiv LED1 și LED2. În acest mod implementarea conceptului original, propus de autor și reprezentat în fig. 6.6, se poate asigura, în mod optim, cu o singură diodă LED și cu un unic condensator de temporizare, prin activarea adecvată a semnalelor ENABLE1 și ENABLE2, în conformitate cu distanța momentană între SIPD și stimul (fig. 6.5).

6.3 PERFECȚIONAREA SIPD PRIN IDENTIFICAREA CONDIȚIILOR DE CONECTARE ȘI ADAPTAREA LA ACESTEA

6.3.1 Metode convenționale de asigurare a funcției de comutație la ieșirea SIPD și de realizare a etajului de ieșire

Prezentarea generală a SEZ industriali, efectuată în *Secțiunea 1.2*, debutează cu o primă clasificare a acestora în SEZ analogici și digitali, funcție de caracterul mărimii lor de ieșire. Această clasificare este valabilă și pentru clasa restrânsă a SIP. Dintre caracteristicile esențiale, care definesc un SIPD, importantă pentru prezentarea de față este obligativitatea asigurării comutației la ieșire, prin intermediul unui element semiconductor (*Secțiunea 1.5.1*). În starea acționată a SIPD, rezultată în urma sesizării stimulului și dependentă de funcția de comutație programată (*Secțiunea 1.5.2.b*), acest element asigură conectarea sarcinii la sursa de energie. Modul de conectare este diferit, depinzând de numărul terminalelor SIPD (*Secțiunea 1.5.2.c*), respectiv de poziția sarcinii în raport cu liniile de alimentare. Reprezentările schematice ale situațiilor posibile, cuprinse sintetic în fig. 1.22, conduc la următoarele constatări:

- La SIPD de tip 2T (fig. 1.22.c2), datorită unei conectări în serie a elementelor componente (sursa de alimentare - SIPD - sarcină), poziția sarcinii este nesemnificativă pentru etajul de comutare din SIPD. Această independență este unul din motivele care duc la o utilizare din ce în ce mai intensă a variantelor 2T. Datorită acestui avantaj, precum și a altora, prezentate pe parcursul lucrării, se apreciază, că varianta 2T se va impune definitiv în anii viitori, în detrimentul celorlalte variante. Răspândirea limitată a acestora, în etapa actuală, se datorește dificultăților electrice și electronice momentane de realizare a ei.

- La SIPD de tip 3T sau 4T, poziția sarcinii în cadrul sistemului este hotărâtoare și impune existența a două tipuri distincte de SIPD (*Secțiunea 1.5.2.d*):

- SIPD cu conectare spre „+” (sisteme *high-side switch* HSS);
- SIPD cu conectare spre „-” (sisteme *low-side switch* LSS).

Funcție de topologia aplicației, este necesară utilizarea tipului corespunzător de SIPD, folosirea tipului complementar fiind lipsită de funcționalitate. Aceasta înseamnă pentru producător o dublare a paletelor de SIPD concepute și fabricate, cu toate consecințele negative, legate de logistică, costuri, etc. Existența a două tipuri este o sursă frecventă de confuzii la beneficiari. Posibilități de standardizare și de renunțare la o variantă sunt, la ora actuală, de neașteptat, ținând cont de tradițiile și afinitățile, clar delimitate din punct de vedere geografic. Varianta HSS este utilizată exclusiv în Europa, în timp ce varianta LSS este caracteristică pentru America și parțial Asia (aici varianta 2T este totuși majoritară).

Pentru realizarea celor două tipuri de SIPD este, deci, necesară elaborarea și utilizarea distinctă a două clase de etaje de ieșire, cu conectare spre „+”, respectiv spre „-”, deci de tip *high-side driver* HSD, respectiv *low-side driver* LSD.

Aducerea la un numitor comun a acestor circuite este o preocupare relativ recentă în domeniul SIPD. Realizările existente la ora actuală vor fi prezentate în continuare.

Soluția autorului are la bază premisa, de a elabora un circuit unic, capabil să recunoască starea sarcinii, sau modificări ale acestei stări, și să se adapteze imediat la noua situație, în vederea asigurării comutației corecte. Această soluție va fi descrisă în *Secțiunea 6.3.2*.

Înainte de prezentarea sintetică a metodelor convenționale de asigurare a funcției de comutație la ieșirea SIPD de tipul 3T sau 4T, se impune a enunța caracteristicile electrice ale comutării, ce trebuie asigurate prin etajele de ieșire ale acestora (fig. 1.24). Parametri esențiali sunt reglementați de către standarde [I5S], în timp ce alți parametri au o diversitate de valori, dictată și de tipul aplicației. O sinteză a informațiilor de catalog permite enunțarea următoarelor caracteristici și valori:

- tensiunea de alimentare:

$$U_b = 10 \div 65 \text{ V, la variantele de c.c.} \quad (6.16)$$

- curentul de sarcină:

$$I_l = 0 \div 100 \text{ mA, pentru variantele miniatură D = 4; 6 și M8 (tab. 1.2)} \quad (6.17)$$

$$I_l = 0 \div 200 \text{ mA, pentru celelalte tipuri [I5S]} \quad (6.18)$$

$$I_l = 0 \div 500 \text{ mA, pentru variante excepționale} \quad (6.19)$$

- căderea de tensiune pe elementul semiconductor comutator, în condiții de măsurare specificate și pentru curent maxim [FREF1, *Secțiunea 4.1.1*]:

$$U_d \leq 3,5 \text{ V, conform standardelor} \quad (6.20)$$

$$U_d \leq 2 \text{ V, conform tendințelor actuale} \quad (6.21)$$

- curentul rezidual în starea blocată a ieșirii:

$$I_{\text{rez}} \leq 5 \mu\text{A} \quad (6.22)$$

- frecvența de comutație:

$$f \leq 50 \text{ kHz} \quad (6.23)$$

- vitezele de comutație pentru sarcini rezistive:

$$SR_{\text{rise}}, SR_{\text{fall}} = n \cdot (1 \text{ V}/\mu\text{s} \div 10 \text{ V}/\mu\text{s}) \quad (6.24)$$

- posibilitatea acționării sarcinilor combinate (R+L, R+L || C), cu limitarea impulsurilor de comutare inductivă. Acționare univocă lipsită de comutații parazite, oscilații, etc.

- protecție la suprasarcină și scurtcircuit.

Literatura de specialitate este foarte bogată în prezentarea unor soluții dedicate sau adecvate realizării comutării la ieșirea SIP. O sinteză a acestora permite clasificarea lor în următoarele categorii:

- **Etaje de ieșire discrete** conectate la electronica aferentă SIPD (fig. 1.24), la rândul ei realizată în varianta discretă sau integrată. Prima alternativă, corespunzătoare circuitelor în înregime discrete, este, așa după cum s-a mai arătat, depășită din punct de vedere moral și tehnologic. A doua alternativă se utilizează relativ frecvent în combinație cu circuitele integrate dedicate SIPD și disponibile ca produse de catalog [A3C, S4C, S3C].

Ca element final se utilizează tranzistoare de putere medie, în capsule miniatură (de tip SOT-89 sau SOT-223), funcționând în regim de comutație sau, uneori, de sursă/absorbție de curent comandată [P11A, L8P, T2P, S7C]. Cele mai utilizate tipuri sunt:

- tranzistoare bipolare sau pereche Darlington cu tensiuni de saturație reduse, în conexiune EC, de tipul PNP (pentru varianta HSD), respectiv NPN (pentru varianta LSD) [S9C, S10C, P5C].

- tranzistoare unipolare, sau derivate ale acestora. Paleta elementelor de acest tip este foarte bogată, iar utilizarea lor duce la facilități de neimaginat în cazul tranzistoarelor bipolare. Datorită prețului de cost mai ridicat, aceste elemente sunt totuși slab reprezentate în domeniul SIPD. Ținând cont de tendința de integrare completă a electronicii SIPD, nu se așteaptă o extindere a ariei de utilizare a acestor elemente, în forma discretă. Dintre elementele adecvate comutării în SIPD, pot fi citate tranzistoarele de tip: *MOSFET* de putere medie, în tehnologie *DMOS* [P6A, R6A], *SIPMOS* [S6C, L2A], *TOPFET* [P4C], *HEXFET* [I1C], *IGBT* [S6C, R6A, L2A, L3A], *SIRET* [S6C, L2A], *TEMPFET* [S6C, B18A], *SENSOR-FET* [P10A], etc.

Elementul de comutație utilizat în SIPD de tipul 2T este, aproape în exclusivitate, tranzistorul bipolar [F11P], a cărui tensiune VBE este mult mai mică, în comparație cu tensiunile VDS de comandă a tranzistoarelor unipolare. În starea activă a SIPD, se dorește obținerea unei tensiuni U_d cât mai reduse ($\leq 2,5$ V) la bornele sale. La asemenea tensiuni de alimentare scăzute, comanda tranzistoarelor unipolare de către electronica aferentă este practic imposibilă.

- **Etaje de ieșire integrate în circuitele pentru SIPD.** Asemenea etaje, integrate împreună cu electronica de evaluare și logica de comandă, se întâlnesc la toate circuitele integrate standard, destinate SIPD [A3C, S3C, S4C]. Cu puține excepții, ele pot comuta numai curenți reduși, sub valorile cerute pentru SIPD (rel. 6.17 ÷ 6.19). Din acest motiv ele se utilizează, de regulă, ca etaje driver pentru comanda unor tranzistoare finale discrete, de tipul celor enumerate anterior.

Referitor la regimul de funcționare al acestor etaje integrate, se poate face următoarea sistematizare evolutivă:

- Circuitele aparținând familiilor FM3xx și AM3xx (*Secțiunea 3.1.1*) conțin un etaj de ieșire, funcționând în regim de generator de curent comandat (sursă sau absorbție), și sunt elaborate pentru comanda unor tranzistoare finale discrete (FM303, FM313 pentru tranzistoare PNP, iar FM304 pentru NPN). Varianta evoluată AM329 are două ieșiri separate Q_p sau Q_n , pentru comanda unui tranzistor PNP, în vederea realizării funcției HSS (fig. 3.6.a), respectiv a unui tranzistor NPN, pentru funcția LSS. Curentul de ieșire, deci de bază al tranzistorului extern, este ajustabil în domeniul 0,2 mA ÷ 20 mA cu rezistența R_s . Funcția de comutare ND/NI se programează prin pinul O/C.

- Circuitul TCA505 (fig. 3.4) conține două tranzistoare integrate de tip open-emitter open-collector, comandate în opoziție. Tranzistoarele pot funcționa în regim comutator, ca în fig. 3.4.a (pinul B neconectat), pentru comutarea directă a unor curenți de sarcină de valori medii (≤ 50 mA), în variantele HSD sau LSD. Aplicarea unei tensiuni la pinul B asigură trecerea tranzistoarelor în regim de sursă de curent comandată, făcând posibilă acționarea directă a unor tranzis-

toare externe PNP. Pe această cale se obțin variante HSD pentru curenți conform rel. 6.17 ÷ 6.19. Varianta LSD se complică, făcând necesară intercalarea unui etaj inversor între circuitul integrat și tranzistorul final NPN. Circuitul nu are o intrare de programare a funcției de comutație ND/NI. Prescrierea acestuia se face prin alegerea tranzistorului de ieșire corespunzător, ceea ce înseamnă o flexibilitate redusă în programare.

- Varianta performantă TDE270 (fig. 3.8.b) are gradul cel mai extins de flexibilitate, întâlnit la circuitele standard pentru SIPD. Cele două bufer integrate pot comuta direct curenți până la 20 mA, respectiv pot comanda simultan elemente externe de comutație pentru funcțiile HSS și LSS. Funcția de comutare se programează separat la pinul NO/NC.

- Unicul circuit de catalog pentru SIPD, care conține un etaj de ieșire integrat, capabil să satisfacă rel. 6.16, 6.19 și 6.21, este TCA705 [S3C]. Electronica de evaluare este preluată de la predecesorul său TCA505, în timp ce etajul de ieșire conține un tranzistor DMOS de tipul open-drain, open-source, integrat în tehnologia Smart-Power. Tranzistorul poate fi utilizat în conexiune drenă comună pentru variante HSD, respectiv sursă comună pentru LSD. Rezistența de canal $R_{DS_ON} \leq 0,5 \Omega$ asigură căderi de tensiune U_d de valori foarte reduse. Funcția de comutare se programează separat, cu ajutorul unei conexiuni adiționale la pinii circuitului. Integratul include un circuit de protecție al suprasarcină și scurtcircuit de tip astabil [FREF1, Secțiunea 4.4.1], o absorbție de curent internă pentru comanda unei diode LED, care realizează semnalizarea standard a stării de comutare, respectiv de scurtcircuit (Secțiunea 6.1.1), precum și un etaj de temporizare la aplicarea, respectiv întreruperea, alimentării, similar celui din TCA505. Gradul mare de integrare duce la un număr minim de componente externe necesare. Acest avantaj, alături de suprafața rezonabilă a cipului integrat ($\approx 8 \text{ mm}^2$), permit utilizarea acestui circuit chiar și pentru SIPD miniatură.

- **Etaje de ieșire integrate monolitic în cipuri separate.** Paleta de etaje de ieșire integrate de sine stătător, destinate funcțiilor de comutare, este foarte bogată [S9A, B16A, M7A, F17A]. Asemenea circuite constituie un produs de bază al unor firme ca International Rectifier, SGS-Thomson, Siemens, Unitorde, etc. [I1C, S3C, U1C]. Trecând în revistă aceste circuite, autorul a selectat tipuri reprezentative, care sunt adecvate pentru SIPD, ținând cont de compatibilitatea cu electronica de evaluare primară a acestuia, de parametri electrici oferiiți, de complexitate, dimensiuni și preț de cost, precum și de includerea în circuit a funcțiilor de protecție, specifice pentru SIPD. În această categorie pot fi enumerate: AM326 [A3C], TDE1737/1747, TDE1707, L6377 [S3C], IR6000 [I1C], circuitele BSP350 ÷ 550, aparținând familiei MINI-PROFET [R7A, S8C], etc.

Studiul atent al surselor bibliografice permite enunțarea următoarelor concluzii, referitoare la caracteristicile tehnice ale acestora:

- Parametri electrici satisfac pe deplin rel. 6.16, 6.19 și 6.21, nefiind necesare circuite auxiliare de stabilizare, tranzistoare externe adiționale, etc.. Parametri dinamici corespund rel. 6.23, 6.24;

- Protecția la suprasarcină și scurtcircuit este asigurată de către blocurile integrate de protecție, de tip astabil și/sau de protecție termică cu blocare (*Thermal Shut-down*). Detecția stării de scurtcircuit se face intern;

- Circuitele conțin funcțiile auxiliare, absolut necesare pentru SIPD, ca de exemplu de temporizare la aplicarea alimentării (*Turn-on Delay*), precum și alte funcții de indicare optică a stării, de semnalizare a situațiilor de avarie, etc.

Utilizarea acestor circuite în SIPD este mai avantajoasă, comparativ cu variantele prezentate anterior, care utilizează un element de comutație discret și care conțin o periferie mai amplă, necesară în vederea comenzii acestui element și asigurării funcțiilor de protecție și auxiliare. Etajele de ieșire integrate independent elimină complet aceste dezavantaje.

Din spectrul de produse enunțat anterior se prezintă în continuare două variante repre-

zervative, apreciate de autor ca fiind deosebit de adecvate SIPD.

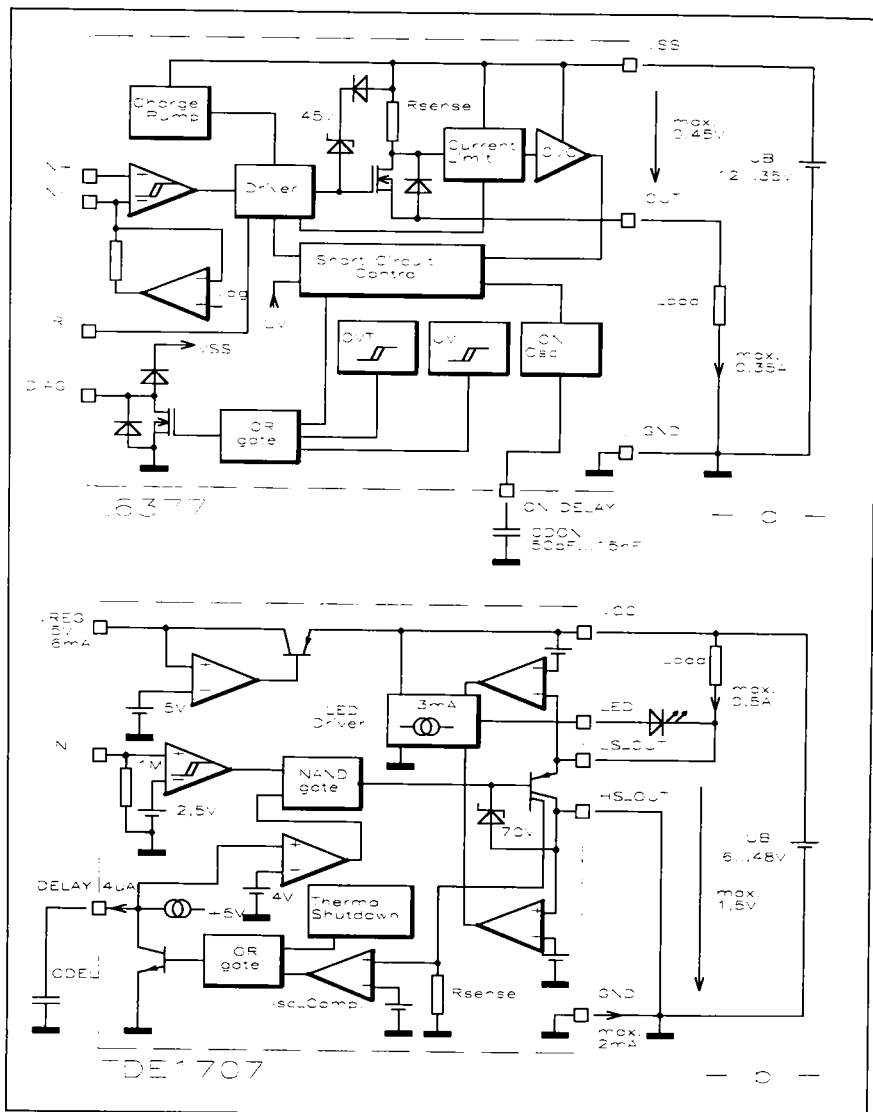


Fig. 6.10 Schemele bloc ale unor circuite de ieșire integrate evoluate [S3C]

Circuitul L6377 din fig. 6.10.a, denumit de producător „Intelligent Power Switch” [S3C], este realizat în tehnologie multipower BCD și este capabil să acționeze sarcini inductive, capacitive sau rezistive, conectate ferm la masă (funcția HSS). Este asamblat în capsulă miniaturizată SOT-8 și include multiple funcții de protecție:

– protecție la scurtcircuit OVC (OVer Current) de tip astabil, cu limitarea impulsurilor de curent (0,6 A). Raportul între perioadele conectat-deconectat (FREF1, Secțiunea 4.4.1) este t_{scON} : $t_{scOFF} = 1:32$, iar timpul t_{scON} se ajustează liniar cu condensatorul CDON (coeficient 1,28 $\mu\text{s/pF}$);

- protecție la subalimentare UV (*Under Voltage lockout*);
- protecție la supratemperatură OVT (*OVer Temperature protection*) cu deconectare (prag 170 °C, histerezis 20 °C).

Aceste protecții sunt monitorizate prin ieșirea open drain DIAG (*active low*). Limitarea vârfulor de tensiune la comutarea sarcinilor inductive este asigurată intern (*internal voltage clamping*). Frecvența maximă de comutație este de 25 kHz. Intrarea asincronă reset R (*active low*) permite deconectarea imediată a sarcinii, independent de semnalele la intrările principale.

Circuitul TDE1707, din fig. 6.10.b, purtând aceeași denumire pretențioasă [S3C], poate fi apreciat, ca fiind cel mai adecvat pentru SIPD. Protecțiile sunt mai puțin numeroase și nemonitorizate, în schimb circuitul cuprinde toate funcțiile necesare utilizării în SIPD:

- protecția la scurtcircuit de tip astabil, cu limitarea curentului (≤ 2 A), declanșată prin măsurarea internă a unei fracțiuni din curentul de sarcină;
- asigurarea unei tensiuni V_{REG} stabilizate, pentru alimentarea optimă a circuitelor primare din SIPD (fig. 1.24);
- absorbție/sursă de curent comandabilă, pentru alimentarea unei diode LED, cu rol de indicator al stării de comutare, varianta standard (*Secțiunea 6.1.1*);
- temporizarea la aplicarea alimentării, realizată prin încărcarea liniară a condensatorului CDEL și ajustată cu acesta (coeficient 1 ms/nF).

Trăsătura remarcabilă constă în utilizarea unui tranzistor comutator open-emitter open-collector, care permite realizarea ambelor funcții HSS, respectiv LSS (în fig. 6.10.b etajul este conectat, spre exemplificare, ca LSS). Circuitul poate acționa sarcini inductive, capacitive și rezistive. Vârfulurile de tensiune la comutarea sarcinilor inductive sunt limitate interior la valori nedistructive. Protecțiile împotriva polarității inversate [FREF1, *Secțiunea 4.4.2*], precum și la întreruperea legăturii de întoarcere (*GND or VCC Open Wire Protection*), absolut necesare pentru SIPD, sunt de asemenea rezolvate intern, fără a necesita elemente externe adiționale.

Circuitul poate fi utilizat în capsulă miniatură (SOT-8) sau ca cip (≈ 6 mm²) pentru asamblări COB (*chip-on-board*) [FREF1, *Capitolul 6*].

Caracteristici foarte atractive sunt oferite de circuitele mini-smart-power, integrate în tehnologia PROFET, derivată din SIPMOS [R7A, S8C]. Pentru moment, sunt disponibile numai tipurile HSD: BSP350 ÷ 550. Acestea sunt încapsulate în capsule de tranzistor SOT-223, au un minim de conexiuni (intrare, ieșire, alimentare) și un număr impresionant de funcții interne de protecție: suprasarcină și scurtcircuit, supratensiune și supratemperatură. Datele electrice ale tipului BSP365: $V_{SS} = 5 \div 60$ V, $I_{OUT} = 200$ mA, $R_{DS(ON)} = 5$ Ω satisfac pe deplin dezideratele SIPD.

6.3.2 Circuite inteligente de ieșire pentru SIPD, cu asigurarea automată a funcției HSS-LSS

Circuitele de ieșire existente în momentul actual și prezentate anterior, chiar și cele denumite de producători circuite inteligente, se caracterizează printr-un dezavantaj comun. Acesta constă în lipsa capacității de recunoaștere a conexiunii ferme a sarcinii și de adaptare a funcției de comutație la această situație, însușire caracteristică atributului de SEZ inteligent.

O asemenea facilitate este, după cum s-a subliniat în prezentarea introductivă din *Secțiunea 6.3.1*, un deziderat major, care asigură simplificarea logisticii și reducerea costurilor, la producător, precum și o versabilitate și flexibilitate, la utilizator sau în timpul funcționării, în cadrul aplicațiilor cu sisteme de conducere programată.

Posibilitățile oferite în această direcție de către etajele de ieșire cele mai evolute descrise anterior sunt foarte limitate. O primă categorie dispune de două ieșiri distincte pentru comanda unor etaje finale discrete, de tipul HSD sau LSD (AM329 din fig. 3.6, TDE270 din fig. 3.8.b, etc.). Circuitele din a doua categorie, cu un grad mărit de integrare, conțin un element final

de comutație de tip bipolar sau unipolar, integrat monolitic cu electrozii accesibili, conectați la două borne de ieșire (TCA705, TDE1707 din fig. 6.10.b). În mod sistematic, stabilirea funcției HSS sau LSS se face prin alegerea ieșirii și efectuarea unor conexiuni electrice definitive, fără posibilități ulterioare de modificare.

Programarea funcției HSS-LSS, printr-o programare repetabilă și efectuabilă chiar și în cazul SIPD complet asamblați, de tipul celei descrise în *Secțiunea 4.3*, pentru programarea funcției de comutare ND/NI (fig. 4.8), este dificil de realizat. Conexiunile ce trebuiesc comutate sunt parcurse de curenți foarte mari și au potențiale foarte ridicate, de unde dificultatea comutării lor cu investiții rezonabile.

Soluția optimă constă în elaborarea unui circuit, capabil să recunoască poziția sarcinii în raport cu liniile de alimentare și să adapteze ieșirea sa în mod corespunzător unei comutații corecte, fără a necesita intervenții din exterior. Mai mult, o inversare a poziției sarcinii, chiar în timpul regimului de funcționare, trebuie să fie imediat detectată și să conducă, în final, la readaptarea ieșirii.

O posibilitate simplă de asigurare a acestui deziderat o constituie utilizarea unui etaj final în contratimp (*push-pull*), cu alimentare asimetrică și cu tranzistoare complementare, comandate în opoziție. Soluția este neagreată și nu s-a impus, deoarece schimbarea poziției sarcinii duce la inversarea funcției de comutare ND/NI a sistemului.

Informații bibliografice în legătură cu preocupări de realizare a unor circuite universale de comutație pot fi obținute din băncile de brevete de invenție. Soluțiile descrise în [V1P, E1P, T7P] conțin, în partea de ieșire, două etaje driver HSD și LSD, utilizate alternativ și conectate la trei borne (bornele de alimentare, respectiv ieșirea comună). De asemenea, circuitele includ și o unitate de detecție, care, la punerea sub tensiune a sistemului, stabilește perechea de borne între care este conectată sarcina acestuia. Unitatea de detecție conține un element de memorare, pentru a putea reține această informație pe întreaga durată a regimului de funcționare.

Modul de obținere al acestei informații este problematic, fiind condiționat de existența unui etaj de temporizare la conectare, asociat circuitului. La aplicarea tensiunii de alimentare, acest etaj de temporizare inhibă ieșirea circuitului pentru un anumit interval de timp, de inițializare. Pe durata inițializării se dispune de timpul necesar și, mai mult, este posibilă interogarea referitoare la poziția sarcinii. Odată obținută, această informație se înscrie în elementul de memorare, care autorizează etajul driver corespunzător. Programarea se menține până când SIPD, echipat cu acest circuit, este scos din funcțiune, deci deconectat de la rețeaua de alimentare.

Recunoașterea automată a poziției sarcinii, în timpul fazei de inițializare, se face, în [V1P], cu ajutorul unui curent auxiliar, respectiv unei tensiuni auxiliare. În faza de inițializare, etajele driver se mențin blocate, indiferent de informația la intrarea circuitului, iar sursa de curent de măsură este conectată la ieșirea circuitului. O circulație de curent denotă o sarcină conectată între ieșire și masă, lipsa curentului presupune sarcina conectată la șina de alimentare. Varianta cu detecție de tensiune compară tensiunea existentă la ieșire, în timpul fazei de inițializare, cu o tensiune auxiliară, obținută intern cu un divizor rezistiv 1:1, conectat între borna de alimentare și masă. Rezultatul interogării va fi memorat într-un bistabil, care autorizează unul din etajele driver și îl inhibă pe celălalt.

Metoda descrisă în [E1P] este similară, diferența constând în modul concret de efectuare a interogării. O primă variantă presupune existența unui divizor intern de tensiune între șina de alimentare și masă. Punctul median al divizorului, constituit din rezistențe de valoare ridicată, se conectează permanent la ieșirea circuitului. În faza de inițializare, rezistența de sarcină, presupusă de valoare mai redusă, produce dezechilibrul divizorului într-o direcție, tensiunea rezultată în punctul median oferind informația asupra poziției sarcinii. O a doua alternativă propune utilizarea unei surse și unei absorbții de curent, comandabile și conectate similar divizorului rezistiv de mai sus. În faza de inițializare se parcurg toate cele patru combinații digitale, referitoare la activarea/dezactivarea acestor generatoare. Curenții care rezultă și sensul lor de circulație permit

stabilirea numărului sarcinilor, conectate la ieșire, și a modului de conectare a acestora. Se poate asigura, astfel, și un regim complementar de funcționare ale etajelor driver.

Caracterul de nouitate al circuitelor de principiu prezentate în [T7P] este foarte redus. În esență, se utilizează metoda de detecție cu ajutorul unei tensiuni auxiliare din [V1P]. Publicația are un grad mai ridicat de concretizare, prezentând în mod detaliat și explicit soluții concrete de implementare a acestei metode, în cadrul circuitelor aferente SIPD.

Analiza critică și comparativă a metodelor și circuitelor, prezentate mai sus, evidențiază următoarele dezavantaje majore și comune:

- Circuitele necesită o fază de inițializare, asigurată de un circuit de temporizare la conectare, care blochează etajele driver pe durata acestei faze. De aici rezultă un număr sporit de circuite integrate și componente externe, precum și reducerea vitezei de răspuns a SIPD, în aplicațiile cu sisteme de conducere programată;

- Până la o nouă fază de inițializare, circuitele nu mai sunt în măsură să recunoască schimbări în legătură cu conexiunile sarcinii. La modificarea conștientă de către utilizator a poziției sarcinii, circuitul trebuie recondiționat prin deconectare și reconectare, deci printr-o nouă fază de inițializare. Greșeli de utilizare, ca de exemplu inversarea sarcinii în starea activă a SIPD, nu vor fi tratate corect;

- Variantele cu curenți auxiliari nu pot fi utilizate pentru funcționarea în gol, pentru sarcini capacitive sau pentru sarcini rezistive de valoare ridicată, deci impun limitări ale domeniului sarcinii;

- Imunitatea la perturbații electromagnetice, în special de tipul tranziente rapide (*EFT-Burst*) [FREF1, Secțiunea 5.4] este redusă. În timpul unui asemenea pachet de perturbații poate avea loc o înscrisere falsă de informație în elementul de memorie. La dispariția perturbației, informația rămâne menținută, nemaifiind actualizată în conformitate cu starea reală de fapt.

Metodele se caracterizează și prin limitări și dezavantaje specifice:

- Varianta cu curent auxiliar din [V1P] efectuează o detecție certă numai pentru situația cu sarcina conectată ferm la masă. Detecția celeilalte alternative are la bază o presupunere și nu o certitudine;

- Utilizarea rețelei formate din divizorul rezistiv intern în paralel cu sarcina, propusă de [E1P], asigură recunoașteri corecte pentru sarcini de valoare relativ scăzută. Peste o anumită limită, informația este eronată. În plus, prezența rețelei rezistive, conectată intern între liniile de alimentare, respectiv ieșire, conduce la curenți reziduali apreciabili în starea inactivă. Reducerea acestor curenți, prin mărirea rezistențelor, înseamnă consum exagerat de suprafață pe placheta de siliciu.

Metoda brevetată de autorul tezei de doctorat [F6P, F12P] își propune obținerea unui circuit de ieșire universal, integrabil, capabil să efectueze o recunoaștere automată a poziției sarcinii, și care să elimine dezavantajele enumerate anterior. Cu alte cuvinte, la o modificare a poziției sarcinii, petrecută chiar în timpul regimului de funcționare, în starea activă a circuitului, acesta trebuie să reacționeze instantaneu și să asigure recomutarea corectă a blocurilor driver componente, fără a necesita deconectări ale alimentării sau alte intervenții din partea operatorului uman.

Ideea de bază constă în satisfacerea acestui deziderat, prin urmărirea permanentă a evoluției tensiunii de ieșire, în raport cu două ferestre de discriminare înguste, plasate în afara domeniului delimitat de punctele de funcționare stabile. Punctele de funcționare stabile corespund căderilor de tensiune de-a lungul blocurilor driver în starea activă. La modificarea poziției sarcinii, punctul de funcționare curent, corespunzător tensiunii momentane la ieșire, tranzitează provizoriu ferestrele de discriminare, ceea ce inițiază acțiunea de recomutare.

Schema bloc a circuitului propus de autor [F6P, F12P], reprezentată în fig. 6.11, cuprinde două blocuri driver componente de tip HSD și LSD, având ieșirile OUTP, respectiv OUTM, conectate împreună la ieșirea OUT a circuitului, și intrările IP, respectiv IM. Etajul comparator asigură interfațarea circuitului la electronica de evaluare a SIPD și are un rol secundar în prezentarea de

față. Se consideră o logică pozitivă pentru semnalul de intrare, starea ridicată la intrarea INP determinând activarea ieșirii OUT. Etajul de detecție a poziției sarcinii EDPS asigură selectarea adecvată a unui etaj driver, prin prelucrarea informației oferite de tensiunea de ieșire, conform principiului expus mai sus, precum și activarea/dezactivarea acestuia, în concordanță cu semnalul la intrarea INP.

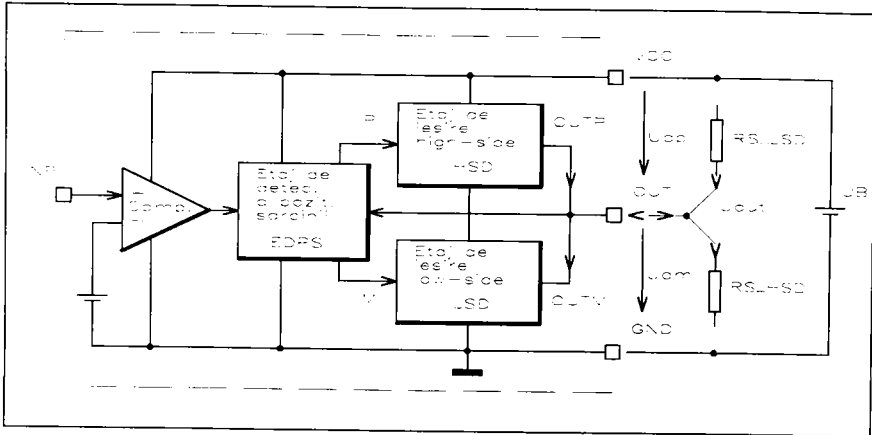


Fig. 6.11 Schema bloc a circuitului de ieșire universal cu recunoașterea poziției sarcinii, propus de autor [F6P, F12P]

Diagrama de funcționare din fig. 6.12.a evidențiază ferestrele de discriminare FD1 și FD2, delimitate de-a lungul axei tensiunii de ieșire u_{OUT} de către două praguri U_{p2} și U_{p1} , respectiv tensiunea de alimentare U_B . Diagrama evidențiază cazul trivial, în care circuitul este alimentat, dar, datorită nivelului logic „jos” al semnalului de intrare, etajele driver sunt blocate. Faniioanele indică punctele de funcționare, corespunzătoare celor două poziții ale sarcinii (fig. 6.11). Ca urmare a absenței curentului de sarcină, punctele de funcționare stabile sunt plasate în interiorul ferestrelor de discriminare, ceea ce implică selectarea driverului corespunzător.

Deși de un interes scăzut, se poate analiza și în acest caz funcționarea circuitului la inversarea conexiunii sarcinii. În momentul inițial, se consideră sarcina conectată la masă (RS_HSD). Tensiunea de ieșire, în absența unor curenți reziduali considerabili, are valoarea $u_{OUT} \approx 0$ V, punctul de funcționare este plasat în fereastra FD1, ceea ce înseamnă că driverul HSD este pregătit și etajul EDPS așteaptă o tranziție la nivel logic „sus” a intrării INP, pentru a activa HSD. La inversarea poziției sarcinii, de la masă la șina de alimentare V_{CC} (RS_LSD), tensiunea u_{OUT} , urmărind de EDPS, se deplasează din FD1 în FD2 ($u_{OUT} \approx U_B$). Din acest motiv, EDPS selectează driverul LSD și așteaptă tranziția semnalului de intrare.

Diagramele din fig. 6.12.b și 6.12.c ilustrează funcționarea circuitului în ipoteza prezenței tensiunii de alimentare și a unui semnal la intrarea INP de nivel logic „sus”, ceea ce corespunde stării active a circuitului. Considerând o sarcină RS_HSD conectată la masă (fig. 6.12.b), driverul HSD este comandat prin intrarea IP, iar tensiunea de ieșire este:

$$U_{OUT} = U_B - U_{dp} \quad (6.25)$$

unde: U_{dp} = căderea de tensiune de-a lungul driverului HSD (fig. 6.11), presupusă limitată inferior prin măsuri adecvate.

Condiția necesară pentru buna funcționare este ca valoarea staționară, în cazul cel mai defavorabil, a acestei tensiuni să fie:

$$U_{dp} > U_{p1} \tag{6.26}$$

ceea ce corespunde unei poziții a punctului stabil de funcționare în afara ferestrei FD2 și, evident, a lui FD1.

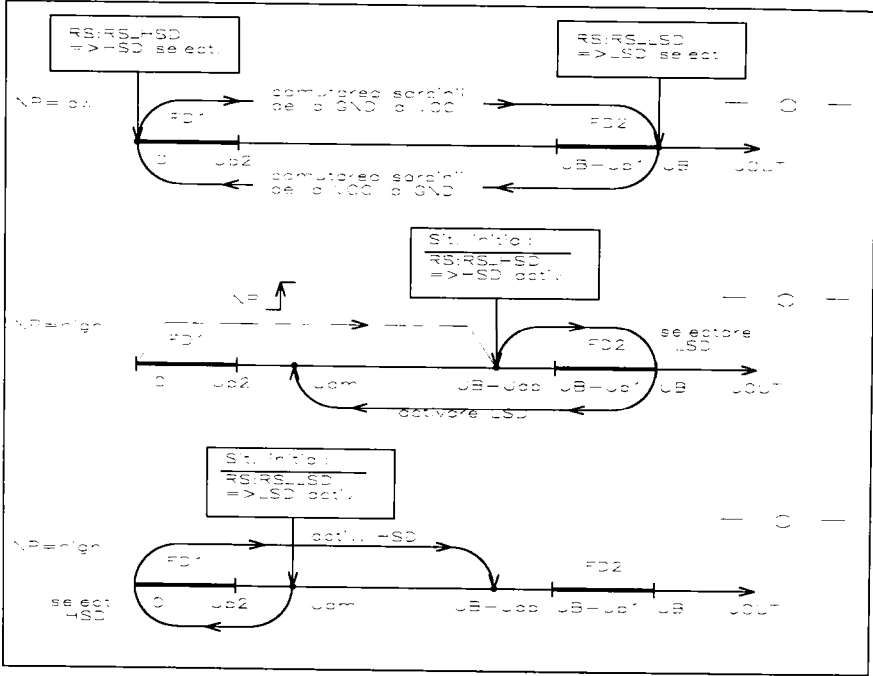


Fig. 6.12 Diagramele de funcționare ale circuitului de ieșire cu recunoașterea poziției sarcinii, propus de autor

La inversarea conexiunii sarcinii rezultă în mod necesar o stare temporară, în care $u_{OUT} \approx U_B$, ca urmare a anulării curentului de sarcină. Punctul de funcționare va intra, cu siguranță, în fereastra FD2. Etajul EDPS recunoaște această situație, ceea ce duce la selectarea, urmată imediat de activarea, driverului complementar LSD. De aici, caracterul tranzitoriu al trecerii punctului de funcționare prin fereastra FD2. În finalul acestei acțiuni, punctul de funcționare ocupă noua poziție stabilă:

$$U_{OUT} = U_{dm} \tag{6.27}$$

determinată de căderea de tensiune U_{dm} de-a lungul driverului LSD (fig. 6.11), mărime care trebuie să îndeplinească condiția necesară de funcționare stabilă:

$$U_{dm} > U_{p2} \tag{6.28}$$

Diagrama din fig. 6.12.c redă funcționarea inversă, pomind de la situația inițială cu sarcina conectată la șina V_{CC} și considerând o inversare a poziției ei de la V_{CC} la GND.

Pe baza celor de mai sus, se constată că prin definirea celor două ferestre, parcurse temporar de punctul de funcționare, și renunțarea la elemente de memorare, este posibilă o reacție permanentă la modificarea poziției sarcinii, acțiune realizabilă cu ajutorul unor scheme simple și ușor integrabile.

Schema din fig. 6.13 este o ilustrare principială a variantei elaborate și realizate a circuitu-

lui de implementare a metodei [F6P, F12P]. Ea detaliază numai elementele cu rol semnificativ pentru funcționarea schemei.

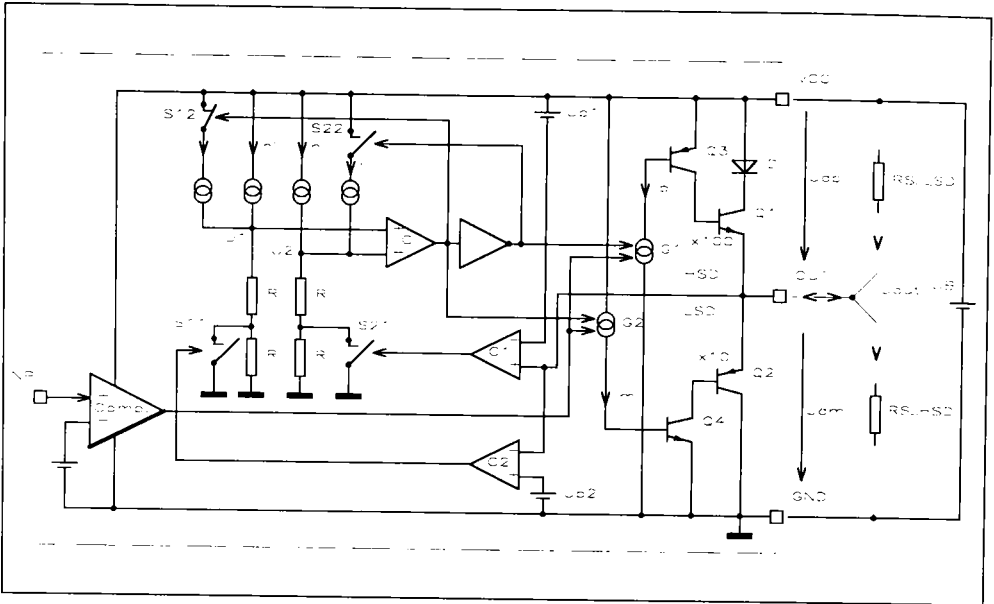


Fig. 6.13 Schema de principiu a circuitului de ieșire universal, cu recunoașterea poziției sarcinii, elaborat de autor

Etajul de detecție a poziției sarcinii EDPS cuprinde două comparatoare C1 și C2, care compară tensiunea la ieșirea OUT cu două tensiuni de prag U_{p1} și U_{p2} , ce definesc lățimile ferestrelor FD1 și FD2. Elementul esențial este comparatorul principal C cu praguri comandate, care servește la generarea semnalelor de selectare ale generatoarelor de curent G1 și G2, pe baza semnalelor tranziente, oferite de C1 și C2. Tensiunile U_1 și U_2 la intrările comparatorului C se obțin prin două rețele simetrice, incluzând o rețea serie R-R, o sursă constantă de curent I și o sursă comutabilă de curent I (R și I sunt valori oarecare, iar I este un multiplu de I). Ieșirea comparatorului comandă invertorul I.

Ieșirile comparatoarelor C1 și C2 acționează comutatoarele electronice S21, respectiv S11, conectate în paralel cu rezistențele inferioare din rețele, iar ieșirile lui C și I activează/dezactivează sursele de curent I (funcție reprezentată schematic prin comutatoarele S12 și S22).

Generatoarele de curent G1 și G2 asigură curenții de bază pentru montajele Darlington Q1, Q3 și Q2, Q4, care constituie driverul HSD, respectiv LSD. Argumentele pentru alegerea acestor topologii a driverelor vor fi expuse în continuare. Generatoarele sunt selectate alternativ de către semnalele de ieșire ale lui C și I, iar activarea lor este făcută de semnalul de ieșire al comparatorului de intrare COMP.

Mecanismul de funcționare al circuitului rezultă din diagramele reprezentate în fig. 6.14, indicând evoluția în timp a tensiunilor de intrare U_1 și U_2 , precum și starea elementelor esențiale, în ipoteza unui semnal la intrarea INP, permanent în starea logică „sus”.

În starea staționară, presupusă inițial (înainte de momentul t_1), sarcina este conectată la șina V_{CC} , driverul LSD este activ și $U_{OUT} = U_{dm}$. Ieșirile lui C1 și C2 sunt în starea „jos”, iar poziția comutatoarelor S11 ÷ S22 este cea indicată în fig. 6.13. Ieșirea comparatorului principal este în starea „sus”, determinând automenținerea stării ($U_1 > U_2$) și activarea lui G2.

În momentul t_1 se inversează poziția sarcinii, comutând punctul ei de conexiune de la V_{CC} la GND (RS_HSD). Tranziția, ce apare la ieșirea comparatorului C2, ca urmare a intrării punctului

de funcționare în fereastra FD1 (fig. 6.12), acționează comutatorul S11 și provoacă înjumătățirea tensiunii U_1 . În ipoteza îndeplinirii condiției necesare de funcționare:

$$1/2 \cdot [2(n+1)IR] < 2nIR \quad \Rightarrow \quad n > 2 \quad (6.29)$$

saltul tensiunii U_1 declanșează o reacție în lanț a comutatoarelor S12, S22 și S11, cu secvența determinată de timpii de propagare prin C, I și driverul de ieșire (fig. 6.14). Procesul tranzitoriu de comutare se încheie după intervalul de timp Δt , astfel încât, începând cu momentul t_4 , circuitul se află în starea staționară complementară.

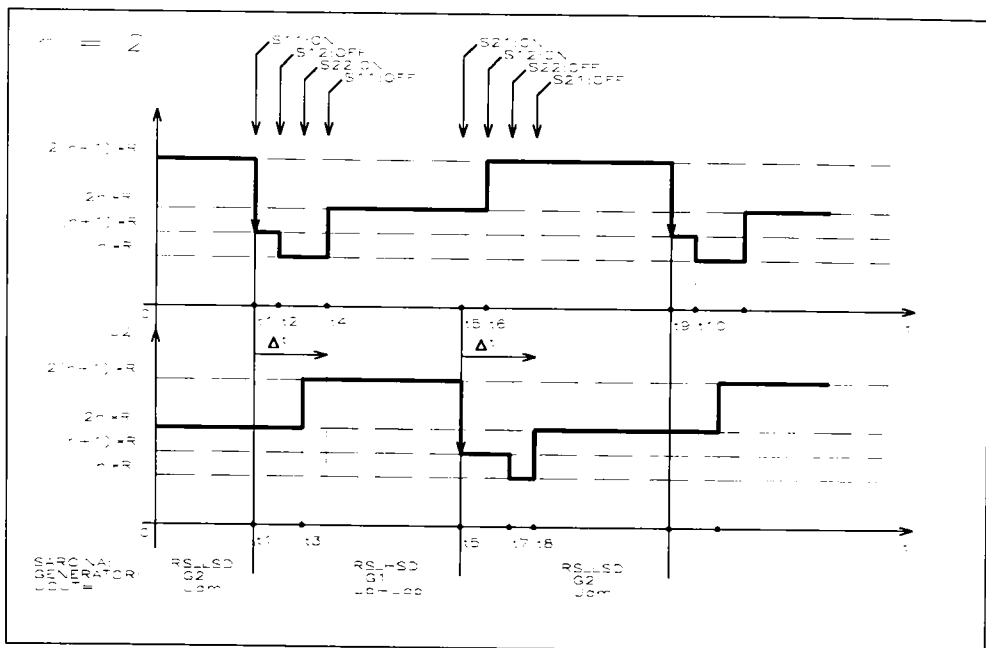


Fig. 6.14 Evoluția semnalelor de intrare ale comparatorului C din fig. 6.13

În momentul t_5 se recomută punctul de conectare al sarcinii de la GND la V_{CC} (RS_LSD). Modificarea este sesizată de comparatorul C1, care declanșează un proces în lanț similar (fig. 6.14), încheiat la momentul t_8 cu revenirea la starea staționară inițială.

Histerезisul comparatorului principal, în regim staționar, are o valoare independentă de factorul n :

$$H =^{\text{def}} [2(n+1)IR] - 2nIR = 2IR \quad (6.30)$$

și poate fi impus prin valorile I și R .

După cum se detaliază în [F6P, F12P], circuitul EDPS, descris mai sus, reprezintă forma de realizare preferată de autor și concretizată practic. Implementarea metodei elaborate și descrise de diagramele din fig. 6.12 poate fi făcută și cu alte circuite, mergând până la utilizarea unui microcontroler.

Revenind la varianta de realizare a driverelor HSD și LSD, topologiile reprezentate schematic în fig. 6.13 se caracterizează prin următoarele aspecte și avantaje:

– Utilizarea tranzistoarelor bipolare este o cale naturală și imediată de îndeplinire a condițiilor necesare de funcționare a procedurii (rel. 6.26 și 6.28). Odată luată această decizie, topo-

logiile driverelor au fost stabilite ținând cont de aspecte specifice realizării lor pe cale integrată.

– Driverul HSD este realizat, contrar uzanțelor, cu un tranzistor final de tip NPN, în locul unui PNP. În cazul unui tranzistor PNP, curentul său de bază este un curent transversal, care, în starea activă a driverului, duce la o putere disipată apreciabilă. Situația este și mai dezavantajoasă în cazul utilizării tranzistoarelor PNP integrate, caracterizate prin valori β reduse și puternic dependente de curentul prin tranzistor [G3V, G4V]. Din acest motiv a fost preferat un montaj Darlington cu un tranzistor NPN (Q1), comandat de către un PNP (Q3). Reducerea curentului său de bază s-a făcut prin utilizarea unui număr mare de tranzistoare NPN singulare (100), conectate în paralel. La curenți de valori acceptabile (≤ 2 mA) prin tranzistoarele NPN singulare (rel. 6.18), factorul de amplificare se menține ridicat ($\beta \geq 100$), iar consumul de suprafață pe cip rămâne rezonabil. Dioda D, de regulă externă, oferă condiții corecte de lucru pentru tranzistorul Q3 și asigură protecția driverului HSD împotriva polarității inversate.

– Driverul LSD este realizat cu un tranzistor final PNP (Q2), comandat de către un tranzistor NPN (Q4). Randamentul scăzut al tranzistorului Q2, integrabil ca tranzistor lateral sau chiar vertical (de substrat), nu este deranjant, deoarece curentul său de bază este parte componentă a curentului de sarcină și, mai mult, nu cauzează puteri disipate apreciabile. În scopul evitării unui consum excesiv de suprafață, numărul tranzistoarelor PNP singulare, conectate în paralel, a fost limitat la 10. Protecția împotriva polarității inversate este asigurată în mod implicit.

– Dimensionarea și posibilitățile concrete de realizare a generatoarelor pentru tensiunile de prag U_{p1} și U_{p2} se simplifică, în cazul utilizării topologiilor de mai sus. Căderea de tensiune de-a lungul driverului HSD activat este:

$$U_{dp} = U_{CE3sat} + U_{BE1} = U_D + U_{CE1} \quad (6.31)$$

unde: U_{CE1} , U_{BE1} = tensiunile C-E, respectiv B-E ale tranzistorului Q1;
 U_D = căderea de tensiune pe dioda D, aflată în conducție;
 U_{CE3sat} = tensiunea C-E a tranzistorului saturat Q3

În ipoteza unei structuri multitransistor a lui Q1, formată dintr-un număr suficient de tranzistoare NPN singulare, se poate considera:

$$U_{BE1} \approx U_D \quad \text{și} \quad U_{CE1} \approx U_{CE3sat} \quad (6.32)$$

deci este îndeplinită condiția de saturație a tranzistorului final. Prin aceasta, se asigură satisfacerea rel. 6.21 și limitarea puterii disipate de tranzistorul Q1 la valori admisibile.

Căderea de tensiune de-a lungul driverului LSD activat:

$$U_{dm} = U_{CE4sat} + U_{BE2} = U_{CE2} \quad (6.33)$$

evidențiază funcționarea lui Q2 în afara regiunii de saturație, deci în condiții de solicitare termică mai pronunțată.

Din rel. 6.31 și 6.33 rezultă:

$$U_{dp} > U_{BE1} \quad \text{și} \quad U_{dm} > U_{BE2} \quad (6.34)$$

de unde posibilitatea dimensionării tensiunilor de prag prin condiția:

$$U_{p1} = U_{p2} \leq V_{BE} \quad (6.35)$$

adică de realizare a lor pe baza unor joncțiuni B-E, parcurse de curent constant, de valori mult mai mici decât curentul de sarcină. Acest mod de realizare elimină efectul negativ al temperaturii. Variația temperaturii va modifica pozițiile efective ale punctelor de funcționare pe axa u_{OUT} (fig. 6.12) și limitele ferestrelor FD1 și FD2. Distanțele între punctele de funcționare și ferestrele

respective vor rămâne, însă, aproximativ neschimbate, ceea ce duce la o funcționare sigură a circuitului.

Circuitul reprezentat schematic în fig. 6.13 poate fi integrat utilizând tehnologii bipolare de tipul „high voltage”, în vederea satisfacerii dezideratelor enunțate de rel. 6.16, 6.18, 6.21 și 6.22 ÷ 6.24. Asemenea procese sunt oferite astăzi de către producătorii de circuite integrate și asigură tensiuni de lucru nominale cu valori de până la 60 V [U1C]. Pe o plachetă de siliciu, nedepășind 10 mm² se poate obține un circuit de ieșire inteligent și flexibil, care asigură automat funcția HSS-LSS, și include, de asemenea, celelalte funcții specifice utilizării în SIPD: protecție la suprasarcină și scurtcircuit (*Thermal Shut-down*), protecție împotriva polarității inverse, stabilizare de tensiune, programarea funcției de comutare ND/NI, etc.

6.4 CREȘTEREA GRADULUI DE INTELIGENȚĂ A SIPD INDUSTRIALI PRIN INTERFAȚAREA LA MAGISTRALA ASI DEDICATĂ

6.4.1 Magistrala de date ASI pentru senzori și elemente de execuție

Studiul de specialitate apreciază că peste 80% din SEZ și EEX dintr-un echipament de conducere lucrează în mod binar pur, furnizând sau necesitând cea mai mică unitate de informație. Datorită creșterii permanente a sarcinilor echipamentelor moderne, puternic automatizate, crește în mod continuu și volumul de informație, de date și de conducere. Menținerea în limite rezonabile a costurilor de interfațare, provocate de extinderea necesarului de SEZ și EEX, a dus, printre altele, la apariția unor sisteme de magistrale dedicate nivelului celui mai de jos al ierarhiei sistemelor de conducere [FREF2, *Capitolul 3*].

Proiectul ASI (*Actuator-Sensor-Interface*) a fost lansat în 1991 de către un consorțiu care a reunit cele mai renumite 11 firme producătoare de SEZ și EEX din Europa [K1V]. Așa după cum îi arată numele, ASI se distanțează de la început de magistralele de câmp. Aflat din 1994 pe piață, sistemul ASI este o magistrală în exclusivitate de SEZ și EEX și efectuează schimbul de date, constând în semnale de proces binare, sau convertite binar. Sistemul este mai departe interfațabil cu nivelul ierarhic al doilea (magistrale de câmp, SCDP, etc.) [F8A, *24A, M3A, M4A, *25A, *26A, *27A, H21A, H20A, F7A, *32A, S7A, *44A, P7A, *46A, V5A].

Argumentele de marketing ale sistemului ASI sunt:

- elaborarea facilă a unei aplicații cu magistrală ASI, fără necesitatea cunoașterii aprofundate a funcționării sistemului;
- instalare elementar de simplă;
- punere în funcțiune, întreținere facile;
- preț convenabil.

Transpunerea acestor însușiri în domeniul caracteristicilor tehnice înseamnă:

- Transmiterea integrală a datelor și a energiei de alimentare pentru toți SEZ și majoritatea EEX are loc de-a lungul unui singur cablu normal, fără pretenții deosebite (bifilar, neecranat, etc.). Extremitățile cablului nu trebuiesc adaptate;
- Procedeele de transmisie este deosebit de robust, de aceea nu impune restricții referitoare la dispunerea rețelei, chiar și în cazul mediilor cu perturbații electromagnetice foarte intense;
- Conexiunea de magistrală conține o electronică relativ redusă și deosebit de compactă. La ora actuală componentele ei de bază sunt două circuite integrate. Pentru viitor se prevede integrarea lor într-un circuit unic.

Sistemul lucrează cu acces master/slave [FREF2] și utilizează o metodă de transmisie proprie, elaborată în scopul atingerii dezideratelor de mai sus. Magistrala constituie în permanență un obiect de cercetare, dezvoltare și extindere [P8V]. Master-ul ASI poate fi inclus în unități PC sau SCDP (fig. 6.15), poate fi conectat la acestea printr-o interfață RS 232, RS 422, sau poate fi conectat la magistrale de câmp diverse [B1C].

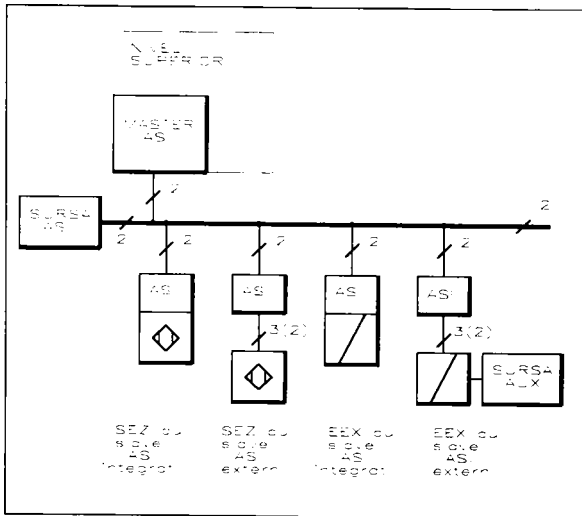


Fig. 6.15 Structura magistralei ASI (topologie liniară)

Magistrala include și o sursă proprie de alimentare (32 Vc.c. / 2 A), care poate furniza energie de alimentare chiar și pentru o încărcare maximă a magistralei: 31 participanți slave a câte 4 SEZ, deci 124 SEZ. Considerând cabluri recomandate cu secțiunea conductoarelor de 1,5 mm² și având lungimea maximă admisă de 100 m, căderea de tensiune de-a lungul cablului nu depășește 5 V, cu alte cuvinte, valoarea minimă a tensiunii de alimentare a electronicii slave este de 27 V. În cazul în care unele linii de date ale unor participanți slave sunt configurate ca linii de ieșire, ele pot comanda în final EEX din proces. Energia relativ ridicată, necesară funcționării acestora, va fi luată de la

surse auxiliare de alimentare (fig. 6.15).

• Interfața unui slave ASI cu procesul, deci cu elementele de tip SEZ/EEX, conține **două tipuri de linii**:

– 4 linii de date D0 ÷ D3, controlabile, respectiv interogabile în mod independent de către master și configurabile ca linii de intrare în slave și/sau de ieșire, respectiv bidireționale;

– 4 linii de parametrizare P0 ÷ P3, pentru parametrizări imediate în proces, controlabile independent și având o direcție unică (linii de ieșire din slave). Prin aceste linii modulul master pune la dispoziția participanților informații, care nu vor fi interpretate ca date. De regulă aceste informații de parametrizare sunt folosite pentru comutări de mod de lucru, domenii de valori, etc. în cadrul SEZ/EEX.

• Fiecare modul slave este definit prin următoarele **trei caracteristici**:

– *Configurația de intrare/ieșire (I/O Configuration)*. Este descrisă printr-un cuvânt de 4 biți, deși în prealabil în memoria EEPROM din modulul respectiv. Prin conținutul său, acesta definește sensul de comunicație al liniilor de date D0 ÷ D3 (de exemplu pentru 0_H: D0 ÷ D3 sunt intrări; pentru 3_H: D0, D1 sunt intrări, iar D2, D3 ieșiri; pentru F_H: D0 ÷ D3 sunt linii bidireționale). Structura tetradei de configurare nu poate fi modificată de către master. Ea se memorează în slave cu ajutorul unui programator, înainte ca acesta să fie conectat la magistrală.

– *Codul de identificare ID (Identification Code)*. Este o a doua tetradă care caracterizează tipul modulului slave și care este de asemenea memorată în slave. La fel ca și prima tetradă, ea poate fi depusă în memorie sau modificată numai prin programare la producător.

Combinățiile celor două coduri fac posibile 256 de tipuri de participanți slave, cunoscute sub denumirea de *profile de slave* [H20A]. În vederea asigurării intercompatibilității și interschim-

babilității, profilele ASI sunt supuse unei standardizări foarte riguroase. Fiecare profil definește detaliat, din punct de vedere funcțional, o anumită categorie de participanți, fără a face precizări asupra naturii fizice a mărimilor supravegiate sau coordonate. Din punct de vedere al dialogului cu magistrala, modulele aparținând unui profil sunt perfect compatibile între ele și vor fi tratate în mod similar de către master. Paralel cu definirea sensului liniilor D0 ÷ D3, profilul conține și specificarea exactă a destinației și funcției liniilor D0 ÷ D3, respectiv P0 ÷ P3, în cadrul procesului.

– *Adresa participantului.* Sistemul ASI utilizează o adresare directă, orientată la obiect a participanților. Impus prin mărimea câmpului de adresare, numărul maxim de participanți este de 31, aceștia având adresele 1 ÷ 31₁₀. Alocarea adreselor se poate face atât printr-o programare anterioară, cât și în timpul procesului de comunicație, prin intermediul master-ului. De aceea adresa 0₁₀ are un statut special și este rezervată operațiilor de adresare. Alocarea unei noi adrese pentru un slave se poate face numai în două etape, în cadrul a două cicluri de comunicație:

- master-ul trimite slave-ului respectiv o instrucție de comandă de ștergere a adresei;
- după efectuarea acesteia, modulul slave primește temporar adresa 0₁₀;
- în ciclul următor master-ul trimite o instrucție de adresare, specificând o nouă adresă;
- această instrucție poate fi interpretată numai de modulul cu adresa 0₁₀, fapt pentru care el ocupă noua adresă indicată, și eliberează adresa specială. Modulul cu adresa 0₁₀ nu este capabil să efectueze alte comunicații cu master-ul.

• Deoarece destinația sistemului ASI a fost înlocuirea conexiunilor punct-cu-punct de formă în stea, s-a ales, pentru această magistrală, un **protocol de comunicație** care să reproducă în timp comunicația punct-cu-punct și să asigure un timp de reacție definit.

Din aceste considerente, a fost preferat accesul de tip master/slave cu *polling* (comunicarea succesivă și ciclică cu modulele slave existente în magistrală la momentul respectiv). Un ciclu ASI cuprinde un număr de mesaje egal cu numărul participanților slave (fig. 6.16). Acest protocol asigură sistemului o flexibilitate deosebită. Pe de o parte, în cazul apariției unei perturbații scurte, master-ul are posibilitatea de a repeta imediat telegrama emisă, pentru care nu a primit un răspuns, sau a primit un răspuns eronat. Pentru aceasta nu este necesar să se aștepte până în ciclul următor. Pe de altă parte, este posibilă intercalarea imediată în fluxul de telegrame de date utile, la momente de timp aleatoare, a unor telegrame conținând instrucții de parametrizare sau organizare, fără a mări apreciabil durata acestui ciclu excepțional. În fine, durata unui ciclu ASI este cât mai scurtă posibil și este dată de numărul concret de participanți. O configurație maximă de 31 de participanți duce la o durată a ciclului rămânând sub 6 ms.

Un mesaj ASI, destinat unui anumit slave, include patru câmpuri de lungime fixă (fig. 6.16.a):

– *Apelul (solicitarea) din partea master-ului* (14 biți) cuprinde, alături de biții de start (ST), de control de paritate (PB) și de sfârșit (EB), un bit de comandă (SB) indicând tipul instrucției (de schimb de date, de parametrizare sau adresare, respectiv de comandă). De asemenea, el conține un câmp de adrese (5 biți) cu adresa destinatarului A0 ÷ A4, precum și un câmp de informații (5 biți) al cărui conținut I0 ÷ I4 depinde de tipul instrucției. Acest conținut este o tetradă de date pentru D0 ÷ D3, respectiv P0 ÷ P3, o nouă adresă, sau un cuvânt fix specificând tipul instrucției, în cazul celor de comandă.

– *Pauza pentru master* are o lungime variabilă (3 ÷ 10 biți). Dacă slave-ul este sincronizat, el poate începe transmiterea răspunsului după 3 tacte. Dacă nu este sincronizat, el încearcă să intre în ritm în următoarele tacte. Dacă după 10 tacte modulul master nu a primit bitul de start din răspunsul slave-ului, îl consideră pe acesta defect, îl ignoră și începe dialogul cu următorul participant slave.

– *Răspunsul slave-ului* (7 biți) cuprinde alături de biții ST, PB, EB, un câmp de informație

de 4 biți. Acesta conține date ce se vor transmite master-ului, confirmări de valori de parametrizare sau alte informații intime, pe care master-ul le cere slave-ului prin instrucții de comandă adecvate (de exemplu codul I/O, codul ID, conținutul registrului său de stare, etc.).

- Pauza pentru slave are o lungime definită de 1 bit.

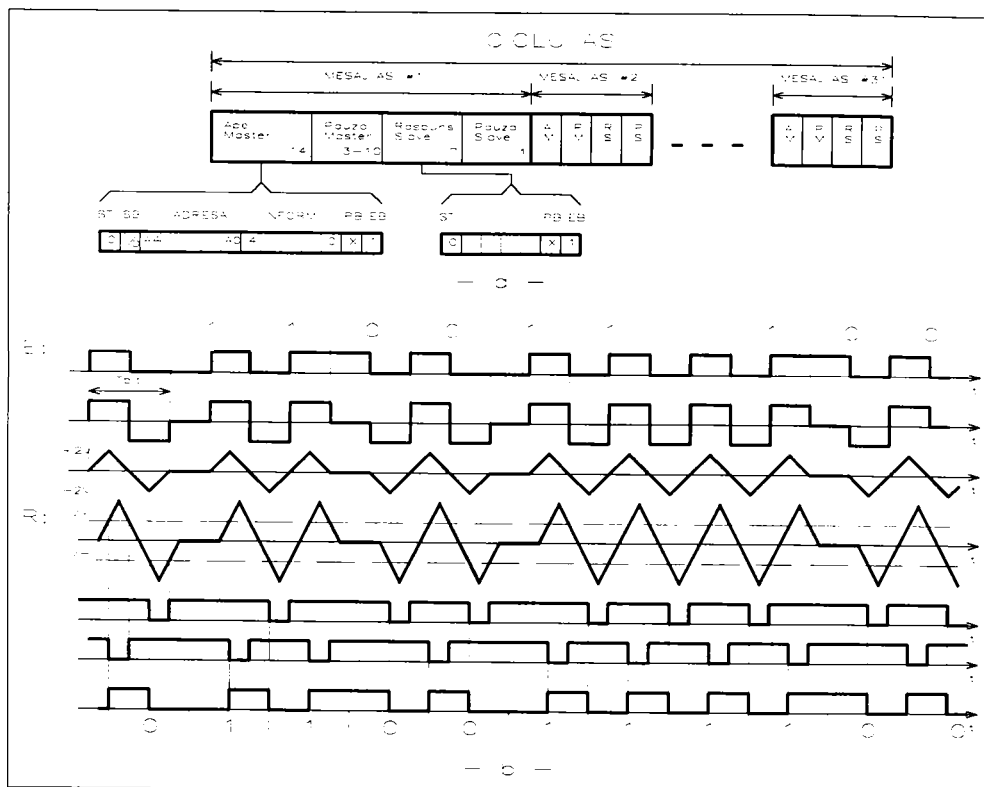


Fig. 6.16 Protocolul de comunicație ASI

Frecvența de tact (impusă prin oscilatoare cu cuarț) este de 166,66 kHz, de unde durata unui bit este de $T_{bit} = 5,98 \mu s$, iar rata de transmisie rezultă de 167 kbit/s. Ținând cont de structura mesajului ASI, rezultă o rată efectivă pentru date de 53,3 kbit/s [S8V]. În comparație cu alte sisteme, aceasta este o valoare relativ bună, și este obținută ca rezultat al reducerii accesoriilor.

• Sistemul funcționează cu numai **nouă instrucții**, și anume instrucții:

- de transmitere a datelor, respectiv a parametrilor (2);
- de gestionare a adreselor (2);
- de identificare și interogare a stării modulului slave (5).

• **Metoda de codificare a informației** a fost astfel concepută încât să fie satisfăcute următoarele deziderate:

- Semnalul modulat trebuie să fie lipsit de componentă continuă, astfel încât linia de comunicație să poată fi utilizată și pentru transmiterea energiei de alimentare;
- Semnalul emis trebuie să poată fi generat, în special la nivel de slave, cu un minimum de circuite electronice;
- Ținând cont de caracteristica de frecvență puternic limitată a unor cabluri obișnuite, sem-

nalul de comunicație trebuie să aibă un spectru cât mai restrâns.

Această cerință este satisfăcută de către noul mod de codificare și transmisie APM (*Alternating-Puls-Modulation*), elaborat în acest scop. În esență, el este o combinație a metodelor Manchester II și AFP (metoda flancuri-impulsuri alternante) [FREF2, Secțiunea 3.1.4], urmată de o conversie a formei impulsurilor.

Primele trei diagrame de timp din fig. 6.16.b indică modul de prelucrare a informației înaintea transmiterii ei. Biții de informație sunt codificați conform metodei Manchester II, cu convenția:

bit „0”: tranziție H → L la mijlocul intervalului T_{bit} ;

bit „1”: tranziție L → H la mijlocul intervalului T_{bit} .

În etapa a doua are loc o prelucrare AFP, prin care fronturile ridicătoare generează impulsuri pozitive (de durată $T_{impuls} = T_{bit} / 2$), iar cele coborâtoare impulsuri negative.

În ultima fază, impulsurile rectangulare sunt convertite într-o formă foarte apropiată funcției \sin^2 (în diagrama din fig. 6.16.b aceasta este reprezentată simplificat, printr-o formă triunghiulară). Utilizarea funcției \sin^2 este avantajoasă, datorită conținutului său redus de armonici și datorită faptului, că 95% din energia emisă se regăsește în spectrul de bază al semnalului [K1V]. Pentru $T_{impuls} \approx 3 \mu s$ acest spectru este limitat la 335 kHz.

Prelucrarea semnalelor recepționate la o intrare de magistrală de tip ASI este ilustrată în celelalte 4 diagrame din fig. 6.16.b. Semnalul disponibil este comparat cu două valori de prag V_+ , respectiv V_- , cu ajutorul a două comparatoare de nivel. Ieșirile comparatoarelor sunt aplicate unui circuit secvențial, similar unui bistabil RS. La ieșirea acestuia se obține succesiunea reconstruită a biților, în codificare Manchester II. O simplă eșantionare permite obținerea valorilor binare recepționate.

- **Siguranța transmiterii datelor** este realizată într-un mod diferit față de metodele utilizate la alte magistrale. Explicația rezidă în lungimea redusă a telegramelor ASI. După cum s-a arătat, un mesaj al master-ului conține numai 11 biți ce trebuie asigurați, iar un mesaj slave numai 4 biți. Pentru a garanta o distanță Hamming $d = 4$, ar fi necesari încă 7 biți (+64%) în prima și încă 4 biți (+100%) în a doua telegramă, ceea ce ar duce la o scădere dramatică a ratei de transmisie netă. Pe de altă parte, dacă numărul biților de control se apropie de cel al biților de date utile, crește probabilitatea de apariție a unor telegrame „false”, la care însă biții de informație utilă au fost transmiși nealterați. Ca urmare, ar avea loc repetarea unor telegrame, la care informația utilă este totuși corectă.

Din aceste considerente, la sistemul ASI siguranța transmiterii datelor este mărită prin măsuri specifice, luate la nivelul fizic (Secțiunea 4.4.1), dintre care cele mai importante sunt:

- La recepție au loc șase eșantionări succesive în intervalul T_{bit} ale semnalului reconstruit, în vederea elaborării valorii binare;

- Receptorul ia în considerație numai semnalele cu o formă apropiată celei specifice (\sin^2). Orice altă formă va fi interpretată ca perturbație și va fi ignorată;

- Conform codificării folosite, ieșirile comparatoarelor din receptor vor trebui să comute alternativ (fig. 6.16.b). Orice abatere de la această ritmicitate este interpretată ca eroare și duce la refuzarea telegramei;

- Lungimea definită a telegramelor și pauzelor este de asemenea utilizată ca și criteriu de verificare;

- În final, fiecare telegramă va fi verificată, utilizând bitul de control al parității.

În concluzie, sistemul prezintă o imunitate ridicată la perturbații, deși are o distanță Hamming scăzută. Evaluări teoretice au arătat, că pentru o rată medie a erorilor de bit de 100 erori/s, distanța între două telegrame master eronate și neidentificate este cu mult peste 10 ani [S8V]! Fiecare telegramă eronată și identificată este imediat repetată. Datorită lungimii reduse a telegramelor, efectul de prelungire a duratei ciclului se resimte numai la valori extrem de ridicate a ratei

erorilor.

Pentru o încărcare maximă a magistralei și un sincronism perfect, durata ciclului ASI este:

$$T_{ASI} = 32 \cdot 25 \text{ bit} \cdot 6 \mu\text{s} = 4,80 \text{ ms} \quad (6.36)$$

Tabela 6.1 indică rata p a erorilor de bit și probabilitatea q de apariție a lor (considerând apariția unor N erori într-un ciclu și deci repetarea corespunzătoare a telegramelor), calculate pe baza formulelor [S8V]:

$$p = \frac{N}{T_{ASI}^{(N)}} \quad [\text{bit eronat/s}] \quad (6.37)$$

$$q = \frac{p}{1,6 \cdot 10^5 \text{ bit/s}} \quad [-] \quad (6.38)$$

Tabela 6.1

N	1 bit eronat / ciclu	10 biți eronați / ciclu
$T_{ASI}^{(N)}$	$T_{ASI}^{(1)} = 33 \cdot 25 \cdot 6 \mu\text{s} = 4,95 \text{ ms}$	$T_{ASI}^{(10)} = 42 \cdot 25 \cdot 6 \mu\text{s} = 6,30 \text{ ms}$
p	$1/4,95 \text{ ms} = 202 \text{ biți eronați / s}$	$10/6,30 \text{ ms} = 1587 \text{ biți eronați / s}$
q	$202/1,6 \cdot 10^5 = 1,26 \cdot 10^{-3}$	$1587/1,6 \cdot 10^5 = 9,9 \cdot 10^{-3}$

- Problema **imunității la perturbații electromagnetice** are o importanță deosebită în cazul unei magistrale de SEZ, care lucrează cu o rată de transfer relativ ridicată și utilizează o linie de transmisie bifilară și neecranată. Măsurătorile de validare a componentelor ASI confirmă compatibilitatea electromagnetică deosebit de ridicată a sistemului. Astfel imunitatea la perturbații de tip ESD, RFI, EFT și SURGE [FREF1, Capitolul 5] este asigurată până la gradul 3, cu un număr foarte redus de erori recunoscute și deci de repetare a telegramelor. Radiațiile parazitare prin emisie electromagnetică, respectiv prin liniile de alimentare, se înscriu în cadrul limitelor prevăzute de standarde. Echipamentele compatibile ASI satisfac în plus și cerințe specifice, legate de simetria încărcării liniei de transmisie (linie flotantă, fără conexiune la masă), de impedanța de intrare a interfeței, etc.

- **Topologia magistralei ASI** este extrem de flexibilă. În opoziție cu alte sisteme, ea poate fi adaptată perfect la condițiile de dispunere spațială a participanților în cadrul procesului. Ea poate fi liniară, stelară sau arborescentă [F7A]. Distanțele între participanți sunt necritice, atâta timp cât lungimea totală a cablului nu depășește 100 m. Pentru întinderi mai mari, linia poate fi prelungită prin utilizarea repetoarelor ASI [K1V].

- Modul de **implementare a funcției master** este de asemenea foarte variat, începând cu module de sine stătătoare, interfațabile prin interfețele standardizate (RS 232, RS 422) cu magistrale de nivel superior (InterBus-S, Profibus) și sfârșind cu module integrabile în calculatoare personale, SCDP, etc. După conectarea alimentării are loc o fază de inițializare, în care master-ul investighează configurația magistralei și compară rezultatul cu configurația conținută în memoria sa. În cazul coincidenței, se trece la regimul de funcționare normal, constând, după cum s-a arătat, în operații directe de parametrizare a participanților slave, respectiv cicluri de schimb de date cu aceștia, precum și în supraveghierea funcționării magistralei.

Defectarea sau înlăturarea unui modul slave vor fi recunoscute imediat. Original este, de asemenea, felul în care master-ul facilitează înlocuirea unui modul defect. În momentul în care un modul slave nu mai răspunde la apel, master-ul îl identifică și reține caracteristicile lui (inclusiv adresa). Modulul va fi înlocuit cu unul similar și acesta trebuie să aibe adresa specială 0_{10} . Master-ul recunoaște imediat prezența noului participant și verifică întâi profilul său (codurile I/O și ID). Dacă profilul este identic, în următorul ciclu se alocă noului participant vechea adresă de lucru. Cu aceasta, modulul de schimb este integrat în mod automat în cadrul magistralei.

Sistemul ASI, deși relativ recent, se bucură de o rezonanță deosebită pe plan mondial, motivele principale ale acceptanței sale fiind simplitatea, siguranța, transparența și prețul de cost [B5C]. Conform unor aprecieri calificate „ASI este pe departe cel mai elegant sistem de comunicație și interfațare la nivelul inferior al senzorilor și elementelor de execuție” [F3V].

6.4.2 Interfațarea directă a SIP la magistrala ASI. Posibilități de dialog și programare a SIP prin intermediul magistralei

Interfațarea SEZ și a EEX cu sistemul de conducere ierarhic superior, prin intermediul master-ului ASI, se poate face prin conectarea directă, respectiv indirectă, a acestora la magistrala ASI.

Sistemul ASI a fost gândit inițial pentru o conectare indirectă la magistrală, prin intermediul unor module intermediare de cuplare dedicate [K1V]. În esență, acestea cuprind un circuit slave ASI, capabil de a dialoga cu magistrala, și ale cărui linii de date deserveșc cele 4 unități SEZ și/sau EEX, conectabile la modul (fig. 6.15). Pe măsura trecerii timpului se constată o tendință clară de eliminare a acestei trepte constructive intermediare, prin includerea circuitului slave în ansamblul SEZ [S6A]. Aceasta duce la atingerea inteligenței sociale a SEZ, oferind posibilitatea conectării directe a SEZ la linia de magistrală. Metoda este avantajoasă, deoarece pune toate liniile de date și parametrizare la dispoziția unui singur participant, oferind posibilitatea transmiterii simultane a mai multor semnale interne, aparținând acestuia, respectiv a informațiilor analogice codificate binar. Conectarea propriu-zisă a SEZ inteligent, cu un circuit slave ASI integrat, la linia de magistrală se face prin intermediul a numai două borne (fig. 6.15). Dezavantajul constă în reducerea numărului de participanți ce pot fi coordonați de către un singur master.

Integrarea într-un tot unitar a funcțiilor de sesizare inductivă și a celor de interfațare la magistrala ASI este o preocupare modernă în etapa actuală. Puternica miniaturizare, obținută prin utilizarea circuitelor integrate și a tehnologiilor moderne de asamblare (chip-on-board), a permis obținerea unor asemenea SEZ inteligenți de dimensiuni reduse, mergând până la forma M12 (tab. 1.2) [B5C].

Schema bloc din fig. 6.17 ilustrează structura unui SIPD, elaborat de autor, interfațabil direct la magistrala ASI. În esență, acesta constă din trei părți distincte:

- interfața de conectare la magistrala ASI;
- circuitele aferente SIPD propriu-zis și de cuplare cu interfața;
- circuitul ASIC de aliniere.

• **Interfața ASI** este constituită de către circuitul integrat ASI/Slave (AS2701), însoțit de memoria EEPROM (24C01), cristalul de cuarț XTAL (5,333 MHz = 32 · 166,66 kHz) și elementele pasive adiacente. Modul de interconectare al acestora corespunde variantei standard, recomandată pentru circuitul AS2701 [A9C]. Conectarea SIP inteligent la cablul magistralei se face prin bornele ASI_P și ASI_N. Dioda D1 asigură protecția la conectarea inversată, iar dioda D2 de tip TVS (*Transient Voltage Suppressor diode*) oferă protecția împotriva vârfurilor accidentale de supratensiune, existente frecvent în mediile industriale.

Circuitul integrat asigură toate funcțiile specifice circuitului slave ASI, descrise detaliat în *Secțiunea 6.4.1*. În varianta actuală, el este lipsit de memorie proprie, de aceea cele 3 informații caracteristice: configurația de intrare/ieșire, codul de identificare și adresa curentă vor fi depuse într-o memorie EEPROM externă. Dialogul circuit slave-memorie este asigurat prin interfața standard, serie bifilară, de tipul I²C [E4C], constituită de liniile SDA (*Serial Data*) și SCL (*Serial Clock*).

Canțutatea redusă de informație memorată recomandă utilizarea unor memorii integrate standard cu capacitate minimă, deci și de dimensiuni cât mai mici. Varianta 24C01 are capacitatea minimă (1 kbit) în cadrul familiei 24C. Circuitul a fost preferat, din cauza prețului foarte ac-

cesibil, la care este oferit de o serie de producători [N4C, E4C, S3C]. El este alimentat cu $V_{DD} = 5$ V de la conexiunea U5R și are un consum redus de curent. Conectarea pinilor E0 ÷ E2 și MODE la masă asigură o adresă a dispozitivului 000, respectiv autorizează și operații de scriere în memorie (*write enable*).

După cum s-a arătat în Secțiunea 6.4.1, profilele de participanți ASI sunt supuse unei standardizări foarte riguroase, în vederea asigurării compatibilității și interschimbabilității lor. Din acest motiv, alocarea liniilor de date D0 ÷ D3, respectiv de parametrizare P0 ÷ P3, s-a făcut respectând aceste reglementări [H20S].

Alocarea biților D0 ÷ D3 în conformitate cu profilul S-1.1 (SEZ inductiv de proximitate) este dată în tab. 6.2. Biții D1 ÷ D3 sunt opționali, în situația neutilizării lor, liniile corespunzătoare fiind menținute în starea „sus”. În cazul schemei propuse de autor, acești biți, exponenți ai atributului de SEZ inteligent, sunt integral utilizați.

Alocarea biților P0 ÷ P3 s-a făcut în conformitate cu aceleași reglementări. Corespunzător acestora, utilizarea biților are un caracter de asemenea opțional. Pentru SIP inteligent din fig. 6.17 linia P0, destinată activării/dezactivării unei temporizări, a rămas neutilizată. Celelalte linii sunt utilizate în concordanță cu profilul S-1.1 (tab. 6.2).

Tabela 6.2

Bit	Tip (relativ la SEZ)	Semnificație	Nivel logic în master-	Nivel ASI	Definiția nivelului
D0	ieșire	SEMNAL de IEȘIRE	0	„jos”	SIPD neatenuat de către stimul
			1	„sus”	SIPD atenuat de către stimul
D1	ieșire	SEMNALIZARE sau AVERTIZARE	0	„jos”	Stimul plasat în domenii incerte sau SIPD în stare de prevarie
			1	„sus”	Stimul plasat în domenii certe
D2	ieșire	STARE de FUNCȚIONARE	0	„jos”	Rezultat negativ în urma testării
			1	„sus”	Rezultat pozitiv în urma testării
D3	intrare	TEST de FUNCȚIONARE	0	„jos”	Dezactivare testare SIPD
			1	„sus”	Activare testare SIPD
P0	intrare	(AJUSTARE TEMPORIZARE)	–	–	–
			–	–	–
P1	intrare	INVERSARE SEMNAL de IEȘIRE	0	„jos”	Inversarea liniei D0 (normal-închis)
			1	„sus”	D0 ca mai sus (normal-deschis)
P2	intrare	PROGRAMARE TEACH-IN	0	„jos”	Nivel activ de programare
			1	„sus”	Nivel normal
P3	intrare	FUNCTIE SUPPLEMENTARĂ	0	„jos”	Activare avertizare (linia D1)
			1	„sus”	Dezactivare avertizare (linia D1)

• **Circuitele aferente SIPD propriu-zis**, delimitate prin linie întreruptă în fig. 6.17, includ două unități funcționale distincte:

– circuitele de realizare a funcției de sesizare inductivă;

– circuitele de asigurare a funcțiilor suplimentare și de cuplare cu interfața ASI, prezentată anterior.

Prima unitate cuprinde circuitele de evaluare a informației primare furnizată de SES. Structura ei corespunde celei generale, reprezentată în fig. 1.24, și reunește blocurile funcționale C_CONV și C_EVAL. În scopul atingerii unor performanțe deosebite, se utilizează pentru aceste blocuri circuite cu structuri moderne, elaborate de autor și prezentate detaliat în capitolele anterioare.

Astfel, excitarea circuitului LC, aparținând SES, este asigurată de către un oscilator cu caracteristică liniară de tipul celor descrise în *Secțiunea 3.3.1* (fig. 3.20, 3.34). Semnalul de ieșire al acestor oscilatoare, caracterizat printr-o liniaritate deosebită a amplitudinii sale U_{lc} în raport cu distanța d , între SES și stimul (fig. 3.33, 3.35) se aplică unui circuit de detecție multicanal. Soluția utilizată pentru realizarea acestuia este detecția digitală sincronă, care a fost prezentată în detaliu în *Secțiunea 3.4* (fig. 3.44, 3.45) și care oferă o detecție de precizie și rapidă remarcabilă. Circuitul cuprinde, alături de canalul de sincronizare și generare a semnalelor de tact, patru canale de detecție identice, având patru tensiuni de prag distincte $U_{20} \div U_{120}$, obținute de la un generator programabil, reprezentat schematic printr-o rețea divizoare rezistivă. Valorile tensiunilor de prag definesc punctele de comutare principal, respectiv secundare, conform reprezentării din fig. 6.5.

Semnalele de ieșire $CMP20 \div CMP120$ sunt aplicate celei de a doua unități funcționale, incluzând, la rândul ei, trei blocuri distincte.

Circuitele logice secvențiale de ieșire asigură semnalul digital $D0$ (tab. 6.2), în concordanță cu starea $SIPD$ (semnalul $CMP100$) și cu comanda de parametrizare (bitul $P1$), provenită de la master-ul ASI. Ecuația logică (SAU-exclusiv) a semnalului $D0$ este:

$$D0 = P1 \cdot NCMP100 + NP1 \cdot CMP100 \quad (6.39)$$

Logica de semnalizare asigură subdivizarea domeniului de sesizare în subdomenii certe și incerte, conform conceptului definit de autor și descris detaliat în *Secțiunea 6.2.2*. În urma acestei operații de decelare se oferă master-ului ASI, la cerere (bitul $P3$), o informație suplimentară cu caracter de semnalizare (bitul $D1$), indicând plasarea stimulului în domenii incerte:

$$D1 = N[NP3 \cdot (NCMP20 + CMP80 \cdot NCMP100 + CMP100 \cdot NCMP120)] \quad (6.40)$$

O a doua rezultată a operației de decelare constă în comanda adecvată a indicatorului optic local, constituit din dioda luminescentă LED. Acesta asigură implementarea conceptului de semnalizare optică diferențiată, conceput de autor și prezentat în *Secțiunea 6.2.2*. Regimurile de funcționare ale diodei LED de tip conectat/deconectat, intermitent, respectiv pulsatoriu, reprezentate în fig. 6.6, vor fi asigurate de către trei etaje de alimentare corespunzătoare, reunite în fig. 6.17 în cadrul blocului de comandă LED. Etajele au, în principiu, o structură și funcționare de tipul celor indicate în fig. 6.8 și 6.9 și sunt comandate selectiv de către logica de semnalizare, funcție de distanța momentană între SES și stimul.

Logica de semnalizare oferă deci o funcție dublă de indicare optică locală a stării de atenuare, în vederea unei montări și reglări mecanice cu funcționare certă (*setting point adjustment*), respectiv de indicare la nivelul master-ului a plasării stimulului în domeniile incerte DIA , DII și DIS (fig. 6.5).

Ea oferă în plus o informație de avertizare, indicând în prealabil situația iminentă de apariție, într-un viitor apropiat, a unei stări de avarie (*precaution conditions* [Y1C]). Cazul cel mai frecvent apare ca urmare a degradării etanșeității SEZ. Infiltrarea umidității sau a unor agenți lichizi în interiorul SES are drept consecință reducerea gradată a factorului de calitate al SES, ceea ce se transpune în micșorarea treptată a amplitudinii U_{lc} a semnalului furnizat de oscilatorul aferent $SIPD$. Pătrunderea valorii U_{lc} în interiorul domeniului delimitat de tensiunile de prag U_{120} și U_{100} , constituie o preavizare în timp asupra iminenței stării de defecțiune, caracterizată prin valori maxime ale semnalului $U_{lc} < U_{100}$, deci sub pragul de comutare.

Alături de funcțiile principală, de comutație, respectiv secundară, de semnalizare/avertizare, profilul S-1.1 oferă și posibilitatea implementării unei funcții de testare a stării de funcționare (bitul $D2$), activabile printr-o linie de intrare (bitul $D3$). Procedeele de interogare de tipul „*check by outside*” reprezintă o caracteristică modernă a SIP, din ce în ce mai răspândită [Y1C]. Rațiunea utilizării ei constă în caracterul frecvent static al acțiunii de sesizare inductivă, realizată de $SIPD$. În condițiile în care, starea de atenuare a SEZ rămâne neschimbată pentru durate

foarte lungi, răspunsul la întrebarea, dacă sistemul este funcțional dar nu a survenit nici o schimbare în câmpul său activ, sau dacă este defect, poate fi oferit printr-o monitorizare permanentă a sa în urma unei interogări periodice, de-a lungul unui canal de informație adițional.

Defecțiunea cea mai frecventă în SIP industriali constă în întreruperea înfășurării bobinei, ca urmare a unui impact al stimulului cu suprafața activă a SEZ, sau în urma unor variații de temperatură, presiune, etc. O metodă foarte simplă de monitorizare a stării bobinei, implementată frecvent, în special pe piața japoneză [O1C, Y1C], se bazează pe o constatare specifică oscilatoarelor cu reacție negativă, de tipul celor analizate în *Capitolul 3* (fig. 3.3, etc). La întreruperea înfășurării, curentul continuu I_{BIAS} determină încărcarea condensatorului C la tensiuni ce tind spre tensiunea de alimentare V_{CC} și sunt mai ridicate decât valorile momentane în regim oscilant. Simpla comparație a tensiunii u_{LC} cu o tensiune de prag adecvată, permite identificarea imediată a acestor condiții de avarie. Facilitatea este întâlnită, de exemplu, la circuitul integrat AM329 (fig. 3.6.a), la care nivelul static al semnalului la pinul „Test” indică starea de funcționalitate a bobinei SES. O asemenea funcție de testare poate fi implementată în cadrul blocului corespunzător din fig. 6.17, gradul ei de diagnosticare fiind însă extrem de redus.

Din aceste considerente, autorul propune o metodă de diagnosticare brevetată, care s-a impus în ultimii ani [B1C, J2A, J6A, K15P], și care permite testarea funcționării întregului sistem, constituit de către SEZ, dotat cu funcția de supraveghiere, și de către liniile de conexiune. SIP având această facilitate corespund, în principiu, variantelor standard și au o funcționare similară. În plus, oscilatorul lor este comandabil printr-o intrare suplimentară. Funcție de starea de atenuare electromagnetă datorată stimulului (SIP atenuat, respectiv neatenuat), oscilatorul poate fi acționat în sens contrar, în vederea compensării amortizării, respectiv producerii unei amortizări remarcabile. Această compensare/amortizare artificială la nivelul oscilatorului, efectuată într-un ritm periodic, se traduce prin apariția unor impulsuri la ieșirea SIPD, suprapuse semnalului de ieșire propriu-zis, care permit o diagnosticare a întregului sistem, independent de starea sa.

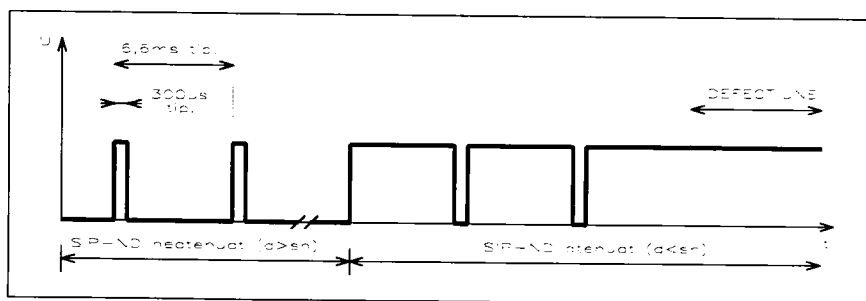


Fig. 6.18 Semnalul de ieșire al SIPD cu impulsuri de test suprapuse [J6A]

Parametri impulsurilor de test sunt astfel aleși (fig. 6.18), încât aceste impulsuri nu pot provoca comutări parazite a elementelor comandate uzual de către SIP. Valorile nivelurilor logice statice sunt modificate într-o măsură nesemnificativă. În consecință, SIP de acest tip sunt utilizabili similar SIP obișnuiți. Folosirea lor ca „SEZ cu siguranță ridicată de funcționare” presupune o detecție a prezenței impulsurilor de test suprapuse, efectuată la nivelul sarcinii cu ajutorul unei unități dedicate. Prezența impulsurilor de test este o confirmare o probității întregului sistem (SIP și linii de conexiune). Dispariția impulsurilor echivalează cu apariția unui deranjament.

Generarea impulsurilor de test poate fi făcută intern, în cadrul SIP (*self-check*), sau la nivel extern, caz în care impulsurile sunt transmise SIP prin intermediul unei linii de intrare suplimentare de test (*check by outside*).

Revenind la SIPD inteligent din fig. 6.17, funcția de testare prin impulsuri suprapuse semnalului util este activabilă la nivelul master-ului, prin intermediul bitului D3, iar prezența impulsu-

rilor, confirmând buna funcționare a SIPD, se traduce prin nivelul ridicat al liniei D2. Generarea impulsurilor primare de test, precum și detectarea prezenței impulsurilor suprapuse semnalului de ieșire al comparatorului principal, se fac intern, la nivelul blocului corespunzător.

Comanda suplimentară (atenuat/neatenuat) a oscilatorului este ușor de realizat și lipsită de efecte nedorite, în cazul oscilatoarelor cu caracteristică liniară, elaborate de autor și utilizabile pentru SIPD inteligent în discuție. Punctul de acționare îl constituie intrarea RINCL (fig. 3.20, 3.34). O reducere sau mărire a curentului i_E (fig. 3.20), prin activarea surselor de curent continuu I_P , respectiv I_N , în ritmul impulsurilor de tact, va produce scăderi sau creșteri în salt ale semnalului util u_{LC} , cu treceri prin valoarea corespunzătoare tensiunii de prag, ceea ce se traduce prin apariția impulsurilor suprapuse la ieșirea comparatorului principal. Autorizarea selectivă a sursei I_P , respectiv I_N , este corelată cu nivelul static al semnalului CMP100, indicând starea de atenuare a oscilatorului, cauzată pe cale electromagnetică de către stimul. Această acțiune de modulare periodică a semnalului oscilatorului cu ajutorul unei surse sau absorbției de curent, comandate cu impulsurile primare de test, duce la forma de undă a semnalului CMP100, din fig. 6.18. Impulsurile suprapuse comandă intrarea unui circuit monostabil redeclanșabil având o durată a stării cvazistabilă $t_{ON} > 6,6$ ms și a cărei ieșire este conectată la linia de date D2.

Circuitele aferente SIPD propriu-zis și de cuplare cu interfața ASI, reunite în fig. 6.17, în cadrul unei unități distincte, pot fi alimentate cu tensiunea $V_{CC} = 5$ V, furnizată de circuitul integrat ASI/Slave (pinul U5R). Valoarea redusă și constantă a acestei tensiuni, caracterul complex al circuitelor și raportul aproximativ unitar între volumul circuitelor analogice și al celor digitale pledează pentru integrarea schemelor utilizând procese de tipul BICMOS de tensiuni scăzute [T4C, M5C]. În aceste condiții se pot obține dimensiuni foarte reduse ale plachetei de siliciu, dictate în primul rând de numărul și amplasarea pad-urilor.

• **Circuitul ASI de aliniere**, conceput de autor și prezentat în detaliu în *Secțiunea 4.4*, constituie cea de a treia parte componentă a SIPD inteligent din fig. 6.17. El este utilizat exclusiv pentru operația de aliniere a SIPD, conform metodologiei brevetate, descrisă în *Secțiunea 4.3* (fig. 4.11). Rolul unității externe de programare este preluat de către master-ul ASI. El asigură transmiterea serie, prin intermediul intrării de parametrizare P2, a instrucțiilor de programare (fig. 4.13.a), sub forma unor semnale binare lipsite de semnal purtător (fig. 4.13.c). Semnalul FB de oprire a programării teach-in este semnalul CMP100, generat la ieșirea canalului de detecție principal. Condițiile de efectuare a alinierii și avantajele deosebite ale acestei programări sunt enunțate în *Secțiunile 4.3 și 4.5*.

Revenind, în final, la atributele de SEZ inteligent, sintetizate în *Secțiunea 6.1*, se poate concluziona că SIPD, elaborat de autor (fig. 6.17), prezintă un grad de inteligență avansat, obținut prin dezvoltare multilaterală, adică prin dezvoltarea:

- inteligenței tehnice (tehnicile de realizare a circuitelor exclusiv prin integrare, tehnici moderne de asamblare miniaturală, tehnici moderne de simulare în faza de concepție, etc.);
- inteligenței funcționale (liniarizări, detecții digitale, aliniere prin metode teach-in);
- inteligenței sociale (competența autonomă, dialogul bidirecțional prin magistrala ASI, dedicată SEZ industriali, programabilitate, etc.).

6.5 CONCLUZII

Capitolul de față abordează o temă de maximă actualitate, legată de conceptul de inteligență, aplicat concret la senzorii inductivi bazați pe curenți turbionari (tab. 1.1).

La parcurgerea literaturii de specialitate de dată recentă, în domeniul senzorilor SEZ se constată efortul deosebit și preocupările multilaterale de creștere a gradului de inteligență al acestora, în vederea atingerii dezideratelor și atributelor caracteristice conceptului de SEZ in-

teligent (*Smart Sensor* [G1V, B7V]). O concluzie imediată, care rezultă din această investigație bibliografică, este legată de modul diferențiat de definire a acestui concept. Paralel cu enunțarea unor trăsături fundamentale, comune, unanim acceptate, apar și trăsături particulare favorizate și precizate de diferiți autori.

În dorința unei tratări unitare și, pe cât posibil, exhaustive, autorul efectuează, în *Secțiunea 6.1* o sinteză, având drept obiectiv definirea noțiunii de SEZ inteligent și enumerarea concretă a atributelor caracteristice.

Secțiunea debutează cu precizarea momentului apariției SEZ inteligent și a condițiilor concrete care au facilitat acest pas evolutiv. Modul general de definire a SEZ inteligent evidențiază capacitatea acestora de a efectua o prelucrare locală a informației primare și o conversie adecvată a informației, în vederea transmiterii ei fiabile la unitatea ierarhică superioară, respectiv prelucrării simple la nivelul acesteia. Definiția generală este detaliată în continuare prin efectuarea unei comparații între un SEZ elementar și un SEZ inteligent, cu precizarea unor funcții și facilități specifice celui inteligent.

După această introducere, secțiunea cuprinde o enumerare concretă a caracteristicilor realizabile tehnic în domeniul SEZ, considerate de autor ca fiind definitorii pentru conceptul general de SEZ inteligent. Ordinea de enumerare nu este aleatoare, ea reflectând situația concretă, constatată în practica de zi cu zi, de evoluție a SEZ de la simplu spre complex. Această trecere gradată este ilustrată, de asemenea, într-un mod intuitiv de reprezentările din fig. 6.1. Ele marchează pașii principali de transferare a funcțiilor de prelucrare a informației de la unitatea de conducere la SEZ, ceea ce echivalează cu creșterea gradată a inteligenței SEZ.

Funcție de specificul lor, atributele definitorii pentru SEZ inteligent pot fi considerate ca aparținând inteligenței tehnice, funcționale, respectiv sociale, categorii a căror prezentare constituie subiectul următor al *Secțiunii 6.1*.

Scopul declarat al *Capitolului 6* este de a prezenta contribuții originale ale autorului în direcția creșterii gradului de inteligență al SIP. Activitatea autorului în acest domeniu nu trebuie considerată ca fiind limitată exclusiv la realizările evidențiate în capitolul de față. *Pe baza definițiilor anterioare, se poate aprecia fără rezerve, că majoritatea realizărilor autorului prezentate în Capitolele 2 la 5 se înscriu pe linia dezvoltării inteligenței tehnice și a celei funcționale a SIP industriali. Analiza, simularea și modelarea prin metode moderne a SES (Capitolul 2), utilizarea tehnicilor de integrare și de simulare a circuitelor electronice, a metodelor moderne de asamblare, etc. conduc la creșterea inteligenței tehnice, în timp ce perfecționările electronicii de evaluare (Capitolul 3), metodele de aliniere programabilă (Capitolul 4) și de compensare termică activă (Capitolul 5) constituie componente fundamentale ale inteligenței funcționale.*

Contribuțiile autorului, conținute în *Capitolul 6*, sunt axate pe dezvoltarea în continuare a inteligenței funcționale, cât și pe înzestrarea SEZ cu inteligență socială, care să permită acestuia un dialog bidirecțional, evoluat, cu unitatea ierarhic superioară.

Secțiunea 6.2 are ca obiectiv creșterea cantității de informație furnizată de către SIPD, referitoare la situația concretă din câmpul său electromagnetic activ, deci la starea momentană de atenuare cauzată de către stimul. Acest deziderat poate fi atins prin implementarea unei afișări multiple, cu capacitate ridicată de discernământ.

Oportunitatea utilizării unor asemenea unități funcționale poate fi justificată și prin prevederile conținute de standardele referitoare la SIPD [15S], motiv pentru care *Secțiunea 6.2.1* include o definiție succintă a distanțelor de comutare, în conformitate cu aceste standarde (fig. 6.3). Pe baza acestor definiții, rezultă un argument clar, care pledează pentru o afișare diferențiată a stării de atenuare. În același timp se subliniază, în mod critic, faptul că, la ora actuală, standardele în vigoare nu impun această funcție. Ele prevăd doar trei funcții elementare de control optic, care oferă utilizatorului o cantitate redusă de informație și care sunt implementate, parțial sau complet, în cadrul circuitelor convenționale de semnalizare optică a SIPD. *Secțiunea* cuprinde o descriere succintă a acestor funcții, ce pot fi apreciate ca fiind definitorii pentru stadiul actual de dezvoltare

în acest domeniu. Ea se încheie cu prezentarea unor variante derivate, propuse în vederea perfecționării circuitelor de afișare ale SIPD, dar care oferă, în ultimă instanță, aceeași cantitate redusă de informație.

Secțiunea 6.2.2 abordează problema creșterii cantității de informație furnizată de către afișarea SIPD. După enunțarea constatării generale, referitoare la numărul redus de realizări perfecționate, cunoscut la ora actuală, se face o prezentare a celor mai importante (fig. 6.4), prin indicarea contribuțiilor efective, precum și a limitărilor oferite de variantele respective.

Obiectivul fundamental al secțiunii este prezentarea detaliată a conceptului dezvoltat de afișare diferențiată, elaborat și brevetat de autor [F2P], precum și descrierea unor soluții electronice de realizare a lui. Propunerile au fost implementate într-un circuit ASIC evoluat, utilizat actualmente pe scară largă. Acesta cuprinde o unitate de afișare universală, ce asigură utilizatorului o cantitate bogată de informație, referitoare la starea de atenuare în câmpul electromagnetic al SIPD.

Conform conceptului lărgit, elaborat de autor, metodele perfecționate descrise în literatură și/sau utilizate actualmente, constituie o rezolvare parțială a problemei, deoarece:

- asigură semnalizarea optică a unui singur domeniu incert;
- pot realiza această funcție numai în starea acționată a SIPD.

Reunirea acestor două limitări duce la posibilitatea restrânsă de indicare a domeniului incert inferior (DII) numai pentru SIPD de tip normal-deschis (fig. 6.4).

Contribuțiile autorului la extinderea și generalizarea conceptului constau în:

- posibilitatea indicării domeniului incert de mai sus și pentru SIPD de tip normal-închis.

Fără a mai defini alte domenii, rămânând strict consecvent metodologiilor anterioare și standardelor, utilizarea regimului *pulsatoriu* de alimentare a diodei LED oferă posibilitatea completării funcțiilor de semnalizare optică din fig. 6.4 cu varianta lor complementară;

- definirea a *încă două domenii incerte* (fig. 6.5), din motive enunțate fundamentat: DIA pentru distanțele $d \in [0, 0,2 s_n]$ și DIS pentru $d \in [s_n, 1,2 s_n]$;

- rezolvarea problemelor dificile, legate de implementarea conceptului în cadrul SIPD de tipul 2T (sisteme caracterizate de restricții puternice referitoare la condițiile de alimentare), prin utilizarea regimurilor *pulsatoriu* și *intermitent*, cu parametri bine definiți (fig. 6.6, 6.7). Utilizarea acestor regimuri în SIPD de tipul 3T sau 4T este fără probleme;

- posibilitatea implementării conceptului extins, în condiții energetice și de cost mai avantajoase, prin utilizarea unei *singure diode LED*, atât pentru SIPD de tip normal-deschis cât și normal-închis (fig. 6.6).

Rezultă în final un *concept unitar și universal*, care poate fi rezumat prin următoarele aspecte esențiale:

- Unitatea de afișare realizează o semnalizare optică unitară și atotcuprinzătoare, prin indicarea tuturor domeniilor certe și incerte. Aceasta se asigură independent de tipul SIPD (variantele 2T, 3T sau 4T, respectiv normal-deschis sau normal-închis, etc.).

- În mod sistematic, dioda LED principală indică, prin starea sa activă, situarea stimulului în domeniul cert. Afirmatia este valabilă atât pentru SIPD de tipul normal-deschis, cât și normal-închis.

- Prin regimul intermitent sau pulsatoriu al diodei LED principale (la varianta cu o unică diodă, fig. 6.6), respectiv al diodei LED auxiliare (la varianta cu două diode luminescente, fig. 6.7) se indică cele trei domenii incerte.

- Alternanța celor trei regimuri de funcționare ale diodei LED permite *evidențierea optică univocă* a tuturor domeniilor și a granițelor între acestea.

Implementarea acestui procedeu este foarte facilă, în cazul folosirii oscilatoarelor cu caracteristică liniarizată, concepute de autor și descrise în *Secțiunea 3.3*. *Secțiunea 6.2.2* se încheie prin prezentarea principală a unor scheme integrabile pentru alimentarea diodei LED în re-

gim pulsatoriu (fig. 6.8), respectiv intermitent (fig. 6.9).

Secțiunea 6.3 abordează o altă direcție de perfecționare a SIPD, de mare actualitate și rezonanță pentru utilizatori, constând în recunoașterea condițiilor concrete de conectare a SIPD la aplicație și adaptarea automată la aceasta.

Secțiunea 6.3.1, având drept scop prezentarea stadiului actual de dezvoltare, referitor la asigurarea funcției de comutație la ieșirea SIPD și la modul concret de realizare a etajului de ieșire, debutează cu o prezentare sintetică a caracteristicilor electrice, ce trebuie îndeplinite de către etajele de ieșire ale SIPD (rel. 6.16 ÷ 6.24). La sistemele de tip 3T sau 4T, sisteme având actualmente cea mai mare răspândire, aceste caracteristici trebuie asigurate pentru două situații distincte rezultate din configurația concretă a aplicației (fig. 1.22). Conectarea sarcinii prin intermediul SIPD spre linia pozitivă de alimentare (sisteme *high-side switch* HSS) sau spre linia negativă de alimentare (sisteme *low-side switch* LSS) impune necesitatea unor etaje de ieșire adecvate de tipul *high-side driver* HSD, respectiv *low-side driver* LSD.

În majoritatea covârșitoare a cazurilor, aceste etaje au structuri diferite, ceea ce duce, la ora actuală, la o dublare inutilă a paletelor de SIPD, cu toate consecințele negative, care derivă din aceasta.

După enunțarea generală a problematicii comutării SIPD, secțiunea continuă cu o trecere în revistă a metodelor de realizare concretă a etajelor lor de ieșire, evidențind cu precădere soluțiile care oferă perfecționări referitoare la asigurarea unui regim combinat de tip HSS-LSS. Sinteza clasifică circuitele de ieșire ale SIPD în:

- etaje de ieșire discrete, realizate cu tranzistoare bipolare sau unipolare;
- etaje de ieșire integrate, componente ale circuitelor integrate dedicate SIPD;
- etaje de ieșire integrate monolitice în cipuri separate.

Pe baza acestei prezentări sintetice, se poate concluziona, că soluțiile existente la ora actuală se caracterizează prin posibilități foarte reduse de asigurare simultană a funcțiilor HSS și LSS. Variantele cele mai perfecționate, denumite în mod pretențios „*Intelligent Power Switch*” (fig. 6.10), oferă posibilitatea utilizării unui unic circuit pentru ambele funcții. Folosirea etajului drept HSD sau LSD impune însă efectuarea unor conexiuni electrice necomutabile la nivelul periferic circuitului integrat. Problema enunțată anterior, de programare a funcției HSS-LSS, rămâne astfel nerezolvată, datorită caracterului nereversibil al deciziei HSS sau LSS, materializată prin efectuarea conexiunilor respective în interiorul sistemului.

Ideea de bază, de la care a plecat autorul, este de a elabora un circuit inteligent, capabil să recunoască starea sarcinii în raport cu sistemul, sau modificări ale acestei stări, și să se adapteze automat și instantaneu la această situație, în vederea asigurării comutației corecte. Principiul de funcționare a unui asemenea circuit, precum și o posibilitate concretă de realizare a lui constituie obiectul unor brevete de invenție ale autorului [F6P, F12P] și sunt descrise detaliat în *Secțiunea 6.3.2*.

Preocupări de această natură, în domeniul SEZ de proximitate, sunt de dată relativ recentă, iar informații bibliografice pot fi găsite exclusiv în cadrul băncilor de brevete de invenție. O investigație atentă, efectuată de autor în această direcție, s-a soldat cu găsirea referințelor bibliografice [V1P, E1P, T7P], al căror conținut esențial este sintetizat în *Secțiunea 6.3.2*. Prezentarea se încheie cu o analiză critică și comparativă a metodelor și circuitelor propuse de către sursele de mai sus. Analiza autorului evidențiază atât dezavantajele majore și comune tuturor soluțiilor, cât și limitări și dezavantaje specifice.

Soluția autorului își propune eliminarea acestor dezavantaje și obținerea unui SIPD inteligent, capabil să asigure în mod permanent și autonom funcția reunită HSS-LSS, fără intervenții din partea operatorului uman. Schema bloc a circuitului de ieșire universal propus (fig. 6.11) și diagramele de funcționare ale acestuia (fig. 6.12) evidențiază principiul de funcționare elaborat. El constă în urmărirea permanentă a evoluției tensiunii de ieșire în raport cu două ferestre de discriminare, plasate în afara domeniului delimitat de punctele de funcționare stabile. Tranzitarea

provizorie a unei ferestre de discriminare, ca urmare a modificării conexiunii ferme a sarcinii, inițiază o acțiune de recunoaștere și adaptare la noua situație.

Varianta integrabilă a circuitului de implementare a metodei este ilustrată principal în fig. 6.13 și este descrisă în continuare (rel. 6.29 ÷ 6.35, fig. 6.14). Circuitul de ieșire universal a fost realizat practic și dă deplină satisfacție în aplicațiile pentru SIPD industriali.

Avantajele oferite de metoda, elaborată de autor în vederea asigurării automate a capacității HSS-LSS, și de către circuitul de implementare adecvat [F6P, F12P] pot fi sintetizate prin următoarele:

- Este vorba de o recunoaștere permanentă a poziției sarcinii, datorată unei măsurători continue, astfel încât:

- efectuarea unei inversări a poziției sarcinii sau a unei modificări a acesteia este posibilă în timpul regimului activ de funcționare;

- acțiunea de recunoaștere nu este limitată și dependentă de existența unei faze de inițializare, caracterizată prin inhibarea generală a circuitului pentru durate de timp considerabile de ordinul ms-lor, ca și la [V1P, E1P, T7P];

- circuitul se află în permanență într-o stare de așteptare a unei posibile modificări a poziției sarcinii;

- răspunsul și readaptarea circuitului la noile condiții decurge imediat după apariția cauzei (timp de întârziere în domeniul μ s-lor).

- Nu se generează, respectiv utilizează, mărimi auxiliare de detecție. În consecință, nu există circuite suplimentare pentru generarea mărimilor auxiliare (surse de curent, divizoare de tensiune, etc.), circuite, care prin conectarea lor la ieșirea principală OUT, ar înrăutăți performanțele legate de curenți reziduali, protecția împotriva polarității inversate, etc.

- Nu există limitări ale domeniului admis pentru sarcină sau ale caracterului acesteia.

- Metoda poate fi implementată printr-un circuit electronic integrat economic, constând din:

- un driver HSD, conținând un tranzistor final echivalent NPN, cu factor de amplificare ridicat, și cauzând un curent transversal redus;

- un driver LSD, conținând un tranzistor final echivalent PNP, al cărui factor de amplificare poate fi de valoare scăzută, deoarece curentul de bază al acestui tranzistor este constituit al curentului de sarcină și nu produce puteri disipate apreciabile.

- Circuitul asigură îndeplinirea dezideratelor esențiale legate de valoarea curentului comutat și de căderea de tensiune pentru acest curent (rel. 6.18, 6.21). Căderile de tensiune de-a lungul driverului activ se mențin scăzute, sub valoarea $2V_{BE}$.

- Punctele de funcționare sunt stabile, influența temperaturii asupra stabilității și corectitudinii metodei este minimă.

- Structura aleasă pentru etajele driver și numărul de tranzistoare singulare utilizate conduc la o reducere esențială a consumului propriu de curent al circuitului, ceea ce duce la o nouă diminuare a puterii disipate.

- Topologia etajelor asigură în mod implicit protecția împotriva alimentării cu polaritate inversată, în cooperare cu o unică diodă de protecție. Poziția acesteia în cadrul circuitului este optimă, neducând la creșterea suplimentară a căderilor de tensiune U_{dp} și U_{dm} .

- Circuitul se caracterizează printr-o imunitate electromagnetică sporită, în special împotriva perturbațiilor electrice tranziente de tipul EFT-Burst, deoarece după dispariția perturbațiilor el revine independent la starea corectă, fără a necesita o nouă inițializare, deci o intervenție din partea operatorului uman.

Secțiunea 6.4 prezintă posibilitatea creșterii gradului de inteligență a SIPD industriali prin interfațarea acestora la magistrale de date. În consecință, ea diferă de secțiunile anterioare, axate pe dezvoltarea inteligenței funcționale a SIPD, prin caracterul perfecționării obținute, constând în înzestrarea SIPD cu inteligență socială.

Criteriile care au stat la baza alegerii unei interfațări la magistrala de tip ASI sunt, în primul rând, scopul dedicat al acesteia pentru interfațarea nemijlocită a SEZ și EEX, cât și caracteristicile deosebit de favorabile ale circuitului slave ASI, relativ la integrarea sa în ansamblul SIPD (preț de cost, dimensiuni, date tehnice, etc.).

Secțiunea 6.4.1 include o prezentare prealabilă a magistralei ASI (*Actuator-Sensor-Interface*), necesară în vederea înțelegerii funcționării SIPD inteligent, interfațabil la această magistrală și descris în continuare. În acest scop, se prezintă:

- evoluția și avantajele oferite de către sistemul ASI, conceput pentru dialogul inteligent la nivelul inferior de conducere a proceselor, din cadrul ierarhiei CIM (*Computer Integrated Manufacturing*) [S6A];

- structura magistralei (fig. 6.15), modul de acces, etc.;

- liniile de dialog ale unui slave ASI cu SEZ;

- caracteristicile unui slave, profilele standardizate pentru acesta;

- structura mesajului ASI (fig. 6.16.a), deci descrierea nivelului de siguranță (*Data Link Layer*), în conformitate cu modelul universal ISO/OSI (*Basic Reference Model for Open Systems Interconnection*);

- metoda de codificare și de transmitere a informației (fig. 6.16.b), deci prezentarea nivelului fizic (*Physical Layer*), în accepțiunea modelului ISO/OSI;

- siguranța transmiterii datelor și procedeele de mărire ale acesteia;

- modul de realizare a funcției master și de comunicare cu nivelurile superioare.

Secțiunea 6.4.2 conține o descriere concretă a unui SIPD original, compatibil cu magistrala ASI. Reprezentarea din fig. 6.17 cuprinde, în esență, trei unități distincte:

- Interfața de conectare la magistrala ASI, reprezentată la nivel de schemă electronică și având o structură bazată pe varianta standard, recomandată pentru circuitul integrat ASI/Slave [A9C].

- Circuitele aferente sesizării inductive și circuitele logice de interconectare cu interfața ASI, reprezentate la nivel de schemă de principiu. Blocurile aparținând acestei unități au un caracter original, o parte din ele constituind obiectul unor tratări detaliate în Secțiunile 3.3.1 și 3.4.

- Circuitul ASIC de aliniere, reprezentat la nivel de schemă bloc, elaborat de autor și prezentat în Secțiunea 4.4.

Reunirea și interconectarea acestor elemente conduce la un SIPD inteligent, care corespunde unui profil S-1.1, conform standardizării ASI, și este caracterizat prin următoarele posibilități de dialog și programare prin intermediul magistralei:

- Transmiterea la nivelul master-ului și afișarea la nivel local a stării de acționare, produsă de stimul (logică de tip normal-deschis).

- Reprogramarea asincronă a logicii din normal-deschis în normal-închis, și vice-versa, la solicitarea master-ului.

- Transmiterea la nivelul master-ului și afișarea la nivel local a unei informații suplimentare relative la starea concretă de atenuare cauzată de stimul, diferențiată corespunzător unor domenii certe, respectiv incerte, conform conceptului elaborat de autor (fig. 6.5). Această informație are un rol de semnalizare și permite asigurarea condițiilor de funcționare certă, lipsită de pericolul unor comutări false sub acțiunea perturbațiilor de mediu (*setting point adjustment*). Ea are, în plus, un caracter de preavertizare, indicând în prealabil situația iminentă de apariție, într-un viitor apropiat, a unei stări de avarie nereversibile (*precaution conditions*).

- Activarea/dezactivarea asincronă, la solicitarea master-ului, a funcției de semnalizare-preavertizare de mai sus.

- Transmiterea ciclică la nivelul master-ului a unei informații de supraveghiere, referitoare la starea de funcționare a sistemului. Aceasta este obținută printr-o testare locală a întregului ca-

nal de prelucrare a informației, conform unei metode de diagnosticare cu impulsuri de test supra-puse semnalelor utile.

- Activarea/dezactivarea sincronă, printr-un apel adecvat din partea nivelului ierarhic superior, a testului de funcționare.

- Alinierea automată, repetabilă și nevolatilă prin metode de instruire (programare *teach-in*) a SIPD inteligent, conform procedurii elaborat de autor și prezentat detaliat în *Secțiunea 4.3*. Avantajele multiple ale metodei, enumerate cu acest prilej și reunite în trei grupe principale: avantaje la producător, la beneficiar, respectiv în timpul desfășurării procesului, devin și mai pregnante în cazul SIPD inteligent din fig. 6.17. Explicația rezidă în preluarea de către master-ul ASI a funcțiilor unității de programare din fig. 4.10. Efectuarea unei programări necesită prezența unității de programare, generatoare a instrucțiilor adecvate, și a legăturii pentru transmiterea serie a acestora la circuitul ASIC de aliniere din interiorul SIPD. În cazul SIPD inteligent, aflat în legătură și dialog permanent cu master-ul ASI, aceste condiții sunt implicit îndeplinite, de unde posibilitatea directă și imediată de efectuare a unei noi programări, în caz de necesitate.

Secțiunea 6.4.2 se încheie prin sublinierea gradului de inteligență avansat al SIPD din fig. 6.17, obținut în urma unei munci conceptuale multilaterale, desfășurate de autor în activitatea profesională și de elaborare a tezei de doctorat.

Capitolul 7

CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII

Prezenta teză este rezultatul activității de perfecționare prin doctorat, activitate corelată cu preocupările profesionale ale autorului. Ea reflectă contribuțiile originale și realizările concrete în domeniul senzorilor inductivi de proximitate, elaborate pe parcursul ultimilor ani.

Activitatea laborioasă de cercetare și concepție inovativă a autorului în domeniul SIP analogici și digitali este materializată prin 10 brevete de invenție, aplicate în unanimitate pe scară largă, prin publicații, respectiv participări la sesiuni și conferințe.

7.1 DESCRIEREA UNUI SIP EVLUAT, REUNIND CONTRIBUȚIILE ORIGINALE PREZENTATE PE PARCURSUL TEZEI. DIRECȚII DE PERFECȚIONARE

Soluțiile elaborate de autor pentru perfecționarea diferitelor subsansamble și circuite componente ale SIP, soluții prezentate, analizate și verificate prin simulări și/sau măsurători experimentale, pot fi reunite într-un sistem definind un SIP evoluat, cu grad de inteligență și adaptabilitate ridicat.

Ca un corolar la cele expuse în *Capitolele 2 la 6*, schema bloc generală din fig. 7.1 rezumă cele mai importante realizări ale autorului în direcția perfecționării SIP, realizări care au constituit obiectul tezei de doctorat și au fost prezentate detaliat pe parcursul ei. Simpla comparare a acestei reprezentări cu schemele bloc generale ale SEZ (fig. 1.2 și 1.7), respectiv cu schemele de principiu ale SIP bazați pe curenți turbionari (fig. 1.24 și 1.25) indică faptul că cercetările întreprinse și perfecționările obținute s-au extins în toate direcțiile principale și s-au concentrat asupra mării majorități a subsistemelor și unităților funcționale aferente SIP.

Aceste direcții pot fi rezumate prin următoarea enumerare:

- **Sistemul electromagnetic de sesizare SES.** *Capitolul 2* cuprinde o analiză aprofundată, orientată direct la obiect, pe baze teoretice (ecuațiile lui Maxwell), precum și prin metode moderne asistate de calculator (simulatorul MAXWELL) a câmpului electromagnetic activ, generat de SES, respectiv a mecanismului de atenuare electromagnetică, cauzat de stimul în urma pătrunderii acestuia în câmpul electromagnetic de sesizare. În scopul unei prezentări unitare, cu posibilități de efectuare permanentă a unor analize comparative, autorul a enunțat un SES reprezentativ, cu performanțe superioare. Acest SES de referință ipotetic este analizat în detaliu prin prezentarea structurii sale, a elementelor și materialelor componente, respectiv a parametrilor săi electrici. Caracterizările prin metodele experimentale, propuse de autor, și prin simulări de câmp electromagnetic, efectuate în diferite condiții relevante de atenuare (stimuli metalici cu proprietăți magnetice diferite), respectiv de expunere a SES sunt exemplificate, evident, pe baza SES de referință propus. Rezultatele obținute pe cele două căi sunt în deplină concordanță, confirmând justetea procedeeelor folosite.

O a doua componentă fundamentală a activității referitoare la SES este elaborarea unor modele electrotehnice ale acestuia, modele ce permit optimizări ulterioare, precum și includeri în programele de simulare a circuitelor electronice (*top-down design*). Modelele propuse de autor reduc comportamentul SES la proprietățile sale electrice și permit elaborarea unor scheme electrice echivalente, prelucrabile ulterior prin diverse metode, inclusiv asistate de calculator. Unele modele, concretizate pentru SES de referință, sunt utilizate în cadrul capitolului următor.

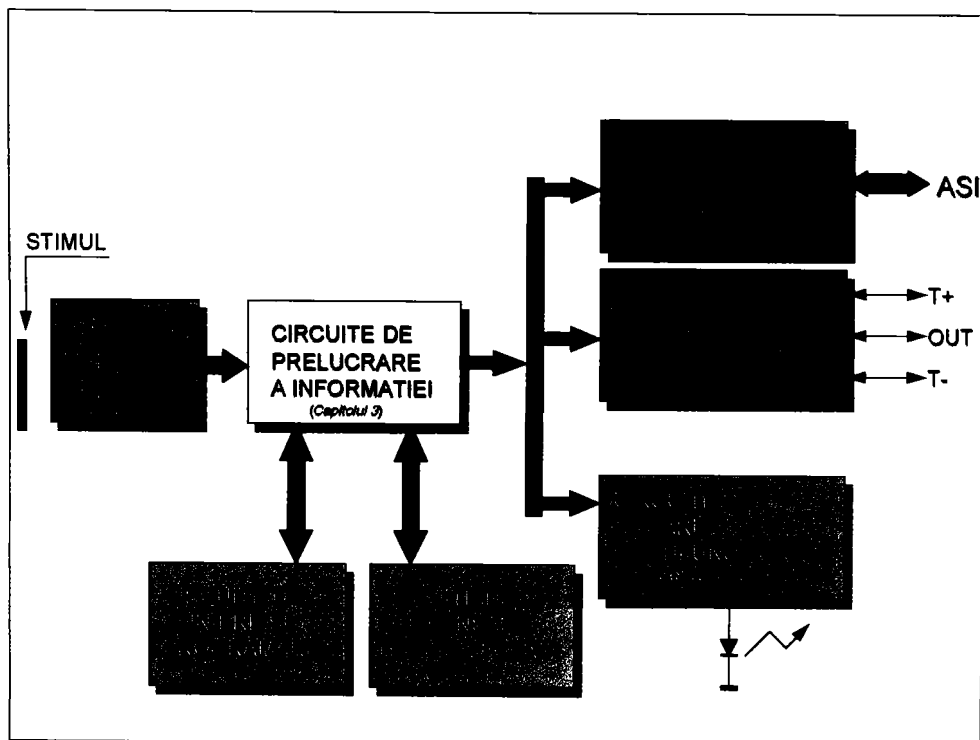


Fig. 7.1 SIP evoluat și inteligent, rezultat prin reunirea contribuțiilor autorului tezei de doctorat

• **Circuitele de prelucrare a informației** desemnează unitățile funcționale, preponderent analogice, care constituie nucleul esențial ale unui SIP. Într-o definiție generală, acestea îndeplinesc funcțiile esențiale de excitare a SES, în vederea generării câmpului electromagnetic activ al SIP, respectiv de evaluare a modificărilor acestuia, rezultate în urma pătrunderii stimulului în zona de sesizare.

Capitolul 3 tratează în exclusivitate aceste unități funcționale de bază ale SIP, oferind diferite variante originale pentru fiecare unitate. Combinarea acestor variante permite obținerea unor structuri de bază cu caracteristici tehnice și grade de inteligență diferite, funcție de necesitate.

Rezultate bune pot fi obținute utilizând oscilatorul perfecționat din fig. 3.34, asociat detectorului de vârf din fig. 3.40 și urmate de un comparator de tipul celui reprezentat în fig. 3.46. O asemenea cale corespunde soluțiilor tradiționale cu prelucrarea preponderent analogică a semnalului. Ansambluri similare au fost integrate în trei circuite ASIC, elaborate de autor și prezentate succint în *Secțiunea 3.5*. Ele se află în producție de serie și oferă rezultate remarcabile.

Performanțe superioare pot fi obținute abandonând calea consacrată și implementând detecția digitală sincronă, cu schema bloc reprezentată în fig. 3.44. Pentru blocul oscilator OSC poate fi utilizat circuitul din fig. 3.36 sau circuitul din fig. 3.34, prevăzut cu etajul de compensare termică din fig. 5.2. Structura a fost de asemenea integrată iar rezultatele obținute au fost de cel mai înalt nivel. Din informațiile autorului, această topologie constituie varianta cea mai perfecționată de evaluare a semnalului primar, pentru SIP industriali, cunoscută la ora actuală.

- **Circuitele de aliniere și programare** constituie elemente secundare ale unui SIP, dar având un rol hotărâtor în dezvoltarea și perfecționarea SIP. *Capitolul 4* abordează această problemă și propune, în final, înlocuirea elementelor convenționale de aliniere printr-un circuit ASIC de aliniere (fig. 4.12), conceput și realizat de autor. Din considerente tehnice și, mai ales, de menținere a conceptului de realizare modulară a SIP, acest circuit a fost integrat într-un cip aparte, de dimensiuni extrem de reduse. La ora actuală el este utilizat intens pentru alinierea programată a tuturor sistemelor de înaltă performanță *SIP-PROG*. Ținând cont de prețul său de cost, de spațiul ocupat și de flexibilitatea deosebită pe care o oferă, se poate aprecia că circuitul ASIC de aliniere constituie o soluție rentabilă chiar și pentru variantele standard de SIP.

- **Circuitele de compensare termică activă** joacă un rol subordonat, iar investiția făcută prin utilizarea lor devine rentabilă în cazul SIP cu performanțe de vârf, deci având domenii de sesizare, respectiv distanțe de comutare foarte mari și fiind destinate utilizării în domenii de temperatură foarte extinse.

În cazul în care metodele de reducere la maxim a derivei termice, prezentate pe parcursul tezei, și/sau metodele de compensare termică brută, descrise în *Capitolul 5*, sunt, numai în parte, satisfăcătoare se impune efectuarea unei compensări termice fine cu un grad ridicat de eficiență și eliminare a deviației de exemplar. O asemenea posibilitate este oferită de compensarea termică activă prin metode digitale, concepută de autor, și implementabilă cu circuitul ASIC de compensare elaborat în acest scop (fig. 5.7).

Din considerentele amintite anterior, circuitul este, de asemenea, integrat într-un cip separat. La elaborarea lui, s-a avut în vedere și aspectul important legat de compatibilitatea între circuitele ASIC de aliniere, respectiv de compensare. Circuitele pot fi incluse împreună într-un SIP, având un grad ridicat de compatibilitate. După cum s-a arătat detaliat la descrierea lor, ele acționează în puncte diferite ale unui SIP. Mai mult, intrările lor de programare pot fi conectate în paralel. Circuitele răspund la instrucții de programare cu coduri de recunoaștere OPEN KEY (fig. 4.13) diferite, deci pot fi apelate separat, de-a lungul unei căi de comunicare unice. Aceasta oferă flexibilitatea maximă de efectuare independentă a alinierii la temperatura ambiantă, urmată de memorarea valorilor de compensare, corespunzătoare diferitelor temperaturi din domeniul de funcționare.

Celelalte blocuri din fig. 7.1 reprezintă, din punct de vedere informațional, circuitele de asigurare a ieșirilor SIP. Variantele convenționale, actuale de realizare a acestor funcții, precum și soluții originale, menite să ducă la creșterea gradului de inteligență și adaptabilitate al SIP sunt descrise în *Capitolul 6*.

- **Circuitele de afișare multifuncțională** asigură funcțiile de semnalizare optică locală, prin diodele luminescente aferente SIP. Autorul propune înlocuirea afișării convenționale, rezumată în *Secțiunea 6.2*, printr-o afișare inteligentă, ce oferă o cantitate sporită de informație referitoare la starea de atenuare cauzată de stimul. Afișarea diferențiată a stării de atenuare, prin discriminarea între domeniile certe și cele incerte și indicarea optică univocă a acestora (fig. 6.6, 6.7), constituie o funcție modernă de tipul *setting point adjustment*, ce permite o montare mecanică cu funcționare sigură a SIPD.

Principiul propus de autor este universal, putând fi aplicat la toate tipurile de SIPD, și este aprobat pentru a deveni cerință standard în cazul SIPD destinate mașinilor unelte [H31A]. Soluția elaborată a fost integrată cu succes în două circuite ASIC destinate SIP de tipul 2T, respectiv 3T.

- **Circuitele de ieșire inteligente cu adaptabilitate HSS-LSS** oferă posibilitatea unei interconectări convenționale între SIPD de tip 3T și aplicație (fig. 1.22), prin intermediul bomelor dedicate T+, OUT și T- (fig. 1.24). Circuitele de ieșire ale SIPD, utilizate actualmente în acest scop, nu sunt capabile să recunoască poziția sarcinii în raport cu sistemul. Din acest motiv se utilizează două topologii distincte capabile să comute sarcina spre linia „+” (*high-side driver*), respectiv spre „-” (*low-side driver*), de unde o serie de dezavantaje, rezumate în *Secțiunea 6.3*.

Autorul propune creșterea gradului de inteligență și adaptabilitate a SIPD prin utilizarea unui circuit de ieșire capabil să identifice condițiile de conectare a sarcinii și să se adapteze în mod automat la acestea. Circuitul de ieșire conceput de autor (fig. 6.13) este universal și oferă un regim combinat de tip high-side switch / low-side switch, fără a necesita o intervenție externă. Utilizarea unui asemenea circuit în sistemele adaptabile *SIP-ADAPT* are avantaje logistice și de utilizare remarcabile.

• **Circuitele de interfațare la magistrala de SEZ.** SIP perfecționați prin măsurile enumerate anterior se caracterizează printr-un grad ridicat de inteligență tehnică și funcțională, sunt însă complet lipsiți de inteligență socială. Tendința de eliminare a interconexiunilor convenționale, prin cablaj punct-cu-punct și de înlocuire a lor cu magistrale standardizate de date se face resimțită din ce în ce mai pregnant în aplicațiile utilizând un număr ridicat de SEZ.

Ca o alternativă la varianta inteligentă, dar totuși convențională, descrisă mai sus, se prezintă în *Secțiunea 6.4* o altă posibilitate foarte modernă de realizare a ieșirii SIP prin intermediul unei interfațări cu magistrala ASI (*Actuator-Sensor-Interface*), dedicată SEZ industriali. În realitate, interfațarea asigură o legătură bidirecțională între SIPD inteligent și nivelul ierarhic superior, reprezentat de master-ul ASI. Interfața serie bifilară oferă posibilitatea transmiterii bidirecționale a datelor referitoare la SEZ, a comenzilor de parametrizare și programare. SIP inteligent din fig. 6.17 este o posibilitate concretă de materializare a schemei bloc din fig. 7.1. Se remarcă existența tuturor unităților funcționale, cu excepția circuitului ASIC de compensare și a etajului de ieșire convențional.

În concluzie, SIP evoluat și inteligent din fig. 7.1, rezultat prin reunirea tuturor unităților funcționale perfecționate sau concepute de autor, poate fi considerat ca un sistem foarte modern, caracterizând sfârșitul acestui secol și începutul celui viitor.

La ora actuală, el are o structură modulară, rezultând prin interconectarea mai multor circuite integrate distincte. Din considerente de miniaturizare, aceasta se realizează exclusiv prin tehnologii *chip on board* cu conexiuni electrice de tip *bonding* sau *bumping*. Realizarea modulară se explică prin dorința unei flexibilități de utilizare a paletelor de integrate disponibile, dar și prin inexistența la ora actuală a unui proces de integrare capabil să satisfacă toate dezideratele, detaliat expuse de-a lungul tezei.

Pasul tehnologic următor este, cu siguranță, trecerea de la asamblarea *chip on board* la cea de tip *multi-chip on silicon*, în care interconexiunile între diversele integrate vor fi asigurate de metalizarea depusă pe un substrat de siliciu purtător [R4A].

Dezvoltarea spectaculoasă a proceselor de integrare va permite cu siguranță, într-un viitor nu prea îndepărtat, combinarea „bibliotecii de module”, descrise în teză, și integrarea lor monolitică într-un unic cip.

7.2 CONTRIBUȚII

În mod sistematic, concluziile referitoare la fiecare capitol al tezei sunt detaliate în cadrul ultimei secțiuni din capitolul respectiv, motiv pentru care nu mai necesită a fi reluate.

Contribuțiile autorului sunt, de asemenea, enunțate în detaliu în aceste ultime secțiuni.

Secțiunea de față se limitează la rezumarea contribuțiilor sub forma unei înșiriri sintetice și evolutive, în concordanță cu traseul de prelucrare a informației într-un SIP (fig. 7.1). Informații suplimentare se pot obține din secțiunile de concluzii, iar informațiile sub forma detaliată sunt accesibile în cadrul lucrării.

Obiectivele cercetării au constat în elaborarea unor noi metode de prelucrare a informației în SIP, precum și a circuitelor de implementare a lor, în vederea perfecționării SIP prin:

- *Îmbunătățirea performanțelor acestora, în special a:*
 - *sensibilității de sesizare* (extinderea domeniului de sesizare în cazul SIPA, respectiv creșterea până la dublare, triplare a distanței de comutare s_n a SIPD);
 - *liniarității și preciziei de asigurare* a parametrilor de sesizare;
 - *funcționalității corecte*, independent de condițiile de alimentare, conectare, etc., specifice topologiilor consacrate 2T, 3T sau 4T (în special pentru topologia modernă 2T, caracterizată prin condiții de alimentare foarte critice);
 - *preciziei de aliniere și posibilităților de programare repetabilă* a funcțiilor specifice;
 - *independenței față de influențele mediului înconjurător*, influențe cu caracter puternic perturbator, în primul rând a temperaturii;
 - *stabilității și insensibilității față de influențele electromagnetice vicinale*, cauzate de condițiile concrete de expunere, amplasare și utilizare;
 - *imunității la de perturbațiile electromagnetice*, a emisiunii și imisiunii caracteristice.

- *Creșterea gradului de inteligență și adaptabilitate.* Acest deziderat s-a atins prin:
 - *utilizarea intensă a măsurilor concurând la creșterea inteligenței tehnice* (efecte și materiale cu relevanță ridicată, realizarea exclusivă a circuitelor în formă integrată, metode moderne de simulare utilizate în faza de concepție, metode moderne de asamblare, etc.);
 - *implementarea inteligenței sociale* (caracter autonom, cu un volum ridicat de prelucrare independentă a informației, facilități de dialog cu unități ierarhic superioare, respectiv pentru efectuarea operațiilor de parametrizare și programare);
 - *dezvoltarea intensivă a inteligenței funcționale*, prin utilizarea unor principii moderne de funcționare a blocurilor convenționale ale electronicii de evaluare (liniarizarea oscilatorului, detecția digitală, etc.), respectiv prin elaborarea și implementarea unor funcții noi menite să mărească gradul de cognoscibilitate și adaptabilitate a SIP (afișarea multifuncțională și diferențiată a stării de atenuare, recunoașterea poziției sarcinii și asigurarea automată a regimului HSS-LSS).

S-a avut în vedere faptul că SIP sunt sisteme menite să funcționeze în condiții grele de exploatare, caracteristice mediilor industriale. Măsurile de ordin tehnic ce se impun au acțiuni inverse deosebit de intense asupra funcționării SIP, acțiuni care trebuie luate în considerație.

În concordanță cu obiectivele declarate, lucrarea cuprinde următoarele **rezultate principale**:

1. Prezentarea sintetică, unitară și gradată a senzorilor inductivi SIN industriali, începând cu definirea generală a senzorilor SEZ și detaliind până la nivelul grupelor constituente ale familiei SIN (*Secțiunile 1.1 la 1.4*).
2. Aprofundarea prezentării SIN în scopul evidențierii și localizării domeniului senzorilor inductivi de proximitate SIP, care constituie obiectul cercetării în teza de doctorat. Prezentarea generală și multilaterală a SIP (*Secțiunea 1.5*).
3. Descrierea structurală a sistemului electromagnetic de sesizare SES al SIP, element constituind sistemul de sesizare primar, conform definiției acceptate pentru SEZ (*Secțiunile 2.1 și 2.1.1*).
4. Caracterizarea electrică a SES cu miez ferimagnetic supuse influenței stimulului de sesizat, prin considerarea unor scheme electrice echivalente și determinarea, pe baze experi-

mentale, a evoluției componentelor electrice în procesul de sesizare, deci în raport cu distanța momentană SES-stimul (*Secțiunea 2.1.2*), pentru:

- stimuli cu proprietăți feromagnetice (tab. 2.2);
- stimuli cu proprietăți para sau diamagnetice (tab. 2.3).

5. Studiul teoretic, prin metode analitice, a mecanismului de sesizare inductivă de proximitate, cu analiza fenomenelor electromagnetice în ansamblul constituit de SES, câmpul electromagnetic activ și stimul (*Secțiunile 2.2.1 la 2.2.5*).

6. Studiul modern, prin metode asistate de calculator, a mecanismului de sesizare inductivă de proximitate, cu analiza exactă a fenomenelor electromagnetice în toate elementele participante (*Secțiunile 2.2.6 și 2.2.7*).

7. Finalizarea analizei SES al SIP, prin elaborarea unor modele electrotehnice ale sistemului, ce pot fi incluse în ansamblul circuitelor SIP, în vederea unei caracterizări complete a SEZ prin simulări electronice (*Secțiunea 2.3*).

8. Sintetizarea stadiului actual și evidențierea dezideratelor de viitor, legate de perfecționarea SES al SIP (*Secțiunea 2.4*).

9. Studiul sistematic al oscilatoarelor electronice utilizabile pentru realizarea funcției de sesizare inductivă de proximitate (*Secțiunile 3.1 la 3.1.2*).

10. Analiza aprofundată, prin metode teoretice, experimentale și, preponderent, de simulare a oscilatorului cu rezistență negativă (variante de bază) - obiect supus perfecționărilor -, în vederea evidențierii limitelor, dezavantajelor și posibilităților sale de îmbunătățire (*Secțiunea 3.2*).

11. Expunerea metodei de perfecționare a oscilatoarelor cu rezistență negativă destinate SIP, prin transpunerea comportamentului de tip cu stingere în comportament liniar (*Secțiunile 3.3.1 și 3.3.2*).

12. Descrierea metodelor de evaluare a semnalului generat de oscilatoarele aferente SIP. Detecția digitală (*Secțiunea 3.4*).

13. Prezentarea unitară a operației de aliniere a SIP (*Secțiunile 4.1 și 4.2*).

14. Descrierea detaliată a alinierii programate a SIP (*Secțiunile 4.3 la 4.4.3*).

15. Prezentarea unitară a problematicii comportamentului cu temperatura a SIP (*Secțiunile 5.1 la 5.2*).

16. Descrierea detaliată a compensării termice active prin metode digitale a SIP (*Secțiunile 5.3 la 5.4.3*).

17. Expunerea sintetică a conceptului de SEZ inteligent. Evidențierea trăsăturilor de inteligență pentru SEZ industriali (*Secțiunea 6.1*).

18. Descrierea perfecționării SIPD prin implementarea afișării multifuncționale (*Secțiunile 6.2.1 și 6.2.2*).

19. Prezentarea perfecționării SIPD prin identificarea condițiilor de conectare a sarcinii și adaptarea la acestea (Secțiunile 6.3.1 și 6.3.2).

20. Realizarea creșterii gradului de inteligență a SIPD prin interfațarea lor la magistrala ASI dedicată (Secțiunile 6.4.1 și 6.4.2).

Contribuțiile originale ale autorului desprinse din aceste rezultate sunt:

1.1 Selecția atentă a surselor bibliografice cu adevărat relevante pentru activitatea de concepție și perfecționare a senzorilor inductivi de proximitate SIP, din vasta bibliografie existentă, caracterizată, în mare măsură, printr-o tratare unilaterală a problemelor, orientată cu precădere spre aspectele aplicativ și de utilizare, prin insuficienta sistematizare și aprofundare a aspectelor teoretice fundamentale, lipsa parțială a informațiilor intime referitoare la SIP.

1.2 Precizarea opiniei proprii legate de definirea conceptului de senzor SEZ și enunțarea unor criterii de clasificare a SEZ industriali, considerate esențiale. Clasificarea corespunzătoare a acestora, pe baza selecției și sintezei unui material informativ bogat, și localizarea SEZ constituind obiectul tezei de doctorat.

1.3 Sistematizarea amplă și fundamentată, conform unui concept propriu, a procesului de sesizare inductivă, a principiilor și metodelor de realizare ale acestuia, relevante pentru teză. Clasificarea ierarhizată a senzorilor inductivi SIN în concordanță cu această sistematizare (tab. 1.1) și analiza comparativă a tipurilor reprezentative (variante de bază, deducerea parametrilor esențiali, avantaje, dezavantaje, posibilități de ameliorare, de prelucrare a semnalelor primare, etc.).

2.1 Deducerea logică din sistematizarea anterioară a posibilităților eficiente de realizare a sesizării inductive de proximitate, ce constituie domeniul de referire al tezei. Definirea, prezentarea unitară și sintetică a SIP (tipologie, forme constructive, condiții de utilizare și amplasare, avantaje, etc.).

2.2 Enunțarea, prin particularizarea schemelor bloc comune tuturor SEZ, a schemelor funcționale generale ale SIP digitali, respectiv analogici, scheme ilustrând structura electronică și modul de prelucrare a informației în aceștia (fig. 1.24, 1.25). Schemele constituie elemente de referință, utilizate permanent pentru localizarea concretă a soluțiilor și circuitelor elaborate de autor, în vederea perfecționării SIP.

2.3 Conturarea, pe baza unei experiențe bogate a autorului în domeniul SIP și în urma perfecționării prin activitatea de doctorat, a căilor fundamentale de îmbunătățire a SIP și orientarea activității în ambele direcții principale:

- perfecționarea intrinsecă a sistemului electromagnetic de sesizare SES al SIP, conceperea unor variante noi;
- optimizarea electronicii aferente SIP, elaborarea unor metode și circuite evoluate de prelucrare a informației.

Evidențierea constrângerilor electrice, mecanice și de altă natură, care dictează această activitate (tab. 1.3) și luarea lor permanentă în considerație.

3.1 Definirea unui sistem electromagnetic de sesizare SES reprezentativ cu caracter teoretic (fig. 2.2), care, deși ipotetic, are totuși o structură relevantă pentru o paletă largă de SIP.

3.2 Folosirea acestuia în permanență și în exclusivitate de-a lungul tezei ca element de referință. Utilizarea intenționată pentru studiu a unui sistem primar unic a permis efectuarea permanentă a analizelor comparative referitoare atât la metodele experimentale, analitice sau prin simulare, de investigație a SES, cât și la procedeele și circuitele electronice de perfecționare a electronicii aferente.

3.3 Enunțarea unei modalități de determinare pe cale experimentală a regimului optim de funcționare al SES (frecvență optimă, margine de siguranță) și aplicarea concretă a ei pentru SES de referință (fig. 2.7).

4.1 Structurarea procesului de cunoaștere a mecanismului de funcționare a SIP în trei etape: investigații experimentale, studiu teoretic prin metode analitice, respectiv simulări pe calculator, și modelări prin reducerea comportamentului sistemului la proprietățile lui electrice, deci elaborarea unor scheme electrotehnice suficient de exacte.

4.2 Efectuarea diferențiată a studiului pe baze experimentale a mecanismului de atenuare electromagnetică a SES pentru stimuli conductori având proprietăți magnetice diferite, respectiv pentru subdomenii distincte ale domeniului de sesizare, definite în cadrul unor brevete de invenție ale autorului [F3P, F5P, F11P].

4.3 Evidențierea cu acest prilej a unor efecte importante, nesesizate sau ignorate anterior și enunțarea unor concluzii, referitoare la mecanismul de atenuare electromagnetică, care contravin parțial afirmațiilor clasice din literatură:

- în cazul sesizării unor stimuli lipsiți de proprietăți magnetice, comportamentul corespunde integral sistemelor bazate pe curenți turbionari (*Secțiunea 1.4.5*), fapt confirmat și de reprezentările din fig. 2.11;

- pentru stimuli feromagnetici, această afirmație este numai parțial adevărată. SES prezintă, în realitate, un mod inedit de funcționare, depinzând de distanța față de stimul (fig. 2.10). Pe măsura reducerii distanței, comportamentului de curenți turbionari (preponderent la distanțe mari) i se suprapune un comportament specific sistemelor cu circuit magnetic închis (*Secțiunea 1.4.3*), care devine predominant la distanțe mici;

- explicația inexactității referitoare la principiul de funcționare al SES pentru stimuli cu proprietăți magnetice rezidă în evoluția, având tendințe similare, a factorului de calitate al SES, mărime evaluată în majoritatea covârșitoare a cazurilor (fig. 2.12).

- situația reală referitoare la mecanismul diferențiat de atenuare poate constitui o bază de perfecționări sau elaborări de noi sisteme, de exemplu selective.

5.1 Decizia asupra aparatului matematic adecvat studiului SES al SIP prin metode analitice sau asistate de calculator și particularizarea acestuia la condițiile specifice problemei (tab. 2.5). Stabilirea și rezumarea sintetică a metodelor de rezolvare.

5.2 Descrierea funcțională a mecanismului de atenuare electromagnetică a SES cauzat de stimul, obținută prin utilizarea adecvată a aparatului matematic propus și prin tratarea diferențiată a problemei, conform unor criterii esențiale, stabilite de autor cu ocazia studiului experimental:

- natura bobinei constituate a SES;
- proprietățile magnetice ale stimulului: feromagnetic (fig. 2.17), respectiv para sau diamagnetic (fig. 2.16).

5.3 Relevarea aparte a influenței stimulului, prin aprofundarea analizei de mai sus, cu utilizarea aceleiași metode analitice, activitate soldată cu deducerea exactă a evoluției câmpului și a pierderilor ce apar în stimul.

6.1 Definirea și utilizarea unei modalități complete și unitare, exacte și eficiente din punct de vedere al volumului de date și consumului de timp, de analiză modernă prin metode numerice cu ajutorul calculatorului a mecanismului de atenuare electromagnetică, constând în:

6.1.1 Rezolvarea elegantă a ecuațiilor fundamentale ale lui Maxwell, prin utilizarea potențialului magnetic vector, considerarea regimului armonic și utilizarea reprezentării fazoriale (rel. 2.181 ÷ 2.186).

6.1.2 Folosirea metodei elementelor finite pentru rezolvarea concretă a ecuațiilor de mai sus, în vederea deducerii mărimilor de câmp primare și a celor secundare, mergând până la parametri de schemă echivalentă.

6.1.3 Diminuarea considerabilă a efortului de calcul prin utilizarea sistemului de coordonate cilindrice, alegerea adecvată a sistemului de axe și prin reducerea reprezentării axial-simetrice la modelul geometric în planul (R,Z), invariant cu φ (fig. 2.27). În rezumat, aceasta înseamnă înlocuirea reprezentării tridimensionale printr-una bidimensională.

6.2 Elucidarea aspectelor referitoare la procesul de sesizare inductivă prin efectuarea unei analize de tipul pas-cu-pas, constând în 8 simulări de câmp succesive, realizate cu ajutorul simulatorului MAXWELL (SES_SIM11 ÷ SES_SIM42). Interpretarea rezultatelor, considerate esențiale pentru prezentarea unitară și exhaustivă a problemei (tab. 2.6, fig. 2.28 ÷ 2.47), efectuarea unor comparații cu rezultatele experimentale, obținute la caracterizarea electrică a SES, respectiv cu aprecierile rezultate în urma studiului teoretic.

7.1 Completarea lacunei existente în literatură, referitoare la un model concret al SES al SIP, prin adaptarea unor modele generale întâlnite în literatura electrotehnică (fig. 2.48, 2.50, 2.52) și enunțarea aparatului matematic de bază.

7.2 Determinarea exactă, pe baza analizei prin simulări de câmp electromagnetic, a parametrilor modelului geometric de aproximare al ansamblului SES-stimul (fig. 1.19.b), în vederea implementării modelărilor numerice (fig. 2.51). Aprofundarea instrumentului matematic de modelare (rel. 2.245 ÷ 2.258, 2.273).

7.3 Elaborarea unor modele intuitive pentru SES al SIP (fig. 2.53, 2.54), care asigură o modelare facilă în funcție de una din variabilele de bază (distanță, frecvență) și care pot fi implementate direct în studiul electronicii aferente SIP.

8.1 Sintetizarea stadiului actual de dezvoltare al SES al SIP și evidențierea direcțiilor de perfecționare a acestora prin dezvoltarea gradului de inteligență tehnică.

9.1 Analiza comparativă a unui material bibliografic vast (volume, articole, brevete de invenții), referitor la oscilatoarele electronice, clasificarea după criteriile specifice tematicii și selectarea variantelor moderne adecvate sesizării inductive de proximitate. Enunțarea proprietăților necesare unei asemenea utilizări.

9.2 Reținerea celor mai relevante variante, integrate sau integrabile, cu grad ridicat de reprezentare și perspective certe de viitor (fig. 3.3, 3.7). Studiul teoretic general al comportamentului acestora.

9.3 Sistematizarea atentă, unitară și critică a soluțiilor actuale de implementare a acestor circuite prin prezentarea schemelor bloc a circuitelor integrate, aduse la un numitor comun, respectiv prin descrierea detaliată a particularităților în raport cu variantele de bază (fig. 3.4 ÷ 3.6, 3.8). Relevarea avantajelor obținute și evidențierea aspectelor critice apte de îmbunătățiri.

10.1 Deducerea relațiilor de dimensionare a oscilatorului cu rezistență negativă. Analiza exactă, cu simulatorul PSPICE, a comportamentului său (simularea T_S3_01) în domeniul timp, respectiv frecvență (tab. 3.1, fig. 3.11 ÷ 3.14). Evaluarea performanțelor și sublinierea limitelor variantei de bază, în scopul conturării direcțiilor de perfecționare.

11.1 Elaborarea metodei originale și breveteate [F3P, F5P, F11P] de perfecționare a oscilatoarelor cu rezistență negativă, constând în transpunerea comportamentului de tip cu stingere în comportament liniar.

11.2 Aplicarea concretă a metodei la oscilatoare integrate, cu grad diferit de perfecționare (fig. 3.20, 3.34, 3.36) și fundamentarea bazelor teoretice ale procedurii.

11.3 Analiza aprofundată, cu simulatorul PSPICE, a comportamentului circuitelor perfecționate (simularea T_S3_02) în domeniul timp, respectiv în planul fazelor (tab. 3.2, fig. 3.25 ÷ 3.32). Determinarea performanțelor, confirmarea acestora prin măsurători experimentale (fig. 3.33, 3.35).

11.4 Conceperea, proiectarea și validarea prin măsurători a trei oscilatoare integrate, aparținând unor circuite ASIC distincte, liniarizate conform metodei originale și având grade de complexitate și performanțe electrice diferite, impuse de aplicație. Circuitele ASIC sunt utilizate pe scară largă în SIP, iar rezultatele obținute confirmă avantajele majore ale metodei.

12.1 Sinteza metodelor actuale de realizare a funcției de evaluare a semnalului generat de oscilatoarele aferente SIP. Studiul lor critic, cu aprecieri și sugestii proprii de ameliorare.

12.2 Propunerea unei soluții alternative, constând în eliminarea metodelor tradiționale și utilizarea detecției digitale, adaptată la specificul SIP [F2P].

12.3 Elaborarea a două variante de implementare (fig. 3.43, 3.44), a căror realizare concretă a dus la atingerea unor deziderate majore de precizie și viteză de lucru. Sublinierea cerințelor legate de circuitele utilizate, analiza prin simulare (simularea T_S3_04) a unui comparator integrat, adecvat metodei (tab. 3.4).

13.1 Prezentarea completă și sistematică a problematicii operației de aliniere a SIP, constând în descrierea și precizarea necesității acestei operații, în rezumarea metodelor convenționale de efectuare a ei, a dificultăților inerente și insurmontabile ce apar în acest caz.

13.2 Cercetarea atentă a informațiilor de maximă actualitate referitoare la încercări și reușite de perfecționare parțială a acestei operații, selectarea riguroasă și descrierea variantelor celor mai reprezentative (fig. 4.2 ÷ 4.7). Analiza critică, stabilirea punctelor lor nevralgice și enunțarea profilului ideal de element modern de aliniere pentru SIP.

14.1 Conceperea primului procedeu brevetat [F1P, F4P] de aliniere programată, automată și repetabilă, efectuată prin metode de instruire, a senzorilor de proximitate, în general, și a celor de proximitate inductivi, în particular. Definirea circuitului ASIC de implementare a procedurii și a interconectării acestuia cu electronica de bază a SIP (fig. 4.8).

14.2 Elaborarea structurii circuitului ASIC de aliniere (fig. 4.12) și specificarea caracteristicilor tehnice de bază. Conceperea unui procedeu aparte de transmisie serie a comenzilor de programare, care asigură o satisfacere optimă a relației siguranță de transmisie - preț de cost, amplitudine.

14.3 Proiectarea, dimensionarea, optimizarea și verificarea prin simulări PSPICE (simularea T_S4_01) a circuitelor componente esențiale și specifice (tab. 4.1, fig. 4.15 ÷ 4.17). Evaluarea, pe baza simulării, a parametrilor conversiei digital-analogice (tab. 4.2).

14.4 Realizarea circuitului și validarea acestuia prin măsurători efectuate asupra elementelor esențiale și a circuitului în ansamblu, respectiv prin măsurători funcționale de sistem (SIP dotat cu circuitul ASIC de aliniere) și teste de imunitate la perturbații electromagnetice.

15.1 Elaborarea unui model analitic al comportamentului cu temperatura al sistemelor electromagnetice de sesizare, aferente senzorilor inductivi de proximitate (rel. 5.3 ÷ 5.9). Deducerea criteriilor de utilizare pentru obținerea unei derive termice minime (fig. 5.1).

15.2 Enunțarea posibilităților de ameliorare a comportamentului termic al SIP (tab. 5.1) și asocierea la acestea a metodelor convenționale. Descrierea unei posibilități de compensare brută a oscilatoarelor perfecționate, expuse în *Capitolul 3* (fig. 5.2, tab. 5.2).

16.1 Conceperea unei metode brevetate [F7P, F13P] de compensare termică a senzorilor inductivi de proximitate, constând dintr-un proces inițial de instruire, efectuat într-o fază pri-

mară de programare, respectiv dintr-o compensare digitală activă, în timpul regimului normal de funcționare. Definirea circuitului ASIC de implementare și a interconectării acestuia cu electronica de bază a SIP (fig. 5.6).

16.2 Elaborarea structurii circuitului ASIC de compensare (fig. 5.7) și a unităților funcționale proprii. Asigurarea compatibilității cu circuitul ASIC de aliniere.

16.3 Proiectarea, dimensionarea și verificarea prin simulări PSPICE (simularea T_S5_01) a circuitelor componente specifice (tab. 5.2, fig. 5.12 ÷ 5.16).

16.4 Realizarea circuitului și validarea acestuia prin măsurători de circuit, respectiv de sistem.

17.1 Sinteza atributelor conceptului de SEZ inteligent. Evidențierea trăsăturilor de inteligență pentru SEZ industriali.

18.1 Conceperea unei metode brevetate [F2P] de creștere a inteligenței funcționale a senzorilor inductivi de proximitate digitali, prin afișarea diferențiată a stării de atenuare, cauzată de stimul. Definirea domeniilor certe și incerte (fig. 6.5) și elaborarea unei soluții universale de indicare optică univocă a acestora, prin regimuri diferite de excitație a uneia sau două diode luminescente (fig. 6.6, 6.7).

18.2 Elaborarea, dimensionarea optimă și integrarea unor circuite de implementare a soluției (fig. 6.8, 6.9), în cadrul unui circuit ASIC evoluat, destinat senzorilor inductivi de proximitate moderni, cu două terminale.

19.1 Conceperea unui circuit de ieșire inteligent, destinat senzorilor inductivi de proximitate cu trei terminale, capabil să identifice condițiile de conectare a sarcinii și să se adapteze în mod automat la acestea, în cazul apariției unei modificări. Brevetarea unui principiu de funcționare [F6P, F12P] cu interogarea permanentă a poziției sarcinii și comutarea nemijlocită și automată a funcției high-side switch / low-side switch, fără necesitatea unor mărimi auxiliare de detecție, respectiv limitări ale domeniului sarcinii (fig. 6.11, 6.12).

19.2 Elaborarea, dimensionarea și realizarea unui circuit de implementare universal (fig. 6.13, 6.14), integrabil în tehnologii bipolare și capabil să satisfacă toate dezideratele impuse de standardele pentru senzorii de proximitate, în condiții optime de stabilitate și arie pe placheta de siliciu.

20.1 Proiectarea unui senzor inductiv de proximitate, dotat cu inteligență socială ca urmare a capacității de interfațare cu magistrala de date pentru senzori și elemente de execuție ASI (*Actuator-Sensor-Interface*). Extinderea structurii standard prin circuite adiționale (fig. 6.17) în vederea asigurării la maximum a facilităților multiple de dialog bidirecțional, de parametrizare și programare, respectiv de testare, conforme profilului ASI standardizat evoluat S-1.1.

LISTA DE ABREVIERI GENERALE UTILIZATE

ASIC	Application Specific Integrated Circuit
ASIS	Application Specific Intelligent Sensor
AO	Amplificator operațional
BIAS	Polarizare (curent, element, etc.)
COB	Chip on Board
DIP	Detector inductiv de proximitate
EEX	Element de execuție (<i>Actuator</i>)
MEF	Metoda elementelor finite
SCC	Senzor capacitiv
SCD	Senzor capacitiv de deplasare
SCP	Senzor capacitiv de proximitate
SCDP	Sistem de conducere programată
SES	Sistemul electromagnetic de sesizare
SEV	Sistemul electronic de evaluare
SEZ	Senzor (<i>Sensor</i>)
SEZA	Senzor analogic
SEZD	Senzor digital
SID	Senzor inductiv de deplasare
SIN	Senzor inductiv
SINA	Senzor inductiv analogic
SIND	Senzor inductiv digital
SIP	Senzor inductiv de proximitate
SIPA	Senzor inductiv de proximitate analogic
SIPD	Senzor inductiv de proximitate digital
SOC	Sensor on Chip
SOD	Senzor optic de deplasare
SOP	Senzor optic de proximitate
SOT	Senzor optic
SOW	Sensor on Wafer
SMD	Surface Mounted Device
SMT	Surface Mounted Technology
SUD	Senzor ultrasonic de deplasare
SUP	Senzor ultrasonic de proximitate
SUS	Senzor ultrasonic

CONVENȚII DE NOTARE

- Mărimile vectoriale sunt notate fie cu caractere aldine (cu precădere în text), fie cu caractere cu bară suprapusă (preponderent în formule). Această inconsecvență se datorează limitelor programului de editare utilizat, motiv pentru care autorul își exprimă scuzele de rigoare.
- Mărimile complexe și cele fazoriale (scalare sau vectoriale) sunt notate prin caractere cu bară subpusă.
- Celelalte notații sunt în concordanță cu recomandările CEI (*Commission Electrotechnique Internationale*) [S15V], folosite frecvent în literatura de specialitate [V2V].

ANEXA 1: PARAMETRI DE MATERIAL

Material	ρ_{20} [Ωm]	σ_{20} [S/m]	α [1/K]	ϵ_r	μ_r	$\tan \delta$
Aluminiu	$0,0268 \cdot 10^{-6}$	$3,72 \cdot 10^7$	+0,0038	1	1,0000006	P
Argint	$0,016 \cdot 10^{-6}$	$6,25 \cdot 10^7$	+0,0038		0,9999736	D
Cărbune	$40,0 \cdot 10^{-6}$	$2,5 \cdot 10^4$	-0,0003			
Constantan	$0,50 \cdot 10^{-6}$	$2,0 \cdot 10^6$	+0,000005			
Cupru	$0,0175 \cdot 10^{-6}$	$5,8 \cdot 10^7$	+0,0040	1	0,999991	D
Fier	$0,077 \cdot 10^{-6}$	$1,3 \cdot 10^7$	+0,0046	1	≤ 4000	F
Fontă					≤ 600	F
Grafit	$8,00 \cdot 10^{-6}$	$1,25 \cdot 10^5$	-0,0002			
Manganină	$0,43 \cdot 10^{-6}$	$2,32 \cdot 10^6$	+0,000004			
Mercur	$0,941 \cdot 10^{-6}$	$1,06 \cdot 10^6$	+0,00092		0,999968	D
Nichel	$0,087 \cdot 10^{-6}$	$1,15 \cdot 10^7$	+0,0040		≤ 300	F
Nichelină	$0,43 \cdot 10^{-6}$	$2,32 \cdot 10^6$	+0,00023			
Oțel inoxidabil	$0,9 \cdot 10^{-6}$	$1,1 \cdot 10^6$		1	1	
Oțel crom-nichel	$1,0 \cdot 10^{-6}$	$1,0 \cdot 10^6$	+0,00025		≤ 200	F
Oțel diamant					≤ 15000	F
Permaloi					≤ 50000	F
Platină	$0,107 \cdot 10^{-6}$	$9,34 \cdot 10^6$	+0,0039		1,00036	P
Plumb	$0,208 \cdot 10^{-6}$	$4,8 \cdot 10^6$	+0,0039			
Bismut					0,999824	D
Wolfram	$0,055 \cdot 10^{-6}$	$1,81 \cdot 10^7$	+0,0041			
Bachelită	10^{10}	10^{-10}		3,5÷4,5		
Cauciuc	$10^6 \div 10^{12}$	$10^{-6} \div 10^{-12}$		2,5÷3	1,000014	P
Ceramică				≤ 4000		
Cihlimbar	10^{13}	10^{-13}		2,8		
Hîrtie				3,5÷6		
Mică	$10^8 \div 10^{13}$	$10^{-8} \div 10^{-12}$		4÷10		
Parafină	10^{16}	10^{-16}		2,2	0,99999942	D
Pertinax				4÷6		
Plexiglas				3÷4		
Phenoplast [T1C]	10^{13}	10^{-13}		3,9÷5 (1MHz)		0,25÷0,3
Poliacetat [T1C]	$10^{12} \div 10^{13}$	$10^{-12} \div 10^{-13}$		3,8 (1MHz)		0,06
Poliamidă [T1C]	10^{13}	10^{-13}		3,9÷5 (1MHz)		0,03
Poliesteri:						
poliibutilenă [T1C]	$10^{10} \div 10^{13}$	$10^{-10} \div 10^{-13}$		3,8 (1MHz)	1	0,01÷0,03
policarbonat [T1C]	10^{14}	10^{-14}		3 (1MHz)		0,007÷0,01
polietilenă [T1C]	10^{13}	10^{-13}		3÷3,25(1MHz)		0,016
Polifenilen [T1C]	$5 \cdot 10^{13}$	$2,0 \cdot 10^{-14}$		2,58 (1MHz)		$(4÷6) \cdot 10^{-4}$
Polistiren				2,4÷2,9		
Porzellan	10^{14}	10^{-14}		4,5÷6,5		
Silicon				2,8		
Sticlă	10^{11}	10^{-11}		5÷7	0,999987	D
Vinidur				5		

ANEXA 2: FERITE MAGNETICE NOI PENTRU SIP

	FERROXCUBE [PiC]		FERRINOX [T1C]			NEOSID [N1C]			KAMA FER [K1C]		
	3H1	3D3	C3	C5	T9	F08	F2	F10b	K600	K2002	K4000
f [kHz]	≤ 300	≥ 300	≤ 4000	≤ 4000	≤ 3500	200÷1500	100÷4000	500÷12E3	80÷1000	10÷300	5÷100
μ_i	2300±20%	750±20%	1100±20%	800±20%	2500±20%	700±25%	250±25%	100±25%	600±25%	2000±25%	4000±25%
B_s [mT] pt.: $H_m=250A/m$ & $f=10kHz$ & $T=25^\circ C$ $T=100^\circ C$	≈ 350 ≈ 210	≈ 300 ≈ 250	1600A/m 410 300	1600A/m 420 340	1600A/m 480 370	1600A/m			1500A/m 475 180	800A/m 435 160	800A/m 380 120
B_r [mT]											
H_c [A/m] pt.: $T=25^\circ C$ $T=100^\circ C$			24 16	60 50	190 150				65	20	10
$\tan\delta / \mu_i$ [*10 ⁻⁶] pt.: $B_m = 0,1mT$ & $T=25^\circ C$ &											
$f=10kHz$ & $f=100kHz$ & $f=300kHz$ & $f=1MHz$	≤1,5 ≤5,0				<1,6 <8	6 8 30			30(200kHz) 32(300kHz) 36(500kHz) 52(1MHz)	32(70kHz) 39(100kHz) 55(200kHz) 75(300kHz)	15(10kHz) 50(30kHz) 43(70kHz) 80(100kHz)
τ_{10} [*10 ⁻³ / T]	≤1,1	≤1,8			<1,8				11	4,5	
ρ [Ω·m]	≈1	≈2	2	10	100	2	10	10000	1	1	0,5
ω_f [*10 ⁶ / K] pt.: $T = 5 \dots 25^\circ C$ $T = 25 \dots 55^\circ C$ $T = 25 \dots 70^\circ C$	1,0±0,5 1,0±0,5 1,0±0,5				2				2 1,5 1,5	6 7 7	1 0,5 0,5
ρ_c [°C]	≥ 130	≥ 200	≥ 170	≥ 200	>200	230	300	300	215	185	130
D_f [*10 ⁶]	≤ 4,5	12			5	15			25	5	6
d_m [kg/m ³]	≈4800	≈4700	4700	4500	4800						
Φ_M [mm]	5,6...26,0	5,6...26,0	9,3...70,0	9,3...70,0	9,3...70,0	4,7...11,6	4,7...11,3	4,7...11,3	7,35	7,35...82,0	9,3...82,0

ANEXA 3: MATERIALE MAGNETICE PENTRU SIP CU IMUNITATE RIDICATĂ LA CÂMPURI MAGNETICE

	KAMAFER [K1C]					SIEMENS [S1C]		
	C11	C12	C13	C18	C301	C302	C303	
f [kHz]	≤20.000	≤10.000	≤5.000	≤1.500	≤10.000	≤10.000	≤10.000	≤10.000
μ_i	11 + 10%	12 + 10%	13 + 10%	18 + 10%	14,5 ±20%	17 ±20%	24 ±20%	
B_s pt.: $H_m=25$ kA/m					320	330	350	
B_r [mT]							26	
H_c [A/m]							640	
$\tan\delta / \mu_i$ [*10 ⁻⁶]	450	400	310	250	1000	1000	200	
pt.: f=	5MHz	5MHz	0,7MHz	0,3MHz	100kHz	100kHz	100kHz	
	550	480	400	325	4000	3000	5000	
pt.: f=	10MHz	10MHz	5MHz	1,5MHz	10MHz	10MHz	10MHz	
ρ [Ω^*m]					1	21	300	
pt.: f=10kHz								
pt.: f=10MHz					0,9	13	50	
α_F [*10 ⁻⁶ /K]	15	10	10	15	100	200	500	
g_{max} [°C]	≤120	≤150	≤150	≤150	≤100	≤180	≤120	
ϵ_r pt.: f=10kHz					650	280	900	
pt.: f=10MHz					300	100	300	
d_m [kg/m ³]					3500	3500	3600	

BIBLIOGRAFIE - PUBLICAȚII ÎN VOLUME

- A1V.** Andronov, A.A., ș.a., *Theory of Oszillators*, Dover Publications, Inc., New York 1987, ISBN 0-486-65508-3.
- A2V.** Amos, S.W., *Principles of Transistor Circuits*, 7th. Ed., Butterworth, London 1990.
- A3V.** Asch, G., *Les capteurs en instrumentation industrielle*, 4. Edition, Dunod, Paris 1991, ISBN 2-10-000220-1.
- A4V.** Aionesei, M., *Contributii la analiza si dezvoltarea circuitelor specializate pentru traductoare inductive de proximitate*, Teza de doctorat, Iasi 1995.
- A5V.** Adam, W. ș.a., *Sensoren für die Fertigungstechnik*, Spinger-Verlag, Berlin 1995, ISBN 3-540-58741-1.
- A6V.** Allen, P.H., Holbar, D. R., *CMOS Analog Circuit Design*, Saunders College Pub., New York 1987, ISBN 0-0300-6587-9.
- B1V.** Bonfig, K. W., *Sensoren und Sensorsysteme*, Expert-Verlag, Renningen 1991, ISBN 3-8169-0686-9.
- B2V.** Bodea, M ș.a. *Circuite integrate liniare*. Manual de utilizare, Vol IV, Editura tehnică, București 1985.
- B3V.** Bârsan, R. M., *Fizica și tehnologia circuitelor MOS integrate pe scară mare*, Editura Academiei, București 1989.
- B4V.** Bunget, I. ș.a., *Compendiu de fizică*, Editura științifică și enciclopedică, București 1988.
- B5V.** Bronstein, I. N., Semendjajew, K. A., *Taschenbuch der Mathematik*, Verlag Harri Deutsch, Frankfurt/Main 1984.
- B6V.** Baumann, P., Möller, W., *Schaltungssimulation mit Design Center*, Fachbuchverlag Leipzig 1994, ISBN 3-343-00867-2.
- B7V.** Bonfig, K. W. (Hrsg.), *Sensoren, Meßaufnehmer*, Expert-Verlag, Renningen 1988, ISBN 3-8169-0278-2.
- B8V.** Bonfig, K. W. (Hrsg.), *Sensoren und Mikroelektronik*, Expert-Verlag, Renningen 1993, ISBN 3-8169-1017-3.
- B9V.** Brasche, U., Sonntag, P., *Intelligent Sensors*, VDE-Verlag, Berlin 1989, ISBN 3-8007-1618-6.
- B10V.** Blume, S., *Theorie elektromagnetischer Felder*, 3 Aufl., Hüthig-Verlag, Heilderberg 1991, ISBN 3-7785-2070-9.
- B11V.** Bonfig, K. W., *Feldbus-Systeme*, Expert-Verlag, Renningen 1992, ISBN 3-8169-0771-7.
- B12V.** Borst, W., *Der Feldbus in der Maschinen- und Anlagentechnik*, Franzis Verlag, München 1992.
- B13V.** Bender, K., *PROFIBUS*, Hanser Verlag, München 1992.
- B14V.** Baginski, A., *Interbus - S*, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1994, ISBN 3-7785-2293-0.
- B15V.** Burkhardt, W., *Erste Schritte mit Mathematica*, Springer-Verlag, Göttingen 1993, ISBN3-540-56650-3.
- C1V.** Ciugudean, M., *Proiectarea unor circuite electronice*, Editura Facla, Timișoara 1983.
- C2V.** Ciugudean, M., ș.a. *Circuite integrate liniare. Aplicații*, Editura Facla, Timișoara 1986.
- C3V.** Chari, M. V., Silvester, P. P., *Finite Elements in Electrical and Magnetic Field Problems*, John Wiley & Sons, New York 1980, ISBN 0-471-27578-6.
- C4V.** Cassing, W., *Elektromagnetische Wandler und Sensoren*, Expert-Verlag, Renningen 1989, ISBN 3-8169-0157-3.
- C5V.** Ciugudean, M., *Circuite Integrate Analogice - Curs*, Facultatea de Electronică și Telecomunicații, Timișoara 1995.
- D1V.** Dorf, R. (editor-in-chief), *Electrical Engineering Handbook*, IEEE Press, New York 1993, ISBN 08493-0185-8.
- D2V.** Dittmann, J. ș.a., *Handbuch der anwenderorientierten Mikroelektronik*, Vulkan-Verlag, Essen 1995, ISBN 3-8027-2129-2.
- D3V.** Drăgulescu, N., *Agenda radioelectronistului*, Editura tehnică, București 1989.
- D4V.** Dragu, I., Iosif I. M., *Circuite integrate lineare*, Editura militară, București 1981.
- E1V.** Ehrhardt, D., Schulte J., *Simulieren mit PSPICE*, 2. Aufl., Vieweg Verlag, Wiesbaden 1995, ISBN 3-528-14921-3.
- E2V.** Eißler, W., Knapmann, R., *Praktischer Einsatz von berührungslos arbeitenden Sensoren*, Expert-Verlag, Renningen 1995, ISBN 3-8169-1167-6.

- E3V.** Etschberger, K., *CAN*, Hanser Verlag, München 1994.
- FREF1.** Fericean S., *Stadiul actual al dezvoltării și performanțele senzorilor inductivi destinați detectării obiectelor și măsurării mărimilor geometrice*, Referatul nr. 1 din cadrul pregătirii la doctorat, Timișoara 1995.
- FREF2.** Fericean S., *Senzori inductivi. Analiza comparativă prin metode moderne de simulare a circuitelor aferente senzorilor inductivi. Metode de interfațare cu sistemele de conducere*, Referatul nr. 2 din cadrul pregătirii la doctorat, Timișoara 1995.
- F1V.** Feustel, O., Schmidt, W., *Sensorhalbleiter und Schutzelemente*, Vogel-Verlag, Würzburg 1982, ISBN 3-8023-0626-0.
- F2V.** Fraden, J., *AIP-HB of Modern Sensors - Physics, Design & Applications*, 3rd. Ed. AIP-Edition, New-York 1995, ISBN 1-563-961083.
- F3V.** Fraunhofer Institut, Seminarunterlagen: *ASICs für die Sensorsignalverarbeitung*, Erlangen, Nov. 95.
- F4V.** Frank, R., *Understanding Smart Sensors*, Artech House Books, London 1996, ISBN 0-89006-824-0.
- G1V.** Göpel, W., Hesse, J., Zemel, J. N., *Sensors. A Comprehensive Survey*, Volume 1, VCH Publishers Inc., New York 1989, ISBN 0-89572-673-X.
- G2V.** Göpel, W., Hesse, J., Zemel, J. N., *Sensors. A Comprehensive Survey*, Volume 7, VCH Publishers Inc., New York 1992, ISBN 0-89572-678-0.
- G3V.** Gray, P. R., Meyer, R. G., *Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare*, Editura tehnică, București 1983.
- G4V.** Gray, P. R., Meyer, R. G., *Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*, 3rd. Ed., John Wiley & Sons, New-York 1993, ISBN 0-471-57953.
- G5V.** Goering, H. ș. a., *Finite-Element-Methoden*, 3. Aufl., VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim 1993 ISBN 3-05-501564-9.
- G6V.** Grabowski R., *Sensoren und Aktoren - Schlüsselkomponenten der Mikroelektronik*, VDE-Verlag, Berlin 1991, ISBN 3-8007-1795-6.
- G7V.** Gregorian, R., Temes G.C., *Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing*, John Wiley & Sons, New York 1986, ISBN 0-471-09797-7.
- G8V.** Gancz, A., Tîponuț, V., *Dicționar de electronică și domenii conexe*, Ed. Alabastră, Cluj-Napoca 1995, ISBN 973-9215-10-6.
- G9V.** Gârbea, D., *Analiză cu elemente finite. Aplicații pe microcalculatoare*, Ed. tehnică, București 1990, ISBN 973-31-0211-3.
- G10V.** Griffiths, D. J., *Introduction to Electrodynamics*, Prentice Hall, New Jersey, 1989, ISBN 0-13-481367-7
- H1V.** Heywang, W., *Sensorik, Reihe: Halbleiter-Elektronik 17*, Springer-Verlag, Berlin 1984, ISBN 3-540-12767-4.
- H2V.** Hütte, *Die Grundlagen der Ingenieurwissenschaften*, , Springer-Verlag, Berlin 1995, 30. Auflage, ISBN 3-540-58740-3.
- H3V.** Halliday, D., Resnick, R., *Physics, Part II*, John Wiley & Sons, New York 1966.
- H4V.** Herold, H., *Sensortechnik. Sensorwirkprinzipien und Sensorsysteme*, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1993, ISBN 3-7785-2138-1.
- H5V.** Hering, E., *Physik für Ingenieure*, 4 Aufl., VDI-Verlag, Berlin 1992, ISBN 3-18-401227-1.
- H6V.** Hauptmann, P., *Sensoren. Prinzipien und Anwendungen*, Hanser Verlag, München 1991, ISBN 3-446-16073-6.
- H7V.** Hirschmann, W., *Elektronikschaltungen*, Siemens Aktiengesellschaft, München 1982, ISBN 3-8009-1351-8.
- H8V.** Hoefler, E., Nielinger, H., *SPICE. Analyseprogramm für elektronische Schaltungen*, Springer-Verlag, Heidelberg 1985, ISBN 3-540-15160-5.
- I1V.** Ignea, A., *Măsurări în procese industriale*, Universitatea Tehnică Timișoara 1995.
- I2V.** Ionescu, G., ș.a., *Tructoare pentru automatizări industriale*, vol. 1, Ed. Tehnică, București 1985.
- I3V.** Ignea, A., *Măsurarea electrică a mărimilor neelectrice*, Editura de Vest, Timișoara 1996, ISBN 973-36-0270-1.
- J1V.** Juckenack, D. (Hrsg.), *Handbuch der Sensortechnik-Messen mechanischer Größen*, Verlag Moderne Industrie, Landsberg/Lech 1989, ISBN 3-478-41630-2.

- J2V.** Justus, O., *Berechnung linearer und nichtlinearer Netzwerke mit PSpice-Beispielen*, Fachbuchverlag, Leipzig 1994, ISBN 3-343-00865-6.
- J3V.** Jurcă, T., Stoiciu, D., *Instrumentație de măsurare. Structuri și circuite*, Editura de Vest, Timișoara 1996, ISBN 973-36-0268-X.
- K1V.** Kriesel, W., Madelung, O. W., *ASI Das Aktuator-Sensor-Interface für die Automation*, Hanser-Verlag, München 1994, ISBN 3-446-17825-2.
- K2V.** Kong, J.A., *Electromagnetic Wave Theory*, Wiley-Interscience, New-York.
- K3V.** Krups, R., *SMT-Handbuch*, Vogel-Verlag, Würzburg 1991, ISBN 3-8023-0076-9.
- K4V.** Khakzar, H. ș. a., *Entwurf und Simulation von Halbleiterschaltungen mit SPICE*, Expert Verlag, Renningen 1991, ISBN 3-8169-0650-8.
- K5V.** Kurz, G., *Oszillatoren*, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1994, ISBN 3-7785-2251-5.
- K6V.** Kühnel, C., *Schaltungssimulation mit PSPICE*, Franzis Verlag, München 1993, ISBN 3-7723-5111-5.
- K7V.** Kielkowski, R., *Inside SPICE. Overcomming the Obstacles of Circuit Simulation*, McGraw-Hill, New York 1994, ISBN 0-07-911525-X.
- K8V.** Kaden, H., *Wirbelströme und Schirmung in der Nachrichtentechnik*, Springer-Verlag, Göttingen-Heilderberg, 1969.
- K9V.** Khakzar, H. u.a., *Simulation und Synthese logischer Schaltungen*, Expert Verlag, Renningen 1991, ISBN 3-8169-0542-0.
- L1V.** Lemme, H., *Sensoren in der Praxis*, Reihe: Elektronik, Franzis-Verlag, München 1990, ISBN 3-7723-6182-X.
- L2V.** Loos, H., *Systemtechnik induktiver Weg- und Kraftaufnehmer*, Expert Verlag, Renningen 1992, ISBN 3-8169-0541-2.
- L3V.** Lawrenz, W. (Hrsg.), *CAN*, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1994.
- L4V.** Lindner, H., ș.a., *Elektrotechnik-Elektronik Formeln und Gesetze*, VBE-Verlag, Leipzig 1984.
- M1V.** Müller, K. ș.a., *Mechanische Größen elektrisch gemessen*, Expert Verlag, Renningen 1990, ISBN 3-8169-0547-1.
- M2V.** Millman, J., Grabel, A., *Microelectronics*, McGraw-Hill, New York 1988, ISBN 0-07-042330-0.
- M3V.** Müller, K. H., *Elektronische Schaltungen und Systeme. Simulieren, Analysieren und Optimieren mit SPICE*, Vogel-Verlag, Würzburg 1990, ISBN 3-8023-0292-3.
- M4V.** MicroSim, *Design Center Application Notes Manual, Ver. 5.3*, Irvine 1993.
- M5V.** Manolescu, A., Mureșan, T. ș.a. *Circuite integrate liniare*, EDP-București.
- M6V.** Marin, T., *SPICE*, Editura Teora, București 1996, ISBN 973-601-216-6.
- M7V.** MicroSim, Tutorial, *Application Notes, and Design Ideas*, Ver. 6.2, Irvine 1995.
- N1V.** Norton, R., *Sensor und analyzer handbook*, Prentice Hall, New Jork 1982.
- N2V.** Nährmann, D., *Das große Werkbuch Elektronik*, Teil 1, 2 & 3, 6. Aufl., Franzis Verlag, München 1995, ISBN 3-7723-6546-9.
- N3V.** Nährmann, D., *Professionelle Schaltungstechnik*, Franzis Verlag, München 1993, ISBN 3-7723-6714-3.
- N4V.** Nährmann, D., *Sensor-Praxis*, Franzis Verlag, München 1990, ISBN 3-7723-6362-8.
- N5V.** Nicolau, E., Beliş, M., *Măsurări electrice și electronice*, EDP București 1992.
- N6V.** Nicolau, E. (coordonator), *Manualul inginerului electronist. Măsurări electronice*, Editura Tehnică, București 1979.
- O1V.** Oppenheim, A., Willsky, A., *Signale und Systeme*, 2. Aufl., VCH Verlagsgesellschaft, Weinheim 1992, ISBN 3-527-28433-8.
- P1V.** Philippov, E., *Grundlagen der Elektrotechnik*, 8 Aufl., Hüthig-Verlag, Heilderberg 1988, ISBN 3-7785-1668-X.
- P2V.** Pregla, R., *Grundlagen der Elektrotechnik*, Teil 2, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1990, ISBN 3-7785-1791-9.
- P3V.** Patzer, T., *Einführung in PSPICE*, VDE-Verlag, Berlin 1995, ISBN 3-8007-2043-4.
- P4V.** Pehl, E., *Mikrowellentechnik*, Band 1, 2Aufl., Hüthig-Verlag, Heilderberg 1988, ISBN 3-7785-1611-6.
- P5V.** Pallas-Areny, R., Webster, J.G., *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley & Sons, New York 1993, ISBN 0-471-54565-1.

- P6V.** Pop, E., Stoica, V., *Principii și metode de măsurare numerică*, Editura Facla, Timișoara 1977.
- P7V.** Plonus, M. A., *Applied Electromagnetics*, Mc.Graw-Hill, NewYork, ISBN 0-07-050345-1.
- P8V.** Pfaffenberger, B., Wall, D., *Dicționar calculatoare & internet*, Teora, București 1997, ISBN 973-601-668-4.
- R1V.** Rohrbach, C., *Handbuch für elektrisches Messen mechanischer Größen*, VDI-Verlag, Düsseldorf 1967.
- R2V.** Reuber, C., (Hrsg.), *Handbuch der Informationstechnik und Elektronik. Sensoren und Wandlerbauelemente*, Band 8, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1989, ISBN 3-7785-1129-7.
- R3V.** Rodewald, A., *Elektromagnetische Verträglichkeit. Grundlagen*, Vieweg Verlag, Wiesbaden 1992, ISBN 3-528-04924-3.
- R4V.** Ristic, L., *Sensor Technology and Devices*, Artech House Books, London 1994, ISBN 0-89006-532-2.
- S1V.** Schmidt, W., Feustel, O., *Optoelektronik*, Vogel-Verlag, Würzburg 1975, ISBN 3-8023-0076-9.
- S2V.** Schanz, G. W., *Sensoren-Fühler der Meßtechnik*, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1986, ISBN 3-7785-1129-7.
- S3V.** Schiessle, E., *Sensortechnik und Meßwertaufnahme*, Vogel-Verlag, Würzburg 1982.
- S4V.** Schiff, A., *Induktive und kapazitive Sensoren. Grundlagen und Anwendung der Näherungsschalter*, Verlag Moderne Industrie, Landsberg/Lech 1989, ISBN 3-478-93024-3.
- S5V.** Schwarz, H. R., *Methode der finiten Elemente*, Teubner Verlag, Stuttgart 1984, ISBN 3-519-12349-5.
- S6V.** Strassacker, G., *Analytische und numerische Methoden der Feldberechnung*, Teubner Verlag, Stuttgart 1993, ISBN 3-519-06168-6.
- S7V.** Schanz, G. W., *Sensoren-Fühler der Meßtechnik*, 3. Aufl., Hüthig-Verlag, Heilderberg 1994, ISBN 3-7785-2158-6.
- S8V.** Schnell, G. (Hrsg.), *Bussysteme in der Automatisierungstechnik*, Vieweg Verlag, Wiesbaden 1994, ISBN 3-528-06569-9.
- S9V.** Schnell, G. (Hrsg.), *Sensoren in der Automatisierungstechnik*, Vieweg Verlag, Wiesbaden 1993, ISBN 3-528-13370-8.
- S10V.** Simonyi, K., *Theoretische Elektrotechnik*, VEB-Verlag, Berlin 1977.
- S11V.** Singh, S. K., *Industrial Instrumentation and Control*, McGraw-Hill, New York 1987, ISBN 0-07-451914-X.
- S12V.** Schilling, Belove, *Electronic Circuits: Discrete and Integrated*, 3rd. Ed., McGraw-Hill, New York 1989, ISBN 0-07-55348-3.
- S13V.** Santen, M., *Pspice Design Center*, Hoschar, Karlsruhe 1994, ISBN 3-9804099-0-2
- S14V.** Sze, S. M., *Semiconductor Sensors*, John Wiley & Sons, New York 1994, ISBN 0-471-546097-1.
- S15V.** Schoppnies, E., *Lexikon der Sensortechnik*, VDE-Verlag, Berlin 1992, ISBN 3-8007-1649-1.
- S16V.** Siegl, J., Eichele, H., *Hardwareentwicklung mit ASIC*, Hüthig-Verlag, Heidelberg 1990, ISBN 3-7785-1990-5.
- S17V.** Șcheianu, D., *Microelectronică*, Editura militară, București 1988.
- T1V.** Timotin, A. ș.a., *Lecții de bazele electrotehnicii*, EDP, București 1970.
- T2V.** Tränkler, H. R., Obermeir, E., *Sensortechnik*, Spinger-Verlag, Berlin 1995, ISBN 3-540-58640-7.
- T3V.** Tuinenga, P. W., *SPICE-A Guide to Circuit Simulation and Analysis using PSpice*, 2nd. Ed., Prentice Hall, Englewood Cliffs 1992, ISBN 0-13-747270-6
- T4V.** Toumazou, C. et. al., *Analogue IC Design*, Peter Peregrinus, London 1993, ISBN 0-863-41297-1.
- T5V.** Tsvividis, Y. P., *Operation and Modelling of the MOS Transistor*, McGraw-Hill, New York 1987.
- T6V.** Tietze U., Schenk, C., *Halbleiter-Schaltungstechnik*, 10. Aufl., Spinger-Verlag, Berlin 1993, ISBN 3-540-56184.
- T7V.** Tegopoulos, J. A., Kriezis, E. E., *Eddy Currents in Linear Conducting Media*, Elsevier Science Publishers. Amsterdam 1985, ISBN 0-444-41713-3.
- V1V.** Vogel, H., *Gerthsen Physik*, Spinger-Verlag, Berlin 1995, ISBN 3-540-54470-4.
- V2V.** Vladimirescu, A., *The SPICE Book*, John Wiley & Sons, New York 1994, ISBN 0-471-60926-9.
- V3V.** VDI/VDE-Gesellschaft (Hrsg.), *Sensoren -Technologie und Anwendungen*, 6. GMA/ITG-Fachtagung Bad Neuheim, VDI-Berichte 939, VDI-Verlag, Düsseldorf 1992.

- W1V.** Wiegleb, G., *Sensortechnik*, Franzis-Verlag, München 1986.
- W2V.** Wangenheim, L., *PC-Simulation elektronischer Grundsaltungen*, Hüthig-Verlag, Heilderberg 1993, ISBN 3-7785-2201-9.
- W3V.** Wobschall, D., *Circuit Design for Electronic Instrumentation: Analog and Digital Devices from Sensor to Display*, McGraw-Hill, New York 1987, ISBN 0-07-071232-8.
- W4V.** Wolfram, S., *Mathematica*, Addison Wesley Publishing Germany, ISBN 3-89319-371-5.

BIBLIOGRAFIE - ARTICOLE, PUBLICATII

- A1A.** Arnold, *Feldbussysteme*, ELRAD 4& 5/1994.
- A2A.** Althen, D., *Differentialtransformatorische Wegaufnehmer*, Elektronik Journal 14/1986, p. 68÷74.
- A3A.** Auderer, G., *Leitfaden für den EMV-gerechten Entwurf von ICs und Elektroniksystemen*, Fachverband Bauelemente der Elektronik 1992, p. 1÷13.
- B1A.** Bent, R., *Ganz unten vernetzt*, Elektrotechnik, Nr.72(1990), p. 17÷22.
- B2A.** Bäckmann, R., *Elektrokinetische Sensoren*, Elektronik, 5(1987).
- B3A.** Berthold, G., *Potentiometrische Sensoren als Weggeber und Stellungsmelder*, Elektronik, Nr. 14(1986), p. 92÷96.
- B4A.** Becker, W. J., Wendt, T., *Mit Wirbelstrom Abstände bestimmen*, Messtechnik, Nr. 9(1990), p.8÷11.
- B5A.** Blaesner, W., *Induktive Wegaufnehmer nach Prinzip LVDT*, Elektronik 1/Januar 1987, p. 40÷42.
- B6A.** Bittinger, W., *Die Eigenschaften von TEM-Zellen für EMV-Untersuchungen*.
- B7A.** Brachmann, L., *LON*, ELRAD 12/1994 & 1/1995.
- B8A.** Bansemir, W., *Sicherheitsbarrieren*, Electronic Journal, 21/1989, p. 27÷29.
- B9A.** Blume, F., Ziegler, R., *Entwicklung induktiver Sensoren zur Schweißnahtverfolgung und deren Einbindung in die Industrierobotersteuerung*, Sensor Report 6/1987.
- B10A.** Berrie, P.G., *Praxisgerechte Schichtdickenmessung, Kontrolle*, 2/1987, p. 24÷29.
- B11A.** Blome, W., Borst, W., *Feldbus-Protokolle im Vergleich*, Elektronik 1/1994.
- B12A.** Bent, R., *Grundlagen und Einsatzgebiete des InterBus-S*, Elektronik Plus 1/1992.
- B13A.** Buckhard, W., *Der kleine Bruder des InterBus-S. Die Integration des Sensor-Loop*, Elektronik 1/95.
- B14A.** Boll, R., *Entwicklungstendenzen bei weichmagnetischen Werkstoffen*, 1. Teil / Elektronik 13/1991, p. 94÷96, 2. Teil / Elektronik 14/1991, p. 48÷53.
- B15A.** Billerbeck, J., *Sensormachfrage wächst trotz fehlender Feldbus-Standards*, VDI Nachrichten 9/92.
- B16A.** Büchau, B., Silber, D., *Intelligente Leitungsmodule*, Mikroperipherik 1/91, p. XI÷XII.
- B17A.** Brinker, R., Schlinkert, K., *Auswahlkriterien für Näherungsschalter*, KEM 7/1980.
- B18A.** Branschke, P., Glogolja, M., *TEMPFET: Schritt zum idealen Leitungshalbleiterschalters*, Siemens Components 6/1989, p. 228÷231.
- B19A.** Bashir, Al-H., *Filter Models Implemented with ABM*, MicroSim, 1/1996, p. 3÷7.
- B20A.** Benzler, S., *Die digitale Regulierung und ihre Anwendungsmöglichkeiten*, Conference CIC-Geneve 1987.
- D1A.** Dobler, K.W., Hachtel, H., *Ein neues Sensorprinzip, Messen-Prüfen-Automatisieren*, 5/1986, p. 266÷269.
- D2A.** Douglas, B., *Factories Move to Touchless Sensors*, Mashine Design, 6/1989, p. 75÷79.
- D3A.** Dudek, H., *Bestimmung der Schleifenverstärkung in SPICE Programmen*, Thomatronik News, 11/1995, pg. 3÷7.
- E1A.** Esguerra, M., *Fernkerne in induktiven Näherungsschalter*, Components, Nr. 4(1992), p.141÷142.
- E2A.** Ellis, G., *FUNC: Writing your own functions for use with PSPICE*, MicroSim Source, 7/1995, p. 4÷9.
- F1A.** Fericean, S., *Konzept und Entwicklung eines modernen ASICs für induktive Näherungsschalter mit erhöhter Empfindlichkeit und neuen, aktuellen Eigenschaften*, Balluff Internationale Tagungen, Febr./1991.
- F2A.** Fericean, S., *Neues Konzept für den Sensorabgleich, durch Programmierungen und Teach-In Verfahren, im Endzustand*, Balluff Technische Tagungen, Febr./1992.
- F3A.** Fericean, S., *Moderne Simulationsmethoden von Schaltungen. SPICE-Verfahren zur Analyse und Verbesserung von elektronischen Sensoren*, Balluff Internat. Tagungen Juli/1992.

- F4A.** Fericean, S., *Entwicklung und Einsatz eines Trimming-ASICs für binäre Sensoren*, Balluff Technisches Symposium, Okt./1993.
- F5A.** Fericean, S., Friedrich, M., *Verwendung einer MPW-Testintegration zur Optimierung der primären Sensorik von induktiven Näherungsschaltern. Ermittlung der Untersuchungsgenauigkeit zwecks direkten Einsatzes von ASIC-Realisierungen*, Balluff Symposium, Nov./1994.
- F6A.** Fericean, S., Friedrich, M., *Moderne Oszillatorschaltungen für induktive Sensoren und ihr Grundfunktionsprinzip*, Technische Konferenz, Jan./1995.
- F7A.** Fericean, S., *ASI : Alternative zum Kabelbaum*, SENSOR Magazin, 2/1995.
- F8A.** Fericean, S., *Zwei-Draht-Seilakt am Trapez*, Fluid-Technik, 3/1995.
- F9A.** Fuchs, K., *SENSOREN / Das Auftragschweißen automatisieren. Hohe Zuverlässigkeit und Reproduzierbarkeit*, Handelsblatt, 26.9.1990.
- F10A.** Fiedler, O., u.a., *Induktiver Sensor zur Abstandsmessung unter rauen Bedingungen*, Feingeräte-technik, 36/1987, p. 150-152.
- F11A.** Frees, W., *Feldbus unterstützt dezentrales Steuerkonzept*, Elektronik Plus 1/1992.
- F12A.** Fericean, S., *IC's Availability and Development Trends towards Intelligent Digital and Analog Inductive Sensors*, BES Assembly Workshop, Oct. / 1996.
- F13A.** Fritsch, M., *General-Purpose-FEM-Systeme auf Personal Computer*, CAE-Journal, 4/90, p. 27÷29.
- F14A.** Fritz, W., u.a., *Benutzerdefinierte Modelle für SPICE*, Mikroperipherik 2/90, p. XXVI÷XXVII.
- F15A.** Fussel, B., Pfeifer, T., *Sensorbetriebssystem*, Mikroperipherik 3/91, p. XXXIV÷XXXV.
- F16A.** Fuminori, S. et al., *Integrated Temperature Compensation IC System*, 56e Congres - Societe Suisse de Chronometrie, 1981, p. 139÷146.
- F17A.** Flocke, H., *500 mA Treiberstrom. Vollkundendesign macht's möglich*, Elektronik-Industrie, 1/1990, p. 78÷79.
- G1A.** Garbe, H., *Kosteneffizientes Messen und Prüfen von elektromagnetischen Störfeldern*.
- G2A.** Gee, G., *Weggeber für metallische Umgebung*, Elektroniker, Nr. 16/1984, p. 67÷70.
- G3A.** Grimm, B., *Induktive Sensoren ohne Reduktionsfaktoren*, Sensor Report, 5/1995, p. 34÷36.
- G4A.** Göddertz, J., *Profibus*, Klöckner Moeller Bulletin VER27-759, 3/1990, p. 2÷11.
- G5A.** Gibas, P., u.a., *Vernetzung Sensor- und Aktorsystemen*, Mikroperipherik 3/91, p. XXXVI÷XXXVII.
- G6A.** Gerig, J. S., *Create S-Parameters Subcircuits for Microwave and HF Applications*, MicroSim DCS, 10/1994, p. 1÷7.
- H1A.** Hencke H., *Sensortechnologien steigern die Leistungsfähigkeit der Mess-, Steuern-, Regel- und Automatisierungstechnik*, Neue Technik, 8/86, p. 20÷24.
- H2A.** Huba, G., *Infrarot-Detektor mit eingebauter Auswerteelektronik*, Design & Elektronik, Nr.13(1986), p. 67÷71.
- H3A.** Hencke, H., *Sensoren vereinfachen die Gerätetechnik*, Der Elektroniker, 4/1983, p. 34÷36.
- H4A.** Hencke, H., *Sensoren in Hausgeräten*, Der Elektroniker, 4/1983, p. 30÷32.
- H5A.** Horstkotte, R., *Wirbelstromverluste in Hochfrequenz-Übertragern*, Elektroniker, Nr.11(1990),p.96÷99.
- H6A.** Hess, J., *Induktivität und Luftspalt bei Ferritkernspulen*, Components, Nr.6(1992), p.217÷220.
- H7A.** Häberli, A., *ş.a.. An Instrumental A/D Converter for Accurate Vector Probe Measurements*, Proc. International Symposium on Circuit & Systems, ISCAS 1995, Seattle.
- H8A.** Heintz, F., Zabler, E., *Intelligente Sensoren im Kraftfahrzeug*, Design & Elektronik 1992, p. 36÷46.
- H9A.** Homburg, D., Reiff, E.-C., *Zweiteiler. Induktive Näherungsschalter mit genormter analogen Schnittstelle*, Techno-Tip, Mai (1989), p. 122÷123.
- H10A.** Hödlmayr, F., *TCA505: Näherungsschalter-IC mit Kurzschlußschutz*, Siemens Components 28/1990, p. 172÷178.
- H11A.** Herfurth, M., *Induktive Näherungsschalter mit TCA505*, Siemens Components 29/1991, p. 6÷12.
- H12A.** Herfurth, M., *IC für induktive Näherungsschalter - Eigenschaften*, Der Elektroniker, 5/1991, p. 5÷10.
- H13A.** Hermes, H., *Störsichere Kontrolle im Wechselfeld*, Roboter 3/1985, p. 30÷32.
- H14A.** Hauenstein, A., *Induktiver Zwei-Draht-Näherungsschalter für Wechselspannungen mit TCA505 und SIPMOS-Transistor*, Siemens Components, 6/1983, p. 250÷252.
- H15A.** Horn, V. *Intelligente Sensorik*, MAV 10/1987, p. 8÷9.

- H16A.** Homburg, D., *Der Entscheider-Nahrungsschalter erkennt unterschiedliche Metalle*, Elektronik-praxis, 9/1990.
- H17A.** Horwath, M.P., *Eddy Currents Seam Sensors for Fusion welding*, Robotensensors, 1987.
- H18A.** Hencke, H., *Halbleitersensoren im Aufwind*, Elektronikpraxis 9/1985, p. 10÷18.
- H19A.** Hencke, H., *Positionssensoren für rotative und translatorische Bewegungen*, Design & Elektronik 3/1989, p. 76÷80.
- H20A.** Halg, B., et.al. *Specification and Profiles of ASI*, Vortra zur iNet'94, p. 1÷7.
- H21A.** Horn, V., *Was ist dran an ASI ?*, Flexible Automation 1/1995, p. 10÷11.
- H22A.** Haggblad, B., *.a. FEM-Technik für stromungstechnische Berechnungen*, CAE-Journal 4/90, p. 36÷46.
- H23A.** Haag, F., Kolbeck, A., *Drahtbondtechnik*, Mikroperipherik 1/91, p. VI÷VII.
- H24A.** Hageman, S., *Improve Simulation Accuracy When Using Passive Components*, MicroSim DCS, 4/1994, p. 8÷12.
- H25A.** Henn, C., *Schaltungssimulation mit PSPICE-Modellen*, Elektronik 14/1993, p. 80÷86.
- H26A.** Holzer, M., *Simulieren geht über probieren*, Siemens Components, 6/1996, p. 209÷211.
- H27A.** Horan, J., *Minimize DAC Switch Area with MicroSim's PSPICE Optimizer*, MicroSim DCS, 1/1995, p. 52÷54.
- H28A.** Hageman, S., *Model Transient Voltage Suppressor Diode*, MicroSim DCS, 7/1994, p. 5÷10.
- H29A.** Hageman, S., *Use Ferrite Bead Models to Analyze EMI Suppression*, MicroSim DCS, 1/1995, p. 8÷11.
- H30A.** Hammer, M. W., *Calibre a quartz a faibles dimensions et a reglage digital automatique de la marche*, Conference CIC Fribourg, 1987.
- H31A.** Horn, V., Schnell, R., *Sensoren für Werkzeugmaschinen*, Werkstatt und Betrieb, 130/1997, p.1÷2.
- I1A.** Iden, J., Wanner, T., *Induktive Analoggeber-nicht nur zur Abstandsmessung*, Sensor Magazin 1/1987, p. 26÷29.
- J1A.** Jünger, B., *Profibus contra Interbus-S*, Elektronik , 21/1994.
- J2A.** Jaudas, H., *Induktive Sensoren als Sicherheitsschalter*, Steuerungstechnik, 10/1987, p. 74÷77.
- J3A.** Jendritza, D., u.a., *Vom Aktor zur Adaptronik*, Elektronik 1/1996, p. 60÷67.
- J4A.** Joska, R., *Aufnehmer für Werkzeugmaschinen*, Design & Elektronik Sensortechnik 1991, p. 59÷61.
- J5A.** Jain, N., *.a. EMC/EMI problems associated with packaging simulation*, 4/1996, p. 17÷23.
- J6A.** Jandas, H., *Die angepasste Induktiv-Sensorik. Funktionsüberwachung*, Sensor-Report 3/1990, p. 13÷15.
- K1A.** Kleinschmidt, P., *Intelligente Sensorsysteme*, Elektronik 7/1991, p. 128÷139.
- K2A.** Kammerer, H., *Grundlagen elektrischer Wegfuhler nach DIN 19234 bzw. NAMUR*, Techno-Tip, 6/1983, p. 64÷71.
- K3A.** Katzmann, H., Ray, O., *Nahrungsschalter - Unter die Lupe genommen*, Design & Elektronik, Sensorenteknik, 5/ 1995, p. 42÷43.
- K4A.** Klemm, T., Hamma, M., *Digital geht es besser*, Elektronik, 17/1995, p. 90÷93.
- K5A.** Klinkhard, E., *Neue Möglichkeiten Induktiver Signalgeber -Posbitron*, Elektro-Anzeiger, 6/1986, p. 26÷27.
- K6A.** Krimmel, W., *Induktive Aufnehmer mit Zukunft*, Messen-Prüfen-Automatisieren, 11/1985, p.614÷618.
- K7A.** Kmitz, W., *Intelligente Sensoren und Aktuatoren für kombinierte Meß- und Steuerungsaufgaben*, Techno-Tip, 5/1987, p. 163÷169.
- K8A.** Kayal, H.A., Rauch, N., *ASIS-Anwendungsspezifische intelligente Sensoren*, Elektronik, 9/1988, p. 112÷117.
- K9A.** Klose, G., *Profibus. Eine Systemubericht für Planer und Anwender*, Klöckner Moeller Bulletin VER 27-769, 8/91, p. 2÷4.
- K10A.** Kühne, H., *Linear steuerbarer Sinusoszillator*, ELRAD 6/91, p. 72÷75.
- K11A.** Kühnel, J., *Digitale Temperaturerfassung*, Design & Elektronik-Sensortechnik April/96, p. 34÷35.
- K12A.** Kollenberg, A., *Nahrungsschalter: Nichts pullt mehr*, Industrie-Elektrik und Elektronik, 8/1983, p. 26÷29.

- K13A.** Kash, R., *Analoge integrierte Semikundenschaltkreise in MOS-Technik*, Und-oder-Nor + Steuerungstechnik, 6/1991, p. 18÷19.
- K14A.** Kühnl, W., *Abgleichwiderstände: klein, zuverlässig und preiswert*, Elektronik-Industrie, 3/1989, p. 52÷54.
- L1A.** Lemme, H., *Die Sensoren der 90er Jahre*, Elektronik 7/1991, p. 142÷150.
- L2A.** Lorenz, L., *Neue Generation von Leitungshalbleiter-Bauelemente*, Der Elektroniker 9/91, p. 6÷12.
- L3A.** Lorenz, L., *Insulated-Gate-Bipolar-Transistor*, Mikroperipherik 2/91, p. XX÷XXI.
- L4A.** Langer, K., *Monolitische Integration*, Mikroperipherik 2/91, p. XXII÷XXIII.
- L5A.** Lee, K., *The Emerging IEEE -P1451 Standards for Smart Sensors and Actuators*, IEEE - IMS Newsletter Summer 1991, Issue Nr. 136, p. 14÷19.
- M1A.** Mayer, W., *SMD-Leiterplatten-Bestückung in einer Sensorfertigung*, FEM 3/1985, p. 53÷56.
- M2A.** Meffert, K., Börner, F., *Berührungsloswirkende Positionsschalter zum Einsatz in Sicherheitskreisen*, BG 6/1984, p. 1÷5 & 7/1984, p. 488492.
- M3A.** Madelung, O., *ASI ersetzt nicht nur den Kabelbaum*, Sonderdruck aus Elektronik plus Feldbuse 1994.
- M4A.** Madelung, O., *ASI jetzt auf breiter Front*, Elektronik Journal 4/1994, p. 44÷45.
- M5A.** McDermott, T., s.a. *Simulation models magnets that move*, Machine Design, 12/95.
- M6A.** McRae, D., u.a., *Berührungslos-Hochgenau-Kapazitiv*, Design & Elektronik-Sensortechnik 4/1991, p. 84÷86.
- M7A.** Mourick, P., C., *Schnelle BiMOS-Leistungsmodule*, Mikroperipherik 2/91, p. XXVIII÷XXIX.
- O1A.** Otto, J., *Korrelationssensorsysteme*, Mikroperipherik 3/1991, p. XLIII÷XLV.
- P1A.** Pepperl & Fuchs, *Schweißfeste Näherungsschalter müssen nicht langsam sein*, MSR Magazin, Nr. 4(1990), p. 517.
- P2A.** Pepperl & Fuchs, *Sicheres Erkennen für den flexiblen Materialfluß*, Internblätter, 1989.
- P3A.** Paszczynski, S., Somora, M., *Dickschichtszensoren, mit glänzenden Zukunftsaussichten*, Elektronik Journal, 22/1990, p. 72÷80.
- P4A.** Pfeifer, T., Komischke, M., *Sensoren-Schlüsselemente für die Automatisierung in der Fertigungstechnik*, Sensor-Magazin 3/1987, p. 12÷18.
- P5A.** Pludra, R., *Entwurf von Leiterplatten für hochtechnologische Anwendungen*, CADs 4/91, p. 21÷23.
- P6A.** Pierzina, R., *Die neue Generation der Leistungs-MOSFETs - unzerstörbar?*, Philips Components 1992.
- P7A.** Popescu, R., *Das Aktuator Sensor Interface mit praktischem Einsatz*, VDMA 4. Informationsbroschüre, 1997, p. 4÷5.
- P8A.** Passeraub, A., s.a. *Integrated inductive proximity sensors. Scaling down an inductive proximity sensor*. Transducers '95 and Eurosensors IX, 1995.
- P9A.** Paap, K., *Trends in der Schaltkreissimulation*, Mikroperipherik 2/90, p. XXII÷XXIII.
- P10A.** Pierzina, R., *Powermos sensibel- Der Sensor - FET*, Der Elektroniker, 5/1990, p. 6÷15.
- P11A.** Prange, H., *Elektronische Schalter*, FA 9/1994, p. 807÷809.
- R1A.** Roess, E., *Der Spule Kern*, Elektronik; Bauelemente, Nr. 10(1989), p. 48÷54.
- R2A.** Reiff, E. C., *AUTOMATISIERUNG /Schweißroboter bei der Autoproduktion von Sensoren gesteuert. Induktive Näherungsschalter bewährt*, Handelsblatt, 26.9.1990.
- R3A.** Ricobene, C., u.a., *Operating Principle of Dual Collector Magnetotransistors Studied by Two-Dimensional Simulation*, IEEE Trans. Electron Dev., ED-41, 7(1994) p.1136÷1147.
- R4A.** Rittler, N., Paulke, M., *Preisvorteile bei Hybridschaltungen*, Elektronik Praxis, Sonderdruck, 11/1992.
- R5A.** Richter, B., *SMT - Grundlagenwissen: Bauelemente, Leiterplatten und Fertigung (Teile 1÷6)*, Elektronik Praxis, 11/1989 ÷ 3/1990.
- R6A.** Reuber, C., *MOSFET und Power-ASIC*, Elektronik Journal 23/90, p. 32÷36.
- R7A.** Reinmuth, K., Heil, H., *Smart-Power-Highside-Schalter mit Rundum-Schutz*, Siemens Components 3/1996, p. 92÷94.
- S1A.** Schnell, R., *Epoxidharze in der Elektrotechnik*, Balluff-Seminar Vortrag, 1990.
- S2A.** Saur, U., *Feldbusse. Kampf um Marktanteile*, Konstruktion & Entwicklung, 4 (1994), p. 28÷33.
- S3A.** Schwager B., *Störschutz für induktive Näherungsschalter mit TCA305*, Elektronik-Applikation, 11/1988, p. 61÷63.

- S4A.** Seitz, H., *Digitale Gütemessung an einem NF-Schwingkreis*, Elektronik, 20/1987, p. 83÷84.
- S5A.** Scheibel, K., *Aufbau und Einsatz von Näherungsschalter*, Elektronikpraxis, 4/1989, p.86÷91.
- S6A.** Schiff, A., *Auf dem Weg zur Intelligenz*, Produktion 41/1991.
- S7A.** Scheibel, K., *Durchgängige Kommunikation mit ASI*, Design & Elektronik Sensortechnik 1995, p. 52.
- S8A.** Schwerdtner, H., *Qualität geht alle an*, Elektronik 15/1992, p. 120÷123.
- S9A.** Sax, H., Barou, M., *Smart-Power: verlustarme Steuerungs-Treiber*, Elektronik 7/1991, p. 152÷156.
- S10A.** Scheffel, R., *Simulation analoger Schaltungen mit SPICE*, Mikroperipherik 2/90, p. XIX÷XXI.
- S11A.** Scheffel, R., *Analog-Simulation wird reifer*, Elektronik Journal, 20/1989, p. 28÷37.
- S12A.** Schrems, P., *Sensorsignale über das Ethernet*, Elektronik Industrie, 9/1997, p. 90÷93.
- T1A.** Tolle, H., *Die Roboterhand bekommt Gefühl. Komplexe Sensorik vereinfacht die Roboternutzung*, Elektronik, Nr. 5(1987), p. 16÷28.
- T2A.** Tränkler, H. R., *Sensorspezifische Mess-Signalverarbeitung*, Messen Prüfen Automatisieren, Nr. 6(1986), p. 332÷339.
- T3A.** Tigges, B., *Funktionsüberwachte Näherungsschalter, Der Trick mit der Blende*, Industrie-Elektronik, 6/1986, p. 34÷36.
- T4A.** Trauenfels, A., *Induktiver Sensor zur berührungslosen Lagenvermessung und Werkzeugführung*, Technisches Messen 11/1984, p. 398÷404.
- V1A.** VDI-Technologiezentrum, *Sensoren in Dickschichttechnologie*, Mikroperipherik 7/8(1986).
- V2A.** VDI-Technologiezentrum, *Kapazitiver Positionssensor*, Mikroperipherik 7/8(1986).
- V3A.** Villerman, G., Billat, A., *New Inductance Proximity Sensors and Applications*, Proceedings of the Conference Sensor 1985, Karlsruhe, p. 6.2.1÷6.2.10.
- V4A.** Viehmann, L., *Berührungsloses Erfassen von Abstand, Weg oder Position in der automatischen Fertigung*, Design & Elektronik, Nr. 6/1987, p. 105÷110.
- V5A.** Volburg, J., *ASI - intelligent bis vor Ort verdrahten*, Design & Elektronik 9/1997, p. 38÷41.
- W1A.** Wenzel, B., *Kommandoprotokoll für intelligente Sensoren*, Elektronik 12/1991, p. 55÷59.
- W2A.** Wemer, B., *Der kleine Bruder des Interbus-S*, Elektronik, 1/1995.
- W3A.** Walcher, H., Bartosz, R., *Intelligente Sensoren*, Elektronik 23/1987, p. 115÷118.
- W4A.** Weißhaupt, B., *Berührungslose induktive Näherungssensoren*, Design & Elektronik, 6/1987, p.131÷132.
- W5A.** Werner, B., *Vereinfachter Sensor / Aktor-Busanschluß*, MSR Magazin 3/1995.
- W6A.** Wagenblaß, D., *Induktive Näherungsschalter*, KEM, 12/1979, p. 47÷48.
- W7A.** Wilson, I., *Solving Differential Equations with PSPICE*, MicroSim Source, 10/1995, p. 3÷7.
- W8A.** Wyatt, M., *Test Analog Circuits with Random Digital Data*, MicroSim DCS, 4/1995, p. 9÷11.
- Z1A.** ZAM, *Induktiver Abstandssensor*, ZAM-Bericht, 1994.
- Z2A.** Ziebart, W., *Hohe Anforderungen an KFZ-Sensoren*, Markt & Technik 22/1991, p. 34÷35.
- Z3A.** Zoth, P., *Temperatursensor-Chip bietet Watchdog-Funktion und I²C-Interface*, Design & Elektronik-Sensortechnik 4/1996, p. 42÷44.
- Z4A.** Zulauf, J. M., *Réalisez votre détecteur de proximité a seuils réglables*, Electronique et microelectronique industrielles, 207/1975, p. 54÷58.
- Z5A.** Zansky, Z., *Modeling Right-Half-Plane zero and design feedback loop compensation for switching power supply*, MicroSim S, 6/1996, p. 1, 6÷8.
- *1A.** ***, *Feinfühlig-Sensoren mit vielen Anwendungsmöglichkeiten*, Elektronik-Praxis, Nr. 13(1991), pg. 48÷55.
- *2A.** ***, *Anbieterübersicht für Entwickler: Sensoren*, Design & Elektronik Sensortechnik, 1991, p.23÷34.
- *3A.** ***, *Standhafte Zwerge. Näherungsschalter überwachen Automatisierungseinrichtungen*, Betriebstechnik, März 1991, p. 26÷27.
- *4A.** ***, *Anbieterübersicht für Entwickler: Sensoren*, Design & Elektronik Sensortechnik, 1989, p. 40÷48.
- *5A.** ***, *Fachreport. Sensoren: Für Prozesse unentberlich*, Elektroanzeiger, Nr.18(1983), p. 16÷17.
- *6A.** ***, *Finite Integration - Simulation von elektromagnetischen Feldern*, Elektronik-Praxis, Nr. 7(1994).
- *7A.** ***, *Ein Schmäckerl für die Physiker: Software zur Entwicklung elektromagnetischer Bauteile*, Markt & Technik Nr.36(1992), p. 18.
- *8A.** ***, *Weltbus im Sicht?*, Konstruktion & Entwicklung, 4 (1994), p. 32÷39.

- *9A. ***, *Zweiteiler. Induktive Näherungsschalter mit genormter analoger Schnittstelle*, in *Elektro-Jahr 1990*, p. 142÷143.
- *10A. ***, *Näherungsschalter - Induktiver Kurzstreckenfunk*, *Elektrotechnik*, Dez./1990, p. 29÷30.
- *11A. ***, *Funk für kurze Strecken*, *Flexible Automation*, 4/1990.
- *12A. ***, *Feldbusse*, *Markt & Technik*, 28/1994.
- *13A. ***, *BGA - Ball Grid Arrays*, *Elektronik Praxis*, 21/1994.
- *14A. ***, *Miniaturisierte Näherungsschalter in Dickschichttechnologie*, *Elektronik Praxis*, 5/1990.
- *15A. ***, *TCA205-Ein induktiver Näherungsschalter*, *ELO 5/1980*, p. 60÷62.
- *16A. ***, *Schaltbeispiel TCA305 und SIPMOS*, *Siemens Produktinformation*, 1986, p.1÷11.
- *17A. ***, *Funktionskontrolle von Näherungsschalter. Überwachung in Serie*, *Industrie-Elektronik*, 31/1986, p. 34÷36.
- *18A. ***, *Induktive Näherungsschalter mit TCA305 und SIPMOS*, *Know How*, p. 96÷104.
- *19A. ***, *Abgleich intelligenter Sensoren mit einem Low-Cost-Funktionstester*, *Elektronik*, 6/1988, p. 134÷138.
- *20A. ***, *Induktive Näherungsschalter mit genormter Schnittstelle*, *Elektro-Anzeiger 8/1989*, p. 58÷59.
- *21A. ***, *Miniatur_Näherungsschalter in Hybridtechnik*, *Elektro-Anzeiger 3/1991*, p. 34÷35.
- *22A. ***, *Induktive Analoggeber mit vielfältigen Einsatzmöglichkeiten*, *Sensor Report*, 2/1989, p. 36÷40.
- *23A. ***, *Weltbus im Sicht.*, *Konstruktion & Entwicklung 4/1994*, p. 24÷29.
- *24A. ***, *ASI bringt Sensorik zum Bus*, *Markt & Technik 10/1993*, p. 79.
- *25A. ***, *ASI als Zubringer für höhere Feldbusse*, *Markt & Technik 7/1994*, p.67.
- *26A. ***, *Zweidraht-Technik am ASI-Bus*, *Produktion 10/1994*.
- *27A. ***, *Vorteile kombiniert. Zweidraht-Technik am ASI-Bus*, *Flexible Automation 3/1995*, p. 26÷27.
- *28A. ***, *Profibus. Vernetzung mit SUCONET-P*, *Klöckner Moeller Bulletin VER27-7217*, 2/92, p. 2÷7.
- *29A. ***, *Was spricht für den Profibus*. *Engineering & Automation 2/1993*.
- *30A. ***, *Sensor- / Aktorfeldbus InterBus-S*, *Markt & Technik 7/1994*, p. 66.
- *31A. ***, *InterBus-S. Über 28% Marktanteil*, *Automation 4/1995*.
- *32A. ***, *Feine Sache. ASI ersetzt den Kabelbaum*, *Elektronikpraxis 23/1994*, p. 34÷38.
- *33A. ***, *ASI im EMV-Härtetest*, *Design & Elektronik Sensortechnik 1995*, p. 22.
- *34A. ***, *EMV-gerechtes Design elektrotechnischer und elektronischer Geräte und Systeme*, *EMV-ESD 2/91*.
- *35A. ***, *Elektrostatistische Aufladungen an elektronischen Bauelemente*, *EMV-ESD 2/91*.
- *36A. ***, *Grundlagen der Burstprüfung*, *EMV-ESD 2/91*.
- *37A. ***, *Magnet-induktive Sensoren zur Positionerfassung an Pneumatik-Zylinder*, *Und-Oder-Nor + Steuerungstechnik 10/1992*, p. 56÷57.
- *38A. ***, *Sensoren werden intelligent*, *Markt & Technik 22/1991*, p. 100÷101.
- *39A. ***, *Kleinste Auflösungen*, *Industrie-Elektrik+Elektronik*, 35/1990, p. 54.
- *40A. ***, *Busfähiger smarter Zweidraht-Magnetfeldsensor*, *Markt&Technik 39/1991*, p. 20÷22.
- *41A. ***, *Sensoren mit "Köpfchen"*, *Markt&Technik 34/1991*, p. 22÷23.
- *42A. ***, *Schweißfeste Näherungsschalter müssen nicht langsam sein*, *MSR Magazin 4/90*.
- *43A. ***, *ASICs entwickeln mit Top-Down-Methode*, *Markt & Technik 48/1991*, p. 16÷17.
- *44A. ***, *ASI EMV-Nahkampf gewonnen*, *Industrie-Elektrik+Elektronik 9/1994*, p. 22÷23.
- *45A. ***, *Näherungsschalter wird mit Dauermagnet angesteuert*, *Design & Elektronik-Sensortechnik April/96*, p. 22.
- *46A. ***, *Aktuator-Sensor-Interface mit dreifacher Reichweite*, *Design & Elektronik-Sensortechnik April/96*, p. 19÷20.
- *47A. ***, *Verstärkungsfaktor präzise digital programmieren*, *Elektronik 14/1984*, p. 75÷78.
- *48A. ***, *Worst-Case Analysis in PSPICE*, *MicroSim Design Center Source*, 10/1993, p. 7÷11.
- *49A. ***, *Plotting Frequency Responce at One Frequency vs. an Arbitrary Parameter*, *MicroSim DCS*, 1/1994, p. 8÷9.
- *50A. ***, *Obtain S-Parameter Data from Probe*, *MicroSim DCS*, 4/1994, p. 13÷15.
- *51A. ***, *Analog Performance Optimization in Design Center Release 6.1.*, *MicroSim DCS*, 7/1994, p. 1, 11÷14.

BIBLIOGRAFIE - STANDARDE

- I1S.** IEC 205: *Calculation of the effective parameters of magnetic piece parts*, 1966.
- I2S.** IEC 367-1: *Cores for inductors and transformers for telecommunications*, 1982.
- I3S.** IEC 947-1: *Low-voltage switchgear and controlgear, Part 1: General Rules* (= pr. EN 60947-1 = DIN VDE 0660: Niederspannungs-Schaltgeräte, Teil 100: Grundnormen).
- I4S.** IEC 947-5-1: *Low-voltage switchgear and controlgear, Part 5: Control circuit devices and switching elements, Section 1: Electromechanical control circuit devices* (= pr. EN 60947-5-1 = DIN VDE 0660: Niederspannungs-Schaltgeräte, Teil 200: Steuergeräte und Schaltelemente, Sektion 1: Electromechanische Steuergeräte).
- I5S.** IEC 947-5-2: *Low-voltage switchgear and controlgear, Part 5: Control circuit devices and switching elements, Section 2: Proximity switches* (= pr. EN 60947-5-1 = DIN VDE 0660: Niederspannungs-Schaltgeräte, Teil 200: Steuergeräte und Schaltelemente, Sektion 1: Näherungsschalter).
- I6S.** IEC 801-1: *Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment, Part 1: General introduction* (= VDE 0843-1: Elektromagnetische Verträglichkeit von Meß-, Steuer- und Regeleinrichtungen in den industriellen Prozeßtechnik, Teil 1: Allgemeine Einführung).
- I7S.** IEC 801-2: *Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment, Part 2: Electrostatic discharge requirements* (= VDE 0843-2: Elektromagnetische Verträglichkeit von Meß-, Steuer- und Regeleinrichtungen in den industriellen Prozeßtechnik, Teil 2: Störfestigkeit gegen die Entladung statischer Elektrizität).
- I8S.** IEC 801-3: *Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment, Part 3: Radiated electromagnetic field requirements* (= VDE 0843-3: Elektromagnetische Verträglichkeit von Meß-, Steuer- und Regeleinrichtungen in den industriellen Prozeßtechnik, Teil 3: Störfestigkeit gegen elektromagnetische Felder).
- I9S.** IEC 801-4: *Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment, Part 4: Electrical fast transient requirements - BURST* (= VDE 0843-4: Elektromagnetische Verträglichkeit von Meß-, Steuer- und Regeleinrichtungen in den industriellen Prozeßtechnik, Teil 4: Störfestigkeit gegen schnelle transiente Störgrößen).
- I10S.** IEC 801-5: *Electromagnetic compatibility for industrial-process measurement and control equipment, Part 5: SURGE immunity requirements* (= VDE 0843-5: Elektromagnetische Verträglichkeit von Meß-, Steuer- und Regeleinrichtungen in den industriellen Prozeßtechnik, Teil 5: Störfestigkeit gegen Stoßspannungen).
- I11S.** IEC 1000-4-5: *Electromagnetic compatibility EMC, Part 4: Testing and measurements techniques, Section 5: SURGE immunity test*.
- I12S.** IEC 801-6: *Electromagnetic compatibility for electrical and electronic equipment, Part 6: Immunity to conducted disturbances, induced by radio frequency fields above 9kHz* (= VDE 0843-6: Elektromagnetische Verträglichkeit für elektrische und elektronische Geräte, Teil 6: Störfestigkeit gegen leitungsgeführte Störgrößen, induziert durch hochfrequente Felder über 9 kHz).
- D1S.** DIN 19234: *NAMUR elektrische Wegfühler*. Normenarbeitsgemeinschaft für Meß- und Regeltechnik der chemischen Industrie.
- D2S.** DIN EN 50036: *Induktive Näherungsschaltungen, Form A für Wechselspannung und zwei Anschlüsse*.
- D3S.** DIN EN 50037: *Induktive Näherungsschaltungen, Form C für Wechselspannung und zwei Anschlüsse*.
- D4S.** DIN EN 50038: *Induktive Näherungsschaltungen, Form D für Wechselspannung und zwei Anschlüsse*.
- D5S.** DIN EN 50040: *Induktive Näherungsschaltungen, Form A für Gleichspannung und zwei Anschlüsse*.

- D6S.** DIN VDE 0875: *Teil 11: Grenzwerte und Meßverfahren für Störungen von industriellen, wissenschaftlichen und medizinischen Hochfrequenzgeräten (= EN 55011).*
- D7S.** DIN VDE 0877: *Teile 1 und 2: Messen von Funkstörfeldstärken.*
- D8S.** DIN EN 50010: *Induktive Näherungsschalter. Meßverfahren zur Ermittlung des Schaltabstandes und Schaltfrequenz.*
- D9S.** DIN EN 50082: *Elektromagnetische Verträglichkeit, Fachgrundnorm Störfestigkeit. Teil 1: Wohnbereich, Gewerbebereiche und kleine Betriebe, Teil 2: Industriebereich (EN 50082 EMC, Generic immunity standard. Part 1: Residential, commercial and light industrie, Part 2: Industrial environment).*
- D10S.** DIN EN 50081: *Elektromagnetische Verträglichkeit, Fachgrundnorm Störaussendung. Teil 1: Wohnbereich, Gewerbebereiche und kleine Betriebe, Teil 2: Industriebereich (EN 50081 EMC, Generic emission standard. Part 1: Residential, commercial and light industrie, Part 2: Industrial environment).*
- D11S.** DIN EN 50032: *Induktive Näherungsschalter. Begriffe, Einteilung, Bezeichnung.*
- D12S.** DIN VDE 0843: *Teil 5: Elektromagnetische Verträglichkeit für elektrische und elektronische Geräte. Störfestigkeit gegen Stoßspannungen.*
- M1S.** MIL-STD 883C: *Military Standard. Test Methods and Procedures For Microelectronics.*

BIBLIOGRAFIE - BREVETE DE INVENTIE

- B1P.** Becker, W. J., *Verfahren zum Messen einer verlustbehafteten Spule und nach diesem Verfahren aufgebauter induktiver Abstandssensor*, DE 38 141 131 A1, 1989.
- B2P.** Boon, C., et. al., *Oscillator Circuit*, 0 261 714 B1, Philips, H03B, 1991.
- B3P.** Buck, R., *Elektronisches Schaltgerät*, IFM, DE 42 00 207 C1, H03K, 1993.
- B4P.** Bösebeck, P., *Sensor und Verfahren zur Messung der Position eines Dämpfungskolbens in einem Dämpfungszylinder eines Schwingungsdämpfers*, DE 41 12 276 A1, G01B, 1992.
- B5P.** Bürgel, J., et.al., *Elektronisches Schaltgerät*, IFM, DE 40 23 529 A1&C1, H03K, 1991.
- B6P.** Becker, W.J., *Induktiver Näherungssensor zur materialunabhängigen Abstandsmessung*, DE 44 27 990, G01B, 1994.
- B7P.** Bell, J., *Integriertes Bussystem zur gleichzeitigen Übertragung eines Versorgungsspannungssignals und von Information enthaltenden Signalen*, DE 39 12 162 A1, H04L.
- B8P.** Badaran, T. J., Hilgers, W., *Abgleichbare Bauelementanordnung*, Siemens, DE 39 10 165 A1, H05K, 1990.
- B9P.** Borst, W., *Anordnung zur Signalübertragung in einer Messanordnung*, Endress & Hauser, DE 36 15 452 A1, G08C, 1987.
- B10P.** Bosch, R., *Elektrisches Schaltgerät*, Bosch, DE 26 28 427 C, H03K, 1979.
- B11P.** Bäckmann, R., *Verfahren und Anordnung zur programmierbaren Änderung von elektrischen Bauelementen in Sensoren*, DE 36 19 483 A1, G05B, 1987.
- B12P.** Buck, R., *Elektronisches, berührungslos arbeitendes Schaltgerät*, DE 30 38 102 C2, H03K, 1982.
- C1P.** Charrier, P., et. al., *Regulated Voltage Dual-Wire-Type Detector*, Telemecanique, PCT/FR91/00814, H03K, G01D, 1992.
- C2P.** Craigie, N., et. al. *Verfahren zum induktiven Erzeugen eines elektrischen Meßsignals zum Bestimmen des Weges und/oder der Position im Raum und/oder von Materialeigenschaften*, Pepperl & Fuchs, DE 38 40 532 C2, G01D, 1991.
- E1P.** Erdmann, J. et. al., *Schalteranordnung*, Sick, DE 39 05 163 C2, H03K, 1991.
- E2P.** Eckardt, D., u. a., *Sensor zur Messung physikalischer Größen und Verfahren zum Abgleich des Sensors*, DE 34 46 248 A1, G01D, 1986.
- F1P.** Fericean, S., Kammerer, H., Plank, H.W., *Berührungslos arbeitender Näherungsschalter*, Balluff, DE 41 23 828 C2, 1992.
- F2P.** Fericean, S., Kammerer, H., Takarada, M., *Elektronisches Zweidrahtschaltgerät*, Balluff, DE 43 06 950 C2, 1997.
- F3P.** Fericean, S., Friedrich, M., Gass, E., *Sensor*, Balluff, DE 43 17 359 A1, 1993.

- F4P.** Fericean, S., Kammerer, H., Plank, H.W., *Proximity Switch Operating in a non-contacting Manner*, Balluff, USA 5,408,132, 1995.
- F5P.** Fericean, S., Friedrich, M., Gass, E., *Inductive Sensor Responsive to the Distance to a Conductive or Magnetisable Object*, Balluff, USA 5,504,425, 1996.
- F6P.** Fericean, S., Gass, E., et. al., *Verfahren und Vorrichtung zum polgerechten Erkennen und Umschalten einer Endstufe*, Balluff, DE 195 27 175 C1, 1996.
- F7P.** Fericean, S., Gass, E., *Berührungslos arbeitender Näherungsschalter und Verfahren zu seiner Programmierung*, Balluff, DE 195 27 174 A1, 1995.
- F8P.** Fenk, J., Stepp, R., *Integrierbare Oszillatorschaltung*, Siemens, DE 33 33 402 A2, 1985, and 0 141 933 A2, H03B, 1985.
- F9P.** Förster, F., *Induktives Suchgerät*, DE 37 15 652 C2, G01V, 1995.
- F10P.** Fornefeld, R., Kölpin, T., *Abgleich von vergossenen Näherungsschaltern*, Siemens, DE 43 31 555 A1, H03K, 1994.
- F11P.** Fericean, S., Friedrich, M., Gass, E., *Fühler*, Balluff, 0 626 595 A2, 1994.
- F12P.** Fericean, S., Gass, E., et. al., *Method and Arrangement for Appropriately Polarity Recognition and Switchover of an Output Stage*, Balluff, USA 685,699, 1996.
- F13P.** Fericean, S., Gass, E., *Non-Contact Proximity Switch and Method for Programming it*, Balluff, USA 685,714, 1996.
- F14P.** Fukuyama, T., *Elektronische Schaltvorrichtung*, Omron, DE 31 23 828 C3, H03K, 1989.
- G1P.** Gehring, G., Hödlmayr, F., *Oszillator/Demodulator-Schaltungsanordnung für einen induktiven Annäherungsschalter*, Siemens, 0 172 393B1, 1990.
- G2P.** Gehring, G., Hödlmayr, F., *Oszillator/Demodulator-Schaltungsanordnung für einen induktiven Annäherungsschalter*, Siemens, 0 207 372B1, 1990.
- G3P.** Gehring, G. et. al., *Oscillator/Demodulator Circuit Arrangement for an Inductive Proximity Switch*, Siemens, USA 4,609,882, G01V, 1986.
- G4P.** Graf, R., *Sensoreinrichtung für einen Schienenkontakt*, Siemens, DE 41 32 392 A1, H03K, 1993.
- G5P.** Graf, R., *Sensoreinrichtung für einen Schienenkontakt*, Siemens, DE 41 32 393 A1, H03K, 1993.
- H1P.** Hödmayer, F., *Oszillator-Demodulator-Anordnung für einen induktiven Näherungsschalter mit mehreren Schaltpunkten*, Siemens, DE 43 20 685 A1, H03K, 1995.
- H2P.** Hofbeck, M., *Schaltung zur induktiven Distanzerfassung eines Metallteiles*, ZAM-Nürnberg, DE 42 32 426 C, G01B, 1994.
- H3P.** Högener, H. J., *Verfahren und Identifizierung von Busteilnehmern*, Klöckner-Moeller, DE 38 38 152 A1, H04L, 1990.
- H4P.** Heimlicher, P., *Verfahren zur Kompensation der Temperaturabhängigkeit der Schwingamplitude eines durch einen Generator angeregten Schwingkreises*, Contrinex, 0 070 796 B1, H03L 1985.
- I1P.** Ishibashi, K., et al., *Sensor having an Oscillation Circuit*, Omron, 0 404 065A1, 1990.
- J1P.** Jacob, L., *Berührungslos wirkendes elektronisches Gerät, Pulsatronic*, DE 34 12 343 A1, G01B, 1985.
- K1P.** Kamiya, F., et al., *Proximity Switch*, Omron, 0 171 013A1, 1984.
- K2P.** Kamiya, F., et al., *Proximity Switch having variable Gain Oscillator*, Omron, USA 4,613,830, 1986.
- K3P.** Kamiya, F., et al., *Proximity Switch*, Omron, USA 4,644,298, 1987.
- K4P.** Kamiya, F., et al., *Proximity Switch*, Omron, 0 169 582B1, 1991.
- K5P.** Kanda, Y., et al., *Oscillation Circuit for Proximity Switch*, Omron, 0 371 489A2, 1989.
- K6P.** Kriz, D., *Temperaturstabiler Schwingkreisoszillator*, Lohse, DE 39 00 802 C2, H03B.
- K7P.** Kirchlechner, P., *Phasempfindliche Gleichrichteranordnung mit Integrationswirkung*, SGS-Thomson, 0 540 906 A1, H03D, H03F, 1993.
- K8P.** Kriz, D., *AC-Schalter, insbesondere AC- Näherungsschalter*, Lohse, DE 39 00 801 A1, 1990, H03K.
- K9P.** Kriz, D., *Temperaturstabiler Schwingkreisoszillator*, Festo, 0 453 508 B1, H03K, 1991.
- K10P.** Kanda, Y., et al., *Oscillation Circuit for Proximity Switch*, Omron, USA 4,968,953, Omron, 1990.
- K11P.** Kriz, D., *Temperature-Stable Tuned-Circuit Oscillator, Especially in a Proximity Switch*, Lohse, 5,278,523 H03B, 1994.
- K12P.** Klaschka, W., *Annäherungsschalter*, DE 39 31 892 A2, H03K, 1989.
- K13P.** Kriz, D., *Temperaturstabiler induktiver Näherungsschalter*, Lohse, DE 39 16 386 A1, H03K, 1989.

- K14P.** Kriz, D., *Temperaturstabiler induktiver Näherungsschalter*, Festo, EP 0 399 242 B1, H03K, 1990.
- K15P.** Kammerer, H., *Selbstprüfender Näherungsschalter*, Balluff, DE 35 27 619 C1, H03K, 1986.
- L1P.** Link, W., et al., *Oszillator, insbesondere für einen berührungslos arbeitenden induktiven Näherungsschalter*, Euchner, 0 403 733 A1, H03K, H03B, 1990.
- L2P.** Leonard, D., et. al. *Induktiver Näherungsschalter*, Telemecanique, DE 38 13 732 C2, G01R, 1991.
- L3P.** Lamarche, J. L., *Verfahren und Schaltungsanordnung zur Umsetzung einer analogen Meßspannung in ein digitales Meßsignal*, IFM, DE 39 11 457 C2, H03M, 1992.
- L4P.** Lamarche, J. L., *Konstantstromgenerator*, IFM, DE 37 44 756 C2, G05F, 1991.
- L5P.** Lamarche, J. L., *Elektronische Schaltungsanordnung mit einem ein Einstellelement aufweisenden Bauteil*, IFM, 0 514 570 A1, G05F, H03K, 1992.
- L6P.** Luber, E., *Einlesen von Betriebsparameter in einen funktionsbereiten Näherungsschalter*, Siemens, 0 519 089 A1, H03K, 1992.
- L7P.** Lehr, S., et. al., *Verfahren und Vorrichtung zur Parameter-Einstellung*, Thomson, DE 42 02 230 A1, G08C, 1993.
- L8P.** Lühr, P., *Leitungsstufe*, Honeywell, DE 33 27 646 A1, H03K, 1985.
- L9P.** Lamarche, J. L., *Elektronisches Schalgerät*, DE 41 11 297 C1, IFM, H03K, 1992.
- L10P.** Lamarche, J. L., *Elektronisches Schalgerät*, DE 40 23 526 A1, IFM, H03K, 1991.
- L11P.** Lamarche, J. L., *Elektronisches Schalgerät mit Zustandsindikator*, 0 461 550 A2, IFM, H03K, 1991.
- L12P.** Link, W., *Non-Contact Proximity Switch*, 4,771,359 H01H, 1988.
- L13P.** Lamarche, J. L., *Induktiver Näherungsschalter*, IFM, DE 40 06 893 C2, H03K, 1995.
- L14P.** Link, W., *Berührungsloser Näherungsschalter*, 0 228 019, H03K, 1986.
- L15P.** Luber, E., *System and Method for Reading Operating Parameters into an Operationally Ready Proximity Switch*, Siemens, G08B, 1996.
- M1P.** Maag, H., *Einrichtung zur berührungslosen Steuerung einer Sanitärarmatur*, Hansa, DE 38 07 484 C1, E03C, 1989.
- M2P.** Meindl, G., Heringer, E., *Induktives Bauelement*, Siemens, DE 42 06 813 A1, 1993.
- M3P.** Milosevic, D., *Elektronischer Näherungsschalter*, Honeywell, DE 27 13 982 C2, H03K, 1987.
- M4P.** Monti, M. M., et. al., *Integrated Circuit with Trimmable Passive Components*, SGS-Thomson, 0 511 536 A1, H03H, H01C, 1992.
- M5P.** Main, E., *Balanced Oscillator*, Motorola, 0 223 228 B1, H03K, 1993.
- N1P.** Nodera, H., Omron, *Annäherungsschalter*, DE 36 06 586A1, 1988.
- N2P.** Nishijima, K., *Oscillation Circuit*, NEC, 0 457 348 A2, H03B, 1991.
- N3P.** Nordholt, E., et. al., *Oscillator Circuit*, 0 148 520 B1, Philips, H03B, 1988.
- O1P.** Omron, *Oscillation Circuit for Contactless Switch*, JAP 168704, 1988.
- O2P.** Ogata, A., et. al., *Proximity Switch*, Omron, 0 523 563 A1, H03K, 1992.
- P1P.** Pham, P., et. al., *Voltage Controlled Oscillator Employing Negative Resistance*, Motorola, 0 535 883 A1, H03B, 1992.
- R1P.** Rilly, G., *Voreinstellbarer Widerstand*, Deutsche Thomson, DE 37 11 102 A1, H01C, 1987.
- S1P.** Spähn, H., *Electronic Proximity Switch Device*, IFM, USA 4,672,230, H01H, 1987.
- S2P.** Steinhagen, W., u.a., *Trimmschaltung und unter Verwendung einer solchen Trimmschaltung ausführbares Abgleichverfahren*, Texas DL., DE 39 22 977 A1& C2, H03H, 1992.
- S3P.** Schwarz, S., *Netzwerk für die Steuer-, Mess- und Regeltechnik zur Daten und Energie-Übertragung*, Schwanz, DE 36 31 477 C2, H04B, 1991.
- T1P.** Tigges, B., *Annäherungsschalter mit minimalem Strombedarf*, Turck, DE 33 18 900 A1, H03K, 1984.
- T2P.** Tigges, B., *Elektronisches, vorzugsweise berührungslos arbeitendes Schaltgerät*, Turck, DE 40 27 368 C1 & 0 473 136 A2, H03K, 1991.
- T3P.** Tigges, B., *Elektronisches, vorzugsweise berührungslos arbeitendes Schaltgerät*, Turck, 0 472 919 A2, H03K, 1991.
- T4P.** Tanimoto, S., *Oscillator Circuit and Proximity Switch using it*, Omron, 0 537 747 A2, H03K.
- T5P.** Tigges, B., *Induktiver Näherungsschalter*, Turck, 0 479 078 A2, H03K, 1991.
- T6P.** Tigges, B., *Induktiver Näherungsschalter*, Turck, DE 37 14 433, H03K, 1988.
- T7P.** Tigges, B., *Näherungsschalter*, Turck, DE 43 05 385 A1, H03K, 1994.
- T8P.** Takahashi, F., *Proximity Switch*, Fuji, USA 4,803,444, H03B, 1989.

- T9P.** Tigges, B., *Induktiver Näherungsschalter*, Turck, DE 39 12 946 C3, H03K, 1989.
- T10P.** Takezoe, F., u.a., *Methode and Apparates for Transmitting Signals of a Transmission Line*, Fuji Electric Co., 0 522 244 A2, H04L, 1991.
- T11P.** Tigges, B., et. al., *Non-Contact Operating Proximity Switch*, Turck, 4,757,213, H05K, 1988.
- T12P.** Trüper, D., Hermle, K., *Inductive Proximity Switch*, Balluff, 4,553,040, H01H, 1985.
- T13P.** Tigges, B., *Inductive Proximity Switch*, Turck, 5,264,733, H01H, 1993.
- U1P.** Ueda, K., *Schaltungsanordnung zur Einstellung der Empfindlichkeit eines Sensors*, Omron, DE 36 08 639 C2, H01C, 1991.
- V1P.** Vietze, H., et. al., *Universal Ausgangsschaltung*, Baumer, 0 396 695 B1, G01R, 1990.
- W1P.** Wagner, H.J., Dietrich, J., *Initiatorschaltung*, MT-Dresden, DE 41 18 647 A1&C1, H03K, 1993.
- W2P.** Weisshaupt, B., *Zweipunktschalter*, Baumer, DE 37 14 938 A1, H03K, 1987.
- W3P.** Westrup, K.P. et. al., *Elektronisches Schalgerät*, IFM, DE 43 41 600 C1, H03K, 1995.
- W4P.** Wilson, M.A., et. al., *Linear Oscillator for Proximity Sensor*, Electro Corporation, USA 4,001,718, G01R, 1977.
- W5P.** Wetzel, G., *Anordnung zur Signalubertragung in einer Messanordnung*, Endress & Hauser, DE 36 15 463 A1, G08C, 1987.
- W6P.** Wuhrl, A., *Proximity Switch, which indicates the Presence or Absence of Field changing Objects at a defined Distance from the Proximity Switch by a binary Signal with the Aid of Excitation and Detection of a field*, M.A.N. DL, 4 502 042, G08B, 1985.
- Y1P.** Yabuki, H., et.al., *Oscillator*, Matsushita, 0 404 080 A2, H03B, 1990.
- Y2P.** Yamatake, H., *Proximity Switch*, Yamatake, JAP 62-186614, 1987.

BIBLIOGRAFIE - CATALOGE INDUSTRIALE, MANUALE DE UTILIZARE

- A1C.** ANSOFT CORP., *MAXWELL Simulator Technical Manuals*, 1994.
- A2C.** ANSOFT CORP., *MAXWELL Simulator Catalog*, 1992.
- A3C.** ASCOM MICROELECTRONICS, *Integrated Circuits for Proximiy Switches*, 1989,90,92,93.
- A4C.** ASIC, *Bipolar Integrated Transistors*, 1993.
- A5C.** ANALOG DEVICES, *Linear Products Databook*, 1994/95.
- A6C.** ANALOG MICROELECTRONICS GmbH, *Data Sheets*, 1997.
- A7C.** AMS-GROUP, AUSTRIA MIKRO SYSTEME, *Products Technologies - Reference Guide*, 1996.
- A8C.** ANALOG DEVICES, *Designer's Reference Manual*, 1996.
- A9C.** AUSTRIA MIKRO SYSTEME, ASI Slave IC - *Data Sheets*, 1996.
- A10C.** ABB HAFO, *Designing Mixed Signal ASICs*.
- B1C.** BALLUFF, *Control Equipament for Industrial Automation*, 1997.
- B2C.** BALLUFF-NIHON/JAPAN, *Remote Sensors Catalog*, 1993.
- B3C.** BALLUFF Inc./USA, *Miniature Optical Sensors*, 1995.
- B4C.** BAUMER, *Induktive Naherungsiniatoren*, 1995.
- B5C.** BALLUFF, *Sensor Systeme, AS- Interface*, 1996.
- C1C.** CST Computer Simulation Technology, *MAFIA-ECAD System Catalog*, 1994.
- C2C.** CONTRINEX; *Induktive Näherungsschalter, Hochleistungsprogramm*, 1995.
- E1C.** EXAR, Flexar, *Flexible Linear Array*, 1995.
- E2C.** EM MICROELECTRONIC - MARIN, *EM Microcontroller Family*, 1997.
- E3C.** EM MICROELECTRONIC - MARIN, *Low Power CMOS in Our Business*, 1995.
- E4C.** EXEL, *Integrated Circuits*, 1994.
- H1C.** HUGES, *Data Sheets: Solid State Trim Potentiometers*, 1994.
- I1C.** INTERNATIONAL RECTIFIER, *Hexfet - Catalog and Designer Manual*, 1993.
- I2C.** INTEGRATED ENGINEERING SOFT.; *CAE-Software for Electromagnetic Design Catalog*, 1995.
- I3C.** IFM-ELECTRONIC, *Efector Catalog*, 1995/96.
- K1C.** KASCHKE, *Kamafer-Werkstoffe Katalog*, 1990.
- M1C.** MICROSIM, *PSPIICE Design Center User's Manuals*, 1994.
- M2C.** THE MATHWORKS Inc., *The Matlab Expo. An introduction to Matlab*, 1996.

- M3C.** MICROCHIP - PIC 16/17, CMOS Microcontroller Family, 1997.
- M4C.** MAXIM, *Miniature 3-Terminal References* 1997.
- M5C.** MIETEC, DBIMOS - SBIMOS Smart BICMOS Families, 1995.
- N1C.** NEOSID, *Soft Ferrite Components*, 1991.
- N2C.** NATIONAL Smod, *Temperature Sensors*, 1996.
- N3C.** NATIONAL SEMICONDUCTOR, *Integrated Circuits*, 1995.
- N4C.** NATIONAL SEMICONDUCTOR, *Memory Databook*, 1994.
- O1C.** OMRON, *Proximity Switches Catalog*, 1993.
- P1C.** PHILIPS, *Magnetic Products*, 1995.
- P2C.** PULSOTRONIC, *Pulsoren-Berührungslose elektronische Näherungsschalter Katalog*, 1994.
- P3C.** PEPPERL+ FUCHS, *Sensoren Katalog*, 1995.
- P4C.** PHILIPS, *Power MOSFET Semiconductors*, 1996.
- P5C.** PHILIPS, *SMD Semiconductors*, 1994.
- R1C.** RAMTRON, *FRAM - Die neue Generation con nichtflüchtigen Speichern*, 1994.
- S1C.** SIEMENS & MATSUSHITA, *Ferrite Katalog*, 1995.
- S2C.** SIEMENS, *Datenbuch: Ferrite und Zubehör*, 1991.
- S3C.** SGS-THOMSON MICROELECTRONICS, *Integrated Circuits Catalog*, 1990, 1992, 1994.
- S4C.** SIEMENS, *ICs for Inductive Proximity Switches, Product Informations*, 1994.
- S5C.** SGS-THOMSON MICROELECTRONICS, *Precision Temperature Sensors*, 1994.
- S6C.** SIEMENS, *SIPMOS Semiconductors, Data Book*, 1992.
- S7C.** SIEMENS, *Halbleiter - Technische Erläuterungen und Kenndaten*, 1990.
- S8C.** SIEMENS, *Mini Smart Switches, Preliminary Data Sheets*, 1995.
- S9C.** SIEMENS, *Diskrete Halbleiter für Oberflächenmontage*, 1988.
- S10C.** SIEMENS, *Small Signal Semiconductor. AF Transistor & Diodes*, 1992.
- T1C.** THOMSON-CSF, *Soft Ferrites*, 1994.
- T2C.** TURCK, *UPROX-Inductive Proximity Switches without Metal Reduction Factor*, 1995.
- T3C.** TELEMECANIQUE, *Sensors Catalogue*, 1993.
- T4C.** THESYS, *THB2015 BICMOS Process Manual*, 1996.
- U1C.** UNITRODE, *Product Data and Applications Handbooks, UICC's Bipolar Process with Option for Operating Voltage range up to 65 V*, 1997.
- V1C.** VDE-Vorschriftenwerk. *Katalog der Normen* 1992, VDE-Schriftenreihe, VDE Verlag, Berlin 1992.
- V2C.** VECTOR FIELDS, *Software for Electromagnetic Design Catalog*, 1993.
- V4C.** VITRAMON, *Passive Components*, 1995.
- W1C.** WOLFRAM Research Inc. , *Mathematica - Enhanced Version V.2.2*. 1995.
- X1C.** XICOR, *Data Sheets: Digitally Controlled Potentiometer IC's*, 1992.
- Y1C.** YAMATAKE-HONEYWELL, *Proximity Sensors Catalog*, 1993.