

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA " - TIMISOARA -
FACULTATEA DE MECANICA

Ing. DUMITRU DAMIAN

CERCETARI PRIVIND CONDITIILE DE TRANSFER MAXIM
DE ENERGIE CATRE SARCINA, LA GENERATOARELE DE ULTRA-
SUNETE DE UZ INDUSTRIAL

- Teză de doctorat -

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCATOR STIINTIFIC
Prof.em.dr.ing. GHEORGHE SAVII

- TIMIȘOARA -
1982

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMISOARA	
BIBLIOTECA CENTRALĂ	
Voluntul Nr.	436.970
Dulap	334 Lit F

C U P R I N S

1. INTRODUCERE
2. PRELUCRAREA ULTRASONICA A MATERIALELOR
 - 2.1. Echipamentul prelucrării ultrasonice.
 - 2.2. Generatoare de ultrasunete, tipuri, performanțe, parametri energetici.
3. CONDITII IMPUSE GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE.
 - 3.1. Condiții de frecvență.
 - 3.2. Condiții de putere.
 - 3.3. Condiții de randament.
 - 3.4. Condiții de fiabilitate.
4. OBIECTUL SI METODICA CERCETARII.
 - 4.1. Considerațiuni privind optimizarea parametrilor generatoarelor de ultrasunete...
 - 4.2. Obiective propuse și modalități de rezolvare.
5. CERCETARI PRIVIND STABILITATEA FRECVENTEI GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE.
 - 5.1. Analiza condițiilor de stabilitate.
 - 5.2. Factori perturbatori ai frecvenței și procedee de mărire a stabilității.
 - 5.3. Influența sarcinii generatorului asupra stabilității frecvenței.
 - 5.4. Metode de reglare automată a frecvenței (RAF). Scheme RAF.
6. STUDIU ASUPRA PUTERII DE IESIRE LA GENERATOARELE DE ULTRASUNETE
 - 6.1. Regimuri de lucru ale etajelor finale
 - 6.1.1. Regimul sinusoidal
 - 6.1.2. Regimul de undă dreptunghiulară
 - 6.1.3. Regimul de comutație și impuls
 - 6.2. Semiconductoare de putere utilizate în construcția generatoarelor de ultrasunete
 - 6.2.1. Etaje finale echipate cu tranzistoare
 - 6.2.2. Generatoare de ultrasunete cu tiristoare
 - 6.3. Cercetări privind posibilitățile de mărire a puterii utile și randamentului generatoarelor de ultrasunete
7. CERCETARI TEORETICE SI EXPERIMENTALE PRIVIND CONDIȚIILE DE ADAPTARE A GENERATOARELOR CU SARCINA
 - 7.1. Relația generator-sarcină
 - 7.1.1. Dependența regimului generatorului de sarcină
 - 7.1.2. Particularitățile sarcinii generatorului
 - 7.2. Metode de adaptare a generatorului cu sarcina
 - 7.2.1. Adaptarea în cazul transductoarelor magnetostrictive
 - 7.2.2. Adaptarea în cazul transductoarelor piezoelectrice
 - 7.2.3. Adaptarea generatoarelor de oscilații dreptunghiulare
 - 7.3. Procedee de adaptare a generatoarelor de ultrasunete cu sarcină variabilă
 - 7.3.1. Funcționarea generatorului pe sarcină reactivă
 - 7.3.2. Funcționarea generatorului pe sarcină rezistivă dar variabilă

8. CERCETARI EXPERIMENTALE PRIVIND POSIBILITATILE DE
RIDICARE A PARAMETRILOR ENERGETICI AI ANSAMBLULUI
GENERATOR-SARCINA
 - 8.1. Factori perturbatori în funcționarea ansamblu-
lui generator-sarcină
 - 8.2. Procedee de menținere a nivelului puterii de
ieșire a generatorului
 - 8.2.1. Controlul puterii de ieșire
 - 8.2.2. Scheme de reglare automată a nivelului
puterii de ieșire (R.A.P.)
 - 8.3. Mărirea puterii și randamentului generatorului
pentru un ansamblu generator-transductor
 - 8.3.1. Adaptarea formei optime a semnalului de
excitație a transductorului
9. STUDIUL FIABILITATII GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE
 - 9.1. Analiza condițiilor de fiabilitate.
 - 9.2. Proiectarea optimă a generatoarelor de ultra-
sunete sub aspectul fiabilității
 - 9.3. Procedee de mărire a fiabilității.
10. REZULTATE EXPERIMENTALE
 - 10.1. Generator de ultrasunete de 300 W
 - 10.2. Generator de ultrasunete de 1000 W
11. CONCLUZII FINALE. ●●

Autorul se gîndește cu profundă recunoștință la prof.en.dr.ing. Gheorghe Savii, care l-a îndrumat primii pași în acest domeniu, aducîndu-e o contribuție esențială la apariția prezentei lucrări.

De asemenea, aduce calde mulțumiri conducerii catedrei de Tehnologie mecanică pentru sprijinul acordat în efectuarea cercetărilor, precum și șefului de lucrări, dr.ing. Iolănsan Tudor, cu care a colaborat îndeaproape și care l-a împărtășit cu generozitate din bogata sa experiență.

Autorul este recunoscător colegilor din colectivul în care își desfășoară activitatea, pentru înțelegerea manifestată și ajutorul acordat, precum și aceluia care în permanență l-a fost alături cu tact și căldură.-

CAPITOLUL 1

I N T R O D U C E R E

Dezvoltarea vertiginoasă a tehnicii în ultimii ani a fost posibilă grație punerii la punct și utilizării pe scară largă a unor tehnologii de vîrf în toate domeniile, din rîndul cărora, în procesul de prelucrare a metalelor, se detașează prin eficiență și noutate, procedeele neconvenționale. Apariția și dezvoltarea acestora a fost dictată de introducerea în industrie a unor materiale și piese greu de prelucrat prin metodele clasice, precum și de complexitatea proceselor și pretențiile mereu sporite privind precizia, eficiența și randamentul prelucrării.

Revoluția tehnico-științifică pe plan mondial și național a permis să se înțeleagă mai bine fenomenele electrice, chimice, magnetice și nucleare, care constituie în general baza tehnologiilor neconvenționale, acestea fiind utilizate sub formă de energii concentrate în procesul de prelucrare a materialelor.

Cu toate că aceste tehnologii și-au confirmat viabilitatea și eficiența în majoritatea proceselor de prelucrare, asigurînd uneori productivitate, precizie și randament superioare tehnologiilor clasice, aria lor de aplicabilitate nu s-a extins pe măsura previziunilor decît în țările dezvoltate economic, datorită în special faptului că introducerea pe scară industrială a tehnologiilor neconvenționale solicită un volum de cunoștințe speciale, ca: electrotehnica curenților mari, radiotehnica, teoria și utilizarea dispozitivelor semiconductoare, mecanica de precizie pentru realizarea avansului constant al sculei, automatica pentru echiparea mașinilor de prelucrat cu comenzi adaptive, chimia și metalurgia, în vederea obținerii unor materiale rezistente la agenți corozivi-cunoștințe ce reclamă mutații în pregătirea specialiștilor. La toate acestea se adaugă probleme privind poluarea ultrasonoră, precum și crearea unor condiții adecvate de lucru pentru mașinile de prelucrat și personalul care le deservește.

Toate aceste probleme pe care le ridică utilizarea pe scară industrială a tehnologiilor neconvenționale de prelucrare impun atenției introducerea intensă în producție a științelor fun-

damentale între care fizica, matematica, chimia, ridicându-se probleme noi în formarea inginerilor și a cadrelor de muncitori. Dacă din punct de vedere al procesului de lucru, prelucrarea prin procedeele neconvenționale nu reclamă o calificare deosebită, cu totul altfel se pune problema întreținerii utilajelor, asigurării parametrilor optimi ai procesului de prelucrare, pentru aceasta fiind nevoie de specialiști cu înaltă calificare.

Pe măsura dezvoltării economice, tot mai multe țări își introduc în procesul industrial aceste procedee de prelucrare, avându-se în vedere posibilitățile și performanțele practice ale lor, așa cum reiese din tabelul 1.1.

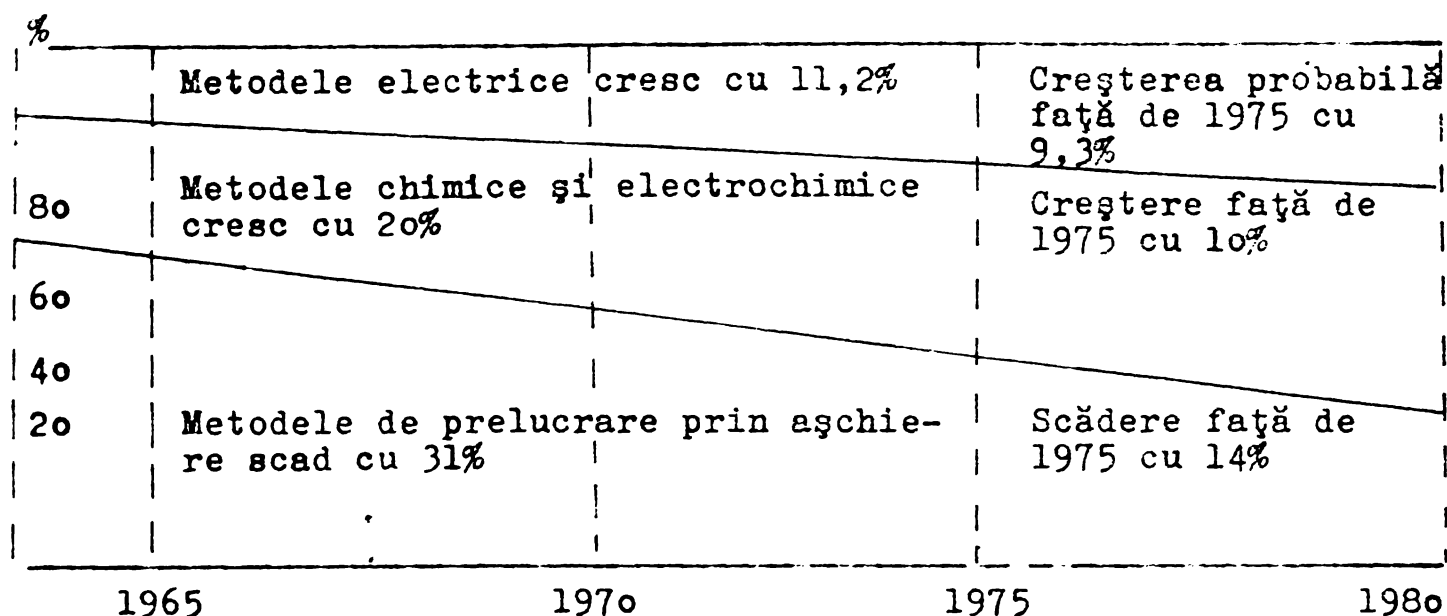
Tabelul 1.1.

Parametrul	Unit. de măsură	Elec-tro-erozi-une E.D.M.	Elec-tro-chimie E.C.M.	Ultra-sune-te U.S.M.	Plasmă P.A.N.	Laser L.B.M.	Prelucrare clasi-că Frézare
Tensiune de lucru	V	60-250	6-18	-	100	-	-
Curentul	A	3-100 0,1-1	3000-20000	-	250	-	-
Puterea (energia)	KW	1-8	75-500	0,2-10	50	0,002-0,5	-
Interstițiul de lucru	mm.	0,1- 1 0,005-0,5	0,001-0,2	0,25	-	-	-
Mediul de lucru		lichid dielec-tric	elec-trolit	suspen-sie abra-zivă	argon	aer	-
Produc-tivita-tea	cm ³ /h.	50	1.000	20	5.000	0,006	4,000
Precizia asigura-tă	± mm	0,015	0,1	0,008	1,5	0,025	0,05
Calita-tea su-prafeței		0,025-12,5	0,12-2,5	0,25-2,5	gro-sola-nă	0,025-1,25	0,5-5
Uzura sculei	%	20-30	0	1-200	-	-	-

Din analiza tabelului se observă că precizia de prelucrare și calitatea suprafeței (cu excepția prelucrării cu plasmă) este apropiată pentru toate procedeele.

Evoluția tendințelor pe plan mondial demonstrează că există posibilități mari de dezvoltare a materialelor și tehnolo-

giilor specifice prelucrării neconvenționale. Dinamica și modificările de structură ale metodelor de prelucrare în perioada 1965-1980, pe plan mondial, sînt prezentate în figura 1.1.



- fig.1.1.- Prognostica dezvoltării metodelor de prelucrare dimensională.

Din datele obținute, se poate trage concluzia elocventă, privitoare la tendințele de dezvoltare a tehnologiilor neconvenționale. Astfel:

- în toate țările, procedeele de prelucrare neconvențională cunosc creșteri importante ;
- utilajele care folosesc aceste procedee sînt atît universale, cît și specializate, de capacități și productivități tot mai mari; se insistă asupra îmbunătățirii preciziei de prelucrare ;
- se remarcă o preocupare continuă pentru perfecționarea utilajelor de prelucrare prin procedee neconvenționale, vizîndu-se echiparea acestora cu comandă program și reglare adaptivă ;
- se preconizează, datorită avantajelor pe care le oferă, utilizarea pe scară largă a procedeelelor combinate (laser-ultrasunete, electroeroziune- electrochimie), în scopul obținerii unei productivități superioare și sporirii preciziei de prelucrare.

Alături de celelalte procedee neconvenționale, prelucrarea cu ultrasunete cîștigă tot mai mult teren, cercetările intense cu privire la efectele utile ale energiei ultrasonice asupra diferitelor materiale permițînd extinderea aplicării acestui procedeu la numeroase procese de prelucrare, ca: sudarea metalelor și a maselor

plastice, băi de spălare cu ultrasunete, prelucrări prin deformare, operații de îmbinare prin lipire, marcarea, lustruire etc, locul principal ocupându-l însă sudarea cu ultrasunete- domeniu în care unele țări ca: S.U.A., U.R.S.S., Japonia, R.F.G. au obținut rezultate importante, reușind să producă utilaje de mare productivitate. La noi în țară, acest procedeu este aplicat doar în câteva ramuri industriale, majoritatea covârșitoare a instalațiilor fiind din import. Cu toate acestea, unele instituții de prestigiu ca: Institutul Politehnic "Traian Vuia"- Timișoara, Institutul Politehnic "Gheorghe Gheorghiu-Dej" București, Institutul de Cercetări Metalurgice București, au demarat cu destul succes cercetările în acest domeniu, atât sub aspectul unor studii teoretice asupra fenomenului, cât și a construcției unor instalații care să poată face față cu succes în industrie. Rezultatele acestor cercetări au fost materializate atât printr-un studiu privind posibilitățile de realizare în țară a utilajelor necesare introducerii pe scară largă a tehnologiilor neconvenționale, cât și prin perfectarea unor contracte cu întreprinderi industriale, privind realizarea unor mașini de prelucrat cu ultrasunete. Aceste cercetări au fost stimulate și de documentele Congresului al XII-lea al Partidului Comunist Român, în care se prevăd, în viitorul cincinal, dezvoltarea procedeelor neconvenționale de prelucrat, în special cele cu ultrasunete, dovedindu-se încă odată grija deosebită a conducerii superioare de partid față de introducerea în industrie a celor mai noi procedee pe plan mondial.

În cadrul acestor obiective generale, se înscriu și cercetările care fac obiectul prezentei teze de doctorat, autorul propunându-și să elucideze unele aspecte privind construcția, proiectarea și ridicarea parametrilor energetici ai generatoarelor de ultrasunete, surse primare de energie pentru orice instalație de prelucrare cu ultrasunete.

Prin problemele pe care le abordează, tema de cercetare se dovedește actuală, deoarece consecințele interacțiunii generator-mașină de prelucrat au fost destul de sumar tratate în literatura de specialitate, chiar și pe plan mondial, generatorul fiind privit ca un element separat, distinct, al "complexului tehnologic" ce-l reprezintă instalația de prelucrat cu ultrasunete și nu ca o verigă intrinsecă a acestei instalații, cu legături biuni-voce între el și celelalte elemente componente, generatorul influențând hotărâtor parametrii instalației de prelucrat, dar fiind și el afectat sub aspectul fiabilității, randamentului și duratei de funcționare, de către factorii perturbatori ce intervin în procesul de prelucrare.

CAPITOLUL 2

PRELUCRAREA ULTRASONICA A MATERIALELOR

Acest procedeu are la bază transformarea unor oscilații electrice cu parametri determinați, în unde mecanice de frecvență ultrasonoră (20-200 KHz.) care activează scula ce va vibra cu frecvența acestor unde. După modul în care undele ultrasonore intervin în diferite procese, aplicațiile lor pot fi grupate în două categorii:

- aplicații active, în care energia acustică debitată este suficient de mare pentru a produce modificări în mediul în care se propagă undele, în acest caz ultrasunetele avînd rolul unei scule care efectuează un lucru mecanic, ele intervenind activ în procesul de prelucrare ;
- aplicații pasive, în care ultrasunetele avînd intensitate mică, nu au capacitatea de a produce modificări în structura mediului, ele rezumîndu-se la rolul de agent fizic colector de informații referitoare la proprietățile sau dimensiunile piesei examinate.

În cuprinsul prezentei lucrări, toate referirile la aplicațiile ultrasunetelor vizează doar prima categorie.

2.1. ECHIPAMENTUL PRELUCRĂRII ULTRASONICE

În vederea transformării oscilațiilor electrice în unde mecanice și transmiterii energiei acestor unde către scula care realizează prelucrarea propriu-zisă, orice instalație de prelucrat cu ultrasunete este formată dintr-un ansamblu de componente, așa cum rezultă din figura 2.1.

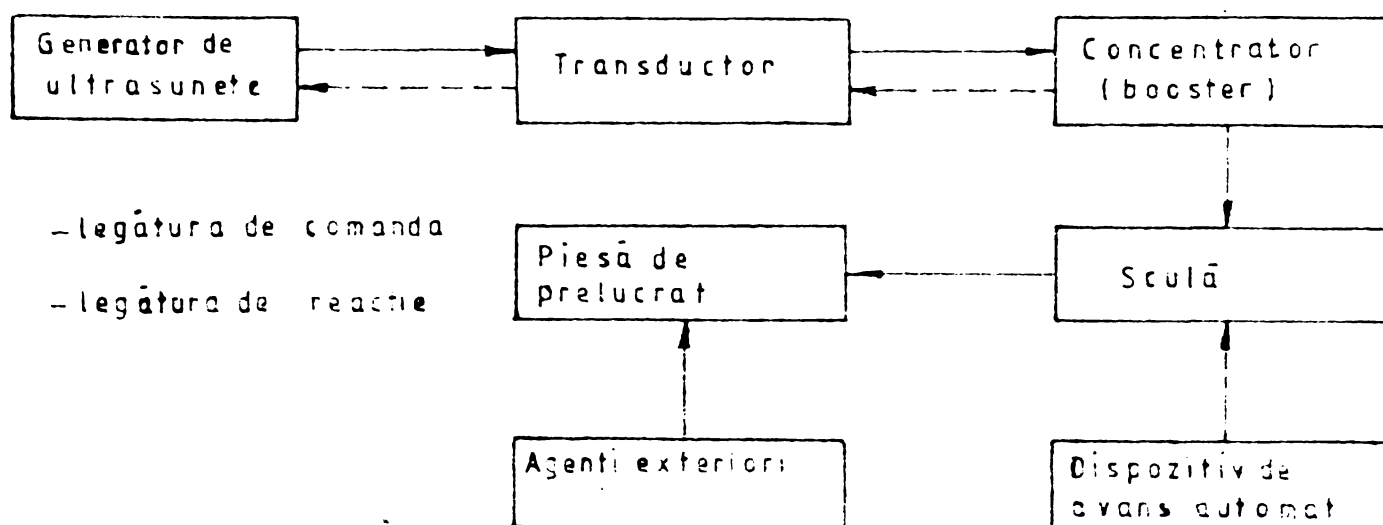


Fig. 2.1 Schema bloc a instalației de prelucrat cu ultrasunete
Generatorul de ultrasunete al instalației are rolul de a

crea oscilații electrice a căror formă, frecvență și putere sînt dictate, în general, de parametrii procesului de prelucrare.

Ca sarcină pe care debitează generatorul, servește un transductor magnetostrictiv sau piezoelectric, care sub influența oscilațiilor electrice începe să vibreze mecanic, realizînd astfel transformarea acestor oscilații în unde mecanice de frecvență ultrasonoră. Deoarece amplitudinea oscilațiilor este insuficientă pentru realizarea procesului de prelucrare, ele sînt "amplificate" de către un transformator de amplitudine (concentrator) și aduse la valoarea impusă de procesul de prelucrare.

La capătul concentratorului este cuplată scula care are rolul de a dirija oscilațiile ultrasonore către piesa de prelucrat. Pe lîngă aceste ansamble principale, instalațiile de prelucrat cu ultrasunete, funcție de destinația lor, pot fi echipate și cu alte sisteme (de avans a sculei, de alimentare cu suspensie abrazivă, de răcire a blocurilor ultrasonice pe bază de nichel, de comandă automată etc.)

2.2. GENERATOARE DE ULTRASUNETE. TIPURI SI PERFORMANTE. PARAMETRII ENERGETICI.

Așa cum s-a arătat, generatoarele de ultrasunete sînt sursele primare de energie pentru orice instalație de prelucrat de acest gen, parametrii lor energetici fiind stabiliți funcție de cerințele procesului de prelucrare, motiv pentru care preocupările firmelor constructoare de generatoare s-au axat pe ridicarea indicilor energetici: putere, coeficient de utilizare, randament.

Evoluția performanțelor generatoarelor de ultrasunete a urmărit, în general, dezvoltarea ramurilor industriale de vîrf: electronica și automatica. Astfel, dezvoltarea deosebit de spectaculoasă-în ultimul deceniu- a tehnologiei de fabricație a dispozitivelor semiconductoare a făcut posibilă apariția unor tranzistoare capabile să furnizeze puteri pînă la 200 W, la tensiuni cuprinse între 100- 1.200 V și curenți de 10-15 A, a tiristoarelor și diodelor de putere, fapt ce a permis ca și în domeniul generatoarelor de puteri relativ mari (2-5 KW) să se abandoneze schemele cu tuburi, voluminoase și complicate și să se treacă la echiparea masivă a acestora cu dispozitive semiconductoare.

Apariția feritelor a facilitat utilizarea pe scară largă a transformatoarelor cu miez de ferită, acestea avînd parametri superiori și gabarit redus. Toate aceste progrese tehnolo-

gice au făcut posibil ca, în condițiile unor scheme date, să crească puterea de ieșire și siguranța în funcționare a generatorilor. În această idee, datele din tabelul 2.1. pot fi elocvente în ceea ce privește performanțele obținute de unele firme producătoare de generatoare de ultrasunete, în special pe seama micșorării gabaritelor și a prețului de cost în condițiile menținerii unor puteri de ieșire și randamente ridicate.

Tabelul 2.1.

Tipul generatorului	Tara	Puterea de ieșire (KW)	Frecv. de lucru (KHz.)	Greutate (Kg)	Obs.
U.Z.G.-0,4	U.R.S.S.	0,4	22	70	
U.Z.G.-1,6	U.R.S.S.	1,6	22	260	
U.L.G.-2	U.R.S.S.	1,6	400	208	
L.G.Z.-10	U.R.S.S.	8	30	460	
L.G.P.-60	U.R.S.S.	60	200	690	cu tuburi
L.G.Z.-100	U.R.S.S.	100	225	960	"
T.G.- 250.M	AUSTRIA	0,25	18	20	tran-zist.
T.G.- 1000.M.	AUSTRIA	1	18	36	"
T.G.- 6000.M.	AUSTRIA	6	18	80	"
T.G.-10000.M.	AUSTRIA	10	18	105	"
B.M.- 400	S.U.A. R.F.G.	0,4	22	30	cu R.A.F.
B.M.- 490	S.U.A. R.F.G.	0,9	22	35	"
B.M.- 4120	S.U.A. R.F.G.	1,3	22	40	"
B.M.- 4170	S.U.A. R.F.G.	1,7	22	50	"
A.H.P.-7	S.U.A. R.F.G.	0,7	25	30	"
B.K.-101	R.F.G.	1	18-40	35	-

Pe lângă parametrii evidențiați în acest tabel, în literatura de specialitate se consideră ca principalii parametri funcționali ai generatoarelor de ultrasunete, următorii:

1. Frecvența de lucru (f_g)

Frecvența de lucru sau gama de frecvențe se determină în funcție de tipul transductoarelor utilizate și de destinația generatorului. Până recent, generatoarele de ultrasunete erau concepute să funcționeze pe o frecvență fixă, deoarece în majoritatea

cazurilor erau destinate unei singure utilizări a instalației (sudură, curățire, prelucrare etc). Tendința actuală fiind aceea de a crea generatoare care să echipeze mai multe tipuri de mașini, reclamă din partea acestora funcționarea nu pe o frecvență fixă, ci într-o gamă de frecvențe în care parametrii de ieșire a generatorului să rămână aproximativ constanți.

2. Puterea de ieșire (P_u)

Este definită ca puterea electrică activă debitată în sarcină. În majoritatea cazurilor, această putere este reglabilă într-o plajă largă, în scopul utilizării generatoarelor în diferite regimuri de prelucrare și cu mai multe tipuri de transductoare.

3. Randamentul (η)

Este definit ca raportul dintre puterea utilă a generatorului (P_u) debitată pe sarcină și puterea totală consumată (P_c).

$$\eta = \frac{P_u}{P_c} \quad (2.1.)$$

Valoarea acestui coeficient depinde de puterea generatorului, tipul și regimul de lucru al etajelor finale, el caracterizînd de fapt economicitatea generatorului.

4. Stabilitatea frecvenței

Este determinată de caracterul sarcinii (transductorului) care, așa cum se cunoaște, reprezintă în sine un sistem rezonant.

Cerințele de stabilitate a frecvenței sînt dictate, în primul rînd, de etalonarea acestui sistem, adică de dependența cît mai mică a rezonanței sale de acțiunile mediului înconjurător, de variațiile de temperatură create de pierderi, precum și de calitatea sistemului. Coeficientul de stabilitate a frecvenței este impus și de procedeele de prelucrare; astfel, la spălarea cu ultrasunete se admite un coeficient de $\pm 5 \cdot 10^{-3}$, pe cînd la sudură, valoarea acestuia trebuie să fie de cel puțin $\pm 3 \cdot 10^{-4}$.

În același timp, apar cazuri în care stabilitatea frecvenței devine un factor secundar. Astfel, în prelucrări mecanice, la suduri cu legături laterale, în procesul de trefila-

re cu ultrasunete, datorită variației permanente a parametrilor spațiului de prelucrare, frecvența de rezonanță a transductorului se modifică, fapt ce provoacă micșorarea bruscă a amplitudinii oscilațiilor la capătul concentratorului.

În asemenea cazuri, de la generator nu se mai pretinde o stabilitate ridicată a frecvenței, ci asigurarea unei amplitudini constante a oscilațiilor la capătul concentratorului - dezințat care poate fi realizat doar prin introducerea în construcția generatorului a unui sistem de reglare automată a frecvenței (R.A.F.), sistem ce modifică frecvența de lucru a generatorului funcție de variația frecvenței de rezonanță a transductorului, astfel că pe axa frecvențelor, generatorul "urmărește" comportarea transductorului, în așa fel că ansamblul generator-transductor este permanent la rezonanță, realizându-se transferul maxim de putere către sarcină.

În acest caz, generatorul de ultrasunete trebuie să prezinte o precizie ridicată de urmărire a frecvenței de rezonanță a transductorului, precizie dată de relația :

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{f_0 - f_g}{f_0} \quad (2.2.)$$

unde:

- Δf - diferența dintre valorile instantanee ale frecvenței de lucru a generatorului (f_g) și frecvenței de rezonanță a transductorului (f_0). În majoritatea cazurilor, se pretinde ca acest raport să fie de $10^{-3} - 10^{-4}$.

În afara acestor parametrii principali, în proiectarea și construcția generatoarelor de ultrasunete, trebuie să se țină cont și de o serie de alți parametrii, ca: prețul de cost, fiabilitatea, nivelul perturbațiilor industriale, parametrii care, funcție de condițiile concrete de utilizare a generatoarelor, capătă la un moment dat caracter prioritar.

CAPITOLUL 3

CONDITII IMPUSE GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE

Datorită multiplelor domenii de aplicabilitate a ultrasunetelor în procesele de prelucrări industriale, generatoarelor de ultrasunete li se impun o serie de condiții restrictive privitoare la frecvența de lucru, puterea de ieșire, stabilitatea frecvenței, randament, fiabilitate etc.

Astfel, la generatoarele de laborator și cele cu destinație universală, se pretinde funcționarea într-o bandă largă de frecvențe și posibilitatea reglării continue a puterii de ieșire. Este de dorit ca aceste generatoare să poată furniza la ieșire diferite forme de semnal: sinusoidal, meandre, pachete de impulsuri, în vederea studierii răspunsului transductorului, permițând astfel alegerea formei optime de semnal pentru anumite operațiuni.

La generatoarele destinate proceselor de spălări cu ultrasunete, unde impedanța sarcinii rămâne aproximativ constantă, se cere doar o putere de ieșire adecvată și o bună stabilitate a frecvenței, pe când în procesele de sudură, așchiere, trefilare, impedanța de sarcină modificându-se permanent, este necesar ca generatoarele să dispună de scheme de reglare automată a frecvenței și puterii, în scopul menținerii în rezonanță a ansamblului generator- transductor - concentrator.

Condițiile principale care reclamă soluții constructive moderne în echiparea generatoarelor de uz industrial, se pot clasifica în :

3.1. CONDITII DE FRECVENTA

Frecvența generatoarelor de ultrasunete este impusă de natura procesului de prelucrare, regimul de lucru al generatorului, precum și protecția personalului. În practică, s-a constatat că la mărirea frecvenței oscilațiilor electrice, apare un prag, peste care, dacă se trece, randamentul generatorului începe să scadă - fenomen datorat pierderilor suplimentare ce apar în diferite componente pasive sau active odată cu creșterea frecvenței (în cazul unor tehnologii normale de fabricație), așa cum se poate observa și din figura 3.1. a.b.c.

Acest prag fiind cuprins în gama 15- 25 KHz., pentru obținerea unui randament ridicat, este preferabil să se aleagă o

frecvență de lucru mai mică de 15 KHz., soluție ce nu poate fi acceptată la generatoarele de uz industrial din considerente de protecție acustică a personalului, motiv pentru care- la majoritatea generatoarelor - se alege o frecvență cât mai joasă, dar care să depășească pragul acustic inconvenabil (19-22 KHz.)

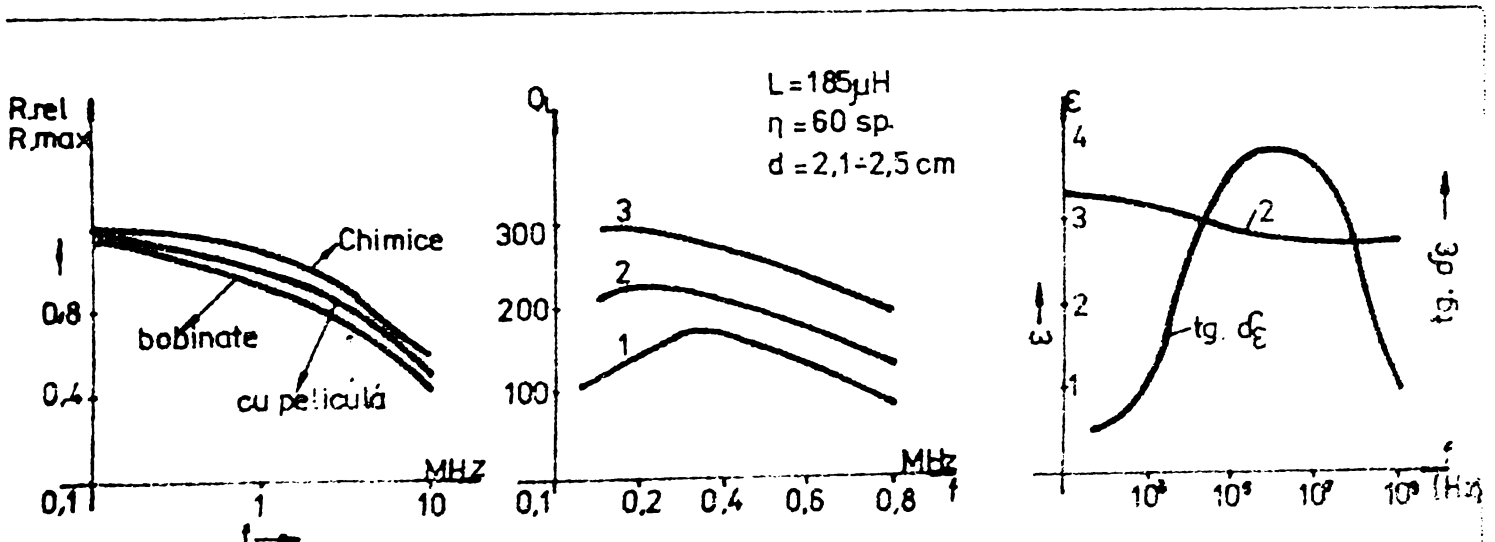


fig 3.1 Creșterea pierderilor în rezistențe, bobine și condensatoare funcție de frecvență

Frecvența maximă de lucru este limitată și ea, în special la generatoarele tranzistorizate, unde timpii de stocare ai tranzistoarelor provoacă o inerție în variația curentului de colector I_c , la frecvențe joase, iar pe măsura creșterii frecvenței, acești timpii produc un defazaj între semnalul de intrare și cel de ieșire. În figurile 3.2. și 3.3. sînt prezentate rezultatele experiențelor efectuate cu tranzistoarele de putere (2N 3055) produse în țară.

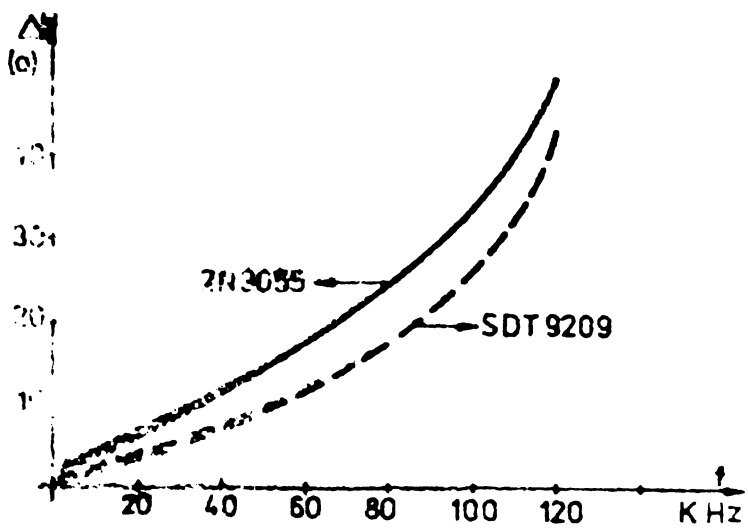


fig 3.2 Dependența defazajului dintre I_c și I_b funcție de frecvență la tranzistorul 2N 3055 și SDT9209

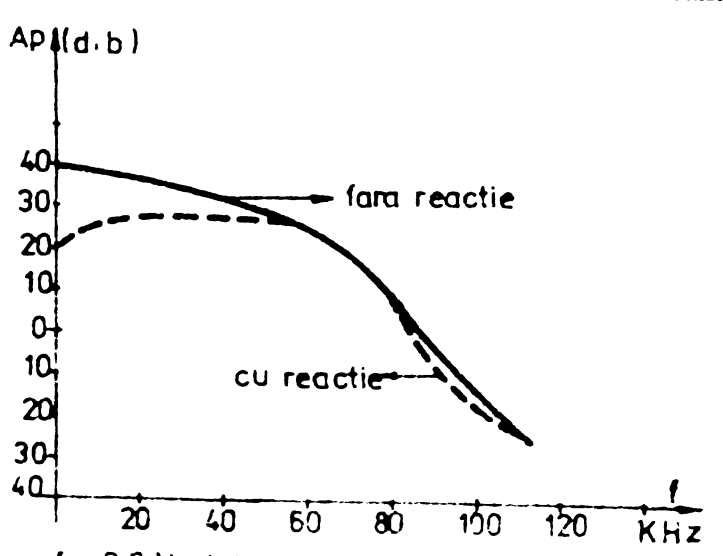


fig 3.3 Variația amplificării funcție de frecvență pentru un tranzistor 2N3055 în montaj E.C.

Se observă că în apropierea frecvenței de 70 KHz.,

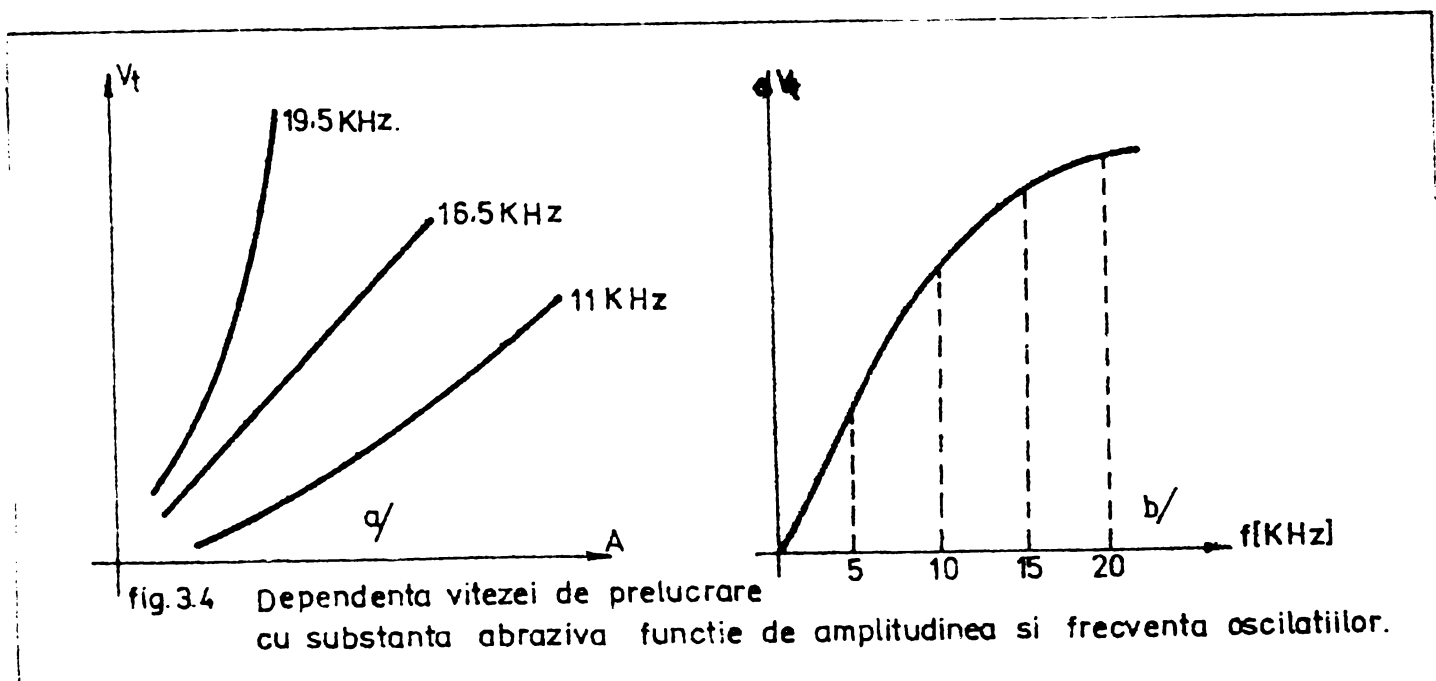
acest defazaj devine inacceptabil, deoarece provoacă o scădere apreciabilă a amplificării etajelor finale ale generatoarelor.

Atât studiile teoretice, cât și experimentele efectuate au relevat faptul că la toate tipurile de prelucrări, parametrii procesului depind și de frecvența oscilațiilor. Astfel, la prelucrarea materialelor cu suspensie abrazivă, viteza de prelucrare depinde de frecvență, în sensul că odată cu creșterea frecvenței oscilațiilor, se mărește și frecvența de impact a particulelor abrazive cu materialul.

Conform teoriei lui Miller /78/, în procesele de prelucrări dimensionale cu ultrasunete, viteza de lucru (V) este legată de amplitudinea oscilațiilor (A) și frecvență, prin relația:

$$V = F (A^2 \cdot f) \quad (3.1.)$$

așa cum se poate observa și din graficele prezentate în figura 3.4. a și b:



Tinând cont de faptul că propagarea vibrațiilor ultrasonore într-un mediu se face printr-o serie succesivă de comprimări și destinderi ale materiei, rezultă că amplitudinea acestor comprimări și destinderi, deci a oscilațiilor, scade odată cu creșterea frecvenței, motiv pentru care în procesele de prelucrări de înaltă precizie, se impune o frecvență ridicată, iar acolo unde se urmărește o productivitate mare a prelucrării, este necesar să se utilizeze generatoare cu frecvență joasă de lucru, deoarece pentru o putere dată, amplitudinea oscilațiilor ultrasonore este invers proporțională cu frecvența.

O frecvență ridicată a oscilațiilor (peste 30 KHz.) se impune și în acele procese de prelucrare unde se caută să se evite fenomenul de cavitație, cunoscut fiind faptul că acesta se mani -

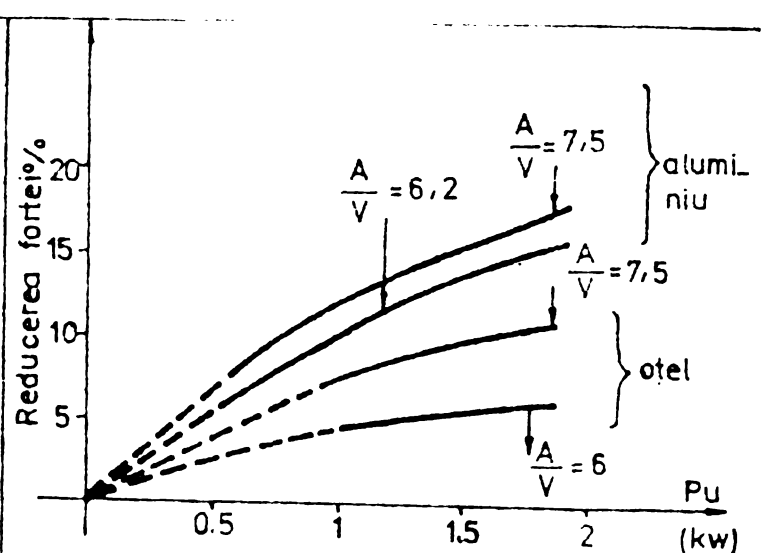
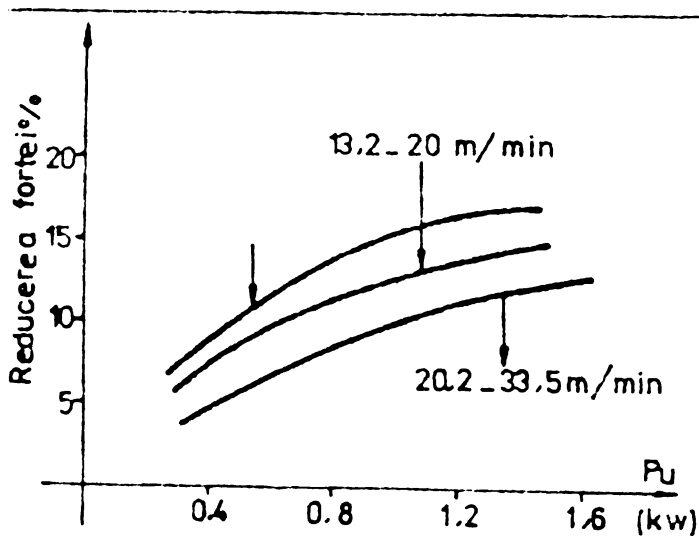
festă cu pregnanță la frecvențe mai joase, intensitatea lui scăzând odată cu creșterea frecvenței și ajungând să dispară complet la aproximativ 100 KHz.

3.2. CONDITII DE PUTERE

Puterea de ieșire a generatoarelor de ultrasunete este dictată de doi factori: tipul transductoarelor utilizate și natura procesului de prelucrare.

Astfel, în cazul transductoarelor cu ferită, ținând cont de faptul că încărcarea acestora nu poate fi mai mare de $20 \text{ W} \cdot \text{cm}^{-2}$, puterea de ieșire nu trebuie să depășească 3-400 W, chiar în cazul unui transductor format dintr-un mozaic de 4-6 ferite. În procesele de prelucrări dimensionale, trefilări, acest nivel de putere este insuficient, energia oscilațiilor neputând să provoace modificări structurale în mediul de propagare al ultrasunetelor. În cazul utilizării transductoarelor de nichel, puterea debitată de generator trebuie să depășească 4-600 W, aceasta constituind pragul inferior la care, pentru nichel, apare fenomenul de magnetostricțiune.

În procesul de tragere a barelor și trefilarea sârmei cu ajutorul ultrasunetelor, s-a constatat că reducerea forței de tragere este proporțională cu puterea (energia) cu care este excitată filiera, fapt evidențiat în graficele din figurile 3.5 și 3.6. /90/



Din primul grafic se observă că reducerea forței de tragere crește odată cu puterea de excitație a transductorului pentru

fiecare din intervalele de viteză. Cel de-al doilea grafic scoate în evidență faptul că activitatea filierei cu ultrasunete duce și ea la reduceri de forță, care, pentru rapoarte "aria suprafeței / volum supus la deformare (A/V)" constante este funcție de energia electrică furnizată în filieră, energie proporțională cu puterea generatorului.

În mod analog, în procesele de sudură cu ultrasunete, cu cât puterea de excitație a transductorului este mai mare, cu atât trebuie redusă forța de apăsare.

O problemă deosebit de importantă o constituie menținerea nivelului stabilit al puterii de ieșire, indiferent de variațiile sarcinii. Este cunoscut că orice variație a impedanței mecanice a mediului de prelucrat este preluată de transductor și reflectată în circuitele de ieșire ale generatorului, acest fapt având ca rezultat compromiterea adaptării dintre generator și transductor, iar în final, scăderea puterii utile și a randamentului. Pentru a nu se deteriora parametrii procesului de prelucrare, nivelul puterii de ieșire trebuie readus automat la valoarea stabilită anterior. Schema bloc a unui posibil sistem de reglare automată a puterii (R.A.P.) este redată în figura 3.7.

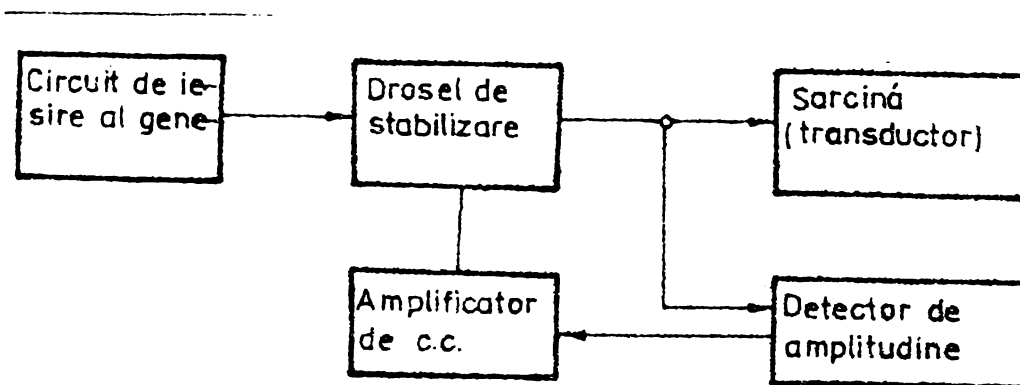


fig.3.7_Schema bloc a unui sistem de R.A.P.

La acest sistem, menținerea constantă a nivelului puterii de ieșire se realizează prin reglarea tensiunii pe sarcină, cu ajutorul unui drosel (sau amplificator magnetic) cuplat în circuitul de ieșire a generatorului, în serie cu sarcina. Comanda droselului se face cu un curent continuu, a cărui valoare depinde de variațiile sarcinii.

3.3. CONDITII DE RANDAMENT

Acestea se impun în scopul asigurării unei eficiențe maxime a generatorului în condițiile unei scheme date.

Valoarea randamentului depinde de tipul de schemă ales, de calitatea componentelor active și pasive ale schemei, de regimul de lucru.

Astfel, la generatoarele sinusoidale, randamentul teoretic nu depășește 78 % (60-65 % în practică). Utilizarea regimului de comutație pentru etajele finale permite să se obțină un randament de 85-90 %, datorită micșorării de două-trei ori a pierderilor în tranzistoare. Valori asemănătoare ale randamentului se pot obține la schemele de generatoare cu invertoare electronice, fapt ce rezidă din însuși principiul de funcționare a acestora. Strâns legată de obținerea unui randament ridicat, este și adaptarea generatoarelor cu sarcina, deoarece în cazul compromiterii acesteia, pe lângă utilizarea nerațională a generatorului, apar pierderi în transductor, se mărește timpul de prelucrare, cresc erorile, iar în cazuri extreme, nu se pot obține nici măcar parametrii minimi pentru a se putea continua procesul de prelucrare.

Tinând cont că la limita zonei de adaptare, puterea utilă și randamentul prezintă oarecum variații de sens contrar, în stabilirea parametrilor optimi ai generatorului, trebuie să se aibă în vedere această situație, în sensul că obținerea unui randament maxim se realizează pe seama unei micșorări a puterii utile și, funcție de particularitățile de utilizare a generatorului, în proiectare trebuie să se stabilească parametrul care este considerat prioritar.

Astfel, în prelucrări care reclamă puteri mici (1-200 W), ușor de obținut cu scheme simple, se va adopta soluția care permite obținerea unui randament maxim, aceasta conducând și la micșorarea prețului de cost. Acolo unde sînt necesare puteri mari, proiectarea se va realiza în vederea îndeplinirii acestui deziderat, randamentul devenind un parametru secundar.

3.4. CONDITII DE FIABILITATE

Fiabilitatea, sau siguranța în funcționare, reprezentînd capacitatea generatorului de a-și păstra parametrii între limitele date, în condiții de exploatare determinate, încă din faza de proiectare, se impune ca aceasta să fie cît mai ridicată, dar, pe cît posibil, acest deziderat să se realizeze fără o majorare prea mare

REZULTAT

a prețului de cost.

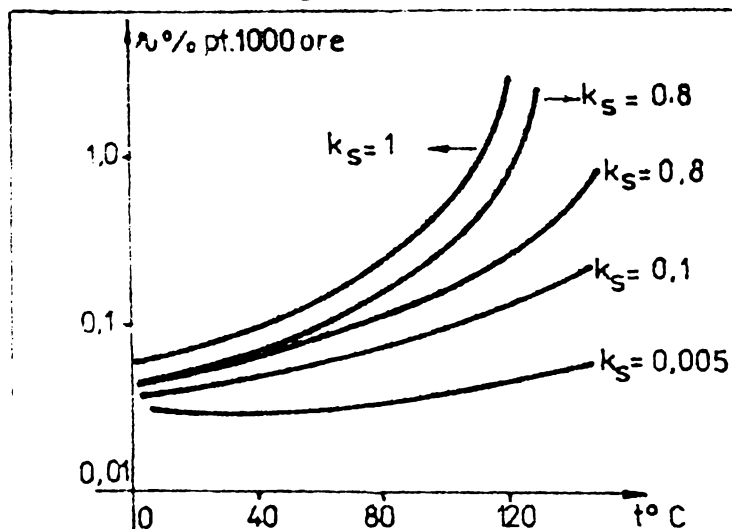
Pe lângă aceste considerente, generatoarelor de ultrasunete li se cere o bună fiabilitate și datorită faptului că apariția unor deranjamente repetate, deriva puternică a parametrilor față de valorile optime duc la compromiterea procesului de prelucrare, datorită scăderii randamentului și preciziei de prelucrare.

Îmbunătățirea fiabilității este strâns legată și de calitatea componentelor active și pasive ce echipează schema electrică, care se poate observa și din tabelul 3.1. / 46 / , de unde se

Tabelul 3.1.

Pipul elementului	Intensitatea defect.	Rezistoare chimice	Rezistoare bobinate	Condensat. obișnuite	Condensat. electrolitice	Bobine	Tuburi electronice	Diode semi-conductoare	Tranzistoare	Circuite integrate	Relee	Transformat.	Intrerupătoare
$\lambda \cdot 10^{-6}$	def./oră	1,5-3,5	12,5	1,4-3,5	4-9	0,2-4	15-80	3-40	5-40	0,01-1	0,8-60	0,02-64	1,5-28

poate trage concluzia că semiconductoarele, circuitele integrate și celelalte componente obținute cu tehnologii avansate oferă fiabilitatea cea mai mare: . Siguranța în funcționare a acestor elemente depinde în cea mai mare măsură de solicitarea electrică, precum și de o serie de factori exteriori, ca: temperatura, presiunea, umiditatea, radiații etc. Pentru exemplificare, în figura 3.8. și tabelul 3.2. se arată influența temperaturii și solicitărilor electrice asupra tranzistoarelor. / 55 /



TABELUL nr.3.2

Conditii de functionare	k_e
Laborator	1
Aparatura terestra	10
Vapor	40
Automobil	50
Teren	60
Avion	80
Racheta	600

fig.3.8 Influenta temperaturii si a sarcinii asupra intensitatii de defectare

Intensitatea defectiunilor este cu atît mai mică, cu cît

încărcarea componentelor (materializată prin coeficientul de solicitare K_g) este mai redusă. Funcționarea rezistoarelor în alte condiții decît cele de laborator (materializată prin coeficientul de corecție K_c) contribuie la creșterea intensității de defectare a acestora.

În vederea măririi siguranței în funcționare, toate firmele constructoare sînt obligate să adopte o serie de procedee care pot fi împărțite în :

- procedee constructive, utilizate în etapa proiectării aparaturii și care constă în folosirea unor elemente cu fiabilitate ridicată, asigurarea unor regimuri lejere de funcționare, în special pentru componentele active, dotarea generatorului cu scheme de protecție ;
- procedee de producție, care se referă la controlul executării operațiunilor, reglarea optimă a parametrilor, testarea funcționării în diferite regimuri de lucru ;
- procedee de exploatare, care includ operațiuni de prognoză a defecțiunilor, întreținerea profilactică, asigurarea calificării necesare pentru personalul ce exploatează generatorul.

Toate aceste cerințe de fiabilitate duc, în mod inevitabil, la creșterea prețului de cost, motiv pentru care, de multe ori, se construiesc generatoare mai simple, destinate doar executării unui anumit gen de operațiuni, însă la un preț de cost mai scăzut. Spre exemplificare, în tabelul 3.3. este dat timpul mediu între două deranjamente ale unor generatoare construite de principalele firme din lume. /50/

Tabelul 3.3.

Tipul generatorului	Tara	Puterea de ieșire (W)	Tipul schemei	T _{mediu} (ore)	Obs.
UZG - 04	U.R.S.S.	400	cu tuburi	185	
UQ - 05	U.R.S.S.	500	cu tranzistoare	360	
BM - 400	S.U.A.	400	cu tranzistoare	290	cu RAF
BM - 490	S.U.A.	900	cu tranzistoare	275	cu RAF
KLW - 07	R.F.G.	700	cu tranzistoare	280	cu RAF
TG - 250.M	AUSTRIA	250	cu tranzistoare	300	
TG-1000.M	AUSTRIA	1000	cu tranzistoare	370	

Se observă că schemele tranzistorizate și generatoarele fără sisteme auxiliare (R.A.F., R.A.P.) au o fiabilitate ridicată în comparație cu celelalte.

436970
334 F

CAPITOLUL 4

OBIECTUL SI METODICA CERCETARII

4.1. CONSIDERATII PRIVIND OPTIMIZAREA PARAMETRILOR GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE

Din scurta trecere în revistă a aspectelor legate de utilizarea generatoarelor de ultrasunete în diferite procese de prelucrare, precum și din datele - destul de sumare - oferite de literatura de specialitate, se pot desprinde o serie de concluzii :

- majoritatea firmelor producătoare oferă instalații de prelucrat destinate efectuării unui singur gen de operații, de aici decurgînd unele condiții mai lejere pentru generatoare: frecvență fixă, putere reglabilă în trepte, valoare constantă a sarcinii etc.;
- se dezvoltă tot mai mult construcția de generatoare echipate cu scheme simple, care să îndeplinească doar dezideratul asigurării unei puteri cît mai ridicate la ieșire. În acest scop, ceilalți parametrii capătă un caracter subordonat;
- debitarea energiei generatorului nu se face în mod continuu, ci doar pe o durată strict limitată la timpul efectiv de prelucrare ;
- s-a trecut masiv la înlocuirea generatoarelor de putere echipate cu tuburi electronice, cu generatoare echipate cu tiristoare, tranzistoare în regim de comutație etc., reușind să se obțină puteri (în impuls) de ordinul a 5-30 KW, în condițiile unor puteri medii acceptabile.

În afara acestor concluzii rezultate din construcția practică, literatura de specialitate oferă extrem de puține date sau considerente teoretice, deoarece, în majoritatea lucrărilor, generatoarele de ultrasunete sînt privite ca niște elemente anexă ale instalațiilor de prelucrat, autorii analizînd în special mecanismul intim al prelucrării și soluțiile constructive ale instalației.

În acest context, ținînd cont și de posibilitățile industriei noastre privind asimilarea semiconductoarelor de putere, obiectivul major al tezei - așa cum reiese și din titlu- îl constituie analiza condițiilor care influențează principalii parame-

trii energetici ai generatoarelor (putere, randament), a posibilităților ca în condițiile unor scheme date, generatorul să poată furniza sarcinii o putere maximă, cu scopul de a contribui la creșterea randamentului general al instalației de prelucrat cu ultrasunete, care la ora actuală nu depășește 30-35 %.

La noi în țară, aceste preocupări sînt abordate pentru prima oară, finalizarea lor permițînd elaborarea unor criterii de proiectare și construcție optime a generatoarelor de ultrasunete de uz industrial. În acest cadru, autorul și-a propus următoarele obiective :

1. Cunoașterea realizărilor din țară și străinătate, în vederea asimilării performanțelor de vîrf în construcția generatoarelor de uz industrial.
2. Analiza posibilităților de echipare a generatoarelor cu scheme de reglaj automat al frecvenței și puterii de ieșire, în vederea realizării unei adaptări optime a generatorului cu sarcina.
3. Fundamentarea teoretică a construcției și realizarea practică a unor blocuri de adaptare, în scopul utilizării unui singur generator cu mai multe tipuri de transductoare și la diferite procese de prelucrare.
4. Cercetarea soluțiilor teoretice și elaborarea unor metode și procedee practice de ridicare a parametrilor energetici ai generatoarelor.
5. Analiza factorilor perturbatori în funcționarea ansamblului generator - transductor și stabilirea unor procedee de înlăturare sau diminuare a influenței acestora.
6. Studiarea răspunsului sarcinii la excitarea cu diferite forme de semnal, în vederea alegerii formei optime a semnalului de ieșire al generatorului, care să permită obținerea parametrilor stabiliți ai procesului de prelucrare, în condițiile unor regimuri de lucru cît mai lejere pentru generator.
7. Realizarea practică a unui generator de laborator de 350W și a unui generator de uz industrial de 1000 W, care să poată fi utilizat în echiparea unor mașini de prelucrat cu ultrasunete.

CAPITOLUL 5

CERCETARI PRIVIND STABILITATEA FRECVENTEI GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE

Aşa cum s-a arătat, stabilitatea frecvenţei generatoarelor de ultrasunete este impusă de o serie de factori, ea avînd influenţă directă atît asupra parametrilor energetici ai generatorului, cît şi asupra calităţii procesului de prelucrare. Conform teoriei lui Iahimovici /60/, modificarea productivităţii prelucrării ultrasonore la variaţia frecvenţei generatorului faţă de valoarea de rezonanţă f_0 , poate fi calculată cu relaţia :

$$\frac{M}{M_0} = \left(\frac{6Q}{\pi} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \right)^2 + 1 \quad (5.1.)$$

unde:

Q = factorul de calitate al sistemului ;

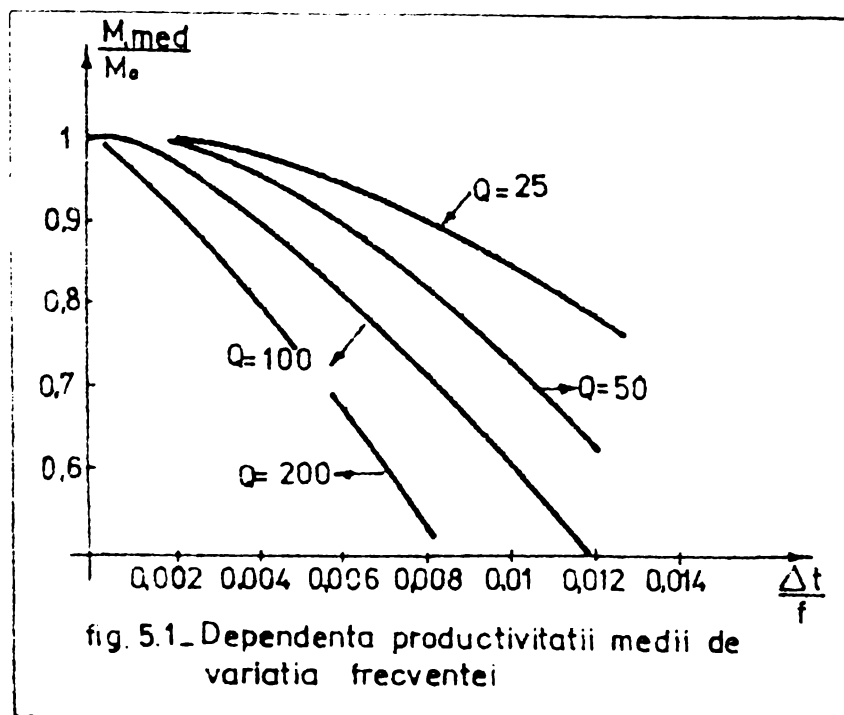
M_0 = valoarea productivităţii prelucrării la rezonanţă;

M = valoarea productivităţii prelucrării la frecvenţa $f_0 + \Delta f$.

Considerînd o variaţie medie a frecvenţei Δf_m , căreia îi corespunde o valoare a productivităţii M_m şi admiţînd că această variaţie Δf_m se poate reprezenta printr-un şir trigonometric, relaţia (5.1.), după calcule succesive, se transformă în :

$$\frac{M_{med}}{M_0} = \frac{\arctg \left(\frac{6Q}{\pi} \cdot \frac{\Delta f_m}{f_0} \right)}{\frac{6Q}{\pi} \cdot \frac{\Delta f_m}{f_0}} \quad (5.2.)$$

care, reprezentată grafic, are alura curbelor din fig.5.1.



Deoarece pentru transduc-toarele magnetostrictive, în practică, avem :

$$Q = 15 - 80,$$

$$\Delta f_m / f_0 = 0,01.$$

relaţia (5.2) poate fi sim-plificată, deoarece :

$$\frac{6Q}{\pi} \cdot \frac{\Delta f_m}{f_0} \ll 1,$$

ea transformîndu-se în :

$$\frac{M_{med}}{M_0} = 1 - \frac{1}{3} \left(\frac{6Q}{\pi} \cdot \frac{\Delta f_m}{f_0} \right)^2$$

Conform acestei relații, s-a calculat că pentru o mașină de prelucrat cu ultrasunete, la care $f_0 = 22 \text{ KHz}$, $Q = 25$, o abatere

$f_m = 50 \text{ Hz}$. conduce la scăderea productivității prelucrării cu 2,41 - 3,64 %, iar dacă abaterea este de 700 Hz., această scădere se apropie de 10 % /60/, procent care începe să devină inacceptabil, motiv pentru care stabilitatea frecvenței generatoarelor de ultrasunete este impusă chiar din faza de proiectare.

5.1. ANALIZA CONDIȚIILOR DE STABILITATE

Deoarece stabilitatea frecvenței generatorului este dată în special de oscilatorul pilot, vom lua în considerare doar factorii care duc la variația frecvenței oscilatorului.

Cunoscînd că un sistem oscilator poate fi prezentat sub forma unui amplificator (A) și a unei bucle de reacție (B), schema bloc de interacțiune și relațiile de fază dintre elementele acestui sistem sînt redată în figura 5.2., a și b. /122/.

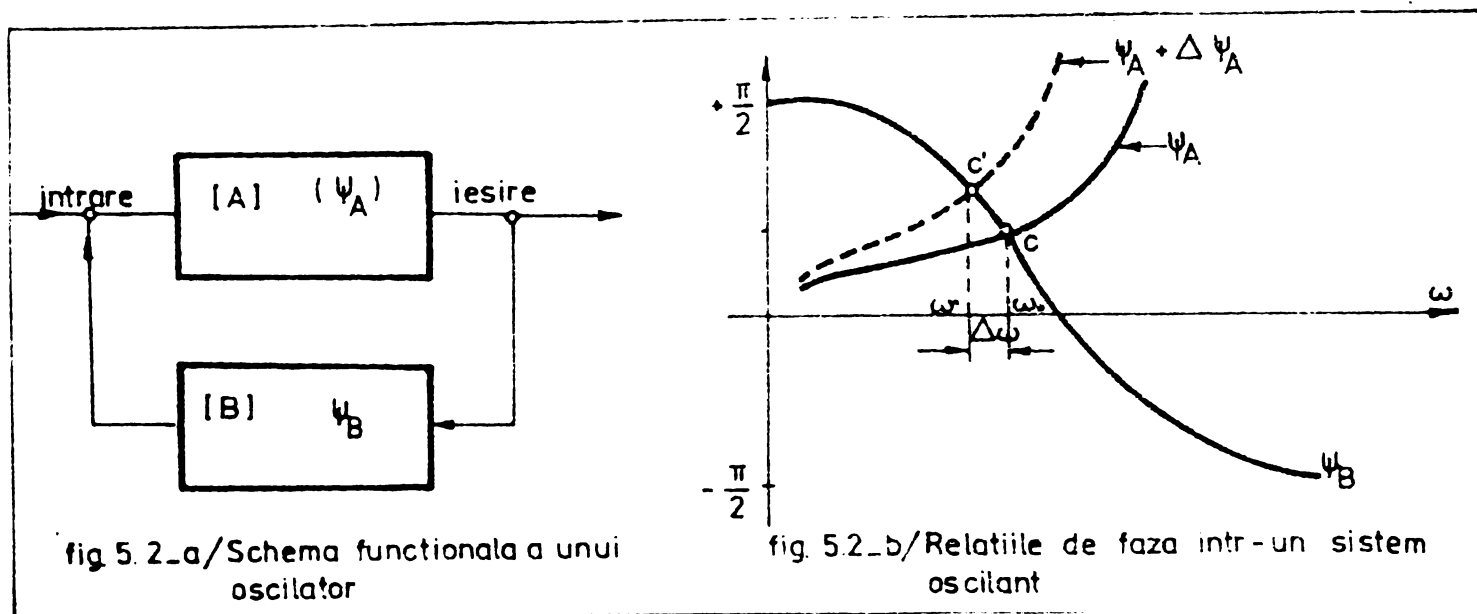


fig 5.2_a/Schema functională a unui oscilator

fig 5.2_b/Relațiile de fază într-un sistem oscilant

Pentru a se obține oscilații într-un astfel de sistem, trebuie să îndeplinite simultan condițiile :

$$|A| \cdot |B| = 1 \quad \text{condiția de amplitudine}$$

$$\varphi_A + \varphi_B = 2k\pi \quad \text{condiția de fază} \quad (5.4.)$$

unde A și B reprezintă amplificările celor două brațe, iar φ_A și φ_B sînt unghiurile de fază, date de relațiile :

$$\varphi_A = \text{arc tg.} \frac{X_{\text{circ.ampl.}}}{r_{\text{circ.ampl.}}} \quad ; \quad \varphi_B = \text{arc tg.} \frac{X_{\text{circ.reacție}}}{r_{\text{circ.reacție}}}$$

Prin reactanțele circuitelor respective (X_{ca} , X_{cr}) cele două unghiuri depind de frecvență, astfel că din relația (5.4) se poate scrie :

$$\varphi_A + \varphi_B = F(\omega) = 2K\pi \quad (5.5.)$$

Din graficul reprezentat în figura 5.2.b., se observă că relațiile (5.4) sînt îndeplinite doar în punctul C. Dacă din cauza variației unui parametru oarecare al sistemului, relația (5.5) nu mai este satisfăcută, atunci și funcția $F(\omega)$ va înregistra o variație $\Delta\varphi$, care presupunînd că va îndeplini condițiile

$$\Delta\varphi > 0 \quad \text{și} \quad \Delta\varphi \ll 2K \quad (5.6.)$$

va transforma relația (5.5) în :

$$F(\omega) = 2K\pi + \Delta\varphi$$

Deoarece condiția de fază nu mai este îndeplinită (pct. c' de pe grafic), frecvența oscilațiilor se va modifica cu $\Delta\omega$, astfel încît noua frecvență ω' să îndeplinească și ea condiția de fază a oscilațiilor, care acum va deveni :

$$F(\omega + \Delta\omega) = 2K\pi \quad (5.7.)$$

Dezvoltînd în serie de puteri întregi și reținînd doar primii doi termeni, relația (5.7.) devine :

$$F(\omega) = \frac{\partial F(\omega)}{\partial \omega} \cdot \Delta\omega = 2K\pi \quad (5.8.)$$

dar

$$F(\omega) = 2K\pi + \Delta\varphi, \text{ deci va rezulta:}$$

$$\Delta\varphi + \frac{\partial F(\omega)}{\partial \omega} \cdot \Delta\omega = 0, \text{ de unde :}$$

$$\Delta\omega = \frac{-\Delta\varphi}{\partial F(\omega)/\partial \omega}$$

și pentru a afla variația relativă a frecvenței, împărțind cu ω , vom avea :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = - \frac{\Delta\varphi}{\omega \partial F(\omega)/\partial \omega} \quad (5.9.)$$

Deoarece $\Delta\omega/\omega < 0$, (am presupus că $\Delta\omega$ descrește), iar pentru $\Delta\varphi > 0$, ca relația (5.9) să fie îndeplinită, este necesar ca :

$$\frac{\partial F(\omega)}{\partial \omega} > 0 \quad (5.10.)$$

Această relație reprezintă condiția de stabilitate a

oscilatorului. Deoarece instabilitatea relativă a frecvenței variază proporțional cu mărimea :

$$S(\omega) = -\omega \frac{\partial F(\omega)}{\partial \omega}, \quad (5.11.)$$

aceasta este denumită factor de stabilizare a frecvenței și reprezintă parametrul cel mai important al oscilatorului.

Considerațiile făcute pînă în prezent au presupus că în circuitul oscilant apare doar fundamentală frecvenței de oscilație. Se poate demonstra /54/ că prezența armonicilor frecvenței fundamentale duce la o variație de frecvență :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \sum_{K=2}^{\infty} (K^2 - 1) \cdot m_K^2 \quad \text{pentru un circuit derivație} \quad (5.12.)$$

și

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \sum_{K=2}^{\infty} (K^2 - 1) \cdot n_K^2 \quad \text{pentru un circuit serie}$$

unde:

m_K = distorsiunea de ordinul k a tensiunii

n_K = distorsiunea de ordinul k a curentului.

5.2. FACTORII PERTURBATORI AI FRECVENȚEI. PROCEDEE DE MĂRIRE A STABILITĂȚII

Analizînd condițiile de stabilitate a frecvenței oscilatorului, se observă că $F(\omega)$ variază direct proporțional cu φ_A și φ_B care, conform relațiilor de definiție, depind de reactanța și rezistența de pierderi din circuitul oscilant al oscilatorului și al buclei de reacție. Pe de altă parte, relațiile (5.12) relevă faptul că instabilitatea frecvenței depinde și de apariția armonicilor frecvenței fundamentale, armonici care, la rîndul lor, sînt determinate de regimul de lucru al elementului activ din oscilator și de caracterul sarcinii. Lăsînd la o parte factorii de ordin mecanic, fizic, climateric, cu influențe negative asupra stabilității frecvenței și împotriva cărora se iau măsuri de ordin general, din cele relatate rezultă că instabilitatea frecvenței generatorului este determinată în special de :

5.2.1. Variația frecvenței proprii de oscilație (f_0) a circuitului oscilant

Considerînd circuitul oscilant cu un factor de calitate Q suficient de mare, frecvența de rezonanță a acestuia poate fi

definită de relația :

$$f_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = (L \cdot C)^{-\frac{1}{2}}$$

Variația acestei frecvențe este determinată în special de modificarea valorilor parametrilor L și C, precum și de instabilitatea tensiunii de alimentare. Prin modificarea parametrilor L și C, se produce o variație de frecvență :

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right)$$

Deriva valorilor lui L și C este în cel mai înalt grad determinată de variația temperaturii, a cărei influență este definită de coeficienții de temperatură ai inductanței (α_L) și capacității (α_C), corespunzători variației cu 1°C a temperaturii, adică :

$$\alpha_L = \frac{1}{L} \left(\frac{\partial L}{\partial T} \right) ; \quad \alpha_C = \frac{1}{C} \left(\frac{\partial C}{\partial T} \right)$$

Aceștia determină, la rîndul lor, un coeficient de temperatură al frecvenței circuitului oscilant (α_ω) :

$$\alpha_\omega = \frac{1}{2} (\alpha_L + \alpha_C) \quad (5.13)$$

care va produce o variație a frecvenței :

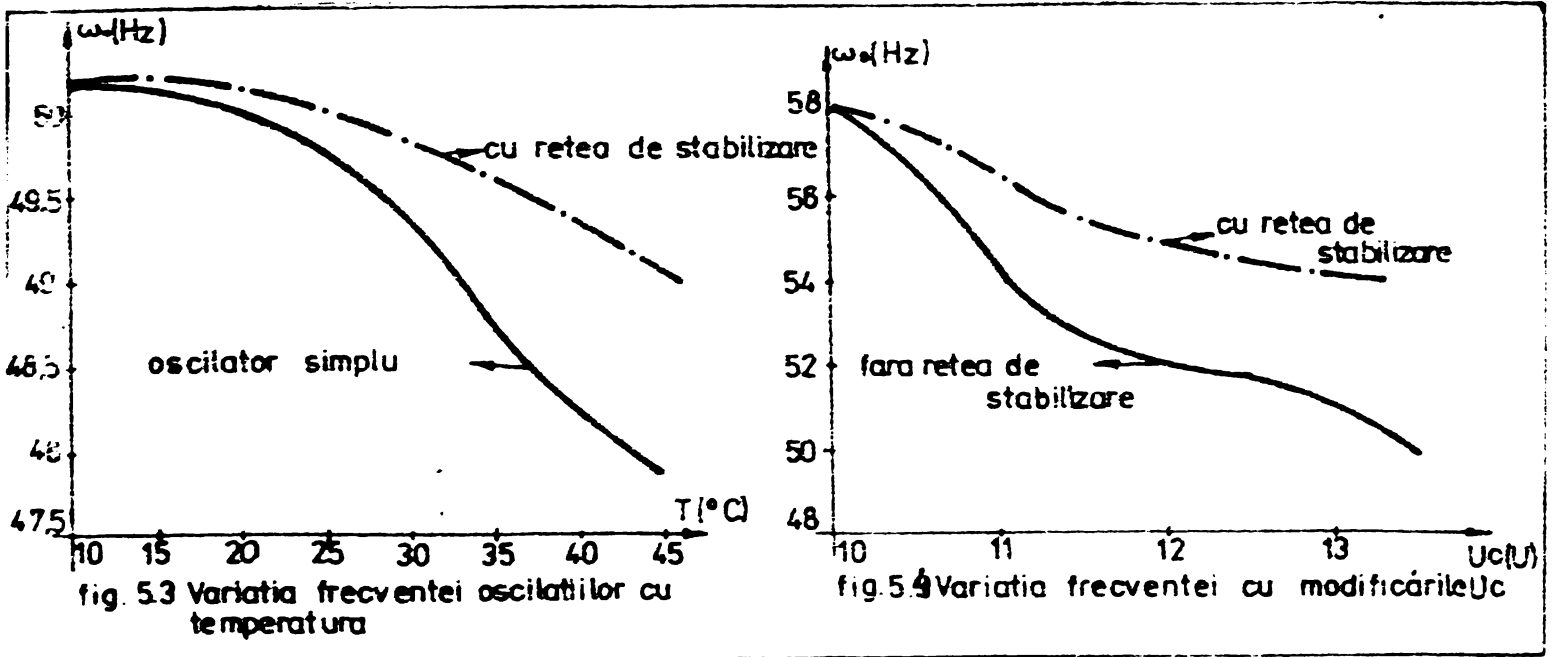
$$\Delta f_0 = f_0 \cdot \alpha_\omega \cdot \Delta T = -\frac{1}{2} \cdot f_0 \cdot (\alpha_L + \alpha_C) \cdot \Delta T \quad (5.14.)$$

Instabilitatea tensiunii de alimentare duce la variația frecvenței f_0 , în special datorită faptului că la variația tensiunii se modifică amplitudinea oscilațiilor, aceasta determinînd modificarea spectrului armonicilor. Experiențele efectuate au demonstrat că pentru un oscilator simplu, la care nu s-au luat măsuri speciale de stabilizare, variația frecvenței oscilațiilor datorată modificării temperaturii și tensiunii de alimentare se înscrie în limita graficelor din figura 5.3. și 5.4.

Din relația (5.14) se poate observa că independența frecvenței f_0 de variațiile temperaturii se poate obține prin :

- menținerea constantă a temperaturii circuitului oscilant ($\Delta T = 0$) ;
- aducerea la zero a coeficienților α_L și α_C ;
- compensarea reciprocă a coeficienților α_L și α_C , conform condiției $\alpha_L + \alpha_C = 0$.

Aceste metode se utilizează separat sau simultan , în funcție de abaterile admisibile ale lui f_0 .



Folosirea cuplurilor capacitive termocompensate (condensatoare cu coeficienți α_C de semn contrar), a bobinelor termostabile și a termostatelor permite obținerea unui circuit oscilant a cărui frecvență proprie de oscilație nu depinde de condițiile atmosferice, mecanice și structurale.

Instabilitatea frecvenței datorită variațiilor tensiunii de alimentare poate fi eliminată sau diminuată, prin utilizarea unor surse bine stabilizate, cu atât mai mult cu cât tehnologiile moderne permit construirea unor dispozitive de stabilizare cu un coeficient mai mic de 0,5 % .

5.2.2. Regimul de lucru al elementului activ al oscilatorului

Din analiza relației (5.12), se poate observa că îndeplinirea condițiilor

$$n_K (n_K) \Big|_{K=2}^{\infty} = 0 \quad \text{caracterizează funcționarea fără armonici}$$

$$n_K (n_K) \Big|_{K=2}^{\infty} = \text{cst.} \quad \text{caracterizează funcționarea cu un spectru de armonici constant.}$$

Prima condiție exprimă lipsa armonicilor de tensiune la bornele circuitului oscilant, situație posibilă atunci când elementul activ (tubul, tranzistorul) lucrează în domeniul liniar al caracte-

teristicilor de excitație, sau cînd există posibilități de suprimare eficientă a armonicilor. Acest deziderat poate fi îndeplinit prin:

- funcționarea la limita de amorsare a oscilațiilor ;
- utilizarea unor circuite oscilante de foarte bună calitate ;
- folosirea filtrelor de suprimare a armonicilor.

Funcționarea la limita de amorsare a oscilațiilor se realizează prin stabilirea punctului de funcționare a tranzistorului în vecinătatea zonei de inflexiune a caracteristicilor și aducînd regimul de lucru al întregului sistem (prin alegerea adecvată a rezistențelor circuitului oscilant, utilizarea unei reacții negative sau a negativării automate), la cel limită. Același lucru se poate obține și prin conectarea unei rezistențe suficient de mari, în serie cu sistemul de excitație. Experiența a dovedit că o asemenea rezistență, de ordinul (zeci- sute) K , micșorează căderea de tensiune la bornele circuitului oscilant paralel, pentru toate armonicile față de care reactanța circuitului nu este mare și modifică relativ puțin tensiunea de frecvență fundamentală, pentru care reactanța circuitului este suficient de mare, prin aceasta, amplitudinile relative ale armonicilor superioare se micșorează mult, scăzînd influența lor asupra frecvenței f_0 .

Frecvența de oscilație poate fi adusă într-o stare de cvasiindependență față de parametrii tranzistorului, prin conectarea unor reactanțe de compensare, în serie cu baza sau colectorul tranzistorului, așa cum se poate observa și din figura 5.5. și 5.6.

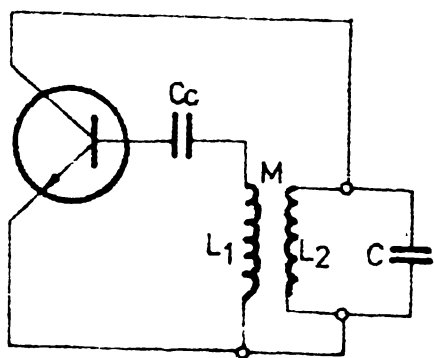


fig.5.5 Oscilator cu capacitate de compensare in bază

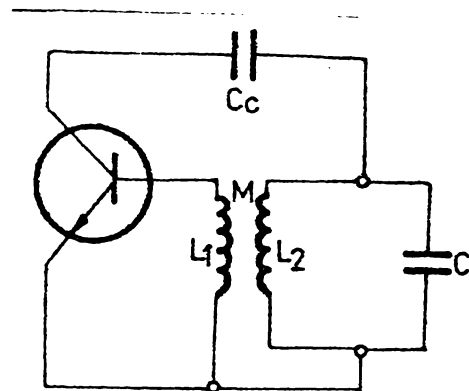


fig.5.6 Oscilator cu capacitate de compensare in colector

Deoarece impedanțele de intrare și ieșire mici, capacitățile para-

zite ale tranzistorului influențează asupra circuitului oscilant, producând amortizarea acestuia, pentru evitarea fenomenului, se impun o serie de măsuri ca :

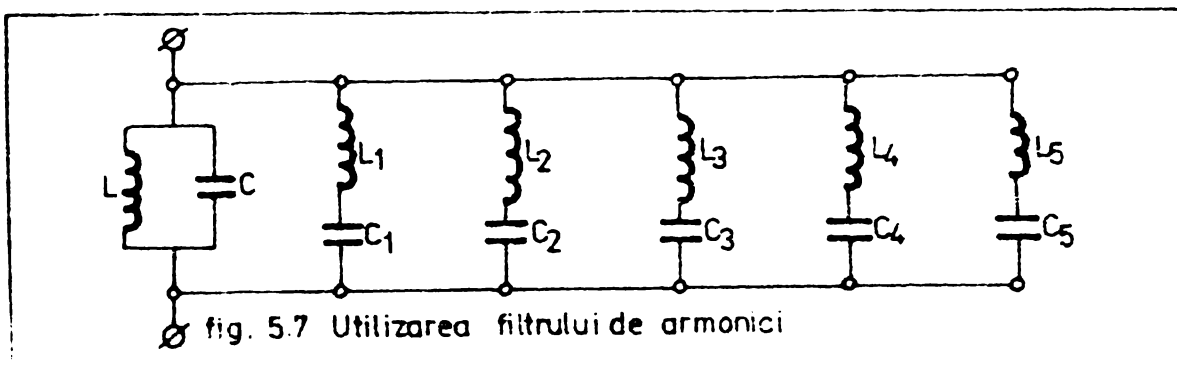
- utilizarea circuitelor oscilante cu factori de calitate ridicați (rezistențe de pierderi mici);
- alegerea unui raport C/L mare ;
- realizarea unui cuplaj cât mai slab între tranzistor și circuitul oscilant, cu ajutorul prizelor pe bobină, sau prin introducerea unui divizor capacitiv, avându-se însă grijă ca acest cuplaj să nu compromită condiția de oscilație.

O îmbunătățire simțitoare a stabilității frecvenței oscilatorului poate fi obținută și prin utilizarea unor filtre cu circuite oscilante serie, acordate pe diferite armonici, cuplate în paralel cu circuitul oscilant al oscilatorului (fig.5.7).

Dacă filtrele sînt suficient de selective și în număr destul de mare, ne putem apropia de condiția:

$$m_K / 2^{\infty} = 0$$

De obicei, se utilizează un filtru cu 4-6 celule pentru armonicile mai joase, a căror influență asupra frecvenței este mai puternică.

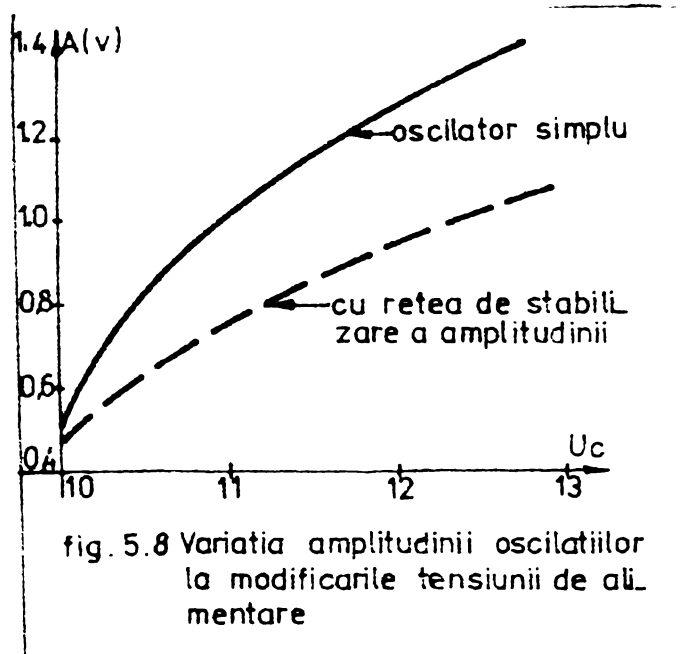


Metoda prezintă dezavantajul că poate fi utilizată doar la oscilatoarele cu frecvență fixă de oscilație și reclamă, totodată, un reglaj pretențios.

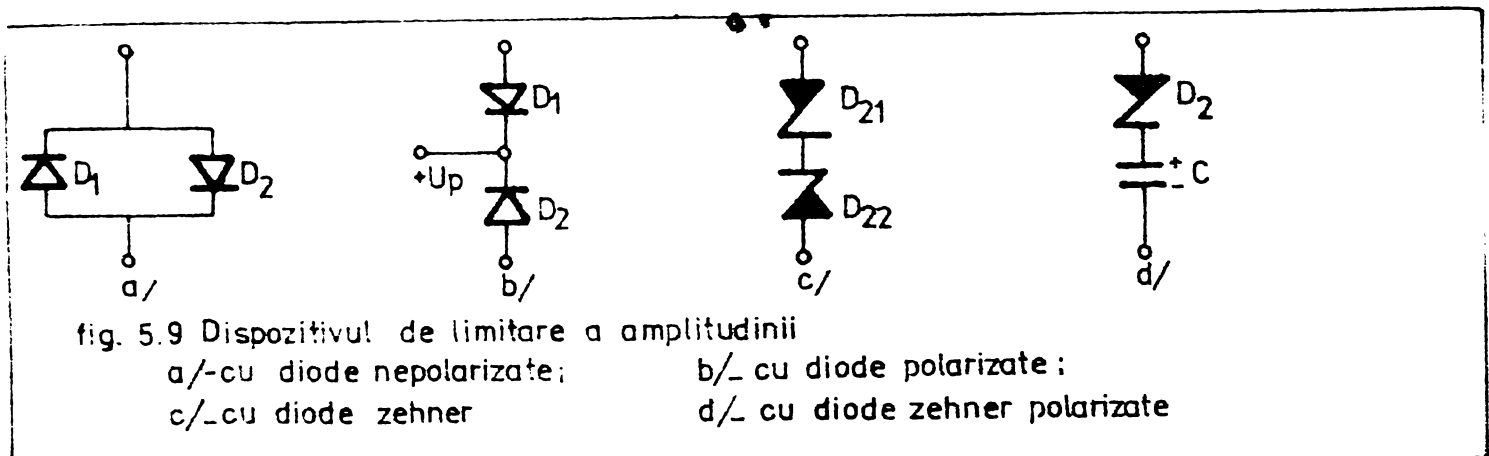
A doua condiție - funcționarea cu spectru de armonici constant impune o amplitudine stabilă a oscilațiilor, prin aceasta asigurându-se ca factorul de distorsiuni al armonicilor superioare să nu varieze.

Așa cum s-a relatat, variația amplitudinii oscilațiilor es-

te determinată în special de modificarea tensiunilor de alimentare, fapt ilustrat și de graficul din figura 5.8.



Pentru a se obține o amplitudine constantă a oscilațiilor, pe lângă stabilizarea riguroasă a surselor de alimentare, se caută să se realizeze și o limitare a amplitudinii, fie prin alegerea corespunzătoare a punctului de funcționare a tranzistorului, încât acesta să lucreze în clasă A, fie prin elemente sensibile la variațiile de amplitudine (fig. 5.9. a, b, c, d.)



La dipolul din fig. 5.9. a, tensiunea de limitare depinde de temperatură, dependență ce poate fi înlăturată prin polarizarea diodelor cu o tensiune U_p . Tensiunea de polarizare poate fi evitată prin utilizarea a două diode Zehner, limitarea făcându-se la o amplitudine a oscilațiilor egală cu tensiunea Zehner (U_z). Prin conectarea în serie a unei diode Zehner și a unui condensator (1-10 μF), amplitudinea oscilațiilor va fi limitată simetric la valoarea $U_z/2$.

Prin utilizarea diodelor Zehner, se obține o bună stabilitate a amplitudinii cu temperatura, o limitare foarte netă, armonicele de ordin superior fiind ușor filtrate.

Pentru a se evita deformarea semnalului de către diode, acestea se vor conecta la bobina circuitului oscilant, astfel ca scăderea factorului de calitate Q să fie tolerabilă.

5.2.3. Caracterul sarcinii

În relația (5.12), îndeplinirea condiției $(K^2-1) m^2 \int_2^\infty = 0$ caracterizează funcționarea pe o sarcină rezistivă.

Pentru îndeplinirea acestei condiții, este necesar ca circuitul oscilant al oscilatorului să constituie atât pentru fundamentală, cât și pentru eventualele armonici, o sarcină pur ohmică, prin anularea componentei reactive care produce variații de frecvență. Acest fapt se poate realiza doar cu circuite oscilante de foarte bună calitate. Cu toate acestea, sarcina oscilatorului-care este constituită din impedanța de intrare a etajului următor-variază datorită modificării regimului de lucru al acestui etaj, cuplajului parazit dintre circuite etc.

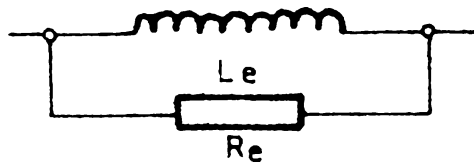
În vederea atenuării acestor influențe, este necesar ca etajul de sarcină al oscilatorului să funcționeze cu un curent de excitație mic, prin aceasta asigurându-se oscilatorului un regim de încărcare mai lejer.

Influența sarcinii asupra oscilatorului se poate diminua sau atenua complet, fie prin alegerea unui cuplaj adecvat care trebuie realizat, pe cât posibil, cu acel braț al circuitului oscilant care nu este cuplat direct la baza tranzistorului oscilator, fie prin introducerea unui etaj intermediar (tampon) destinat să preia el variațiile sarcinii, asigurând astfel pentru oscilator un regim constant de funcționare. În concluzie, pentru asigurarea unei bune stabilități a frecvenței generatorului, încă din faza de proiectare și apoi în construcție, trebuie să se adopte următoarele măsuri :

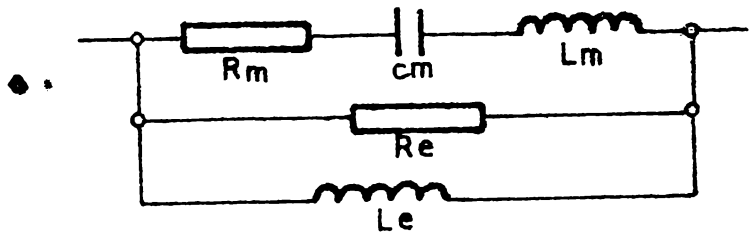
- stabilizarea riguroasă a surselor de alimentare ;
- utilizarea unor circuite oscilante cu Q cât mai mare ;
- elementul activ al oscilatorului să funcționeze în zona liniară a caracteristicilor ;
- componentele pasive ale montajului (R,L,C) să fie de foarte bună calitate, cu coeficienți mici de temperatură;
- menținerea constantă a amplitudinii oscilațiilor;
- eliminarea influenței sarcinii oscilatorului asupra regimului de funcționare a acestuia.
- eliminarea sau diminuarea prin orice mijloc a influenței armonicelor superioare asupra elementului oscilant.

5.3. INFLUENȚA SARCINII GENERATORULUI ASUPRA STABILITĂȚII FRECVENȚEI

Toate considerațiile de pînă acum s-au referit la factorii "interni" ai generatorului, care provoacă variația frecvenței proprii de oscilație, fără a lua în considerare sarcina electrică care, în cadrul instalațiilor de prelucrat cu ultrasunete, este constituită din transductoarele magnetostrictive sau piezoelectrice, acestea din punct de vedere electric reprezentînd sisteme rezonante ce absorb de la generator maximum de putere pe frecvența lor de rezonanță, ele comportîndu-se ca o sarcină complexă (X_C, X_L, R), ale cărei mărimi variază cu frecvența, temperatura, presiunea etc. Schema electrică echivalentă a unui transductor magnetostrictiv este reprezentată în fig. 5.10. a, b /86/, unde



a./- Schema electrică echivalentă a transd. magnetostrictiv.



b./- Schema electrică echivalentă a unui transd. magnetostrictiv cuplat cu concentratorul

fig 5.10

R_e = rezistența electrică a înfășurării transductorului;

L_e = inductanța înfășurării ;

R_m = rezistența activă condiționată de oscilațiile acustice în concentrator, precum și de pierderile mecanice din ansamblul transductor- concentrator ;

C_m = capacitatea condiționată de oscilațiile libere ale ansamblului transductor- concentrator;

L_m = inductanța condiționată de masa în mișcare a ansamblului.

Din schema echivalentă se poate observa că ansamblul format din elementul magnetostrictiv (transductorul) și cel mecanic (concentratoare) are atât proprietăți electrice cît și mecanice, motiv pentru care, în funcționare, sistemul electromecanic

transductor- concentrator prezintă mai multe frecvențe de rezonanță

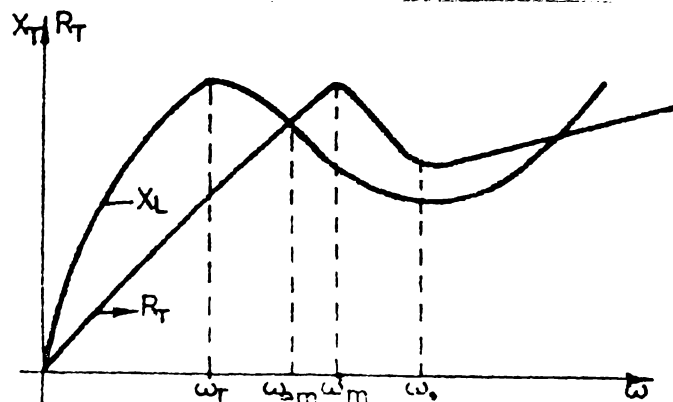


fig.5.11. Dispunerea frecvențelor de rezonanță pentru un transductor magnetostrictiv

ω_{em} = frecvența de rezonanță electromagnetică. In acest caz, transductorul este la rezonanță cu generatorul și absoarbe de la acesta maximum de putere (adaptare optimă).

ω_m = frecvența de rezonanță mecanică (amplitudinea oscilațiilor ansamblului este maximă).

ω_e = frecvența ce caracterizează rezonanța dintre sistemul electric și cel mecanic.

ω_a = frecvența de antirezonanță (sistemul prezintă o impedanță minimă).

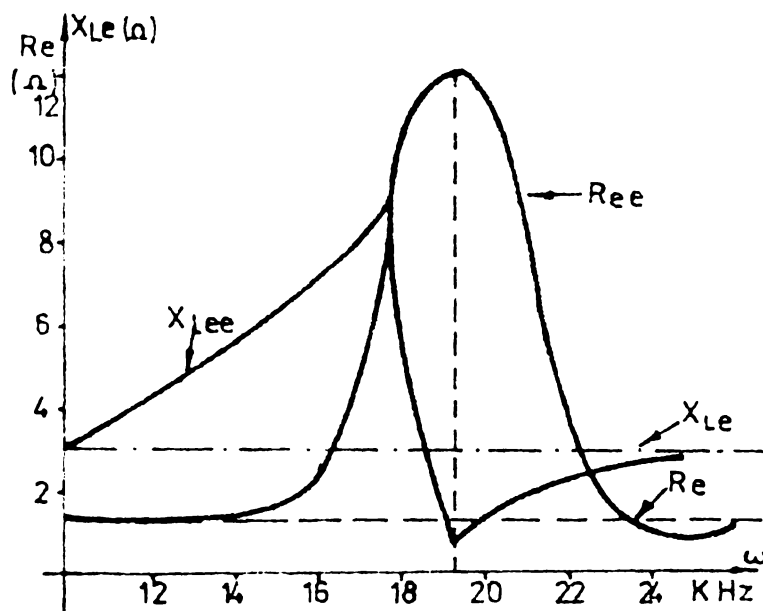


fig. 5.12 - Variația parametrilor X_{Le} și R_{ee} funcție de frecvență

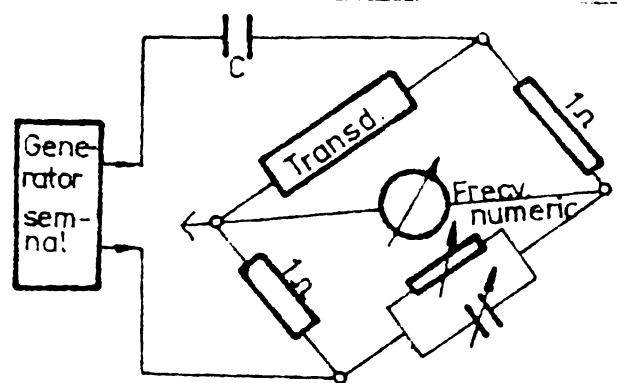


fig. 5.13 Montaj experimental pentru ridicarea curbelor R_e $X_{Le} = f(\omega)$

Față de aceste puncte, variația mărimilor $X_t = X_e + X_m$ și $R_t = R_e + R_m$ este cea din fig.5.11.

Variația parametrilor electrici ai transductorului, fără concentrator, este redată în graficul din fig.5.12. ridicat experimental pentru un transductor de ferită cu parametrii $R_e = 1,12\Omega$, $X_{Le} = 2,8\Omega$, utilizînd montajul din fig.5.13, format dintr-un generator, un frecventmetru numeric și o punte tip Maxwell, adaptată scopurilor propuse. Tot cu acest prilej, s-a putut determina și

frecvența proprie de rezonanță a feritei transductorului: $f_0 = 19,22$ KHz.

Analizînd graficul din fig. 5.12., se observă că X_{Lee} crește aproape liniar cu frecvența ($X_{Lee} = \omega L$), pînă în apropiere - rea zonei de rezonanță. La rezonanță, ea scade brusc pînă aproape de zero, iar R_{ee} atinge valoarea maximă. În această zonă, pierderile de putere reactivă sînt aproape nule ($X_{Lee} \approx 0$), iar puterea absorbită de la generator este maximă.

Măsurînd valorile lui R_{ee} și L_{ee} la diferite frecvențe discrete, pentru un transductor ce oscilează liber, cît și pentru ansamblul transductor- concentrator, avînd $R_e = 1,2 \Omega$, $L_e = 1,8 \Omega$, a rezultat diagrama circulară din fig.5.14.

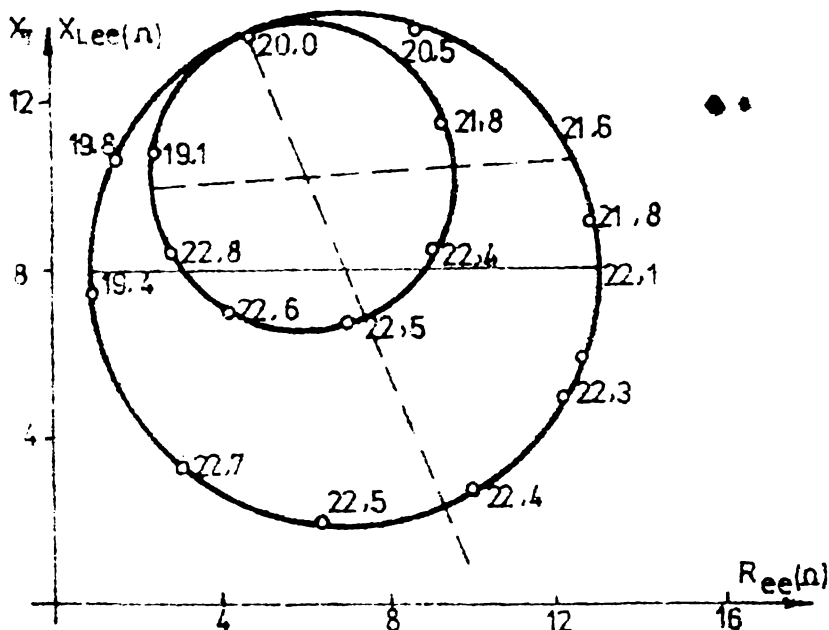


fig. 5.14. Variația funcției $X_{Lee} = F(R_{ee})$ la diferite frecvențe

$$R_{ee \text{ max}} = 12,4 \Omega$$

$$X_{Lee \text{ max}} = 14,2 \Omega$$

Din configurația celor două diagrame circulare, se observă că la frecvențe joase R_{ee} este mică, ea crescînd odată cu frecvența. Pentru transductorul ales, în jurul frecvenței $f_0 = 22$ KHz, apar proprietățile de rezonanță mecanică și electrică, curba lui X descriind un cerc al cărui diametru este cu atît mai mare, cu cît factorul de calitate Q al înfășurărilor transductorului este mai bun. Dispunerea înclinată a diametrului cercului, în cazul diagramei corespunzătoare ansamblului transductor-concentrator, indică prezența pierderilor

în sistem, datorită încălzirii concentratorului, apariției oscilațiilor transversale etc. Se observă că diagrama se situează în zona pozitivă pentru întregul interval de frecvență, ceea ce denotă un caracter inductiv- activ al rezistenței totale a transductorului chiar și la rezonanță (din cauza faptului că rezonanța mecanică a transductorului diferă de cea electrică). Acest fapt a fost ilustrat și de rezultatele experiențelor efectuate privind variația puterilor absorbite de transductor, cu și fără concentrator cu-

Graficul din fig.5.15. scoate în evidență diferența dintre cele două frecvențe de rezonanță, această diferență creștând complicații în procesul de adaptare a generatorului cu transductorul.

Existența unei puteri medii consumate, ce crește odată cu frecvența, confirmă pierderile din ansamblul transductor-concentrator, care sînt cauzate de acțiunea convergentă a unor factori cum ar fi : curenții turbionari, fenomenul de histerezis, temperatura, oscilațiile transversale etc. În concluzie, pe baza datelor

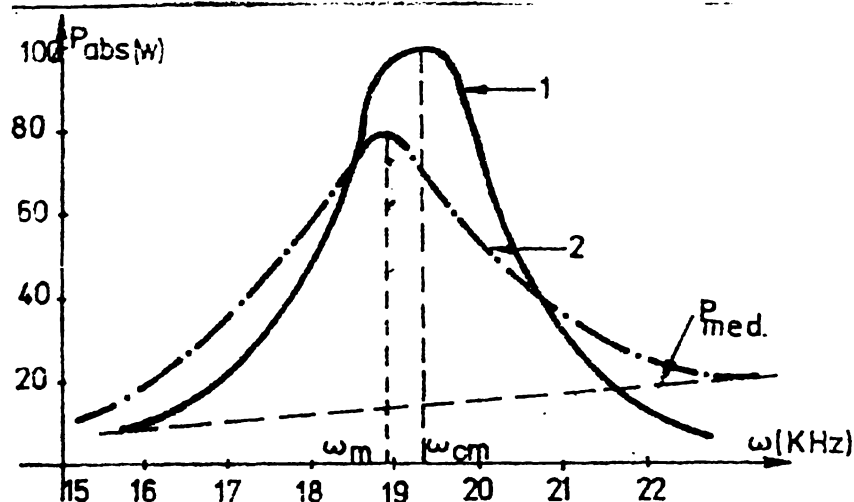


fig. 5.15. Variația puterii absorbite de transductor
1. fara concentrator; 2. cu concentrator

$$P_{abs_1} = 100,5 \text{ W}$$

$$P_{abs_2} = 73 \text{ W}$$

$$\Delta\omega = \omega_{cm} - \omega_m = 325 \text{ Hz}$$

experimentale, a calculelor teoretice, se poate afirma că sarcina generatorului este variabilă cu frecvența,

că nici la frecvența de rezonanță nu are un caracter pur activ, fapt cu implicații și asupra stabilității

frecvenței generatorului, prin aceea că toate variațiile

sarcinii sînt "reflectate" prin circuitele de ieșire ale generatorului spre

etajele finale, modificîndu-le regimul de funcționare,

iar de aici spre oscilator. În cazul în care generatorul

de ultrasunete este conceput pe schema unui oscilator de

putere fără etaj pilot, această

variație a sarcinii generatorului influențează în mod direct asupra stabilității frecvenței. Așa cum s-a arătat, deși stabilitatea frecvenței generatorului poate fi bună, frecvența de rezonanță a transductorului este influențată de o serie de factori ca: temperatura concentratorului, presiunea din spațiul de lucru etc.

Pentru diferite tipuri de transductoare supuse experimentării, variația frecvenței de rezonanță funcție de temperatură este dată în tabelul 5.1., datele din acest tabel fiind rezultatul experimentărilor efectuate pe 6 tipuri de transductoare cu ferită, fără a avea concentratoare cuplate la ele, eliminîndu-se astfel influența sistemului mecanic.

Tabel 5.1.

f _o (Hz.) t (°C) Frecvența de rezonanță inițială f _o	Variația frecvenței de rezonanță f _o (Hz.)							
	10	20	30	40	50	60	65	70
f _o = 19,22 KHz.	55	90	130	170	195	228	292	325
f _o = 21,5 KHz.	70	115	163	207	242	286	369	400
f _o = 25,54 KHz.	85	133	195	240	285	319	422	485
f _o = 30,21 KHz.	97	150	208	265	342	395	509	567
f _o = 49,15 KHz.	108	186	235	315	406	485	610	685

Se observă că încălzirea concentratorului pînă la temperatura de 70°C poate provoca o variație a frecvenței de rezonanță a transductorului cu 400-700 Hz., în sensul scăderii acesteia, fenomen care are la bază faptul că la creșterea temperaturii, blocul ultrasonic (transductor + concentrator) se dilată și, deci, frecvența lui de rezonanță scade. În această situație, generatorul și transductorul nu mai oscilează pe aceeași frecvență, puterea absorbită de la generator scade, iar amplitudinea oscilațiilor la capătul concentratorului se micșorează brusc. În acest caz, stabilitatea frecvenței generatorului își pierde sensul; acestuia (pentru a se menține la rezonanță cu transductorul) i se cere să-și poată modifica frecvența în scopul de a urmări permanent frecvența de rezonanță a transductorului, deziderat ce poate fi îndeplinit doar cu ajutorul schemelor de reglare automată a frecvenței.

5.4. CERCETARI PRIVIND POSIBILITATEA DE REGLARE AUTOMATA A FRECVENTEI (R.A.F.)

Experiențele efectuate au scos în evidență faptul că la conceperea unei scheme de R.A.F., cel mai important lucru îl constituie alegerea corectă a parametrului cărui modificarea valorii inițiale îi corespunde o variație a frecvenței generatorului.

S-a arătat că într-un transductor magnetostrictiv real există în practică trei frecvențe de rezonanță diferite. Deoarece puterea acustică a transductorului este maximă pe frecvența de rezonanță mecanică, care diferă puțin de cea electrică (cînd I și U din transductor sînt maximi), este de dorit ca aceste două rezo -

nante să coincidă sau în cel mai rău caz, să fie foarte apropiate. Montarea în paralel cu transductorul a unei capacități adecvate permite să se reducă la minimum diferența $\omega_{em} - \omega_m$, prin aceasta, la rezonanță transductorul prezentînd o rezistență activă, caracterul inductiv dispărînd aproape complet.

Compensarea transductorului cu o capacitate permite ca factorii de natură mecanică care duc la modificarea frecvenței de rezonanță a transductorului, să poată fi analizați din punct de vedere electric, facilitînd astfel alegerea unor scheme R.A.F. cît mai eficiente.

La alegerea oricărei scheme R.A.F., trebuie să se țină seama și de faptul că generatorul să lucreze stabil, fără să-și modifice frecvența în salturi. Aceasta impune o asemenea caracteristică de fază a întregului sistem generator-transductor-schemă R.A.F., care să asigure ca defazajul dintre semnalul de intrare și cel de ieșire să fie pozitiv în zona $0 - \omega_{rez}$ și negativ în zona $\omega_{rez} - \infty$. În vederea acestui fapt, majoritatea schemelor R.A.F. utilizează o reacție inversă transductor-generator, astfel că la intrarea sistemului apar semnale electrice purtătoare de informații privitoare la variația frecvenței de rezonanță a transductorului.

5.4.1. Schemă R.A.F. cu reacție inversă de curent

Un asemenea tip de schemă este redat principial în figura 5.16.

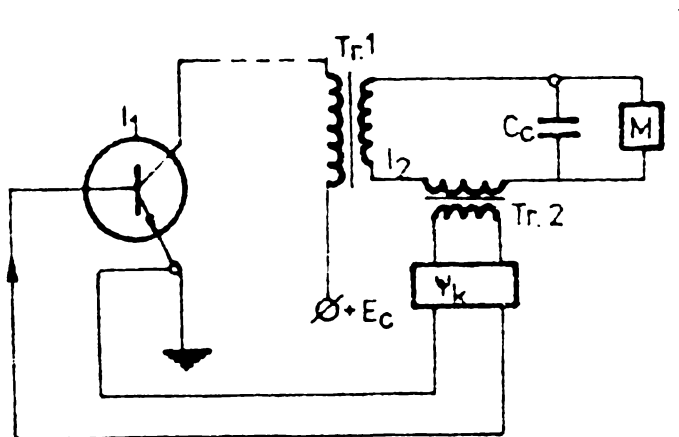


fig. 5.16. Schemă RAF cu reacție inversă de curent

- T_1 = oscilatorul generatorului
- T_{r1} = transformatorul de ieșire a generatorului
- T_{r2} = transformator pentru reacția de curent
- C_c = condensator de compensare
- M = transductor magnetostrictiv.

Analizînd schema echivalentă a transductorului (fig.5.10.b), introducînd în calcul și capacitatea de compensare, la rezonanță vom avea: $L_m C_m = L_e C_e$, iar rezistența circuitului oscilant fiind foarte mare, curentul prin transductor va fi determinat de parametrii circuitului $R_m L_m C_m$, deci variația curentului I_2 ce străbate transformatorul T_{r2} , va urmări abaterea frecvenței de rezonanță. Caracte-

ristica de fază a unui astfel de sistem este reprezentată în figura 5.17.a,

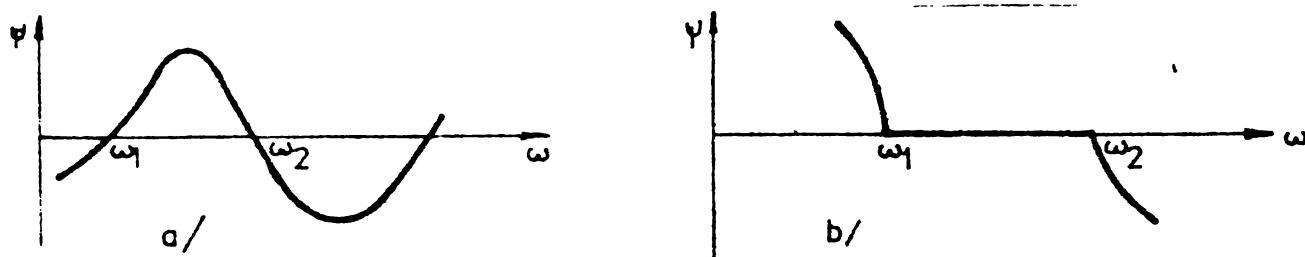


fig. 5.17. Caracteristica de fază a unui sistem cu reacție inversă de curent

și unde se poate observa că, în acest caz, sistemul nu se excită, deoarece nu îndeplinește una din condițiile (5.4.). Pentru a se reuși excitarea sistemului, cu ajutorul filtrului φ_K , se introduce o corecție de fază de genul celei din fig. 5.17.b., prin care se permite excitarea și reglarea automată a frecvenței generatorului în limitele $\omega_1 - \omega_2$. Dacă se consideră că ω_1 și ω_2 reprezintă frecvențele de rezonanță mecanică și electrică, putem spune că filtrul asigură o reacție cu o astfel de fază, încît să poată face posibilă excitarea oscilatorului și reglarea automată a frecvenței în limitele : rezonanță mecanică - rezonanță electrică.

Dezavantajul schemei :

- odată reglajul făcut, generatorul nu poate debita decît pe un singur transductor ;
- reglajul pretențios al filtrului, ținînd cont că acesta are un dublu rol: asigură condiția de oscilație și stabilește banda în care se asigură reglajul automat al frecvenței. Utilizarea filtrelor numerice elimină aceste inconveniente, dar duce la mărirea prețului de cost.

5.4.2. Schemă R.A.F. cu reacție acustică inversă

Acest tip de schemă presupune utilizarea sesizoarelor de rezonanță, tensiunea de reacție inversă aplicîndu-se la generator ca și în cazul precedent.

Pentru un transductor magnetostrictiv, reacția acustică se poate obține prin atașarea la concentrator a unui transductor suplimentar (fig. 5.18.a.), schema echivalentă a blocului ultra-

sonic (transductor- concentrator) fiind în acest caz cea din fig. 5.18.b.

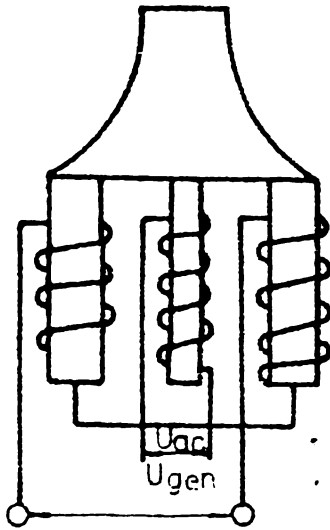


fig. 5.18

fig. a/ _modul de obținere a reacției acustice inversă

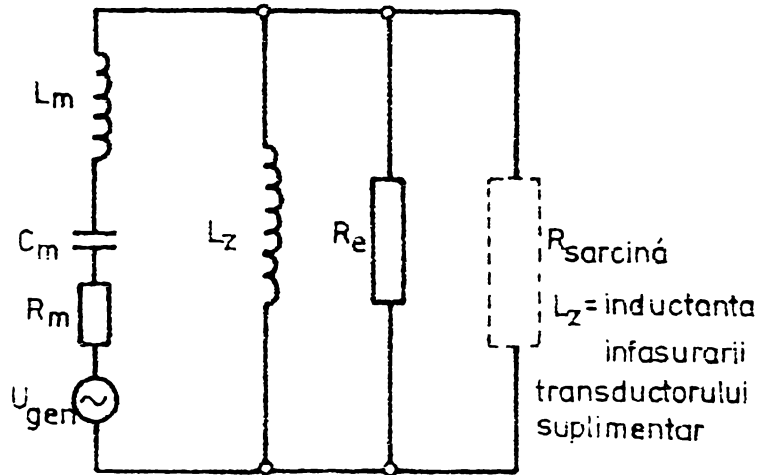


fig. b/ Schema electrică echivalentă a sistemului

În această schemă, doi transductori servesc la transformarea energiei electrice în oscilații ultrasonore, iar al treilea, cu secțiune mai mică, însă cu aceeași frecvență f_0 ca ceilalți doi, transformă oscilațiile mecanice ale transductorului în oscilații electrice, el jucînd rol de receptor al energiei acustice și funcționează pe principiul efectului magnetostrictiv invers, astfel că amplitudinea U_{ac} a oscilațiilor culese de pe înfășurarea sa va fi proporțională cu mărimea oscilațiilor mecanice de la capătul concentratorului. Pentru a putea servi ca tensiune de excitație, este necesar ca faza acesteia să corespundă cu faza tensiunii de ieșire a generatorului U_{gen} . Din schema echivalentă se observă că la rezonanță, cînd $L_m - 1/\omega C_m = 0$, diferența de fază între U_{ac} și U_{gen} va fi nulă doar dacă se scurtcircuitază înfășurarea L_2 , condiție îndeplinită aproape total doar dacă:

$$\frac{R_s \cdot R_e}{R_s + R_e} \ll \omega L_2 \quad (5.15.)$$

Prin aceasta, rezistența pur activă, care nu introduce defazaj, va șunta componenta reactivă a impedanței echivalente a transductorului receptor.

Experiențele efectuate cu un asemenea sistem au relevat faptul că :

- se impune o alegere riguroasă a celor trei transductoare, pentru a avea aceeași f_0 , o abatere de $\pm (50-100)$ Hz. a frecvenței de rezonanță, duce la ieșirea schemei

din funcțiune ;

- pe lângă diferența de fază dintre U_{ac} și U_{gen} , analizată, mai apare o întârziere și datorită principiului însuși de funcționare a schemei (timpul de transmitere a oscilațiilor prin material), întârziere ce poate fi compensată prin introducerea unei capacități variabile care reglează cu un ușor avans faza oscilațiilor din bucla de reacție ;
- la puteri de excitație mici (20-40 W), amplitudinea oscilațiilor este insuficientă pentru îndeplinirea condițiilor (5.4.), impunându-se introducerea unui amplificator în bucla de reacție.

Pe lângă aceste scheme, în literatura de specialitate se mai prezintă unele exemple, care, fie datorită complexității și deci a prețului de cost ridicat, fie performanțelor reduse, nu sînt utilizate la generatoarele de uz industrial.

Pe parcursul experiențelor efectuate pe un generator de medie putere de concepție proprie, au fost experimentate și două tipuri de scheme R.A.F. originale, cu rezultate promițătoare.

5.4.3. Schemă R.A.F. cu reacție inversă de tensiune

Datorită dezavantajelor prezentate de schemele analizate anterior, s-a căutat să se realizeze un sistem de reglare automată a frecvenței, care să nu conțină traductoare mecanice, elemente de defazaj și, în plus, să poată fi utilizat la orice tip de transductor. Schema principală a unui sistem care poate realiza acest deziderat este prezentată în fig. 5.19.

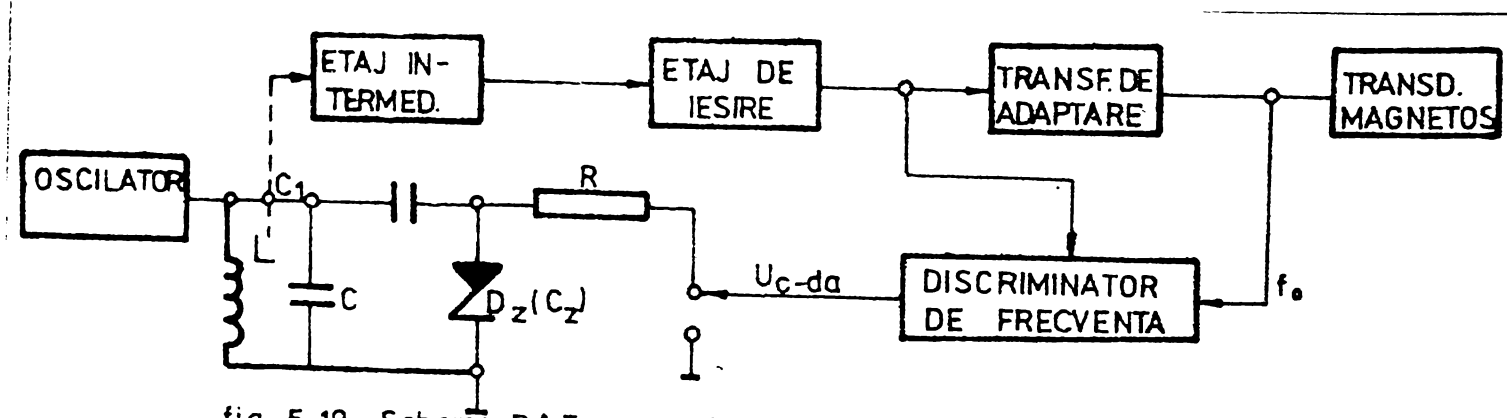


fig. 5.19. Schemă R.A.F. cu reacție inversă de tensiune

Funcționarea schemei se bazează pe proprietatea diodelor Zehner de

a se comporta ca și capacități variabile, când sînt polarizate invers, adică $C_z = f(U_{cd\grave{a}})$. In cazul de față discriminatorul de frecvență fiind comandat atît de oscilațiile cu frecvența f_g a generatorului, cît și de cele cu frecvența de rezonanță f_o a transductorului, la ieșirea sa, tensiunea $U_{cd\grave{a}}$ va fi egală cu zero atîta timp cît $f_g = f_o$. Dacă f_g diferă de f_o , la ieșirea discriminatorului va apare o tensiune $U_{cd\grave{a}}$, a cărei mărime este proporțională cu dezacordul $f = f_g - f_o$ și care va polariza dioda Zehner, capacitatea acesteia- montată în paralel cu circuitul oscilant al oscilatorului- se va modifica ducînd la variația frecvenței f_g pînă cînd ajunge din nou la situația $f_g = f_o$ și deci, $U_{cd\grave{a}} = 0$. Schema poate fi reglată pentru a acționa indiferent de semnul lui Δf (+ sau -), deși în decursul experiențelor s-a constatat că în aproximativ 90-95% din cazuri, frecvența f_o variază în sensul micșorării ei, deoarece majoritatea cauzelor provoacă încălzirea transductorului și concentratorului, fapt ce conduce la scăderea frecvenței de rezonanță .

In vederea calculului elementelor schemei, presupunîndu-se cunoscute L , C , C_1 și f_g , dacă se impune Δf pînă la care schema să acționeze, se procedează astfel:

- pentru tipul de diodă Zehner ales, se va ridica curba $C_z = f(U_{inv})$, cu ajutorul unui montaj de tipul celui din fig.5.20. De pe aceste curbe va rezulta valoarea lui C_z (fig. 5.21.)

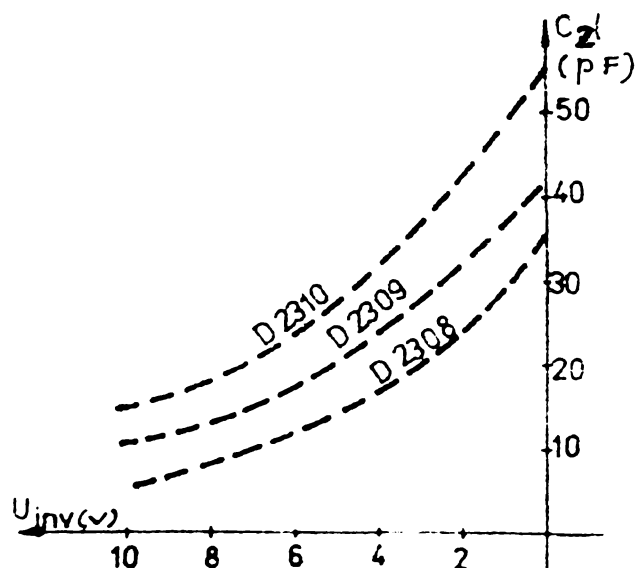
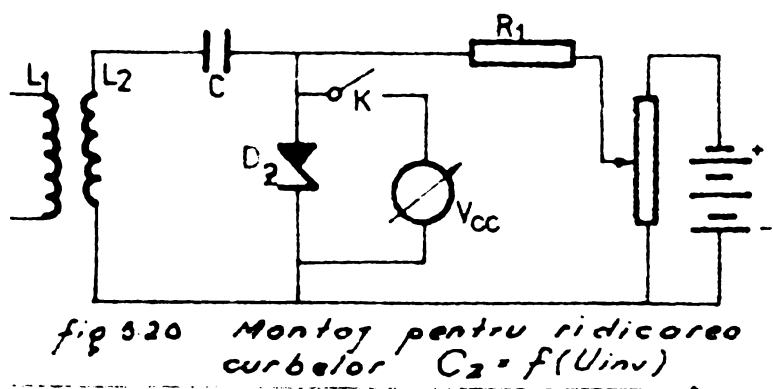


fig. 5.21 - Curbele $C_z = f(U_{inv})$ pentru tipuri de diode zehner.

Variații mai mari s-au obținut pentru capacitatea joncțiunilor unui tranzistor, funcție de polarizare. Astfel, pentru tranzistorul

E F T 313 (323, 333) cu același tip de montaj, au rezultat curbele din fig.5.22.

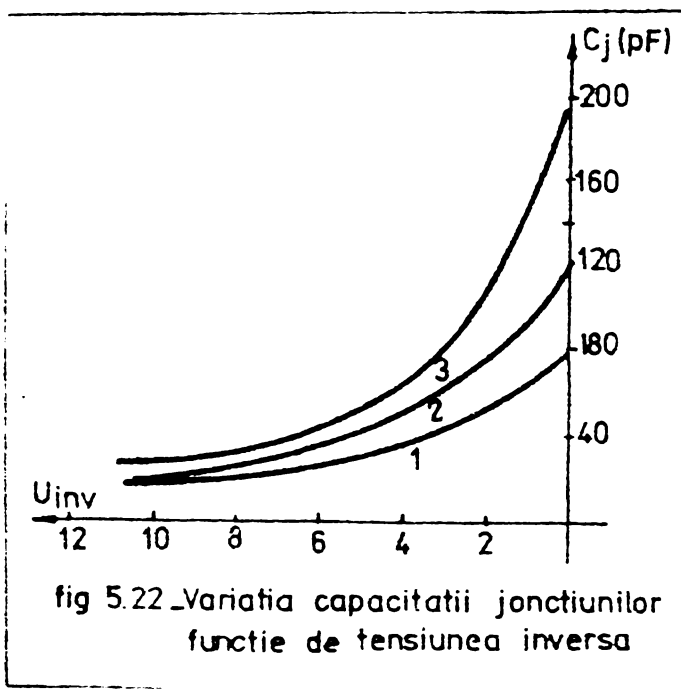


fig 5.22_Variatia capacitatii jonctiunilor functie de tensiunea inversa

Curba 1 - pentru o polarizare inversă aplicată jonctiunii emitor-bază.
Curba 2 - pentru tensiunea de polarizare inversă aplicată jonctiunii bază - colector.
Curba 3 - prin polarizarea ambelor jonctiuni legate în paralel (fig. 5.23.)

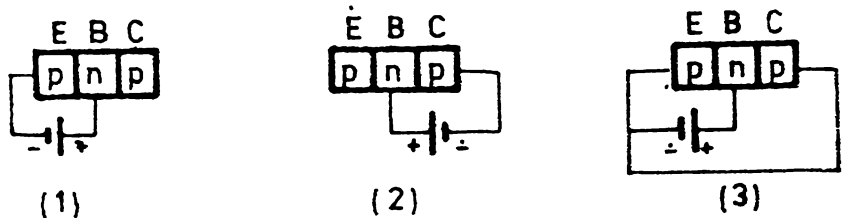


fig. 5.23_ Procedee de polarizare a jonctiunilor

Din relațiile:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{L(C + C_z)}} \quad \text{și} \quad \frac{\Delta f}{f_o} = \frac{\Delta C_z}{2(C + C_z)}$$

va rezulta ΔC_z , celelalte elemente fiind cunoscute.

Se obține, astfel, valoarea între care trebuie să varieze capacitatea diodei Zehner pentru a se realiza o deviație a frecvenței oscilatorului cu Δf . In cazul că valoarea ΔC_z nu este suficientă pentru a se asigura variația Δf , se pot monta mai multe diode Zehner în paralel, sau mai multe jonctiuni ale tranzistoarelor, polarizate invers.

Din experiențe, a rezultat că pentru un transductor cu frecvența $f_o = 20$ KHz., în cazul unui dezacord $\Delta f = 100-600$ Hz., valoarea maximă a capacității C_z , necesară restabilirii acordului (tabelul 5.2.) este, funcție de valoarea inductanței circuitului oscilant, cuprinsă între 560 și 3.300 pF.

Tabelul 5.2.

f (Hz.)	C_z (pF)					
	L= 1mH	L= 2mH	L= 3mH	L= 4mH	L= 5mH	L= 10mH
100	300	150	100	80	60	30
200	910	455	316	241	182	91
300	1600	800	580	400	320	160
400	2200	1100	710	550	440	220
500	2800	1400	1020	700	560	280
1000	5600	2800	2000	1400	1120	560

Considerînd $L = 5$ mH valoarea la care aportul capacității în stabilirea frecvenței circuitului oscilant este suficient de mare, schema propusă asigură un R.A.F. eficace cu 6-8 diode în paralel, acoperindu-se astfel gama de variație a frecvenței f_0 pentru majoritatea tipurilor de transductoare magnetostrictive, ținîndu-se cont de faptul că încălzirea concentratorului, din diferite cauze, la 70°C provoacă o derivă a frecvenței f_0 de 500-600 Hz. /51/

Avantajul schemei constă în faptul că, odată efectuat reglajul discriminatorului, adică stabilită corespondența $U_{cd} = F(\Delta f)$ (Δf), schema poate fi utilizată la oricare alt tip de transductor, cu condiția ca generatorul să poată lucra într-o gamă de frecvențe adecvată.

5.4.4. Schemă R.A.F. cu prelucrarea informației

Principiul de funcționare al schemei se bazează pe faptul că orice perturbație apărută în funcționarea ansamblului generator-transductor provoacă automat o micșorare a amplitudinii oscilațiilor la ieșirea generatorului. Cu ajutorul schemei se poate stabili:

- dacă perturbația se datorează unei cauze interne a generatorului ;
- dacă transductorul a deviat de la frecvența f_0 cu o valoare mai mare decît cea admisă.

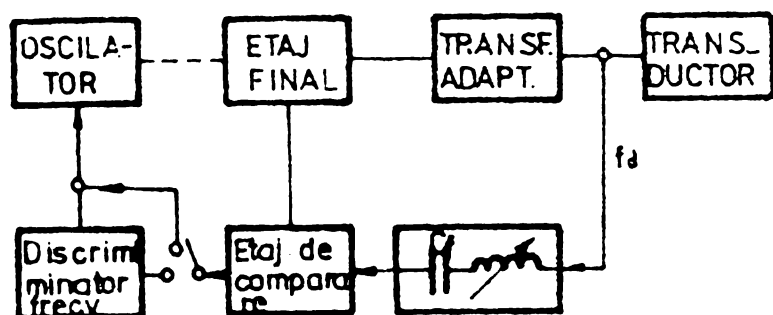


fig 5.24 - Schema R.A.F. cu prelucrarea informației

Astfel, la intrarea filtrului $L_f C_f$ sosesc oscilații cu frecvența f_0 . Filtrul este astfel acordat, încît să blocheze trecerea frecvenței $f_0 \pm (0,1 - 0,5 \%)$, deoarece, în cursul experiențelor, a reieșit că pentru un transductor cu $f_0 = 20$ KHz, o abatere a frecvenței cu 50-80 Hz. pro-

voacă o scădere a puterii absorbite doar cu 5%, fapt ce nu influențează hotărîtor asupra funcționării ansamblului la parametrii stabiliți, fiind deci acceptabilă această deviație și putîndu-se considera $f_0 \pm 0,1 \%$ ca "zonă de rezonanță" a transductorului.

În cazul că scăderea amplitudinii oscilațiilor este provocată de o deviație a frecvenței f_0 mai mare ca banda de trecere a filtrului, oscilațiile cu frecvența $f_0 + \Delta f$ trec prin filtru, etajul de comparare și ajung la oscilatorul pilot fie direct - în cazul când acesta este un circuit basculant stabil, și-l sincronizează cu noua frecvență-, fie prin discriminatorul de frecvență (în cazul oscilatoarelor sinusoidale), reglajul automat al frecvenței realizându-se în acest caz după modelul schemei din figura 5.19.

Dacă scăderea amplitudinii oscilațiilor este cauzată de generator, transductorul menținându-se pe frecvența f_0 , la ieșirea filtrului amplitudinea oscilațiilor va fi nulă, etajul de comparare care pe o intrare primește un semnal proporțional cu curentul I_c al etajelor finale transmite, în acest caz, spre oscilator, un semnal cu frecvența $f_g = f_0$.

Pe parcursul experimentărilor considerându-se o frecvență centrală de 20,4 KHz., filtrul a putut fi reglat să acționeze în limitele 16,9 - 24,5 KHz., blocând banda $f_0 \pm 100$ Hz.

Avantajul celor două tipuri de scheme R.A.F. rezidă atât din principiul lor de funcționare prin eliminarea elementelor mecanice din sistemul de prelucrare a informației, cât și vitezei de reacție mărită, datorită faptului că nu mai apar defazaje în bucla de reacție datorită timpului de parcurgere a oscilațiilor prin material. În plus, cele două scheme oferă informații despre comportarea atât a transductorului, cât și a generatorului.

CAPITOLUL 6

STUDIUL PRIVIND PUTEREA DE IEȘIRE A GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE

Așa cum s-a arătat, puterea utilă de ieșire reprezintă unul din parametrii energetici fundamentali ai generatoarelor de ultrasunete, ea determinând destinația generatorului, tipul transductorului utilizat, precum și indicii calitativi ai procesului de prelucrare.

Pornind de la acest fapt, în proiectarea și construcția generatoarelor se caută să se obțină puterea necesară, dar nu oricum, ci în condițiile unui randament și fiabilități ridicate, la un preț de cost acceptabil, din aceste cerințe derivând echiparea, schemele și regimurile de lucru ale etajelor finale- amplificatoarele de putere ale generatorului.

6.1. REGIMURI DE LUCRU PENTRU ETAJELE FINALE

Din cerința de bază impusă unui amplificator final- aceea de a debita puterea necesară în sarcină în condițiile unui randament cât mai ridicat și distorsiuni minime- rezultă și alegerea regimului de lucru al acestuia. Astfel, dacă puterea de ieșire necesară nu depășește 1 KW și randamentul nu este prioritar, dar se impun condiții severe privind distorsiunile formei semnalului (legate de o înaltă precizie în unele procese de prelucrare) se recomandă regimul sinusoidal. Obținerea unor randamente ridicate în condițiile unei puteri mari la ieșire, reclamă funcționarea etajelor finale în regim de comutație, forma semnalului de ieșire fiind în acest caz dreptunghiulară, fapt ce duce la apariția unor pierderi suplimentare în transductor, datorită armonicilor superioare ale semnalului de excitație. Aceste pierderi pot fi eliminate prin intercalarea unor filtre între generator și transductor, care să extragă doar armonica fundamentală a semnalului.

6.1.1. Regimul sinusoidal de funcționare

Este regimul preferat pentru generatoarele de mică și medie putere ($P_u = 50 - 400 \text{ W}$), deoarece prezintă avantajul că forma sinusoidală a semnalului de excitație a transductorului coincide cu forma oscilațiilor libere ale acestuia și, deci, nu apar în el pierderi suplimentare de putere datorate spectrelor energetice diferite ale celor două oscilații.

Deoarece particularitățile sarcinii generatoarelor de ultra-

sunete impun - în majoritatea cazurilor- realizarea unei adaptări cu ajutorul transformatoarelor, în toate tipurile de scheme ce se vor analiza, legătura generator - sarcină se va subînțelege în acest mod; în plus, acest procedeu de cuplare conferă și avantajul eliminării din sarcină a componentei continue a semnalului, de obicei dăunătoare. De asemenea, toate referirile se vor face numai la schema de montaj de tip E.C. (emitor comun), care realizează cea mai mare amplificare în putere. Din punct de vedere al scheme- lor funcționale, amplificatoarele finale ale generatoarelor pot fi:

6.1.1.1. Clasă A de funcționare

Este utilizată doar pentru puteri mici (sub 100W) și când se impune o formă a semnalului cu distorsiuni minime. În figura 6.1. este prezentată schema tipică a unui astfel de etaj.

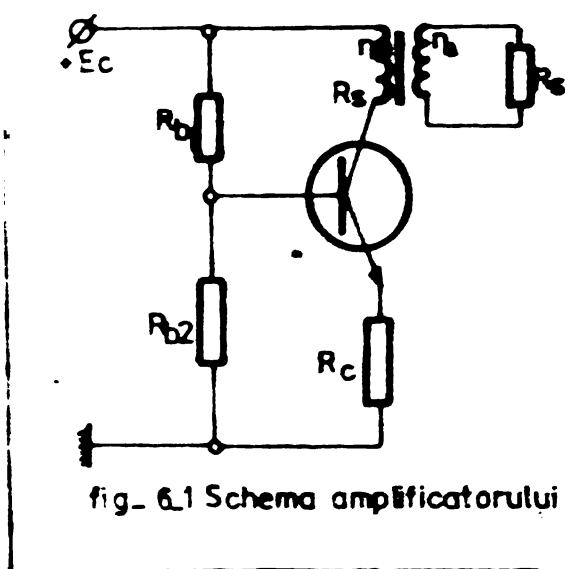


fig. 6.1 Schema amplificatorului în clasa A

Utilizând ca notații :

- P_u = puterea utilă ;
- P_c = puterea consumată de la sursă ;
- P_d = puterea disipată de tranzistoare ;
- U_e, I_e = amplitudinea tensiunii și curentului de ieșire ;

și considerînd căderile de tensiune pe primarul transformatorului și rezistența R_e neglija- bile, relațiile energetice fun-

damentale care definesc funcționarea acestei scheme sînt :

- puterea medie consumată de la sursă :

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T E_c \cdot i_c \cdot dt = \frac{E_c}{T} \int_0^T (I_c + i) \cdot dt = E_c \cdot I_c$$

- puterea utilă de ieșire :

$$P_u = \frac{1}{2} U_e \cdot I_e \quad (6.2.)$$

Tinînd cont că datorită limitărilor schemei, semnalul de ieșire nu atinge amplitudinea sa maximă teoretică, ($I_e < I_c$; $U_e < U_c$), se de-

finește ca "factor de utilizare a tensiunii de alimentare" mărimi:

$$K = \frac{U_o}{U_c} = \frac{I_e}{I_c} \leq 1 \quad (6.3.)$$

In acest caz, relația (6.2.) va deveni:

$$P_u = \frac{1}{2} \cdot U_e \cdot I_e = \frac{1}{2} K^2 \cdot U_c \cdot I_c = \frac{1}{2} K^2 \cdot P_c, \quad (6.4.)$$

iar puterea medie disipată :

$$P_d = P_c - P_u = P_c \left(1 - \frac{K^2}{2} \right) \quad (6.5.)$$

și randamentul :

$$\eta = \frac{P_u}{P_c} = \frac{K^2 \cdot P_c}{2 P_c} = 0,5 K^2 \quad (6.6.)$$

Cum mărimea K definește, de fapt, amplitudinea semnalului de ieșire, care la rîndul ei depinde de semnalul de atac, din relațiile stabilite se poate observa că toți parametrii energetici depind de mărimea semnalului de atac, fapt ce este pus în evidență și de graficul din figura 6.2.

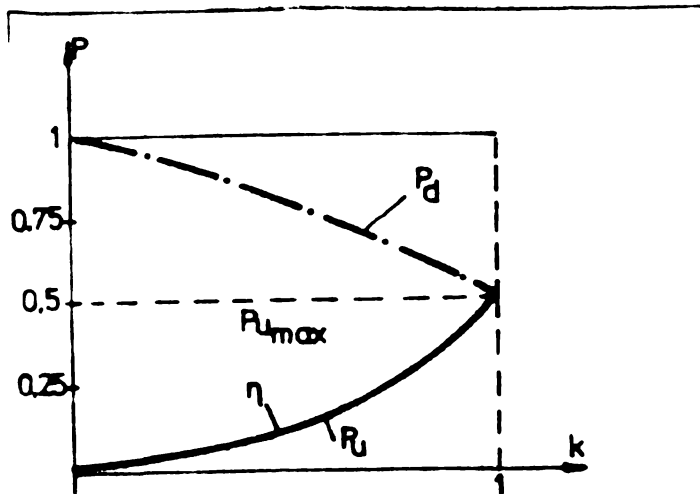


fig 6.2 - Variatia puterilor in regim clasa A functie de semnal

Analiza relațiilor energetice ale etajului clasă A arată că :

- puterea utilă maximă se obține pentru $K = 1$ și are valoarea $P_{u.\max} = 0,5 P_c$;

- pentru $K = 0$ (lipsa semnalului), întreaga putere consumată este disipată pe colectorul tranzistorului ;

- valoarea teoretică a randamentului este de 50%. Cum în practică, la tranzistoarele moderne, tensiunea de saturație și curentul minim de colector (I_{CER}) au valori mici, pentru K rezultă valori de ordinul

$K_{\max.} = 0,92 - 0,97$, ceea ce conduce la un randament $\eta = 42-47 \%$.

Tinînd cont și de randamentul transformatorului de ieșire, care se poate estima la 85-95 %, se poate aprecia că randamentul real al unui etaj clasă A, cu sarcina cuplată prin transformator, este :

- pentru montajul echipat cu tuburi, $\eta = 37 - 42 \%$;
- pentru montajul cu tranzistoare, $\eta = 40 - 45 \%$.

Dacă sarcina ar fi cuplată direct și nu prin transformator, se poate demonstra că /121/ randamentul scade pînă la 25%, restul de putere absorbită de la sursă fiind disipată pe rezistența de sarcină.

Din considerentele făcute pînă în prezent, se poate observa că acest tip de montaj prezintă o serie de dezavantaje :

- consum mare în absența semnalului ;
- putere disipată mare, care reclamă radiatoare voluminoase, sau utilizarea nerațională a tranzistoarelor dacă radiatorul este mic ;
- curentul de repaus I_{CO} este mare, ceea ce impune un transformator de ieșire cu gabarit, capabil să lucreze departe de saturație.

Datorită acestor dezavantaje, în schemele moderne, acest tip este evitat, preferîndu-se în locul lui amplificatorul în contratimp clasă B.

6.1.1.2. Clasa B de funcționare

În generatoarele de ultrasunete, această clasă este utilizată la etajele finale, funcționînd în contratimp (fig.6.3.)

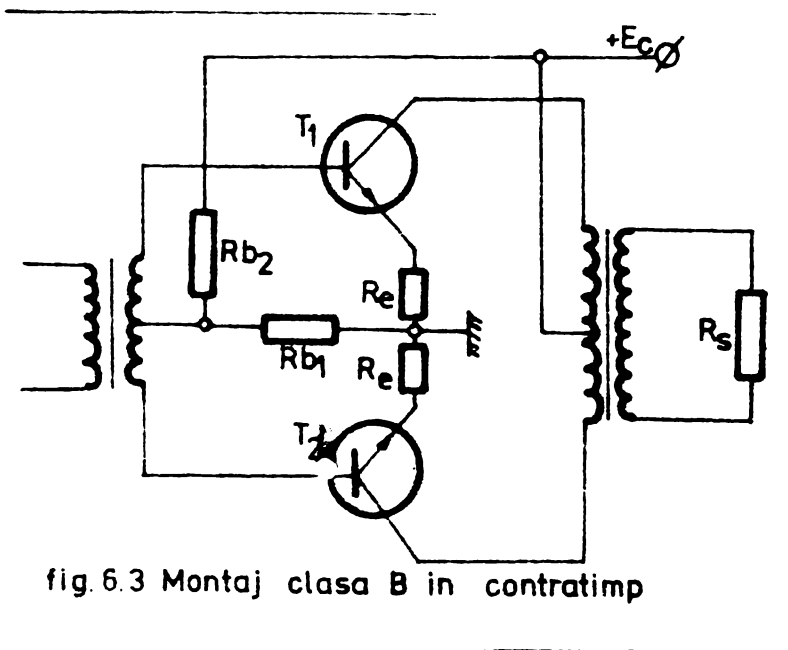


fig.6.3 Montaj clasa B in contratimp

În condițiile enunțate la punctul anterior, relațiile energetice ale acestui montaj devin :

$$P_u = \frac{U_e I_e}{2} = \frac{U_e^2}{2R_s} = K^2 \frac{E_c^2}{2R_s} \quad (6.7)$$

$$P_c = I_c \cdot E_c = \frac{K}{R_s} \cdot \frac{2E_c^2}{4} \quad (6.8)$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_c} = \frac{\pi}{4} K = 0,785 K$$

iar puterea disipată

$$P_d = P_c - P_u = \frac{E_c^2}{2R_s} \left(\frac{4 \cdot K}{\pi} - K^2 \right), \quad (6.9)$$

unde $I_c = 2 I_e \cdot \frac{\pi}{4}$ reprezintă valoarea medie a celor două semionde de curent I_e , absorbite la momentul maxim de cele două colectoare.

Dependența puterilor de coeficientul K (amplitudinea semnalului de atac de fapt) este ilustrată și de graficul din figura 6.4.

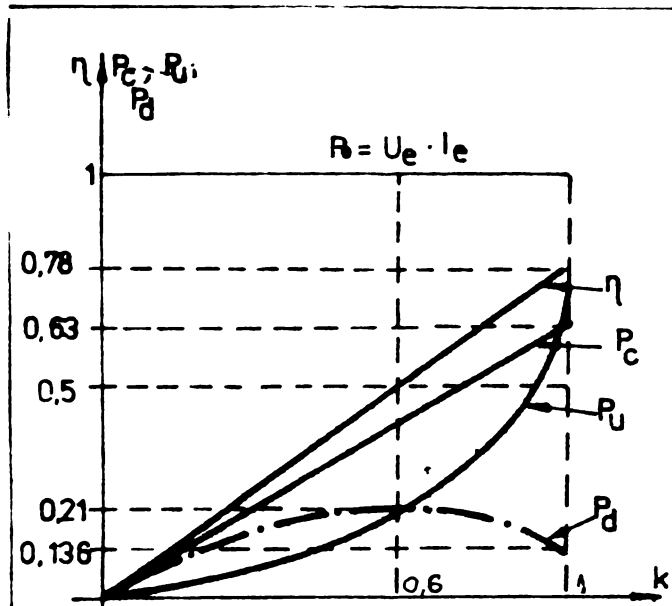


fig. 6.4. Variatia puterilor si randamentului la un montaj clasă B in contratimp

Analizând acest grafic, se pot trage o serie de concluzii privitoare la bilanțul puterilor în circuitul de ieșire al generatorului. Astfel :

- puterea absorbită de la sursă variază liniar cu K, fiind zero în absența semnalului ;
- puterea disipată variază funcție de semnal, după o lege parabolică, fiind maximă la un nivel destul de scăzut al puterii de ieșire ;
- din relația (6.9.), derivând expresia lui P_d în raport cu K, rezultă că $P_{d.max.}$ se obține

pentru $K = 0,64$ și are valoarea :

$$P_{d.max.} = 0,4 P_{u.max.} = 0,21 P_u \quad (6.10.)$$

- puterea utilă maximă se obține pentru $K = 1$. Din experiențe a reieșit că dacă semnalul are o frecvență suficient de mare pentru ca perioada sa să fie neglijabilă în raport cu constanta termică a tranzistorului, valoarea maximă a puterii disipate poate atinge puterea disipată admisibilă a tranzistoarelor, adică :

$$P_{d.max.} = P_{d.adm.} \text{ și conform relației (6.10.), va rezulta:}$$

$$P_{u.max.} = \frac{\eta^2}{4} \cdot P_{d.adm.} = 2,5 P_{d.adm.} \quad (6.11.)$$

unde $P_{d.adm.}$ se consideră puterea disipată admisibilă a celor două tranzistoare luate împreună. Cum în realitate $K = 0,92-0,97$, randamentul tranzistorului este $\eta_T = 0,75 - 0,95$, rezultă :

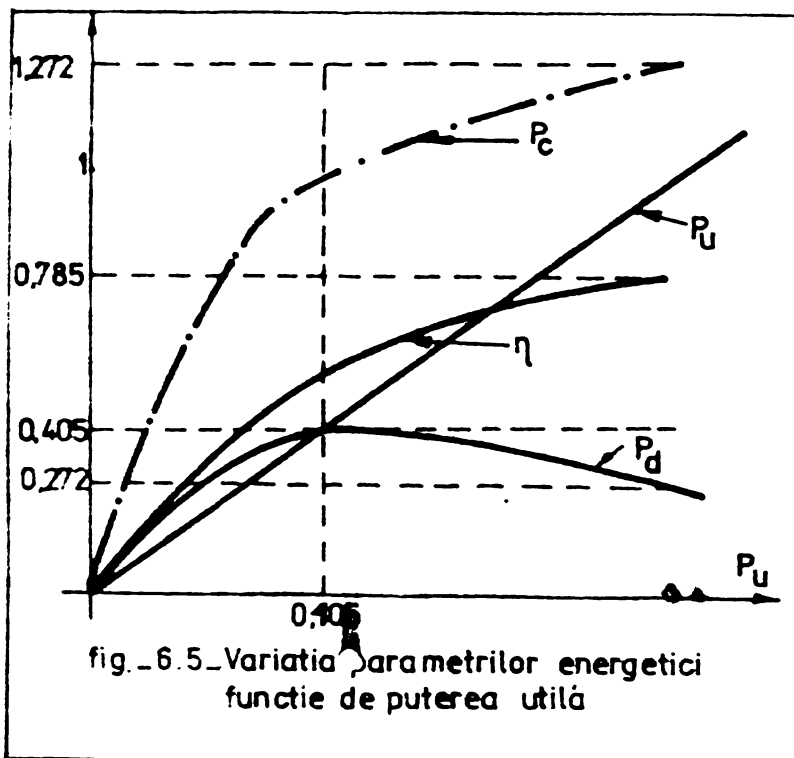
$$P_u = \eta_T^2 \cdot K^2 \cdot 2,5 P_{d.adm.} \cong (1,2-1,8) \cdot P_{d.adm.} \quad (6.12.)$$

Luându-se în considerare și randamentul transformatorului, pierderile în elementele pasive ale schemei, în practică, pentru tranzistoarele de tip 2N 3055 și SDT 9209, s-a obținut la o frecvență $f = 23$ KHz. o putere utilă în sarcină:

$$P_u = (0,62- 1,2) P_d \quad (6.13.)$$

asumîndu-se însă riscul distrugerii tranzistoarelor.

În relațiile energetice ale acestui montaj, considerându-se ca parametru variabil puterea utilă, derivând în raport cu ea, funcție de valoarea lui K , se obțin curbele din graficul redat în fig. 6.5.



Pentru $K=1$, rezultă:

$$P_c = 1,272 \cdot P_{u.max.}, \text{ la valoarea } P_{u.max.}$$

$$P_{d.max.} = 0,405 \cdot P_{u.max.},$$

$$P_d = 0,272 \cdot P_{u.max.} \text{ la valoarea } P_{u.max.}$$

Pe lângă superioritatea acestui montaj față de cel clasă A, privind puterea maximă de ieșire și randamentul, din analiza graficelor și relațiilor ce definesc funcționarea, se observă că:

- randamentul maxim nu se obține la o putere utilă maximă, de aici rezultând necesitatea unui compromis

între acești parametri ;

- funcționarea tranzistoarelor este mai lejeră la puteri cât mai apropiate de $P_{u.max.}$, unde puterea disipată este mai mică.

S-a arătat că frecvența semnalului influențează asupra regimului termic al tranzistoarelor și că, sub acest aspect, frecvențele inferioare sînt periculoase, deoarece chiar dacă puterea disipată medie nu depășește pe cea admisibilă, tranzistorul se poate distruge printr-o încălzire de scurtă durată pe anumite porțiuni ale perioadei semnalului. Datorită acestui fapt, în scopul măririi fiabilității montajului, pentru a nu se impune o limită inferioară semnalului, este necesară o astfel de proiectare a schemei, încît nici măcar puterea disipată instantanee să nu depășească pe cea admisibilă. În aceste condiții, puterea utilă maximă pe care o pot dezvolta tranzistoarele este :

$$P_{u.max.} = \frac{E_c^2}{2R_s} = P_{d.adm.}, \text{ respectiv cu rezervele}$$

amintite,

$$P_u = \eta \cdot K^2 \cdot P_{d.adm.} \cong (0,65-0,9) P_{d.adm.} \quad (6.14.)$$

În practică, respectîndu-se aceste indicații, s-a reușit cu o pe-

reche de tranzistoare 2N 3055 să se obțină o putere de 80-100 W, într-o plajă de frecvență de (18-30) KHz.

6.1.2. Regimul de unde dreptunghiulare

În acest caz, semnalul de atac este o undă dreptunghiulară de tip "meandură" (factor de umplere 1/2) și pentru același tip de etaj ca în regim sinusoidal clasă B, în contratimp, se pot stabili următoarele relații, luând ca valoare de calcul mărimea :

$$P_o = E_c \cdot I_{c.max.}$$

$$P_c = 2 \cdot E_c \cdot I_{c.med.} = 2 \cdot E_c \frac{K \cdot I_{c.max.}}{2} = K \cdot P_o \quad (6.15.)$$

$$P_u = U_e \cdot I_e = I_e^2 \cdot R_s = R_s (K \cdot I_{c.max.})^2 = K^2 \cdot P_o \quad (6.16.)$$

$$P_d = P_c - P_u = K \cdot P_o - K^2 \cdot P_o = K \cdot P_o (1 - K) \quad (6.17.)$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_c} = \frac{K^2 P_o}{K P_o} = K \quad (6.18.)$$

Reprezentarea grafică a acestor relații, luând ca variabilă pe K, este cea din figura 6.6.

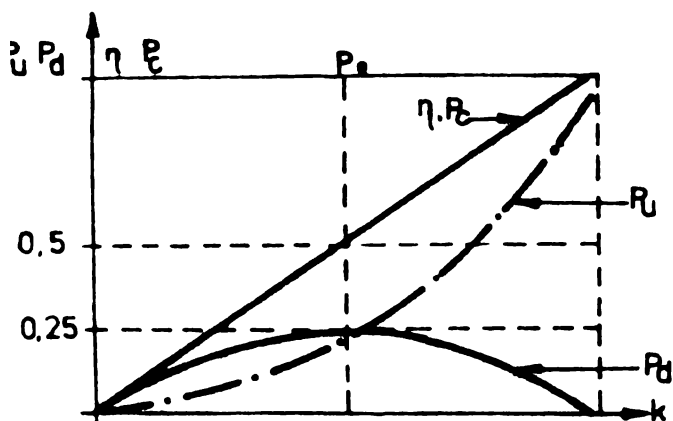


fig. 6.6 Variatia puterilor si randamentului functie de coeficientul de utilizare k.

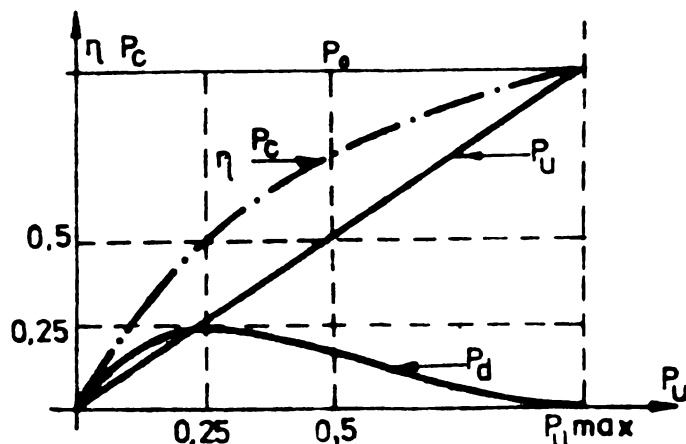


fig. 6.7. Variatia parametrilor energetici functie de puterea utila

Transformând relațiile în raport cu P_u , vom avea :

$$P_o = P_{u.max.} ; \quad P_c = (P_u \cdot P_{u.max.})^{1/2}$$

$$\eta = \left(\frac{P_u}{P_{u.max.}} \right)^{1/2} \quad P_d = (P_u \cdot P_{u.max.})^{1/2} P_u$$

și dacă vom deriva, rezultă :

$$\frac{dP_d}{dP_u} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{P_{u.max.}}{P_u} \right)^{1/2} - 1 = 0 \text{ și } P_d = 0,25 P_{u.max.} \quad (6.19)$$

derivînd și relația (6.17) în raport cu K(și înlocuind K= 0,5), vom avea:

$$P_{d.max.} = 0,25 P_o$$

Comparînd cele două regimuri de lucru, se poate observa că :

$$P_{d.max.drept} = 1,2 \cdot P_{d.max.sin.}$$

deci, din punct de vedere al solicitării tranzistoarelor finale, regimul de undă dreptunghiulară este mai sever.

Analiza celor două grafice scoate în evidență faptul că și în acest regim:

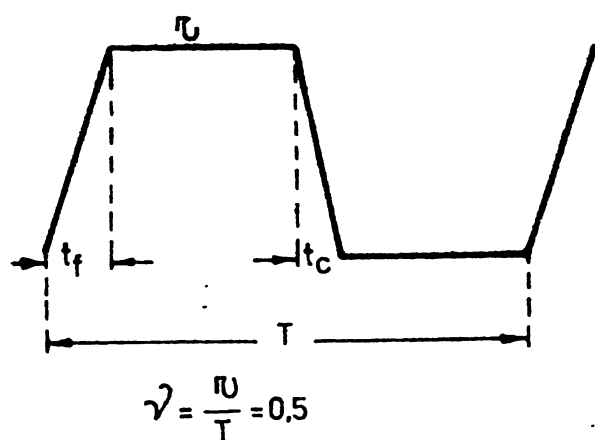
- puterea utilă este maximă pentru K = 1 ;
- randamentul etajului depinde de coeficientul de umplere ,fiind și el maxim pentru K = 1 ;
- puterea utilă maximă este dublă față de cea în regim sinusoidal ;

••

- pentru $P_u = \text{maxim}$, teoretic, puterea disipată este nulă, dar în cazurile reale trebuie să se ia în considerare valoarea adevărată a factorului de utilizare, care conduce la un surplus de putere disipată, precum și de aportul timpului finit în care punctul de funcționare traversează caracteristicile statice. În plus, forma semnalului care nu este perfect dreptunghiulară, provoacă și ea pierderi suplimentare, așa cum reiese și din tabelul 6.1 ridicat pe baza experiențelor efectuate cu tranzistoare 2N 3055 fixate pe radiatoare simple, din aluminiu, 100 x 100 mm.

Tabelul 6.1.

t_f (μs)	t_c (μs)	P_u (W)	P_d (W)	T_{radiat} ($^{\circ}C$)
2,4	2,2	45	65	70
2,0	1,9	55	55	58
1,7	1,6	62	48	47
1,4	1,3	78	32	40
1,2	1,0	105	5	36



Se observă că îmbunătățirea formei impulsurilor de atac permite utilizarea tranzistoarelor finale la performanțele lor maxime, în condițiile unor regimuri termice lejere.

6.1.3. Regimul de comutație și impuls

Forma semnalului de atac este tot o succesiune de impulsuri dreptunghiulare, care însă pot avea un coeficient de umplere variabil. Spre deosebire de regimul de undă dreptunghiulară, în acest caz, tranzistoarele finale au doar două stări distincte: complet blocate sau deschise la saturație.

Adoptarea acestui regim, la majoritatea generatoarelor de ultrasunete moderne, se datorează în principal faptului că se pot obține puteri mari, cu scheme relativ simple. Astfel, pentru un montaj ca cel din fig. 6.3., echipat cu tranzistoare ce au $P_d = 100-150$ W, rezultă la ieșire o putere utilă de ordinul 200-300 W /67/. Pe parcursul experiențelor efectuate cu tranzistoare 2N 3055 și SDT 9209, s-a reușit să se obțină la ieșire o putere de 250-300 W, la o temperatură a radiatorului pe care au fost montați tranzistorii, de 40- 45°C.

Trecînd peste fenomenele intime ale procesului de comutație, vom aminti că obținerea unor puteri mari la ieșire este condiționată de realizarea unor timpi de comutație foarte mici, fapt ce conduce la puteri disipate neglijabile.

Cunoscîndu-se că puterea $P_{d.max}$, ce poate fi disipată de un singur tranzistor în regim staționar, este /45/

$$P_{d.max.} = \frac{t_{jmax.} - t_{amb}}{\theta_{jamb.}}, \text{ unde} \quad (6.20.)$$

t_{jmax} = temperatura maximă admisibilă a joncțiunii ;

$t_{amb.}$ = temperatura mediului ambiant ;

$\theta_{jamb.}$ = rezistența termică joncțiune- mediu,

la comutația ideală puterea medie disipată de un tranzistor va fi:

$$P_{do} = \frac{1}{T} \int_0^T U_{ce}(t) \cdot i_c(t) \cdot dt, \text{ iar prin rezolvare, va}$$

rezulta:

$$P_{do} = \frac{U_{cesat.} \cdot I_{c.max.} \cdot T_c + E_c \cdot I_{co} \cdot T_b}{T} \quad (6.21.)$$

în care:

T = perioada comutației

$U_{cesat.}, I_{cmax}, T_c$ = tensiunea, curentul și durata corespunzătoare a stării de conducție;

E_c, I_{co}, T_b = aceiași parametrii pentru starea de blocare.

În cazul real, puterea disipată este mai mare decât cea dată de relația (6.21.), datorită:

- puterii disipate pe timpul proceselor tranzitorii de trecere în timp finit de la o stare la alta ;
- deplasării punctelor de funcționare corespunzătoare stărilor de blocare și conducție, ca urmare a încălzirii tranzistoarelor.

Considerând t_f durată de creștere a impulsului de atac, puterea reală disipată va fi :

$$P_d = P_{do} + E_c \cdot I_{c,max} \cdot \frac{t_f}{T} = P_{do} + P_s \cdot \frac{t_f}{T} \quad (6.22.)$$

unde P_{do} este dată de relația (6.21), iar componenta $P_s \cdot t_f \cdot T^{-1}$ reprezintă pierderile datorate proceselor tranzistorii.

Pornind de la aceste considerente teoretice, în decursul experiențelor s-au încercat diferite variante de scheme, care să reducă timpul de comutație, încercându-se o optimizare a comenzii pe bază, deoarece o comandă necorespunzătoare poate duce la degradarea performanțelor tranzistoarelor, condamnând adesea etajele finale la o fiabilitate scăzută.

Se cunoaște că scurtarea timpului de comutare a unui tranzistor se poate realiza prin mărirea curentului de blocare al bazei. La un I_b mare, va crește însă și gradul de saturație al tranzistorului, fapt ce va duce la mărirea timpului de trecere din starea de saturație în cea de blocare, cu efecte nedorite asupra formei semnalului de ieșire și a puterii disipate.

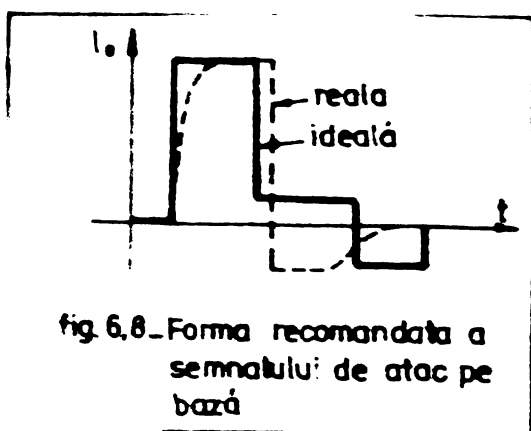


fig. 6.8. Forma recomandată a semnalului de atac pe bază

În aceste condiții, se consideră că forma optimă a semnalului de atac pe bază este cea din fig.6.8., iar schema clasică de obținere a acestei forme de semnal de atac este ilustrată în fig.6.9., unde tranzistorul T_1 este cel ce comută.

Schema rezolvă, în principal, problema, adică trecerea în conducție este destul de rapidă, însă prezintă o serie de dezavantaje, cum ar fi: timp de stocare mare, consum de putere în timpul fazei de conducție a tranzistorilor finali și nu dă rezultate bune decât în cazul tranzistoarelor destinate special proceselor de comutație, iar consumul de putere din faza de conducție poate solicita etajul de atac. În condiții obișnuite, schema dă rezultate

satisfăcătoare pentru impulsuri cu factori de umplere mici.

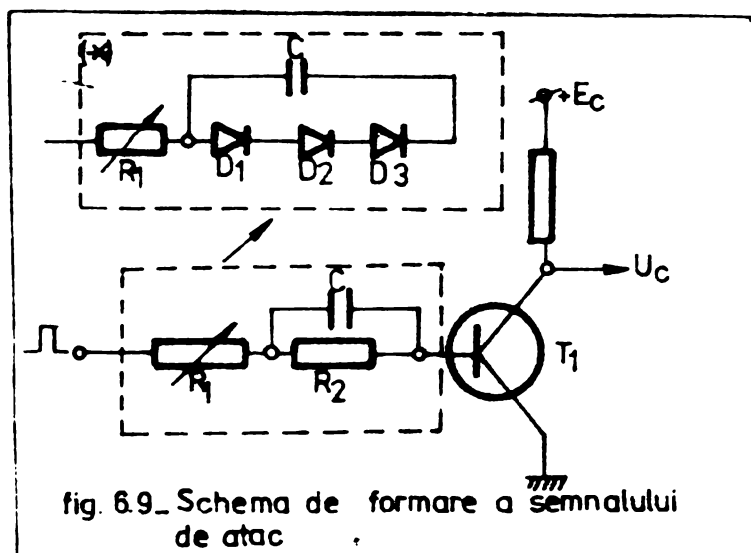


fig. 6.9. Schema de formare a semnalului de atac

In vederea utilizării schemei și pentru comenzi cu impulsuri scurte, rezistența R_2 se înlocuiește cu un montaj de forma (x) constituit dintr-o rețea de diode și condensatoare, menită să îmbunătățească forma impulsului de atac și să accelereze comutația. Tinând cont de dezavantajele schemei prezentate, s-au experimentat două tipuri de scheme, la care s-a urmărit obțin-

nerea unui curent de bază proporțional cu I_c și B , consum redus și posibilitatea utilizării acestora la impulsuri de comandă cu coeficienți de umplere variabili (fig.6.10. a, b.).

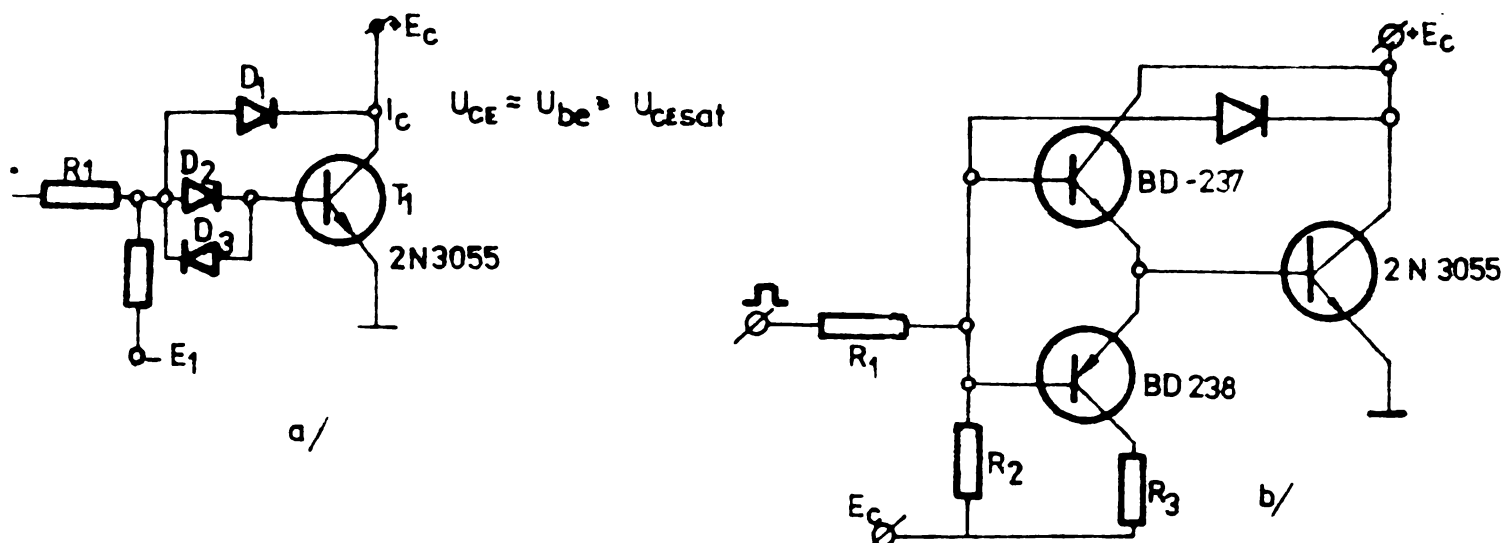


fig. 6.10. Scheme de atac cu performante ridicate

In prima schemă, curentul de bază I_b al tranzistorului de putere se reglează permanent la valoarea $I_b = I_c \cdot \beta^{-1}$, surplusul de curent fiind derivat spre masă prin D_1 și tranzistor, care este astfel menținut în cvasisaturație. Timpul de stocare este mic indiferent de variațiile sarcinii. In timpul conducției există, totuși, un consum de putere, dar mai mic decât la schema clasică.

La varianta "b", toate tranzistoarele lucrează în regim de comutație nesaturată, motiv pentru care defazajul între semnalul de atac și I_c nu depășește $1,5 \mu s$. Cu aceste scheme s-au obținut forme de semnal ca cele din fig.6.11, pentru curenți de colector de 3 și 8A, în plus, timpii de comutație sînt foarte puțin influențați

de variațiile tensiunii de alimentare, sau a sarcinii. Regimul de comutație clasic prezintă două dezavantaje care, uneori, îl fac greu utilizabil în unele scheme de generatoare de ultrasunete cu destinații multiple. Astfel,

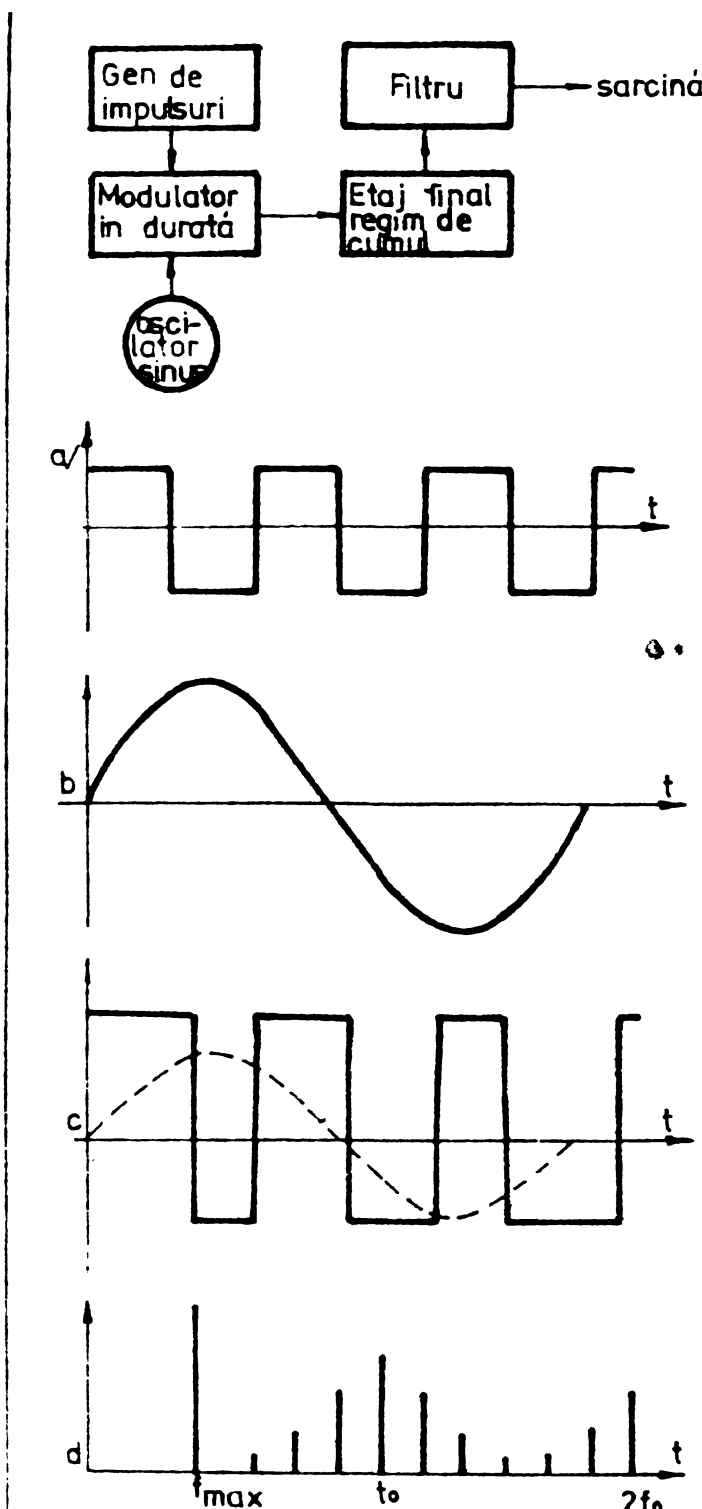


fig.6.12 _Principiul de funcționare al unui amplificator clasă D

posibilitatea unui reglaj fin al puterii de ieșire. Pentru a elimina aceste inconveniente, se utilizează așa-numitul "regim clasă D". Schema bloc și diagramele de funcționare ale unui asemenea amplificator sînt cele din fig.6.12. Deși mai complex ca funcționare, acest regim dă rezultate excelente în special în cazul

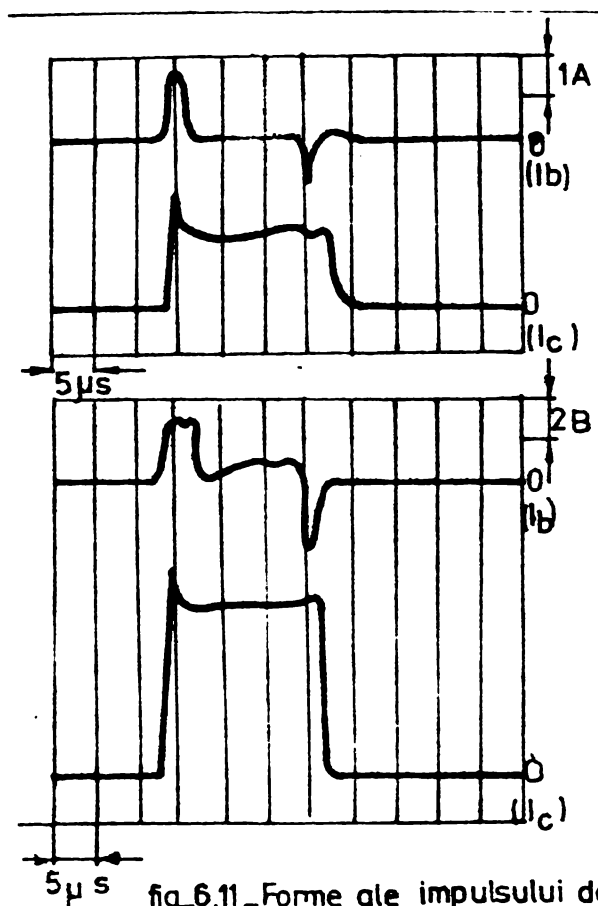


fig.6.11 _Forme ale impulsului de curent la comutația unui tranzistor 2N 3055

forma semnalului de ieșire fiind dreptunghiulară, apar armonici de ordin superior, care provoacă pierderi suplimentare în transductor. Pentru eliminarea acestora, sînt necesare filtre de extragere a frecvenței fundamentale, în care însă se pierde aproximativ 30- 35% din P_u .

Un al doilea dezavantaj îl constituie faptul că tranzistoarele finale odată intrate în saturație, nu mai pot fi controlate și deci nu există

în care caracterul sarcinii este inductiv, în plus randamentul trece de 90%. În esență, un amplificator clasă D constă dintr-un generator de impulsuri, un modulator în durată a impulsurilor, amplificatorul final în regim de comutație și un filtru "trece jos", care poate fi constituit chiar de înfășurarea transductorului. Semnalul sinusoidal util va modula în durată impulsurile a căror componentă medie nu va mai fi acum zero, ci variabilă, în concordanță cu valoarea instantanee a semnalului sinusoidal. Alegându-se un raport convenabil între frecvența de comutare și cea a semnalului sinusoidal (de regulă 4-8:1), filtrul de la ieșire va separa foarte ușor componentele utile, de frecvență joasă, ale semnalului sinusoidal (f_{\max}) de frecvența purtătoare de comutare (f_0) și armonicile acestuia, pe sarcină regăsindu-se doar semnalul util.

Cu notațiile adoptate, puterea de ieșire va fi:

$$P_u \cong \frac{E_c^2}{R_s} \cdot \frac{\tau^2}{T} \quad (6.23.)$$

Un avantaj însemnat al acestor amplificatoare îl constituie faptul că permit o utilizare eficientă a semiconductoarelor etajului final, deoarece punctul de funcționare se găsește un timp mai îndelungat fie în zona de blocare, fie în cea de saturație, iar trecerea prin regiunea de disipație mare se face rapid. În acest fel, se pot comuta curenți și tensiuni mari, dreapta de sarcină putând chiar să intersecteze hiperbola de disipație, fără ca tranzistoarele să se distruagă.

Un caz particular al regimului de comutație îl poate constitui funcționarea etajelor finale în impuls, transductorul în acest caz fiind excitat cu un impuls singular sau cu pachete de impulsuri. Schema de principiu a unui astfel de generator este redată în figura 6.13.

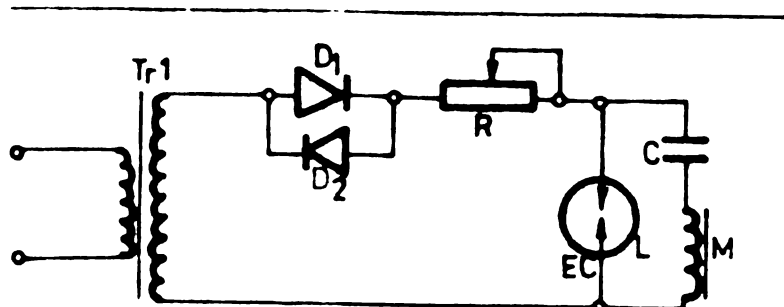


fig. 6.13. Schema principala a unui gen de impulsuri

Tensiunea de rețea aplicată primarului transformatorului T_{r1} este ridicată în secundar la 500-2000 v și redresată de celula D. Încărcarea condensatorului C se face prin rezistența reducătoare R. În momentul când tensiunea de la bornele condensatorului atinge valoarea necesară amorsării

elementului de comutare EC, acesta se deschide, permițând descărcarea condensatorului, prin el și transductorul M. Impulsul de curent

sau tensiune excită în transductor oscilații ultrasonore cu frecvența proprie de oscilație a transductorului.

Ca elemente de comutare se utilizează tranzistoare, sau mai uzual, tiristoare de putere. Parametrii comutatorului se aleg funcție de parametrii de bază ai generatorului (F_r, P_u). Notînd:

$U_{apr.}$ = tensiunea de amorsare a descărcătorului ;

$U_{st.}$ = tensiunea de stingere;

K_t = coeficientul de utilizare a transductorului;

Z = impedanța sarcinii ;

L = inductanța transductorului ;

S = suprafața transductorului ;

I_{inc} = curentul de încărcare a condensatorului;

E = tensiunea la ieșire a celulei redresoare ;

vom avea ca relații de calcul / 25 / :

- intensitatea în impuls:

$$I_{imp.} = \frac{U_{apr.}^2 - U_{st.}^2}{2 S \cdot Z \cdot \ln \frac{U_{ap}}{U_{st}}} \cdot K_t \quad (6.24.)$$

- valoarea capacității de încărcare (F):

$$C = \frac{t_{desc.}}{Z \cdot \ln \frac{U_{ap}}{U_{st}}}$$

unde $t_{desc.}$ se alege, de obicei, egal cu durata unei perioade a oscilațiilor proprii ale transductorului, iar $U_{apr.}$ și U_{st} sînt date în cataloage. Dacă pentru un transductor $X_L \gg R$ (rezistența ohmică a înfășurării), atunci C se poate calcula cu relația:

$C = t_{desc.}^2 / 4 \pi \cdot L (F)$, iar timpul de încărcare:

$$t_{inc.} = R \cdot C \cdot \ln \frac{E - U_{st.}}{E - U_{apr.}} \quad (s)$$

Dacă nu se impun restricții privitoare la numărul de impulsuri pe secundă, acesta poate fi calculat cu relația:

$$n = \frac{1}{t_{inc.} + t_{desc.}}$$

Avantajul acestor scheme, în special în procesele care nu reclamă o precizie deosebit de ridicată (suduri, aşchieri, frezări) este

acela că se pot obține puteri în impuls ridicate, în condițiile unor puteri medii relativ scăzute, fapt ilustrat și de graficul din fig.6.14., unde este dat raportul dintre puterea disipată maximă ($P_{d.max.}$) și puterea maximă în impuls ($P_{imp.}$), funcție de constanta termică θ_{js} , durata impulsului τ_i și factorul de umplere $t_u = \tau_i \cdot f_r$ (f_r = frecvența de repetiție).

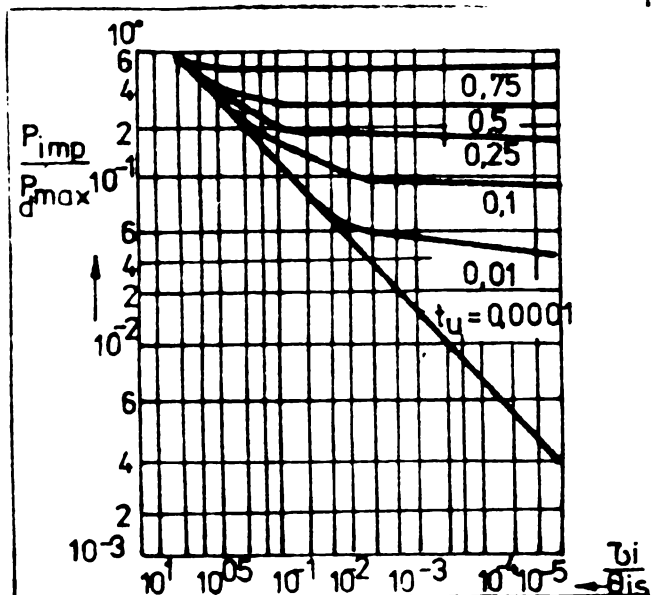


fig 6.14 Dependenta puterii de impuls de raportul $\frac{\tau_i}{\theta_{js}}$

Pentru tranzistorul 2N 3055 care are $P_{d.max} = 117W$; $t_j = 1,5^\circ C \cdot W^{-1}$ și $\theta_{js} = 70 \text{ ms}$, dacă este comandat cu impulsul cu durată $\tau_i = 25 \mu s$, $t_u = 0,5$ ($f_r = 20 \text{ KHz}$), va rezulta:

$$\tau_i \cdot \theta_{js}^{-1} = 25 \cdot 10^{-6} / 70 \cdot 10^{-3} = 3,5 \cdot 10^{-4}$$

În această situație, din grafic va rezulta:

$$\frac{P_{d.max}}{P_{imp.max.}} = 5,2 \cdot 10^{-1} \text{ și înlocuind vom avea:}$$

$$P_{imp.max.} = \frac{117}{5,2 \cdot 10^{-1}} \cong 225 \text{ W ,}$$

deci tranzistorul poate dezvolta la ieșire, în aceste condiții, impulsuri cu o putere de 225 W, fără pericolul de a se distruge.

Echiparea generatoarelor de impulsuri cu tranzistoare, în loc de elemente de comutație, oferă avantajul obținerii unor impulsuri mai "curate" ca formă și a posibilității de reglare în limite largi a numărului de impulsuri. În fig.6.15. este redată schema bloc a unui astfel de generator.

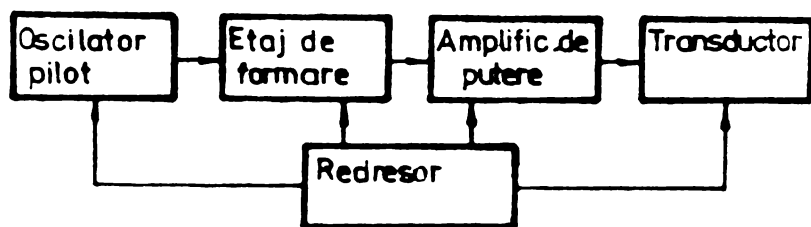


fig. 6.15. Generator de impulsuri ultrasonore cu tranzistoare

În calitate de oscilator pilot, se utilizează un circuit basculant astabil, la ieșirea cărui se obține o succesiune de impulsuri care, în etajul de formare, sînt transformate în "pachete" cu durată bine determinată. Frecvența

acestor pachete care, amplificate de etajul final, excită transductorul, poate fi reglată în limitele $5-100 \text{ imp. s}^{-1}$.

În cadrul experiențelor, utilizîndu-se ca oscilator pilot un generator de tipul G5-15, un generator autoblocat ca etaj forma-

tor și 4 celule de putere echipate cu tranzistoare 2N 3055 în regim de comutație, s-a reușit să se excite un transductor de nichel cu o putere în impuls $P_i = 1,6 \text{ KW}$, impulsul de curent $I_{imp.} = 12\text{A}$, iar durata $\tau = 2,4 - 3,6 \mu\text{s}$.

Concluzionând asupra regimurilor de lucru ale etajelor finale, se poate afirma că :

- regimul sinusoidal clasă B în contratimp se recomandă a fi utilizat la puteri relativ mici ($P_u \leq 300\text{W}$), acesta pretîndu-se unor reglări automate ale nivelului puterii de ieșire. În decursul experiențelor, pentru acest regim nu s-a reușit să se obțină un randament mai mare de 68 % ;
- regimul de undă dreptunghiulară realizează o putere și un randament mai mare, dar reclamă măsuri de protecție a tranzistoarelor împotriva ambalării termice precum și filtre de atenuare a armonicilor impare;
- regimul de comutație și impuls asigură obținerea unor puteri mari în condiții ușoare pentru etajele finale, dacă se realizează o comandă adecvată. Randamentul etajului este în jur de 90%, iar semiconductoarele sînt utilizate aproape de performanțele maxime.

6.2. SEMICONDUCTOARE DE PUTERE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE

Generatoarele de ultrasunete echipate cu dispozitive semiconductoare (tranzistoare, tiristoare) s-au impus tot mai mult datorită avantajelor pe care le prezintă față de tuburi, în sensul unor indici energetici mai buni, gabarit mai mic, iar durata de funcționare de 3-4 ori mai mare.

Utilizarea dispozitivelor semiconductoare în construcția generatoarelor de ultrasunete prezintă o serie de particularități, care trebuie luate neapărat în considerare. Astfel:

- la dispozitivele semiconductoare există o puternică dependență a parametrilor de temperatură, motiv pentru care se impun măsuri speciale de stabilizare termică a punctului de funcționare ;
- la amplificatoarele cu tranzistoare, caracterul neliniar al dependenței lui I_c de I_b influențează asupra amplificării, în sensul că, datorită timpilor de stocare, creșterea și descreșterea lui I_c se face treptat și apare o diferență de fază între

semnalul de intrare și cel de ieșire, în special la regimul de comutație, diferență ce duce în final la scăderea puterii utile și a randamentului. Acești timpi de stocare cresc cu frecvența de lucru a tranzistoarelor, constatându-se că la frecvențe mai mari de 80-100 KHz. pentru tranzistoarele obișnuite, ei devin deja inacceptabili provocând un defazaj apreciabil între cele două semnale;

- tensiunea, în general mică, de alimentare a tranzistoarelor constituie un factor ce limitează funcționarea schemelor cu tranzistoare, deoarece la aceste tensiuni, pentru obținerea unor puteri convenabile, sînt necesari curenți mari care impun redresoare de gabarit. În ultimii ani, acest impediment este pe cale de a fi înlăturat, deoarece unele firme printre care și I.P.R.S. BANEASA au reușit să asimileze în producție de serie tranzistoare ce permit o tensiune de colector de 300-1200 V ;

- tiristoarele ce echipează unele scheme de generatoare pot fi folosite doar în regim de comutație, deci este nevoie de filtre pentru eliminarea armonicilor de ordin superior ;

- la etajele cu tranzistoare este obligatoriu să fie luate în considerare caracteristicile de intrare. Datorită neliniarității acestora, rezistența sursei de semnal are o mare influență asupra distorsiunilor semnalului.

6.2.1. Etaje finale echipate cu tranzistoare

Fiind destinate etajelor finale ale generatoarelor, la ieșirea cărora se obține unul din cei mai importanți parametrii - puterea utilă -, stabilirea regimului adecvat de funcționare pentru tranzistoarele de putere constituie o cerință esențială în alegerea oricărei scheme, deoarece de acest regim depind: puterea de ieșire, randamentul, gabaritul și siguranța în funcționare a schemei.

În realizarea tranzistoarelor de putere, intervin trei limitări esențiale:

- tensiunea de străpungere prin avalanșă ;
- descreșterea factorului de amplificare β , odată cu creșterea curentului I_c , datorită scăderii eficienței emitorului proporțional cu creșterea densității de curent;
- eliminarea căldurii datorită puterii disipate în joncțiuni.

Primele două limitări sînt de natură tehnologică și pot fi rezolvate prin construcție. Dacă valoarea tensiunii de străpungere este dată în cataloage, acestea, în special pentru tranzistoarele

de putere, nu oferă graficul funcției $\beta = f(I_c)$. Pentru tranzistoarele 2N 3055, acesta a fost ridicat experimental (fig.6.16.) și se poate observa că pentru curenții intensi nu se poate conta pe valoarea factorului de amplificare oferit de cataloage, motiv pentru care în încercările în regim sinusoidal s-a căutat să nu se

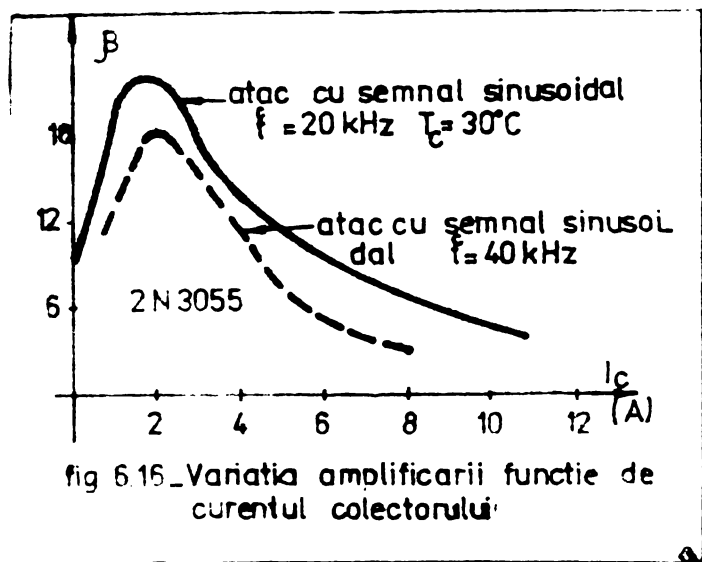


fig 6.16_Variatia amplificarii functie de curentul colectorului

depășească valoarea $I_c = 1-2,5$ A, la o frecvență de 20-30 KHz., deoarece experiențele au scos în evidență faptul că la o frecvență mai mare de 50 KHz. propriile tățtile de amplificare scad mult. In ceea ce privește cea de-a treia limitare, deoarece puterea disipată pe emitor este neglijabilă față de cea pe colector, problema care se pune este răcirea adecvată a acestuia.

Puterea disipată maximă admisă este un parametru ce se calculează cu ajutorul "rezistenței termice"- o mărime măsurabilă care împiedică eliminarea căldurii (R_{tj}). Cu cât ea crește, cu atât căldura trece mai greu în mediul ambiant și puterea disipată P_d scade.

In general, cataloagele moderne dau valoarea acestei mărimi la care se presupune menținerea capsulei la o anumită temperatură pentru care încă se mai garantează conservarea parametrilor principali ai tranzistorului.

De exemplu, pentru tranzistorul 2N 3055, se dă $P_d = 115$ W, în condițiile în care $R_{tj} = 1,5^\circ\text{C} \cdot \text{W}^{-1}$, la o temperatură a capsulei $T_c = 25^\circ\text{C}$.

Din experiență a reieșit că, la creșterea temperaturii capsulei la $45 - 50^\circ\text{C}$, puterea disipată scade la $70 - 75$ W .

In vederea micșorării lui R_{tj} , tranzistoarele trebuie montate pe radiatoare de aluminiu, a căror formă, dimensiune și culoare influențează foarte mult asupra puterii disipate.

Nerespectarea condițiilor impuse de forma și dimensiunea acestor radiatoare, pe lângă faptul că poate conduce la distrugerea tranzistoarelor și diminuarea puterii de ieșire a etaje-

lor finale, așa cum reiese și din graficele din fig.6.17.

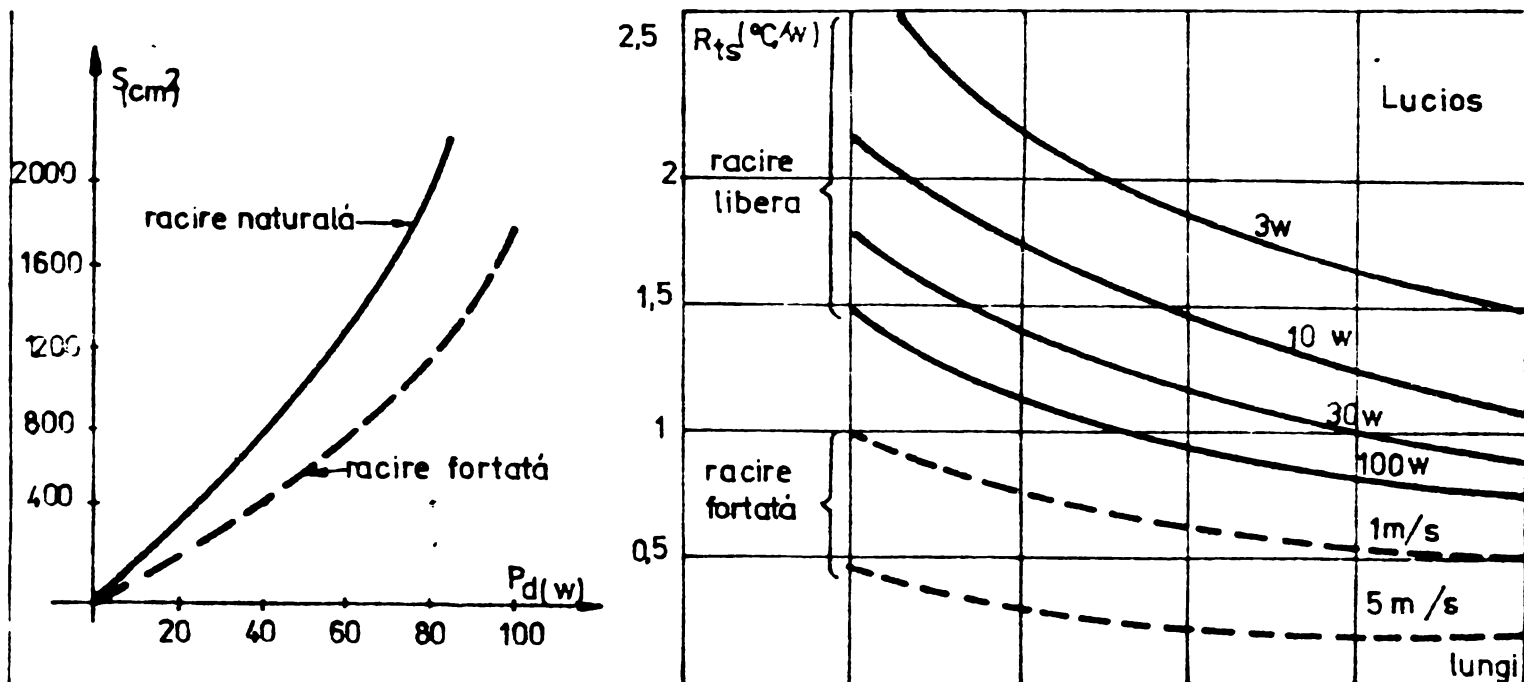


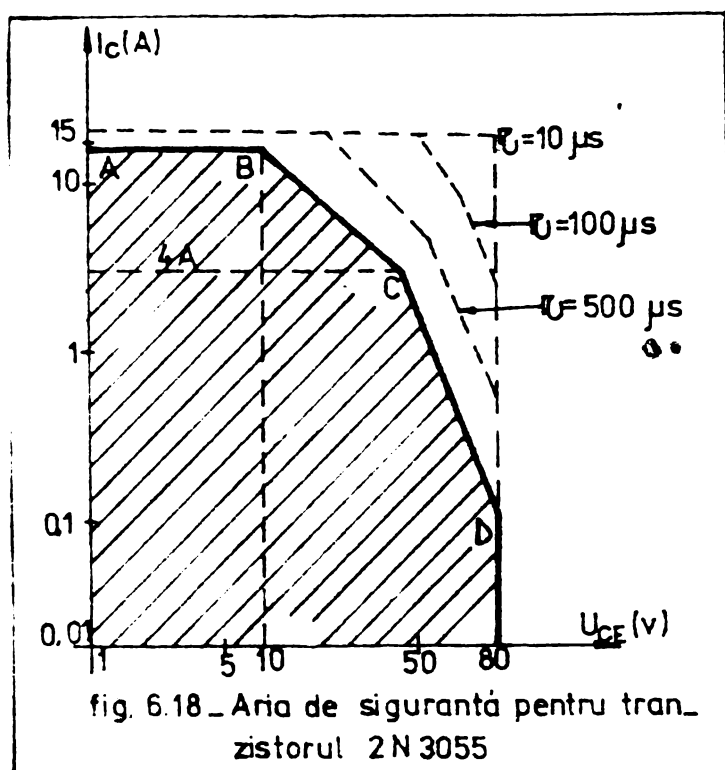
fig. 6.17_ Dependenta puterii disipate de proprietatile radiatorului

S-a constatat că înnegrirea radiatoarelor reduce valoarea lui R_{tj} cu aproximativ 10-15 %. Nu se recomandă vopsirea acestora în negru deoarece prin aceasta, lacul termoizolant introduce o rezistență între radiator și mediu, ci eloxarea în negru a radiatoarelor-operațiune care favorizează schimbul de căldură prin radiații. Pe lângă considerentele de ordin termic, alegerea regimului de funcționare a tranzistoarelor de putere ce echipează generatoarele de ultrasunete este condiționată și de caracterul sarcinii generatorului. Astfel, dacă sarcina este inductivă (situație ce apare când generatorul lucrează în gol sau în afara zonei de rezonanță a transductorului magnetostrictiv), chiar dacă curenții ce străbat etajele finale sînt mici, datorită valorii inductanței, tensiunile ce apar pe colector pot depăși valoarea maximă admisibilă ($U_{ce.max}$) și provoacă străpungerea joncțiunilor.

În cazul că sarcina prezintă un caracter rezistiv-inductiv sau rezistiv-capacitiv (funcționarea generatorului la frecvența de rezonanță a transductorului), mărimea susceptibilă a fi depășită este $I_{c.max}$, dar limitarea lui poate fi realizată prin dispozitive de protecție care pot facilita funcționarea tranzistoarelor în apropierea zonei de avalanșă, cu condiția să nu fie depășită puterea disipată și să nu apară ambalarea termică.

Există situații când, deși nu se depășește puterea disipată, tranzistorul se distruge datorită fenomenului de "străpungere secundară", ce apare în cazul funcționării generatorului pe sarcini reactive, fenomen datorat energiei reactive care se transferă între sarcină și etajul final, în mod alternativ.

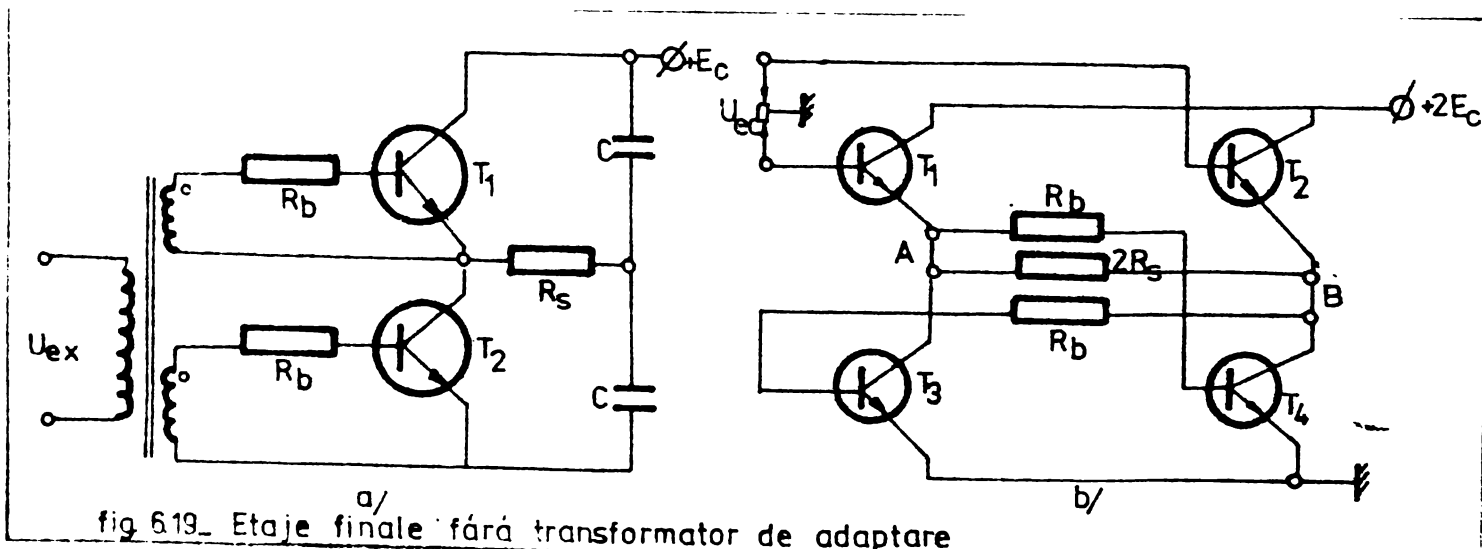
În vederea protejării tranzistoarelor de putere, cataloagele moderne oferă uneori graficul "ariei maxime de siguranță", care delimitează zona sigură de lucru (safe area). În această zonă, este permisă orice combinație I_c , U_c , cu condiția ca $P_{d,max}$ să nu fie depășit. Pentru tranzistorul 2N 3055, această arie ridicată experimental- este redată în fig.6.18.



Încercările s-au efectuat atât cu semnal continuu, cât și cu impulsuri de durate diferite. Se observă că zona AB este limitată de curentul I_c maxim, zona BC de hiperbola de disipație, zona CD de străpungerea secundară, iar DE de tensiunea colector-emitor maximă.

În paragrafele anterioare s-au tratat principalele regimuri de lucru ale etajelor finale. La unele tipuri de generatoare, acolo unde sarcina rămâne aproximativ constantă sau sînt

destinate unui singur gen de operații, se utilizează pentru etajele finale scheme fără transformator sau în punte (fig.6.19.a,b.)



Evitarea transformatorului de ieșire în asemenea cazuri permite o.

reducere a prețului de cost, lărgirea benzii de frecvență și mărirea randamentului global al etajului, în urma eliminării pierderilor de putere în transformator, dar presupune o adaptare strictă a generatorului cu sarcina.

La varianta "a", pe tranzistorul blocat cade întreaga tensiune a sursei, deci avantajul față de schema din fig.6.3. este că tensiunea de alimentare poate fi luată $E_c \leq U_{c.max.}$, rezultând că pentru a obține aceeași putere, componenta continuă a curentului de colector I_c poate fi de două ori mai mică, simplificându-se astfel schema redresorului. Schema din fig."b" reprezintă în sine o punte compusă din 4 tranzistoare, sursa E_c fiind cuplată pe o diagonală, iar sarcina pe cealaltă diagonală. Tranzistoarele T_2 și T_3 sînt comandate în fază, iar T_1 și T_4 în antifază, pe sarcină adunîndu-se tensiunile astfel că, teoretic, puterea pe sarcină este dublă față de varianta "a". Schema poate lucra în clasă B sau comutație, prin ajustarea rezistențelor R_b la o valoare care să producă saturația curentului I_c la tranzistoarele T_2 și T_4 , în semiperioadele pe care ele conduc.

Pentru obținerea unor puteri și mai mari, se utilizează scheme de adunare a puterilor prin construirea mai multor celule în contratimp, care debitează pe o sarcină comună. Excitarea fiecărei celule se poate face independent (soluție neeconomică) sau de la un excitator comun care permite ca tranzistorii pari să fie excitați în antifază față de cei impari.

Experimental, cu două celule echipate cu tranzistoare 2N 3055, s-a obținut o putere de 300 W, în regim sinusoidal, cu un coeficient de distorsiune mai mic de 5 %.

6.2.2. Generatoare de ultrasunete cu tiristoare

Utilizarea tiristoarelor în construcția generatoarelor de ultrasunete oferă o serie de avantaje, cum ar fi : construcția simplă, număr redus de piese ce determină frecvența. o bună adaptare chiar și la variația sarcinii, reglarea simplă a frecvenței, randament ridicat.

Funcționarea tiristorului la parametri optimi ridică aproximativ aceleași probleme ca și tranzistoarele de putere, în sensul stabilirii unui regim termic adecvat, respectării condițiilor impuse de valoarea maximă a curentului comutat și tensiunii maxime de blocare. Din variantele de scheme cu tiristoare se remarcă genera-

torul comandat funcție de sarcină, datorită construcției simple și economice. (fig.6.20.)

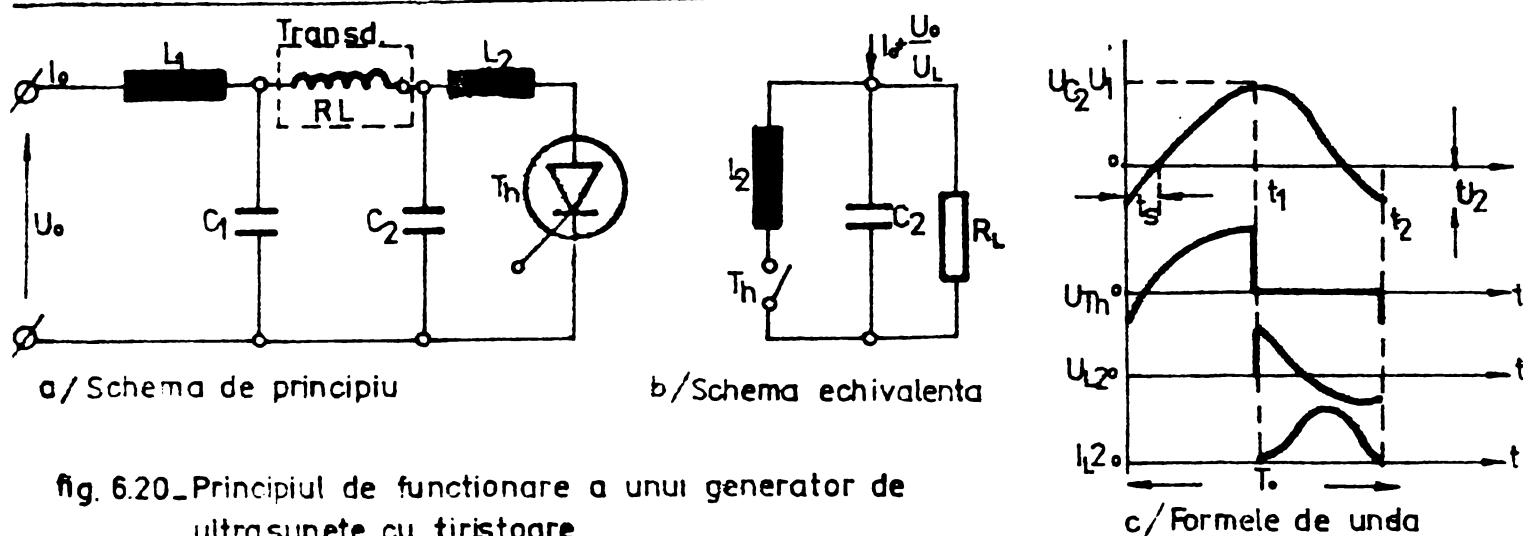


fig. 6.20_ Principiul de funcționare a unui generator de ultrasunete cu tiristoare

Cu notațiile din Fig. 5.10, referitoare la transductor și presupunând că $L_1 \gg L_s$ (inductanța înfășurărilor transductorului) $L_s \gg L_2$, $C_1 \gg C_2$, variațiile de curent și tensiune pe transductor nu influențează asupra tensiunii de intrare U_0 și a curentului de intrare I_0 .

În stare de oscilație se încarcă C_2 prin L_1 și transductor. La o anumită tensiune U_1 , tiristorul se deschide permițând descărcarea lui C_2 prin L_2 până la o tensiune $U_2 < 0$.

Odată cu blocarea tiristorului, ciclul se repetă. Durata t_s după care tensiunea pe tiristor atinge din nou valori pozitive trebuie să fie mai mare ca durata t_f de eliberare a tiristorului. Curentul I_0 ce străbate transductorul depinde de C_2 , U_0 și $\omega_0 = 2\pi f_0$.

Pentru calculul schemei, se admite că :

- transductorul este la rezonanță ($\omega_0 = \omega_m$) și constituie o sarcină complexă pentru circuitul oscilant $L_2 C_2$. Componenta inductivă X_L a transductorului este compensată de C_1 ;
- pentru $C_1 \gg C_2$ și $L_1 \gg L_2$, mărimile U_0 și I_0 sînt constante ;
- toate tensiunile se raportează la $U_0 + I_0 \cdot R_2$;
- toți curenții se raportează la $I_0 + U_0 \cdot R_L^{-1}$, considerente pe baza cărora este valabilă și schema echivalentă.

Pentru perioadele $0 - t_1$ (tiristorul deblocat) și $t_1 - t_2$ (tiristor blocat), funcționarea schemei este descrisă de ecuațiile

diferențiale din tabelul nr. 6.2./25/.

Tabel 6.2.

Durata în timp	Ecuatiile diferențiale	Condiții limită	Soluții
0-t ₁	$\frac{U_o}{R_L} + I_o = C_2 \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} + \dot{i}_{R_L}(t)$	$U_{c_2}(0) = U_2$	$U_1^x = 1 - e^{-2\sigma(t_1 - t_s)}$
	$U_{c_2}(t) = R_L \cdot \dot{i}_{R_L}(t)$	$U_{c_2}(t_s) = 0$ $U_{c_2}(t_1) = U_1$	$U_2^x = 1 - e^{2\sigma t_s}$
t ₁ -t ₂	$\frac{U_o}{R_L} + I_o = C_2 \frac{dU_{c_2}(t)}{dt} + \dot{i}_{R_L}(t) + \dot{i}_{L_2}(t)$	$U_{c_2}(t_1) = U_1$ $U_{c_2}(t_2) = U_2$	$U_1^x = \frac{2\sigma}{\omega} \left(\frac{e^{\sigma t_2}}{\sin \omega t_2} + \cot \omega t_2 + \frac{\sigma}{\omega} \right)$
	$U_{c_2}(t) = \dot{i}_{R_L}(t) \cdot R_L = L_2 \frac{d\dot{i}_{L_2}(t)}{dt}$	$U_{L_2}(t_1) = 0$ $= \dot{i}_{L_2}(t_2) = 0$	$U_2^x = \frac{2\sigma}{\omega} \left(\frac{e^{-\sigma t_2}}{\sin \omega t_2} + \cot \omega t_2 + \frac{\sigma}{\omega} \right)$

Considerînd mărimile raportate

$$U^x(t) = \frac{U_{c_2}(t)}{U_o + I_o R_L} \quad \text{și} \quad i^x(t) = \frac{i(t)}{I_o + U_o/R_L}$$

precum și

$$2\sigma = \frac{1}{C_2 R_L} (\sigma \cdot \omega^{-1})^2 \ll 1,$$

acestea, acceptînd condițiile limită ale ecuațiilor diferențiale, dau următoarele soluții:

$$U_1^x = 1 - e^{-\frac{2\sigma}{\omega}(V_1 - V_s)} \quad \text{pentru } 0 - t_1,$$

$$U_1^x = \frac{2\sigma}{\omega} \left(\frac{e^{-\frac{\sigma}{\omega} \cdot V_2}}{\sin V_2} + \cot V_2 + \frac{\sigma}{\omega} \right) \quad \text{pentru } t_1 - t_2$$

$$U_2^x = 1 - e^{-\frac{2V_1}{\omega} \cdot V_2} \quad \text{pentru } 0 - t_1$$

$$U_2^x = \frac{2\omega}{\omega} \left(\frac{e^{-\frac{\omega}{\omega} \cdot V_2}}{\sin V_2} - \cot V_2 + \frac{\omega}{\omega} \right) \quad \text{pentru } t_1 - t_2$$

unde $V = \omega t$.

Valoarea medie a puterii debitată pe sarcina R_L este:

$$P^x = \frac{1}{T_0} \int_0^{t_2} [i_{L_2}(t)]^2 \cdot R_L \cdot dt, \text{ obținându-se}$$

$$P^x = \frac{P}{\left(I_0 + \frac{U_0}{R_L}\right)^2 \cdot R_L} = \frac{U_1^x}{2} \left(\frac{1 - \frac{U_2}{U_1}}{2} \right)^2 \quad (6.26)$$

Datorită faptului că V_1 și V_2 variază funcție de ω/ω , un calcul analitic devine complicat, de aceea, dimensionarea se face pe baza reprezentărilor grafice ale funcțiilor:

$$U_1^x = f(V_1, V_2 - V_s \cdot \omega^{-1}) \text{ și } U_2^x = f(V_1, V_2, V_s \cdot \omega^{-1})$$

reprezentate în figura 6.21.

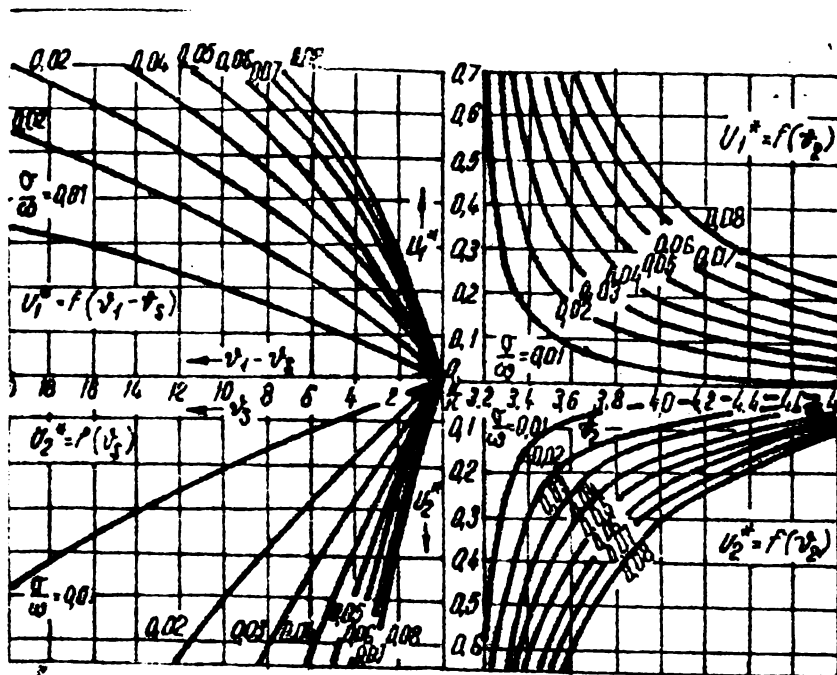


fig. 6.21 - Graficul funcțiilor U_1 și U_2

Din grafic se observă că obținerea unor valori cât mai bune pentru mărimile U_1 și U_2 în perioadele de blocare și conducție ale tiristorului este condiționată atât de parametrii transductorului, cât și de rezonanța sistemului. O mare influență o au și timpii t_1 și t_2 .

Alegerea corectă a acestor timpi contribuie atât la obținerea unor parametri optimi cât și la fiabilitatea elementelor semiconductoare

In acest caz, cunoscându-se pentru transductor R_L și $T_0 = 1 \cdot f_0^{-1}$,

pentru o anumită valoare a lui U_1 și pentru rapoarte t_s/T_0 cunoscute, se pot determina celelalte mărimi: C_2 , L_2 , U_2 , t_1 și t_2 .

Pentru a se asigura o bună funcționare a generatorului, este deosebit de importantă alegerea corectă a tiristorului și regimului acestuia, în ceea ce privește solicitarea sa la curent și tensiune. Tensiunea maximă de blocare se poate calcula cu relația:

$$U_{b.max.} = U_2^X (U_0 + I_0 R_L) , \text{ iar pentru curent, valorile}$$

de vîrf efective și medii sînt:

$$I_{max.} = I_m^X (I_0 + U_0 \cdot R_L^{-1})$$

$$I_{ef} = V_2^{\frac{1}{2}} \cdot 2 V_0^{-1} \cdot I_{max.}$$

$$I_{med.} = \frac{2}{V_0} \cdot V_2 \cdot I_{max.}$$

Amorsarea tiristorului se poate obține printr-o dimensionare corespunzătoare a circuitului de reacție pozitivă $C_1 C_2$. Autoexercitarea generatorului permite ca transductorul să se mențină la rezonanță chiar și la modificarea parametrilor sarcinii.

Schema de principiu, detaliată, pentru un astfel de generator, este redată în fig.6.22.

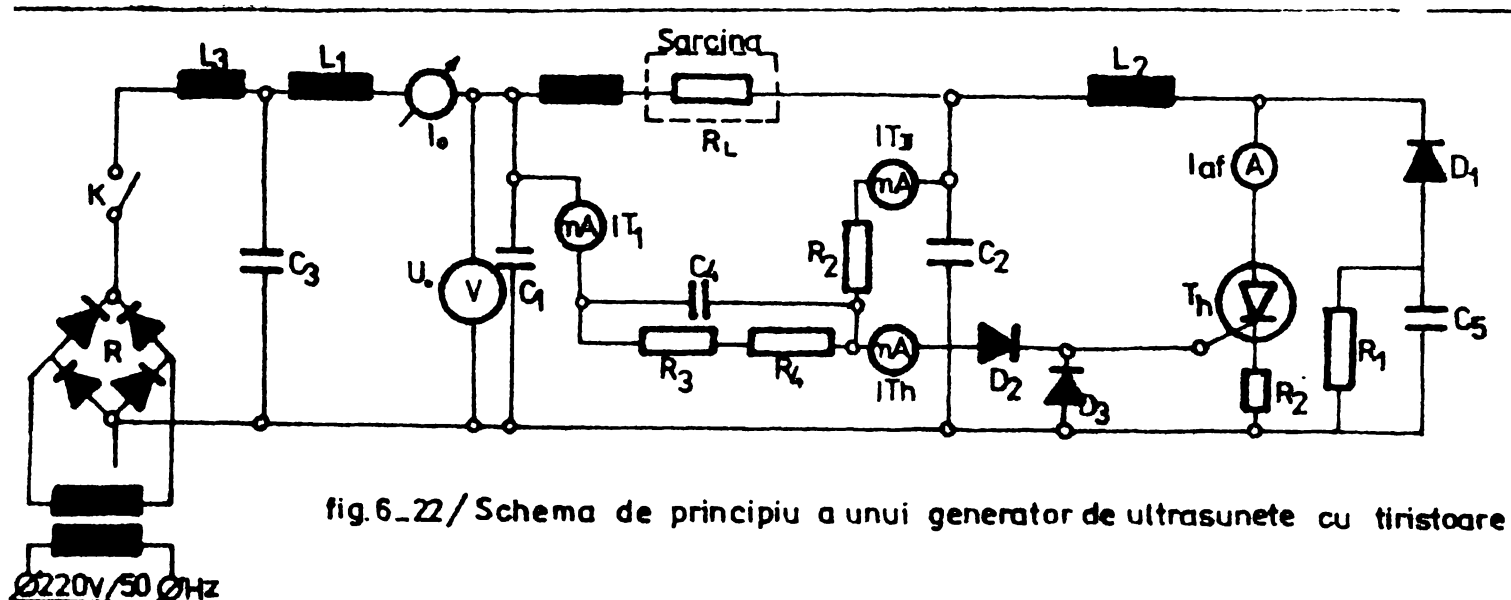


fig.6.22/ Schema de principiu a unui generator de ultrasunete cu tiristoare

Pentru duratele de blocare a tiristorului $t = 7,5 - 25 \mu s$, se pot obține frecvențe $f_0 = 10 - 30 \text{ KHz}$.

Puterea generatorului este funcție de datele limită ale tiristorului. Dezavantajul principal al schemei îl constituie faptul că la influențe mai mari ale sistemului mecanic (variații ale sarcinii transductorului mai mari de 10-15%), toate procesele de

încărcare și descărcare ale condensatorului C_1 sînt deformate sinusoidal cu frecvența ω_0 .

6.3. CERCETARI PRIVIND POSIBILITATEA MARIRII PUTERII UTILE SI RANDAMENTUL GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE

Pe baza considerațiilor din paragrafele anterioare, se poate concluziona că puterea etajelor finale depinde de o serie de factori ca : alegerea corectă a regimului de funcționare static și dinamic, utilizarea semiconductoarelor la parametri tehnologici maximi, debitarea pe o sarcină constantă etc.

Din studiul relațiilor ce definesc regimurile de lucru pentru etajele finale, se observă că în toate cazurile, în expresia puterii utile apare și valoarea rezistenței de sarcină R_s . Scriind expresiile 6.2., 6.7. în funcție de R_s , înlocuind pe K din relația de definiție:

$$K = \frac{U_e}{E_c} = \frac{I_{c.\max.} \cdot R_{s\text{opt}}}{E_c}, \text{ va rezulta un sistem de ecuații}$$

cu variabila R_s . În acest fel, se va putea afla maximum pentru P_u , P_c și P_d , mărimi a căror variație este dată în fig.6.23, grafic valabil pentru un etaj funcționînd în clasă B, regim sinusoidal sau de undă dreptunghiulară. Se observă că pentru $R_s = R_{s.\text{optim.}}$, puterea utilă este maximă în condițiile unui randament mai scăzut. Pentru $R_s > R_{s\text{opt.}}$, în afară de randament care tinde spre valoarea lui teoretică, toate celelalte mărimi scad. Ținînd cont că

$R_{s\text{opt.}}$ depinde de $U_{c.\max.}$ care în aproape toate cazurile este limitat cu dispozitive exterioare, rezultă că R_s nu este un parametru de fabricație al transistorului, ci o mărime ce poate fi aleasă de proiectant după necesități.

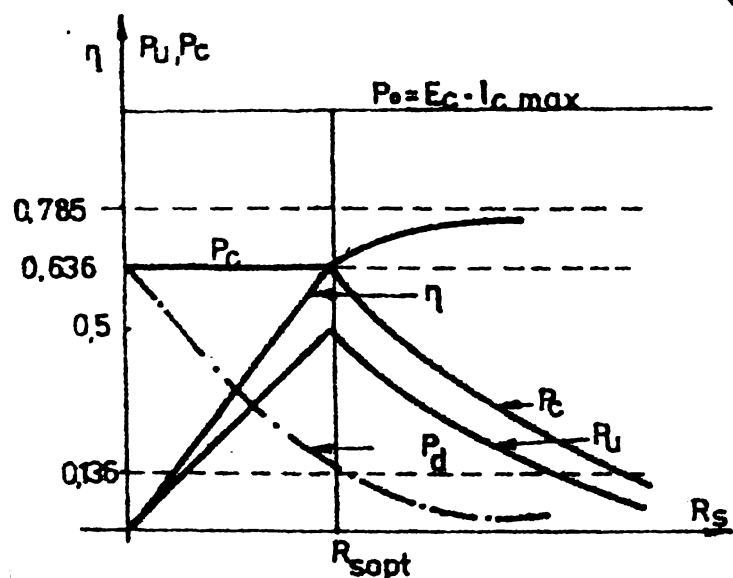


fig. 6.23. Variatia parametrilor energetici functie de R_s

Pt $R_s = R_{s\text{opt}}$ avem :

$P_u = 0,486$	$P_u \text{ max}$
$P_d = 0,136$	$P_u \text{ max}$
$\eta = 0,636$	

ci o mărime ce poate fi aleasă de proiectant după necesități. Experiențele efectuate cu un amplificator clasa B în contra-timp, excitat în regim sinusoidal și dreptunghiular (fig.6.24) au scos în evidență faptul că $R_{s\text{opt.}}$ nu este o valoare deosebit de critică, în sensul că depășirea valorii $R_{s\text{opt.}}$ cu 15-20% provoacă

o micșorare a puterii doar cu 5-10%, dar crește randamentul etajului cu aproximativ 10-15%. Pe baza măsurărilor efectuate (tabelul 6.3) s-a ridicat graficul experimental din fig. 6.25.

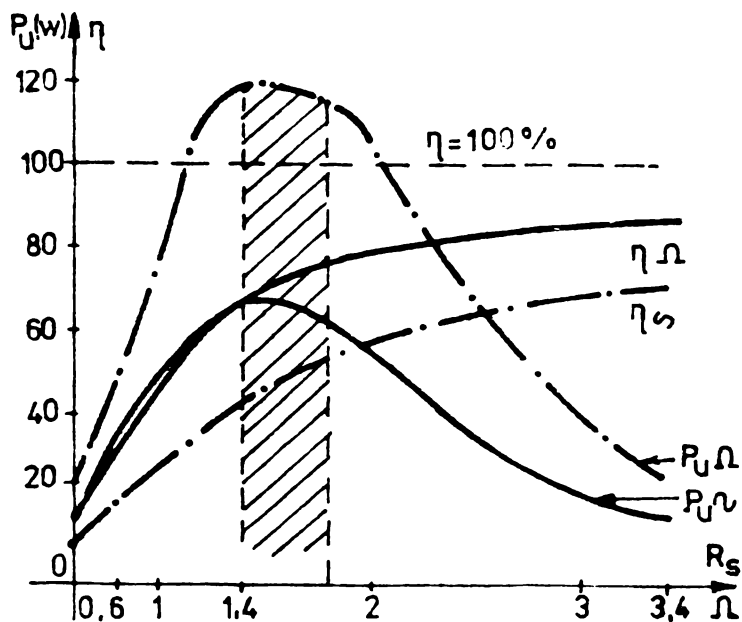
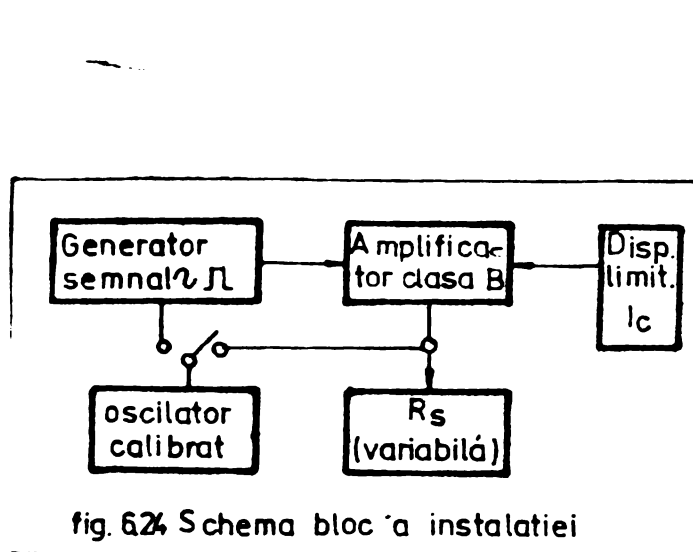


fig. 6.25 Variația practică a parametrilor energetici funcție de P_s

Tabel 6.3.

R_s	P_u (W)		P_c (W)		$\eta = P_u/P_c$	
	sinus	drept	sinus	drept	sinus	drept
0,6	16	24	160	175	10	14
0,8	29	52	160	175	18	29
1,0	46	85	160	175	28	48
1,2	58	102	160	175	36	59
1,4	69	120	160	175	43	69
1,6	67	118	104	160	47	74
1,8	65	116	103	152	51	76
2,0	57	110	100	141	54	78
2,2	48	90	82	114	58	79
2,4	40	78	65	97	61	80
2,6	33	60	51	74	64	81
2,8	26	49	39	60	66	82
3,0	20	38	29	46	68	82,5
3,2	18	32	26	38	69	83
3,4	16	29	23	34	70	84
3,6	15	27	20	32	70,5	84
3,8	13	24	18	28	71,1	85
4,0	12	22	16	25	71,5	85

În plus, funcționarea pe o rezistență de sarcină $R_s = R_{sopt}$ produce și o micșorare a distorsiunii formei semnalului.

Un alt procedeu de mărire a puterii utile pentru etajele clasă B în contratimp îl constituie alimentarea cu tensiune redresată, dar nefiltrată, deoarece în regimul static, variațiile curentului I_c fiind de semn contrar, prin primarul transformatorului de ieșire, creează pulsuri care se anulează reciproc. În acest caz, considerînd sarcina rezistivă în conformitate cu relațiile 6.7. și 6.9. vom avea :

$$P_u = \frac{U_e I_e}{2} = \frac{U_e^2}{2R_s} = K^2 \frac{E_c^2}{2R_s} = K^2 P_{u.\max}$$

$$P_c = \frac{I_c E_c}{2} = K \frac{E_c^2}{2R_s} = K P_{u.\max}$$

$$P_d = P_c - P_u = \frac{E_c^2}{2R_s} (K - K^2)$$

$$\eta = \frac{P_u}{P_c} = K$$

Puterea disipată este maximă cînd derivația în raport cu K se anulează, adică $1 - 2K = 0$; $K = 1/2$.

Pentru $K = 1/2$ rezultă :

$$P_{d.\max} = \frac{1}{4} \frac{E_c^2}{2R_s} = \frac{1}{4} P_{u.\max}$$

Reiese că o pereche de tranzistoare funcționînd în clasă B, alimentată cu tensiune redresată dar nefiltrată, dezvoltă teoretic o putere de ieșire de patru ori mai mare decît puterea admisibilă a celor două tranzistoare luate împreună. În practică, ținînd cont de valorile reale ale lui K , de pierderile pe circuit, se poate obține o putere de ieșire utilă,

$$P_u = (2 - 3) P_{d.\text{admis.}}$$

Dezavantajul procedurii:

- se poate aplica numai etajelor clasă B în contratimp ;
- sarcina trebuie să aibă componente reactive neglijabile;
- este nevoie de un redresor în plus cu tensiune filtrată pentru celelalte etaje ale generatorului ;
- tensiunea de ieșire este modulată în amplitudine cu frec-

vența de pulsație a vîrfurilor tensiunii redresate, fapt ce provoacă și o modulație a amplitudinii vibrațiilor la capătul concentratorului în momentul amorsării lor.

In afara elementelor analizate, un rol important în asigurarea puterii necesare în sarcină îl au transformatoarele de ieșire. Menirea lor fiind în special de a asigura adaptarea cu sarcina, ele pot contribui- ca elemente reactive- la menținerea sau degradarea puterii de ieșire. Pe lîngă calculul corect al acestora în alegerea transformatoarelor de ieșire, trebuie să se țină seama că :

- utilizarea tolelor obișnuite duce la deformarea caracteristicii de frecvență și la pierderi de putere în limita superioară a benzii de frecvențe (20-40 KHz.);
- utilizarea transformatoarelor fără miez, pe lîngă mărirea gabaritului, duce la micșorarea randamentului în special spre capătul inferior al gamei de frecvență ;
- încercarea de micșorare a dimensiunilor transformatorului prin utilizarea unor materiale cu inducție mare, duce la limitarea puterii transformatorului (secțiunea miezului redusă), funcționarea la limita de saturație (interferență mic), valoarea mare a rezistenței și valoarea mică a inductanței înfășurărilor;
- un transformator de putere proiectat pentru funcționarea la semnal sinusoidal va produce distorsiuni mari ale formei impulsului la excitația în regim dreptunghiular sau impuls.

In vederea eliminării acestor dezavantaje, se recomandă construcția transformatoarelor cu miez de ferită sau tablă siliconică ($B=12000-20000$), iar calculul să se facă pentru regim de excitație dreptunghiular, regimul sinusoidal fiind considerat ca un caz particular.

Din analiza condițiilor de funcționare a etajelor finale, particularitățile acestora, se poate trage concluzia că pentru mărirea puterii de ieșire a generatoarelor de ultrasunete se impune ca :

- să se aleagă o schemă adecvată funcție de destinația generatorului ;
- semnalul de atac al etajelor finale să fie mare, deoarece în toate cazurile puterea utilă maximă se obține în condițiile $K = 1$;

- cu aceleași elemente, adoptînd forma dreptunghiulară pentru etajul de ieșire, puterea utilă crește considerabil (teoretic de 2 ori) ;
- puteri maxime în sarcină se obțin pentru o anumită valoare a acestuia, $R_{s.opt.}$; este recomandabil să se depășească puțin această valoare, în vederea creșterii randamentului etajului final ;
- tranzistoarele etajelor finale să fie solicitate aproape de valorile limită, deoarece puterea disipată maximă se obține nu la puteri utile mari, ci mult sub nivelul acestora.
- tranzistoarele de putere să fie montate pe radiatoare adecvate. Ignorarea acestui fapt, pe lângă faptul că nu permite utilizarea tranzistoarelor la performanțele maxime, poate conduce și la distrugerea acestora datorită fenomenului de ambalare termică.

CAPITOLUL 7

CERCETARI TEORETICE SI EXPERIMENTALE PRIVIND CONDITIILE DE ADAPTARE A GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE CU SARCINA

7.1. RELATIA GENERATOR - SARCINA

În procesele de prelucrări industriale cu ultrasunete, adaptarea generatorului - sursă primară de energie - cu sarcina-transductorul magnetostrictiv sau piezoelectric, se impune cu deosebită acuitate, deoarece de ea depinde atât utilizarea eficientă a generatorului, cât și randamentul și calitatea prelucrării, cunoscută fiind legătura biunivocă dintre generator și sarcină. Astfel, în cazul unei neadaptări între aceste două elemente, pe lângă degradarea parametrilor energetici ai generatorului (P_u, η), apare o disipație de energie în transductor, se mărește timpul de prelucrare, iar în cazuri extreme, se poate compromite întregul proces de prelucrare.

Așa cum s-a arătat, sarcina generatorului de ultrasunete este constituită din transductori magnetostrictivi sau piezoelectrice, care reprezintă în sine sisteme oscilante dependente de frecvență, apărînd deci o primă dificultate - caracterul complex al sarcinii - care poate fi inductiv sau capacitiv, funcție de tipul transductorului. Pe de altă parte, chiar și la rezonanța transductorului (unde componenta reactivă este anulată), partea pur rezistivă a sarcinii se poate modifica, deoarece în procesele de sudură, găurire, trefilare, "impedanța" spațiului de lucru variază permanent.

În acest context, adaptarea generatorului cu sarcina devine o problemă complexă, prin adaptare înțelegîndu-se eliminarea caracterului reactiv al sarcinii și asigurarea unui regim optim de funcționare pentru generator, adică realizarea egalității dintre rezistența echivalentă a circuitului de ieșire al generatorului și rezistența de sarcină.

7.1.1. Dependența regimului generatorului de sarcină

Transductorul fiind cuplat în circuitul de ieșire al generatorului, reprezintă deci sarcina acestuia și influențează în mod direct asupra regimului de lucru al generatorului.

Considerînd schema echivalentă a unui generator de ultra-

sunete cea din figura 7.1., unde:

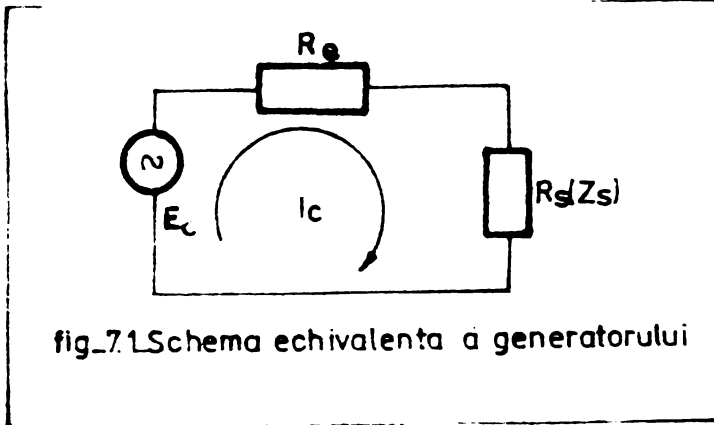


fig.7.1 Schema echivalentă a generatorului

- E_c - tensiunea de alimentare;
- R_e - rezistența echivalentă de ieșire a generatorului ;
- R_s - rezistența de sarcină, în cazul nostru rezistența circuitului echivalent al transductorului aflat la rezonanță;
- I_c - componenta alternativă a curentului din etajele finale;

parametrii regimului de lucru al generatorului vor fi:

- puterea debitată în sarcină P_u :

$$P_u = \frac{E_c^2 R_s}{(R_s + R_e)^2} = \frac{1}{2} I_c^2 \cdot R_s \quad (7.1.)$$

- puterea consumată și randamentul :

$$P_c = \frac{E_c^2}{R_s + R_e} ; \quad \eta = \frac{P_u}{P_c} = \frac{R_s}{R_s + R_e} \quad (7.2.)$$

Puterea maximă transmisă sarcinii se va obține în situația $R_s = R_e$, ceea ce reprezintă de fapt și condiția analitică a adaptării, situație în care randamentul nu depășește totuși 50%. Variația calitativă a parametrilor energetici ai generatorului (P_u , η , P_c), funcție de raportul R_s/R_e , este ilustrată în figura 7.2.

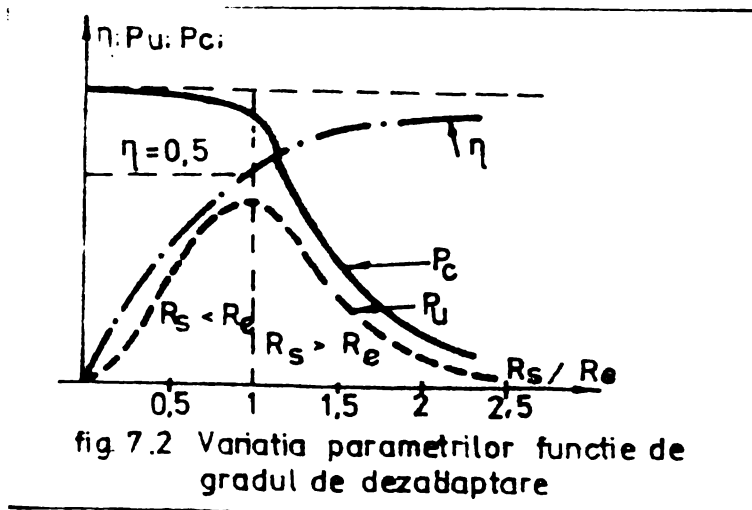


fig 7.2 Variația parametrilor funcție de gradul de deadaptare

Se observă că pentru $R_s = 0$ toată puterea sursei se consumă prin disipație în etajele finale și $\eta = 0$. Pînă în apropierea zonei de adaptare ($R_s = R_e$), puterea utilă și randamentul sînt proporționale cu R_s . După acest punct, puterea utilă începe să scadă (deoarece scade I_c), dar randamentul continuă să

crească, deoarece P_u scade mai

încet decît P_c , creștere ce se micșorează pe măsura apropierii de valoarea maximă teoretică.

Deoarece R_s nu este constantă, ci variază cu frecvența (fig.5.12), menținîndu-se maximă într-o plajă destul de mică de

frecvență, pentru a se realiza o bună adaptare, este necesar ca în prealabil generatorul să oscileze pe frecvența de rezonanță a transductorului, f_0 .

Această situație ridică o serie de probleme privind atât siguranța în funcționare a generatorului, cât și eficiența acestuia. Astfel, în afara zonei de rezonanță a transductorului impedanța lui avînd un pronunțat caracter inductiv (capacitiv pentru transductoarele piezoelectrice), solicită foarte mult etajele finale, ducînd chiar la distrugerea acestora. În concluzie, se poate aprecia că sarcina pe care debitează generatoarele de ultrasunete influențează aproape toți parametrii acestuia, P_u , η , f_g , cu consecințe directe asupra calității procesului de prelucrare.

7.1.2. Particularitățile sarcinii generatoarelor de ultrasunete

Datorită rolului lor de a transforma energia electrică în energie ultrasonoră, transductoarele magnetostrictive sau piezoelectrice - sarcini ale generatoarelor de ultrasunete - prezintă o serie de caracteristici specifice. Astfel:

- caracterul rezistenței depinde de frecvență, fiind în general reactiv și numai la rezonanță sarcina devine activă, comportarea transductoarelor sub acest aspect fiind a unor circuite oscilante derivație. Acest fapt duce la pierderi suplimentare de energie în transductor, la scăderea puterii utile și randamentului ;
- însăși această frecvență de rezonanță, unde sarcina are un caracter rezistiv, nu rămîne constantă ci variază datorită faptului că transductorul are și el, la rîndul lui, altă sarcină - ansamblul concentrator - sculă - material de prelucrat -, sarcină a cărei impedanță nu este constantă, ci se modifică odată cu avansarea procesului de prelucrare. În această situație, chiar și la rezonanță, rezistența echivalentă a întregii sarcini pe care debitează generatorul capătă un caracter inductiv-activ sau capacitiv-activ (pentru transductoarele piezoelectrice);
- utilizarea transductoarelor magnetostrictive impune, prin însuși principiul lor de funcționare, generatoare care să furnizeze puterea de ieșire necesară pe seama unui curent ridicat, pe cînd pentru excitarea transductoarelor piezoelectrice este nevoie de o tensiune înaltă, condiții care fac aproape imposibilă folosirea aceluiași generator pentru ambele tipuri de transductoare, cel mult echiparea a-

cestuia cu două canale de putere diferite, soluție costisitoare și neeficientă sub aspectul randamentului și fiabilității ;

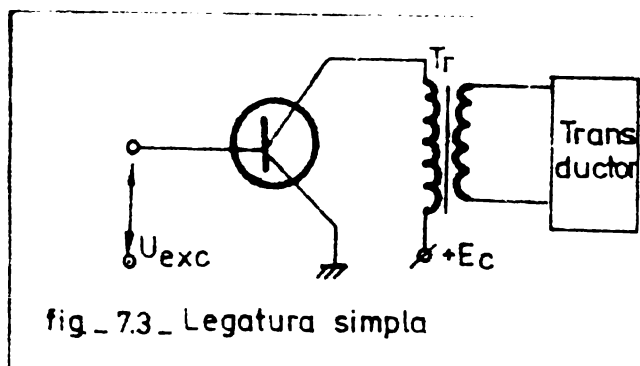
- spre deosebire de alte instalații, legătura generator - sarcină fiind biunivocă, toate fluctuațiile circuitului de sarcină influențează funcționarea generatorului. Astfel, modificarea condițiilor inițiale ale sarcinii (lungimea concentratorului, impedanța spațiului de lucru, valoarea rezistenței complexe a transductorului datorită încălzirii) duc la devierea frecvenței transductorului și deci, la scăderea puterii utile transmise sarcinii.

Aceste caracteristici ale sarcinii impun limitări în adaptare, în sensul că aceasta trebuie să fie cât mai bună nu pe o frecvență fixă ci într-un ecart de frecvențe în care variază f_0 . În plus, puterea de ieșire se impune să rămână constantă indiferent de valoarea rezistenței echivalente a sarcinii - condiție ce poate fi îndeplinită doar cu ajutorul unor scheme de reglaj automat al puterii de ieșire a generatoarelor. ♦♦

7.2. METODE DE ADAPTARE A GENERATOARELOR CU SARCINA

Indiferent de tipul generatoarelor de ultrasunete, de forma oscilațiilor de ieșire sau transductorul utilizat, legătura generator-sarcină nu se poate face direct, ci prin intermediul unui element de adaptare. Din acest punct de vedere, această legătură poate fi:

- a. - legătură simplă (fig.7.3.)



În acest caz, sarcina fie că reprezintă o parte componentă a circuitului de ieșire a etajelor finale, fie că îndeplinește rolul sistemului oscilant. Legătura se face printr-un transformator, toate elementele sarcinii fiind transferate în înfășurarea primară a acestuia.

În cazul că sarcina are o valoare fixă (spălarea cu ultrasunete), unde impedanța echivalentă a mediului de lucru rămâne aproximativ constantă, legătura se poate face printr-un condensator de separare a componentei continue.

b.- legătura complexă (fig.7.4.)

Comportă două sau mai multe circuite. In primul circuit lucrează etajul final, în celălalt sarcina. Utilizarea acestei legături per-

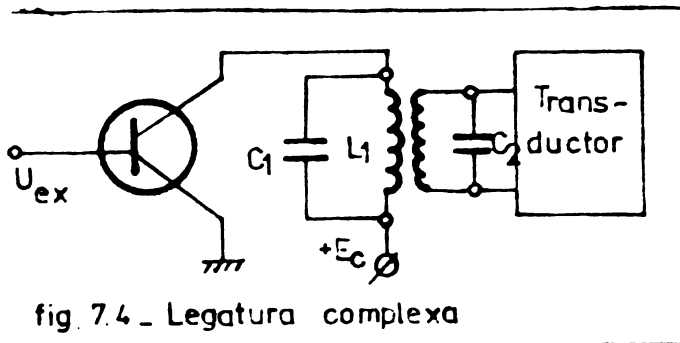


fig. 7.4 - Legatura complexa

mite să se mărească gradul de atenuare a armonicilor superioare și să se micșoreze influența variației sarcinii asupra regimului de funcționare a generatorului. In ambele cazuri, puterea transmisă sarcinii depinde de randamentul

circuitului oscilant sau al transformatorului.

7.2.1. Adaptarea în cazul transductoarelor magnetostrictive

Așa cum s-a arătat, transductorul magnetostrictiv poate fi echivalat din punct de vedere electric cu un circuit oscilant care, în afara zonei de rezonanță, prezintă o impedanță inductivă, iar pe frecvența de rezonanță f_0 , o rezistență activă. Cuplarea concentratorului la transductor are drept consecință faptul că și la rezonanță se pierde caracterul pur rezistiv al sarcinii, transformându-se în unul inductiv-activ. In acest fel, schema echivalentă a transductorului și legătura lui cu generatorul se prezintă ca în fig.7.5.

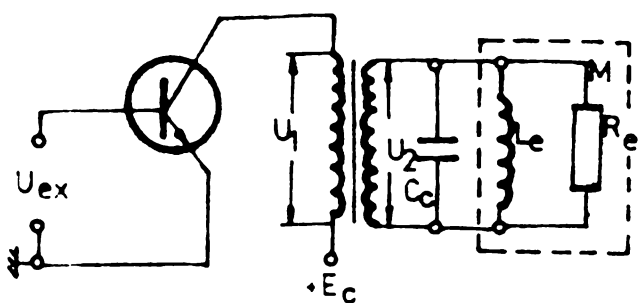


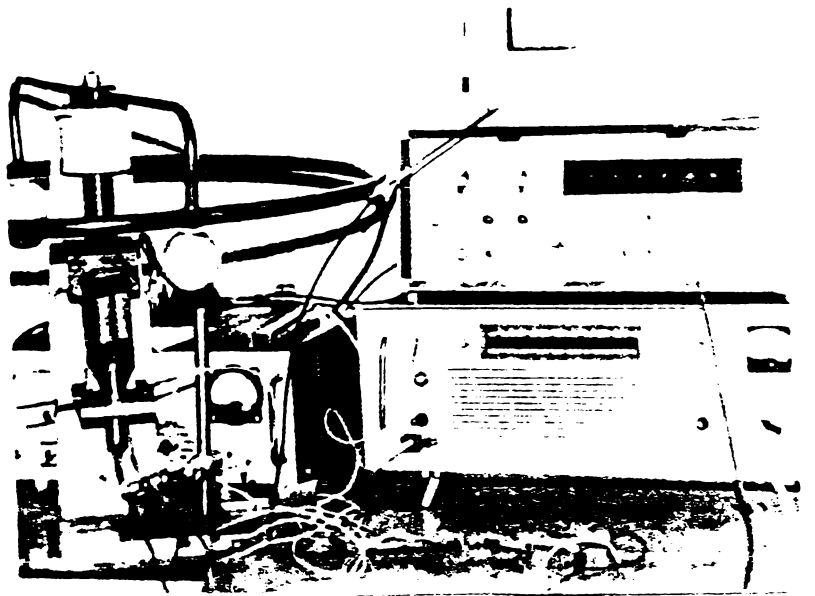
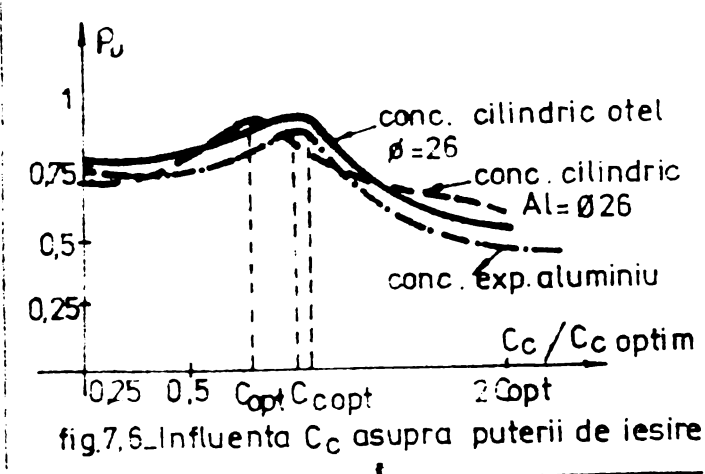
fig 7.5 - Circuitul echivalent al transductorului magnetostrictiv

In vederea eliminării caracterului inductiv al sarcinii, se introduce în paralel pe transductor un condensator de compensare C_c , care împreună cu L_e formează pe frecvența de rezonanță f_0 un circuit oscilant derivație ce prezintă pe această frecvență o rezistență pură. Prin introducerea capacității C_c se "abate" puțin frecvența de rezonanță electromagnetică a trans-

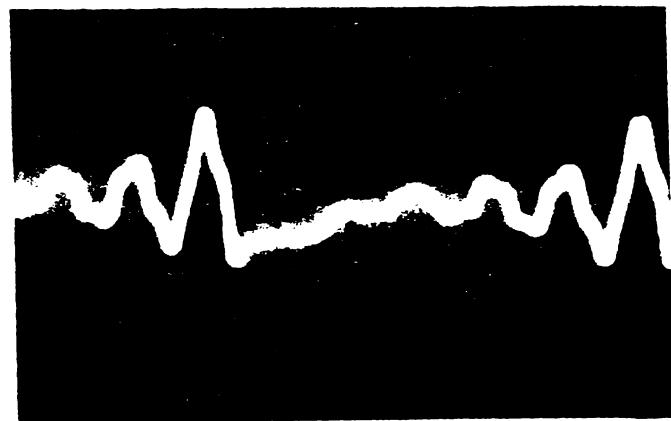
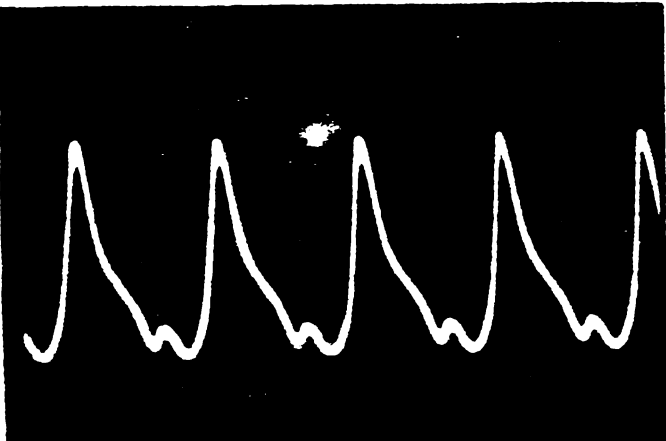
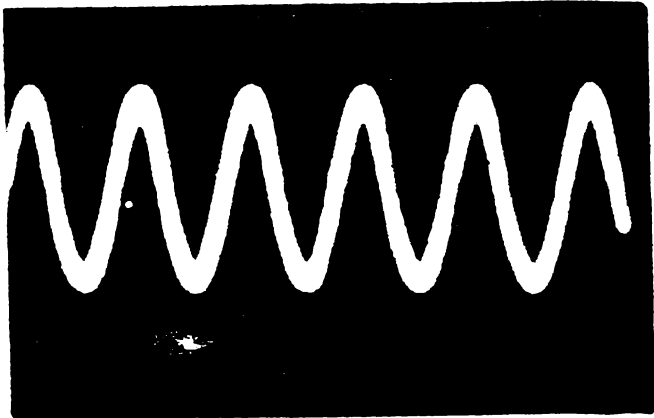
ductorului ω_{em} , apropiind-o foarte mult de cea mecanică ω_m , frecvență la care transductorul absoarbe maximul de putere de la generator.

Variația puterii debitate sarcinii funcție de C_c este redată în graficul din fig.7.6., iar forma semnalului de ieșire în fig. 7.8.a,b,c. Instalația cu care s-au efectuat experiențele este prezentată în fig.7.7. și este compusă din generator, frecvențmetru

pentru măsurarea frecvenței de rezonanță f_0 și menținerea acordului $f_g = f_0$, un oscilograf în vederea vizualizării formei semnalului de excitație a transductorului.



-fig.7.7.-Instalația de verificare a influenței sarcinii asupra funcționării generatorului



-fig.7.8.-Forma semnalului de ieșire funcție de C_c .

Analiza graficului scoate în evidență faptul că variația puterii nu este simetrică față de valoarea C_{optim} , în sensul că pentru $C_c > C_{optim}$ puterea scade mai rapid. Acest fapt se poate explica prin micșorarea valorii X_{cc} odată cu creșterea lui C_c și deci, șuntarea mai puternică a lui R_e , situație ilustrată și de fig.7.8. Astfel, dacă pentru $C_c = C_{optim}$ forma semnalului este sinusoidală, cu o ușoară modulație datorată neidentității celor două frecvențe de rezonanță (fig.7.8.a), micșorarea lui C_c la jumătate din valoarea optimă provoacă distorsiuni de formă (fig.7.8.b) datorită defazajului dintre I_c și U_e pe care îl introduce X_c .

Mărirea lui C_c de două ori peste valoarea optimă are efecte negative atât asupra formei, cât și asupra amplitudinii semnalului (fig.7.8.c)

Cele două frecvențe de rezonanță ω_{em} și ω_m sînt distincte, în plus mai apare o rezonanță a circuitului $C_c L_e$ diferită de f_0 . În afara acestui punct, X_c șuntează rezistența echivalentă a transductorului, șuntare cu atît mai puternică cu cît f_0 este mai mare.

A ieșit în evidență că C_{optim} pentru un generator dat și un transductor avînd aceeași f_0 nu este același, ci depinde de tipul concentratorului, de impedanța echivalentă pe care o introduce el (graficele punctate fig.7.6.)

Cuplarea generatorului la transductorul magnetostrictiv se face în funcție de tipul acestuia, în sensul că pentru premagnetizare poate fi utilizat un singur bobinaj (fig.7.9) sau două (fig. 7.10).

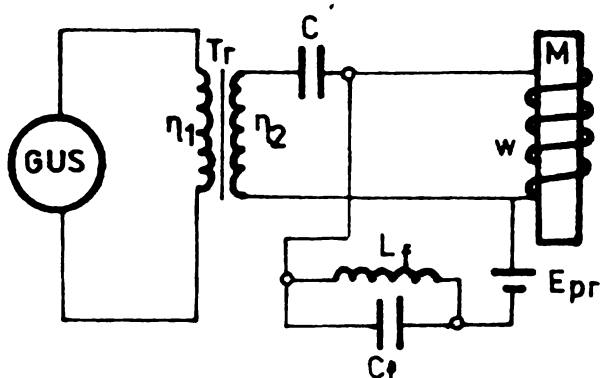


fig. 7.9. Legatura generator-transductor cu un singur bobinaj

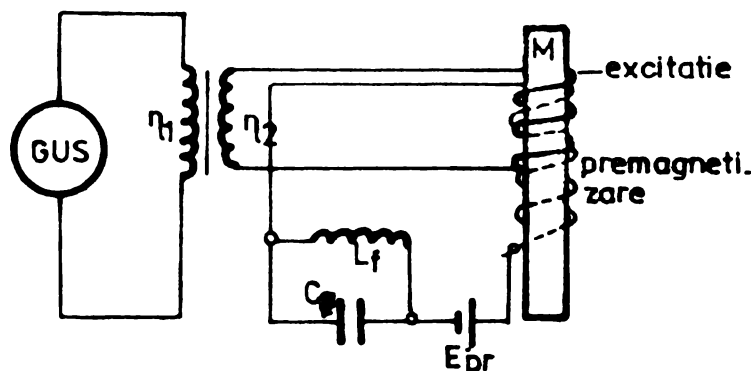


fig.7.10. Legatura generator-transductor cu doua circuite

În primul caz, se utilizează un singur bobinaj și pentru excitația transductorului și pentru premagnetizare. Condensatorul C protejează ieșirea generatorului împotriva pătrunderii curentului continuu de premagnetizare în circuitele acestuia.

În cel de-al doilea caz, cele două bobinaje sînt independente.

În ambele cazuri, filtrul $L_f C_f$ este conectat în paralel pe bobinajul transductorului, avînd menirea pe de o parte de a nu permite curentului de excitație să pătrundă în circuitul sursei de premagnetizare, iar pe de altă parte, de a îmbunătăți

adaptarea, el constituind un sistem oscilant cuplat electric cu transductorul. Pentru calculul complet al elementelor de adaptare în general, se cunosc: f_0 , n_1 , n_2 , aria S_c a unei coloane a transductorului, lungimea medie l_m a unei linii de forță magnetice, permeabilitatea magnetică μ a materialului, tensiunea U_e , curentul I_e (de excitație a transductorului) și defazajul dintre ele, $\cos \varphi$.

Notînd:

Z_{ge} = impedanța de ieșire a generatorului ;

Z_{tr} = impedanța transductorului ;

Z_f = impedanța filtrului,

calculul adaptării se reduce la determinarea condițiilor pentru care este satisfăcută relația :

$$Z_{ge} = Z_{tr} + Z_f \quad (7.3.)$$

Impedanța transductorului este dată de relația:

$$Z_{tr} = \frac{X_c (R + X_L)}{R + X_L + X_c} = \frac{R + j \omega L}{1 - \omega^2 LC + j \omega RC} \quad (7.4.) \quad \text{unde:}$$

R = rezistența ohmică a bobinajului transductorului ()

L = impedanța bobinajului (H)

C = capacitatea parazită dintre spirele bobinajului transductorului (F)

$$\omega = 2 \pi f_c$$

••

X_L, X_C = reactanțele inductive și capacitive ale transductorului

$$R = \frac{1}{S} \quad \text{și} \quad L = \frac{4 \pi \mu W^2 S_c \cdot 10^{-9}}{l_m} \quad (7.5.)$$

Valoarea capacității C dintre spire nu se calculează, ci în mod uzual se alege:

$$C = 10 - 20 \text{ pF}$$

funcție de cât de strîns este efectuat bobinajul (pasul dintre spire).

Valoarea impedanței filtrului este dată de relația :

$$Z_f = \frac{X_L' \cdot X_C'}{X_L' + X_C'} = \frac{j \omega L_f}{1 - \omega^2 L_f C_f} \quad (7.6.)$$

unde:

$X_L' = j \omega L_f$ = reactanța inductivă a filtrului ;

$X_C' = 1 / j \omega C_f$ = reactanța capacitivă a filtrului

In mod obișnuit, se alege $L_f \approx (10-15) L_{transd.}$, iar valoarea lui C_f rezultă :

$$C_f = \frac{1}{\omega^2 L_f} \quad (7.6?)$$

relație valabilă doar la rezonanță.

Valorile obținute pentru Z_{tr} și Z_f permit determinarea impedanței de sarcină :

$$Z = \frac{Z_{tr} \cdot Z_f}{Z_{tr} + Z_f} \quad (7.6.'')$$

Cunoscându-se valoarea lui Z , pentru schema din fig.7.5. rezultă imediat:

$$X_{Le} = Z \sin\varphi \quad ; \quad R_e = Z \cdot \cos.\varphi \quad (7.7.)$$

Capacitatea de compensare C_c se determină din condiția ca pe frecvența de rezonanță să avem :

$$X_{Le} = X_{cc} \quad (7.8.)$$

Cunoscînd din calculul electric al generatorului valoarea optimă a rezistenței de sarcină, $R_{sopt.}$, valoarea rezistenței echivalente de ieșire R_e , rezultă coeficientul de transfer :

$$\gamma = \frac{R_e^{1/2}}{(\eta_T \cdot R_{sopt})^{1/2}} \quad (7.9.)$$

$$\eta_T = \text{randamentul transformatorului} = 0,80-0,95.$$

Cu valorile reieșite din calcul se realizează o adaptare aproximativă doar, experiențele practice au scos în evidență faptul că funcționarea generatorului fără capacitate de compensare adecvată este echivalentă cu funcționarea pe sarcină dezacordată.

7.2.2. Adaptarea în cazul transductoarelor piezoelectrice

Si în acest caz, transductorul poate fi privit din punct de vedere electric ca un circuit oscilant a cărui impedanță în afara zonei de rezonanță prezintă un caracter capacitiv, iar la rezonanță un caracter rezistiv. Prin cuplarea concentratorului la transductor, chiar și pe frecvența de rezonanță, caracterul sarcinii va rămîne capacitiv-activ.

Schema echivalentă a transductorului piezoelectric este reprezentată în fig. 7.11., unde:

C_c = capacitatea parazită a legăturii generator- transductor ;

R_L = rezistența de sarcină a transductorului (variabilă)

$$R_L = (R_{mec.})^{-1},$$

deci ea este funcție de rezistența mecanică pe care o "vede" concentratorul.

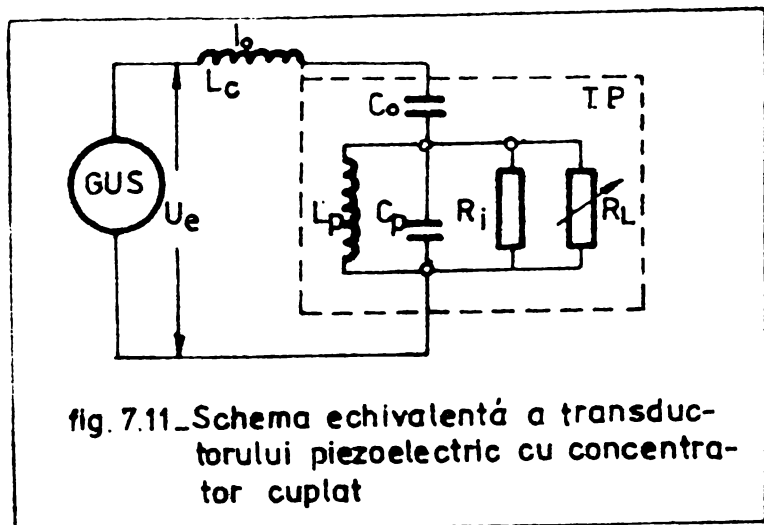


fig. 7.11 - Schema echivalentă a transductorului piezoelectric cu concentrator cuplat

L_p, C_p = constante mecanice ale ansamblului transductor-concentrator, transformate în capacități și inductanțe care la rezonanța mecanică ω_m a transductorului îndeplinesc condiția:

$$X_{L_p} = X_{C_p}$$

R_1 = rezistența internă ohmică a transductorului și este constantă.

L_c = bobina de compensare

introdusă pentru eliminarea caracterului capacitiv al impedanței totale a transductorului în punctul de rezonanță.

Calculul elementelor de adaptare se efectuează ca și în cazul precedent, avîndu-se în vedere faptul că la rezonanță avem:

$$X_{C_0} = X_{L_c} \text{ și } X_{L_p} = X_{C_p} \quad (7.10.)$$

deci impedanța filtrului L_c, C_0 se transformă într-o rezistență pură, constantă ca valoare, de asemenea și cea a circuitului oscilant L_p, C_p . Cum și R_1 este constantă, la rezonanță impedanța sarcinii Z_{tr} va avea un caracter activ, dar variabil (R_L nu este constantă ci depinde de parametrii procesului de prelucrare). Deci, puterea debitată de generator pe transductor, în cazul că amplitudinea oscilațiilor este constantă, depinde de R_L , deoarece $I_o = U_e \cdot R_L^{-1}$.

Se poate trage concluzia că o adaptare perfectă nu se poate realiza nici la rezonanță, deoarece generatorul debitează pe sarcină variabilă. Metodele de adaptare în această situație vor fi tratate în paragrafele următoare.

7.2.3. Adaptarea generatoarelor de oscilații dreptunghiulare

Utilizarea acestor tipuri de generatoare s-a extins în special în domeniul puterilor medii și mari, deoarece se pot obține puterile necesare cu tranzistoare funcționînd în regimuri termice lejere, mărindu-se astfel fiabilitatea generatoarelor.

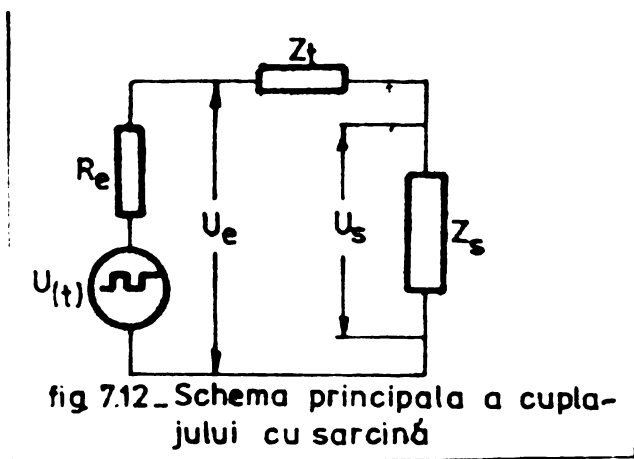
Deoarece tensiunea la ieșire are o formă dreptunghiulară,

ea poate fi scrisă sub forma:

$$u(t) = U_e \cos \omega t - \frac{U_e}{3} \cos 3\omega t + \frac{U_e}{5} \cos 5\omega t + \dots \quad (7.11)$$

Apar deci armonici impare care produc pierderi suplimentare în transductor, impunându-se măsuri speciale de adaptare în scopul micșorării influenței acestor armonici.

O primă măsură în acest sens o constituie intercalarea unui filtru între generator și transductor, acordat pe fundamentală: schema echivalentă a ansamblului generator-sarcină este redată în fig.7.12.



$U_e(t)$ = sursa de tensiune sub formă dreptunghiulară ;

R_e = rezistența echivalentă de ieșire a generatorului ;

Z_f = impedanța filtrului de atenuare a armonicilor superioare;

Z_s = impedanța complexă a sarcinii.

Din schema echivalentă se observă că pentru $Z_f = 0$ și o valoare mică a lui R_e , pe sarcină se va regăsi aproape în întregime tensiunea U_e de

formă dreptunghiulară.

Influența armonicilor superioare poate fi apreciată cu ajutorul coeficientului tensiunii de ieșire a generatorului " γ ", mărime care arată cât din tensiunea U_e se aplică circuitului $Z = Z_s + Z_f$ și este definită de relația :

$$\gamma = \frac{\dot{Z}}{\dot{Z} + R_e}, \text{ unde: } \begin{aligned} \dot{Z} &= \dot{Z}_f + \dot{Z}_s & \dot{Z} &= |Z| \cdot e^{j\varphi} \\ \dot{Z}_s &= |Z_s| \cdot e^{j\varphi_s}; & \dot{Z}_f &= |Z_f| \cdot e^{j\varphi_f} \end{aligned}$$

iar φ_s = unghiul de fază al tensiunii pe sarcină

φ = unghiul de fază al tensiunii pe impedanța Z .

Rezultă:

$$\gamma = \left(1 + \frac{R_e}{|Z|} \cdot e^{-j\varphi} \right)^{-1}$$

Fiind o valoare complexă, și γ are un unghi de fază, θ , dat de relația:

$$\text{tg. } \theta = \frac{R_e}{|Z|} \cdot \sin. \varphi \cdot \left(1 + \frac{R_e}{|Z|} \cdot \cos. \varphi \right)^{-1} \text{ și în modul vom avea:}$$

$$|\gamma| = \frac{1}{\left(1 + \frac{2R_e}{|Z|} \cdot \cos. \varphi + \frac{2R_e^2}{|Z|^2} \right)^{1/2}}$$

Din faptul că $\varphi, \varphi_s, |Z|$, sînt funcții de frecvență, rezultă că și

μ și θ sînt funcții de frecvență și pentru fiecare armonică ele vor avea o valoare distinctă.

Dacă $Z_f \neq 0$, pe lîngă μ se introduce și noțiunea de "coeficient al tensiunii de pe sarcină", μ_s , care arată care parte a tensiunii se regăsește pe sarcină :

$$\mu_s = \frac{Z_s}{Z + R_e} = |Z_s| \cdot |Z|^{-1} \cdot |\mu| \cdot e^{j(\varphi_s - \varphi - \theta)}$$

iar în modul:

$$|\mu_s| = |Z_s| \cdot |Z|^{-1} \cdot |\mu|$$

Se poate demonstra că puterea activă consumată pe transductor depinde nu numai de valoarea armonicii corespunzătoare, ci și de caracterul sarcinii pe această armonică. Pentru orice armonică (de exemplu cea de gradul n) puterea debitată de generator va fi :

$$P^{(n)} = \frac{[U^{(n)}]^2}{2 \cdot |Z_n|} \cdot \cos \varphi_n = \frac{8 U_e^2}{\pi^2 \cdot n^2 |Z_n|} \cdot |\mu_n|^2 \cdot \cos \varphi_n \quad (7.12.)$$

unde: $U^{(n)} = \frac{4}{\pi} \cdot U_e \cdot n^{-1} \cdot |\mu|$ este amplitudinea armonicii de ordinul n pe sarcină.

Puterea pierderilor pe elementul de cuplare se determină cu ajutorul rezistenței R_e pe care o considerăm independentă de frecvență:

$$P_c^{(n)} = \frac{8 U_e^2}{\pi^2 R_e^2 |Z_n|^2} \cdot R_e \cdot |\mu_n|^2$$

În acest caz, rezultă:

randamentul generatorului

$$\eta = \frac{\sum P^{(n)}}{(\sum P^{(n)} + \sum P_c^{(n)})}^{-1} \quad (7.13.)$$

În cazul cînd $Z_f = 0$, pentru transductorii reali vom avea:

$$Z_s = R_{ee} + j \omega L_{ee} \text{ pentru transductorii magnetostrictivi;}$$

$$Z_s = R_{ee} + (j \omega C_e)^{-1} \text{ pentru transductorii piezoelectrice.}$$

Din analiza relațiilor ce determină pe μ , rezultă că el este minim pe fundamentală. Pe celelalte armonici crește puțin în cazul transductorului magnetostrictiv, ($X_L = j \omega L$). În acest caz, apar pierderi în transductor dar nu prea mari, deoarece dacă pe frecvența de bază $|\mu| = 0,93 - 0,98$, se ajunge ca pentru armonică a 6-a și mai sus să avem $|\mu| \approx 1$. În comparație cu cazul sinusoidal, randamentul scade cu 5-10 %.

La transductorul piezoelectric, Y este maxim pe fundamentală și scade pe celelalte armonici ($Z_s = 1/j\omega C$). Existența armonicilor duce în acest caz la pierderi mai mari și o scădere bruscă a randamentului.

Rezultă că pentru regimul dreptunghiular, este preferabil să se utilizeze transductoare magnetostrictive.

Pentru a înlătura pierderile ce apar în sarcină și în elementele de cuplaj ale generatorului cu sarcina, este necesar să se reducă la minimum rezistențele elementelor de adaptare pe frecvență de bază (f_0) și să se mărească pe cât posibil valoarea rezistențelor pe frecvența armonicilor, prin aceasta micșorînd curenții acestor armonici, deci și pierderile datorate lor.

Acest deziderat poate fi îndeplinit doar de circuite oscilante montate ca filtre, ele putînd îndeplini condiția ca $Z_f = 0$ pe prima armonică (f_0), iar pentru celelalte armonici Z_f să fie cât mai mare. În acest caz, pe frecvența de bază vom avea:

$$|Y_n| \approx |Y_{s1}|, \text{ iar pe armonici}$$

$$|Y_n| \approx 1 \text{ și } |Y_{sn}| \approx 0$$

Schema unor asemenea filtre este redată în fig.7.13. a și b.

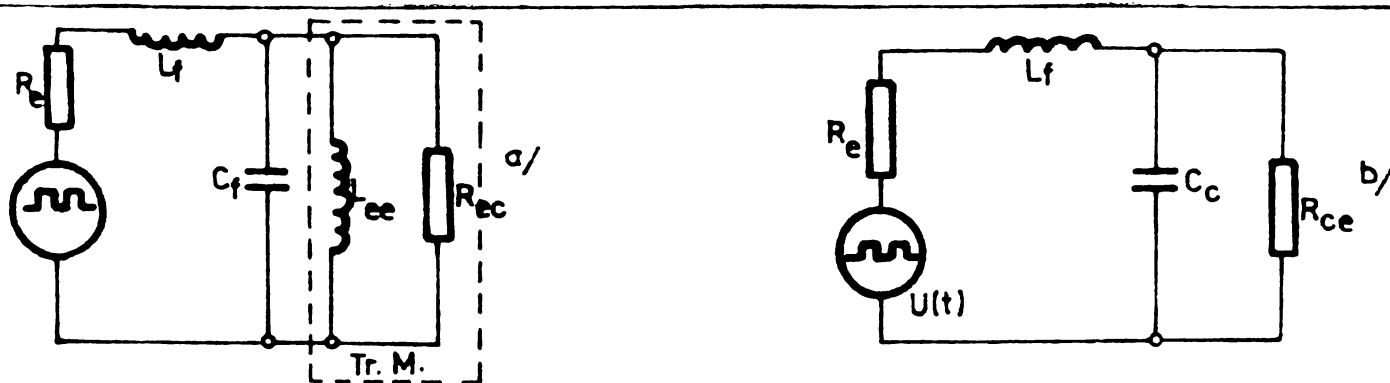


fig. 7.13 - Scheme practice de filtre atenuatoare

a/ pentru un transductor magnetostrictiv

b/ pentru un transductor electric

Pentru transductorul magnetostrictiv, C_f are rol și de capacitate de compensare, deci el trebuie astfel ales ca pe frecvența de bază circuitul $L_f C_f L_{ee}$ să prezinte o rezistență activă pură. Impedanța transductorului avînd un caracter inductiv, pentru orice frecvență f_0 , rezultă că pe armonicile superioare vom avea :

$|Y_{sn}| \approx 0$ și $|Y_n| \rightarrow 0$, fapt ce permite obținerea unei tensiuni sinusoidale pe sarcină în condițiile formei dreptunghiu-

lare la ieșirea generatorului. În aceste condiții, pe frecvența fundamentală, sarcina va prezenta o rezistență activă R_{sa}

$$R_{sa} = \frac{R_{ee}}{1 + \frac{R_{ee}^2}{\omega^2 L_{ee}^2} (1 - \omega^2 L_{ee} C_f)^2},$$

pe ea separându-se doar amplitudinea primei armonici, U_{e1}

$$U_{e1} = |Y| \cdot U_e, \text{ iar curentul în sarcină}$$

$$I_1 = \frac{U_{e1}}{R_{sa}} = \frac{|Y| \cdot U_e}{R_{ee}} \left[1 + \frac{R_{ee}^2}{\omega^2 L_{ee}^2} (1 - \omega^2 L_{ee} C_f)^2 \right]$$

și puterea utilă debitată de generator:

$$P_1 = \frac{U_{e1} \cdot I_1}{2} = \frac{|Y|^2 \cdot U_e^2}{2 R_{ee}} \left[1 + \frac{R_{ee}^2}{\omega^2 L_{ee}^2} (1 - \omega^2 L_{ee} C_f)^2 \right]$$

Cunoscînd parametrii transductorului magnetostrictiv (R_{ee} , L_{ee}) și dînd o valoare lui C_f , din condiția ca $(\omega_1 \cdot C_f)^{-1} > \omega_1 \cdot L_{ee}$, se poate determina și valoarea inductanței L_f :

$$L_f = L_{ee} \frac{\omega^2 L_{ee} C_f - 1}{(\omega^2 L_{ee} C_f - 1)^2 + \frac{\omega^2 L_{ee}^2}{R_{ee}}}$$

În mod analog se calculează și elementele filtrului de atenuare pentru transductori piezoelectrice.

Din experiențe a reieșit că utilizarea filtrelor de suprimare a armonicilor superioare la generatoarele ce funcționează în regim de comutație permit ridicarea randamentului la 85-90%, în condițiile în care în acest regim, față de cel sinusoidal, pierderile în generator și elementele de cuplaj cu sarcina se micșorează de 3-5 ori.

7.3. PROCEDEE DE ADAPTARE A GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE CU SARCINA VARIABILĂ

Metodele de adaptare a generatoarelor cu sarcina, descrise în paragrafele anterioare, nu s-au referit la limitările impuse de sarcina variabilă, toate considerațiile făcute fiind valabile în zona de rezonanță a transductorului, f_0 .

În cazul prelucrării cu ultrasunete, variația sarcinii se poate prezenta sub două forme: datorită diverșilor factori per-

turbatori transductorul deviază de pe frecvența de rezonanță și atunci se schimbă caracterul sarcinii, apar componentele ei reactive X_L sau X_C care provoacă un defazaj între tensiunea U_e și curentul I_e de excitație, sau transductorul menținându-se în zona de rezonanță, sarcina își păstrează caracterul rezistiv dar se modifică valoarea ei datorită variației "impedanței" spațiului de prelucrat, modificare ce afectează direct asupra puterii furnizate de generator.

7.3.1. Funcționarea generatorului pe sarcină reactivă

Această situație apare în momentul când procesul de prelucrare este întrerupt, sarcina transductorului fiind "decuplată", generatorul debitînd în gol, sau în faza inițială de pornire, când transductorul nu a ajuns încă la rezonanță, prezentînd în acest caz o sarcină complexă.

Sarcina reactivă se manifestă și în cazul devierii transductorului de pe frecvența de rezonanță, dar această situație poate fi rezolvată cu ajutorul schemelor R.A.F. analizate în capitolele anterioare.

În primul caz, pe lângă utilizarea inefficientă a generatorului, funcționarea pe sarcină reactivă este realmente periculoasă deoarece sînt solicitate peste limită etajele finale.

Este cunoscut faptul că la amplificatoarele de putere, punctul de funcționare nu descrie o dreaptă decît în cazuri particulare, ci o curbă complexă care (teoretic) poate fi determinată analitic prin rezolvarea sistemului :

$$U_{CE} = f_1(t) ; I_c = f_2(t).$$

Avînd în vedere doar aspectul calitativ, pentru un semnal de atac de forma descrisă în fig.7.14., curba dinamică de sarcină în cazul unui etaj final ce funcționează pe sarcină inductivă (transductorul magnetostrictiv în afara zonei de rezonanță) este ilustrată în fig.7.15.

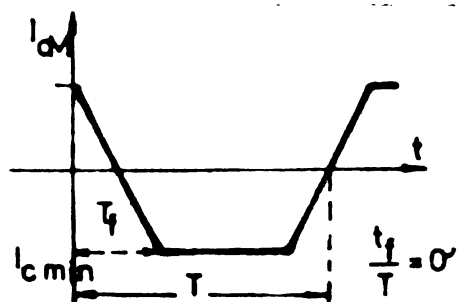


Fig. 7.14. Semnal de atac pentru determinarea curbelor de sarcină

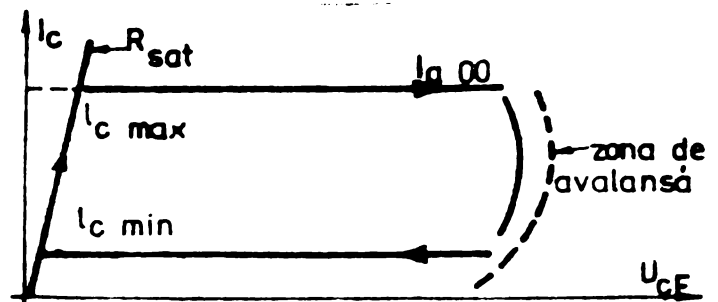


Fig. 7.15. Curba reala de sarcina limitata de canalele de saturatie si avalansa

Pentru $C \rightarrow 0$ ($t_f \rightarrow 0$), în cazul sarcinii $Z = j\omega L$, vom avea :

$L \frac{d_i}{d_t} \rightarrow \infty$, astfel încît curba de sarcină va fi reprezentată de două drepte paralele de coordonate $I_{cmax.}$ și $I_{cmin.}$, ce se întind la ∞ . Deoarece pentru un tranzistor n.p.n. parametri își pierd semnificația la $U_{CE} < 0$, dreptele vor fi limitate la stînga de caracteristica de saturație, iar la dreapta de zona de avalanșă a tranzistorului. În aceleași condiții, pentru $Z = R \parallel j X_e$ (transductorul piezoelectric în afara zonei de rezonanță), curba de sarcină se va dezvolta de-a lungul axei I_c .

Se observă că regimul cel mai periculos apare în cazul funcționării pe sarcini inductive, deoarece dezvoltarea curbei dinamice are loc pe axa tensiunilor cu riscul de a depăși zonele de avalanșă. Eventuala depășire a lui $I_{cmax.}$ poate fi evitată prin limitarea acestuia cu dispozitive exterioare. Funcționarea pe sarcină inductivă este periculoasă chiar și în cazul cînd puterea disipată poate să fie sub cea admisibilă, deoarece la trecerea din starea de conducție în cea de blocare, curentul prin tranzistoare nu poate scădea rapid (inductanța sarcinii se opune variațiilor de curent) și în această situație, tensiunea U_{CE} crește de la un ciclu de comutare la altul datorită transferului de energie reactivă între etajul final și sarcină. Această creștere a tensiunii U_{CE} duce la distrugerea tranzistoarelor finale prin fenomenul de "străpungere secundară". Protecția etajelor finale în această situație se poate realiza cu ajutorul unei diode Zehner de putere (fig.7.16)

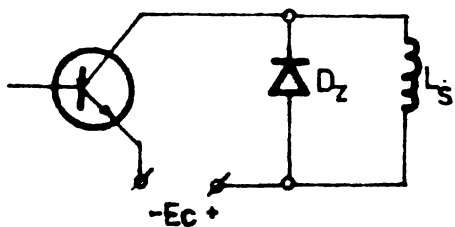


fig.7.16. Protecția etajelor finale ce debitează pe sarcini inductive

conectată în paralel pe tranzistorul final, deschiderea diodei limitînd apariția tensiunilor periculoase.

Caracterul reactiv al sarcinii influențează negativ și asupra parametrilor energetici ai etajului final, datorită defazajului ce apare între curentul i_e și tensiunea u_e de excita-

ție. S-a văzut că în cazul unei sarcini rezistive, la maximul tensiunii pe sarcină corespunde și maximul de curent absorbit, iar pe tranzistorul final, puterea disipată este minimă.

În cazul unui defazaj inductiv (transductorul magnetostrictiv) tensiunea pe sarcină devine mai mică, cea de pe tranzistorul final crește, astfel că pentru același curent de sarcină,

disipația etajului final este mai mare (fig.7.17.)

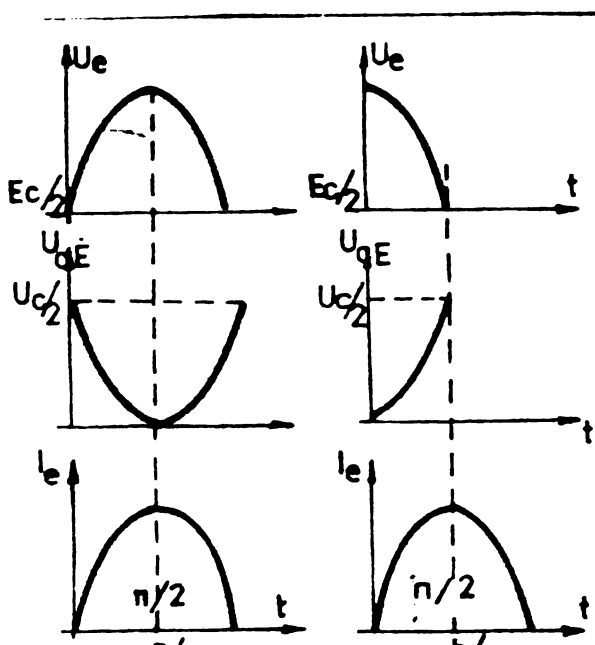


fig.7.17. Defazajul între I_c și U_{ce} în cazul sarcinii reactive

La limită ($\varphi = \pi/2$), lui I_e maxim îi corespunde o tensiune U_e nulă, ceea ce reprezintă o disipație minimă pe sarcină și maximă pe tranzistoarele finale.

Analitic, aceste aprecieri pot fi analizate pornind de la expresia tensiunii și curentului în sarcină, care acum vor deveni :

$$u_e = U_e \sin(\omega t + \varphi) \quad (7.14)$$

$$i_e = I_e \sin \omega t$$

În acest caz, relațiile energetice (6.7.-6.9.) pentru un etaj clasă B în contratimp vor fi:

$$P_u = K^2 \frac{E_c^2}{2 R_s} \cdot \cos \varphi ; \quad P_d = K \frac{E_c^2}{2 R_s} \left(\frac{4}{\pi} - K \cos \varphi \right) \quad (7.15)$$

$$P_c = K \frac{2 \cdot E_c^2}{\pi R_s} ; \quad \eta = \frac{\pi}{4} \cdot K \cdot \cos \varphi$$

Puterea maximă în sarcină (pentru $K = 1$) și cea disipată maximă (pentru $K = 2/\pi \cos \varphi$) vor fi :

$$P_u = \frac{E_c^2}{2 R_s} \cos \varphi ; \quad P_{d,max.} = \frac{2 E_c^2}{\pi^2 R_s \cos \varphi} \quad (7.16.)$$

Din expresiile (6.7.) și (7.16), rezultă relația ce dă raportul dintre puterea maximă disipată de amplificatorul ce lucrează pe sarcină reactivă și puterea maximă într-o sarcină rezistivă.

$$\frac{P_{d,max. \varphi}}{P_{u,max.}} = \frac{4}{\pi^2 \cdot \cos \varphi} = \frac{0,4}{\cos \varphi} \quad (7.17.)$$

relație a cărei reprezentare grafică este cea din fig.7.18.

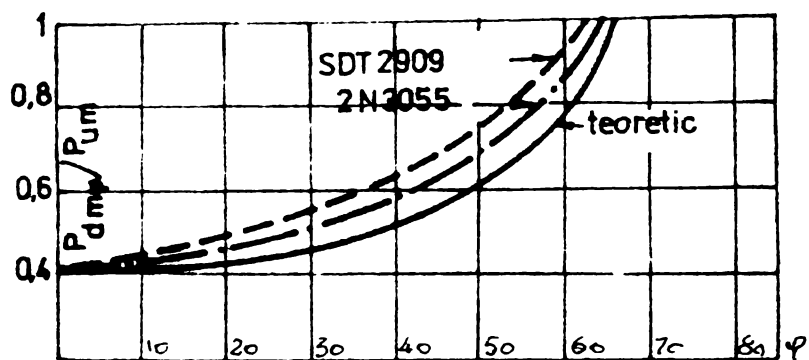


fig.7.18_Influenta unghiului de defazaj asupra puterii disipate

Din grafic se observă că pentru un defazaj $\varphi = 40-60^\circ$, care în practică poate surveni curent, puterea disipată pe etajele finale este de 1,3- 2 ori mai mare decât în cazul unei sarcini rezistive și depinde de parametrii tranzistoarelor de putere. Experiențele au scos în evidență faptul că din punct de vedere al lucrului pe sarcină reactivă, este

preferabil să se lucreze cu tranzistorul 2N 3055 față de SDT 2909.

S-a constatat că radiatorul pe care sînt montați tranzistorii finali preia (și netezește) vîrfurile de putere disipată, motiv pentru care, spre a se evita distrugerea tranzistoarelor prin depășirea valorii maxime admisibile a puterii disipate, la proiectarea radiatorului extern trebuie luat în considerare și defazajul pe care-l poate introduce sarcina. O influență negativă o are defazajul introdus de sarcina reactivă și asupra randamentului etajelor finale și deci al generatorului, așa cum se poate observa și din fig.7.19., unde curbele au fost ridicate pe baza experiențelor efectuate cu un etaj final lucrînd

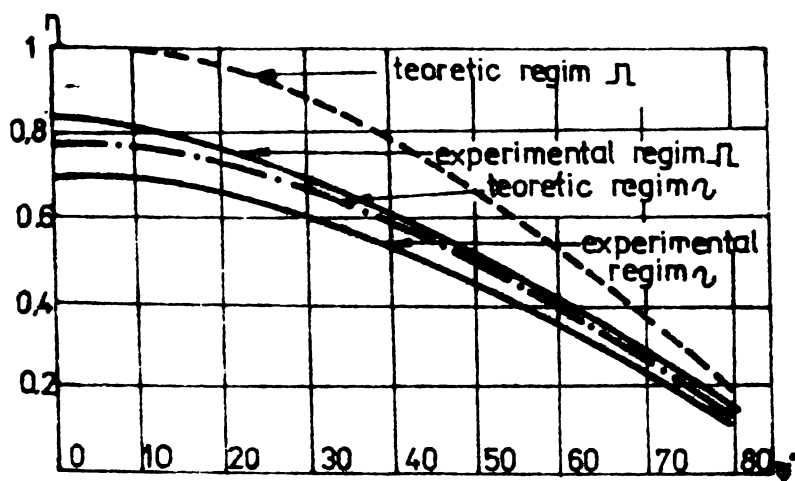


fig.7.19_Influenta sarcinii reactive asupra randamentului

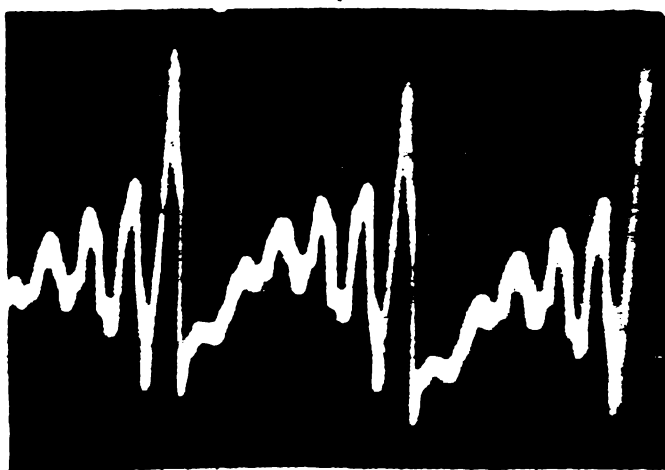
în clasă B și excitat cu oscilații sinusoidale și dreptunghiulare. Si în această situație se poate observa că pentru un defazaj de $40-60^\circ$, randamentul generatorului scade cu 25-30% în ambele regimuri de lucru. Acest lucru se explică atît prin scăderea puterii utile, cît și prin apariția pierderilor de putere pe tranzistoarele finale și în transductor. In ambele regi-

muri (sinusoidal și dreptunghiular), funcționarea generatorului pe sarcină reactivă duce la deformarea semnalului de ieșire, la apariția unor "circuite de sarcină" false, create de valoarea lui $X_L(X_C)$ a transductorului, cu capacitățile parazite ale legăturii generator-

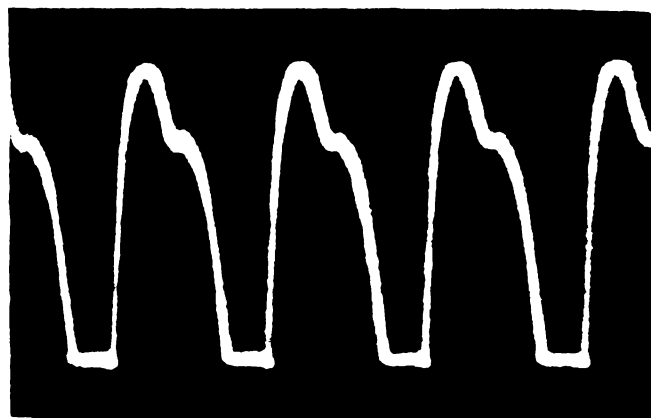
transductor, sau chiar ale transductorului însuși, așa cum se poate observa și din fig.7.20.a,b,c. In primul caz, datorită varia-



a



b



c

-fig.7.20.-Deformarea formei
semnalului la funcționarea
pe sarcină reactivă.-

die a puterii de ieșire, să strice fronturile impulsului, prin aceasta punând în real pericol etajele finale ale generatorului care lucrează în regim de comutație.

Pe lângă faptul că afectează negativ parametrii energetici ai generatorului, sarcina reactivă modifică în mod esențial și condițiile de lucru ale ansamblului transductor-concentrator. Analiz-

ției componente \bar{X}_L a sarcinii în jurul valorii corespunzătoare frecvenței de rezonanță, peste semnalul de ieșire se suprapun o serie de oscilații producând în final o "modulare" a acestuia, cu consecințe nedorite asupra puterii și randamentului. In cel de-al doilea caz, datorită lipsei capacităților de compensare, la cuplarea concentratorului cu transductorul, se compromite caracterul activ al sarcinii, chiar la frecvența de rezonanță, pe această frecvență se observă o oscilație mai proeminentă, în restul perioadei, energia semnalului sinusoidal este "dispersată" într-o serie de oscilații de mică amplitudine, care nu reușesc să excite transductorul, dar duc la mărirea pierderilor în el. A treia situație o constituie limitarea și deformarea oscilației dreptunghiulare, datorită lucrului pe sarcină reactivă în apropierea zonei de rezonanță. De data aceasta, datorită spectrului energetic larg al impulsului, partea reactivă a sarcinii nu este capabilă să inducă o oscilație puternică așa ca în primul caz, ci doar să atenueze valoarea me-

zînd mai în detaliu schema echivalentă a unui transductor magnetostrictiv cuplat cu concentratorul, aceasta poate fi reprezentată ca în fig.7.21, unde:

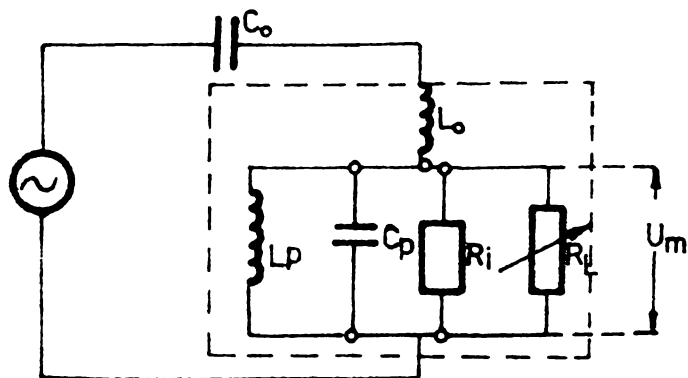


fig 7.21 - Schema echivalentă electrică a transductorului magnetostrictiv

R_L = rezistența de sarcină a transductorului, variabilă funcție de rezistența mecanică R_m pe care o "vede" permanent concentratorul.

$$R_L = \frac{1}{R_m} = \frac{\text{viteză}}{\text{forță}} \quad (7.18.)$$

L_p, C_p = constante mecanice ale transductorului, transformate în capacități și inductanțe, pentru care la rezonanță se va îndeplini condiția $X_{L_p} = X_{C_p}$.

R_i = rezistența ohmică a înfășurărilor transductorului, constantă și independentă de factorii mecanici (presiune, forță, viteză, amplitudinea oscilațiilor mecanice etc.)

L_0 = inductanța transductorului independentă de parametrii mecanici.

C_0 = capacitatea de compensare, exterioară circuitului convertorului și este astfel aleasă încît la rezonanță să anihileze caracterul inductiv al transductorului.

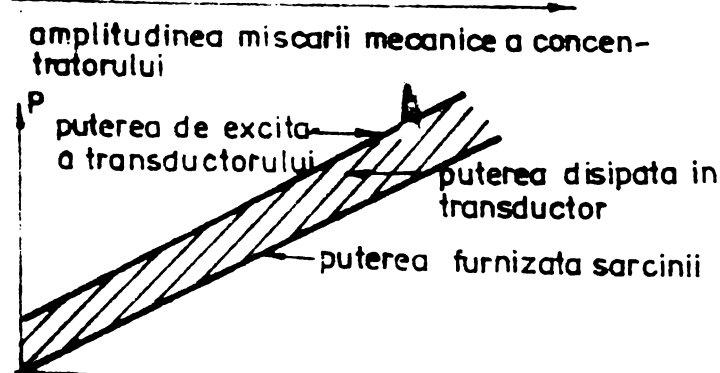
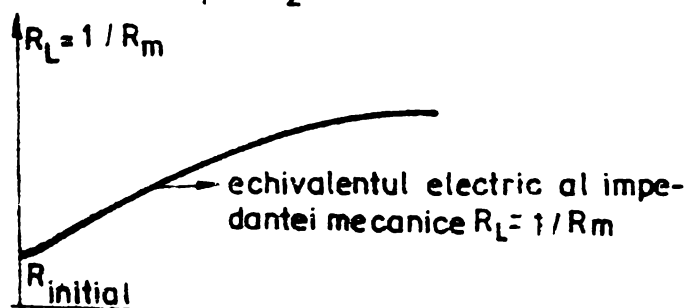
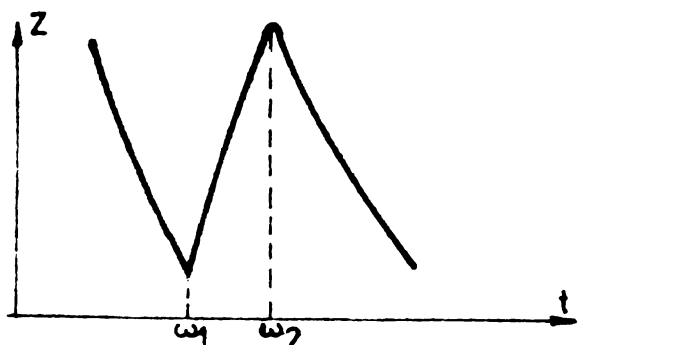


fig 722 - Variația parametrilor transductorului cu sarcina

Calitativ, impedanța Z a întregului transductor, puterea debitată în el funcție de valoarea sarcinii și mișcării mecanice a concentratorului sînt redată în fig.7.22. /109/.

Z = impedanța transductorului cuplat cu concentratorul

ω_1 = frecvența de rezonanță electrică

ω_2 = frecvența de rezonanță mecanică.

$$P_i = \frac{U_m^2}{R_i} = \text{est reprezintă pierderile în transductor.}$$

$$P_L = \frac{U_m^2}{R_L} = \text{puterea de la ieșirea transductorului, furnizată sarcinii } R_L.$$

In cazul că se lucrează la frecvența de rezonanță, vom avea :

$$X_{L_p} = X_{C_p} \quad X_{L_o} = X_{C_o} \quad (7.19.)$$

și rezultă că oscilațiile generatorului se vor aplica efectiv circuitului R_i și R_L . Cum $R_i = \text{cst}$, dacă amplitudinea oscilațiilor este constantă, se poate deduce că puterea furnizată sarcinii depinde doar de R_L care este variabilă, aceasta reprezentînd situația normală de lucru a generatorului și transductorului. În cazul apariției sarcinii reactive, nu mai avem împlinite condițiile(7.19) iar generatorul va debita pe un circuit R_i, R_L, X_r , unde aceasta din urmă va reprezenta inductanța sarcinii reactive. În acest caz, curentul la ieșirea generatorului va fi divizat între sarcina rezistivă și cea reactivă, ducînd la micșorarea puterii active de excitație a transductorului.

În funcție de condițiile de lucru, sarcina reactivă poate avea :

- o valoare constantă, cînd la generator este cuplat alt transductor decît cel pentru care a fost acordat ;
- constant variabilă ($X_r \rightarrow 0$) din momentul cuplării și pînă în momentul cînd $f_o = f_g$;
- variabilă aleator, cînd transductorul deviază de pe frecvența de rezonanță datorită unor perturbații ale procesului de prelucrare.

În cursul cercetărilor, s-a acționat atît pe găsirea unor metode și procedee de anihilare a valorii sarcinii reactive, cît și pe anularea efectului ei, adică în condițiile existenței acestei sarcini reactive, puterea debitată spre transductor să depindă doar de R_L . În primul caz, la generatorul construit sau proiectat

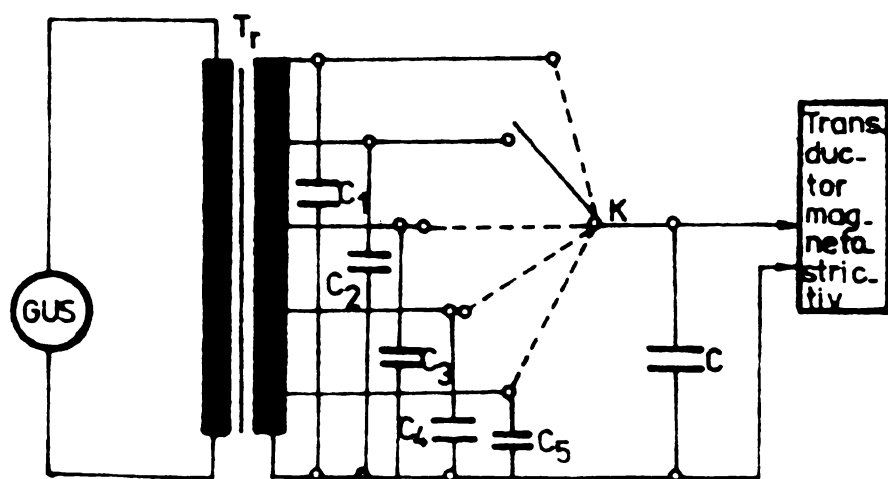


fig. 7.23 - Schema electrica a unui bloc de compensare

și executat, așa numitele "blocuri de compensare" (fig.7.23) care pe de o parte, pentru un transductor dat permit obținerea unui caracter rezistiv al sarcinii la rezonanță, iar pe de altă parte facilitează adaptarea unui generator cu 5-6 transductoare magnetostriptive. În această schemă, secunda-

rul transformatorului de ieșire al generatorului este prevăzut cu o serie de prize cu a-

jutorul cărora se poate realiza o adaptare între rezistența de ieșire a generatorului și rezistențele înfășurărilor diferitelor transductoare. Condensatorul C de compensare este ales pe baza formulelor (7.6') și are rolul de a realiza o compensare mai brută a reactanței inductive a transductorului, valoarea lui fiind stabilită puțin mai mică decât cea necesară. Pentru fiecare tip de transductor în parte, compensarea fină se realizează cu unul din condensatoarele $C_1 - C_5$.

Influența blocului de compensare asupra formei și amplitudinii oscilațiilor de excitație a unui transductor magnetostrictiv este arătată în fig. 7.24., adaptarea optimă realizându-se pentru

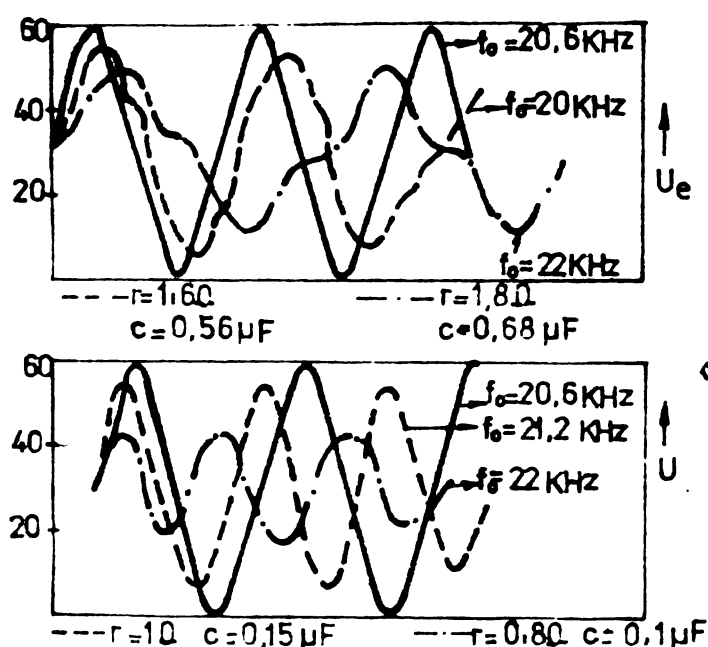


fig 7.24. Influența blocului de compensare asupra procesului de adaptare a generatorului cu transductori

un transductor oarecare în condițiile în care $C = 0,47 \mu F$, iar rezistența de ieșire a generatorului $r_e = 1,4 \Omega$.

În primele două cazuri, când r și C sînt mai mari decât cele optime, pe lîngă reducerea frecvenței de rezonanță f_0 a transductorului, se observă și o micșorare a amplitudinii oscilațiilor în condițiile unei deformări a formei semnalului, datorată influenței tot mai puternice a componentei reactive a sarcinii, pe măsură ce valoarea lui C crește.

În situația cînd r și C sînt mai

mici decât valoarea optimă, frecvența f_0 crește, se micșorează și acum amplitudinea oscilațiilor datorită însă lui r , pe cînd forma semnalului rămîne nedeformată, influența lui X_c scăzînd pe măsură ce se micșorează valoarea lui C . S-a observat că pentru $r = 0,2 \Omega$ oscilațiile nu mai sînt capabile să excite transductorul.

Eliminarea influenței caracterului reactiv al sarcinii asupra funcționării optime a ansamblului generator-transductor se poate face atît cu ajutorul reacției inverse, cît și prin asigurarea unei independențe a puterii de excitație a transductorului de sarcină reactivă (fig.7.25).

Circuitul de reacție are rolul de a excita etajul final al generatorului, (care în acest caz poate fi un oscilator de putere) cu semnal în fază cu componenta rezistivă a tensiunii de pe

transductor și poate fi luat atât de pe primarul transformatorului de ieșire (fig.7.25.a.), cât și din secundarul acestuia (fig.7.25.b)

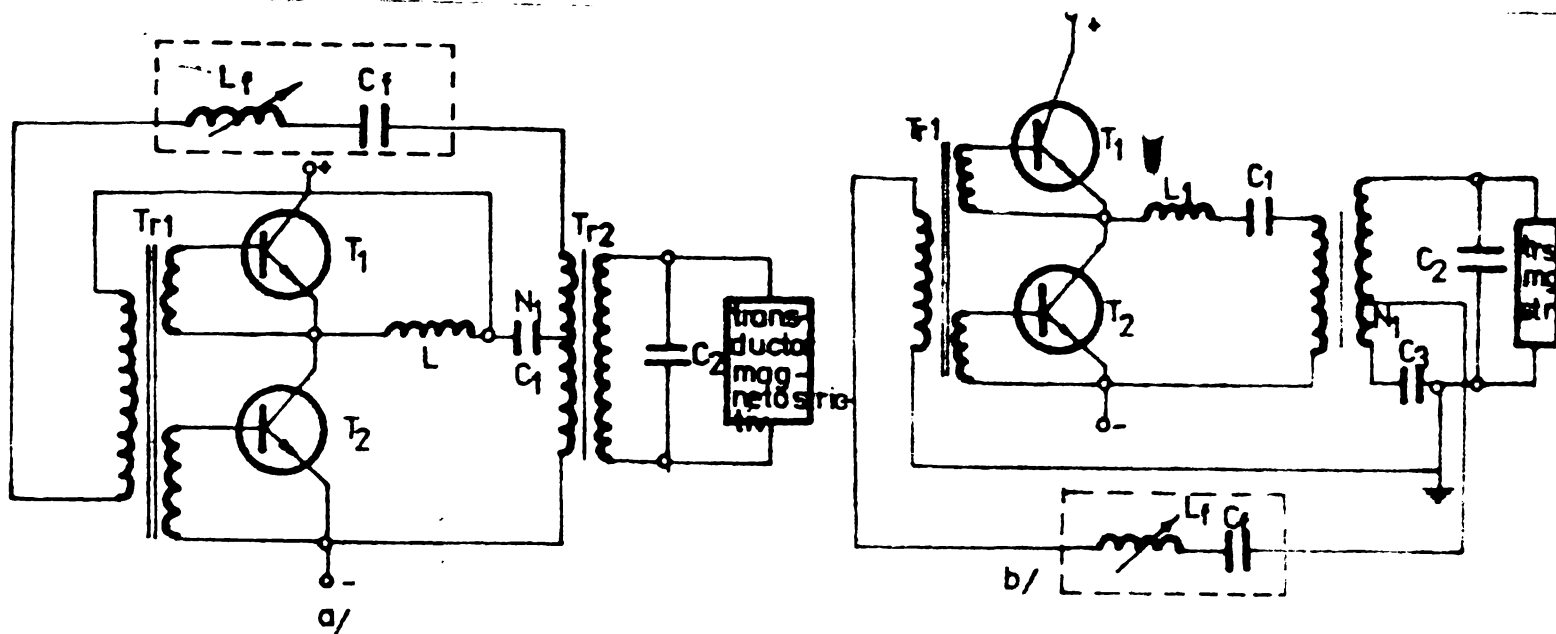


fig 7.25 - Scheme de reacție inversă pentru etajele finale

Faza semnalului de reacție este asigurată în cele două scheme de $C_1(C_3)$. El trebuie să asigure o reactanță care să compenseze reactanța totală a circuitului de sarcină, în care este inclus și condensatorul C_2 de compensare a caracterului inductiv.

Bobina L_1 trebuie astfel aleasă, încît să asigure o reactanță care la rezonanță să compenseze X_{C1} și reactanța inductivă a circuitului de sarcină reflectată în primar, în același timp contribuind și la suprimarea armonicelor superioare ale tensiunii dreptunghiulare de ieșire, pe transductor regăsindu-se doar oscilațiile sinusoidale. Prin faptul că $C_1(C_3)$ defazează semnalul de reacție format pe înfășurarea N_1 astfel încît să fie în fază cu componenta rezistivă a curentului din circuitul transductorului (determinată de R_1 și R_L), conform relațiilor (7.19), la rezonanță R_1 fiind constantă, valoarea acestui curent depinde doar de R_L și deci, puterea furnizată sarcinii este variabilă doar funcție de R_L și independență de X_r . În scopul îmbunătățirii performanțelor schemei, se cuplează în circuitul de reacție și filtrul L_f și C_f care împreună cu rezistența de intrare a tranzistoarelor constituie față de primarul transformatorului de ieșire un circuit rezonant la frecvența f_0 , adică un filtru care lasă să treacă spre bazele tranzistoarelor doar frecvența f_0 .

Pe baza considerentelor teoretice și a rezultatelor experimentale, se poate concluziona că funcționarea generatorului pe sarcină reactivă este total neindicată, deoarece pe lângă compromite-

rea principalilor parametrii energetici se poate ajunge la distrugerea etajelor de putere ale generatorului. Adaptarea generatorului cu sarcina este în această situație puternic afectată. Deoarece pentru transductoarele magnetostrictive, chiar și în zona de rezonanță, se menține un caracter inductiv al sarcinii, este absolut necesar să se utilizeze capacități de compensare. Din punct de vedere al adaptării, funcționarea ansamblului generator-transductor fără capacități de compensare este sinonimă cu funcționarea generatorului în afara zonei de adaptare.

7.3.2. Funcționarea generatorului pe sarcină rezistivă dar variabilă

În acest caz, ansamblul generator-transductor se află la rezonanță, dar valoarea sarcinii - care acum are un caracter rezistiv - se poate modifica din diverse motive, fapt ce conduce la o variație a puterii de excitație a transductorului și în final, la modificarea amplitudinii oscilațiilor la capătul concentratorului, fenomen indezirabil deoarece în unele situații se ajunge la erori grave sau chiar compromiterea diferitelor procese de prelucrare cu ultrasunete.

În plus, odată realizată adaptarea, abaterea rezistenței de sarcină de la valoarea optimă conduce și la variația parametrilor energetici ai generatorului, cu implicații directe asupra stabilității și fiabilității acestuia.

Modificarea valorii rezistenței de sarcină se poate datora unor cauze diverse, cum ar fi:

- apariția pierderilor în transductor sau concentrator, care duc la încălzirea acestora și prin urmare, la modificarea frecvenței de rezonanță și deci a valorii rezistenței R_e (fig.5.12.);
- impedanța spațiului de lucru^{nu} este aceeași pe tot parcursul procesului de prelucrare, spre concentrator se "reflectă" o impedanță variabilă. Astfel, la pornirea generatorului, această impedanță este mare și se micșorează pe măsură ce procesul de prelucrare intră în parametrii normali ;
- utilizarea pe același transductor a mai multor forme sau tipuri de concentratoare, sau modificarea formei sculei la capătul concentratorului.

În toate aceste cazuri, rezistența de sarcină R_s poate fi mai mare sau mai mică decât rezistența R_{optim} . la care s-a realizat

adaptarea și poate avea o valoare constantă sau să varieze după o lege oarecare, ori aleator.

Valoarea constantă a rezistenței R_s , dar diferită de R_{optim} , poate apărea la schimbarea transductorului, concentratorului sau sculei. În acest caz, adaptarea se poate reface manual prin stabilirea poziției adecvate a medianei transformatorului de ieșire din blocul de compensare (fig.7.23.) În toate celelalte cazuri, o reglare manuală nu este posibilă, de aceea s-au experimentat procedee de anihilare a influenței negative ce o are asupra ansamblului generator-transductor variația rezistenței de sarcină R_s .

Astfel, o primă metodă constă în echiparea generatorului cu un mijloc auxiliar de modificare a rezistenței sarcinii generatorului, în timpul perioadei de pornire. Acest procedeu este dictat de faptul că în procesele ultrasonice, convertorul poate fi supus la sarcini acustice neliniare. Astfel, în cazul sudurii termoplastice, impedanța sarcinii mecanice inițiale, reflectate asupra convertorului, poate fi atât de mare încât să provoace o șuntare a generatorului, acesta nemaiputând să ajungă la parametrii nominali /110/. În acest caz, cum se observă și din fig.7.22., în perioada inițială R_L este atât de mic, încât poate face imposibilă generarea unor oscilații capabile să excite transductorul. Soluția imediată o constituie cuplarea în serie cu sarcina generatorului a unei rezistențe variabile, R_a , a cărei valoare să scadă pe măsură ce R_L crește, iar în momentul când generatorul ajunge la parametrii nominali, R_a să fie scoasă din circuit. Principial, schema generatorului, a sarcinii și rezistenței adiționale este redată în fig.7.26./108/.

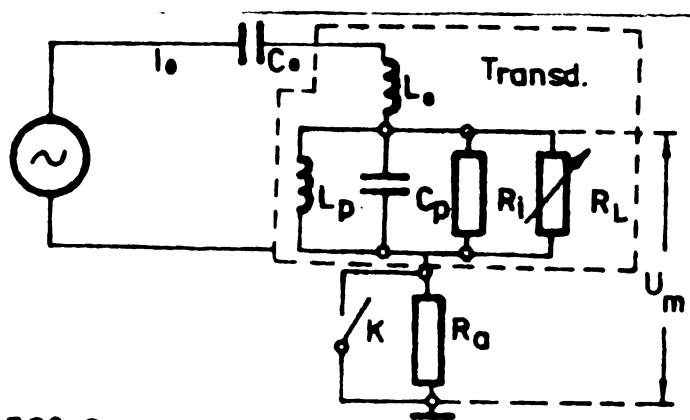


fig.7.26_Schema de montare a rezistenței adiționale.

Funcționarea schemei este următoarea: în perioada inițială, în serie cu R_L este cuplată R_a , iar valoarea curentului absorbit de transductor va fi: $I_o = U_m \cdot (R_L + R_a)^{-1}$, deoarece în comparație cu R_L, R_1 este destul de mare pentru a putea fi neglijată. În momentul în care se ajunge la rezonanță, contactorul K va anclanșa și va șunta rezistența R_a ,

astfel că în acest moment curentul prin transductor va fi: $I_o = U_m \cdot R_L^{-1}$ și deci, puterea furnizată este doar funcție de valoarea sarcinii.

Sub această formă, schema prezintă o serie de inconveniente ca:

- contactorul K șuntează brusc rezistența, iar în cazul revenirii rezistenței R_L , dintr-un motiv oarecare, la o valoare apropiată de cea inițială, rezistența R_a odată șuntată nu-și mai poate aduce aportul în circuit ;
- valoarea rezistenței R_a este fixă și nu variabilă progresiv cum ar fi de dorit.

Pentru înlăturarea acestor inconveniente, rezistența R_a ar putea fi constituită dintr-un material cu coeficient de rezistivitate electrică negativă, care determină scăderea rezistenței la creșterea temperaturii sau curentului electric, iar contactorul K poate fi înlocuit de unul electronic. Pe parcursul experiențelor, s-a conceput și verificat un montaj electronic care elimină toate dezavantajele schemei prezentate anterior, asigurând în plus o eficacitate sporită prin renunțarea la elementele mecanice. Prezentarea schemei este cea din fig.7.27.

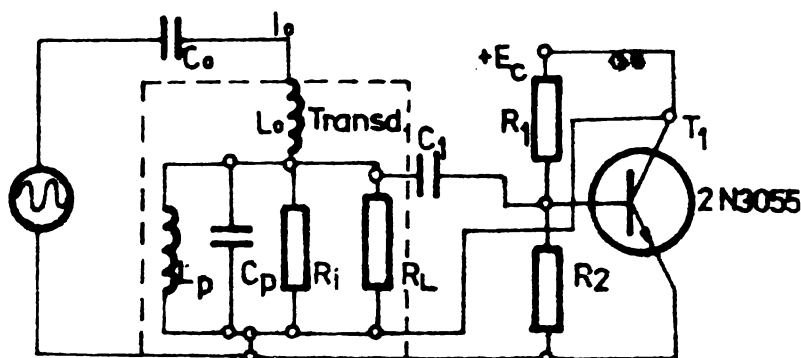


fig.7.27_ Amorsarea oscilațiilor generatorului cu un dispozitiv electronic

Rolul rezistenței R_a este îndeplinit acum de tranzistorul T_1 care, pe direcția C - E prezintă o rezistență variabilă, funcție de gradul de blocare pe bază.

În regim inițial (R_L este mică) cu ajutorul rezistențelor de polarizare R_1 și R_2 , pe baza tranzistorului

se stabilește un asemenea potențial, încît tranzistorul să fie ușor deschis, astfel că în serie cu R_1 se găsește R_{CE} a tranzistorului a cărei valoare poate fi reglată prin ajustarea adîncimii deschiderii tranzistorului. Pe baza tranzistorului, prin C_1 se aplică oscilațiile tensiunii de pe convertor. Pe măsură ce amplitudinea oscilațiilor crește, tranzistorul se deschide mai mult, rezistența joncțiunii C - E scade astfel că în zona de rezonanță tranzistorul este complet deschis, $R_{CE} \rightarrow 0$ și în circuit rămîne doar R_L .

Dacă dintr-o cauză oarecare R_L scade, se va micșora și amplitudinea oscilațiilor de pe baza tranzistorului, iar R_{CE} va crește, contribuind din nou la amorsarea oscilațiilor. Ca valori practice, schema acționează pentru $U_m = 6 - 70$ V, rezistența R_{CE} variînd în acest caz între $140 - 0,8 \Omega$.

Un alt procedeu de anihilare a influenței variației sarcinii asupra parametrilor generatorului și a transferului maxim de putere

spre transductor, îl constituie menținerea constantă a curentului prin transductor, indiferent de valoarea sarcinii transductorului, adică de R_L /111/. Curentul menținându-se constant, puterea debi-

tată în sarcină va fi: $P = I_0^2 \cdot R_L$ și va depinde doar de R_L .

Acest deziderat poate fi realizat prin mai multe metode, așa cum se poate observa și din fig. 7.28.a,b,c. În primul caz, generatorul este cuplat cu transductorul printr-o rezistență de valoare mult mai mare decât suma pierderilor de energie din transductor și impedanța acustică pe care acesta trebuie să lucreze, materializată prin R_L . Cum curentul I_0 este determinat în special de R , el va rămâne constant chiar dacă R_L se va modifica.

O altă cale similară de a menține pe I_0 constant este conectarea rezistenței R_0 prin transformator, prin aceasta R_0 fiind adaptată doar cu R_{Lmax} . Astfel, în cazul că R_L este mai mic (faza inițială de pornire de exemplu), există o diferență mare față de valoarea lui R_0 , adaptarea se strică iar puterea debitată spre transductor scade brusc. Pe măsură ce sarcina acustică crește, adaptarea se îmbunătățește și transferul de putere se mărește.

În cel de-al treilea procedeu,

se stabilește funcționarea generatorului pe o frecvență f_g diferită de frecvența de rezonanță naturală f_0 a transductorului. Pe frecvența f_g , acesta va prezenta o reactanță X_g (inductivă pentru transductorul magnetostrictiv), a cărei mărime crește în funcție de dezacordul $\Delta f = f_g - f_0$. Alegându-se $X_g \gg R_i + R_L$, curentul

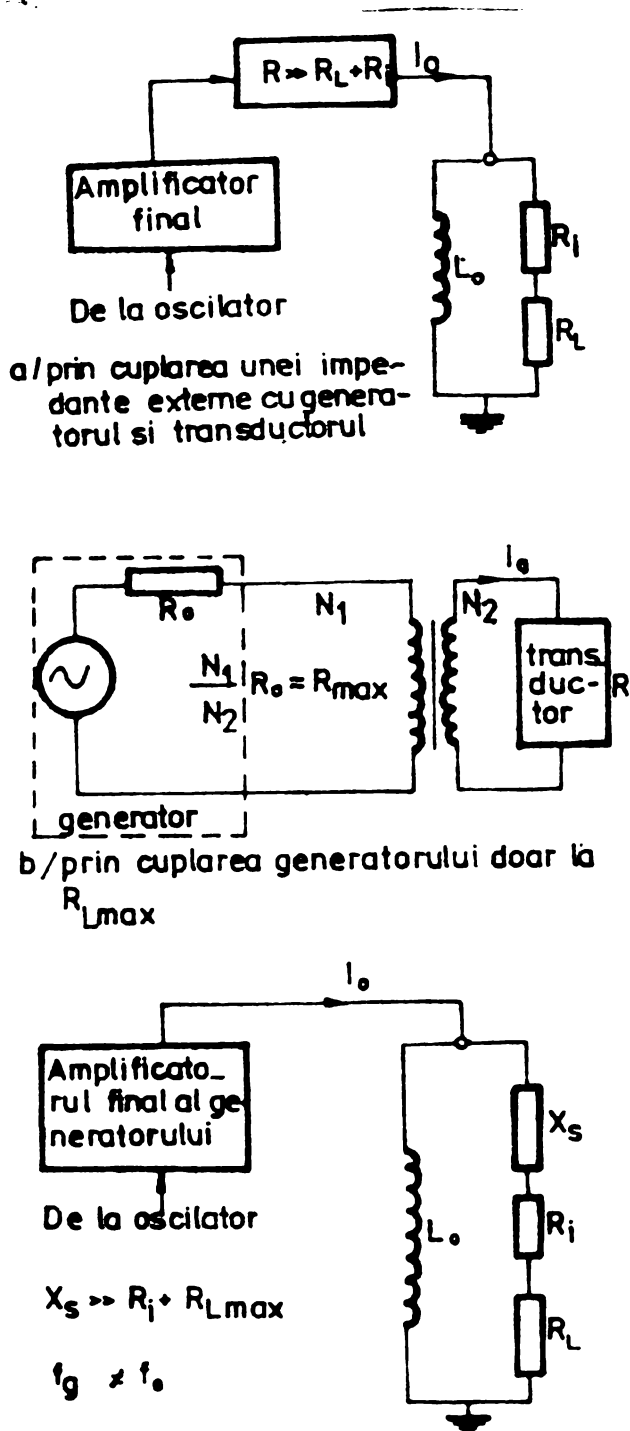


fig. 7.28 Scheme de menținere constantă a curentului prin transductor

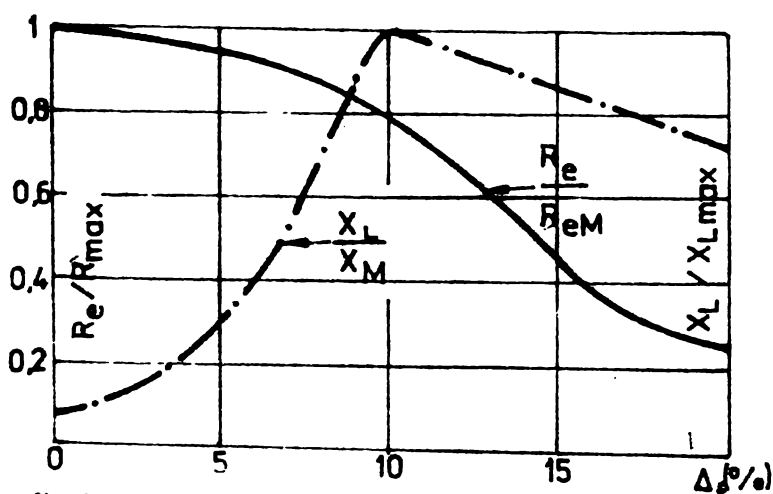
prin transductor va fi determinat doar de X_L și independent de sarcină.

Cu toate că aceste procedee "stabilizează" oarecum nivelul puterii de ieșire și reduc substanțial dependența acesteia de variațiile sarcinii, ele prezintă și o serie de dezavantaje. Astfel, în primul caz, puterea este determinată de R indiferent dacă transductorul lucrează în gol sau în sarcină, motiv pentru care este necesar să se regleze un nivel mai mic al puterii de ieșire, spre a nu periclita transductorul. În cea de-a doua situație, se poate debita puterea maximă în sarcină când R_L este maxim, dar variațiile frecvenței în zona de rezonanță duc la o scădere bruscă a nivelului puterii.

Rezultate mai bune s-au obținut prin experimentarea unei combinații între această schemă și cea din fig.7.27., reușindu-se ca în momentul inițial, sau când transductorul funcționează în gol, generatorul să furnizeze la ieșire doar o putere de 40 W, iar pe măsură ce impedanța acustică R_L crește, să se ajungă pînă la 300 W debitați în sarcină.

Privind lucrul generatorului pe o frecvență situată în afara zonei de rezonanță a transductorului, experimentările efectuate au permis desprinderea unor concluzii interesante.

Astfel, pentru un transductor cu frecvența de rezonanță $f_0 = 20$ KHz., variația lui R_e și X_L în funcție de dezacordul față de frecvența de rezonanță este ilustrată de graficul din fig.7.29.



Așa cum era de așteptat, în zona de rezonanță ($\Delta f = 0$) R_e este maximă, iar X_L minimă ($X_L \approx 0,8 \Omega$). Se observă că pentru un $\Delta f = 10\%$ (2 KHz.), în cazul nostru R_e scade cu 20%, iar X_L este maximă.

Pe baza afirmațiilor făcute în § 6.3. și a graficului din fig. 6.24., rezultă că în cazul funcționării generatorului pe o frecvență $f_g = f_0 \pm 10\%$, puterea la ieșirea generatorului

va scădea doar cu aproximativ 5%. Admițînd o micșorare a puterii pînă la 10%, valoarea rezistenței poate să scadă la 60% și în acest caz $X_L > R_e$.

Deci, dezideratul propus- acela de a menține constant curentul prin convertor prin lucru în afara rezonanței- se poate în-

deplini pe seama unei scăderi a puterii cu 10%. În această situație s-a experimentat și anularea lui X_L cu o capacitate de compensare situându-ne pe poziția de a lucra în afara rezonanței, dar pe sarcina rezistivă R_e , însă de data aceasta generatorul funcționează cu o rezistență de ieșire $R_g > R_e$ (spre deosebire de adaptare, când $R_g = R_e$). În acest caz s-a obținut o creștere a randamentului generatorului cu 8-10% în cazul semnalului sinusoidal și cu 10-13% în cazul semnalului dreptunghiular la ieșire.

Această metodă are un avantaj în plus, deoarece lucrând în afara zonei de rezonanță, nu se impune cu deosebită acuitate prezența unei scheme R.A.F. sau cel mult o schemă R.A.F. de precizie medie, care doar să mențină transductorul în zona de frecvență $f_0 + \Delta f$ ($\Delta f = 10-20\%$).

Dezavantajul schemei este acela că puterea de ieșire a generatorului nu are o bună stabilitate, nivelul acesteia modificându-se mereu; de aceea, ea se pretează în echiparea generatoarelor de ultrasunete utilizate în procese de prelucrare care admit erori sau în cele de activare ori curățire cu ultrasunete. În ultimul caz, datorită utilizării unui "mozaic" de transductor, fiecare cu un f_0 propriu, nu se mai poate vorbi de o frecvență de rezonanță ci de o "plajă de rezonanță", unde aceste scheme - fără a mai fi nevoie de un sistem R.A.F. - își pot dovedi eficacitatea.

În concluzie, se poate afirma că o bună adaptare a generatorului de ultrasunete cu sarcina este impusă doar de procesele de prelucrare cu un grad înalt de precizie, sau în cazul când dorim ca generatorul să furnizeze la ieșire o putere maximă. În acest caz, este absolut obligatorie prezența unei scheme R.A.F. care să mențină permanent frecvența generatorului egală cu frecvența de rezonanță a transductorului. Menținerea nivelului puterii de ieșire la cel stabilit nu se poate realiza prin adaptare, ci cu ajutorul unor scheme de reglare automată a puterii, care vor fi analizate în capitolul următor. Obținerea unui randament maxim implică funcționarea generatorului în afara zonei de adaptare și nu reclamă neapărat scheme R.A.F., în plus, diminuează influența variațiilor sarcinii asupra parametrilor energetici ai generatorului.



CAPITOLUL 8

CERCETARI EXPERIMENTALE PRIVIND POSIBILITATILE
DE RIDICARE A PARAMETRILOR ENERGETICI AI ANSAM-
BLULUI GENERATOR - SARCINA

Concluziile desprinse din literatura de specialitate, precum și rezultatele experimentale obținute îndreptățesc afirmația că puterea utilă debitată de generator în sarcină constituie parametrul principal atât al generatorului, cât și al întregului ansamblu de prelucrare, deoarece nivelul acesteia, eventualele variații față de valoarea stabilită influențează atât asupra celorlalți parametri ai generatorului (randament, fiabilitate), cât și a blocului ultra-acustic (amplitudinea oscilațiilor la capătul concentratorului, coeficientul de transformare electro-acustică, încărcarea transductorului etc.)

Considerând spre exemplificare doar procesul de sudare cu ultrasunete, nivelul puterii la ieșirea generatorului determină forța de apăsare și grosimea foliilor ce pot fi sudate, fapt ilustrat și de fig. 8.1. și 8.2.

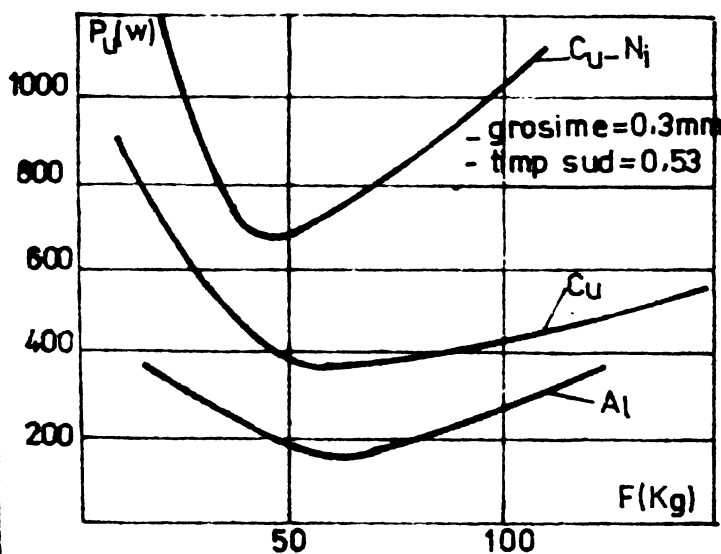


fig.8.1 - Relatia dintre puterea generatorului si forța de apăsare la diferite metale

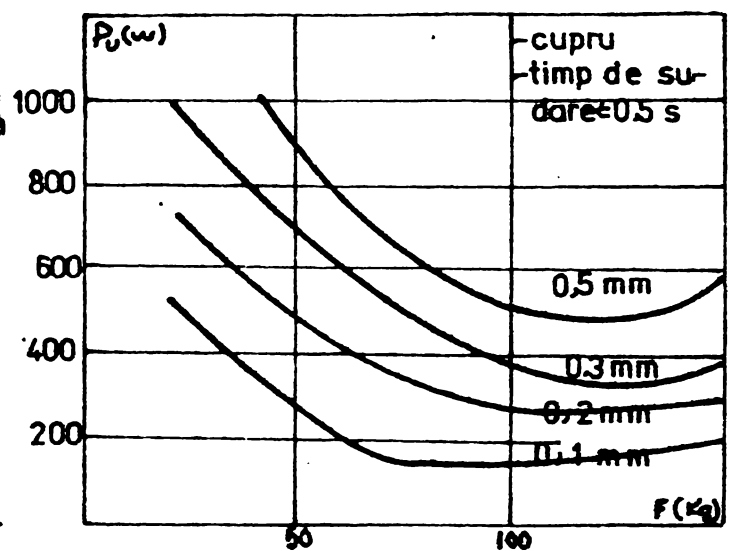


fig.8.2 - Relatia dintre puterea generatorului si forța de apăsare la sudarea cuprului la diferite grosimi

Se observă că variația puterii față de nivelul stabilit, în condițiile menținerii unei forțe de apăsare constantă, influențează asupra calității procesului de sudare, iar în unele situații, când generatorul are un nivel de putere mai mic iar forța de apăsare se stabilește automat, se poate ajunge chiar la neîndeplinirea condițiilor minime pentru realizarea sudării.

Așa cum s-a arătat, amplitudinea oscilațiilor mecanice la capătul concentratorului rămâne aproximativ constantă - funcție de putere - situație care constituie o premisă importantă pentru calitatea sudării și pentru reproductibilitatea acesteia. Un alt avantaj al amplitudinii constante a oscilațiilor rezidă în aceea că la o creștere a puterii generatorului, scula nu este supraîncărcată.

Față de aceste avantaje, există și inconvenientul că în cazul reglării electronice a amplitudinii oscilațiilor, se obțin rezultate mai puțin satisfăcătoare din punct de vedere al independenței amplitudinii oscilațiilor sculei funcție de variația de putere./50/.

Influența puterii de ieșire asupra celorlalți parametri ai generatorului (în special fiabilitatea) este atestată și de faptul că aproape toate firmele constructoare de generatoare prevăd echiparea acestora cu instalații de protecție care împiedică funcționarea generatorului la puterea maximă, în cazul deviațiilor mari față de frecvența de rezonanță a transductorului, sau la debitarea în gol.

Așa cum s-a mai arătat, între generator și transductor există o legătură biunivocă, iar experiențele efectuate au dovedit din plin acest lucru, în sensul că diferitele perturbații apărute în funcționarea transductorului sau a concentratorului afectau nemijlocit parametrii generatorului, ducând la micșorarea nivelului puterii acestuia și, implicit, la un transfer mai mic de energie către transductor. În decursul experiențelor nu au fost analizate în amănunt cauzele apariției perturbațiilor în funcționarea transductorului sau concentratorului, ci măsura în care acestea afectează parametrii generatorului; totuși, s-a studiat posibilitatea conservării acestor parametri și în situația apariției perturbațiilor fie în blocul ultrasonic, fie pe linia de legătură generator-concentrator.

În acest context, experiențele efectuate au fost axate pe obținerea unor rezultate bune privind :

- micșorarea pierderilor de putere ale generatorului în afara zonei de rezonanță a transductorului ;
- compensarea eventualelor pierderi de putere din zona de rezonanță (în cazul variațiilor lui R_g) ;
- stabilirea unui nivel al puterii de ieșire și menținerea automată a acestuia chiar în condițiile apariției unor factori destabilizatori în sarcina generatorului ;
- ridicarea randamentului general al ansamblului generator-transductor.

8.1. FACTORI PERTURBATORI IN FUNCTIONAREA ANSAMBLULUI GENERATOR - SARCINA

In analiza influenței diversilor factori perturbatori asupra funcționării ansamblului generator-transductor, acesta din urmă a fost privit ca un cuadripol, avînd o intrare electrică caracterizată de parametrii P_u , I , U , f_g și una mecanică, caracterizată de F și V_m (fig.8.3.) unde /1/ :

V_m = viteza de vibrație ;
 F = forța de excitație.

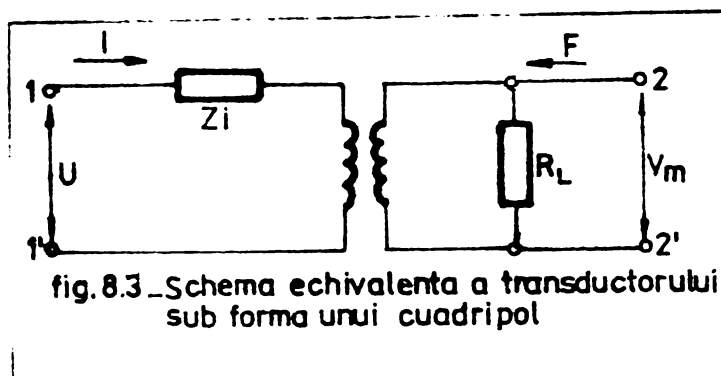


fig.8.3 - Schema echivalentă a transductorului sub forma unui cuadripol

Aceste două mărimi determină de fapt rezistența de sarcină a transductorului, R_L , definită de relația (7.18), prin care se poate aprecia influența concentratorului și a sculei asupra funcționării transductorului.

Asimilînd din punct de vedere electric viteza de vibrație cu o tensiune, iar forța de excitație cu un curent, mărimile care descriu funcționarea sistemului vor fi, în acest caz:

$$I = Y_i U - Y_i V_m \quad (8.1.)$$

$$F = Y_i U + G_L \cdot V_m \quad \text{unde:}$$

$Y_i = (j\omega L_i)^{-1}$ reprezintă admitanța transductorului ;

$G_L = (R_L)^{-1}$ este conductanța echivalentă a concentratorului.

Puterea electrică, aplicată transductorului de la generator pentru obținerea unei puteri acustice P_{ac} de ieșire spre concentrator, este dată de relația :

$$P_u = \frac{P_{ac}}{\eta_{ea}} \quad (8.2.) \quad \text{unde:}$$

η_{ea} - reprezintă randamentul electroacustic avînd valori cuprinse între 0,40... 0,55 (după Bergman) și este definit de relația:

$$\eta_{ea} = \eta_{em} \cdot \eta_{ma} \quad (8.3.)$$

η_{em} = randamentul de transformare a energiei electrice în energie mecanică ;

η_{ma} = randamentul de transformare a energiei mecanice în energie electrică.

Puterea utilă la ieșirea generatorului este legată de parametrii cuadripolului prin relația :

$$P_u = \frac{1}{2} I \cdot U \cdot \cos \varphi \quad (8.4.)$$

unde φ reprezintă -în cazul general- defazajul dintre curent și tensiune, datorat caracterului reactiv al sarcinii.

Din analiza relațiilor (8.1.) se poate observa că funcționarea ansamblului generator-transductor este influențată de o serie de parametri de natură electrică și mecanică, cum ar fi :

- frecvența f_g a generatorului și f_o a transductorului, prin termenul Y_i ;
- dimensiunile și greutatea concentratorului atașat la transductor (prin R_L) ;
- parametri electromecanici ai transductorului: formă, dimensiuni, înfășurări etc.

Variația tuturor acestor parametri are o acțiune convergentă asupra puterii de ieșire a generatorului, în sensul tendinței de micșorare a acesteia, precum și a randamentului general al ansamblului.

Pornind de la aceste date, în cursul experiențelor s-a urmărit influența asupra transferului maxim de energie către transductor și randamentului acestuia, a trei categorii de perturbații ce apar mai frecvent în funcționarea ansamblului generator-sarcină.

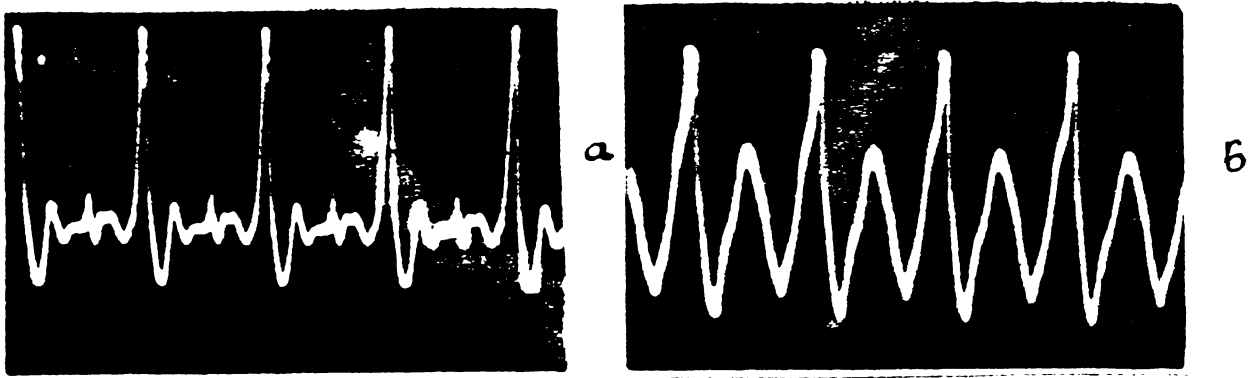
1. Variația parametrilor generatorului (f_g , P_u , I , U)

În acest caz, s-a studiat comportarea întregului ansamblu precum și răspunsul sarcinii în situația când parametrii semnalului de excitație al transductorului nu se mențin la valoarea stabilită. Inițial, un transductor cu frecvența de rezonanță $f_o = 21,4$ KHz. a fost atacat cu un semnal avînd o putere constantă, dar frecvența diferită de f_o . S-au ales două cazuri limită: $f_{g1} = 20$ KHz. și $f_{g2} = 23$ KHz., astfel încît aceste puncte să intre în curba de selectivitate a circuitului oscilant echivalent al transductorului, dar să fie în afara zonei de acțiune a schemei R.A.F.(1 KHz.). Dacă forma semnalului de la ieșirea generatorului în gol, sau în situația $f_o = f_g$ este sinusoidală, cuplarea generatorului la transductor în punctele f_{g1} și f_{g2} conduce la o deformare a semnalului sinusoidal, a cărei formă este ilustrată în fig.8.4. a și b.

Această deformare este datorată răspunsului transductorului, deoarece acum ansamblul generator-transductor poate fi asimilat cu două circuite oscilante cuplate, fiecare avînd o altă frecvență de rezonanță.

În prima situație, cînd $f_g < f_o$, puterea stabilită inițial

nu a fost suficientă pentru a excita transductorul. Mărind nivelul



-fig.8.4.- Deformarea semnalului de ieșire a generatorului în cazul când $f_g \neq f_o$.

puterii pînă la apariția oscilațiilor în transductor, reactanța acestuia va șunta rezistența de ieșire a generatorului, motiv pentru care semnalul este deformat și cu amplitudine mică (fig.8.4.a.)

În cazul $f_g > f_o$, puterea inițială a semnalului de ieșire este suficientă pentru a excita transductorul, deoarece crescînd f_g crește și inductanța mutuală între cele două circuite, adică $d\phi/dt$, deci și tensiunea electromotoare indusă. În acest caz și reactanța circuitului este mai mare ($X_L = \omega L$), deci influența transductorului asupra generatorului este mai mică, de aceea nici semnalul nu este deformat atît de puternic (fig.8.4.b.)

Situația devine mai complicată și cu efecte mai mari în cazul excitării transductorului cu semnal dreptunghiular. Pornind de la relația 8.2., în această situație putem scrie :

$$P_{ac} = \eta_{ea} \cdot P_{ul} \quad , \text{ unde:}$$

P_{ul} reprezintă puterea debitată de generator pe prima armonică.

Randamentul general al ansamblului devine:

$$\eta_{ea} = P_{ac} \cdot \left[\sum_{n=1}^{\infty} P_u^{(n)} + \sum_{n=1}^{\infty} P_d^{(n)} \right]^{-1} \quad (8.3.)$$

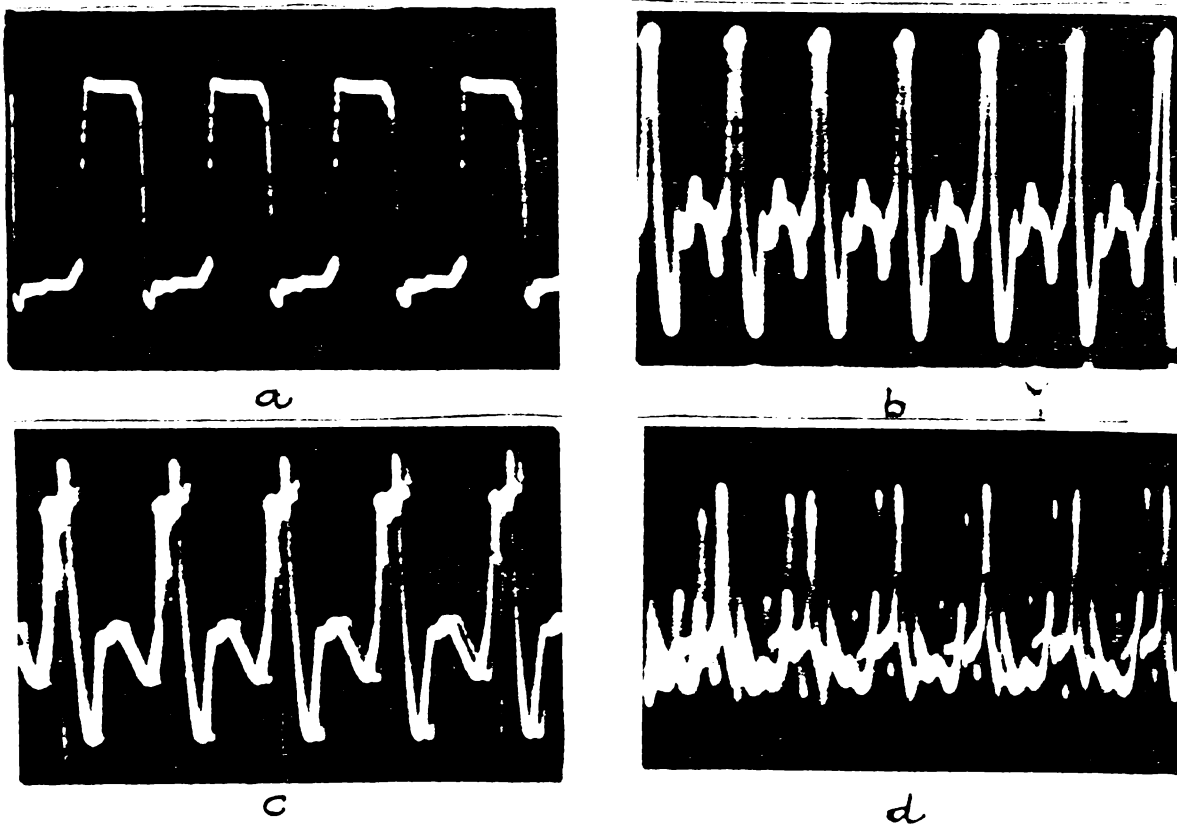
în care: $P_u^{(n)}$ = puterea generatorului pe armonica n

$P_d^{(n)}$ = puterea disipată în transductor pe armonica n.

Datorită armonicilor din spectrul semnalului dreptunghiular, apar perturbații atît în modul de oscilare a transductorului, cît și pe traseul generator- transductor.

Același tip de transductor ca în cazul precedent a fost atacat cu un semnal dreptunghiular ca cel din fig.8.5.a., cu urmă-

torii parametrului $f_r = f_0$; $\zeta = 0,5$ Tr. Răspunsul transductorului este ilustrat în fig.8.5.b,c,d.



-fig.8.5.- Forma semnalului de răspuns al transductorului magnetostrictiv la excitarea cu semnal dreptunghiular.

Schema cu ajutorul căreia s-a reușit afișarea semnalului de răspuns este prezentată în fig.8.6. Se poate observa că în primul caz, forma

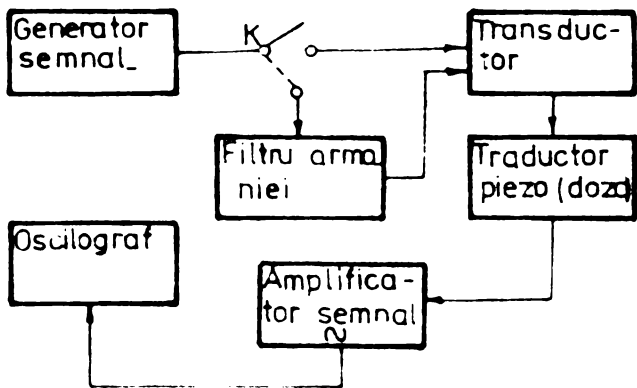


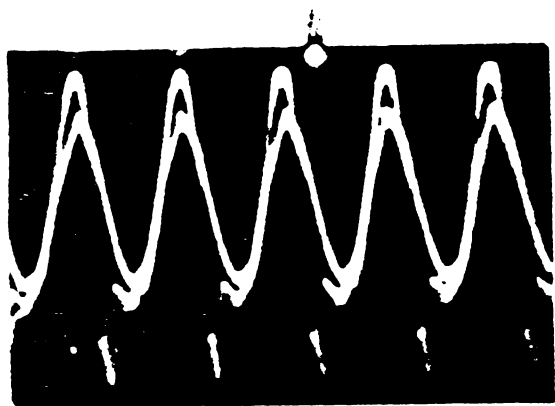
fig.8.6. Schema de afișare a răspunsului transduc-torului la excitația cu semnal dreptunghiular.

ma semnalului de răspuns este aproximativ sinusoidală (fig.8.5.b), ușoarele deformări ce apar în punctele de inflexiune ale sinusoidelor fiind datorate formei imperfecte a semnalului de atac. La variația frecvenței de repetiție, chiar și în limite mai mici decât în cazul sem-

nalului sinusoidal ($f_{r1} = 20,5$ kHz., $f_{r2} = 22,5$ kHz.), transductorul încă poate fi excitat, dar forma semnalului de răspuns a oscilațiilor sale este puternic deformată (c,d.), amplitudinea lor scade cu aproximativ 20-30%, apar pierderi mari în transduc-tor datorită armonicilor.

Pe baza experimentelor efectuate, se poate conchide că variația frecvenței generatorului de ultrasunete - în condițiile în care transduc-torul își păstrează frecvența de rezonanță - face utit la îmbunătățirea performanțelor transduc-torului, cât și la de-gradarea parametrilor sem-nalului de ieșire al generatorului (micro-

rarea puterii, randamentului). În cazul variației rapide a puterii de ieșire a generatorului, datorită unor cauze exterioare adaptării cu sarcina, de exemplu decuplarea accidentală a tensiunii de alimentare sau distrugerea unei celule a amplificatorului final, avînd în vedere caracterul activ-inductiv al sarcinii, peste semnalul normal de ieșire se suprapun unele erupții (fig.8.7.) a căror



-fig.8.7.-Apariția erupțiilor în cazul variației rapide a puterii semnalului -

amplitudine poate avea valori între (0,6-1,7) U_e și în majoritatea cazurilor conduc la distrugerea etajelor finale ale generatorului.

Variația puterii de ieșire în jurul valorii stabilite are o influență negativă asupra coeficientului electro-acustic și amplitudinii U_m a oscilațiilor mecanice ale transductorului. Astfel, un transductor care poate suporta o încărcare maximă de 175 W (s-a fisurat la $P_u = 180$ W) a fost excitat cu trei nivele de putere. Cu ajutorul schemei din fig.8.6, oscilațiile mecanice au fost convertite în oscilații electrice a căror

amplitudine a fost măsurată cu ajutorul unui oscilograf, pe baza acestor date ridicîndu-se graficul din fig.8.8.

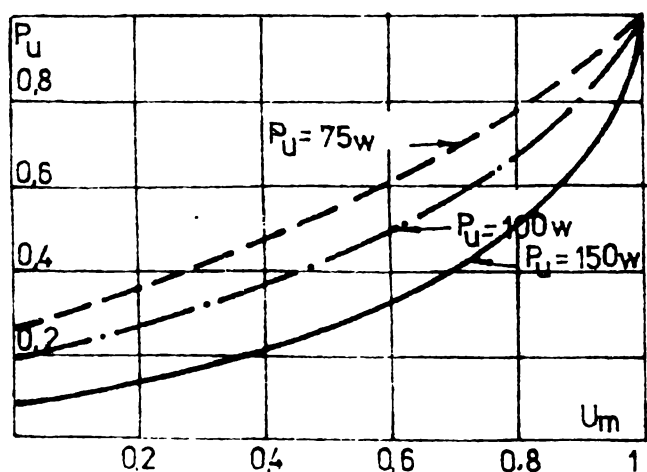


fig 8.8 - Influența puterii de ieșire asupra amplitudinii oscilațiilor transductorului

Pragul inițial de excitare a transductorului fiind de 20 W, se poate observa că în cazul unui nivel mare al puterii de ieșire, influența acesteia asupra amplitudinii oscilațiilor este mai mică, adică de la un anumit nivel al puterii de excitație, amplitudinea oscilațiilor mecanice se apropie de U_m maxim, ca apoi, mărind mult puterea de ieșire, U_m să crească foarte puțin, acest fapt putînd fi explicat prin aceea că

la un anumit nivel de excitație (90-100 W în cazul transductorului considerat), amplitudinea oscilațiilor intră în zona de "saturație", cînd influența puterii asupra mărimii oscilațiilor transductorului este minimă. Această concluzie poate fi aplicată practic în sensul

că, dacă se cunoaște încărcarea maximă pe care o poate suporta un transductor, atunci excitarea optimă a lui trebuie să se facă cu 0,6- 0,7 din acest nivel maxim, situație în care se obține aproape aceeași valoare a amplitudinii oscilațiilor mecanice U_m , dar în condițiile unei încărcări mai lejere și unui randament sporit al generatorului (conform relației 6.7.)

Variația curentului I de excitație a transductorului se repercutează direct asupra randamentului electrostatic al acestuia, prin intermediul spirelor bobinajului și al solenației.

Din graficul din fig.8.9. /1/, se poate observa că, cu cât solenația este mai mare, cu atât randamentul electroacustic η_{ea} va scădea, ajungând la valori cuprinse între 50-60%, funcție de tipul

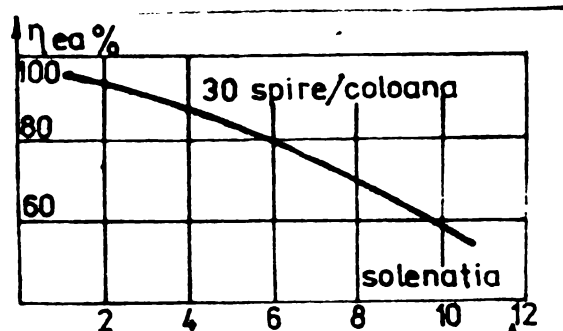


fig.8.9 - Influența variației curentului de excitație asupra η_{ea}

transductorului și numărul de spire al bobinajului. În plus, variația curentului în limite largi se resimte și în etajele finale ale generatorului, pe care le suprasolicitează, motiv ce impune adoptarea unor măsuri de limitare a lui.

Pe baza rezultatelor experimentale, se poate afirma că variația parametrilor energetici ai generatorului de ultrasunete se răsfrînge atât asupra funcționării transductorului, cât și a generatorului însuși prin afectarea fiabilității, distorsiunilor semnalului de ieșire, scăderii randamentului etc.

2. Variația parametrilor blocului ultrasonic

În capitolele anterioare, s-a studiat influența parametrilor transductorului (f_0 , Z) asupra generatorului, ajungându-se la concluzia că variația atât a frecvenței de rezonanță, cât și a valorii și caracterului impedanței are o influență negativă asupra adaptării generatorului cu sarcina și deci, a transferului de energie între aceste elemente. Dacă la rezonanță, impedanța transductorului are un caracter activ, prin cuplarea concentratorului acest caracter se modifică, concentratorul avînd un rol destabilizator asupra echilibrului energetic și funcțional al sistemului, în sensul modificării caracterului sarcinii și a devierii frecvenței de rezonanță. Odată cu concentratorul, influență destabilizatoare asupra sistemului au și parametri spațiului de prelucrare care apar în schema electrică echivalentă a transductorului sub forma unor componente R_m , C_m , L_m dependente de mișcare, forță etc.

Experimental, s-a constatat că într-un bloc ultrasonor pe lângă vibrațiile longitudinale, apar și vibrații transversale sau radiale în care se pierde o parte din energia electroacustică, vibrații datorate atât factorului de amplificare A al concentratorului, cât și modului de prindere a acestuia la transductor. Dacă prinderea nu se execută într-un punct în care amplitudinea oscilației trece prin zero, pe traseul transductor-concentrator -sculă apar reflexii, se stabilește un regim de unde staționare, iar amplitudinea oscilațiilor sculei scade.

Tot experimental s-a constatat că o serie de factori, cum ar fi: calitatea lipirii concentratorului la transductor, masa sarcinii ce se fixează de transductor, presiunea de apăsare a sistemului concentrator- sculă, "impedanța" mecanică a spațiului de lucru, conduc la modificarea frecvenței de rezonanță, așa cum se poate observa și în tabelul 8.1. /40/, în sensul micșorării acesteia față de valoarea calculată. Modificarea frecvenței de rezonanță conduce implicit la dezadaptare cu generatorul, apariția de pierderi în transductor și concentrator, iar în final, la scăderea randamentului blocului ultrasonic. Scăderea frecvenței de rezonanță față de cea calculată poate fi explicată prin aceea că toți acești factori contribuie la mărirea lungimii "electrice echivalente" a concentratorului.

Tabelul 8.1.

Nr. crt.	Tipul concentrator.	Lungime (mm)	Frecvența de calcul KHz.	Frecvența de rezonanță (KHz.)	Dezacord	Masa concentr.
1.	exponențial	174,58	20,0	19,52	480	0,519
2.	exponențial	178,97	19,5	18,92	680	0,720
3.	exponențial	188,64	18,5	17,66	900	0,916
4.	conic	174,58	20,0	19,26	740	1,060
5.	conic	178,97	19,5	18,49	1.010	1,100
6.	conic	188,64	18,5	17,30	1.200	1,200
7.	catenoidal	174,58	20,0	19,56	449	0,375
8.	catenoidal	178,97	19,5	18,92	580	0,490
9.	catenoidal	188,64	18,5	17,80	700	0,600

Din tabel se observă că majoritatea deviațiilor au valori care pot să conducă la scăderea puterii utile de ieșire a generatorului cu 15-25%, în cazul că nu se adoptă scheme de R.A.F. Eliminarea acestui factor perturbator se poate realiza prin introducerea unui coeficient de corecție în calculul concentratorului. Astfel, dacă

transductorului i se fixează o masă m_i cunoscută, a unui concentrator, pentru care se măsoară un dezacord Δf_i al blocului ultrasonor față de f_0 , o masă oarecare a unui concentrator va introduce un dezacord Δf dat de relația /40/ :

$$\Delta f = \frac{\Delta f_i}{f_0} = (1 + \Delta f_i)^{-1} \cdot (m_i)^{-1/2} \cdot \left[\Delta f_i^2 (m_i - m) + 2 \Delta f_i (m_i - m) + m_i \right]^{1/2}$$

Cunoașterea dezacordului relativ este necesară, deoarece fiecare generator avînd o bandă de frecvență în care se asigură menținerea nivelului de putere stabilit, adică un dezacord Δf_g , se poate determina valoarea maximă a masei m_a pentru care $\Delta f < \Delta f_g$.

$$m_a = m_i \Delta f_g \cdot (2 + \Delta f_g) \cdot (\Delta f_i + 2 \Delta f_i)^{-1} \cdot (1 + \Delta f_i)^2 \cdot (1 + \Delta f_g)^{-2}$$

Rezultă:

$$m_a = m_i \cdot \Delta f_g \cdot \Delta f_i \cdot (2 + \Delta f_g) \cdot (2 + \Delta f_i)^{-1} \cdot (1 + \Delta f_i)^2 \cdot (1 + \Delta f_g)^{-2}$$

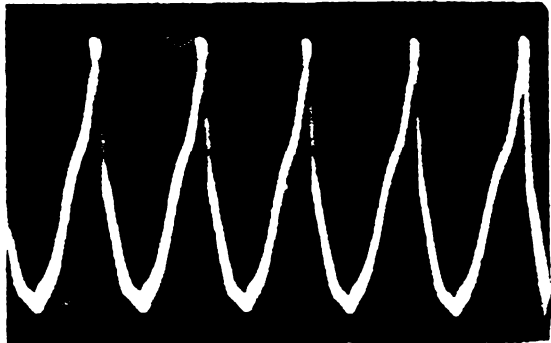
Se poate, deci, concluziona că variația parametrilor blocului ultrasonor (transductor- concentrator- sculă) are o influență directă asupra adaptării ansamblului generator- transductor și în ultimă instanță, asupra transferului de energie către sarcina generatorului.

3. Apariția perturbațiilor pe linia de legătură generator- transductor

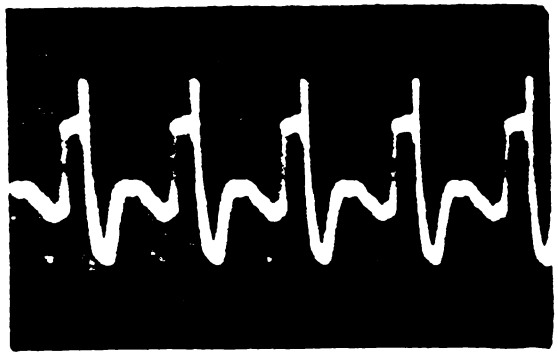
În capitolul anterior s-a arătat că legătura între generator și sarcină nu se face direct, ci prin intermediul unor circuite sau elemente care au rolul pe de o parte de a realiza o bună adaptare între cele două elemente, iar pe de altă parte de a proteja generatorul de eventualele accidente ce ar putea apărea în funcționarea blocului ultrasonor (ruperea concentratorului, fisurarea sau spargerea transductorului, mărirea peste limitele admise a dezacordului $\Delta f = f_0 - f_g$ etc). Totodată, la generatoarele moderne, pe această legătură se fixează și schemele R.A.F. sau R.A.P., deoarece în majoritatea cazurilor, principiul lor de funcționare se bazează pe culegerea unui semnal de la transductor, prelucrarea lui și, funcție de informație, se comandă funcționarea unor etaje ale

generatorului, ca oscilatorul de frecvență sau amplificatoarele finale.

Astfel, întreruperea unuia din condensatoarele C_1 , C_2 , C_c din fig.7.4. sau 7.5. duce la o deformare a semnalului sinusoidal de ieșire (fig.8.10.a.), iar defectarea unuia din elementele filtrului



a



b



c

-fig.8.10.-Influența perturbațiilor datorate elementelor de cuplaj generator-sarcină.

de atenuare a armonicelor în cazul semnalului dreptunghiular provoacă atât deformarea semnalului de excitație (b) datorită reacției transductorului, cât și apariția în acesta a oscilațiilor parazite (c) care produc o micșorare a randamentului blocului ultrasonor, creșterea pierderilor în transductor, iar în unele cazuri, chiar distrugerea prin fisurare la transductoarele cu ferită.

In decursul experiențelor, a ieșit în evidență faptul că utilizarea schemelor R.A.P. și R.A.F. contribuie într-o oarecare măsură la micșorarea puterii utile de ieșire a generatorului, așa cum se observă și din fig.8.11 și 8.12., unde graficele au fost trasate pe baza rezultatelor experimentale.

Acest fenomen se datorează faptului că în ambele situații, o parte din energia semnalului util

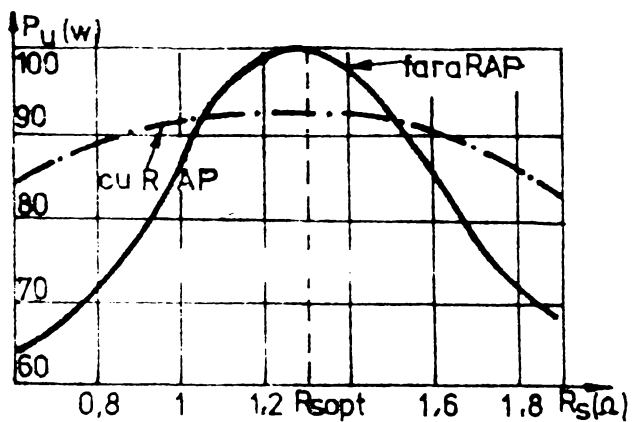


fig. 8.11. Influența cuplării schemei asupra puterii utile

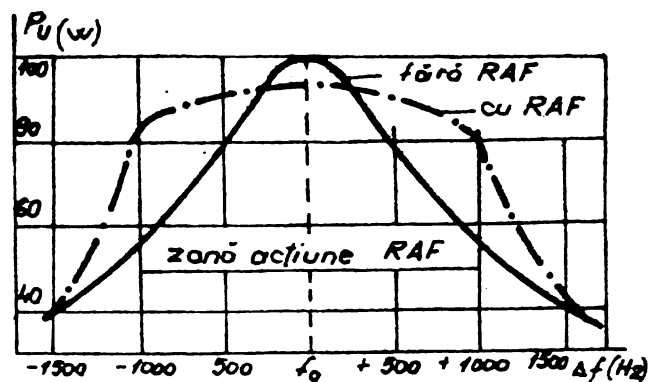


fig. 8.12 Influența cuplării schemei RAF asupra puterii utile.

este "prelucrată" de cele două scheme, în vederea obținerii de in-

formații pentru elementele de execuție.

Analiza acestor categorii de perturbații a scos în evidență faptul că variația oricărui parametru al generatorului sau blocului ultrasonic are influență negativă asupra transferului maxim de energie de la generator către sarcină, a randamentului blocului ultrasonic, iar în cazuri extreme - când efectele tuturor acestor variații se cumulează - se poate ajunge la neîndeplinirea condițiilor necesare executării procesului de prelucrare sau degradării parametrilor ansamblului generator - transductor.

8.2. PROCEDEE DE MENTINERE A NIVELULUI PUTERII DE IESIRE A GENERATORULUI

Rezultatele experiențelor efectuate cu ansamblul generator - transductor în diverse condiții de lucru confirmă faptul că orice perturbație apărută în funcționarea acestui sistem afectează direct sau indirect puterea utilă la ieșirea generatorului, prin aceasta degradându-se atât parametrii energetici ai generatorului, cât și cei ai blocului ultrasonor. Astfel, menținerea unui nivel ridicat al puterii de excitație a transductorului, când acesta datorită unei perturbații - nu poate transfera energia către concentrator, sau când concentratorul este decuplat de sarcină (întreruperea procesului de prelucrare) și lucrează în gol, conduce la disiparea excesivă de putere în transductor și la distrugerea acestuia. Adoptarea unor mijloace manuale de stabilire a puterii de ieșire (nivele de putere în trepte) reprezintă o soluție incomodă, deoarece aprecierea gradului de transfer al energiei este lăsată la latitudinea operatorului, reclamând atenția permanentă a acestuia. În acest context, se impune stabilirea automată a nivelului puterii de ieșire și menținerea acestuia în condițiile oricăror perturbații accidentale sau de durată, apărute în funcționarea sistemului. Acest deziderat poate fi asigurat atât prin controlul puterii de ieșire și eliminarea cauzelor care ar putea provoca variația puterii, cât și prin menținerea nivelului odată stabilit, indiferent de comportarea sarcinii.

8.2.1. Controlul puterii de ieșire a generatorului

În acest caz, se utilizează de obicei reacția negativă, în scopul de a menține nivelul puterii de excitație a transductorului proporțional cu impedanța concentratorului transferată în circuitul de sarcină a generatorului. Semnalul de reacție se poate lua chiar de pe transductor și cu el poate fi controlată fie încărcarea etajelor finale ale generatorului, fie funcționarea etajelor primare

ale acestuia /16, 51, 109/.

Astfel, în fig.8.13., semnalul de reacție este utilizat pentru a controla câștigul amplificatorului de putere. În această si -

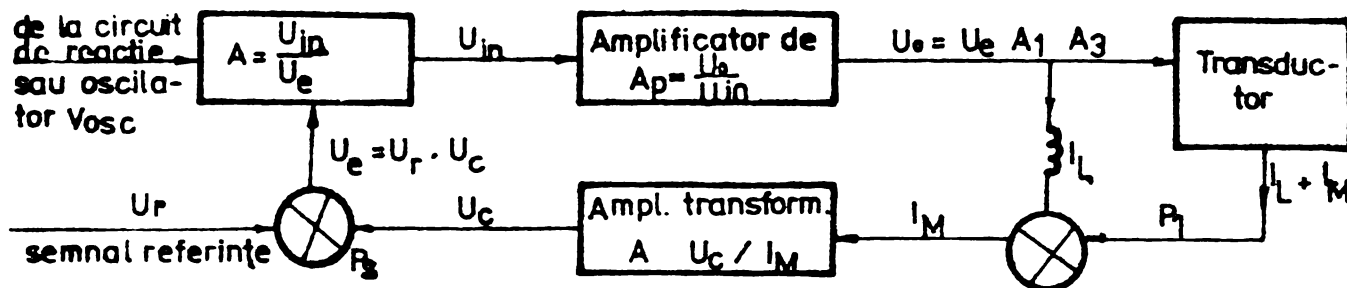


fig. 8.13 - Controlul cistigului amplificatorului de putere cu ajutorul unei tensiuni de eroare .

tuație, în paralel cu transductorul magnetostrictiv, se cuplează o inductanță de valoare egală cu inductanța pe care o prezintă acesta la rezonanță. Prin transductor va circula un curent constant determinat de X_L și un curent variabil I_M , a cărui valoare depinde de R_L definită de relația (7.18) și care este variabilă, funcție de încărcarea mecanică a concentratorului, deci I_M va depinde de parametrii procesului de prelucrare.

În punctul de însumare P_1 , cei doi curenți se scad și la intrarea amplificatorului A_2 apare doar I_M . La ieșirea acestui amplificator, va rezulta un semnal de eroare U_c proporțional cu I_M și care poate ataca amplificatorul liniar A_3 fie direct, fie după ce este comparat cu un semnal de referință și astfel, amplificatorul de putere va fi excitat cu un semnal proporțional cu eroarea, dar în sensul micșorării acestuia. Acest fapt poate fi scos în evidență scriind funcțiile de transfer ale elementelor schemei:

$$U_o = U_e \cdot A_1 \cdot A_3 \quad \text{dar} \quad U_e = U_r - U_c$$

$U_o = A_1 \cdot A_3 (U_r - U_c) = A_1 \cdot A_3 \cdot U_r - A_1 \cdot A_3 \cdot U_c$ și cum $U_c = A_2 \cdot I_M$ va rezulta:

$$U_o = A_1 \cdot A_3 \cdot U_r - A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot I_M \quad \text{sau}$$

$$U_o = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \left(\frac{U_r}{A_2} - I_M \right)$$

Amplificatorul liniar care este un montaj pretențios, poate fi în-

locuit cu o sursă controlată prin tensiune care alimentează amplificatorul de putere (fig.8.14.).

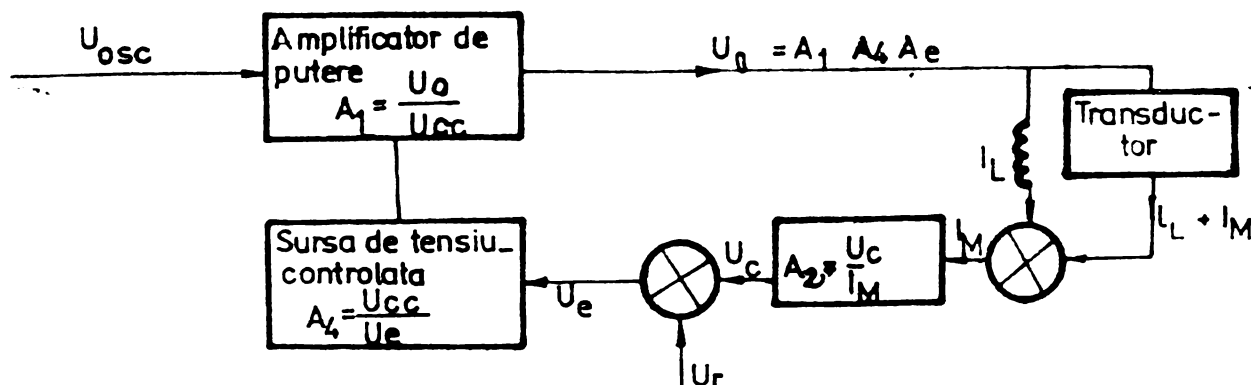


fig. 814_Reglarea cistigului amplificatorului de putere printr_o sursa de tensiune controlata

In acest caz, tenșiunea de ieșire U_o va fi proporțională cu tensiunea U_{cc} de alimentare, care nu este constantă, ci proporțională cu semnalul de eroare U_e derivat de curentul I_M cu ajutorul amplificatorului transformator A_2 , a cărui amplificare este proporțională cu curentul I_M . Dezavantajul acestui procedeu îl constituie faptul că permanent amplificatorul de putere lucrează cu o rezervă și nu poate fi utilizat eficient. O variantă a acestor procedee este reprezentată în fig.8.15. pentru situația când semnalul la ieșirea amplificatorului este dreptunghiular.

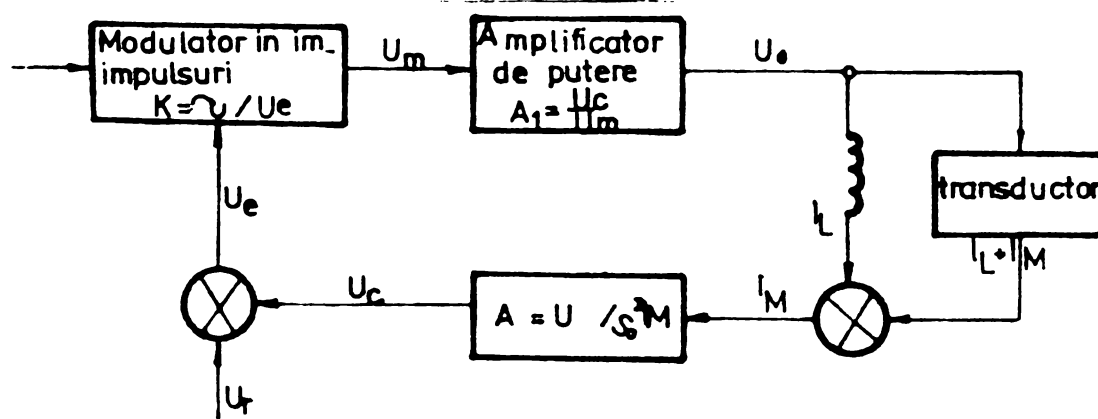


fig. Controlul amplificatorului de putere cu ajutorul unui modulator de impulsuri

Timpul de lucru ζ al modulatorului este acum proporțional cu semnalul de eroare al tensiunii U_e , timpul ζ fiind egal cu funcția de transfer a modulatorului înmulțită cu tensiunea U_e . Valoarea tensiunii U_o va fi:

$$U_o = A_1 \cdot U_m = A_1 (K \cdot U_e) = A_1 \cdot K (U_r - U_c) \text{ sau}$$

$$U_o = A_1 \cdot (K \cdot U_r - K \cdot A_2 \int_0^T I_M \cdot dt) = A_1 \cdot A_2 \cdot K (U_r \cdot A_2^{-1} - \int_0^T I_M \cdot dt)$$

În fig.8.16. este prezentată forma de variație a curentului, precum și timpul de lucru al amplificatorului de putere pentru două situații distincte. Astfel, când

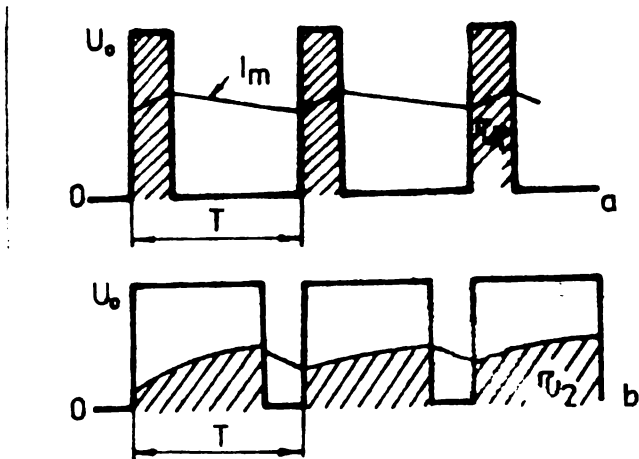


fig 8.16_Variatia timpului de lucru functie de curentul I_M

impedanța mecanică este mică și curentul tinde să crească mult, modulatorul va excita amplificatorul doar pe timpul τ_1 , scurt, astfel că valoarea lui I_M pe întreaga perioadă T rămâne constantă. În cazul în care, datorită dezadaptării, impedanța mecanică a transductorului crește brusc,

curentul va tinde să scadă și atunci modulatorul va porni amplificatorul de putere un timp mai îndelungat, astfel încât aria totală a integralei lui I_M rămâne aproximativ egală în cele două cazuri.

Dezavantajul schemei rezidă din faptul că forma anvelopei curentului I_M - în ambele cazuri - depinde mult de rezistența internă a generatorului, în special dacă acesta are valori semnificative.

8.2.2. Scheme de reglare automată a nivelului puterii de ieșire

Spre deosebire de celelalte procedee, în acest caz nu se caută să se limiteze efectele perturbațiilor (este foarte greu de a se acționa asupra tuturor tipurilor de perturbații, unele avînd un caracter aleator), ci să se mențină constant nivelul puterii de ieșire, în orice condiții, prin "injectarea" spre sarcină a unei rezerve de putere.

În realizarea montajului s-a pornit de la faptul verificat experimental că în toate cazurile: neadaptare, deviația frecvenței de rezonanță a transductorului, apariția sarcinii reactive, puterea la ieșirea generatorului scade.

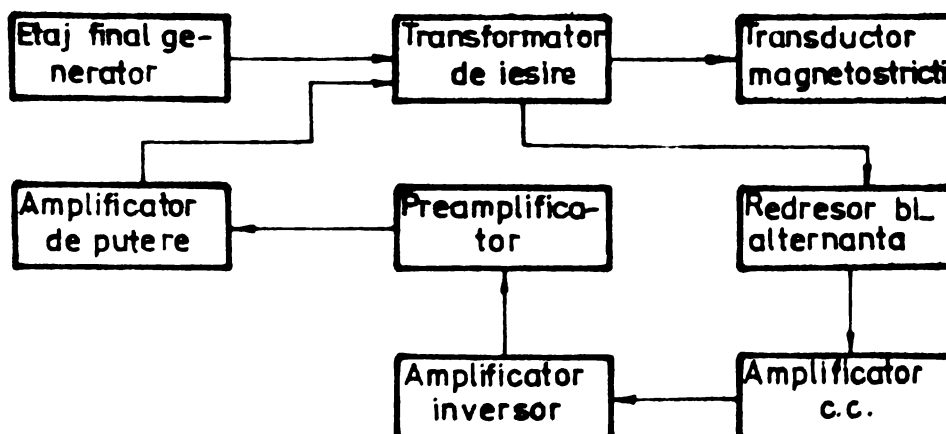


fig 8.17_Schema de reglare automată a nivelului puterii de ieșire

Printr-o înfășurare suplimentară a transformatorului de ieșire, o

fracțiune din puterea utilă a generatorului (2-5 W) este utilizată în așa fel, ca o eventuală scădere a valorii P_u să provoace o creștere a tensiunii pozitive aplicate etajului preamplificator, permițînd o mărire a amplificării acestuia și deci, un atac mai puternic al etajului final. Astfel, în momentul scăderii puterii în secundarul transformatorului de ieșire, scade și amplitudinea oscilațiilor dirijate spre redresor, micșorîndu-se nivelul tensiunii la ieșirea acestuia și a amplificatorului de C.C. Amplificatorul inversor fiind echipat cu tranzistoare p.n.p., această scădere a nivelului tensiunii de excitație pe baza tranzistoarelor, provoacă o deschidere puternică a acestora și deci, creșterea amplificării, care conduce la mărirea excitației etajelor finale. În prima situație, acestea funcționează cu o ușoară negativare fixă care este anulată atunci cînd schema R.A.P. intră în funcțiune - de tensiunea de ieșire a preamplificatorului. În cel de-al doilea caz, amplificatorul final este echipat cu o celulă suplimentară acționată de schema R.A.P. și care poate furniza la ieșire o putere de 30-40 W, compensînd pierderea inițială de putere provocată de eventualele perturbații.

O variantă a acestei scheme este cea din fig.8.18., în care însă se

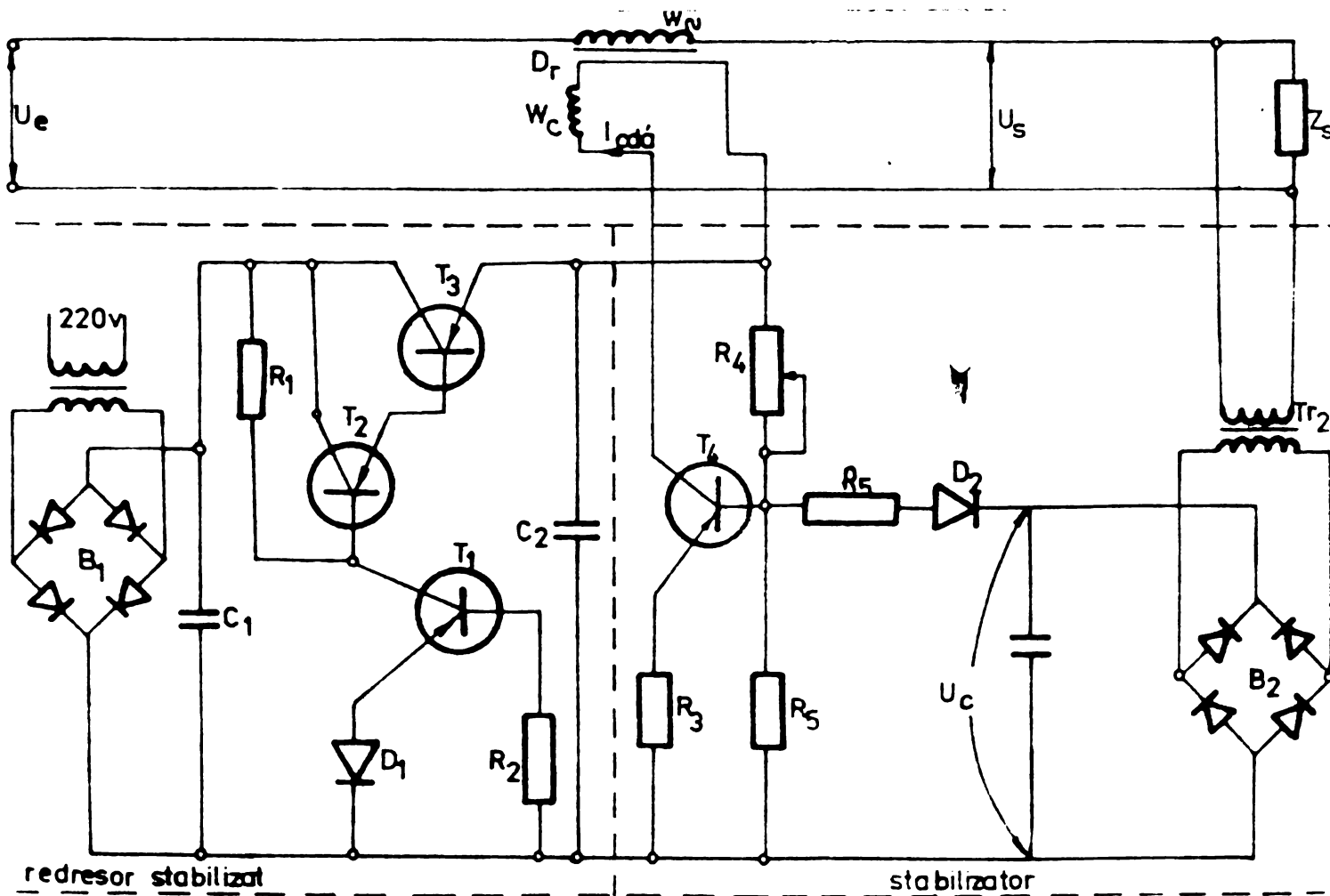


fig. 8.18. Schemă de stabilizare a amplitudinii oscilațiilor de la ieșirea generatorului

urmărește stabilizarea amplitudinii oscilațiilor la ieșirea generatorului funcție de variațiile sarcinii /31, 67/.

Această schemă folosește metoda de autocompensare a reglării tensiunii de ieșire U_e cu ajutorul unui drosel de comandă cuplat în circuitul de ieșire al generatorului, în serie cu sarcina și care lucrează pe porțiunea neliniară a caracteristicii, în apropierea zonei de saturație. Comanda droselului se face în C.C., a cărei valoare depinde de variațiile tensiunii U_s de pe sarcină. Înfășurarea de c.a. a droselului este formată din două secțiuni dispuse pe câte un miez și cuplate în așa fel, încât să aibă loc o compensare reciprocă a fluxurilor alternative. Pentru obținerea semnalului de comandă, se folosește un amplificator de C.c. a cărei alimentare se face de la o sursă stabilizată, montată pe o schemă formată din T_1 , T_2 , T_3 . Sarcina amplificatorului o constituie înfășurările de comandă ale droselului, variația negativării tranzistorului T_4 făcându-se de la redresorul B_2 a cărei tensiune de ieșire este proporțională cu U_s . În circuitul lui B_2 este cuplat stabilizatorul D_2 , care lucrează ca diodă de referință pe care se obține tensiunea redresată a semnalului. Astfel, când U_s crește, negativarea lui T_4 crește (spre 0) și curentul tranzistorului (p.n.p.) scade brusc, fapt ce duce la micșorarea saturației miezului și la creșterea inducției B , ce determină mărirea tensiunii în înfășurarea de comandă, compensând creșterea lui U_s . Dacă U_s scade, tensiunea pe înfășurările de comandă ale droselului se micșorează, pe sarcină menținându-se o tensiune apropiată de valoarea ei nominală. Reglarea regimului se face din R_3 și R_4 . Schema asigură o stabilitate a tensiunii U_s de $\pm 2,5\%$ la o modificare a valorii lui Z_s de $10 - 15\%$.

Experiențele efectuate în cadrul laboratorului de ultrasunete al

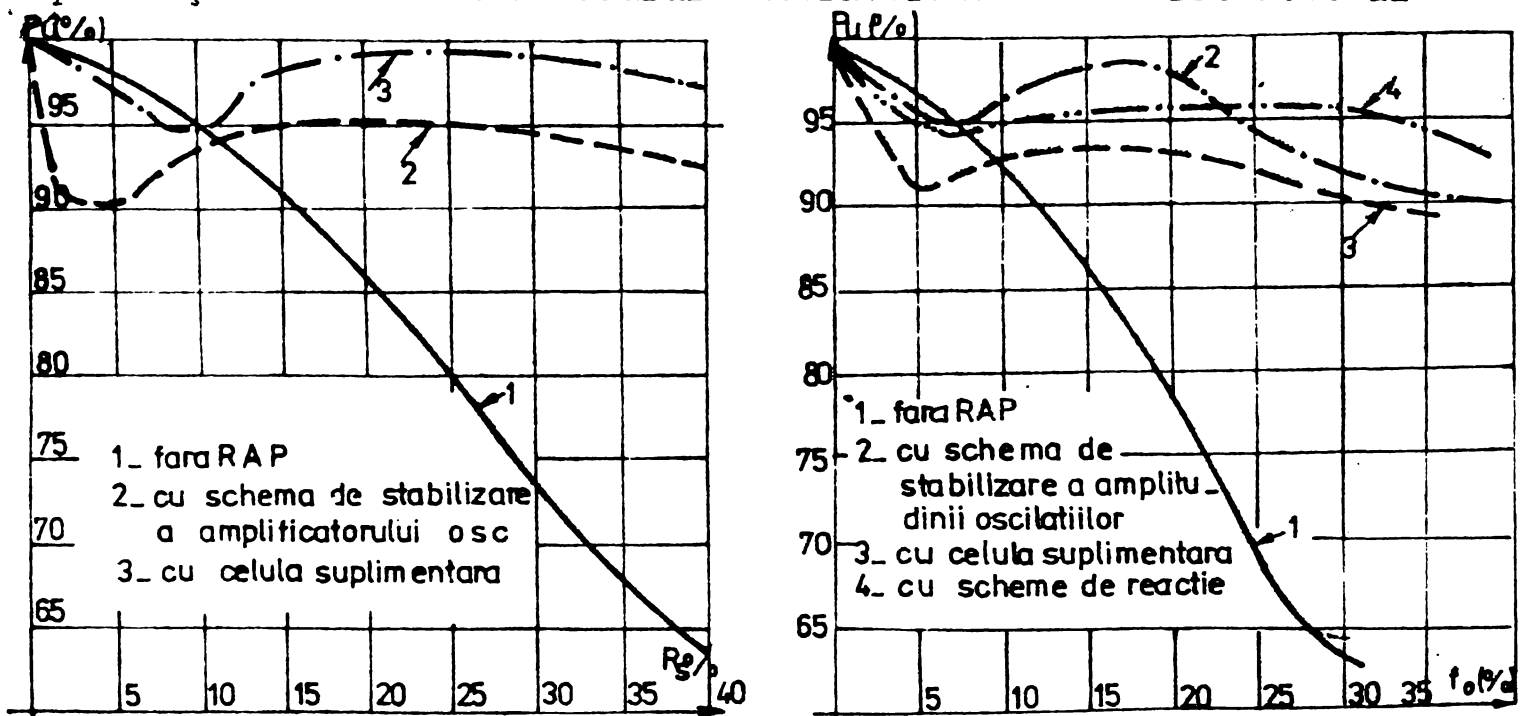


fig. 8.19_Gradul de eficacitate a schemelor de RAP in cazul variatiei R_s si f_o

Institutului Politehnic Timișoara privind eficacitatea acestor scheme a permis trasarea graficelor din fig.8.19.a și b, din care

se pot desprinde o serie de concluzii interesante. Experiențele s-au efectuat pentru o putere utilă $P_u = 200 \text{ W}$ și la variații ale lui R_g în sensul micșorării ei, iar pentru f_o , variații în stînga și în dreapta punctului de rezonanță $f_g = f_o$.

Din analiza graficelor, se poate observa că:

- nici una din scheme nu readuce puterea de ieșire la nivelul inițial, deoarece o fracțiune din această putere este utilizată pentru a forma semnalul de comandă a etajelor finale sau elementelor de reglare ;
- în cazul micșorării puterii datorită variației lui R_g (dar menținerii caracterului său activ), cele mai eficiente se dovedesc schemele de stabilizare a amplitudinii oscilațiilor, precum și de reglare automată a nivelului stabilit al puterii de ieșire ;
- modificarea caracterului sarcinii implică, pentru controlul puterii de ieșire a generatorului, fie utilizarea unor scheme R.A.F., fie a celor ce utilizează tehnici de reacție negativă, deoarece prelucrarea semnalului în acest caz elimină și eventualele defazaje ce apar între I_e și U_e , datorită caracterului reactiv al sarcinii;
- toate tipurile de scheme micșorează pierderile de putere în afara zonei de rezonanță a ansamblului generator-transductor, prin aceea că sistemul funcționează scurt timp în această zonă, procedeele menționate fie că limitează influența factorilor ce scot sistemul din rezonanță, fie că în prezența acestor factori readuc ansamblul în condițiile inițiale de funcționare.

8.3. MARIREA PUTERII SI RANDAMENTULUI GENERATORULUI PENTRU UN ANSAMBLU GENERATOR- TRANSDUCTOR

Pornind de la relațiile cunoscute ale puterii și randamentului etajelor finale, pe baza rezultatelor și concluziilor experimentale, s-a căutat mărirea acestor parametri, în contextul funcționării generatorului pe o sarcină complexă- transductorul cuplat cu concentratorul- sarcină supusă unor variații datorită condițiilor concrete de lucru. În această situație, puterea de ieșire depinde și de o serie de factori ca: modul de cuplare a concentratorului, "impedanța" spațiului de lucru, amplitudinea oscilațiilor mecanice ale blocului ultrasonic, aceștia avînd o influență directă sau indirectă asupra valorii și caracterului sarcinii pe care este debi-

tată puterea generatorului. Datorită acestui motiv, în decursul experiențelor, pentru diferite blocuri ultrasonice s-a căutat modalități de obținere a unor puteri și randamente superioare în condiții reale.

8.3.1. Adoptarea formei optime a semnalului de excitație a transductorului

Din capitolele anterioare s-a văzut că nivelul puterii de ieșire la un generator de ultrasunete depinde, în mare măsură, de regimul de lucru al etajelor finale și forma semnalului de amplificat, puteri mai mari obținându-se în cazul funcționării în regim de comutație sau în impuls. În această idee a fost experimentată excitarea unui transductor cu diferite forme de semnal, urmărindu-se amplitudinea oscilațiilor acestuia, cât și randamentul întregului sistem. S-a căutat, de asemenea, forma de semnal pentru care se obțin puteri de ieșire și randamente cât mai mari. Cu ajutorul schemei din fig.8.6. s-a putut vizualiza forma și mărimea oscilațiilor transductorului pentru diferite semnale de excitație. Considerând o celulă finală ca cea din fig.8.20, pentru aceasta puterea utilă și randamentul sînt descrise de graficele din fig.8.21.a,b.

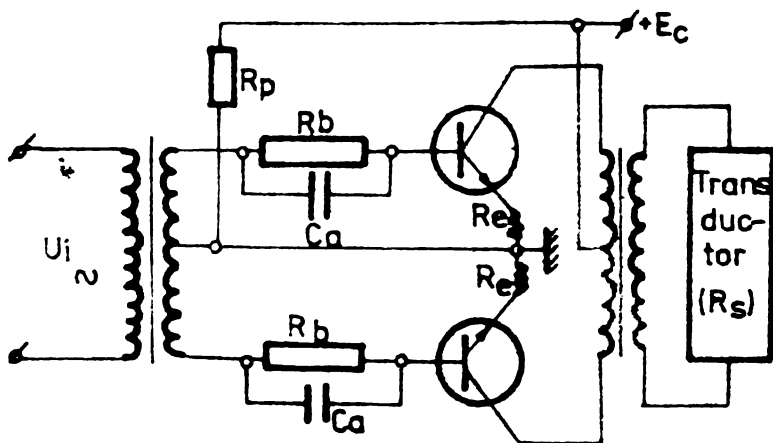


fig.8.20 - Schema unei celule finale în con-tinatimp

În toate cazurile, parametrii semnalului de ieșire au fost aleși cei optimi. Astfel, semnalul dreptunghiular este de tip "meandre" cu $f_n = 20,5$ KHz. (egală cu f_0 a transductorului), iar la regimul în impuls, durata impulsului și intervalul dintre două impulsuri succesive s-a stabilit astfel încît să se obțină o putere maximă. Dacă, așa cum era de așteptat, din punct de vedere al generatorului, puterea utilă și randamentul sînt maxime pentru regimurile în impuls și de comutație, răspunsul transductorului este puțin dife-

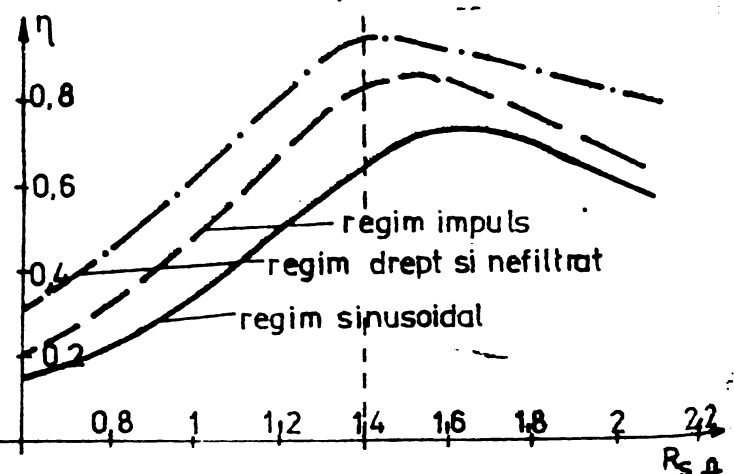
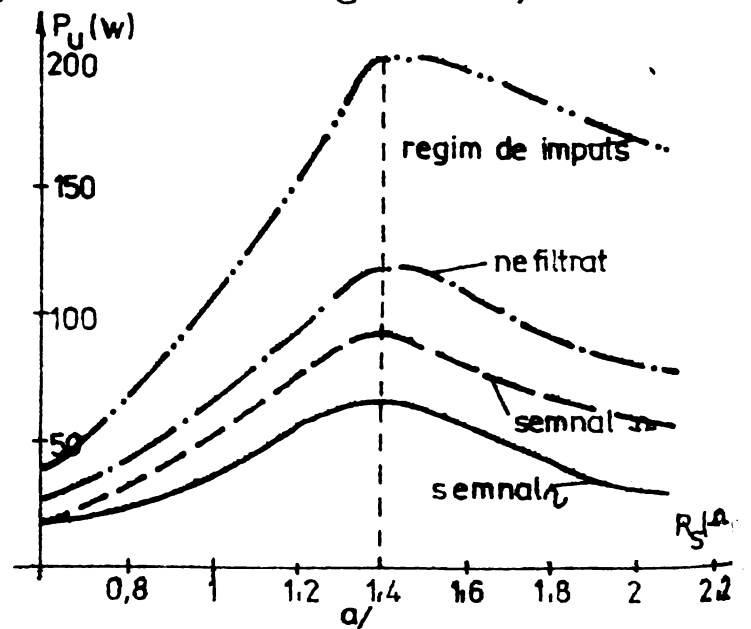


fig.8.21 - Variația puterii și randamentului pentru diferite regimuri de funcționare a etajului final

rit, în sensul că o funcționare stabilă cu un randament ridicat se obține totuși cu o excitație sinusoidală, cu o frecvență $f_g = f_o$. Astfel, aceeași valoare a amplitudinii oscilațiilor transductorului U_m se obține pentru nivele de puteri de excitație diferite, așa cum rezultă și din tabelul 8.2., din acest punct de vedere cel

Tabelul 8.2.

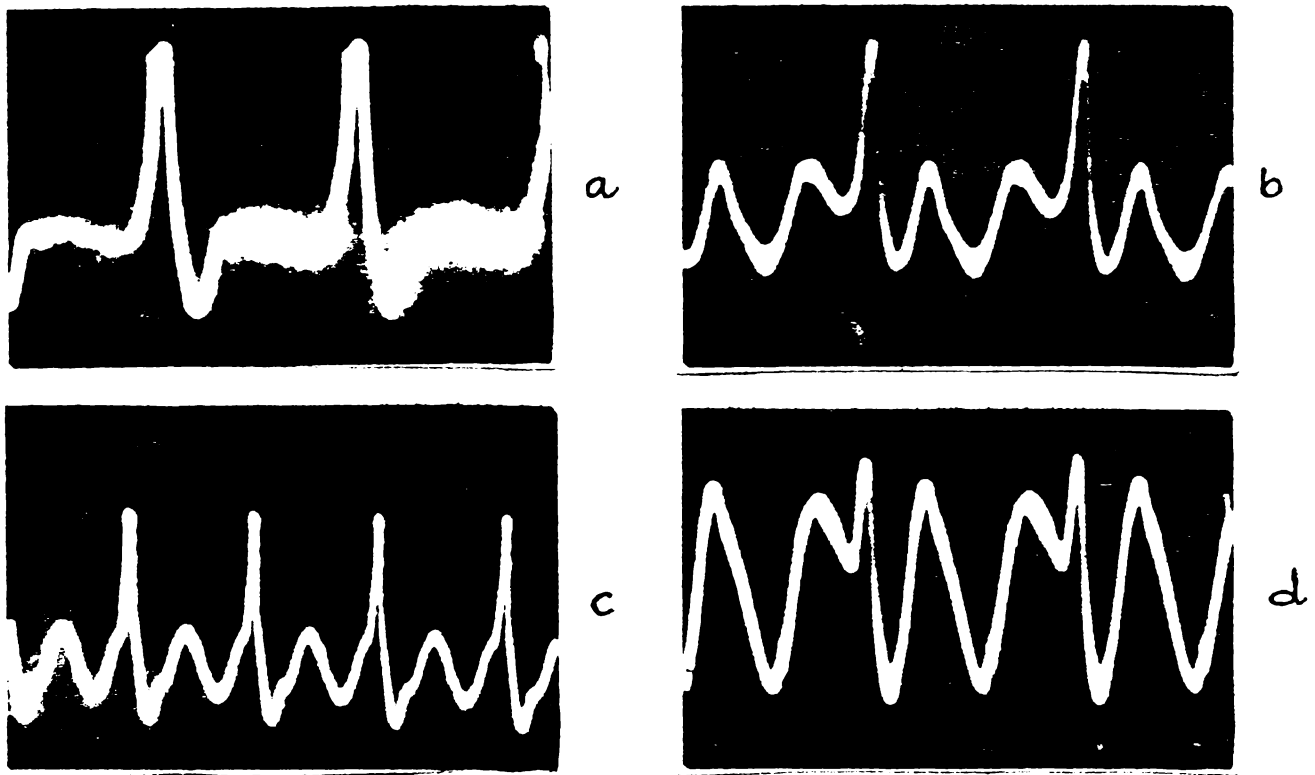
Regimul de funcționare a etajului final	U_m (diviziuni oscilograf)	P_u (W)
-sinusoidal	10	80
-sinusoidal cu tensiune de alimentare nefiltrată	10	96
-comutație fără filtre de atenuare a armonicilor.	10	135
-comutație cu filtru de atenuare a armonicilor.	10	105
-impuls	10	140

mai eficace dovedindu-se regimul sinusoidal. Acest fapt se poate explica prin aceea că la funcționarea etajelor finale în regim de comutație, tensiunea pe transductor are o formă dreptunghiulară și doar prima armonică a acestei tensiuni - cea care are $f = f_o$ și a cărei amplitudine este aproximativ 0,65 din valoarea tensiunii dreptunghiulare - determină intrarea transductorului în oscilație, celelalte armonici contribuind la creșterea pierderilor în trans-

ductor. Utilizarea filtrelor de suprimare a armonicilor superioare duce la micșorarea considerabilă a acestor pierderi, însă în aceste filtre se consumă 20 - 25% din puterea semnalului de excitație.

Din analiza datelor cuprinse în tabel, se observă că și în cazul regimului sinusoidal, dar cu tensiune de alimentare nefiltrată, se impune o putere de excitație mai mare, fapt ce se explică prin pierderea unei părți a puterii utile în elementele reactive ale sarcinii care se reflectă în primarul transformatorului de adaptare, provocând variații de tensiune sau curent pe ele, care nu se anulează reciproc. Deși la prima vedere s-ar părea că regimul sinusoidal este cel mai avantajos, deoarece nu produce pierderi suplimentare în transductor, nu implică utilizarea de filtre speciale; trebuie ținut cont că în celelalte cazuri, deși se solicită nivele de putere mai mari, acestea se obțin relativ ușor, în regimuri termice mai lejere pentru etajele finale. Obținerea acestor parametrii în regim de comutație sau impuls impune însă o corelație strictă a duratei și frecvenței de repetiție a impulsurilor cu frecvența de oscilație a transductorului.

Astfel, în fig.8.22. sînt redate oscilațiile transductorului excitație cu semnal dreptunghiular cu ζ și f_r variabil. Dacă în cazul



- fig.8.22.- Deformarea oscilațiilor transductorului la variația parametrilor semnalului de excitație.

în care $f_r = f_0$ și $\zeta = 0,5 Tr$ (a), oscilațiile transductorului sînt maxime pentru nivelul de putere stabilit, variația lui f_r duce atît la deformarea formei oscilațiilor, cît și la apariția de oscilații intermediare (b și c) ce produc pierderi în transductor și concentrator. Pentru anumite valori ale acestor parametri, oscilațiile intermediare au amplitudini destul de mari(d), transductorul oscilînd "forțat" pe o frecvență diferită de frecvența sa naturală de oscilație, fapt ce duce la creșterea pierderilor și stricarea adaptării cu generatorul. Concluzii interesante s-au desprins și în urma testării transductorului la excitații cu impulsuri de tensiune obținute cu o schemă ca cea din fig.8.23.

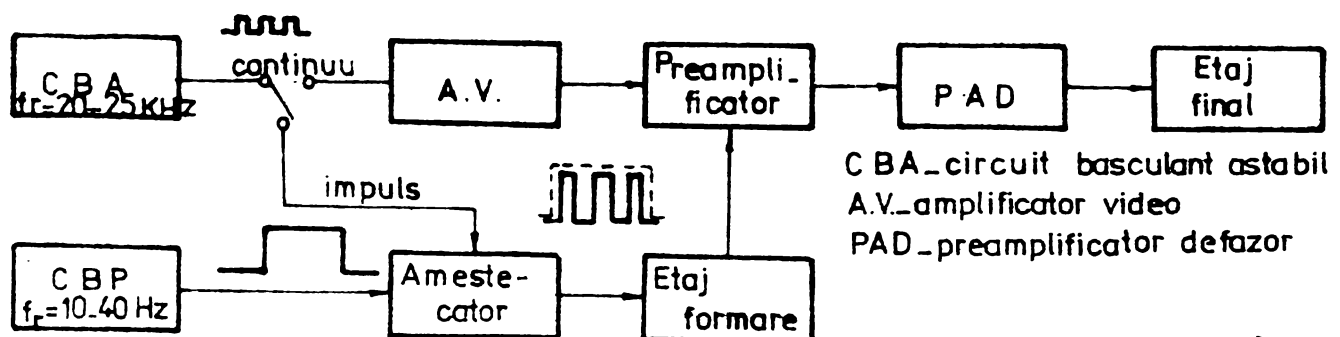
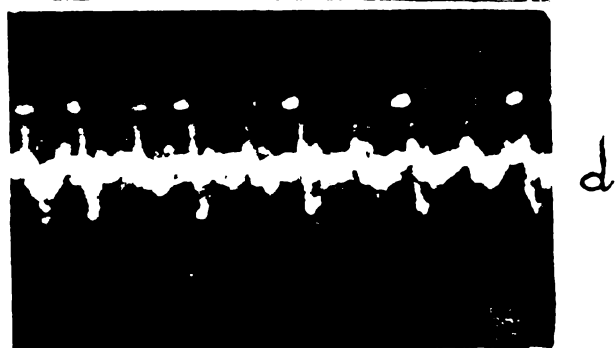
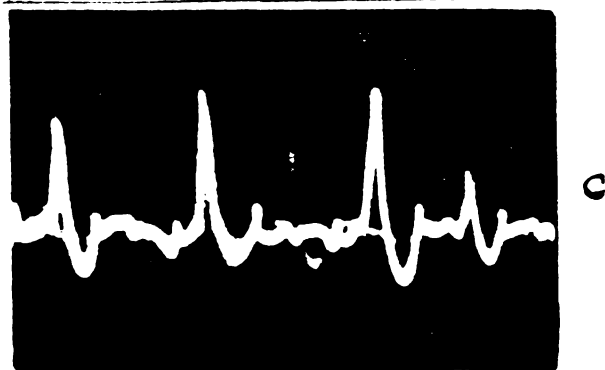
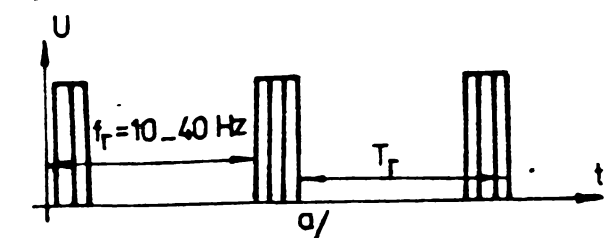


fig.8.23_Schema principiala a unui generator de ultrasunete in impuls cu tranzistoare

La acest tip de montaj, în calitate de oscilator pilot este utilizat

un circuit basculant astabil, a cărui frecvență de oscilație poate fi modificată în limitele 20-25 KHz. La ieșirea lui rezultă impulsuri cu frecvență variabilă, care



sînt modulate de către altă serie de impulsuri, astfel că la ieșirea etajului de formare vom obține "pachete" de impulsuri cu o frecvență de 10-40 pachete pe secundă, fiecare pachet conținînd impulsuri cu $f_r = 20-25 \text{ KHz}$. Aceste pachete sînt amplificate și aplicate etajului final care lucrează în comutație. Funcționarea celulei în acest regim permite obținerea unor puteri în impuls de 400-500 W, în condițiile unei puteri medii de 20-30 W. Deci, la ieșirea generatorului apar impulsuri scurte de tensiune, cu putere mare, care excită în transductor oscilații cu caracter aperiodic (fig.8.24.a și b). Sub acțiunea impulsului, transductorul începe să oscileze liber pe frecvența sa proprie de rezonanță, oscilațiile atenuîndu-se în timp. Dacă se reglează astfel perioada T_r încît cel de-al doilea impuls de excitație să nu găsească transductorul în momentul în care oscilațiile sale sînt atenuate complet, ci puțin înainte, se poate ajunge la o amplificare a oscilațiilor acestuia pînă la valoarea lor maximă (c).

-fig.8.24-Răspunsul transductorului la excitația în impuls.

Considerîndu-se timpul de amortizare a oscilațiilor τ_a timpul în care amplitudinea unei oscilații scade la 1/10 din valoarea maximă, aceasta se poate calcula cu relația /23/.

$$0,1 U_{\text{max.}} = U_n \cdot e^{-\alpha \tau_a} \quad (8.5.)$$

Asimilînd transductorul cu un circuit oscilant R L cu constante distribuite, α va reprezenta coeficientul de amortizare a oscilațiilor libere, fiind date de relația:

$$\alpha = \frac{r}{2L} = \frac{\omega_0}{2Q}$$

unde Q este factorul de calitate al circuitului. Transductorul de

ferită fiind un circuit oscilant de bună calitate, pentru el se poate estima $Q \cong 1000$.

Din relația (8.5) rezultă:

$$e^{-\alpha \tau_a} = \frac{1}{10} \quad \text{și} \quad -\alpha \cdot \tau_a = -1 \text{ n } 10 = -2,3026$$

$$\tau_a = \frac{2,3026}{\alpha} = 4,6 \frac{Q}{\omega_0} \quad (8.6.)$$

Pentru transductorul testat, frecvența de rezonanță fiind $f_0 = 19,6$ KHz., din relația (8.6) rezultă $\tau_a \approx 38$ ms. Deci, perioada între două impulsuri de excitație-pentru a nu găsi transductorul în momentul când oscilațiile sale sînt complet amortizate - ar putea fi $T_r = 34-35$ ms, ceea ce corespunde unei frecvențe de repetiție a pachetelor de impulsuri de $f_r = 28-30$ Hz. Alegerea momentului excitației cu cel de-al doilea impuls trebuie făcută cu atenție, deoarece dacă acesta sosește atunci când oscilațiile transductorului au amplitudine mare, se poate ajunge la o amplificare în "avalanșă" și la ruperea transductorului. Oscilațiile unui transductor magnetostrictiv imediat după fisurare sînt redată în fig.8.24.d.

Concluzionînd asupra rezultatelor obținute prin excitarea transductorului cu diferite forme de semnal, se poate afirma că:

- forma sinusoidală a semnalului se poate adopta în situațiile în care nu se cer puteri deosebit de mari și nici randamente peste 70 %, dar se impun distorsiuni minime. Un alt avantaj al semnalului sinusoidal este acela că legătura generator - transductor se face direct prin transformator, fără dispozitive intermediare, în afară doar de elementul (L sau C) de compensare a caracterului reactiv al impedanței transductorului în apropierea zonei de rezonanță. Dacă se impune obținerea unor puteri mari, apropiate de performanțele maxime ale tranzistoarelor, este necesar să se adopte soluții constructive care să permită disiparea căldurii (radiatoare adecvate, sisteme de ventilație, dispozitive de protecție împotriva ambalării termice etc.), care duc la mărirea gabaritului și prețului de cost. Un alt dezavantaj al acestei soluții îl reprezintă faptul că parametrii energetici ai generatorului (P_u, η) și ai ansamblului sînt puternic influențați de variațiile sarcinii ;

- tensiunea de excitație de formă dreptunghiulară se adoptă în cazul în care se dorește să se obțină puteri mari și un randament mai ridicat al generatorului decât în cazul formei sinusoidale. Prin adoptarea acestei situații, regimul termic al tranzistoarelor este mai lejer, sau pentru același regim termic ca și în cazul formei sinusoidale, se poate obține la ieșirea generatorului o putere utilă cu aproximativ 25-30 % mai mare, pe seama micșorării pierderilor pe colector, deoarece tranzistoarele finale lucrând în comutație, se permite utilizarea lor după I_{cmax} și U_{cmax} .

Tensiunea fiind dreptunghiulară, adică:

$$u(t) = U \cos. \omega t - \frac{U}{3} \cos. 3\omega t + \frac{U}{5} \cos 5\omega t + \dots$$

apar armonici superioare al căror aport devine însemnat în excitația transductorului, dar nu pe frecvența de bază, ducând astfel la apariția pierderilor, fapt ce determină ca randamentul ansamblului generator - transductor să nu fie mai mare decât în regim sinusoidal, deși acesta din urmă este excitat cu puteri mai mari.

- excitarea transductorului cu impulsuri de tensiune sau curent oferă avantajul obținerii unor puteri mai mari și randament de 85-90 % pentru generator, în condiții ușoare de funcționare a etajelor finale. De asemenea, față de celelalte soluții, crește și randamentul întregului ansamblu cu 5-10 %. Un avantaj însemnat al acestei soluții îl prezintă faptul că generatorul nu trebuie echipat cu scheme R.A.F. sau R.A.P. deoarece variațiile sarcinii de orice natură - nu influențează asupra parametrilor energetici ai generatorului, impulsurile acestuia fiind foarte "rare", majoritatea perioadelor în care parametrii sarcinii variază se produc în pauza dintre două impulsuri ale generatorului. Dezavantajul acestei metode de excitație a transductorului îl constituie faptul că oscilațiile sculei nu sînt constante, amplitudinea lor urmărind modul de oscilare a transductorului, deci această soluție nu poate fi aplicată în procesele de prelucrare în care se impune o amplitudine constantă a oscilațiilor la capătul concentratorului.

CAPITOLUL 9

STUDIUL FIABILITATII GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE

Așa cum s-a mai arătat, fiabilitatea generatoarelor de ultrasunete reprezintă un parametru principal care este luat în considerare de către toate firmele constructoare, deoarece în prezent nu se pune numai problema ca generatorul să-și îndeplinească funcția sa în cadrul ansamblului de prelucrat cu ultrasunete, ci și ca această funcțiune să fie îndeplinită în timp cât mai îndelungat și în condiții de funcționare complexe, cu atât mai mult cu cât-spre deosebire de alte instalații - generatoarele de ultrasunete debitează permanent pe o sarcină a cărei valoare este puternic influențată de parametrii procesului de prelucrare. În acest context, între fiabilitate și ceilalți parametri ai generatorului există o legătură biunivocă, deoarece pe de o parte valoarea impusă (sau dorită) a fiabilității determină concepția de proiectare, alegerea schemei și prețul de cost al generatorului, iar pe de altă parte, regimul de lucru, destinația, numărul dispozitivelor auxiliare (RAF, RAP, bloc de compensare) influențează direct asupra siguranței în funcționare, cunoscut fiind faptul că, cu cât numărul componentelor unui montaj este mai mare, cu atât crește probabilitatea de defec-tare.

Pe parcursul experiențelor, s-au studiat două aspecte ale fiabilității și anume: fiabilitatea intrinsecă care depinde de concepția generatorului (schema electrică, calitatea pieselor etc.) și fiabilitatea de exploatare care depinde, printre altele, de condițiile de utilizare și întreținere a acestuia.

9.1. ANALIZA CONDITIILOR DE FIABILITATE

Studiind comportarea generatorului sub aspectul fiabilității, s-a căutat ca pe parcursul unui an de exploatare să se determine principalele cauze ale deranjamentelor apărute, iar în unele cazuri, au fost provocate intenționat unele deranjamente la piesele componente pentru a se observa influența acestora asupra siguranței generale în funcționare a generatorului. S-a constatat că, după natura defecțiunilor - acestea se pot împărți în trei categorii:

- defecțiuni intempestive, a căror prevedere este de obicei imposibilă ;
- degradări - ieșirea din funcție a componentelor sau sub-

ansamblelor datorită unor modificări lente ale caracteristicilor principale ;

- defecțiuni datorită exploatării- au apărut în momentul când generatorul lucra în condiții de ambianță și regimuri de lucru ce depășeau pe cele maxim admisibile.

În tabelul 9.1. sînt sintetizate principalele defecțiuni ale elementelor componente și cauzele care le-au generat, pe durata de 500 ore funcționare fără solicitări deosebite sau variații rapide de parametrii.

Tabelul 9.1.

Denumirea piesei	Nr.de buc.în montaj	Nr.de defecțiuni	Modul de defectare	Cauza defectării
Tranzistoare uzuale	6	1	scurtcircuit	supratensiune
Tranzistoare de putere	14	5	scurtcircuit sau întrerupere	supracurent ambalare termică
Diode redresoare	4	-	-	-
Diode Zehner	4	2	întrerupere	supratensiune încălzire
Condensatoare obișnuite	15	2	scurtcircuit	supratensiune, șocuri
Condensatoare electrolitice	6	3	întrerupere	supracircuit vibrații, șocuri
Rezistențe chimice de mică putere	37	2	întrerupere	supracurent
Rezistențe de putere	10	4	întrerupere	supracurent
Potențiometre	2	-	-	-
Transformatoare	2	1	arderea secundarului	scurtcircuit în sarcină
Siguranțe	2	11	întrerupere	supracurent

Se poate observa că numărul cel mai mare de defecțiuni l-au prezentat tranzistoarele de putere, la care vibrația regimului de lucru- datorită modificărilor sarcinii-, ambalarea termică, au provocat deteriorarea acestora. S-a observat, totuși, că viteza de defectare nu variază sensibil cu temperatura pînă la o anumită zonă critică a temperaturii. La toate tipurile de tranzistoare, intensitatea defecțiunilor crește cînd converg influențele a trei factori: temperatura, puterea disipată și tensiunea U_{cz} , așa cum se poate

observa și din fig.9.1.a și b. Analiza curbelor scoate în evidență

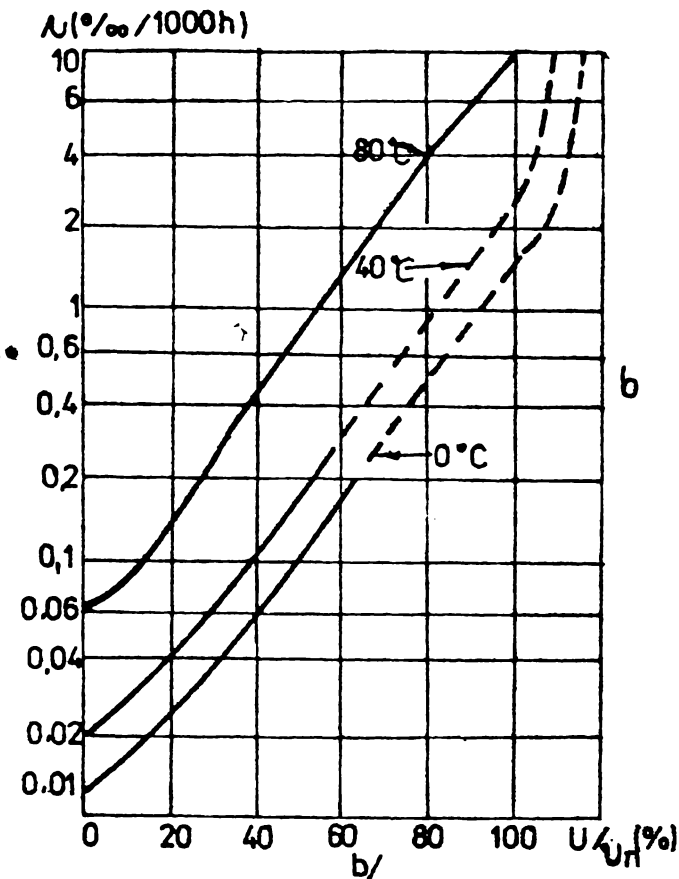
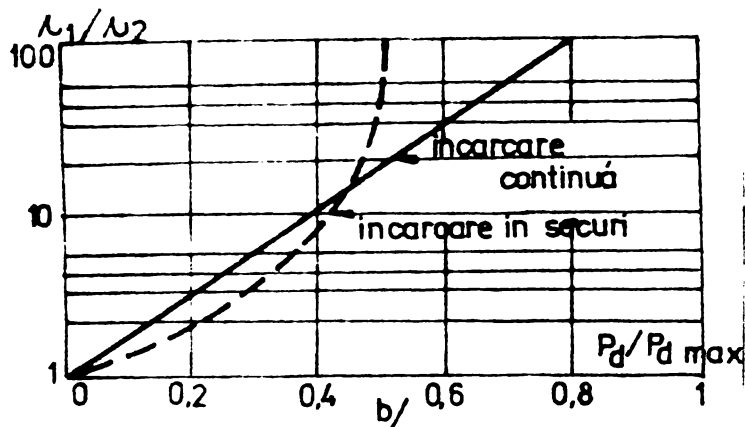
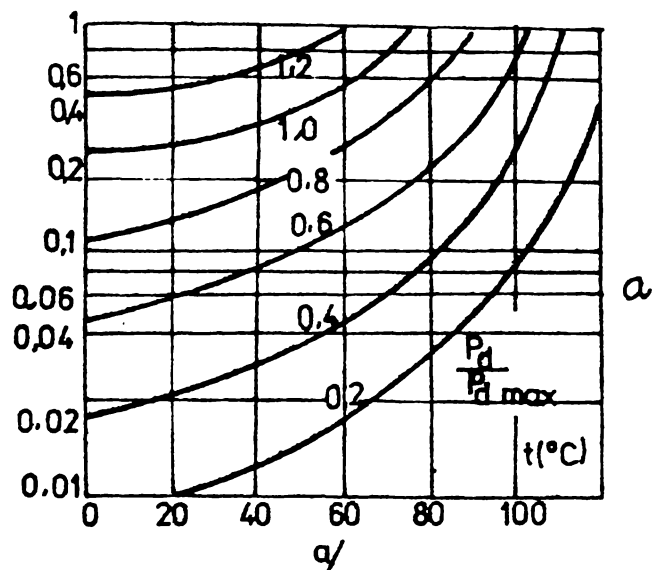
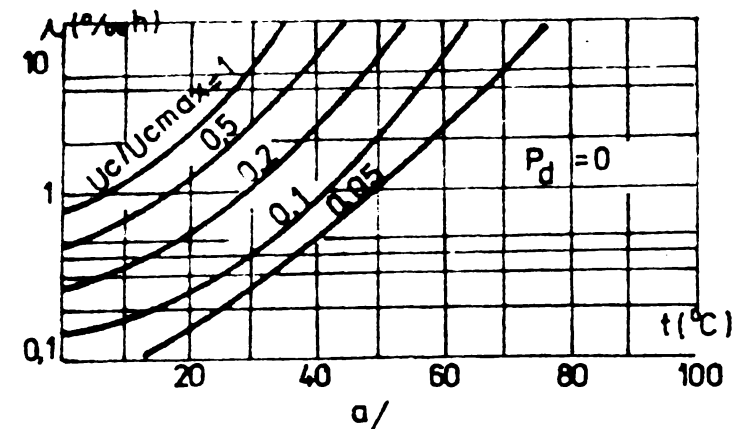


fig.9.1. Viteza de defectare a tranzistoarelor functie de t, U_c (a) P_d (b)

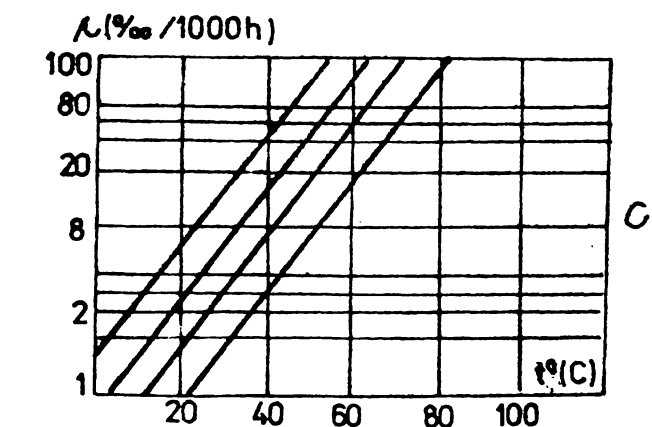


fig.9.2. Viteza de defectare a rezistentelor (a) condensatoarelor cu hartie (b) și electrolitice (c) functie de puterea disipata, tensiune și temperatura.

faptul că fiabilitatea tranzistorului crește mult dacă sînt micșorate solicitările lui în circuit și că pînă în jurul temperaturii de 40°C, dispersia parametrilor este redusă, iar numărul de defecțiuni - negliabil. Încărcarea tranzistoarelor duce la o creștere a frecvenței deranjamentelor (λ_1) față de situația funcționării în gol (λ_2). Așa cum era de prevăzut, s-a demonstrat și practic că pentru componentele active ale generatorului este mult mai greu să funcționeze în șocuri decît sub un regim de încărcare continuă. Acești factori influențează și asupra fiabilității componentelor pasive. Dacă la rezistență este periculos să se depășească puterea disipată, pentru condensatoare parametrul important îl reprezintă tensiunea nominală de lucru (fig.9.2.a, b, c).

Din cele trei grafice se poate observa că subîncărcarea componentelor pasive prelungeste durata de viață a acestora. Trebuie remarcat faptul că defecțiunile componentelor pasive s-au datorat în cvasitotalitatea cazurilor nu viciilor de construcție, ci supraîncărcării regimului de funcționare. Astfel, la rezistențele de putere din emitorul etajelor finale, toate defecțiunile s-au produs ca urmare a creșterii curentului I_c , datorită în special unor cauze exterioare generatorului (dezadaptarea cu sarcina, modificarea valorilor sarcinii, străpungerea condensatoarelor de compensare).

Dacă în unele cazuri tranzistoarele finale au rezistat datorită faptului că funcționau cu o rezervă de curent de 30-50 %, componentele pasive s-au deteriorat, motiv ce a determinat adaptarea ulterioară a unor dispozitive de limitare a curentului de colector, sau chiar de întrerupere a funcționării generatorului în momentul când I_c tinde să depășească valoarea critică.

Un alt aspect care s-a studiat a fost regimul de lucru al generatorului pentru care numărul deranjamentelor este cel mai mic, în contextul obținerii unor parametrii energetici maximi. În această situație, generatorul a fost lăsat să funcționeze în gol, pe sarcină rezistivă constantă, sau avînd ca sarcină complexă blocul ultrasonic, în toate aceste situații provocîndu-se brusc variații ale sarcinii și regimului de încărcare a etajelor finale.

S-a experimentat funcționarea generatorului în aceste condiții timp de 300 ore (cu intermitențe), rezultatele încercărilor, adică variația în timp a defecțiunilor apărute fiind cea din tabelul 9.2.

Tabelul 9.2.

Regimul de lucru	Natura sarcinii	Defecțiuni apărute după:							
		cupla-re	2h.	4h.	6h.	8h.	10h.	12h.	15h.
Sinusoidal clasa B	în gol	1	-	-	-	-	1	-	-
	constantă	-	1	1	1	-	1	-	-
	variabilă	1	3	2	2	3	1	4	3
Dreptunghiular clasa B	în gol	1	-	-	1	-	-	-	-
	constantă	-	1	-	-	1	-	-	-
	variabilă	2	1	-	1	1	1	2	1
Comutație	în gol	-	-	-	1	-	-	-	-
	constantă	1	-	1	1	-	-	-	-
	variabilă	1	1	-	-	1	-	2	-

Trebuie menționat faptul că în toate regimurile de funcționare, variația parametrilor pentru a se "provoca" defecțiunea s-a făcut în aceleași limite. Și cu această ocazie, a ieșit în evidență avantajul funcționării etajelor finale ale generatorului, în regim de comu-

tație. Dacă la cuplare, în toate regimurile, au apărut defecțiuni minore (în special arderea siguranței)- care în general sînt cauzate de traversarea regimurilor tranzitorii de către elemente active, din tabelele 9.2 și 9.3 - ridicate pe baza rezultatelor experimentale- se poate observa că sarcina variabilă afectează toate regi- murile de lucru, dar este suportată cel mai greu de cel sinusoidal, deoarece în acest caz, pentru obținerea unor puteri și randamente sporite, etajele finale funcționează în regimuri termice mai încăr- cate.

Tabel 9.3.

Componenta defectată	Sinusoidal			Dreptunghi- lar			Comutație		
	G	C	V	G	C	V	G	C	V
Tranzistoare uzuale	-	-	1	-	-	-	-	1	-
Tranzistoare de putere	-	-	4	-	-	2	-	-	2
Diode redresoare	-	-	2	-	-	-	-	-	-
Diode Zehner	-	-	3	-	1	1	-	-	-
Condensatoare electr.	-	-	2	-	-	1	-	-	-
Rezistență de putere	-	1	3	-	1	-	-	-	2
Siguranță	2	-	1	1	-	2	1	-	-
Transformatoare	-	-	-	-	-	1	-	-	-
Circuit integrat	-	-	1	-	-	-	-	-	-
Comutatoare	-	1	-	-	-	-	-	-	-
Instrument de măsură	-	-	-	-	-	-	-	-	1
Droșele filtraj	-	-	1	-	-	1	-	-	-
Rezistențe uzuale	-	1	-	-	-	1	-	-	-
Condensatoare uzuale	-	1	-	-	-	-	-	1	-
Lipituri, cablaj etc.	-	-	1	1	-	-	-	1	-

G = funcționare în gol ; C= funcționare pe sarcină constantă;
V = funcționare pe sarcină variabilă.

De altfel, din cele 19 defecțiuni apărute în acest regim, 11 s-au produs în etajul final (tranzistoare de putere, rezistențe de wataj, droșele și diode de stabilizare a tensiunii pe colector).

Deoarece majoritatea defecțiunilor- în toate regimurile de lucru- au apărut în etajele finale și cele de alimentare (sta- bilizatoarele de tensiune), pe parcursul experiențelor, s-a căutat să se stabilească limitele în care pot varia parametrii acestor e- taje, fără a scoate din funcțiune generatorul. Pentru etajul final, s-a luat ca parametru de control R_s și funcție de valoarea acestu-

ia s-a reprezentat variația lui I_c și U_c pînă în apropierea zonei în care etajul final încă își mai îndeplinește funcția de amplificator de putere (fig.9.3.a și b), iar în unele cazuri, pînă la apariția simptomului de deranjament.

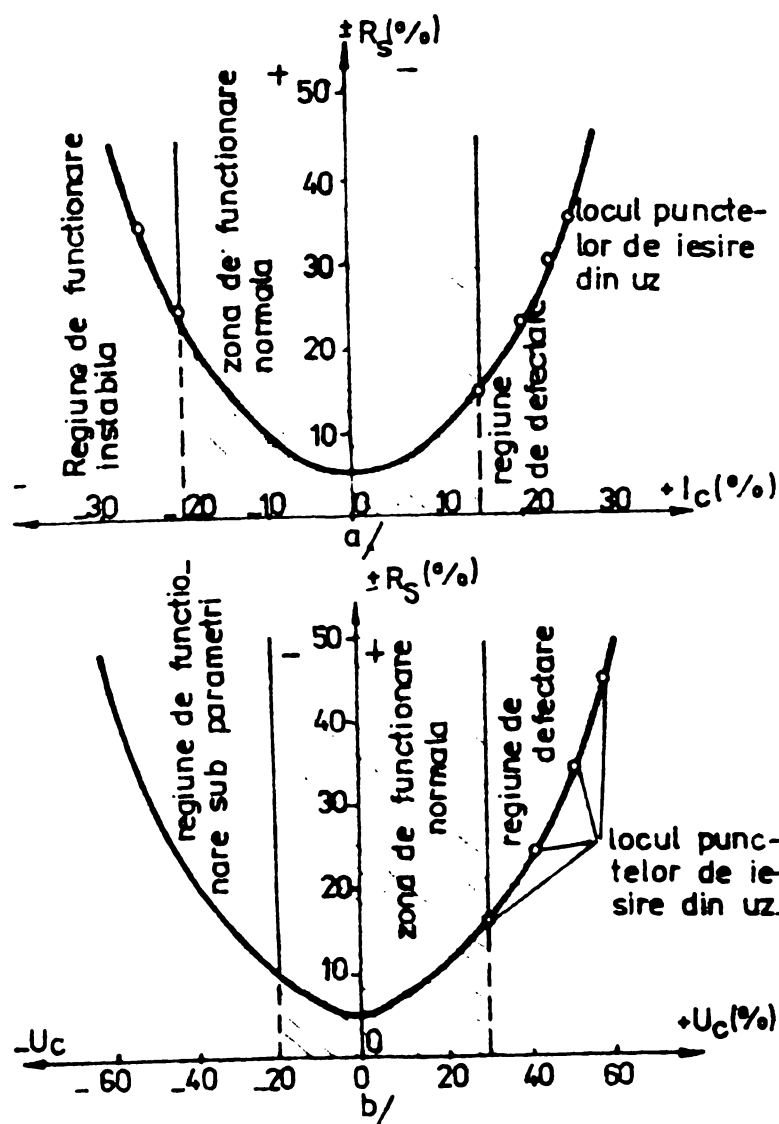


fig.9.3. Limitele de variație nepericuloasă a curentului I_c (a) și tensiunii de ieșire U_c (b) pentru un etaj final

La ridicarea graficului, s-a considerat originea ca punctul unde valoarea lui R_s este optimă și pentru care etajul funcționează la parametri calculați ($I_c = 6$ A). Pentru ambii parametri, variația lui R_s dă naștere la două zone: cea de funcționare instabilă, sub valorile calculate ale lui I_c și U_c și cea de defectare. Astfel, la o creștere a curentului peste 15% pentru montajul experimentat, în regim sinusoidal apare pericolul străpungerii tranzistoarelor finale și arderii rezistențelor de putere R_e (fig.8.2o). La o micșorare a curentului sub 20% din valoarea calculată, nu se mai poate asigura nivelul necesar al puterii de ieșire. Din punct de vedere al amplitudinii tensiunii de ieșire, variațiile rapide ale sarcinii (chiar în limitele mai

mici) provoacă erupții pe etajele finale (datorită transformatorului final), care distrug tranzistoarele finale prin fenomenul de "breakdown". Si în acest caz, scăderea amplitudinii sub 15-20% nu mai asigură nivelul stabilit al puterii de ieșire. Pentru regimul de lucru în comutație, zona de funcționare normală se mărește în dreapta cu aproximativ 30-40% deoarece variațiile sarcinii influențează direct asupra lui I_{cmax} și U_{cmax} , iar deteriorarea tranzistoarelor și rezistențelor de putere este provocată de creșterea peste valoarea admisă a valorii medii a acestor parametri.

Pe baza acestor rezultate experimentale, în interiorul zonei hașurate se poate alege valoarea nominală optimă și toleranțele admisibile pentru schema dată, evaluându-se astfel marginea de siguranță pînă la ieșirea din funcțiune a generatorului.

Pornind de la considerente teoretice, pe parcursul experiențelor s-a studiat influența coeficientului de sarcină K_g (ce caracterizează durata de viață a unei componente funcție de încărcarea sa) asupra intensității defecțiunilor. În cazul componentelor principale ale etajului final, durata de viață se exprimă prin următoarele relații : /9, 45/

- pentru rezistențe
$$K_{SR} = \frac{P_{dr}}{P_{do}}$$
 unde: P_{do} - puterea disipată nominală
 P_{dr} - puterea disipată reală, în condițiile de funcționare

- pentru tranzistoare
$$K_{SR} = \frac{P_{cr} + P_{br}}{P_{cmax} + P_{bo}}$$
 unde:

P_c și P_b reprezintă puterile disipate pe colector și bază în condițiile reale (r) și nominale (o). În fig.9.4. este reprezentată variația intensității defecțiunilor pe parcursul a 150 ore în funcție de încărcarea componentelor etajului final.

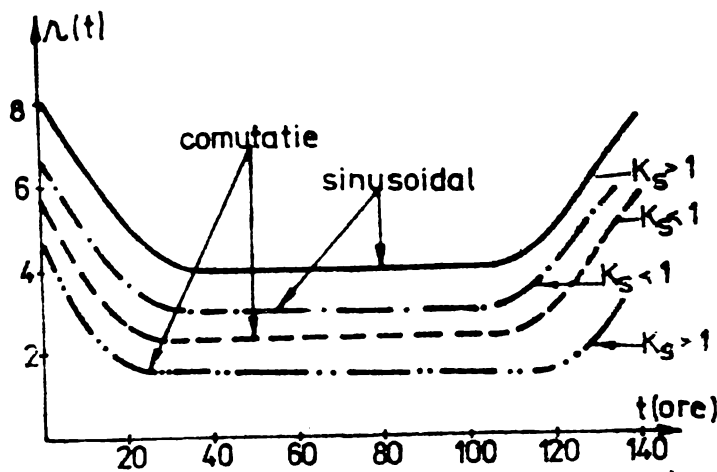


fig.9.4 - Variația lui $\lambda(t)$ corespunzătoare celor două regimuri de încărcare

Se poate observa că regimul de lucru descărcat contribuie la creșterea duratei de funcționare a componentelor și deci, la fiabilitatea generatorului.

Distribuția lui λ arată că în regimul de comutație, la același nivel de încărcare a componentelor etajului final, numărul deranjamentelor este mai redus, deoarece la tranzistoarele funcționând în comutație este preferabil să se atace cu semnal mare, fiindcă- așa cum s-a arătat în capitolul 6- puterea disipată este maximă pentru o amplitudine a semnalului de atac egală cu $0,64 U_{max}$.

9.2. PROIECTAREA OPTIMA A GENERATOARELOR DE ULTRASUNETE SUB ASPECTUL FIABILITATII

Avînd în vedere destinația și condițiile de lucru ale generatoarelor de ultrasunete, încă din faza de proiectare a acestora, obținerea unei fiabilități ridicate trebuie să constituie un obiectiv principal.

Asigurarea acestui deziderat este posibilă doar în cazul în care, încă din faza inițială a proiectării, se ține cont de o serie de reguli reieșite atît din calculele privind siguranța în funcționare, cît mai ales din experiența practică privind funcționarea și exploatarea generatoarelor de ultrasunete. Astfel:

1. Alegerea schemei generatorului trebuie să fie cît mai simplă, cu condiția de a se obține însă parametrii energetici impuși. Creșterea numărului de elemente ale schemei duce la scăderea siguranței în funcționare, deoarece considerînd că defectarea oricărei piese poate scoate din funcțiune generatorul, siguranța globală va fi :

$$S = \prod_{i=1}^n s_i = \exp \left(- \sum_{i=1}^n K_i \cdot t \right).$$

unde: s_i = siguranța unei piese ; K_i - coeficientul de încărcare (regimul de funcționare); n = numărul de piese. Cunoșcînd piesele care provoacă cele mai multe defecțiuni, se poate mări siguranța în funcționare reducînd numărul acestora, solicitarea la care sînt supuse, eventual înlocuindu-le cu altele mai sigure. Echiparea generatoarelor de ultrasunete cu scheme R.A.F., R.A.P. etc. contribuie la micșorarea siguranței în funcționare atît prin faptul că se mărește numărul de piese din montaj, cît și datorită faptului că aceste scheme constituie căi de reacție prin care se transmit spre etajele generatorului perturbațiile de pe linia generator-transductor.

2. Pretutindeni unde este posibil, se recomandă utilizarea unor scheme standard bine studiate, care dacă sînt larg folosite beneficiază și de avantajul producției de serie.

3. Incă din etapele inițiale ale proiectării, este bine să se determine teoretic siguranța generatorului. Pe schema funcțională, subblocurilor li se calculează siguranța pornind de la componente, evaluîndu-se apoi fiabilitatea generatorului. Rezulta-

tele acestui calcul permit înlăturarea unor sisteme nesigure, economii de timp și bani etc.

4. Peste tot unde se permite, circuitele electronice și componentele să funcționeze la solicitări mai mici decât cele nominale, micșorându-se astfel viteza de defectare globală.

5. Metoda "rezervării" aparaturii (introducerea unor elemente sau ansamble de rezervă în paralel cu cele de bază) oferă, în principiu, perspective de mărire a fiabilității. Astfel, în cazul rezervării de "m" ori a fiecărui ansamblu, dintr-un aparat format din "n" ansamble identice, cu siguranța "s" fiabilitatea globală devine:

$$S = [1 - (1 - s)^{m+1}]^n$$

Această metodă conduce, însă, la mărirea prețului de cost al generatorului.

6. Intreținerea și repararea generatorului trebuie să se poată face cât mai ușor, deoarece complexitatea lui reclamă și un personal de deservire cu înaltă calificare. Se impune, deci, utilizarea unor sisteme de construcție moderne: ansamble sub formă de module interschimbabile, cablaje imprimate, încapsularea unor elemente etc., toate aceste procedee măbind și siguranța intrinsecă a echipamentului de prelucrat.

9.3. PROCEDEE DE MĂRIRE A FIABILITĂȚII

Pe lângă cerințele impuse în echiparea, construcția și exploatarea generatoarelor de ultrasunete, care în unele situații au un rol hotărâtor în ceea ce privește siguranța în funcționare, majoritatea firmelor constructoare adoptă soluții de prevenire a defectării generatoarelor sau, când acest lucru nu este posibil, de limitare la maximum a efectelor ieșirii din funcțiune a unor componente pasive sau active din compunerea schemei generatorului. Astfel, la toate tipurile de generatoare se pune în special problema protecției etajelor finale, unde regimurile de lucru accidentale (scurtcircuit în sarcină, oscilații parazite, șocuri de curent sau tensiune) pot duce la distrugerea instantanee sau în timp a tranzistoarelor de putere. Echiparea schemelor de montaj cu siguranțe normale sau ultrarapide nu este întotdeauna suficientă, deoarece și acestea acționează destul de lent în raport cu valoarea vitezei de variație a constantelor termice de timp ale joncțiunilor.

Asigurarea unei protecții eficiente presupune luarea unor măsuri care să :

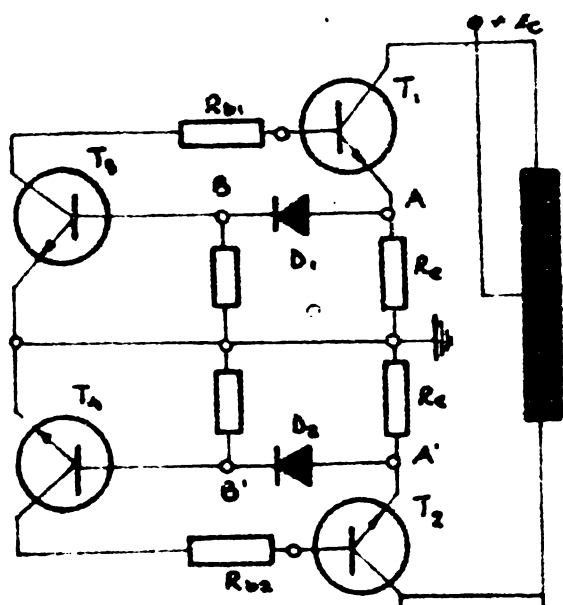
- poată limita curentul din dispozitivele finale, la valori acceptabile de către acestea ;
- ducă la declanșarea automată a alimentării, realizabilă electronic în cazul șocurilor de tensiune ;
- evite intrarea tranzistoarelor finale în regimul de "străpungere secundară".

În vederea realizării practice a acestor măsuri, s-au experimentat unele scheme destul de simple și cu o eficiență satisfăcătoare.

a) - Scheme de limitare a curentului

Sînt destinate să permită funcționarea etajului final la curentul prescris și să-l blocheze sau să scadă amplificarea etajului, în cazul cînd curentul de colector tinde să crească spre o valoare periculoasă.

În fig.9.5. este redată principial o asemenea schemă, ai cărei pa-



T_1, T_2 - tranzistoarele etajului final
 T_3, T_4 - tranzistoarele schemei de limitare

Fig. 9.5 Schemă de limitare a curentului

rametrii sînt astfel calculați, încît pentru valori ale lui I_c care nu depășesc valoarea stabilită prin proiectare, diodele D_1 și D_2 sînt blocate, menținînd în această stare și tranzistoarele T_3 și T_4 .

Cînd I_c crește peste o anumită valoare, potențialele din punctele A și A' cresc, diodele se deschid, fapt ce provoacă intrarea în conducție a tranzistoarelor T_3 și T_4 , care are drept rezultat scăderea potențialelor punctelor B și B' și deci, descreșterea curentului prin tranzistoarele finale.

b)- Scheme de protecție la șocurile de tensiune

Deoarece în capitolele anterioare s-au analizat unele metode și procedee de evitare a intrării tranzistoarelor în fenomenul de străpungere secundară, în fig.9.6. se prezintă un circuit de protecție împotriva șocurilor de tensiune ale sursei de alimentare.

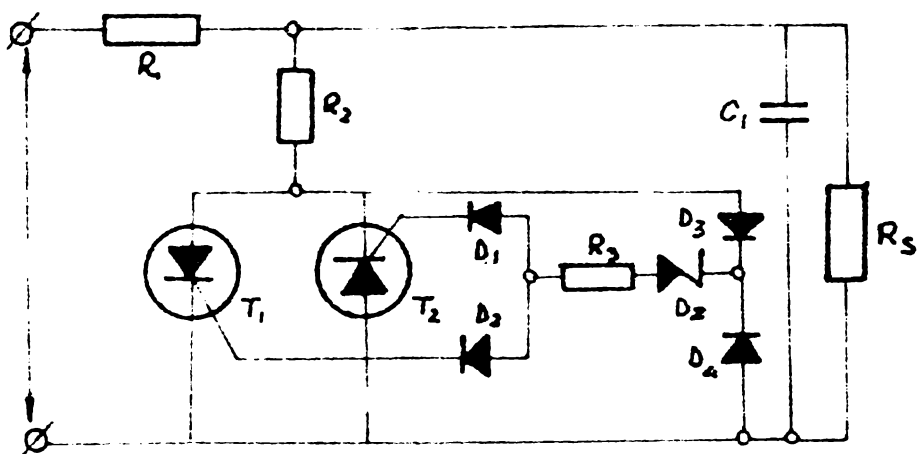


fig 9.6. Circuit de protecție la șocuri de tensiune.

Pentru protecție, tensiunea de avalanșă a diodei Zehner D_Z se alege egală cu tensiunea minimă la care protecția trebuie să fie eficace. Dacă această tensiune apare pozitivă, se va închide circuitul de poartă al tiristorului T_1 , amorsându-l. Dacă tensiunea este negativă, se

va produce amorsarea lui T_2 . Amorsarea tiristoarelor fiind foarte rapidă datorită lui Z_S și R_1 , va apărea un efect de divizare a șocurilor de tensiune, înainte ca ele să atingă valori periculoase pentru sarcină. La sfârșitul semialternanței care a produs amorsarea unui tiristor, acesta își va recăpăta funcțiunea de blocare a tensiunii de alimentare. Un asemenea tip de schemă se montează în serie cu etajele finale din punct de vedere al tensiunii de alimentare.

Considerațiile teoretice, precum și rezultatele experimentale relevă faptul că obținerea unor valori satisfăcătoare ale fiabilității reclamă o serie de măsuri începînd cu faza de proiectare a generatorului și terminînd cu modul de exploatare a acestuia.

Asigurarea unei fiabilități ridicate a generatoarelor de ultrasunete reclamă, pe lîngă măsurile analizate anterior, și o serie de condiții cum ar fi :

- exploatarea generatoarelor de ultrasunete de către un personal care să aibă o sumă de cunoștințe în domeniul electronicii, automaticii etc.;
- utilizarea generatoarelor de ultrasunete doar pentru operațiunile destinate prin proiectare și, pe cît posibil, pe același tip de sarcină, deoarece variația parametrilor procesului de prelucrare contribuie în mod hotărîtor la apariția perturbațiilor în funcțiune și deci, la scăderea fiabilității ;

CAPITOLUL 10
REZULTATE PRACTICE

În baza considerentelor teoretice, ținând seama și de rezultatele cercetărilor experimentale efectuate, s-au proiectat și realizat două generatoare de mică și medie putere, destinate efectuării studiilor de laborator în vederea realizării unor prototipuri de generatoare pentru uz industrial. Pe aceste generatoare au fost testate diferite blocuri ultrasonice atât sub aspectul comportării acestora în condiții complexe de funcționare, cât și a influenței lor asupra parametrilor energetici ai generatorului.

În proiectarea și construcția generatoarelor s-a pornit de la necesitatea experimentării mai multor variante de scheme în scopul adoptării celor mai eficiente soluții, precum și de la imperativul funcționării generatoarelor cu diverse tipuri de sarcini, pentru a se desprinde concluzii edificatoare privind interacțiunea generator-transductor.

Un alt obiectiv care s-a urmărit în realizarea schemelor practice a fost echiparea acestora numai cu componente active și pasive de producție românească. Caracteristicile și particularitățile constructive se prezintă în mod succint în cele ce urmează:

10.1. Generator de ultrasunete de 300 W

A fost conceput inițial ca un instrument de laborator în vederea testării modului de comportare și răspunsului sarcinii, de aici derivând și unele particularități privind parametrii electrici cum ar fi: frecvența variabilă în bandă largă, reglarea puterii de ieșire atât în trepte cât și fin, forme diferite ale semnalului de ieșire etc.

Schema bloc a generatorului este redată în fig.10.1.

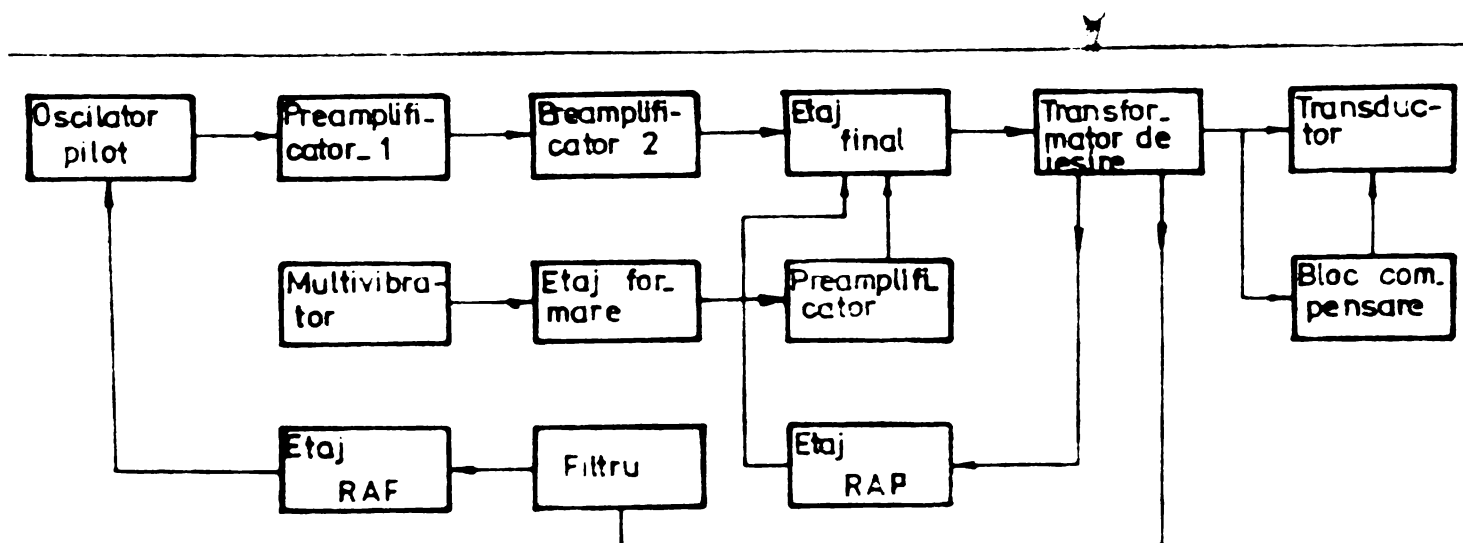


fig. 10.1. Schema funcțională a generatorului de 300 w

Principalele caracteristici ale acestui generator sînt:

- gama de frecvențe : 19 - 30 KHz.†
- puterea de ieșire maximă : 300 W;
- nivelul puterii de ieșire : 10-300 W în 4 trepte ;
- forma semnalului de ieșire: sinusoidală sau dreptunghiulară;
- modul de lucru: continuu sau intermitent.

Din analiza schemei funcționale se observă că generatorul dispune de două canale:

- canalul semnalului sinusoidal, format dintr-un oscilator pilot, două etaje preamplificatoare și un etaj final, compus din 4 celule amplificatoare în contratimp, clasă B ;

- canalul semnalului dreptunghiular, format dintr-un multivibrator astabil, echipat cu un circuit integrat de tip "SI-NU" cu legături de reacție adecvate, un etaj de formare și un preamplificator. Etajul final este comun ambelor canale.

Transformatorul de ieșire este cuplat cu un bloc de compensare care permite adaptarea generatorului cu 5 transductoare diferite ca rezistență de sarcină.

În vederea protejării etajelor finale ale generatorului împotriva curenților de suprasarcină, s-au adoptat două măsuri:

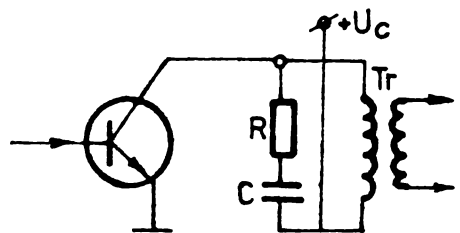


fig.10.2_ Rețea de protecție a etajelor finale

- introducerea regimului de lucru "intermitent" care permite generarea oscilațiilor doar pe o perioadă scurtă, la dorința operatorului ;
- echiparea etajelor finale cu o rețea RC (fig.10.2) care nu dă

posibilitatea acestor etaje să intre în fenomenul de străpungere secundară, atunci cînd generatorul debitează pe o sarcină inductivă, situație ce apare cînd ansamblul generator-transductor nu se află în rezonanță.

Generatorul mai este echipat cu scheme de reglare automată a frecvenței și puterii (fig.10.3 și 10.4.) al căror principiu a fost explicat în capitolele anterioare.

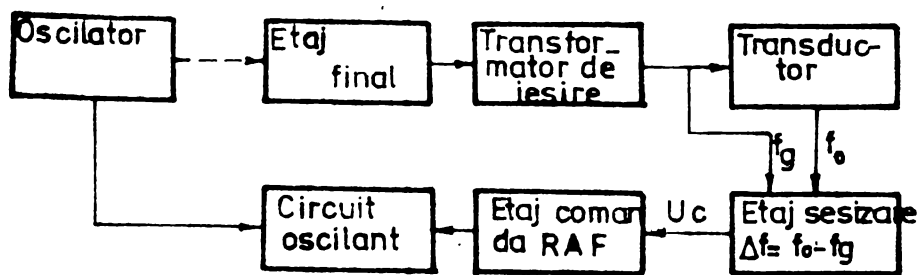


fig.10.3_ Schema RAF

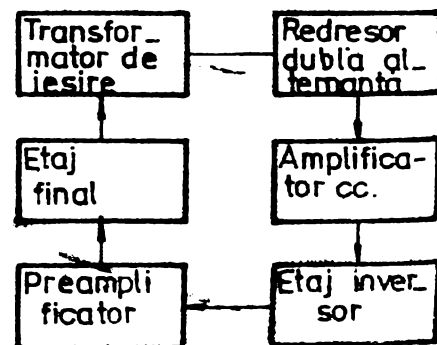


fig.10.4_ Schema RAP

Schema R.A.F. asigură aducerea ansamblului la rezonanță pentru un dezacord $\Delta f = \pm 1$ KHz., iar reglarea automată a puterii este asigurată pentru o variație de cel puțin 5 % a puterii de ieșire.

Cu ajutorul generatorului s-a putut studia comportarea diferitelor tipuri de transductoare magnetostrictive la regimuri de lucru variate, cât și posibilitățile de încărcare a feritelor românești. A fost utilizat în cadrul Institutului Politehnic Timișoara la sudarea foliilor de plastic, fiind compatibil în acest sens cu generatoarele similare din import, prezentând față de acestea avantajul unui preț de cost mai redus. Dispunerea pieselor în montaj (fig.10.5.) și construcția (fig.10.6.) au fost concepute astfel, încât să aibă un gabarit redus și un design la nivelul cerințelor.

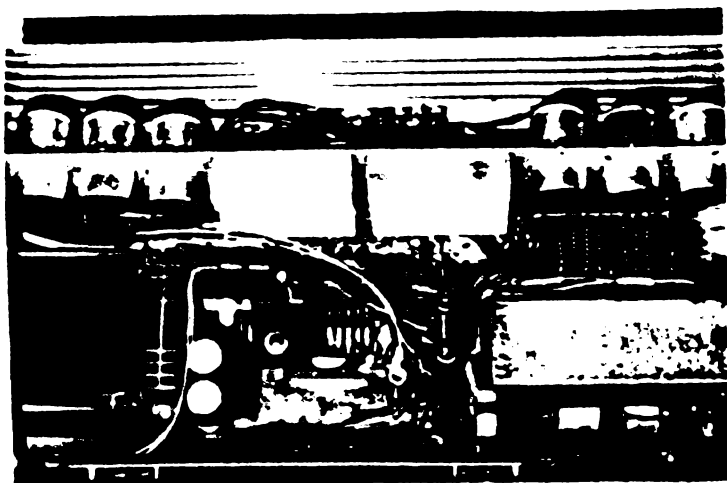


fig 10.5

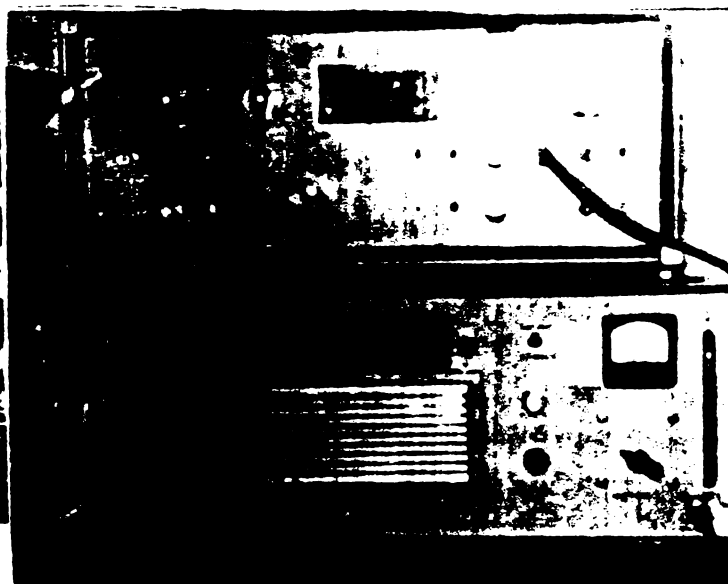


fig 10.6.

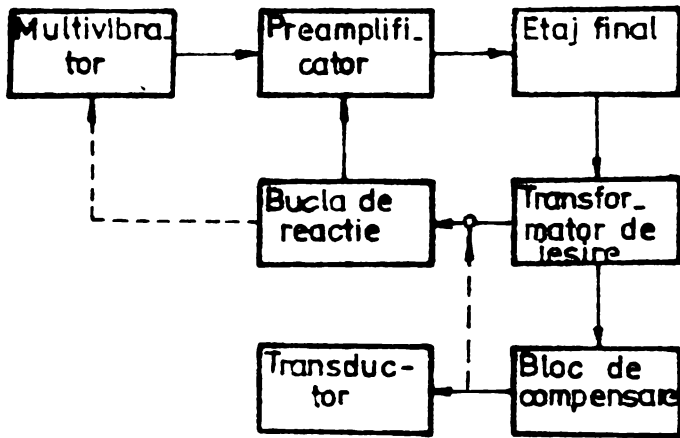
Proiectarea generatorului nu reclamă condiții restrictive în ceea ce privește exploatarea sau regimul termic, în decursul experiențelor nivelul puterii de ieșire s-a menținut aproximativ constant până la o temperatură de 50- 55°C a capsulelor tranzistoarelor finale.

10.2. Generator de ultrasunete de 1000 W

A fost proiectat în scopul de a constitui un eventual punct de plecare pentru construcția unor viitoare generatoare de medie și mare putere, cât și pentru utilizarea în laboratorul de ultrasunete al Institutului Politehnic Timișoara în vederea testării blocurilor ultrasonice pe bază de nichel.

De data aceasta, parametrul principal l-a constituit puterea utilă la ieșire, obiectiv de care s-a ținut cont în alegerea

schemei funcționale (fig.10.7.). Pentru obținerea puterii necesare în condițiile unui randament bun, etajul final echipat cu 4 celule amplificatoare lucrează în regim de comutație, asigurându-se cu fiecare celulă o putere de 250 W.



Ca oscilator pilot este utilizat un multivibrator stabil integrat, în scopul obținerii unei stabilități ridicate a frecvenței.

-fig.10.7.- Schema funcțională a generatorului de 1000 W -

Schema oscilatorului este astfel concepută încât a-

tunci când se impune, el poate trece din regimul de lucru independent în cel "comandat", oscilând în acest caz pe o frecvență exterioară.

În vederea obținerii unui bun regim de comutație a tranzistoarelor finale, s-a acordat o deosebită atenție comenzii pe bază a acestora.

În bucla de reacție este cuprinsă atât schema R.A.F., cât și cea de reglare automată a nivelului puterii, informația de la ieșirea transformatorului de adaptare sau blocului de compensare fiind prelucrată și funcție de natura perturbației care produce dezadaptarea, comanda de reglare este transmisă fie la oscilator (modificându-i frecvența), fie spre etajul final (modificându-i amplificarea).

Principalii parametri ai generatorului sînt:

- frecvența de lucru : 19-25 KHz.;
- puterea maximă de ieșire : 1000 W în 4 trepte ;
- randamentul : 83-85 % ;
- forma semnalului de ieșire : dreptunghiulară ;
- posibilități de adaptare : cu 6 tipuri de transductoare.

Spre deosebire de schema anterioară, blocul de compensare cuprinde și filtrul de atenuare a armonicilor superioare.

Generatorul a fost prevăzut cu posibilitatea decuplării schemelor R.A.F. și R.A.P., în cazul în care parametrii și condițiile de prelucrare nu reclamă utilizarea acestora, mărindu-se astfel puterea utilă și randamentul.

Împotriva regimurilor accidentale, generatorul a fost prevăzut cu protecție atât prin limitarea curentului tranzistoarelor fi-

nale la $I_{c.max.} = 6$ A, cît și prin stabilirea unui nivel maxim de putere de 40 W, pentru situația decuplării sarcinii și funcționării în gol.

Sub forma în care este construit, generatorul poate servi pentru încercări de laborator sau echiparea unor mașini de prelucrat. De asemenea, cu modificări neesențiale, el poate constitui un prim modul pentru generatoare de 2-5 KW.

În construcția ambelor generatoare s-a urmărit:

- echiparea în totalitate cu componente active și pasive de producție românească ;
- obținerea parametrilor de bază, cu ajutorul unor scheme cît mai eficiente sub aspectul fiabilității și prețului de cost ;
- eliminarea pe cît posibil a elementelor electromecanice (relee, transductoare) care pe lîngă inerții mai mari ca a celor electronice, prezintă și o fiabilitate scăzută;
- posibilitatea ca unele elemente, scheme sau părți ale generatoarelor să poată fi aplicate în construcția unor viitoare generatoare de uz industrial ;
- să poată fi utilizate în cadrul diverselor tipuri de cercetări, în acest scop fiind echipate cu diferite scheme și subblocuri care să permită cuplarea la generatoare a mai multor tipuri de transductoare.

CAPITOLUL 11

CONCLUZII FINALE

Pornind de la obiectivul central al cercetărilor, acela de a se asigura un transfer maxim de energie de la generator spre sarcina ultrasonică, experiențele și studiile efectuate au fost axate pe unele direcții prioritare, cum ar fi :

- proiectarea și experimentarea unor scheme de generatoare de ultrasunete, ținând cont de posibilitățile industriei noastre privind echiparea acestora cu componente active și pasive de performanțe ridicate ;

- creșterea parametrilor energetici ai generatorului în condițiile unor scheme date ;

- influența derivei parametrilor generatorului asupra funcționării blocului ultrasonic ;

- studiul perturbațiilor ce apar în funcționarea blocului ultrasonic și modul de reflectare a acestora spre circuitele de ieșire ale generatorului ;

- eliminarea sau diminuarea influenței factorilor perturbatori asupra funcționării ansamblului generator-transductor, în scopul creșterii coeficientului electroacustic și a randamentului global al sistemului ;

- conceperea unor dispozitive auxiliare (scheme R.A.F., R.A.P., blocuri de compensare) cu o eficiență ridicată care să permită utilizarea unui generator la mai multe tipuri de prelucrări și cu transductoare diferite.

Din analiza rezultatelor experimentale privind funcționarea generatorului și transductorului, se poate trage o concluzie generală, aceea că generatorul de ultrasunete nu poate fi privit ca o unitate independentă, de sine stătătoare, ci ca un element al ansamblului de prelucrat, cu legături reversibile între el și blocul ultrasonic.

Privind contextul interacțiunii dintre aceste două elemente, cercetările au scos în evidență o serie de concluzii care, pe de o parte confirmă unele considerente teoretice, iar pe de altă parte, au un caracter inedit. Astfel:

1. Stabilitatea frecvenței generatorului de ultrasunete este influențată atât de factori proprii generatorului, cât și de sarcina acestuia, deoarece toate variațiile sarcinii pe axa frecvențelor sînt reflectate prin circuitele de ieșire ale generatoru-

lui, spre oscilator, modificându-i regimul de lucru.

Dacă la ora actuală, datorită tehnologiilor avansate, alegerii adecvate a schemei și regimului de lucru al oscilatorului, factorii interni ce produc instabilitatea frecvenței pot fi anulați, efectul destabilizator al variațiilor caracterului, sarcinii poate fi eliminat sau atenuat doar cu ajutorul capacităților de compensare.

Pe de altă parte, în literatura de specialitate, acestui parametru i se acordă o importanță oarecum exagerată, atât sub aspectul influenței lui asupra productivității și preciziei prelucrării, cât și a posibilității obținerii unor coeficienți de stabilitate de ordinul 10^{-4} - 10^{-5} , pentru generatoare de uz industrial.

Datorită progreselor tehnologice din ultimii ani, acest ordin de mărime și chiar superior se poate obține destul de ușor cu oscilatoare integrate, scheme echipate cu tranzistoare FET și MOS, în condițiile unui preț de cost acceptabil și a unei fiabilități ridicate.

2. Frecvența de rezonanță naturală f_0 a transductorului, deși reprezintă un parametru intrinsec al acestuia, are implicații atât asupra puterii de ieșire a generatorului, cât și a randamentului întregului ansamblu.

Cercetările au scos în evidență faptul că în majoritatea cazurilor, variația acestei frecvențe se produce în sensul micșorării ei, deoarece toți factorii perturbatori ce acționează asupra transductorului produc în acesta pierderi energetice care conduc la încălzirea și dilatarea lui și deci, la scăderea frecvenței f_0 .

Deoarece din punct de vedere practic nu se pot concepe scheme de menținere constantă a frecvenței f_0 , unii dintre factorii destabilizatori avînd caracter aleator, majoritatea generatoarelor sînt echipate cu scheme R.A.F. care mențin permanent rezonanța generator-transductor. În literatura de specialitate, acestor scheme li se acordă o importanță deosebită, considerîndu-se că ele rezolvă majoritatea problemelor legate de transferul maxim de energie de la generator către sarcină. Din analiza eficienței acestor scheme în contextul funcționării întregului ansamblu de prelucrat, cercetările au scos în evidență faptul că:

- schemele R.A.F. nu asigură reducerea frecvenței de rezonanță a transductorului la cea naturală- cînd de la generator se absoarbe puterea maximă, ele asigurînd doar egalitatea $f_g = f_{\text{transd.}}$;

- utilizarea fără discernămint a acestor scheme poate duce la micșorarea puterii utile și fiabilității generatorului;
- nu întotdeauna aceste scheme sînt oportune, deoarece în multe cazuri, cînd alți parametri ai generatorului devin prioritari, se caută chiar să se lucreze în afara zonei de rezonanță.

În această idee, este recomandabil să se utilizeze schemele R.A.F. doar în procesele de prelucrare în care se impune o stricte adaptare (unde sarcina generatorului rămîne aproximativ constantă) sau acolo unde frecvența f_0 variază permanent dar nu în limite largi (curba de rezonanță nu scade sub 0,7 din valoarea maximă).

Experiențele au demonstrat că este preferabil să se adopte scheme R.A.F. cu o viteză de urmărire mărită, chiar în detrimentul preciziei, deoarece o alunecare cu 25-50 Hz. în jurul frecvenței f_0 nu influențează în măsură hotărîtoare asupra celorlalți parametri.

♦♦

În comparație cu schemele clasice prezentate în literatura de specialitate, schema R.A.F. cu prelucrarea informației propusă de autor, oferă avantajul unui timp de reacție mic, readucerea ansamblului la parametrii inițiali, indiferent dacă perturbația a apărut în generator sau în blocul ultrasonic, posibilitatea funcționării cu orice tip de transductor.

3. Puterea utilă la ieșirea generatorului reprezintă unul din parametrii principali ai întregii instalații de prelucrat cu ultrasunete, valoarea ei determinînd destinația generatorului, sarcina care poate fi conectată, productivitatea procesului de prelucrare.

Obținerea unor puteri mari în sarcină presupune:

- alegerea unei scheme adecvate, funcție de destinația generatorului. Astfel, în procesele în care se impune o productivitate mărită, fără o precizie deosebită, este recomandabil să se utilizeze scheme funcționînd în regim de impuls, echipate cu tiristoare, acestea permițînd obținerea unor puteri ridicate, de ordinul 500 - 2000 W, în condiții obișnuite. Dacă se pretinde și o bună precizie în prelucrare, este necesar ca pentru regimul în impuls să se utilizeze tranzistoare de putere, în acest caz impulsurile avînd o formă mai "curată";

- excitarea etajelor finale cu semnal mare, puterea de ieșire depinzînd de valoarea excitației ($P_u = \max.$ pentru $K = 1$).

Acest regim se obține mai ușor în cazul funcționării etajelor finale în comutație, când dreapta de sarcină traversează rapid zona de disipație. Totodată, în acest regim, tranzistoarele de putere sînt utilizate aproape de valorile lor limită unde P_d este minim, această apropiindu-se de valoarea maximă la o putere utilă P_u $0,6 P_{u\max}$;

- funcționarea generatorului pe o rezistență de sarcină optimă. Rezultatele experimentale au dovedit că valoarea acesteia nu este deosebit de critică, variația lui R_g cu 15-20 % în jurul valorii optime, provoacă doar o micșorare a puterii utile cu 5-8%, situație acceptabilă în majoritatea cazurilor.

Ca și frecvența f_g , puterea de ieșire este puternic influențată de variațiile sarcinii, deosebit de periculoase dovedindu-se sarcinile reactive care, pe lângă micșorarea puterii utile, pot provoca distrugerea etajelor finale. În literatura de specialitate se oferă unele soluții privind evitarea funcționării pe sarcină reactivă, asigurarea unei oarecare independențe a puterii de excitație de variațiile sarcinii, soluții care nu rezolvă însă problema de fond - menținerea constantă a nivelului puterii de ieșire în condițiile unei sarcini variabile. Schemele de R.A.P. propuse în cuprinsul lucrării asigură acest deziderat, oferind în același timp și o protecție a etajelor finale față de sarcina reactivă.

4. Variația sarcinii generatorului atît din punct de vedere al caracterului ei, cît și a valorii, are o influență negativă asupra tuturor parametrilor ansamblului generator - transductor. Astfel:

- sarcina inductivă care apare atunci cînd generatorul lucrează în gol sau la variații mari ale frecvenței f_0 , provoacă micșorarea puterii utile, datorită apariției unui defazaj între tensiunea și curentul debitat în sarcină. În plus, pe acest tip de sarcină apar erupții de tensiune ce conduc la străpungerea tranzistoarelor de putere din etajele finale ;

- caracterul reactiv al sarcinii permite apariția unor circuite false, nementionate în literatura de specialitate, create de valoarea lui $X_L(X_C)$ și capacitățile (inductanțele) liniei de legătură, în care se pierde o parte din puterea utilă. Tot datorită acestor circuite, forma semnalului este deformată, apare un dezacord între generator și transductor;

- modificarea valorii sarcinii în limite largi are implicații asupra amplitudinii oscilațiilor la capătul concentratorului, cît și în adaptarea generatorului cu transductorul. În ca-

zuri extreme (la întreruperea procesului de prelucrare), când generatorul lucrează în gol, se pot distruge etajele finale deoarece toată puterea se disipă pe ele.

Variația sarcinii generatorului fiind determinată de o mulțime de factori, este lipsit de sens să se caute procedeele tehnice de înlăturare sau control al acestui fenomen. Se impune însă cunoașterea modului în care aceste variații afectează parametrii energetici ai generatorului și adoptarea unor măsuri de conservare a acestor parametrii în condițiile unor sarcini complexe.

5. Ținând cont de particularitățile sarcinii generatoarelor de ultrasunete, de faptul că aceasta își poate modifica simultan și caracterul și valoarea, în condiții reale de lucru, din punct de vedere practic nu se poate realiza o adaptare perfectă între generator și sarcină, decât în cazuri cu totul particulare, unde atât f_0 cât și R_s rămân constante pe toată durata procesului. În celelalte procese, unde sarcina își schimbă permanent valoarea, este lipsit de sens să se vorbească de o adaptare între generator și transductor, atributele acestuia fiind îndeplinite de schemele R.A.P. care pot menține constant nivelul stabilit al puterii de ieșire, la variații ale sarcinii între 5 - 40 %. Se poate aduce totuși generatorul și transductorul într-o "zonă de adaptare"- noțiune mai apropiată de realitatea funcționării generatorului cu o sarcină complexă din toate punctele de vedere prin utilizarea blocurilor de compensare, dispozitiv conceput în vederea funcționării unui generator cu mai multe tipuri de transductoare.

Cu ajutorul acestora se poate realiza în regim static (înaintea începerii procesului de prelucrare) o egalitate între rezistența echivalentă de ieșire a generatorului R_g și cea a transductorului R_s .

Pentru cazurile limită (perioada de pornire a generatorului) când R_s fiind foarte mică poate șunta generatorul, nepermițând amorsarea oscilațiilor iar schemele R.A.P. nu pot acționa (deoarece $\Delta R_s > 40\%$) este absolut obligatoriu să se obțină o creștere a lui R_s prin unul din procedeele descrise la capitolul 7.

Rezultatele cercetărilor evidențiază faptul că o adaptare strictă este foarte greu de realizat și nici nu constituie o condiție esențială în funcționarea cu un randament ridicat a ansamblului generator - transductor.

6. Toți factorii perturbatori (variațiile lui f_0 , f_g , R_S etc.) au în final influență asupra puterii de ieșire a generatorului determinînd micșorarea acesteia. Din acest punct de vedere, este mai important ca generatorul să fie echipat cu scheme R.A.P. și nu R.A.F., în special la procesele de prelucrare în care datorită variațiilor sarcinii nu se poate realiza o bună adaptare, cu atît mai mult cu cît caracterul reactiv al sarcinii nu poate fi anulat cu scheme R.A.F., sarcina prezentînd o rezistență activă doar pe frecvența f_0 și nu la rezonanță generator - transductor (deziderat asigurat de schemele R.A.F.) care se poate realiza și pe o altă frecvență diferită de f_0 . Cumularea efectelor tuturor factorilor perturbatori poate conduce la neîndeplinirea condițiilor necesare executării procesului de prelucrare, motiv pentru ca încă din faza de proiectare generatoarele de uz industrial să fie prevăzute cu scheme R.A.P. sau variante ale acestora, care să asigure o independență a puterii de excitație a transductorului de variațiile sarcinii.

7. Influența variațiilor de orice natură ale sarcinii asupra puterii utile nu poate fi eliminată definitiv nici prin adaptare, nici cu ajutorul schemelor R.A.F., deoarece nici unul din aceste procedee nu acționează asupra cauzelor care determină variația sarcinii. Realizarea în aceste condiții a unui transfer cît mai mare de energie de la generator spre sarcină presupune:

- în zona de rezonanță - eliminarea caracterului reactiv al sarcinii - care se poate realiza cu ajutorul capacităților de compensare. Alegerea corectă a acestora contribuie la creșterea randamentului generatorului cu 5-6%. Deoarece în această zonă sarcina își poate modifica valoarea, se impune obligatoriu proiectarea unei scheme R.A.P.;

- în afara zonei de rezonanță - asigurarea unei independențe a puterii de ieșire față de variațiile sarcinii. Acest deziderat poate fi asigurat prin funcționarea generatorului pe o frecvență $f_g \neq f_0$. Pe această frecvență, transductorul prezintă o reactanță X_S (inductivă) a cărei valoare depinde de dezacordul $\Delta_f = f_g - f_0$. Dacă se alege pentru X_S o valoare adecvată mai mare ca R_g (ceea ce presupune $f_g > f_0$), se asigură o independență a puterii de ieșire față de componenta activă R_S a sarcinii. Cele două frecvențe fiind diferite, nu se mai impune echiparea generatorului cu scheme R.A.F.

În practică, la un transductor avînd $f_0 = 20$ KHz., funcționarea generatorului pe o frecvență $f_g = 22$ KHz. ($\Delta_f = 10\%$), a per-

miş creşterea randamentului cu 8-10% în regim sinusoidal, 10-12% în regim de comutaţie, a stabilităţii nivelului puterii de ieşire cu 18-20%, pe seama scăderii puterii utile cu 5-7% (datorită micşorării lui R_S pe noua frecvenţă).

8. Cunoaşterea parametrilor transductorului are o mare influenţă asupra funcţionării în bune condiţii atât a generatorului, cât şi a întregului ansamblu ultrasonic.

Ținînd cont de faptul că indiferent de forma semnalului de excitaţie, oscilaţiile U_m ale transductorului sînt sinusoidale, este preferabil din acest punct de vedere atacarea transductorului cu impulsuri de tensiune sau curent, soluţie care prezintă o serie de avantaje:

- creşterea randamentului ansamblului generator - transductor cu 5-10% ;
- eliminarea schemelor R.A.F. şi R.A.P. din compunerea generatorului, variaţiile sarcinii influenţînd într-o foarte mică măsură asupra parametrilor energetici ai generatorului ;
- funcţionarea etajelor finale ale generatorului în regimuri neîncărcate şi deci, creşterea fiabilităţii lor.

Cercetările au scos în evidenţă faptul că atacarea transductorului cu impulsuri avînd f_r ceva mai mare decît cea recomandată de literatura de specialitate (14-18 Hz.) duce la creşterea coeficientului electroacustic şi randamentului. Empiric, între cele două frecvenţe s-a stabilit relaţia $f_r \approx 1,2 \cdot 10^{-3} f_0$, pentru care amplitudinea U_m este maximă.

Funcţie de parametrii transductorului, se poate stabili şi nivelul optim al puterii de excitaţie, ţinînd cont de faptul că:

- amplitudinea U_m a oscilaţiilor transductorului este direct proporţională cu puterea utilă doar pînă în apropierea zonei în care $U_m = 0,9 U_{max}$. Peste această limită, creşterea amplitudinii oscilaţiilor pînă la valoarea de rupere a transductorului cu ferită, se obţine pe seama unei creşteri însemnate a puterii de excitaţie;

- injectarea unui nivel de putere mare solicită etajele finale, fără a se obţine şi o creştere corespunzătoare a amplitudinii U_m , după ce s-a depăşit pragul optim care este de aproximativ 0,6 - 0,7 din puterea de excitaţie pentru care transductorul se fisurează.

9. Variația parametrilor generatorului, transductorului, perturbațiile apărute pe linia de legătură între aceste elemente au efect negativ atât asupra transferului de energie de la generator spre sarcină, cât și în ceea ce privește coeficientul electroacustic și randamentul întregului sistem. Datorită faptului că multe din aceste perturbații nu pot fi controlate, se impune ca încă din faza de proiectare- cunoscând destinația generatorului- să se adopte o serie de procedee prin care cel puțin unul din parametrii generatorului , considerat prioritar, să fie protejat de influența factorilor perturbatori.

Prin tematica abordată, rezultatele și concluziile cercetărilor, autorul consideră că și-a adus o modestă contribuție în elucidarea unor aspecte privind funcționarea generatorului de ultrasunete în contextul complexului tehnologic de prelucrări cu ultrasunete. Din punct de vedere teoretic, a fost abordat dintr-un unghi nou rolul și locul generatorului de ultrasunete, au fost evidențiate aspecte inedite în ceea ce privește reglarea automată a frecvenței și puterii, s-a studiat influența convergentă a factorilor perturbatori asupra parametrilor energetici ai generatorului. Au fost propuse noțiuni și procedee noi, nesemnificate în literatura de specialitate, a fost reevaluat rolul adaptării generatorului cu sarcina.

În domeniul cercetării practice au fost proiectate și realizate scheme de mărire a parametrilor energetici ai generatorului - unele în curs de brevetare - , de limitare a influenței factorilor perturbatori și protecție la regimuri accidentale. Au fost calculate și construite pentru prima oară în țară blocurile de compensare și schemele R.A.P. care permit funcționarea generatorului cu mai multe tipuri de sarcină și asigură menținerea constantă a nivelului puterii de ieșire în condițiile unor sarcini variabile.

Toate aceste metode și procedee au fost încorporate în construcția celor două generatoare de ultrasunete, dovedindu-și viabilitatea în cadrul experiențelor și încercărilor cu caracter industrial.-

B I B L I O G R A F I E :

1. Amza Gh. - Contribuții la studiul fenomenelor de deformare plastică în câmp ultrasonor. Teză de doctorat. București, 1979.
2. Anderson W.D - Proiectarea cu circuite integrate T.T.L., editura Dance A.G. Grimes R.G. ra tehnică, București, 1974.
3. Astaseev V.K. - Cercetări experimentale privind dinamica sistemului Sacoian A.R. vibrator al utilajelor cu ultrasunete (traducere lb.rusă) .Mașinovedenie nr.4, 1967, URSS.
4. Atanasiu N. - Trefilarea sîrmelor și tragerea barelor în câmp ultrasonor. In Prelucrarea materialelor prin tehnologii neconvenționale nr.3, 1972, ODPT.
5. Atanasiu N. - Aspecte fundamentale ale deformării plastice a metalelor cu ultrasunete, în Prelucrarea metalelor prin tehnologii neconvenționale nr.2/1972, ODPT.
6. Atanasiu N. - Contribuții privind calculul și construcția concentratoarelor de energie ultrasonică, în :Construcția de mașini, nr.2/1971. Amza Gh.
7. Augusto D.Fillipi - Prelucrarea cu ajutorul ultrasunetelor, București, 1969.
8. A.E.G. - Laistungs transistoren, 1975, 1977. Telefunker
9. Bărbat B. - Amplificatoare de audiofrecvență, editura tehnică, București, 1972.
10. Bărbat B. - Transformatoare de joasă frecvență, editura tehnică, București, 1967.
11. Bezlodnov N.L. - Proiectirovanie tranzistorh usilitelei zvukov ceastotî Moskva, 1978.
12. Bogorodzki N.P. - Materiale folosite în radioelectronică, editura Pasînkov VV tehnică, București, 1963.
13. Bădărău E. - Ultraacustica fizică și tehnică, editura tehnică, Grumăzescu M București, 1967.
14. Boțan N.V. - Acționări și automatizări, editura didactică și Boțan C. pedagogică, București, 1980.
15. Botezatu V. - Generator de ultrasunete pentru încercări experimentale. In: A III-a Conferință de procese și Damian D. prelucrări la rece, Timișoara, 1978. Dumitrescu M
16. Buchy F. - Aplicațiile industriale ale ultrasunetelor (traducere lb.franceză) în Buletinul de informare tehnică în energetică nr.4/1968.
17. Băjen Gh. - Generatoare de semnale sinusoidale, editura tehnică, Stancu Gh. București, 1979.
18. Cătunescu V.- Materiale și componente electronice, editura tehnică, Iancu O. București, 1972.

19. Cartianu Gh. Săvescu M. Constantin I. - Semnale, circuite și sisteme, editura didactică și pedagogică, București, 1980.
20. Castiner E. - Circuite de radiofrecvență, editura tehnică, București, 1968.
21. Călin I. Dumitrache S. Dima P. - Automatizări electronice, editura didactică și pedagogică, București, 1971.
22. Cojoc D. - Amplificatoare de frecvență intermediară și detectoare de impulsuri, editura militară, București, 1973.
23. Constantinescu St. - Radiotehnica teoretică și practică, editura tehnică, București, 1961.
24. Constantinescu St. - Manual de proiectare a instalațiilor de emisie, editura militară, București, 1970.
25. Conrad H. Finner K. - Ondelor cu tiristoare pentru producerea ultrasunetelor, în: Electric, R.F.G. nr.4/1969, pag.145-148.
26. Crawford A.E. - A modular ultrasonic cleaner, în: Ultrasonix octomber, 1964.
27. Crawford A.E. - Ultrasonic generator using thyristores, în Electronic Engineering, U.S.A.nr.48o/1968.
28. Csapo Gh. Amza Gh. - Calculul și construcția blocurilor ultrasonice pe bază de ferite. Sesiunea "Tehnologii moderne în construcția de mașini", Galați, 1977.
29. Csapo Gh. Amza Gh. - Cercetări teoretice și experimentale privind calculul și construcția ansamblului transducător-concentrator, Sesiunea "Tehnologii moderne în construcția de mașini", Galați, 1977.
30. x x x - Catalog de ferite românești, I.C.E.București 1979.
31. x x x - Circuit pentru stabilizarea valorii eficace a tensiunii, în Electronic Engineering, vol. 44, Anglia, 1972, pg. 86-88.
32. Damachii E. Dănilă Th. - Amplificatoare și detectoare de videofrecvență, editura tehnică, București, 1969.
33. Damian D. - Realizări și perspective în construcția generatoarelor de ultrasunete pentru prelucrări industriale, Referat nr.1, Catedra T.C.M., Timișoara, 1978.
34. Damian D. - Studiu privind condițiile limitative în adaptarea generatoarelor de ultrasunete cu sarcina, Referat nr.2, Catedra T.C.M., Timișoara, 1979.
35. Damian D. - Cercetări privind construcția și mijloacele de ridicare a parametrilor funcționali pentru generatoarele de mică și medie putere, Referat nr.3, Catedra T.C.M., Timișoara, 1979.

36. Damian D. - Condiții restrictive în funcționarea optimă a ansamblului generator-transductor de ultrasunete. Sesiunea "Aspecte teoretice și aplicative ale acusticii" a Comisiei de acustică a Academiei R.S.R., Caiet 17, București, 1979.
37. Damian D. - Cercetări privind posibilitățile de transfer maxim a energiei generatoarelor de ultrasunete către sarcină. A IV-a Conferință de procese și prelucrări la rece, Timișoara, 1981.
38. Damian D.
Dumitrescu M.
Savi G. - Criterii constructive pentru generatoarele ultrasonice de uz industrial. A III-a Conferință de procese și prelucrări la rece, Timișoara, 1978.
39. Damian D.
Dumitrescu M. - Cercetări privind menținerea parametrilor energetici ai generatoarelor de ultrasunete în condițiile unor sarcini variabile. Sesiunea de comunicări științifice a Academiei militare, București, 1980.
40. Damian D.
Botezatu V. - Studiu privind utilizarea impulsurilor dreptunghiulare de tensiune în generarea undelor ultrasonice. Sesiunea de comunicări științifice a Academiei militare, București, 1980.
41. Drimer D.
Savii G. - Utilizarea ultrasunetelor în prelucrarea materialelor, editura ICPTCM, București, 1975.
42. Drimer D.
Amza Gh.
Csapo Gh. - Contribuții privind calculul și construcția blocurilor ultrasonice din instalațiile de prelucrat cu ultrasunete, în : Tehnologii moderne în industria constructoare de mașini, Brăila, 1977.
43. Dumitrescu M. - Comportarea transductorului cu ferită la excitații variabile ca formă și frecvență. Sesiunea "Aspecte teoretice și practice ale acusticii" a Comisiei de acustică a Academiei R.S.R., Caiet 17, București, 1980.
44. Drăgan A.
Petruță I. - Probleme de tehnică a impulsurilor, editura militară, București, 1973.
45. Felea I.
(coordonator) - Circuite cu tranzistoare în industrie, vol.I, editura tehnică, București, 1964.
46. Felea I. - Circuite cu tranzistoare în industrie, vol. II, București, 1968.
47. Florea I.
(coordonator) - Electronică industrială și automatizări, editura didactică și pedagogică, București, 1980.
48. Fischer G. - La pratique des industries mecaniques, nr.5, 1964, pg.129-133.
49. x x x - Folosirea aparatului de ultrasunete pentru prelucrarea pieselor de consolidare și finisare (tr.lb.rusă) în : "Buletin tehnica-economicescii informații", URSS, nr.6, vol.23/1970.
50. Florescu I. - Progrese în tehnologia procedeelor neconvenționale de prelucrare a metalelor, I.N.I.D., 1978, București.

51. Gherskal A. Fridman V. - Aparatură tehnologică cu ultrasunete (tr.lb. rusă), editura tehnică, București, 1966.
52. Gherskal A. Fridman V. - Ultrazvukovaja Tehnologiceskaia Aparatura; Moskva, 1976.
53. Gherasimov S.M. - Osnovî teorii i rasceta tranzistornîh shem Izd. Soveţkoie radio, Moskva, 1966.
54. Groszkowsky J. - Generarea oscilaţiilor de înaltă frecvenţă și stabilizarea frecvenţei (tr.lb.pol.)1959.
55. Goldemberg L.M. - Teoria și calculul circuitelor de impulsuri (tr.lb.rusă) Editura tehnică, București, 1972.
56. Gray E.P. Campbell L.I. - Bazele electronicii moderne, editura tehnică, București, 1973.
57. Greaves R.W. - Traductoare magnetostrictive și piezoelectrice și aplicațiile lor, în: Electronic Equipment, Anglia, 1975, pg.24-26.
58. Herşcovici H. - Circuite integrate în aparatura de automatizare, editura tehnică, București, 1976.
59. Huble H. - Sudarea prin ultrasunete azi, în: Industrie Anzeiger, R.F.G., nr.41/1975, pg.810-813.
60. Iahimovici D.F. - Obosnovanie trebovani o stabilnosti ciastotî generatora ultrazvucovo stanca, în: Electrofiziceskie i electrohimiceskie metodî obrabotki, URSS, 1971, pg.11.
61. Inclănzan T. - Cercetări asupra parametrilor constructivi și funcționali la mașinile de prelucrat cu ultrasunete, Teză de doctorat, Timișoara, 1975.
62. Inclănzan T. - Realizări în tehnica prelucrării materialelor prin ultrasunete (Referat intern) I.P. Timișoara, 1974.
63. Iudici M.Z. - Shemî tranzistornoï electroniki Izd. Energhia, Moskva, 1966.
64. x x x - Instalație de curățire cu ultrasunete. Firma ULTRASONS ANEMASE, Franța.
65. x x x - Instalație de sudare prin ultrasunete, în: Industrie anzeiger, R.F.G. nr.5/1977, pag. 85-86.
66. Kazanţev V. - Dependenta productivităţii ultrasonice de regimul de lucru (tr.lb.rusă), Stanki i instrument nr.3, 1963.
67. Keller O.K. - Ultrazvucovîe generatorî dlia electrotehnologhiskih ustanovoc. Izd. Energhia, Moskva, 1969.
68. Kikuchi Y. - Performances of magnetostrictive transducers, IASA, 569, 573, 1967.
69. Kitaygorodsky Y.I. Kogan M.G. - A generator for high power magnetostriction transducers în: Electrichestvo nr.2, 1966, U.R.S.S.
70. Kulikovski A.A. - Indreptar de radioelectronică, editura tehnică, București, 1963.

71. Kellemen A.
Imex M. - Mutatoare, editura didactică și pedagogică, București, 1978.
72. Lebedee N.A.
Neuşicov A.V. - The design of ultrasonic generators, în: The application of ultrasonics the investigation of materials, NOPI, nr.X.pg.61-63, 1960.
73. Leung W.C. - Here's a way to increase power transistor switwhing efficiency, în: "E.D.N.", Anglia, nr.11/1975.
74. Lisicikin D.A. - Tranzistornfie usiliteli s obratnîi sviazî, Izd."Energhia", Moskva, 1966.
75. Liubotin C.
Tanasiciuc C. - Comutația statică în automatică, București, editura tehnică, 1970.
76. Maiorov F.V. - Regulateoare electronice, editura tehnică, București, 1960.
77. Marcov I.A. - Ultrasonic machining of intractable materials, London, 1962.
78. Miller G.E. - Teoria specială a prelucrării ultrasonice, în :Journal of aplplied Phisics", Anglia, nr.10, 1972.
79. Mourier G. - Optimizarea comenzii de bază a tranzistoa-
relor de putere în regim de comutație,
Toute l'Electronique, Franța, nr.442, apr.
1979, pg.65-67.
80. Montaique P. - Montages amplificateurs de forte puissance
în: Toute l'Electronique, Franța nr.336,
iun.1971, pg.67-72.
81. Nanu A. - Perspectivele tehnologiilor neconvenționa-
le în industrie. Conferința "Dezvoltarea
industrială a tehnologiilor neconvenționa-
le, București, 1977.
82. Nicolaenco I.S. - Dinamiceskoie karakteristiki poluprovochi
kovîh triodov i rascet usilitelei nizcoi
ciastotî, Poluprovodnikoe priborî i ih pri-
menenie, Moskva, 1966.
83. Nicolau E.
(coordonator) - Manualul inginerului electronist, Măsurî
electronice, editura tehnică, București,
1979.
84. Oancea M.R. - Radiolegături la distanțe mari, editura
militară, București, 1976.
85. Penescu C.
Călin S. - Protecția prin releele electronice ale sis-
temelor electrice, editura tehnică, 1969,
București.
86. Perkins J.P. - Analysis of piezomagnetic vibrators. Ul-
trasonics nr.4, oct.1964.
87. Pignet J.L. - Applications des ultrasons. Revue de meta-
lurgie nr.54, 1957, pg.734-744.
88. Ponner I. - Electronică industrială, editura didacti-
că și pedagogică, București, 1972.

89. Petrenco S.V.
Severdenko V.P. - Influența oscilațiilor ultrasonore asupra parametrilor și fomei la contracție (tr. lb.rusă) în: Cuznecino- Stampovocinoie proizvedenie, U.R.S.S. nr.4/1971.
90. x x x - Prelucrarea metalelor cu ajutorul ultrasunetelor, în: Wire Industry, Anglia, 1971, pg.336-341.
91. x x x - Procedeu și generator pentru producerea undelor acustice, Brevet 52188/1970, Franța, Buletin pentru invenții și mărci nr.9/1970.
92. x x x - Prelucrarea metalelor cu ultrasunete, INID, Culegerea de material documentar, București, 1966.
93. x x x - Prelucrarea metalelor prin tehnologii neconvenționale. Buletin pentru informare tehnică pentru ingineri nr.2/1972.
94. Pop V.
Popovici V. - Circuite de comutare aplicate în calculatoarele electronice, editura Facla, 1970.
95. Preda M.
Cristea P. - Analiza și sinteza circuitelor electrice, editura tehnică, București, 1968.
96. Rulea G. - Tehnica frecvențelor foarte înalte, editura tehnică, București, 1966.
97. x x x - Roll ultraschall- transistor generatoren.
98. x x x - R.C.A. Technical manuals, U.S.A., 1976.
99. Racoveanu N.
Dumitrescu I. - Electrotehnică și electronică, editura didactică și pedagogică, 1965.
100. Savii Gh.
Inclănzan T. - Studiul experimental comparativ al blocurilor ultraacustice destinate instalațiilor tehnologice cu ultrasunete, Buletinul I-P., Timișoara, tom.18(32), fasc.1/1973.
101. Savii Gh.
Inclănzan T. - Curățirea cu ultrasunete în industrie. A II-a conferință de prelucrări la rece, Timișoara, 1973.
102. Savii Gh.
Inclănzan T. - Contribuții la studiul mașinilor ultrasonice pentru prelucrarea materialelor. A IV-a Conferință de acustică, Caiet 14, vol.II. B., Academia R.S.R., București, 1973.
103. Savii Gh.
Damian D.
Botezatu V. - Cercetări experimentale privind funcționarea unor transductoare magnetostrictive folosite la instalațiile de ultrasunete. Sesiunea "Aspecte teoretice și aplicative ale acusticii. Comisia de acustică a Academiei R.S.R. Caiet 17, București, 1980.
104. Savii Gh.
Inclănzan T. - Unele considerații asupra aplicării vibrațiilor ultrasonice în industrie. Conferința "Vibrații în construcția de mașini", 1975, Timișoara.
105. Savii Gh.
Inclănzan T.
Ignea A. - Echipamente tehnologice cu ultrasunete pentru utilizări industriale. Sesiunea "Aspecte teoretice și aplicative ale acusticii. Comisia de acustică a Academiei R.S.R., caiet 17, București, 1980.

106. Săvescu M. - Circuite electronice vol.I-II-III, editura
Popovici A. tehnică, București, 1974.
Popescu M.
107. Sirotiuc M.G. - A high- output laboratory type generator for
suppling quartz and magnetostriction ultra-
sonic transducers, Branch of VINITI, M-59,
279/3, URSS, 1959.
108. Sîmbotin C. - Comutația statică în automatică, București,
Tanasiciuc C. editura tehnică, 1970.
109. Shoh A. - Oscilatory Lood Circuit. U.S.A. PATENT OFFICE
ian.1970.
110. Shoh A. - Oscilatory for electroacoustic converter U.S.A.
PATENT OFFICE, martie 1969.
111. Shoh A. - Aparatura for controlling the power suplief
to on ultrasonic transducer, U.S.A. PATENT
OFFICE, ian.1970.
112. Săvescu M. - Radiorelee și radiocomunicații, editura di-
dactică și pedagogică, București, 1976.
113. Spătaru A. - Teoria transmierei informației. Semnale și
perturbații, editura tehnică, 1966.
114. Strand I. - Electronică tehnică, București, editura teh-
nică, 1969.
115. x x x - Toute l'Electronique nr.365/1971, pg.67-72,
Franța.
116. x x x - Studiul de oportunitate privind introducerea
ultrasunetelor în țara noastră. Contractul
nr.127/1975, IPB- ICPTCM.
117. x x x - Ultraschallgenerator în: Designer' s Hand-
book U.S.A., Westinhouse Electric Corpora-
tion, 1973.
118. x x x - Ultrasonix nr.2/1964, pg.167-173.
119. x x x - Ultrasonix nr.5/1971, pg.368-372.
120. Vabre J. - Fiabilitatea componentelor și asistemelor
electronice, în: Nucleus, Franța nr.6/1978,
pag.395-410.
121. Vătășescu A. - Dispozitive semiconductoare. Manual de uti-
lizare, editura tehnică, București, 1976.
122. Vătășescu A. - Circuite cu semiconductoare în industrie.
(coordonator) Amplificatoare și oscilatoare, editura teh-
nică, București, 1971.
123. Vătășescu A. - Circuite integrate liniare. Manual de utili-
(coordonator) zare, editura tehnică, București, 1979.
124. Vătășescu A. - Catalogul de dispozitive semiconductoare,
Epure S. editura tehnică, București, 1969.
125. Zaslavsky V.I. - Low- frequency (18-25 Kc/s) industrial ul-
Insarsky G.A. trasonics generator, TSITEIN.M.-59-481/41,
URSS, 1959.
126. x x x - The Electronics Designer' S Casebook, vol.
I-II, pg.24,32,39-40,165-169, New-York,
U.S.A., 1975.