MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI

INSTITUTUL POLITEHNIC „TRAIAN VUIA" DIN TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

Ing. TOMA-LEONIDA DRAGOMIR

S I S T E M E   C U   M A S I N I   E L E C T R I C E
C U   L E V I T A T I E   E L E C T R O M A G N E T I C A

TEZA DE DOCTORAT

CONDUCATOR STIINTIFIC
Prof.Dr.Ing. TOMA DORDEA

- 1982 -

In memoria tatălui meu

C U P R I N S

PREFATA

Sub conducerea clarvăzătoare a Partidului Comunist Român revoluţia tehnico-ştiinţifică contemporană a devenit un instrument fundamental de dezvoltare a economiei româneşti, de realizare de noi soluţii tehnologice, competitive pe plan mondial. O astfel de orientare a determinat şi cercetările unui colectiv multidisciplinar de la Institutul politehnic „Traian Vuia" Timişoara, colectiv căruia autorul îi aparţine, în domeniul, foarte tînăr, al vehiculelor pe pernă magnetică, respectiv al sistemelor cu levitaţie electromagnetică.

Lucrarea de faţă intitulată „Sisteme cu maşini electrice cu levitaţie electromagnetică" se înscrie ca o contribuţie la rezolvarea problemelor apărute în efortul de stăpînire a acestui domeniu. Elaborată în intervalul 1978 - 1981, teza este rezultatul unei activităţi susţinute desfăşurate de către autor în cadrul, foarte favorabil, definit de:

- îndrumarea competentă, multilaterală şi plină de înţelegere, primită din partea conducătorului său, tov. prof. dr. ing. Toma Dordea;
- posibilitatea de valorificare a cercetărilor întreprinse prin intermediul contractelor dintre IPTV Timişoara şi CCSIT Electroputere Craiova, în cadrul cărora s-a bucurat de sprijinul profesional şi moral al tov. conf. dr. ing. Ion Boldea şi de colaborarea fructuoasă cu tov. asistent ing. Radu Boraci;
- condiţiile de lucru de care a dispus, respectiv încrederea şi înţelegerea de care s-a bucurat la locul său de muncă, Colectivul de automatică al Facultăţii de electrotehnică Timişoara;
- privelegiul de a putea veni în contact în anul universitar 1974/1975, ca bursier DAAD la T.U.Berlin, cu principalele realizări pe plan mondial din domeniul vehiculelor pe pernă magnetică;
- înţelegerea completă şi capacitatea de sacrificiu a membrilor familiei sale, în deosebi ale soţiei, ing. Elena Dragomir, şi mamei, Genica Dragomir.

Tuturor celor menţionaţi autorul le aduce un ales omagiu, rămînîndu-le profund îndatorat. Totodată el exprimă călduroase mulţumiri tov. Elena Magheţiu pentru executarea atentă şi îngrijită a materialului grafic din lucrare.

INDEX DE ABREVIERI SI CITEVA NOTATII

c.a-p. = caracteristică amplitudine-pulsaţie

c.a-p.s. = caracteristică amplitudine-pulsaţie simplificată

caracteristică SMA = caracteristica solicitărilor minim admisibile

c.d.f. = caracteristică de frecvenţă

c.f-p. = caracteristică fază-pulsaţie

const. = constant

dec. = decadă

d.p.d.v. = din punct (-ul) de vedere

d.s.p. = densitate spectrală de putere

ec.(X) = ecuaţia (X)

ET = element de transfer

ET-PDT2 = ET proporţional-derivativ cu întîrziere de ordinul II

f.d.t. = funcţie de transfer

FLS = funcţională liniară de stare

FLS:u($\underline{X}$) = funcţionala liniară u de starea $\underline{X}$

MBB = Messerschmitt-Bölkow-Blöhm GmbH (firmă din RFG)

MEL = maşină electrică liniară

MELLE = MEL cu levitaţie electromagnetică

MM = model matematic

MM-II = MM intrare-ieşire

MM-ISI = MM intrare-stare-ieşire

OFLS = observator de funcţională liniară de stare

OS = observator de stare

pct.X = punctul X

PV = platformă vibratoare

rel.(X) = relaţia (X)

RM = roată magnetică

RM-B = roată magnetică de bază

SES = sistem electromagnet-şină

SES-B = SES de bază

SES-ML = SES cu mai multe grade de libertate = sistem ES-ML

SES-1L = SES cu un grad de libertate = sistem ES-1L

SES-5L = SES cu cinci grade de libertate

SLEM = sistem cu levitaţie electromagnetică = sistem LEM

SLEM-ML = SLEM cu mai multe grade de libertate

SLEM-1L = SLEM cu un grad de libertate = sistem LEM-1L

SLEM-5L = SLEM cu cinci grade de libertate

SRA = sistem de reglare automată

VPM = vehicul pe pernă magnetică

v.X = vezi X

A şi/sau B = fie A, fie B, fie A şi B

$F|_A$ = F calculat în punctul A

$F|_{A=B}$ = F calculat în situaţia A = B

$\overline{F(t)}$ = valoarea medie temporală a lui F(t)

$\underline{I}_n$ = matrice unitate de rang n

$\underline{X}$, (m,n) = matricea $\underline{X}$ de dimensiuni m x n

$\underline{X}^T$ = transpusa matricii $\underline{X}$

$\sigma(\underline{X})$ = spectrul matricii patrate $\underline{X}$

$u_{-1}(t)$ = semnal treaptă unitate

CAPITOLUL 1

INTRODUCERE

1.1. Vehicule pe pernă magnetică.

In ultimul deceniu şi jumătate în mai multe ţări din lume - printre care RFG, Japonia, SUA, URSS, Anglia, Canada şi Franţa - s-au întreprins, cu eforturi financiare considerabile, cercetări şi dezvoltări legate de aşa-numitele „tehnologii noi relative la transportul terestru" sau „sisteme de transport neconvenţionale". Ele cuprind:

1. vehiculele pe pernă magnetică (VPM) cu levitaţie electromagnetică, cu magneţi permanenţi, cu levitaţie electrodinamică şi sistemele hibride derivate din aceste tipuri;
2. vehicule pe pernă de aer.

Introducerea lor nu are drept scop înlocuirea actualelor sisteme de transport terestru sau aerian ci completarea lor.

Cercetările efectuate pînă în anii 1972-1973 cu privire la vehiculele pe pernă de aer nu au putut diminua suficient principalele deficienţe ale acestora: poluarea sonoră şi randamentul slab. Ca atare cercetările ulterioare în acest domeniu s-au redus considerabil.

VPM sînt vehicule sustentate, ghidate lateral, propulsate şi frînate cu forţe electromagnetice sau electrodinamice ce acţionează, distribuite pe suprafeţe relativ mari, între vehicul şi calea de glisare, făcînd ca vehiculul să se deplaseze în lungul căii de glisare fără a veni în contact cu aceasta. Prezentarea principiilor ce stau la baza realizării VPM a făcut şi face obiectul a numeroase publicaţii începînd cu articole de popularizare şi studii economice şi continuînd cu lucrări de strictă specialitate. O imagine de ansamblu asupra problematicii acestor vehicule este redată de colecţiile de lucrări [199, 203,96] +), referatul [45], iar o abordare sistematică a întregului ansamblu - la nivelul anului 1980 - este oferită pentru prima dată în [11].

Principalele performanţe cerute sistemelor de transport neconvenţionale, destinate asigurării unor capacităţi de transport de pasageri şi mărfuri cu viteze de (150-500) km/h, sînt:

- sporirea siguranţei transportului în condiţiile creşterii traficului de pasageri şi mărfuri;
- nepoluarea şi nedeteriorarea mediului înconjurător;

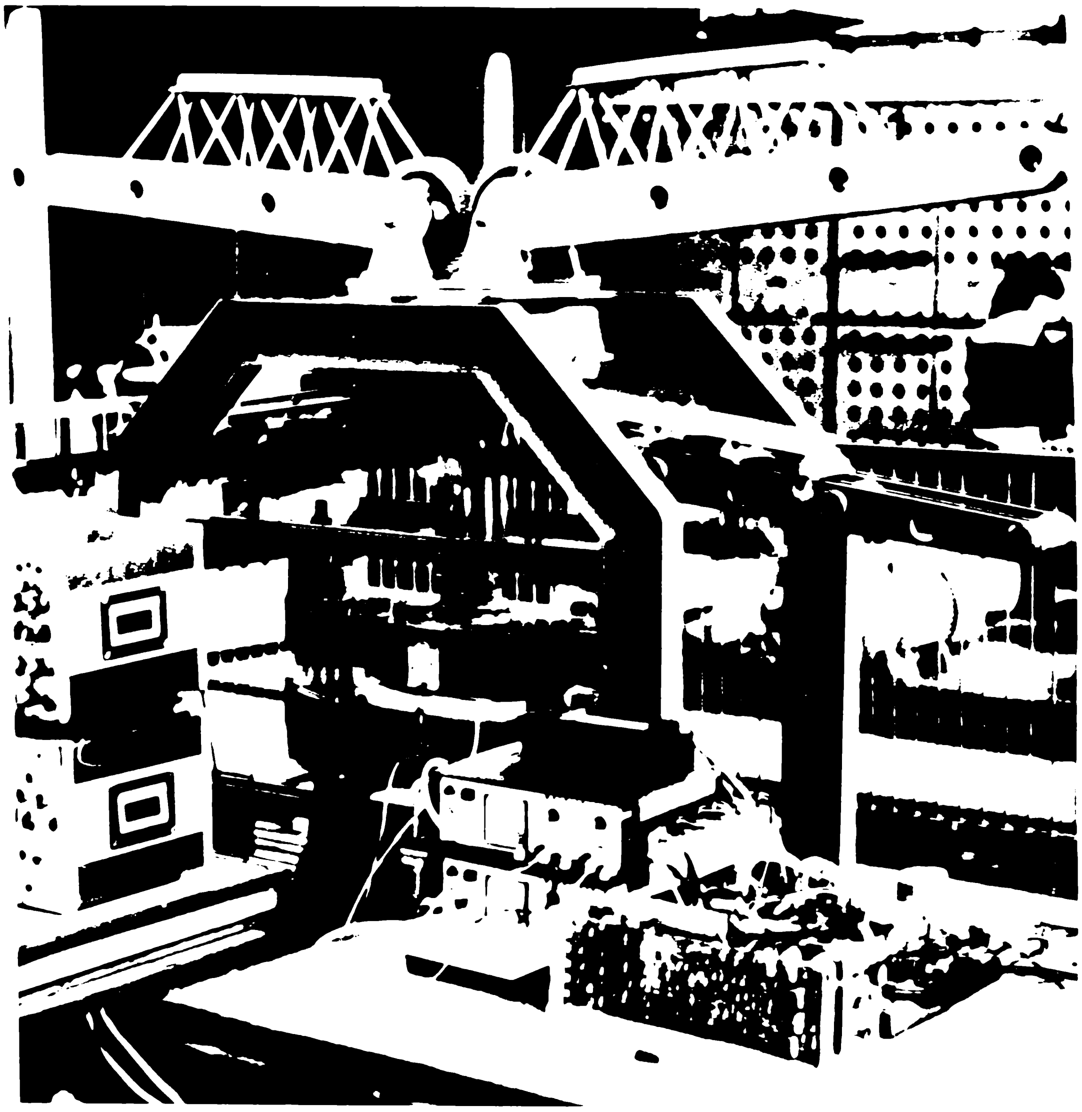
+) O primă sinteză bibliografică asupra levitaţiei electrice şi magnetice este cuprinsă în [60].

- compatibilitate cu sistemele de transport convenţionale; reducerea duratei de călătorie pe distanţe de (400-1100) km în raport cu duratele corespunzătoare deplasarii cu trenul sau cu avionul;
- confort de călătorie sporit în comparaţie cu avionul şi trenul;
- uzură redusă şi întreţinere simplă;
- greutate specifică redusă;
- economicitate ca urmare a unui consum de energie mai redus în comparaţie cu trenul (pe domeniul de viteze comun) şi cu avionul (pe domeniul de distanţe şi viteze comun);
- economicitate ca urmare a unor investiţii mai reduse pentru terasamente în comparaţie cu terasamentele feroviare şi şoselele actuale, ca urmare a utilizării unor căi de glisare mai înguste avînd raze de curbură mici (4 km la viteze de 400 km/h, respectiv 7 km la viteze de 500 km/h [142]) şi pante ridicate (≈5%);
- independenţă faţă de tipul energiei primare;
- riscuri minime în dezvoltare şi utilizare.

Analiza avantajelor şi dezavantajelor vehiculelor de transport neconvenţionale nu face obiectul lucrării de faţă. Ele sînt tratate pe larg în [203,11,66,183,146,145,176,125,185,178,69,13,14,16,7,158,159].

Cercetările în domeniul utilizării levitaţiei cu magneţi permanenţi pentru VPM au avut un curs oscilant. Tendinţa iniţială de realizare a levitaţiei exclusiv cu magneţi permanenţi [138] s-a dovedit lipsită de şanse de reuşită. După încercări de importanţă mai redusă [75], problema utilizării magneţilor permanenţi cu cîmp coercitiv mare pentru VPM a revenit în actualitate ca urmare a propunerii unor variante hibride (levitaţie cu electromagneţi şi magneţi permanenţi) avînd ca scop reducerea greutăţii VPM datorită raportului de cca 5:1 între forţa de levitaţie nominală a magneţilor permanenţi şi greutatea lor [6, 180]. In acest sens nu s-au formulat încă concluzii definitive, dar se apreciază că magneţii permanenţi pot prelua în bune condiţii cca 10% din greutatea VPM.

Cercetările cu cea mai mare pondere s-au întreprins referitor la sistemul electrodinamic, bazat pe forţele repulsive dintre bobinele supraconductoare şi secundar, şi referitor la sistemul electromagnetic, bazat pe forţele de atracţie dezvoltate de electromagneţii de c.c. controlaţi. Cu excepţia Canadei care s-a orientat de la început spre sistemul electrodinamic [204] şi a Angliei care s-a orientat spre sistemul electromagnetic [84,81], în celelalte ţări - RFG [145,146,194], SUA [11,16,183,28] şi URSS [6,117] - s-au efectuat în paralel cercetări referitoare atît la sistemul electromagnetic cît şi la sistemul



[illegible]

Fig. [illegible] [illegible] experimental cu levitaţie electromagne[illegible] electrodinamic. In prezent, cu excepţia SUA, în care interesul faţă de domeniul VPM pare să fi scăzut, în celelalte trei ţări s-a optat pentru continuarea sistematică a cercetărilor legate în primul rînd de vehiculele cu levitaţie electromagnetică [146,196,1]. In toate aceste ţări o contribuţie importantă în domeniul VPM au adus-o institutele de învăţămînt superior tehnic.

Abordarea practică a problemei VPM în R.S.România a apărut în cadrul colaborării dintre IPTV Timişoara şi CCSIT Electroputere Craiova în anul 1976 [202]. In 1977 s-a luat opţiunea de concentrare a cercetărilor în direcţia vehiculelor cu levitaţie electromagnetică. In martie 1979 s-a realizat experimental perna magnetică pe standul din fig.1.1. din laboratorul de maşini electrice al Facultăţii de electrotehnică din Timişoara [202/1979]. In prezent, tot aici, se află în fază de finalizare primul vehicul experimental românesc cu levitaţie electromagnetică MAGNIBUS 01 (fig.1.2). Comunicări de dată recentă fac cunoscute preocupări similare la IP Iaşi concretizate prin levitarea unei rame cu electromagneţi de laborator [200].

Autorul tezei a contribuit la rezolvarea problemelor de reglare aferente sistemelor studiate şi realizate la Facultatea de electrotehnică Timişoara [202]. Aceasta este de fapt sursa care a generat şi explică obiectul prezentei teze în care se abordează numai probleme referitoare la sistemele cu levitaţie electromagnetică.

1.2. Maşinile electrice liniare utilizate în cadrul vehiculelor cu levitaţie electromagnetică şi problemele ridicate de realizarea acestor maşini.

Vehiculele cu levitaţie electromagnetică utilizează atît pentru propulsare şi frînare, cît şi pentru sustentare şi ghidare laterală maşini electrice liniare (MEL). Propulsarea şi frînarea se realizează cu MEL convenţionale, înţelegînd prin aceasta tipurile de MEL care, principial, pot fi concepute plecînd de la maşinile electrice rotative corespunzătoare. Principiul de funcţionare al acestora şi modul de utilizare în cadrul VPM, în particular al vehiculelor cu levitaţie electromagnetică, face obiectul a numeroase lucrări printre care [11, 124,184,203,97,98,205,173,103,101,180]. Sustentarea şi ghidarea se realizează cu electromagneţi controlaţi în tensiune sau în curent, care constituie o categorie de MEL speciale şi anume maşini electrice liniare cu levitaţie electromagnetică (MELLE). In literatură, considerarea ca atare a electromagneţilor controlaţi apare pentru prima dată în mod decisiv în [124], autorii înglobînd în conceptul de MELLE maşinile cu forţă normală predominantă. Ele cuprind în mod distinct şi electromagneţii controlaţi, atît pe cei de c.c. cît şi pe cei de c.a. Acest punct de vedere este consecinţa unor acumulări anterioare, în acord cu care sistemele cu levitaţie electromagnetică sînt considerate ca „motoare liniare care produc forţă verticală" [98,95,60].

Incadrarea electromagneţilor controlaţi în rîndul MEL speciale nu contravine conceptului general de maşină electrică şi anume de „sistem de circuite electrice, plasate pe miezuri magnetice, în general mobile relativ, cuplate între ele magnetic sau electric, sau atît electric cît şi magnetic, sistem capabil de transformare a energiei electrice în energie stereomecanică sau invers, sau în energie electrică de altă formă, în decursul transformării intervenind forma stereomecanică a unor corpuri solide în mişcare" [39]. In adevăr, electromagneţii controlaţi şi comandaţi în tensiune sau în curent, adică electromagneţii stabilizaţi şi reglaţi, conduşi în circuit închis prin controlarea permanentă a tensiunii de alimentare a înfăşurării de excitaţie sau a curentului de excitaţie, reprezintă sisteme ce posedă toate calităţile menţionate. Pentru literatura tehnică de limbă română acest punct de vedere este nou datorită obişnuinţei de a considera electromagneţii ca aparate electrice primare a căror armătură mobilă este capabilă de a efectua secvenţial deplasari limitate [76,165]. Cele două moduri de considerare a electromagneţilor nu sînt contradictorii întrucît electromagnetul, ca aparat electric primar, nu presupune controlabilitate continuă, adică posibilitatea de a aduce prin comandă cele două armături dintr-o poziţie reciprocă oarecare într-o poziţie reciprocă finală, dorită.

Datorită caracteristicilor de comandă favorabile şi a posibilităţilor de comandă relativ simplă, a costului redus şi a pierderilor prin curenţi turbionari reduse, în domeniul VPM s-au impus electromagneţii controlaţi de cc. Lucrarea de faţă se referă numai la această categorie de MELLE +).

MELLE folosesc electromagneţi de c.c. de forma celor din fig.1.7. Bobina de excitaţie poate fi amplasată pe jugul sau pe coloanele armăturii mobile, în formă de U, confecţionată din miez feromagnetic masiv. De prim interes practic sînt considerate variantele (a), ca urmare a faptului că forţa de levitaţie nu variază sensibil la deplasări laterale reduse ale electromagnetului, inevitabile în cursul deplasării VPM. Ansamblul alcătuit din electromagnet (parte mobilă) şi şină (parte fixă) se numeşte sistem electromagnet-şină (SES). In ipoteza că electromagnetul 1 execută, ca urmare a modificării forţelor ce acţionează asupra lui, numai deplasări după o direc-

+) Unele referiri la MELLE cu electromagneţi de c.a. controlaţi se găsesc în [82,112].

-ie perpendiculară pe şina 2 - care, la rîndul ei, se poate deplasa în ...ul aceleiaşi direcţii fără a resimţii reacţiuni din partea electromagnetului - sistemul rezultat este numit sistem electromagnet-şină un grad de libertate (SES-1L sau sistem ES-1L). Ansamblul alcătuit

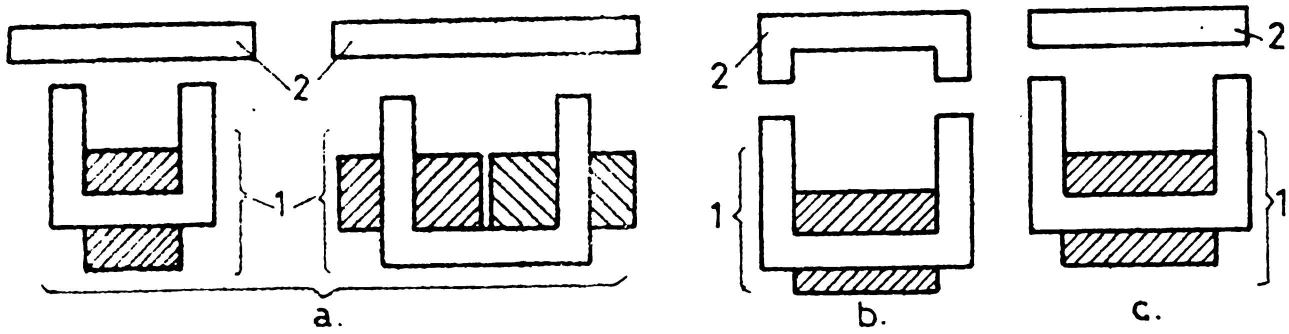


Fig. 1.3. Tipuri de electromagneţi de c.c. utilizaţi în cadrul MELLE.

din două sau mai multe sisteme electromagnet-şină avînd electromagneţii cuplaţi mecanic rigid sau elastic, se numeşte sistem electromagnet-şină cu mai multe grade de libertate (SES-ML sau sistem ES-ML). VPM conţin numai astfel de sisteme, dar studiul lor, aşa cum se arată şi în teză, se poate reduce în multe cazuri la cel al unor SES-1L autonome sau la cel al unor sisteme autonome echivalente SES-1L.

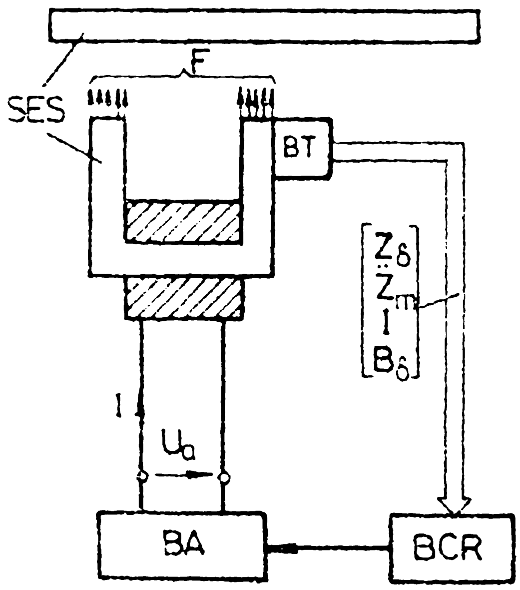


Fig. 1.4. Părţile componente ale unei MELLE: SES -sistem electromagnet-şină; BA-bloc de alimentare, BT-bloc de traductoare (mărimile măsurate pot fi întrefierul Z_δ, acceleraţia $\ddot{Z}_m$, curentul de excitaţie I, inducţia magnetică din întrefier B_δ); BCR-bloc de comandă şi reglare.

Controlul unei MELLE se realizează în principiu conform schemei din fig.1.4 +). In acord cu aceasta, MELLE reprezintă un sistem de reglare automată care pe lîngă SES, împreună cu blocul de alimentare BA al acestuia, cuprinde şi blocul de comandă şi reglare BCR ce asigură, în funcţie de informaţiile culese despre starea SES de către blocul de traductoare BT şi în funcţie de programul prestabilit pentru MELLE, controlul electromagnetului prin intermediul tensiunii de excitaţie U_a sau curentului de excitaţie I. BCR are rolul de a stabiliza MELLE şi de a conferi o anumită calitate proceselor dinamice şi statice care o caracterizează.

Principalele probleme care se pun cu privire la MELLE şi la utilizarea lor pentru VPM sînt [67,11]:

(i) construcţia optimală a electromagneţilor şi analiza comportării magnetodinamice a acestora ţinînd seama şi de curenţii turbionari

---

+) Prima propunere de utilizare a unei MELLE de acest tip, cu BCR con[illegible] datează din 1912 (Graeminger) [112], iar [illegible]onic datează din 19[illegible] (Kemper) [90,91].

induşi în şină +);

(ii) alegerea sistemului de alimentare (choppere cu tranzistoare sau tiristoare alimentate în c.c. sau redresoare trifazate cu tiristoare);

(iii) realizarea unor traductoare de întrefier, acceleraţie absolută, curent şi inducţie magnetică de mare precizie şi sensibilitate şi cu inerţie cît mai redusă;

(iv) stabilirea unor algoritmi de control adecvaţi reglării şi asigurării calităţii dorite pentru levitarea VPM, iar în particular pentru MELLE, în condiţiile acţionării unor perturbaţii complexe şi a unor restricţii rigide impuse mişcării vehiculului, şi implementarea acestora în variantă analogică, numerică sau hibridă;

(v) stabilirea structurii mecanice a VPM (capabilă să preia momente de torsiune) astfel încît frecvenţele proprii ale acesteia să se situeze dincolo de frecvenţele proprii ale sistemului automat.

Forţa electromagnetică dezvoltată de o MEL unilaterală convenţională are întotdeauna alături de componenta tangenţială, utilizată în cazul VPM pentru propulsarea acestora, şi o componentă normală [124,11]. Ideea utilizării ei în scopul levitării VPM a condus la apariţia MEL integrate, respectiv a aşa-numitor sisteme integrate, capabile atît de dezvoltarea unor forţe normale de levitare cît şi a unei forţe tangenţiale de propulsare. In principiu o MEL integrată de tip electromagnetic îmbină constructiv o MEL convenţională şi o MELLE avînd miezul magnetic comun, iar secundarul (şina) realizat într-o variantă laminată sau segmentată. MEL integrate utilizează pentru levitare atît forţa dezvoltată de MELLE cît şi componenta normală a MEL convenţionale, orientate în aceeaşi direcţie, perpendicular pe şine. Din cadrul MEL integrate de tip electromagnetic s-au impus variantele în care MEL convenţională este un motor liniar sincron [179,176,177,180, 11,203]. Spre exemplu, vehiculul MAGNIBUS 01 realizat la IPTV Timişoara este prevăzut cu maşini electrice liniare integrate sincrone homopolare [12,202]. Totodată trebuie menţionat că noţiunea de MELLE integrată se utilizează şi referitor la MELLE care dezvoltă simultan şi forţe de sustentare şi forţe de ghidare laterală.

In cazul unui VPM, indiferent de modul de realizare a propulsării şi levitării, între subsistemele care realizează aceste funcţiuni apar interacţiuni mai mult sau mai puţin importante, care depind în bună măsură de viteza de deplasare a vehiculului [11,9,174,102,181]. In acest context temele problemelor (ii), (iv) şi (v) trebuie completate cu considerarea interacţiunii menţionate. Mai mult chiar, în cazul MEL integrate problema (iv) devine şi problema propulsării.

+) Problema face obiectul a numeroase studii printre care [11,9,12, 125,126,127,189,151].

C·rcetările teoretice experimentale întreprinse pînă în prezent au condus la concluzia că VPM cu levitaţie electromagnetică cu cele mai mari şanse de utilizare practică sînt [203,202]:

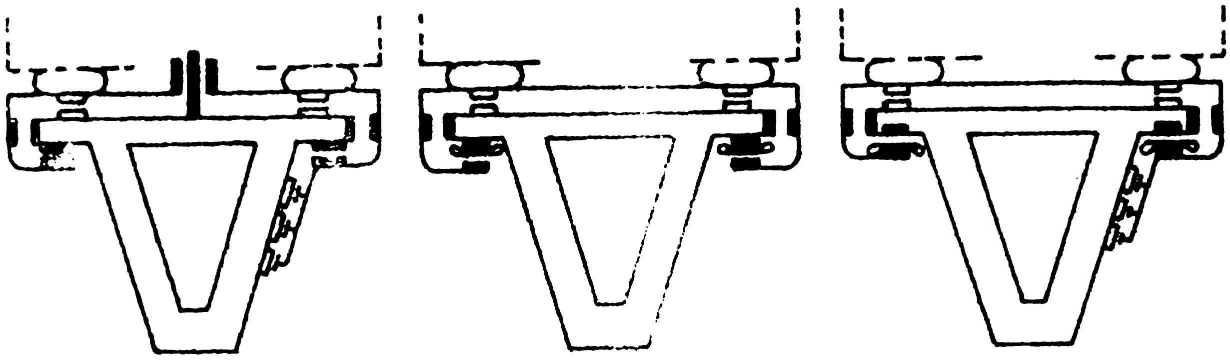


Fig.1.5. Tipuri de VPM cu levitaţie electromagnetică propulsate, sustentate şi ghidate lateral cu MEL.

a) VPM cu propulsare cu motor de inducţie liniar bilateral cu stator scurt şi cu levitare şi ghidare realizate separat cu MELLE (fig. 1.5.a);

b) VPM cu propulsare şi levitare cu MEL integrată sincronă cu stator lung şi cu ghidare cu MELLE (fig.1.5.b);

c) VPM cu propulsare şi levitare cu MEL integrată sincronă homopolară cu stator scurt şi cu ghidare cu MELLE (fig.1.5.c).

1.3. Sistemele cu levitaţie electromagnetică ale maşinilor electrice liniare cu levitaţie electromagnetică şi obiectivul tezei.

Obiectivul tezei îl constituie abordarea primei părţi a problemei (iv) enunţată în paragraful anterior şi anume tratarea d.p.d.v. algoritmic a problemei de control automat. Privită numai din acest punct de vedere MELLE este denumită în cadrul tezei sistem cu levitaţie electromagnetică (SLEM sau sistem LEM). In consecinţă prin SLEM se va înţelege în continuare sistemul de control automat al SES sau, în terminologie uzuală, sistemul de reglare automată al SES.

Obiectivul este realizat parcurgînd etape caracteristice rezolvării unei probleme de reglare: modelarea şi analiza procesului reglat, estimarea parametrilor modelelor, definirea performanţelor impuse sistemului de control automat, sinteza şi proiectarea acestuia şi verificarea calităţii sistemului rezultat. Privind obiectivul tezei din punctul de vedere al preocupărilor existente la I.P.T.V.Timişoara referitoare la MELLE şi VPM se precizează că abordarea lui a reprezentat o necesitate, întrucît la nivelul anului 1975 cînd s-a trasat această orientare, cu excepţia raportului [112], de o certă valoare informativă, în literatura de specialitate în circulaţie liberă nu figurau lucrări care să abordeze calculul SLEM. Cu toate acestea, studiile teoretice şi experimentale întreprinse în diferite centre pînă la acea dată erau în fază avansată. Ulterior, în literatura au apărut mai multe lucrări care au etalat principalele puncte de vedere referitoare la SLEM. Dintre acestea se apreciază în mod deosebit lucrarea [62] a colectivului de la firma vest-germană MBB. Aceste lucrări, la care teza face referiri, pe de-o parte au confirmat cercetările autorului tezei, iar pe de altă parte l-au obligat pe acesta la efectuarea unor analize critice şi unor sinteze asupra diverselor aspecte. Incepînd cu anul 1975 [45], în paralel cu lucrările amintite, autorul a publicat şi comunicat o parte din rezultatele sale, lucrările respective fiind de asemenea menţionate în teză.

Precizările de mai sus explică atît conţinutul tezei cît şi modul în care aceasta a fost concepută, în sensul că:

(i) domeniul tezei corespunde rezolvării unei probleme interdisciplinare aflate la intersecţia problematicii maşinilor electrice, teoriei sistemelor şi controlului automat, cu toate implicaţiile ce derivă din aceasta din urmă;

(ii) structura tezei reflectă soluţionarea unei probleme de control automat, fiind obligatorie tratarea fiecărei părţi a ansamblului prezentat;

(iii) capitolele tezei îmbină elemente originale cu elemente de analiză şi sinteză bazate pe manipularea unei bibliografii bogate;

(iv) principalul domeniu de aplicaţie vizat pentru MELLE este cel al VPM.

Privind conţinutul principalelor capitole ale tezei se fac următoarele precizări:

-Cap.2 abordează modelarea SES şi anume: în prima parte modelarea SES-1L, iar în a doua parte modelarea unui SES-5L. Partea a doua prezintă maniera în care se poate echivala un SES-ML cu mai multe sisteme autonome avînd structura SES-1L, problemă deosebit de importantă pentru VPM de dimensiuni mici şi cu boghiuri practic rigide.

-Cap.3 se referă la estimarea parametrilor SES-1L prin diverse mijloace, începînd cu estimarea teoretică şi încheind cu estimarea prin procedee de măsurare adaptivă. Fără parcurgerea acestei etape nu se poate aborda concret, [illegible]ric, realizarea unei MELLE.

-Cap.4 dezbate performanţele impuse SEM-1L, precizînd punctele de plecare în stabilirea algoritmilor de control ai SES-1L. Dificultatea abordării problemei şi în acelaşi timp importanţa ei se explică prin complexitatea cerinţelor ridicate de realizarea VPM şi prin complexitatea perturbaţiilor, care acţionează asupra lor şi se transmit la nivelul MELLE cu care sînt echipate şi, în acelaşi timp, prin lipsa unei experienţe semnificative în acest domeniu.

-Cap.5 tratează sinteza şi proiectarea SLEM-1L cu reacţie după întrefier, viteza de variaţie a întrefierului şi acceleraţie absolută, adică sinteza şi proiectarea unei categorii de SLEM-1L care în prezent este considerată în literatură, ca şi de autorul tezei, că oferă mari posibilităţi de control automat cu asigurarea performanţelor impuse SLEM-1L. Totodată această categorie se pretează la dezvoltări ulterioare şi la generarea altor categorii de SLEM-1L.

-Cap.6 prezintă principiile de realizare ale SLEM-ML şi anume: SLEM cu control descentralizat şi SLEM cu control centralizat, arătîndu-se că proiectarea algoritmică a acestor sisteme revine la proiectarea algoritmică a unor sisteme LEM-1L autonome, respectiv a unor sisteme autonome echivalente SLEM-1L. Totodată se fac referiri la simularea celor din urmă.

-Cap.7 rezumă cîteva rezultate experimentale şi simulări numerice efectuate de autor privitoare la SLEM-1L. Ele susţin valabilitatea concluziilor şi rezultatelor capitolelor anterioare ale tezei.

-Cap.8 sistematizează principalele contribuţii aduse de autor prin intermediul tezei la studiul SLEM şi prin aceasta la studiul sistemelor cu MELLE.

In afara celor opt capitole teza mai conţine şi nouă anexe în care, din dorinţa unei prezentări cursive a principalelor probleme, au fost separate o seamă de aspecte.

CAPITOLUL 2

MODELAREA SISTEMELOR ELECTROMAGNET-ŞINĂ

Modelarea SES constituie o primă problemă ce trebuie elucidată în vederea **realizării** unui SLEM. Ea face obiectul capitolului de faţă. Deşi SES are un caracter neliniar modelele matematice (MM) liniarizate permit realizarea în bune condiţii a unui SLEM întrucît în regimurile normale de funcţionare variaţiile mărimilor caracteristice sînt foarte mici. Din acest motiv capitolul se referă în principal numai la MM liniarizate ale SES.

La pct. 2.1. se stabilesc şi se analizează diferite MM ale **SES**-1L, iar la pct. 2.2. se stabileşte MM al unui SES-5L. In fiecare caz se obţin MM cu structuri relativ simple şi uşor de manipulat. Un rezultat important al analizei întreprinse îl constituie faptul că studiul ambelor sisteme poate fi redus la studiul unui sistem abstract numit sistem electromagnet-şină de bază (SES-B). Acesta este instabil însă controlabil şi observabil.

2.1. Modelarea sistemului electromagnet-şină cu un grad de libertate.

2.1.1. Definirea sistemului electromagnet-şină cu un grad de libertate.

Conform celor precizate la pct. 1.2. prin SES-1L se înţelege ansamblul din fig.2.1. alcătuit dintr-un electromagnet şi o placă feromagnetică, cu lăţimea mai mare decît a electromagnetului, numită şină. Se admite

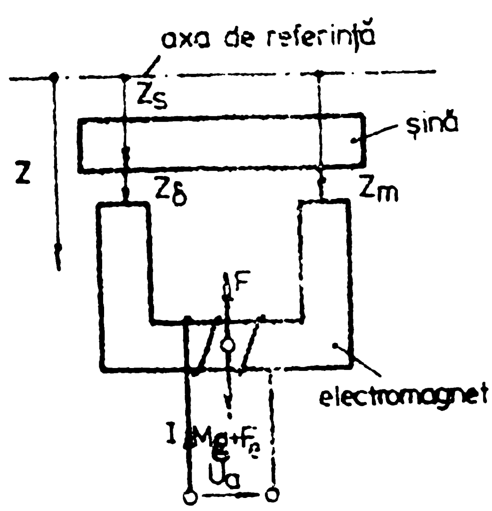


Fig. 2.1. Sistemul electromagnet-şină cu un grad de libertate (SES-1L).

că atît electromagnetul, cît şi şina, se pot deplasa numai pe direcţie verticală, perpendicular pe axa de referinţă (orizontală) fixă în spaţiu, deplasările producîndu-se astfel încît în orice moment valorile celor două întrefieruri sînt egale. In consecinţă se consideră un singur întrefier cu valoare z_δ. Masa M reprezintă masa electromagnetului inclusiv încărcătura sa statică. Cota z_s corespunzătoare feţei dinspre întrefier a şinei caracterizează poziţia şinei în raport cu axa de referinţă. Se admite că această poziţie se modifică în timp independent de poziţia şi [illegible] electromagnetului, reprezentînd prima din cauzele perturbatoare ale stării sistemului, cauză care în cazul VTM corespunde denivelărilor şi curburilor căii de glisare, adică traseului nominal, respectiv imperfecţiunilor de montare şi de formare a căii de glisare.

Electromagnetul se consideră alimentat de la o sursă ideală de tensiune continuă cu o tensiune U_a, care forţează prin bobina sa curentul I, ce determină, în funcţie de valoarea întrefierului Z_δ, forţa de atracţie electromagnetică F dintre electromagnet şi şină. Cînd tensiunea U_a este constantă SES-1L este instabil. In ipoteza că U_a este o tensiune modificabilă sistemul se poate stabiliza prin control automat (v. cap.5).

O a doua cauză perturbatoare a SES-1L o reprezintă forţa exterioară F_e. Prin intermediul ei se ţine seamă de diverse forţe exterioare perturbatoare cum sînt cele datorite acţiunii vîntului asupra cutiei vehiculului şi cele datorite dependenţei forţei electromagnetice de viteza de propulsare [11,9].

Cu excepţia masei M toate mărimile menţionate se consideră variabile în timp. După cum se va arăta, d.p.d.v. algoritmic mărimile de intrare ale sistemului sînt: U_a, $\ddot{Z}_s$, F_e şi $\dot{F}_e$. Se consideră ca mărimi de ieşire Z_δ, I şi $\ddot{Z}_m$ - acceleraţia de deplasare pe verticală a electromagnetului, mărimi ce se pot măsura cu traductoare existente.

Studierea SES-1L este utilă din mai multe motive: (i) SES-1L reprezintă procesul stabilizat şi reglat al SLEM-1L; (ii) SES-ML se pot reduce printr-o corelare adecvată a comenzilor la un ansamblu de subsisteme autonome avînd o structură asemănătoare cu a SES-1L; (iii) SES cu suspensie elastică care se utilizează în cadrul VPM cu control descentralizat se reduce la SES-1L; (iv) sinteza şi proiectarea SLEM ale VPM se pot reduce pentru cazurile (ii) şi (iii) la sinteza şi proiectarea SLEM-1L; (v) studiul sistemelor ES-1L şi LEM-1L este relativ simplu şi oferă posibilitatea corectării eficiente a datelor de calcul pe cale experimentală.

In cadrul acestui paragraf se stabilesc cele mai importante MM ale SES-1L, MM care pot fi luate în consideraţie la dezvoltarea diferitelor strategii de stabilizare şi de reglare a SES-1L sau de simulare a comportării acestuia.

In prezent pentru proiectarea SLEM se utilizează în exclusivitate MM liniare obţinute prin liniarizare [61,186,143]. La pct. 2.1.2.1. şi 2.1.2.2. sînt stabilite şi analizate MM liniare de ordin n = 3 (cel mai mic ordin posibil) , numite „MM de ordin redus ale SES-1L". Diferenţele existente între informaţiile furnizate de MM de ordin redus ale SES-1L şi unele determinări experimentale au condus la ideea dezvoltării unor MM de ordin n > 3. Acestea sînt numite „MM de ordin superior ale SES-1L" şi fac obiectul pct. 2.1.2.3. Coeficienţii MM menţionate depinzînd de punctul de funcţionare, valabilitatea MM liniare este oricum restrînsă. Dependenţa acestor coeficienţi în raport cu diverşi parametrii ai sistemului ES-1L este studiată la pct.2.1.3. Studiul este util din două puncte de vedere: (i) cunoaşterea ordinului de mărime al variaţiei procentuale a coeficienţilor ce interesează; (ii) simplificarea calculelor de proiectare algoritmică atunci cînd se pune problema modificării punctului nominal de funcţionare al SES-1L.

In fine, în ideea unei tratări unitare a problemei modelării SES-1L şi a stabilirii elementelor de bază necesare pentru diverse probleme de simulare, la pct. 2.1.4. se prezintă cîteva elemente referitoare la MM neliniare ale sistemului ES-1L.

Paragraful are un caracter monografic original avînd în vedere că lucrările existente în literatură fie că se rezumă la tratarea unor MM particulare, fie că - plecînd de la anumite considerente de „secret de firmă" - nu dezvoltă decît într-o măsură redusă aspectele referitoare la etapa de modelare. Pct. 2.1.2.1. şi 2.1.4. au la bază studiul întreprins de autor în [41,42] şi lucrările care au constituit punctele de plecare ale acestuia [191,143,166,2,112]. Problemele dezvoltate la pct. 2.1.2.3. nu figurează în literatură, constituind o contribuţie a autorului valorificabilă în condiţiile în care se dispune de un ştand specializat pentru identificarea SES-1L. Problemele prezentate în cadrul pct. 2.1.3. au de asemenea un caracter original.

2.1.2. Modele matematice liniare cu coeficienţi constanţi ale SES-1L.

MM liniare cu coeficienţi constanţi (sistemele constante) constituie cele mai utilizate MM din teoria sistemelor [135,55]. Neliniarităţile specifice procesului electrodinamic corespunzător SES-1L pot fi liniarizate. In continuare se stabilesc şi se analizează diferite tipuri de MM liniare ale SES-1L. MM de ordin redus (ordinul III) au avantajul de a fi simple, însă dezavantajul de a realiza o modelare imprecisă. Necesitatea îmbunătăţirii preciziei acestora ca urmare a unor neconcordanţe menţionate în literatură, au condus la propunerea MM de ordin superior prezentate în ultima parte a paragrafului. Ele sînt mai dificil de manipulat şi de identificat experimental.

2.1.2.1. Modele matematice de ordin redus.

Forma cea mai generală, considerată în această lucrare, a ecuaţiilor care descriu procesul fizic din cadrul SES-1L, numită „ecuaţiile fundamentale ale SES-1L", este [143,166,2,112,41]:

$$U_a(t) = RI(t) + \dot{\Psi}(t) \quad (2.1)$$
$$\Psi(t) = \Psi(I(t), Z_\delta(t)) \quad (2.2)$$
$$F(t) = F(I(t), Z_\delta(t)) \quad (2.3)$$
$$M\ddot{Z}_m(t) = Mg - F(t) + F_e(t) \quad (2.4)$$
$$Z_m(t) = Z_s(t) + Z_\delta(t)\,. \quad (2.5)$$

Primele trei ecuaţii caracterizează aspectul electromagnetic al procesului considerat, iar ultimele două aspectul mecanic. Ele sînt scrise în ipoteza că rezistenţa bobinajului R şi masa M sînt mărimi invariante în timp. Valorile corespunzătoare unui punct de funcţionare staţionară (mărimi afectate de indicele „o") satisfac, în acord cu relaţiile anterioare, egalităţile:

$$U_{ao}=RI_o\ ;\ \Psi_o=\Psi(I_o,Z_{\delta o});\ F_o=F(I_o,Z_{\delta o})=Mg+F_{eo};\ Z_{mo}=Z_{so}+Z_{\delta o}\,. \quad (2.6)$$

In mod obişnuit liniarizarea se face pentru un punct de funcţionare staţionară avînd $F_{eo}= 0$.

Pentru ca (2.1) ÷ (2.5) să reprezinte MM al SES-1L trebuie precizate variabilele de intrare şi variabilele de ieşire ale procesului. In acest stadiu al dezvoltării problemei ele sînt U_a, F_e şi Z_s, respectiv Z_δ, I şi $\ddot{Z}_m$, schema bloc structurală a SES-1L rezultînd ca în fig.2.2. Blocurile neliniare corespund ec.(2.2) şi (2.3). Neliniarităţile evidenţiate se datoresc pe de-o parte caracteristicii de magnetizare şi histerezisului magnetic, iar pe de altă parte specificului forţei electromagnetice de atracţie. Alte neliniarităţi au fost eliminate prin ipotezele simplificatorii făcute.

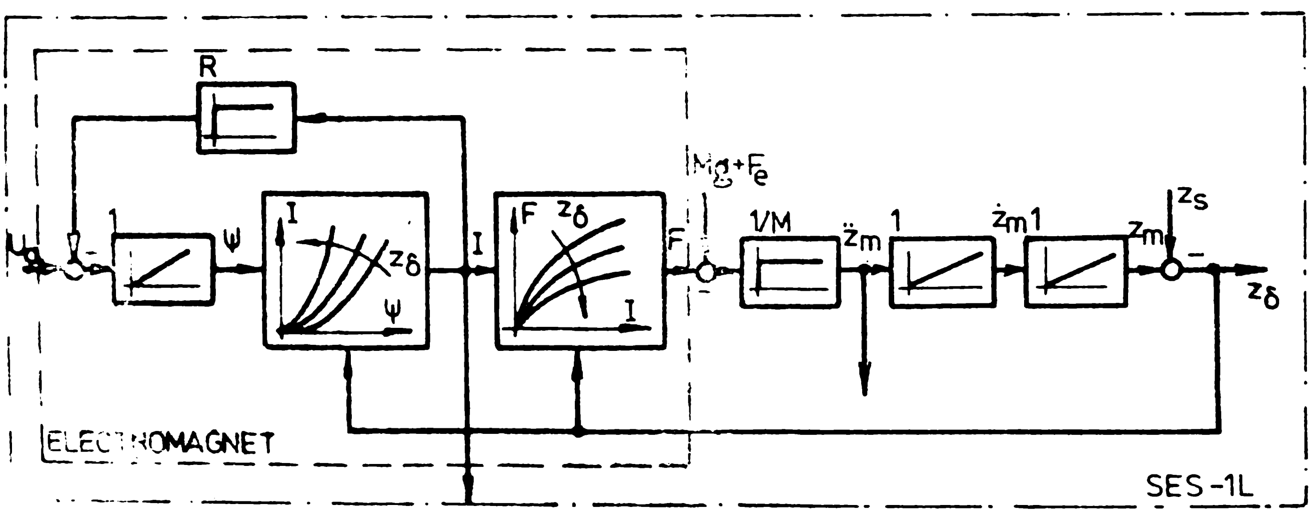


Fig. 2.2. Schema bloc structurală a SES-1L corespunzătoare ecuaţiilor fundamentale.

Pentru investigarea comportării SES-1L în vecinătatea punctului de funcţionare $\Lambda_o(U_{ao},F_{eo},Z_{so},I_o,\Psi_o,Z_{\delta o},F_o,Z_{mo})$ este suficientă în general o aproximare prin liniarizare după tangentă. Se notează:

$$U_a = U_{ao}+\Delta U_a;\quad F_e = F_{eo}+\Delta F_e;\quad Z_s = Z_{so}+\Delta Z_s;\quad I = I_o+\Delta I$$
$$\Psi = \Psi_o+\Delta\Psi;\quad Z_\delta = Z_{\delta o}+\Delta Z_\delta;\quad F = F_o+\Delta F;\quad Z_m=Z_{mo}+\Delta Z_m\,. \quad (2.7)$$

în care: ΔU_a = variaţia tensiunii de alimentare U_a corespunzătoare unui punct de funcţionare curent Λ faţă de valoarea U_{ao} corespunzătoare punctului Λ_o ş.a.m.d.

Liniarizînd MM (2.1) ÷ (2.5) în vecinătatea punctului Λ_o rezultă (2.8).

Convenţie: Pentru simplificarea exprimărilor, variaţiile $\Delta U_a, \ldots, \Delta Z_m$ se notează cu $U_a, \ldots, Z_m$, fără a mai utiliza simbolul Δ.

Ca urmare, în continuare variabilele MM liniare ale diferitelor sisteme reprezintă variaţiile mărimilor pe care le descriu faţă de valorile corespunzătoare unui punct de funcţionare staţionară.

Potrivit acestei convenţii MM (2.8) obţine aspectul (2.9):

$$\begin{aligned}
\Delta U_a &= R\,\Delta I + (\Delta\Psi)^{\cdot} \\
\Delta\Psi &= K_I \Delta I - K_\delta \Delta Z_\delta \\
\Delta F &= C_I \Delta I - C_\delta \Delta Z_\delta \\
M(\Delta Z_m)^{\cdot\cdot} &= -\Delta F + \Delta F_e \\
\Delta Z_m &= \Delta Z_s + \Delta Z_\delta
\end{aligned} \qquad (2.8) \qquad\qquad
\begin{aligned}
U_a &= RI + \dot{\Psi} \\
\Psi &= K_I I - K_\delta Z_\delta \\
F &= C_I I - C_\delta Z_\delta \\
M\ddot{Z}_m &= -F + F_e \\
Z_m &= Z_s + Z_\delta .
\end{aligned} \qquad (2.9)$$

Coeficienţii K_I, K_δ, C_I şi C_δ, numiţi parametrii primari ai SES-1L, sînt toţi pozitivi. Valorile lor depind de punctul Λ_o, în vecinătatea căruia este valabilă liniarizarea, calculîndu-se cu relaţiile:

$$K_I := \frac{\partial\Psi}{\partial I}\bigg|_{\Lambda_o}; \quad K_\delta := -\frac{\partial\Psi}{\partial Z_\delta}\bigg|_{\Lambda_o}; \quad C_I := \frac{\partial F}{\partial I}\bigg|_{\Lambda_o}; \quad C_\delta := -\frac{\partial F}{\partial Z_\delta}\bigg|_{\Lambda_o} \qquad (2.10)$$

Din (2.9) rezultă schema bloc structurală din fig. 2.3 care prezintă avantajul de a fi modelabilă în mod simplu pe calculator analogic. Ea nu evidenţiază însă constanta de timp a electromagnetului

$$T = K_I / R , \qquad (2.11)$$

a cărei valoare depinde de asemenea de punctul Λ_o.

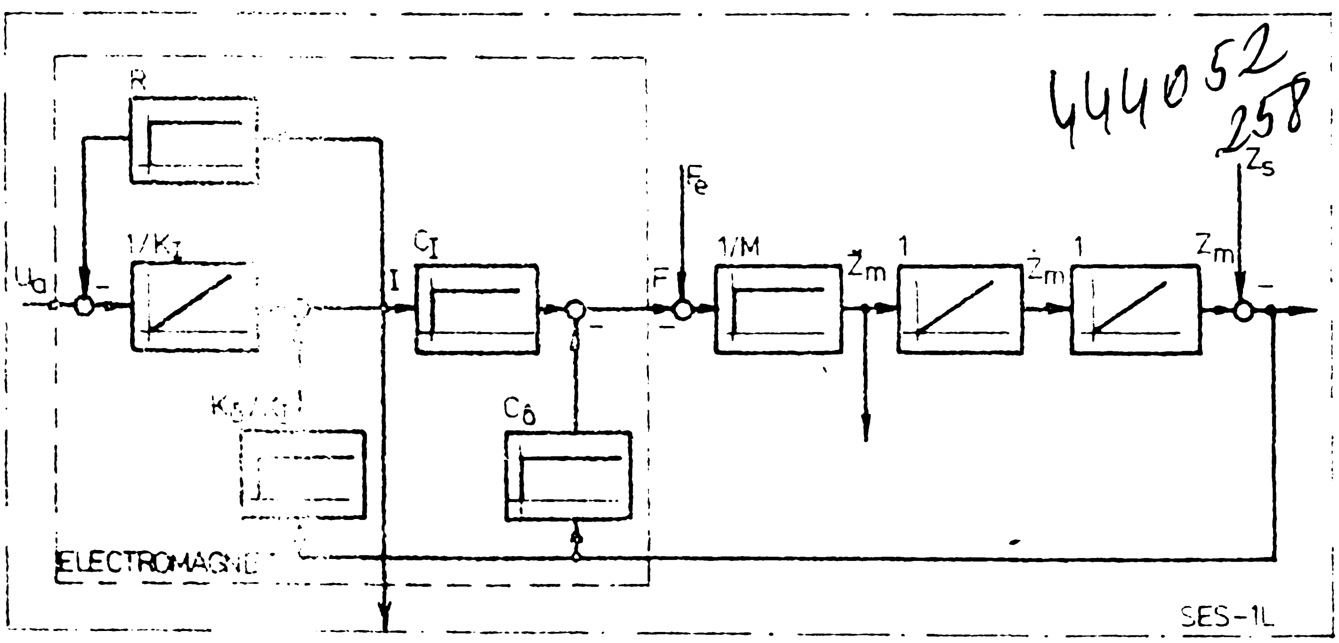


Fig. 2.3. Schema bloc structurală a SES-1L corespunzătoare MM (2.9).

Constanta de timp se evidenţiază eliminînd fluxul Ψ din ec.(2.9). Se

Obţin ec.(2.12) şi schema bloc structurală din fig. 2.4.

$$T\dot{I}+I=\frac{1}{R}(U_a+K_\delta\dot{Z}_\delta);\quad F=C_I I-C_\delta Z_\delta;\quad M\ddot{Z}_m=-F+F_e;\quad Z_m=Z_s+Z_\delta\,. \qquad (2.12)$$

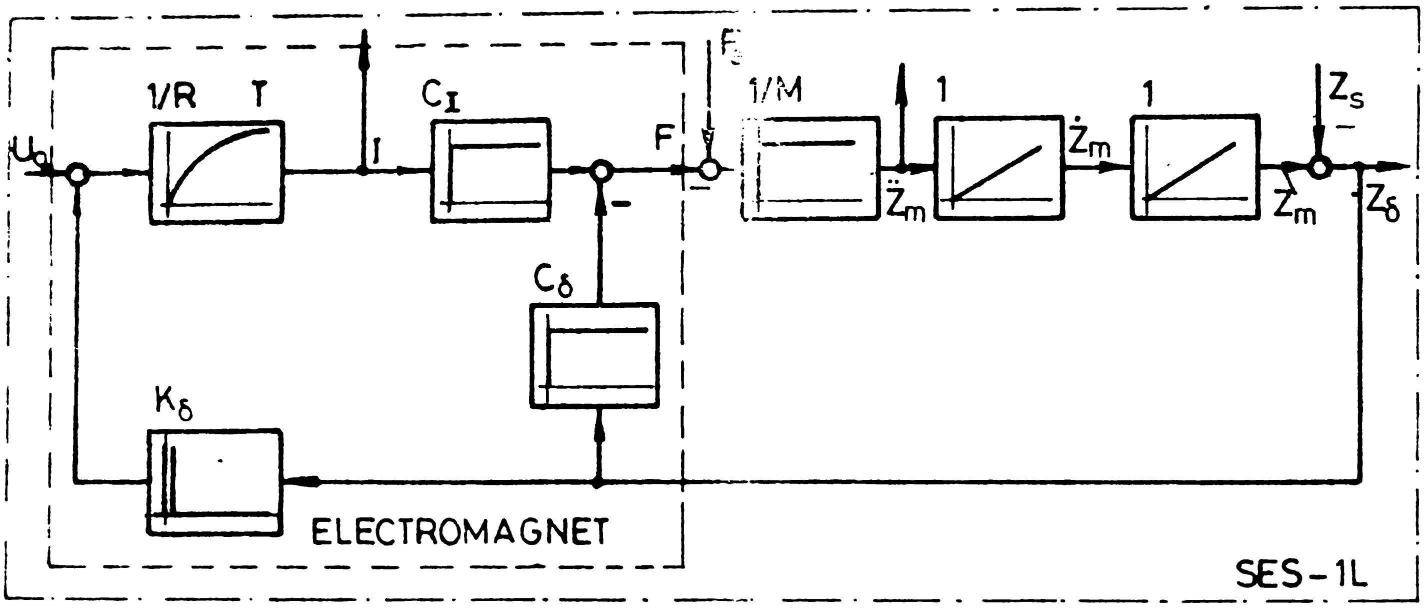


Fig. 2.4. Schema bloc structurală a SES-1L corespunzătoare ec.(2.12).

Privit prin prisma MM (2.12) SES-1L reprezintă un sistem de ordinul III. El poate fi adus în forma intrare-stare-ieşire folosind diverse moduri de alegere a variabilelor de stare. Principial sînt posibile următoarele trei reprezentări cu interpretare fizică nemijlocită:

$$\underline{X}_1=[Z_\delta\ \dot{Z}_\delta\ \ddot{Z}_m]^T \qquad (2.13)$$

$$\underline{X}_2=[I\ \ Z_\delta\ \dot{Z}_\delta]^T \qquad (2.14)$$

$$\underline{X}_3=[I\ \ \dot{Z}_\delta\ \ddot{Z}_m]^T \qquad (2.15)$$

considerîndu-se de fiecare dată aceleaşi variabile de intrare:

$\underline{U}_c=[U_a]$ – mărime de comandă, (2.16)

$\underline{U}_p=[F_e\ \ \dot{F}_e\ \ \ddot{Z}_s]^T$ – mărimi de perturbaţie (2.17)

şi aceleaşi variabile de ieşire:

$$\underline{Y}=[Z_\delta\ \ I\ \ \ddot{Z}_m]^T\,. \qquad (2.18)$$

Mărimile Z_δ şi Z_m constituie în mod obişnuit şi ieşirile de apreciere ale SES-1L.

Ecuaţiile de stare şi de ieşire corespunzătoare celor trei situaţii (2.13) ÷ (2.15) obţin aspectul general:

$$\dot{\underline{X}}(t)=\underline{A}\,\underline{X}(t)+\underline{B}_c\underline{U}_c(t)+\underline{B}_p\underline{U}_p(t) \qquad (2.19)$$

$$\underline{Y}(t)=\underline{C}\,\underline{X}(t)\qquad\qquad+\underline{D}_p\underline{U}_p(t)\,. \qquad (2.20)$$

Expresiile concrete ale matricilor care apar în aceste ecuaţii sînt date în tabelul 2.1. Schema bloc structurală a MM-ISI (2.19), (2.20) este reprezentată în fig. 2.5.

Privind aceste MM-ISI ale SES-1L se impun două observaţii:

[illegible]rea lui $\ddot{Z}_s$ ca mărime de perturbaţie impune modificarea

TABELUL 2.1. ELEMENTELE MM-ISI (2.19) SI (2.20) ALE SES-1L.

$\underline{X}$	$\underline{X}_1=[Z_\delta\ \dot{Z}_\delta\ \ddot{Z}_m]^T$	$\underline{X}_2=[I\ Z_\delta\ \dot{Z}_\delta]^T$	$\underline{X}_3=[I\ \dot{Z}_\delta\ \ddot{Z}_m]^T$
$\underline{U}_c$	$[U_a]$	$[U_a]$	$[U_a]$
$\underline{U}_p$	$[F_e\ \dot{F}_e\ \ddot{Z}_s]^T$	$[F_e\ \dot{F}_e\ \ddot{Z}_s]^T$	$[F_e\ \dot{F}_e\ \ddot{Z}_s]^T$
$\underline{Y}$	$[Z_\delta\ I\ \ddot{Z}_m]^T$	$[Z_\delta\ I\ \ddot{Z}_m]^T$	$[Z_\delta\ I\ \ddot{Z}_m]^T$
$\underline{A}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{C_\delta}{MT} & \frac{C_\delta}{M}-\frac{C_I K_\delta}{MK_I} & -\frac{1}{T} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{T} & 0 & \frac{K_\delta}{K_I} \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{C_I}{M} & \frac{C_\delta}{M} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{T} & \frac{K_\delta}{K_I} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{C_I}{MT} & \frac{C_\delta}{M}-\frac{C_I K_\delta}{MK_I} & 0 \end{bmatrix}$
$\underline{B}_c$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{C_I}{MK_I} \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{K_I} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{K_I} & 0 & -\frac{C_I}{MK_I} \end{bmatrix}^T$
$\underline{B}_p$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{1}{MT} & \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix}$
$\underline{C}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{C_\delta}{C_I} & 0 & -\frac{M}{C_I} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{C_I}{M} & \frac{C_\delta}{M} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{C_I}{C_\delta} & 0 & \frac{M}{C_\delta} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$
$\underline{D}_p$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_I} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{C_\delta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

schemelor bloc ale SES-1L în ceea ce priveşte cinematica formării lui Z_δ ca în fig. 2.6 în care, în locul operaţiei $Z_\delta = Z_m - Z_s$, apare operaţia $\ddot{Z}_\delta = \ddot{Z}_m - \ddot{Z}_s$. Efectuînd, spre exemplu, o astfel de modificare în cazul schemei din fig. 2.4 rezultă schema din fig. 2.7.

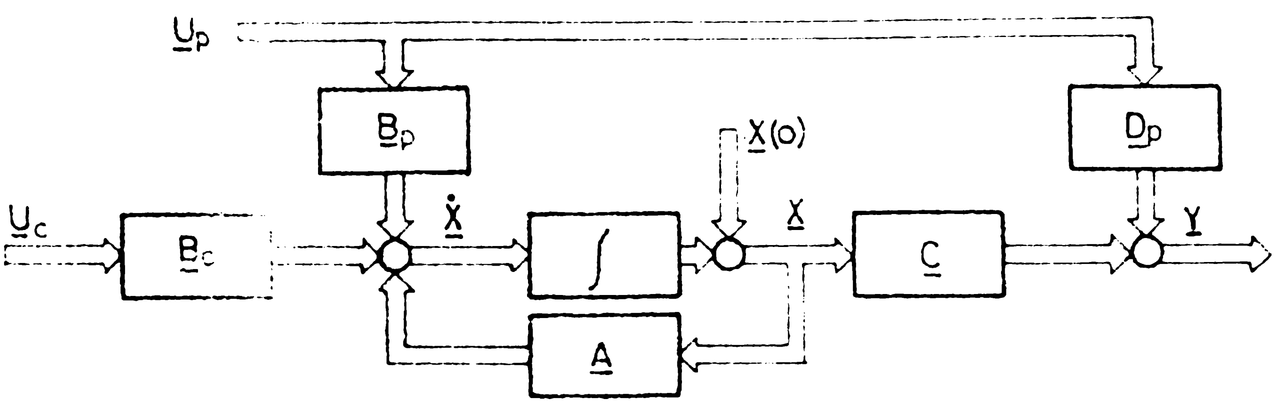


Fig.2.5. Schema bloc structurală a SES-1L corespunzătoare MM-ISI (2.19) ÷ (2.20).

Avînd în vedere că practic Z_s şi $\ddot{Z}_s$ pot varia în treaptă, pentru ca prin considerarea lui $\ddot{Z}_s$ ca mărime de intrare să rezulte sisteme echivalente cu cele în care Z_s este mărime de intrare, se impune condiţia de a admite pentru $\ddot{Z}_s$ şi variaţii de forma:

$$\ddot{Z}_s(t) = \alpha_1 \dot{\delta}(t) + \alpha_0 \delta(t) \tag{2.21}$$

$\delta(t)$ reprezentînd impulsul Dirac. Primul termen crează posibilitatea de variaţie în treaptă a lui Z_s, iar al doilea termen posibilitatea de variaţie în rampă a lui Z_s. Astfel de situaţii apar în cazul VPM la îmbinarea şinelor căii de glisare sau la intrarea în rampe sau pante.

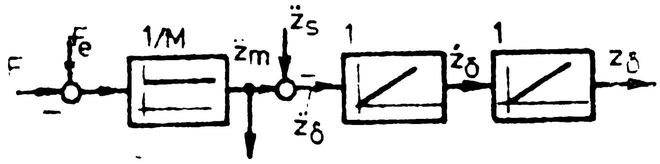


Fig. 2.6. Modelarea părţii mecanice a SES-1L considerînd pe $\ddot{Z}_s$ ca mărime perturbatoare.

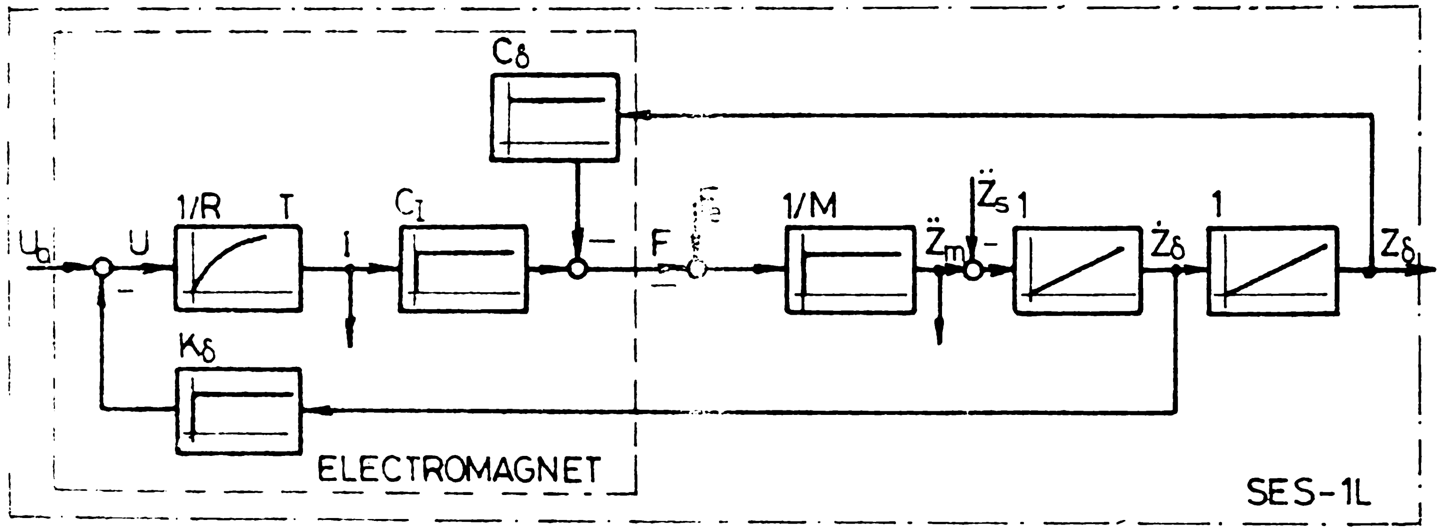


Fig. 2.7. Schemă bloc structurală a SES-1L echivalentă schemei din fig.2.4 prin ipoteza (2.21).

(ii) Atunci cînd $\underline{U}_p \equiv \underline{0}$ cei trei vectori de stare $\underline{X}_1$, $\underline{X}_2$ şi $\underline{X}_3$ sînt legaţi între ei prin transformările nesingulare:

$$\underline{X}_2(t) = \underline{\theta}_{21}\underline{X}_1(t); \quad \underline{X}_3(t) = \underline{\theta}_{32}\underline{X}_2(t); \quad \underline{X}_1(t) = \underline{\theta}_{13}\underline{X}_3(t) \tag{2.22}$$

în care:

$$\underline{\theta}_{21} = \begin{bmatrix} \frac{C_\delta}{C_I} & 0 & -\frac{M}{C_I} \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \underline{\theta}_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{C_I}{M} & \frac{C_\delta}{M} & 0 \end{bmatrix}; \quad \underline{\theta}_{13} = \begin{bmatrix} \frac{C_I}{C_\delta} & 0 & \frac{M}{C_\delta} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{2.23}$$

Transformările inverse sînt:

$$\underline{X}_1(t) = \underline{\theta}_{12}\underline{X}_2(t); \quad \underline{X}_2(t) = \underline{\theta}_{23}\underline{X}_3(t); \quad \underline{X}_3(t) = \underline{\theta}_{31}\underline{X}_1(t), \tag{2.22'}$$

matricile care apar avînd expresiile:

$$\underline{\theta}_{12} = \underline{\theta}_{21}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{C_I}{M} & \frac{C_\delta}{M} & 0 \end{bmatrix}; \quad \underline{\theta}_{23} = \underline{\theta}_{32}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{C_I}{C_\delta} & 0 & \frac{M}{C_\delta} \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}; \quad \underline{\theta}_{31} = \underline{\theta}_{13}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{C_\delta}{C_I} & 0 & -\frac{M}{C_I} \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \tag{2.23'}$$

Pe baza acestor transformări analiza SES-1L liber poate fi făcută plecînd de la oricare dintre cele trei MM-ISI, rezultatele fiind extrapolabile pentru celelalte două MM-ISI [129].

In cazul în care $\underline{U}_p \neq \underline{0}$ dependențele dintre $\underline{X}_1$, $\underline{X}_2$ și $\underline{X}_3$ sînt mai complexe, în cadrul lor intervenind și mărimile de perturbație.
Spre exemplu:

$$\underline{X}_2(t) = \underline{\theta}_{21}\underline{X}_1(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{C_I} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} F_e(t) \ ; \qquad \underline{X}_1(t) = \underline{\theta}_{12}\underline{X}_2(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{M} \end{bmatrix} F_e(t) . \qquad (2.24)$$

2.1.2.2. Analiza modelelor matematice de ordin redus.

Stabilitatea, controlabilitatea și observabilitatea SES-1L reprezintă o primă categorie de proprietăți care interesează. In acord cu observația (ii) din paragraful anterior, dintre cele trei MM la care se referă tabelul 2.1 se tratează doar MM de vector de stare $\underline{X}_1$.

Instabilitatea SES-1L, proprie elctromagneților de c.c., este atestată aici de ecuația caracteristică:

$$s^3 + \frac{1}{T}s^2 + \left(\frac{K_\delta C_I}{K_I M} - \frac{C_\delta}{M}\right)s - \frac{C_\delta}{MT} = 0 , \qquad (2.25)$$

care, avînd termenul liber negativ, are întotdeauna și „poli instabili". Avînd în vedere că MM considerat este de ordinul trei și faptul că:

$$\text{rang}\left[\underline{B}_c : \underline{A}\underline{B}_c : \underline{A}^2\underline{B}_c\right] = 3 \qquad (2.26)$$

și

$$\text{rang}\left[\underline{C}^T : \underline{A}^T\underline{C}^T : (\underline{A}^T)^2\underline{C}^T\right] = 3 , \qquad (2.27)$$

rezultă că SES-1L este controlabil și observabil.

O a doua categorie de proprietăți care interesează se referă la modul în care MM obținute redau dinamica modificării forței electromagnetice F la modificarea tensiunii de comandă U_a sau a întrefierului Z_δ. Sistemul fiind instabil, investigarea se face în ipoteza că cele două armături ale electromagnetului (ale SES-1L) pot fi aduse și blocate în orice poziție relativă. In acest scop se utilizează expresia operațională a forței [41]:

$$F(s) = \frac{C_I/R}{1+Ts}U_a(s) - C_\delta\frac{1+T_d s}{1+Ts}Z_\delta(s) \qquad (2.28)$$

în care T_d reprezintă o constantă de timp derivativă a electromagnetului:

$$T_d = T - \frac{C_I K_\delta}{C_\delta R} < T. \qquad (2.29)$$

Rel.(2.28) evidențiază trei aspecte: (i) Modificările de tensiune nu conduc la modificări instantanee ale forței, pe cînd modificările de întrefier conduc la modificări instantanee ale acesteia cu o cotă parte de T_d / T din valoarea finală ($\left.\frac{F(0)}{F(\infty)}\right|_{U_a=0} = \frac{T_d}{T}$). (ii) La modificarea lui U_a și Z_δ cu valorile $U_a(\infty)$ și $Z_\delta(\infty)$ forța se modifică în final cu valoarea:

$$F(\infty) = \frac{C_I}{R}U_a(\infty) - C_\delta Z_\delta(\infty) . \qquad (2.30)$$

Modificarea se produce cu o întîrziere de ordinul I cu constanta de timp T; (iii) Intrucît la modificarea întrefierului unui SLEM-1L pentru care M = const. şi F_e = const. forţa F nu se modifică, deci $F(\infty) = 0$, tendinţa de modificare a forţei cu $-C_\delta Z_\delta(\infty)$ ca urmare a modificării întrefierului se compensează prin comandă şi anume: prin modificarea tensiunii U_a, respectiv a curentului I cu valorile

$$U_a(\infty) = \frac{C_\delta R}{C_I} Z_\delta(\infty) \; ; \qquad I(\infty) = \frac{C_\delta}{C_I} Z_\delta(\infty) \; . \tag{2.31}$$

2.1.2.3. Modele matematice de ordin superior.

MM ale SES-1L deduse la pct. 2.1.2.1. au o valabilitate limitată, coeficienţii K_I, K_δ, C_I şi C_δ depinzînd de punctul de funcţionare Λ.

In fig. 2.8 şi fig. 2.9. sînt redate după [151] patru familii de c.d.f. determinate experimental la firma MBB pentru un SES-1L cu o forţă nominală de 10 kN şi întrefieruri nominale cuprinse între 7 mm şi 28 mm. Aceste caracteristici ridicate în domeniul de frecvenţe de 0,1 ÷ 20 Hz, care interesează d.p.d.v. al proprietăţilor de reglaj, prezintă faţă de caracteristicile teoretice mai multe deosebiri.

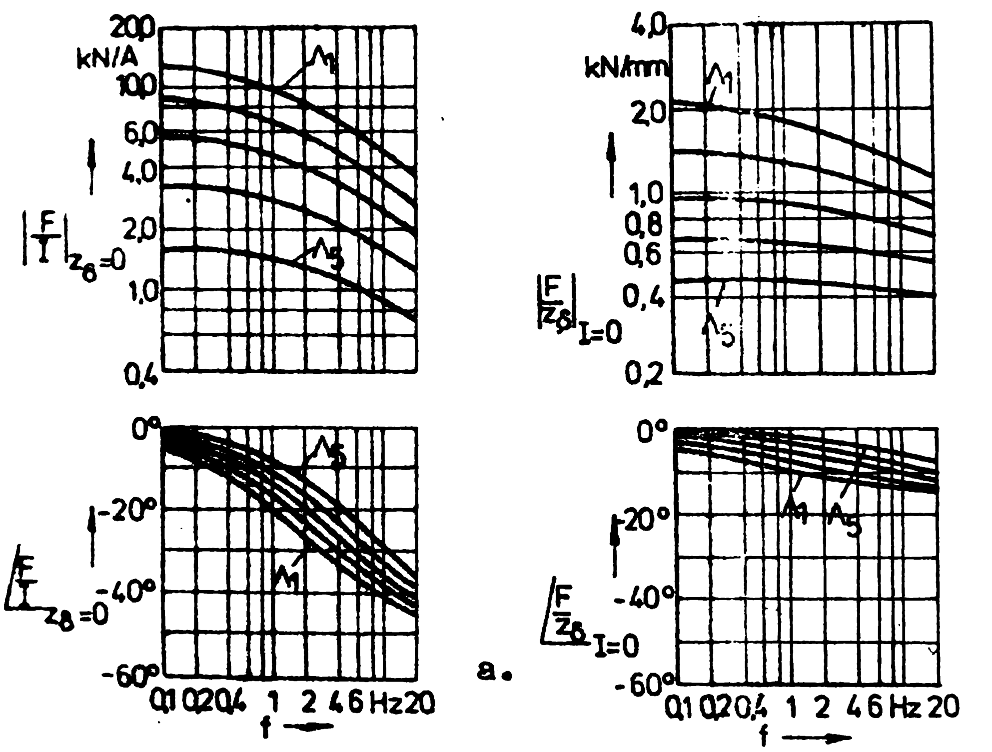
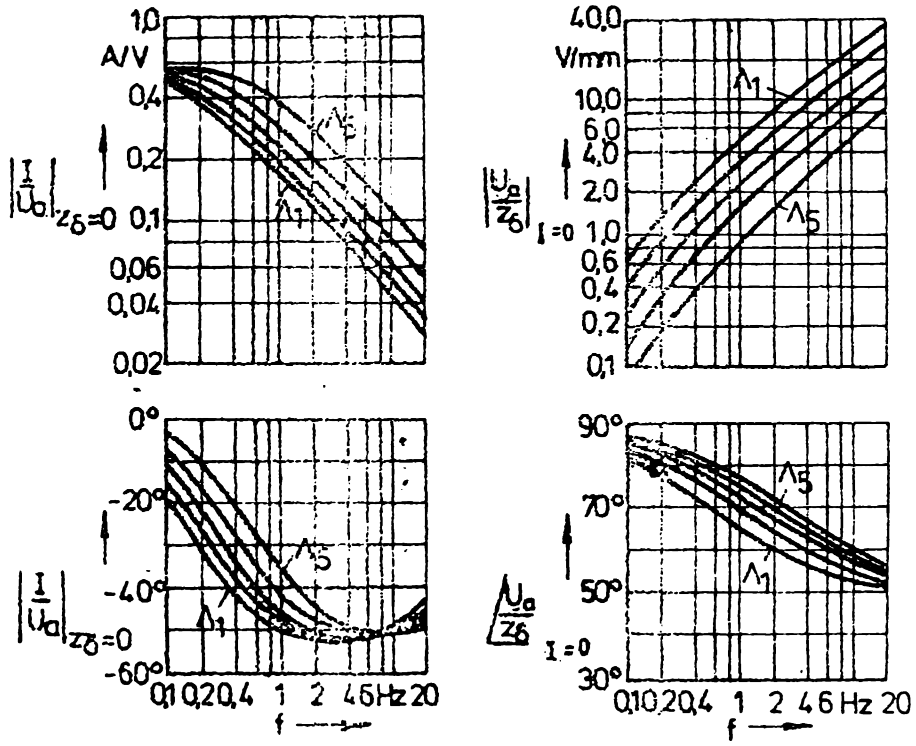


Fig. 2.8. Caracteristici de frecvenţă ale unui SES-1L de forţă nominală F = 10 kN, determinate în vecinătatea punctelor de funcţionare $\Lambda(F_0, Z_{\delta 0}, I_0)$: Λ_1(10 kN, 7 mm, 15 A), Λ_2(10 kN, 10 mm, 22 A), Λ_3(10 kN, 14 mm, 30 A), Λ_4(10 kN, 20 mm, 44 A), Λ_5(10 kN, 28 mm, 66 A).

Astfel, teoretic $\left|\frac{F(j\omega)}{I(j\omega)}\right|_{Z_\delta=0} = C_I$ = const., pe cînd potrivit rezultatelor experimentale din fig. 2.8.a. $C_I \neq$ const. La fel, teoretic $\left|\frac{F(j\omega)}{Z_\delta(j\omega)}\right|_{I=0} = C_\delta$ = const., pe cînd practic $C_\delta \neq$ const. (v. fig.2.8.b). In ultimul caz, la întrefieruri nominale mari variaţia lui C_δ cu frecvenţa este relativ mică. Pentru ca MM ale SES-1L să surprindă comportarea constatată experimental este necesară modificarea structurii modelelor anterioare. Această constatare se desprinde şi din examinarea caracteristicilor din fig. 2.9 cărora, pe baza pct. 2.1.1.1. , le corespund d.p.d.v. teoretic f.d.

$$\left.\frac{I(s)}{U_a(s)}\right|_{Z_\delta=0} = \frac{\frac{1}{R}}{1+Ts} \qquad \text{şi} \quad -\left.\frac{U_a(s)}{Z_\delta(s)}\right|_{I=0} = -sK_\delta \qquad ,$$

observînd că pantele c.a-p. experimentale diferă de pantele c.a-p. teoretice: -11,3 dB/dec faţă de -20 dB/dec în primul caz, respectiv +13,7 dB/dec faţă de + 20 dB/dec în al doilea caz. Alura c.f-p. la frecvenţe mai mari decît 4 Hz furnizează o altă deosebire notabilă şi anume faptul că acestea nu tind asimptotic spre -90^0, respectiv că nu se păstrează la $+90^0$. In fine, trebuie subliniată importanţa c.d.f. considerate, privind informaţiile furnizate referitor la ordinul de mărime al unor parametrii: $C_I \in$ (600, 12000) N/A, $C_\delta \in$ $(0,3 \cdot 10^6,\ 2,1 \cdot 10^6)$ N/m, $T \in (0,1\ ,\ 0,3)$ sec etc.



a. b.

Fig. 2.9. Alte caracteristici de frecvenţă referitoare la acelaşi SES-1L ca şi cele din fig. 2.8.

Modificarea de structură menţionată este posibilă numai prin sporirea complexităţii structurii. Sînt posibile două căi:

(i) modificarea structurii printr-un grad mai mare de detaliere a fenomenului de bază;

(ii) modificarea structurii prin înlocuirea blocurilor la care se referă c.d.f. din fig. 2.8 şi fig. 2.9 cu structuri identificate tocmai pe baza acestor caracteristici.

In continuare se propun două soluţii în acest sens.

(i) Fenomenologic, deosebirile semnalate se explică în principal prin neglijarea dinamicii miezului feromagnetic masiv şi anume a fenomenului de inducere a curenţilor turbionari. Aşa cum se arată la pct. 2.1.3. , prin discretizarea acestui fenomen se pot obţine MM mai fidele procesului real. In acest scop se procedează la împărţirea circuitului feromagnetic în tuburi de cîmp magnetic, coaxiale, amplasate în lungul liniilor cîmpului magnetic util; fiecare tub de cîmp se presupune îmbrăţişat de un tub de curenţi turbionari, asociindu-se astfel un proces de inducţie electromagnetică, respectiv o ecuaţie căreia prin liniarizare îi corespunde o creştere a ordinului sistemului cu o unitate.

Pentru domeniul de frecvenţă de 0,1 ÷ 20 Hz în care se investighează comportarea SES-1L se consideră suficientă împărţirea circuitului feromagnetic în două tuburi de cîmp coaxiale cărora li se asociază două straturi parcurse de curenţii turbionari I_1 şi I_2. In fig. 2.10 se prezintă o secţiune transversală prin miezul electromagnetului şi bobina de excitaţie. Ea conţine toate mărimile care interesează. Ariile secţiunilor parcurse de fluxurile Φ_1 şi Φ_2 sînt în raport de 2 : 1 . Avînd în vedere proporţionalităţile: $I_1 \sim \dot{\Phi}_1$, $I_2 \sim (\dot{\Phi}_1 + \dot{\Phi}_2)$ şi faptul că la întrefier constant, solenaţiile ce ar produce inducţiile magnetice B_1, respectiv B_2 în întregul miez corespund unor curenţi echivalenţi de forma $I - \alpha_1 I_1 - \beta_1 I_2$, respectiv $I - \alpha_2 I_1 - \beta_2 I_2$ se pot scrie următoarele ecuaţii ce pot fi considerate ca ecuaţii de bază pentru dezvoltarea unui MM de ordin superior al SES-1L:

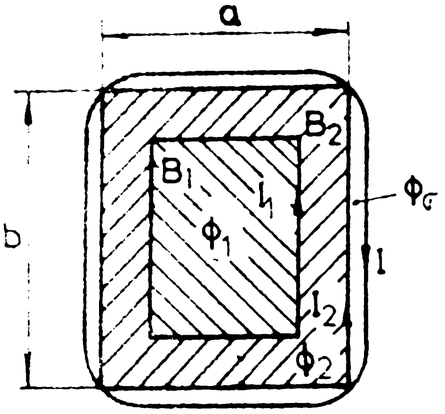


Fig. 2.10. Referitoare la discretizarea fenomenului de inducere a curenţilor turbionari în miezul feromagnetic al SES-1L.

$$U_a(t) = R\,I(t) + \dot{\Psi}(t) \;, \qquad (2.32.1)$$

$$\Psi(t) = k_{\Phi 1}\,\Phi_1\big(I(t) - b_{11}\dot{\Phi}_1(t) - b_{12}\dot{\Phi}_2(t),\ Z_\delta(t)\big) + k_{\Phi 2}\,\Phi_2\big(I(t) - b_{21}\dot{\Phi}_1(t) - b_{22}\dot{\Phi}_2(t),\ Z_\delta(t)\big) + k_{\Phi\sigma}\,\Phi_\sigma(t) \;, \qquad (2.32.2)$$

$$\dot{\Phi}_\sigma(t) = f_1(\dot{I}(t)) \;, \qquad (2.32.3)$$

$$F(t) = k_{F1}\,F_1\big(\Phi_1(I(t) - b_{11}\dot{\Phi}_1(t) - b_{12}\dot{\Phi}_2(t),\ Z_\delta(t)),\ Z_\delta(t)\big) + k_{F2}\,F_2\big(\Phi_2(I(t) - b_{21}\dot{\Phi}_1(t) - b_{22}\dot{\Phi}_2(t),\ Z_\delta(t)),\ Z_\delta(t)\big) \;, \qquad (2.32.4)$$

$$M\ddot{Z}_m(t) = Mg - F(t) + F_e(t) \qquad (2.32.5)$$

$$Z_m(t) = Z_s(t) + Z_\delta(t). \qquad (2.32.6)$$

$\dot{\Phi}_\sigma$ reprezintă un flux de dispersie fascicular mediu, $k_{\Phi 1}$, $k_{\Phi 2}$, $k_{\Phi\sigma}$, k_{F1}, k_{F2} - coeficienţi adimensionali, iar $b_{11}, \ldots, b_{22}$ - coeficienţi dimensionali corespunzători curenţilor echivalenţi menţionaţi (v. pct. 2.1.4. conform căruia se poate considera $k_{\Phi 1} = \frac{2}{3}$ N, $k_{\Phi 2} = \frac{1}{3}$ N, $k_{F1} = \frac{2}{3}$ şi $k_{F2} = \frac{1}{3}$).

Prin liniarizarea MM (2.32) se obţine MM-ISI (2.33) care constituie un prim MM-ISI de ordin superior al SES-1L şi anume un MM de ordinul cinci. In [41] este prezentată o schemă bloc structurală aferentă acestui MM. Relaţiile de calcul ale coeficienţilor din (2.33) sînt precizate în continuarea acestui sistem, Λ_o reprezentînd punctul de funcţionare în vecinătatea căruia este valabilă liniarizarea.

$$
\begin{bmatrix} \tilde{I} \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \dot{Z}_\delta \\ Z_\delta \end{bmatrix}' =
\begin{bmatrix}
-\frac{R}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} & k_{\phi 1} & k_{\phi 2} & 0 & 0 \\
-K_{I1} & \frac{\tilde{K}_{I1} k_{\phi 1}}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} - \tilde{K}_{\phi 11} & \frac{\tilde{K}_{I1} k_{\phi 2}}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} + \tilde{K}_{\phi 12} & 0 & \tilde{K}_{\delta 1} \\
-K_{I2} & \frac{\tilde{K}_{I2} k_{\phi 1}}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} + \tilde{K}_{\phi 21} & \frac{\tilde{K}_{I2} k_{\phi 2}}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} - \tilde{K}_{\phi 22} & 0 & \tilde{K}_{\delta 2} \\
0 & -\frac{1}{M} c_{I1} & -\frac{1}{M} c_{I2} & 0 & \frac{1}{M} c_\delta \\
0 & 0 & 0 & 1 & 0
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} \tilde{I} \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \dot{Z}_\delta \\ Z_\delta \end{bmatrix} +
\begin{bmatrix} \frac{1}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_a +
\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\begin{bmatrix} F_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix}
\tag{2.33}
$$

$$
\begin{bmatrix} Z_\delta \\ I \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} =
\begin{bmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
1 & -\frac{K_{\phi 1}}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} & -\frac{K_{\phi 2}}{K_\sigma k_{\phi\sigma}} & 0 & 0 \\
0 & -\frac{1}{M} c_{I1} & -\frac{1}{M} c_{I2} & 0 & \frac{1}{M} c_\delta
\end{bmatrix}
\begin{bmatrix} \tilde{I} \\ \Phi_1 \\ \Phi_2 \\ \dot{Z}_\delta \\ Z_\delta \end{bmatrix} +
\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix}
\begin{bmatrix} F_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} .
$$

$$K_\sigma = \frac{dF_1}{dI}\Big|_{\Lambda_0} ; \quad \tilde{K}_{I1} = \frac{b_{12} - b_{22}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}} ; \quad \tilde{K}_{I2} = \frac{b_{11} - b_{21}}{b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21}} ;$$

$$\tilde{K}_{\phi 11} = \frac{b_{22}}{K_{I1}(b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21})} \quad \text{unde} \quad K_{I1} = \frac{d\Phi_1}{d(I - b_{11}\dot{\Phi}_1 - b_{12}\dot{\Phi}_2)}\Big|_{\Lambda_0} ; \quad \tilde{K}_{\phi 21} = \frac{b_{21}}{K_{I1}(b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21})} ;$$

$$\tilde{K}_{\phi 12} = \frac{b_{12}}{K_{I2}(b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21})} \quad \text{unde} \quad K_{I2} = \frac{d\Phi_2}{d(I - b_{11}\dot{\Phi}_1 - b_{12}\dot{\Phi}_2)}\Big|_{\Lambda_0} ; \quad \tilde{K}_{\phi 22} = \frac{b_{11}}{K_{I2}(b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21})} ;$$

$$C_{I1} = \frac{\partial F_1}{\partial \Phi_1}\Big|_{\Lambda_0} ; \qquad C_{I2} = \frac{\partial F_2}{\partial \Phi_2}\Big|_{\Lambda_0} .$$

$$\tilde{K}_{\delta 1} = \frac{K_{I1} K_{\delta 2} b_{12} - K_{I2} K_{\delta 1} b_{22}}{K_{I1} K_{I2} (b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21})} \quad \text{unde} \quad K_{\delta 1} = -k_{F1} \frac{\partial \Phi_1}{\partial Z_\delta}\Big|_{\Lambda_0} \text{ și } K_{\delta 2} = -k_{F2} \frac{\partial \Phi_2}{\partial Z_\delta}\Big|_{\Lambda_0}$$

$$\tilde{K}_{\delta 2} = \frac{K_{I1} K_{\delta 2} b_{11} - K_{I2} K_{\delta 2} b_{21}}{K_{I1} K_{I2} (b_{11}b_{22} - b_{12}b_{21})}$$

$$C_\delta = - \frac{\partial (k_{F1} F_1(\cdot, Z_\delta) + k_{F2} F_2(\cdot, Z_\delta))}{\partial Z_\delta}\Big|_{\Lambda_0} .$$

(ii) Pornind de la oricare din schemele bloc ale SES-1L prezentate la pct. 2.1.1.1. și de la c.d.f. din fig.2.8 și fig.2.9 se pot dezvolta alte MM de ordin superior ale SES-1L. Astfel, plecînd de la schema bloc din fig.2.4 se obține schema bloc din fig.2.11. Cele patru blocuri cu dinamica nenominalizată reprezintă blocuri pentru care se impun corecții prin reidentificare pe baza caracteristicilor de frecvență din figurile notate în interiorul lor. În acest scop se recomandă procedee de identificare deterministă cu semnale sinusoidale [78, 163, 55, 135]. Metoda propusă se va ilustra utilizînd numai caracteristicile din fig. 2.8. Rezultatul obținut poate fi completat folosind și caracteristicile din fig.2.9. Procedeul de identificare este prezentat în anexa I, relațiile de calcul nefigurînd în literatură. Astfel considerînd pentru

SES-1L punctul de funcţionare Λ_2, pe baza alurii c.d.f. din fig.2.8 poate aprecia că transferul informaţiei atît prin blocul ①, cît şi în blocul ② corespunde, în gama de frecvenţe considerată, unui ET-PDT$_2$, avînd f.d.t.

$$G_{①}(s) = \frac{5,03}{1 + 0,1128\ s} + \frac{3,22}{1 + 0,00859\ s} \neq C_I = \text{const.};$$

$$G_{②}(s) = \frac{0,45}{1 + 0,137\ s} + \frac{0,9897}{1 + 0,00315\ s} \neq C_\delta = \text{const.}$$

Ordinele de mărime ale coeficienţilor de transfer şi ale constantelor de timp sînt reprezentative pentru procesul studiat. Generalizînd aceste rezultate se poate admite că dinamica transmiterii informaţiei curent-forţă este caracterizată de o f.d.t. (cu toţi parametrii pozitivi) de forma:

$$G_{①}(s) = \frac{C_{I1}}{1+T_{I1}s} + \frac{C_{I2}}{1+T_{I2}s}, \tag{2.34}$$

iar dinamica transmiterii informaţiei întrefier-forţă de o f.d.t. (cu toţi parametrii pozitivi) de forma:

$$G_{②}(s) = \frac{C_{\delta 1}}{1+T_{\delta 1}s} + \frac{C_{\delta 2}}{1+T_{\delta 2}s}. \tag{2.35}$$

Considerînd pentru blocurile ③ şi ④ aceeaşi structură ca şi în fig 2.4, detalierea schemei bloc din fig.2.11 conduce la schema bloc din fig. 2.12, respectiv la MM-ISI (2.36), care constituie un al doilea MM-ISI de ordin superior al SES-1L.

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ I \\ X_{I1} \\ X_{I2} \\ X_{\delta 1} \\ X_{\delta 2}\end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & \frac{1}{M} \\ 0 & -\frac{1}{RT} & -\frac{1}{T} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{C_{I1}}{T_{I1}} & -\frac{1}{T_{I1}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{C_{I2}}{T_{I2}} & 0 & -\frac{1}{T_{I2}} & 0 & 0 \\ \frac{C_{\delta 1}}{T_{\delta 1}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{\delta 1}} & 0 \\ \frac{C_{\delta 2}}{T_{\delta 2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{\delta 2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ I \\ X_{I1} \\ X_{I2} \\ X_{\delta 1} \\ X_{\delta 2}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{RT} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_a + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & -1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \ddot Z_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ I \\ \ddot Z_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{M} & -\frac{1}{M} & \frac{1}{M} & \frac{1}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ I \\ X_{I1} \\ X_{I2} \\ X_{\delta 1} \\ X_{\delta 2}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \ddot Z_s \end{bmatrix}. \tag{2.36}$$

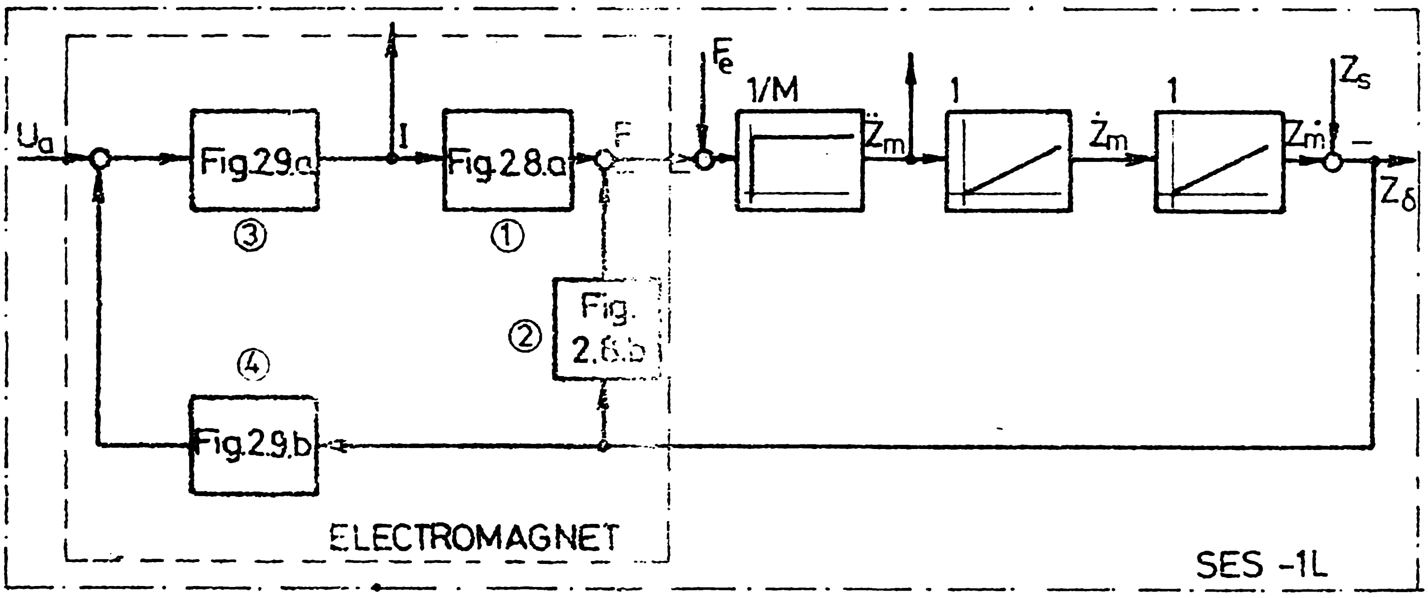


Fig. 2.11. Schemă bloc structurală a SES-1L utilizată pentru deducerea celui de al doilea MM de ordin superior.

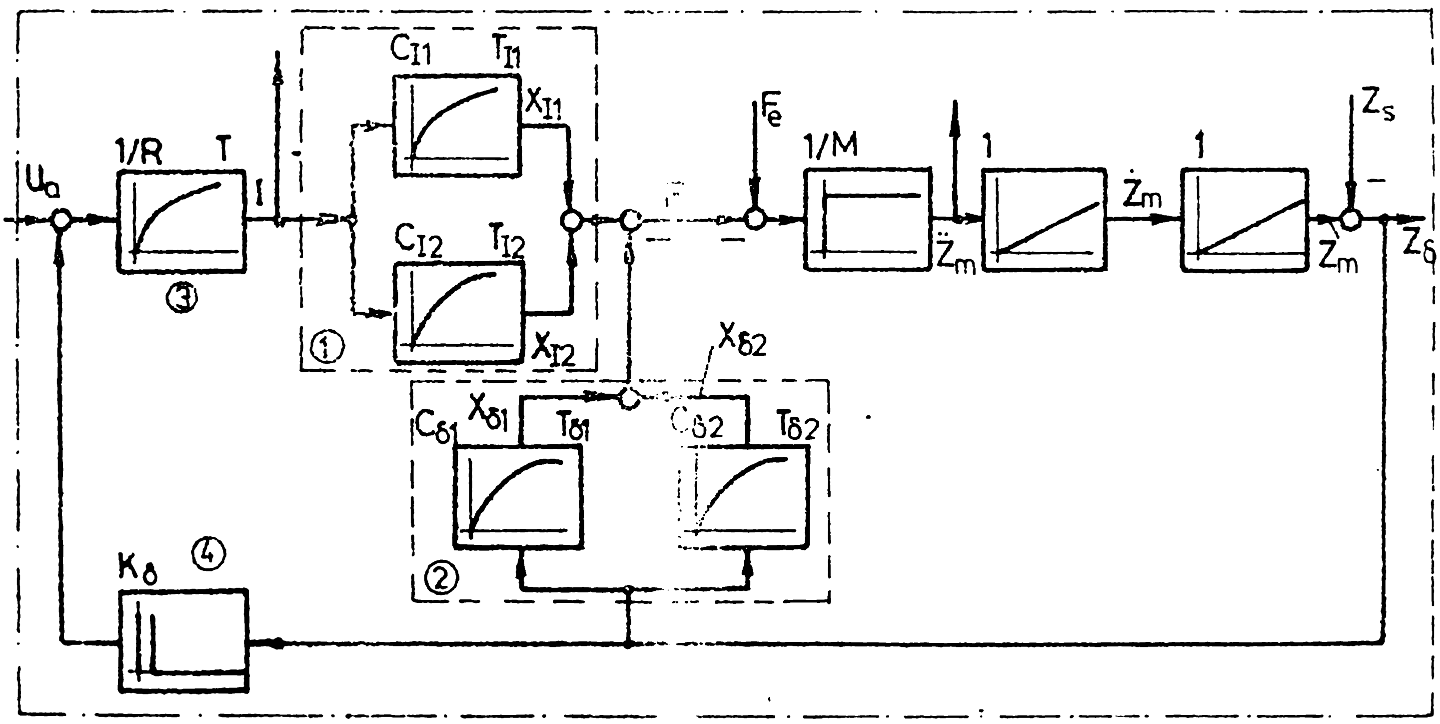


Fig. 2.12. Schema bloc structurală a celui de al doilea MM de ordin superior al SES-1L.

Evident, dacă s-ar fi considerat şi c.d.f. din fig. 2.9 pentru modificarea structurii blocurilor ③ şi ④ , în locul MM-ISI (2.36) ar fi rezultat un MM de un ordin şi mai mare.

Analizînd MM dezvoltate la punctele (i) şi (ii) rezultă următoarele aspecte: (1°) MM de ordin superior se pot dezvolta numai prin identificare experimentală, necesitînd disponibilitatea unui [illegible] experimental dotat cu aparatură specializată; (2°) [illegible] rior, comparativ cu cele de ordin redus, conduc la [illegible] d.p.d.v. al strategiei de **reglare**; (3°) **obţinerea** rezultatului în cazul (ii) este mai simplă decît în cazul (i); (4°) ambele procedee permit dezvoltarea unor MM cu structuri şi mai ample decît cele ale sistemelor (2.33) şi (2.36).

2.1.3. Dependenţa parametrilor SES-1L şi a coeficienţilor modelelor matematice de ordin redus ale acestuia de punctul nominal de funcţionare.

Aproximarea prin liniarizare după tangentă este valabilă în vecinătăţi „înguste" ale punctului nominal de funcţionare staţionară Λ_o considerat. Astfel MM (2.9), MM (2.19) ÷ (2.20) precum şi toate MM derivate ulterior din acesta sînt de valabilitate limitată, valorile coeficienţilor fiind de fapt dependente de punctul de funcţionare momentan. O strategie de reglare care poate să ţină seama de acest aspect este reglarea adaptivă. Cu toate acestea rezultate foarte bune se obţin şi prin reglarea SES-1L cu regulatoare cu coeficienţi constanţi. Pentru proiectarea lor este important să se cunoască dependenţa coeficienţilor MM liniare ale SES-1L în funcţie de masa M şi întrefierul $Z_{\delta o}$, mărimi ce contribuie la definirea punctului nominal (v. rel.(2.6)). Problema interesează din trei puncte de vedere:

(i) estimarea variaţiei coeficienţilor în procesul de reglare;

(ii) aprecierea calităţii SLEM-1L la funcţionarea într-un punct diferit de cel în care s-a făcut liniarizarea, ca urmare a acţiunii diferitelor cauze;

(iii) reducerea volumului de calcule ale unui regulator optimal pentru un punct nominal oarecare prin utilizarea datelor corespunzătoare unui punct nominal cunoscut [79] (v. anexa VIII).

O imagine de ansamblu asupra modului de variaţie a coeficienţilor C_δ, C_I, K_δ şi K_I o oferă caracteristicile statice din fig. 2.13 şi fig.2.14. Ele corespund rel.(2.6): $F_o = F(I_o, Z_{\delta o})$, respectiv $\Psi_o = \Psi(I_o, Z_{\delta o})$. In fig. 2.15 sînt reprezentate caracteristicile statice C_δ, C_I, K_δ, K_I = f(M) de parametru Z_δ şi C_δ, C_I, K_δ, $K_I = f(Z_\delta)$ de parametru M. SES-1L pentru care s-au trasat aceste caracteristici are datele (v. fig.3.1): n = 0,038 m; a = 0,027 m; w = 0,118 m ; b = 0,24 m ; d = 0,020 m; o bobină cu 384 spire distribuite în mod egal pe cele două coloane; F_{eo}=0. Calculele s-au efectuat folosind relaţiile aferente cazului T-5 de estimare teoretică a parametrilor SES-1L (v. pct.3.1.1). Curba de magnetizare a miezului feromagnetic s-a luat după [119]. In fig. 2.13 şi fig. 2.14 se indică totodată şi modul de interpretare grafică al rel. (2.10). Λ_{oi} reprezintă diverse puncte nominale.

D.p.d.v. al MM-ISI nu interesează în mod nemijlocit variaţiile parametrilor primari K_I, K_δ, C_I şi δ ci variaţiile acelor combinaţii ale acestora care apar ca şi coeficienţi în MM-ISI. Astfel pentru MM-ISI

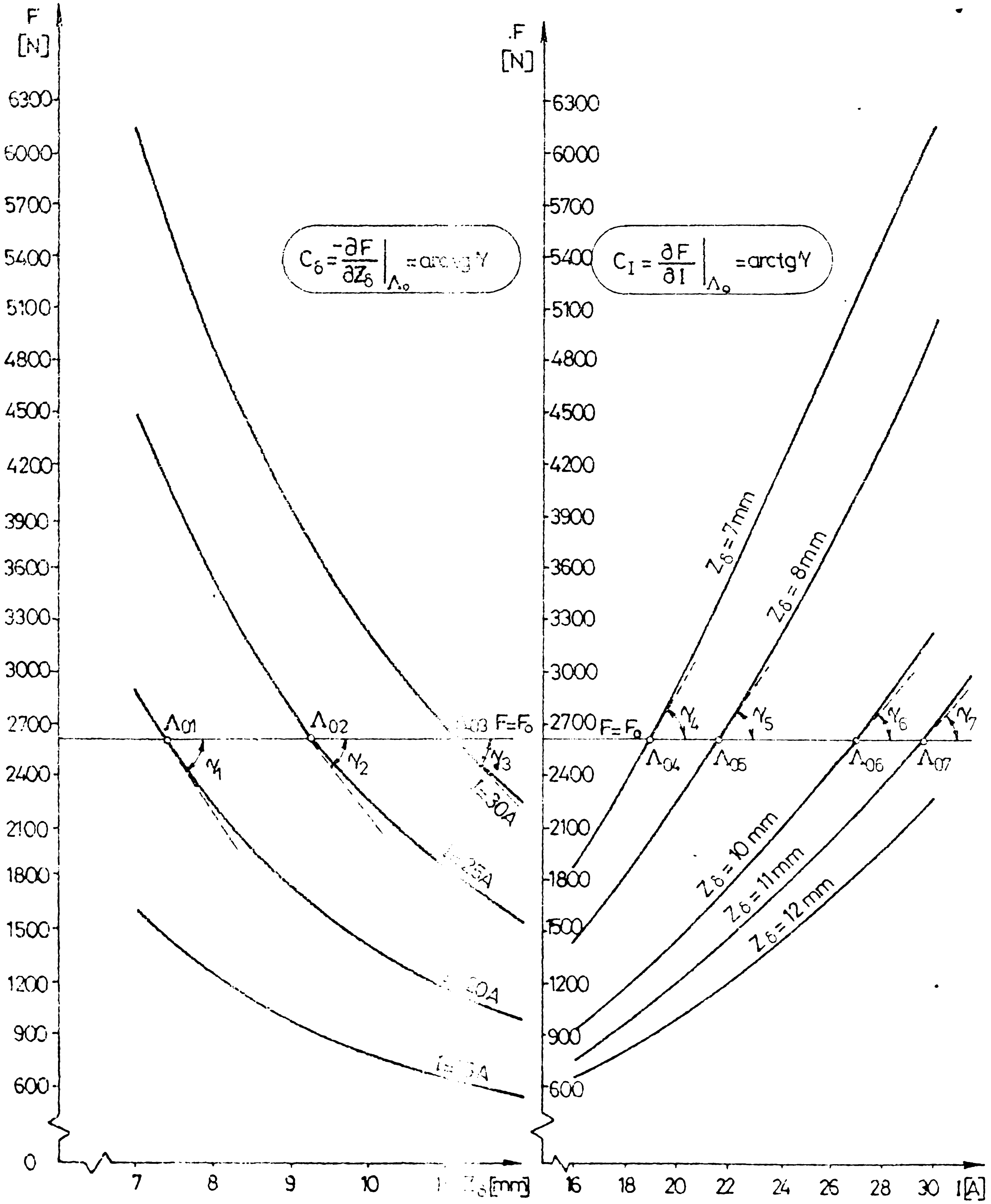


Fig. 2.13. Caracteristicile statice ale forței electromagnetice F a unui SES-1L (datele sistemului sînt precizate în textul pct. 2.1.3).

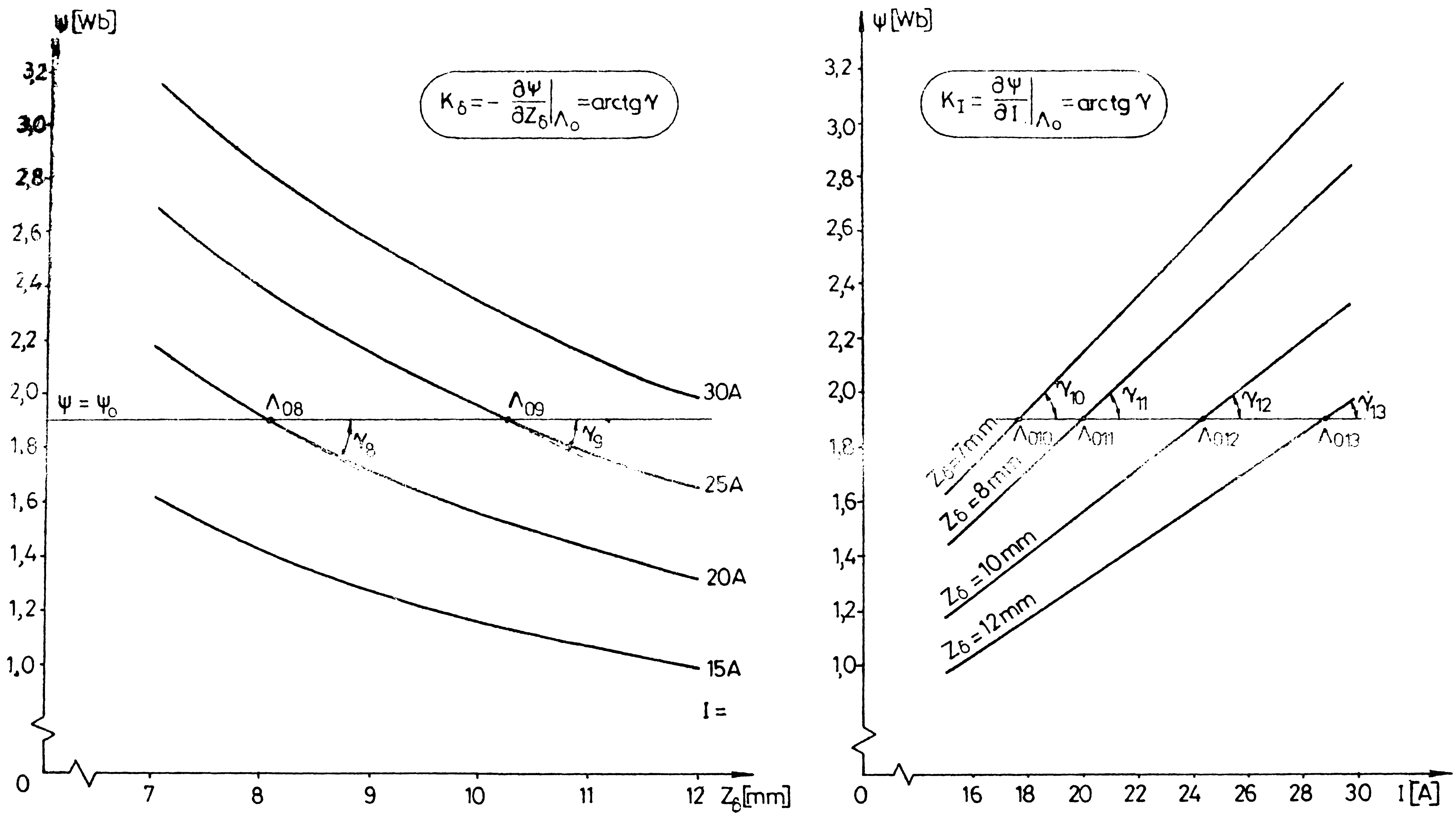


Fig. 2.14. Caracteristicile statice ale înlănţuirii magnetice Ψ a unui SES-1L (datele sistemului sînt precizate în cadrul pct. 2.1.3).

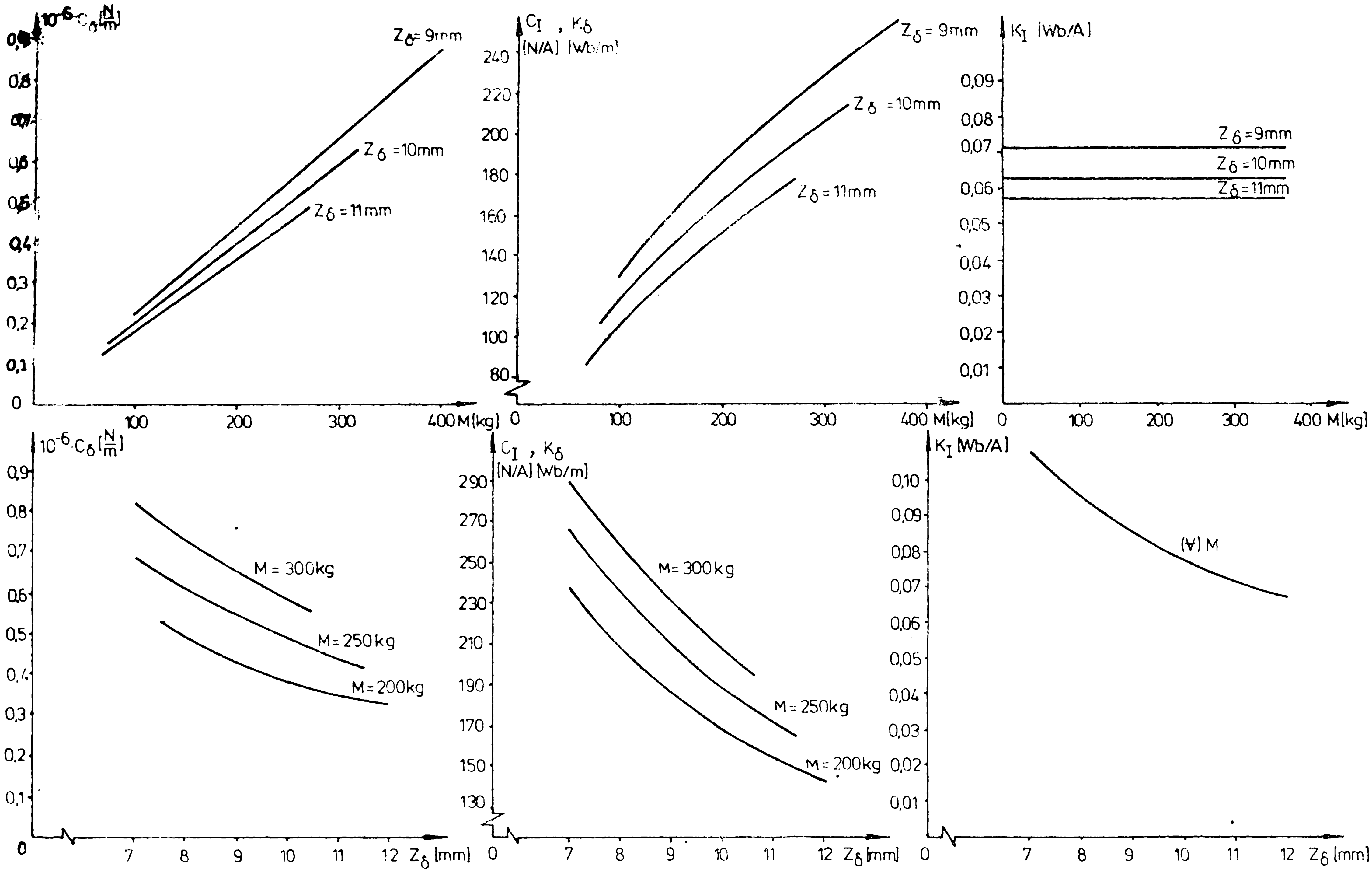


Fig. 2.15. Caracteristicile statice ale parametrilor primari ai unui SES-1L (datele sistemului sînt precizate în cadrul pct. 2.1.3).

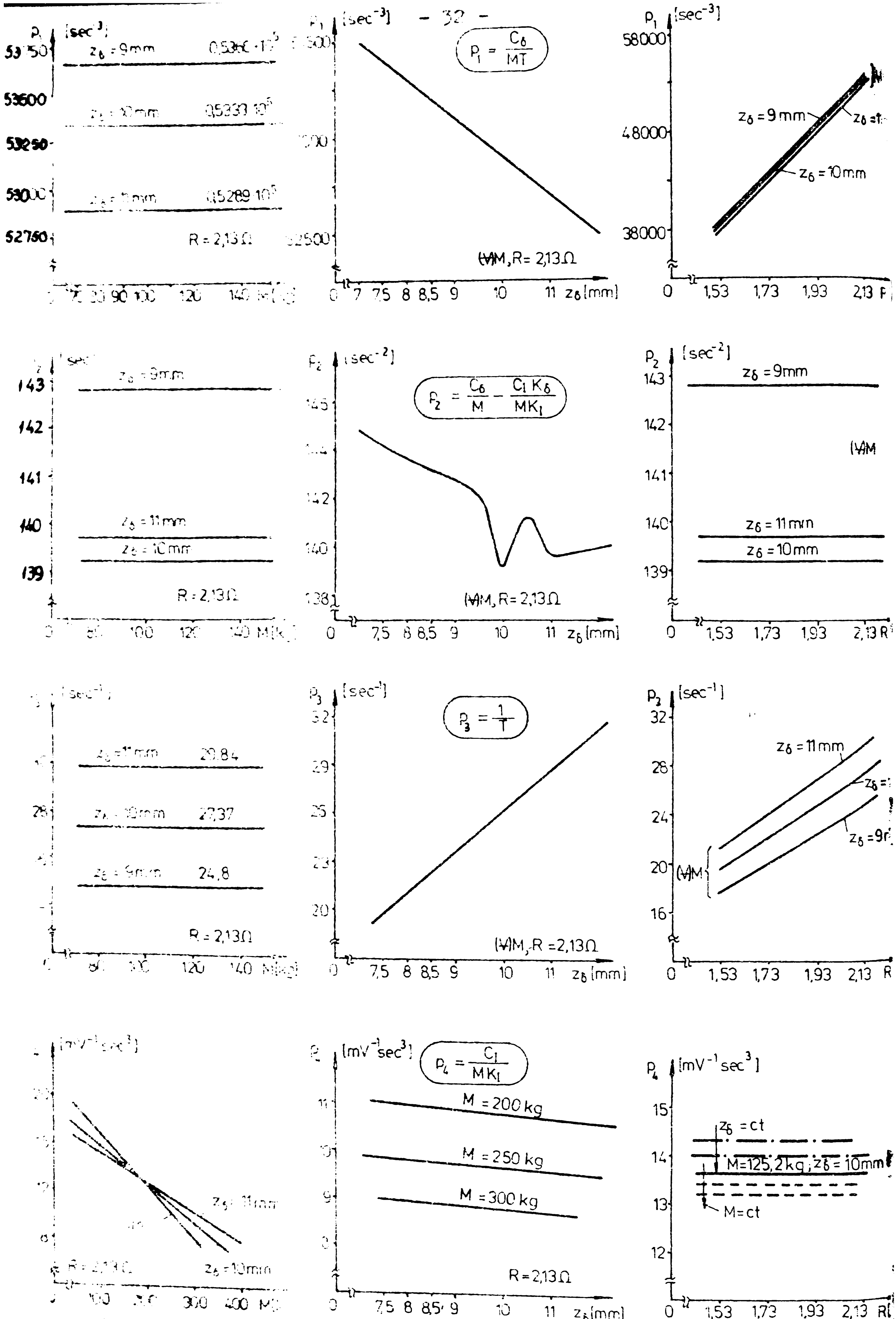


Fig. 2.16. Caracteristicile statice a patru dintre parametrii MM-IS (2.19)+(2.20) de vector de stare $\underline{X}_1$ (datele conform pct.

(2.19) ÷ (2.20), de vector de stare X_1 (v. tabelul 2.1), prezintă interes cunoaşterea variaţiilor coeficienţilor: $p_1 = \frac{C_\delta}{MT}$, $p_2 = \frac{C_\delta}{M} - \frac{C_I K_\delta}{MK_I}$, $p_3 = \frac{1}{T}$, $p_4 = \frac{C_I}{MK_I}$, $p_5 = \frac{C_\delta}{C_I}$, $p_6 = \frac{M}{C_I}$ ş.a.m.d. In fig. 2.16 sînt redate variaţiile primilor patru coeficienţi în funcţie de M, Z_δ şi de R.

Referitor la caracteristicile din fig.2.15 şi fig.2.16 sînt de reţinut mai multe aspecte: (1°) Coeficienţii ce apar în MM-ISI prezintă variaţii mai reduse în raport cu M şi Z_δ decît parametrii primari; (2°) estimarea corectă a valorii lui R este foarte importantă datorită dependenţei pronunţate a unora din coeficienţi de valoarea acesteia şi ca urmare a necesităţii proiectării regulatorului pentru o valoare a rezistenţei corespunzătoare regimului de durată al SES-1L; (3°) admiţînd că dependenţele staţionare sînt valabile şi în regim dinamic şi avînd în vedere faptul că pentru VPM - dintre mărimile M, Z_δ şi R - mărimea Z_δ prezintă variaţiile cele mai importante, rezultă că singurul coeficient cu o variaţie semnificativă este $\frac{1}{T}$ (± 12,5 % la o variaţie de întrefier de ± 2 mm); (4°) variaţiile coeficienţilor MM-ISI ale SES-1L în raport cu M, Z_δ şi R pot fi exprimate cu o bună aproximaţie prin dependenţe liniare utilizabile atît la analiza SLEM-1L cît şi la proiectarea acestuia pentru diverse date nominale, în sensul precizării (iii) de la începutul acestui paragraf.

2.1.4. Modele matematice neliniare.

SES-1L din fig. 2.1 constituie un proces neliniar pentru care este posibilă dezvoltarea mai multor MM neliniare şi în unele cazuri, din acestea, a unor MM liniarizate (v. pct. 2.1.2).

Un prim MM neliniar este alcătuit din ecuaţiile fundamentale (2.1)÷(2.5) interpretate ca sistem conform schemei bloc structurale din fig. 2.2. Caracteristicile aferente blocurilor neliniare nu pot fi determinate sub formă literală, ci în formă numerică, concretă, pentru fiecare SES-1L în parte, cu ajutorul unor programe adecvate bazate pe calcule de cîmp electromagnetic [2,126,19,20,174,124,184,11] . Principala calitate a unui astfel de model o reprezintă modelarea mai fidelă a diferitelor neliniarităţi, iar utilizarea de cel mai mare interes ar reprezenta-o reglarea adaptivă a întrefierului SES-1L (fig. 2.17). Complexitatea algoritmilor şi programelor aferente constituie în prezent principalul impediment al aplicării acestui principiu de reglare datorită incompatibilităţii dintre viteza de calcul şi viteza proceselor din SES-1L.

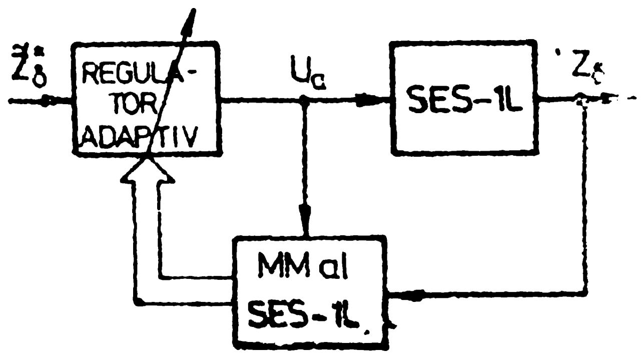


Fig. 2.17: Schemă bloc pentru reglarea adaptivă a întrefierului unui SES-1L folosind un model al SES-1L.

In literatura de specialitate există şi sînt utilizate în diverse scopuri şi alte MM neliniare ale SES-1L, de forma (2.1) ÷ (2.5), conţinînd pentru relaţiile neliniare anumite expresii de aproximare [175,77] .

Un al doilea MM neliniar al SES-1L se datorează lui Senatori [151] şi este constituit din ec.(2.32) completate cu dependenţele neliniare:

$$\theta_{Fe\,i} = k_1 I_{\varepsilon i}(1+k_2 Z_\delta)/Z_\delta \;; \quad i = 1,2 \tag{2.38}$$
$$\Phi_i = f_2(\theta_{Fe\,i}), \quad i = 1,2 \tag{2.39}$$
$$F_i = k_3\Phi_i^2/(1+k_4 Z_\delta)^2, \quad i = 1,2 \tag{2.40}$$

în care:

$$I_{\varepsilon 1} = I - b_{11}\dot{\Phi}_1 - b_{12}\dot{\Phi}_2, \quad I_{\varepsilon 2} = I - b_{21}\dot{\Phi}_1 - b_{22}\dot{\Phi}_2 \,. \tag{2.41}$$

Această categorie de MM se pretează la ajustarea modelului electromagnetului pe calculator analogic, după schema bloc din fig.2.18 , folosind în acest scop o familie de caracteristici statice $F = F(I,Z_\delta)$ ridicate experimental, ca şi caracteristici de frecvenţă experimentale de forma celor din fig.2.8 şi fig.2.9. Strategia de ajustare urmăreşte într-o primă etapă determinarea coeficienţilor $k_1,\ldots,k_4$, iar într-o a doua etapă a coeficienţilor $b_{11},\ldots,b_{22}$ şi apoi $k_{\Phi\sigma}$. Totodată trebuie menţionat că schema de modelare poate ţine seama şi de următoarele două aspecte: (i) variaţia conductanţei G_e cu temperatura θ şi (ii) influenţa curenţilor turbionari induşi în şină ca urmare a deplasării electromagneţilor în raport cu aceasta (blocul şi legăturile corespunzătoare s-au reprezentat cu linie întreruptă). Se neglijază influenţa fenomenului de histerezis.

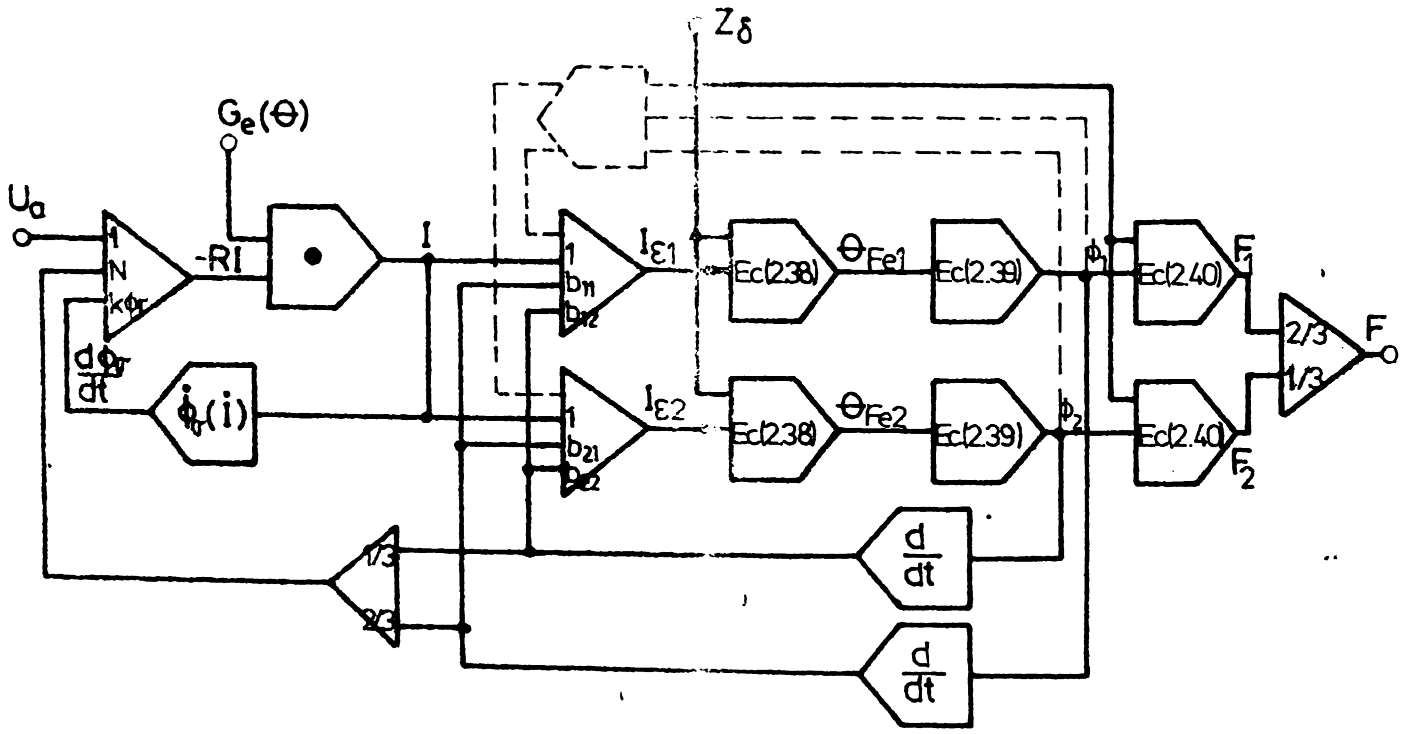


Fig. 2.18. Schema bloc structurală a electromagnetului unui SES-1L, corespunzătoare ec.(2.32.1)÷(2.32.4) şi ec.(2.38)÷(2.41).

Acest MM se poate utiliza în două scopuri: (i) comanda SES-1L prin reglare adaptivă (fig.2.17); (ii) simularea mai precisă a comportării SES-1L în cadrul SLEM atunci cînd proiectarea regulatorului s-a efectuat pe baza MM liniarizate.

Un al treilea MM neliniar important rezultă din [112]. El ţine seamă atît de fenomenul de histerezis magnetic, cît şi de cel de saturaţie. Considerarea acestora se face prin admiterea unui ciclu de histerezis de lăţime constantă, egală cu dublul intensităţii cîmpului magnetic coercitiv H_c, şi limitarea inducţiei magnetice din miezul feromagnetic printr-o valoare maximă de saturaţie B_{sat}. MM este alcătuit din ec. (2.42) şi îi corespunde schema bloc din fig. 2.19.

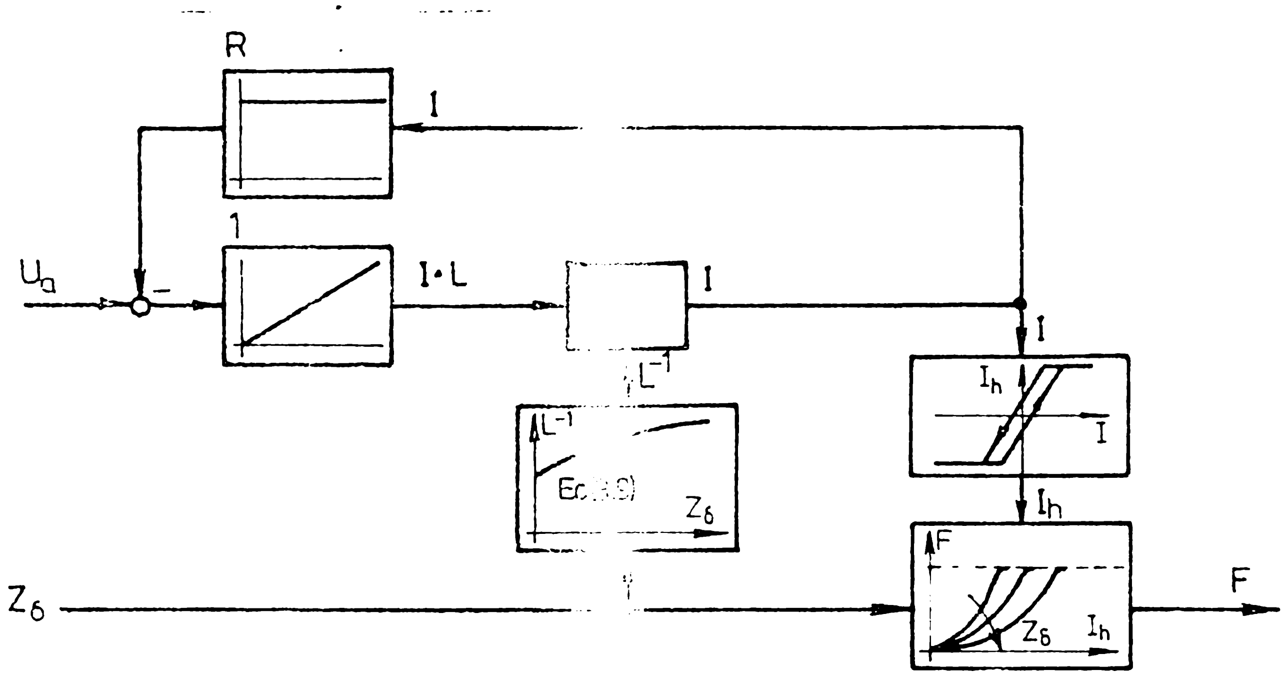


Fig. 2.19. Schema bloc structurală corespunzătoare celui de-al treilea MM neliniar al SES-1L.

$$I(t) = [L(t)]^{-1}\int (U_a(t) - RI(t))\,dt \;; \qquad (2.42.1)$$

$$[L(t)]^{-1} = f_1(Z_\delta(t)) \;; \qquad (2.42.2)$$

$$I_h(t) = f_2(I(t)) \;; \qquad (2.42.3)$$

$$F(t) = F(I_h(t), Z_\delta(t)). \qquad (2.42.4)$$

In aceste relaţii:

$$L(t) = \tilde{L}(\infty) + \frac{\tilde{L}_0}{Z_\delta(t)/Z_{\delta 0} + q} \qquad (2.43)$$

$$I_h(t) = \begin{cases} I(t) - I_{h0}, & \text{pentru } \dot{I}(t) > 0 \\ I(t) + I_{h0}, & \text{pentru } \dot{I}(t) < 0 \end{cases} \qquad (2.44.1)$$

este componenta curentului de excitaţie ce contribuie la creerea forţei electromagnetice F, iar

$$I_{h0} = l_{Fe} H_c / N \qquad (2.44.2)$$

componenta curentului de excitaţie ce nu contribuie la creerea lui F (l_{Fe} - lungimea liniei de cîmp în fier, N = numărul de spire ale bobinei de excitație);

$$F(t) = \begin{cases} \dfrac{\varrho L_o I_h^2(t)}{2 Z_{\delta o}(\varrho + Z_\delta(t)/Z_{\delta o})^2} & \text{pentru } \dfrac{\varrho L_o I_h^2(t)}{2 Z_{\delta o}(\varrho + Z_\delta(t)/Z_{\delta o})^2} < F_{sat} = \dfrac{ab}{\mu_o}\left(\dfrac{\Lambda_m}{\Lambda_m + \Lambda_\sigma}\right)^2 B_{sat} \\ F_{sat} & \text{pentru } \dfrac{\varrho L_o I_h^2(t)}{2 Z_{\delta o}(\varrho + Z_\delta(t)/Z_{\delta o})^2} > F_{sat} \end{cases} \quad (2.45)$$

In ultima relație a și b sînt dimensiunile unei tălpi polare a electromagnetului (v. fig.3.1), Λ_m reprezintă permeanța circuitului magnetic principal, iar Λ_σ permeanța de dispersie a electromagnetului. Restul mărimilor cu semnificația precizată la pct. 3.1.1.

Un al patrulea model matematic neliniar este cel care corespunde situației cînd sursa de alimentare a electromagnetului, care reprezintă elementul de execuție al SLEM-1L, are o impedanță interioară ce nu mai poate fi neglijată în raport cu cea a bobinei electromagnetului. Intr-un astfel de caz, puterea maximă a sursei ce furnizează tensiunea U_a nu depășește cu mult puterea de comandă necesară, dinamica stabilirii curentului I depinzînd și de impedanța sursei, care este de regulă un element neliniar.

2.2. Modelarea unui sistem electromagnet-șină cu cinci grade de libertate.

2.2.1. Definirea sistemului electromagnet-șină cu cinci grade de libertate.

Dintre numeroasele SES-ML în continuare se denumește „sistem electromagnet-șină cu cinci grade de libertate" (SES-5L sau sistem ES-5L) sistemul din fig. 2.20 alcătuit din:

(i) blocurile de distribuție a comenzilor și sursele de alimentare a electromagneților de sustentare și de ghidare +);

(ii) electromagneții de sustentare și electromagneții de ghidare;

(iii) cadrul (boghiul) purtător de electromagneți împreună cu șinele de sustentare și de ghidare (calea de glisare).

Referitor la cadrul cu electromagneți se fac următoarele ipoteze (v. fig.2.21 și fig.2.22):

(i) Cadrul este perfect rigid și are forma unei plăci dreptunghiulare subțiri. In cursul mișcării el se menține practic în poziție orizontală, paralel cu planul xOy al referențialului fix Oxyz.

(ii) Masa M a cadrului, ce include și masa electromagneților și a încărcăturii cadrului este uniform distribuită pe suprafața lui.

+) Pentru a simplifica exprimarea, în continuare în locul termenului „ghidare laterală" se utilizează termenul „ghidare".

(iii) Pe cadru sînt amplasaţi 8 electromagneţi: patru electromagneţi de sustentare şi patru electromagneţi de ghidare. Forţele rezultante ale electromagneţilor de sustentare $F_{S1},\ldots,F_{S4}$ acţionează asupra cadrului în punctele 1, 2, 3 şi 4 după direcţii paralele cu axa Oz. Forţele rezultante **ale electromagneţilor de** ghidare $F_{G1},\ldots,F_{G4}$, acţionează asupra cadrului în punctele 1', 2', 3' şi 4' după direcţii paralele cu axa Oy. Distanţele care se iau în consideraţie pentru calculul momentelor determinate de aceste forţe sînt indicate în fig.2.22.

(iv) Dinamica electromagneţilor se ia în consideraţie prin ecuaţii de forma (2.9).

(v) Starea SES-5L este perturbată de cauze de acelaşi tip ca şi cele din cazul SES-1L: 1^o. modificarea poziţiei şinelor de sustentare şi a şinelor de ghidare; 2^o. acţiunea unor forţe şi momente exterioare. Aceste cauze au fost surprinse în fig.2.20 prin vectorii $\underline{Z}_S$ şi $\underline{Y}_G$, respectiv prin forţele şi momentele perturbatoare echivalente $\vec{\mathcal{F}}_e$ şi $\vec{\mathcal{M}}_e$.

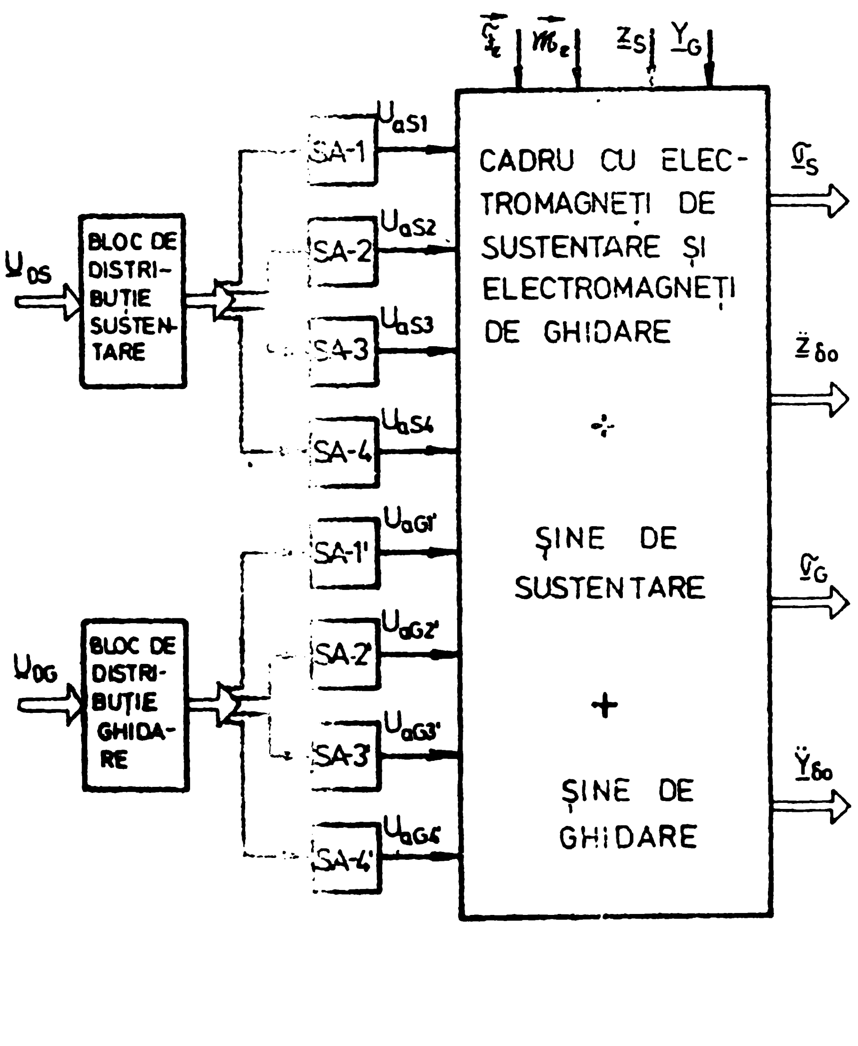


Fig. 2.20. Schema bloc a SES-5L.

($\underline{U}_{oS}$, $\underline{U}_{oG}$ - tensiuni de comandă corespunzătoare celor cinci grade de libertate; SA-p sursă de alimentare a electromagnetului din punctul p; U_{aSi} - tensiuni de comandă a electromagneţilor de sustentare; U_{aGj} - tensiuni de comandă a electromagneţilor de ghidare; $\vec{\mathcal{F}}_e$ şi $\vec{\mathcal{M}}_e$ - forţe şi momente exterioare echivalente ce acţionează asupra cadrului cu electromagneţi; $\underline{Z}_S$ şi $\underline{Y}_G$ - cotele şinelor de sustentare şi ordonatele şinelor de ghidare faţă de un referenţial fix; $\mathcal{G}_S$, $\mathcal{G}_G$ - întrefieruri echivalente corespunzătoare celor cinci grade de libertate; $\ddot{Z}_{\delta o}$ şi $\ddot{Y}_{\delta o}$ - acceleraţiile mişcării după grupurile de grade de libertate.

Coordonatele **centrului** de masă C al cadrului cu electromagneţi în raport **cu referenţialul fix** Oxyz sînt: x_C, y_C şi z_C. O'x'y'z' şi Cx*y*z* sînt două sisteme de referință cu originea în C; primul este solidar cu cadrul, iar al doilea își păstrează în permanență axele paralele cu axele referențialului Oxyz.

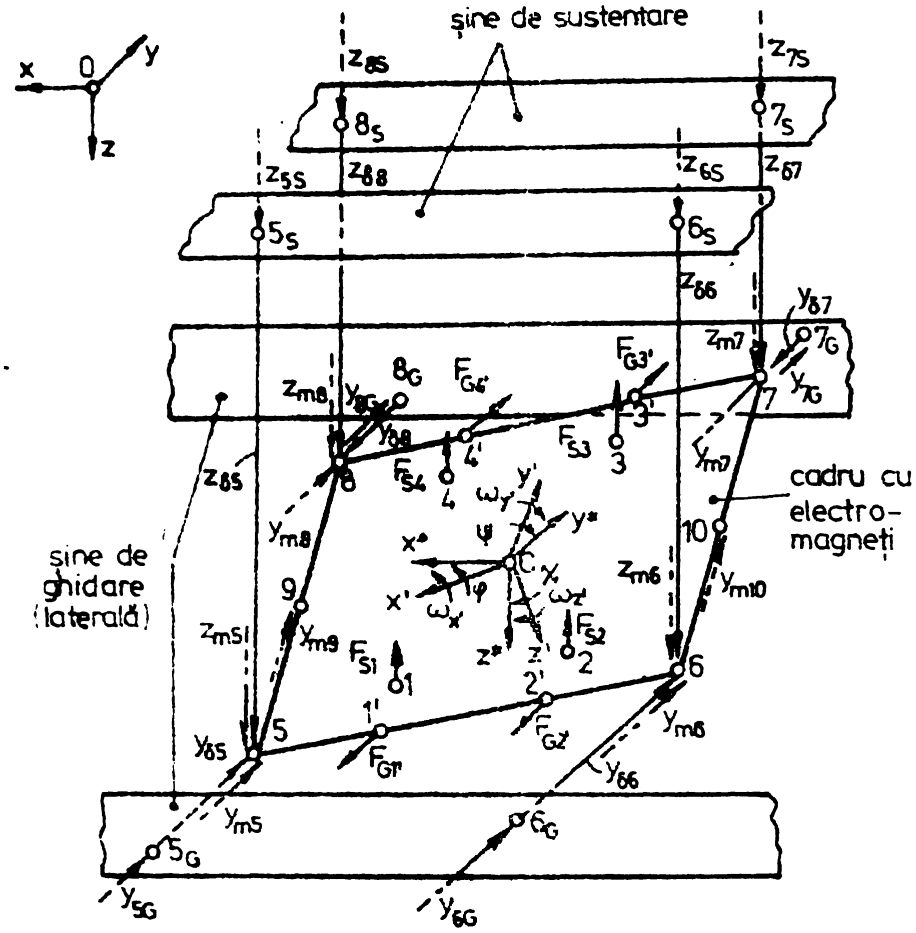


Fig.2.21. Cadrul cu electromagneți al SES-5L împreună cu șinele de sustentare și de ghidare. (În locul electromagneților au fost reprezentate numai forțele echivalente pe care aceștia le dezvoltă și care acționează asupra cadrului).

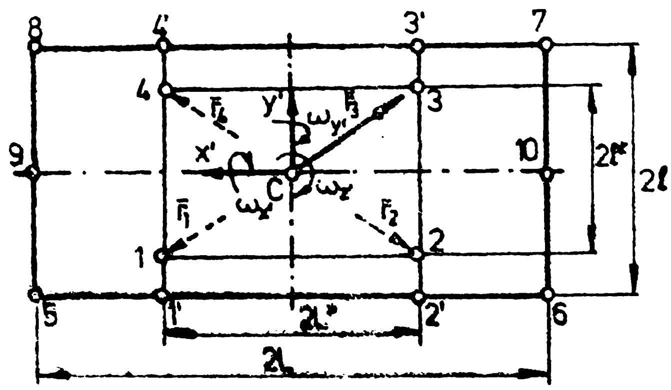


Fig.2.22. Dimensiuni referitoare la cadrul cu electromagneți al SES-5L.

SES-5L este instabil. El se poate stabiliza comandînd sursele - și prin acestea electromagneții - în circuit închis, SRA rezultant fiind denumit „sistem cu levitație electromagnetică cu cinci grade de libertate" (SLEM-5L sau sistem LEM-5L). Traductoarele de întrefier și accelerație ale acestuia se găsesc amplasate în cele patru colțuri - punctele 5, 6, 7 şi 8 ale cadrului cu electromagneţi. Ele măsoară întrefierurile $z_{\delta 5}$, ..., $z_{\delta 8}$ în plan vertical, întrefierurile $y_{\delta 5}, \ldots, y_{\delta 8}$ în plan orizontal, acceleraţiile $\ddot{z}_{m5}, \ldots, \ddot{z}_{m8}$ în plan vertical şi acceleraţiile $\ddot{y}_{m5}$, ..., $\ddot{y}_{m8}$ în plan orizontal. Cu $z_{m5}, \ldots, z_{m8}$, respectiv $y_{m5}, \ldots, y_{m8}$ s-au notat cotele celor patru extremităţi, respectiv ordonatele lor în raport cu referenţialul Oxyz. Pe aceleaşi direcţii poziţiile şinelor de sustentare, respectiv ale şinelor de ghidare faţă de referenţialul Oxyz sînt precizate prin cotele $z_{5S}, \ldots, z_{8S}$, respectiv ordonatele y_{5G}, ..., y_{8G}. Referitor la şinele de sustentare (ghidare) se face ipoteza:

- şinele de sustentare (ghidare) reprezintă suprafeţe generate prin mişcarea unor segmente de dreaptă - perpendiculare (paralele), în tot cursul mişcării, pe (cu) axa Oz - în lungul unor curbe ce determină geometria traseului în plan vertical (orizontal).

In consecinţă poziţia fiecărei şine este independentă de a celorlalte.

Sursele de alimentare SA ale electromagneţilor se presupun că sînt generatoare ideale de tensiune continuă; ele furnizează tensiunile de comandă $U_{aS1}, \ldots, U_{aS4}$ pentru electromagneţii de sustentare şi $U_{aG1}, \ldots$ ..., U_{aG4}, pentru cei de ghidare. Comanda surselor se face de către blocurile de distribuţie în funcţie de cele cinci tensiuni de comandă, cuprinse în vectorii $\underline{U}_{oS}$ şi $\underline{U}_{oG}$, corespunzătoare celor cinci grade de libertate ale mişcării cadrului. Tensiunile de comandă forţează prin bobinele aferente curenţii $I_{S1}, \ldots, I_{S4}$, respectiv $I_{G1}, \ldots, I_{G4}$, care determină, în funcţie de valoarea întrefierurilor din dreptul armăturilor electromagneţilor, forţele de atracţie electromagnetică $F_{S1}, \ldots$ ..., F_{S4}, respectiv $F_{G1}, \ldots, F_{G4}$.

Toate mărimile menţionate pînă aici, cu excepţia masei M şi a dimensiunilor cadrului cu electromagneţi sînt funcţii de timp. In afara masei, pentru dinamica SES-5L sînt importante şi anumite momente de inerţie. Ele vor fi menţionate ulterior.

Studiul SES-5L este legat de două aspecte aplicative: (i) realizarea unor mese vibratoare silenţioase de mare tonaj; (ii) realizarea unor VPM cu levitaţie electromagnetică, propulsate după axa x [124,11,73] . Interacţiunea dintre subsistemele de propulsare şi de levitare, precum şi deplasarea cadrului, determină o modificare a forţelor de sustentare şi de ghidare. Pentru simplificarea calculelor se consideră că aceste interacţiuni nu se manifestă prin modificarea valorilor forţelor F_{Si} şi F_{Gj}, ci prin intermediul forţelor perturbatoare echivalente menţionate.

După cunoştinţa autorului, literatura de specialitate nu abordează în mod sistematic problema modelării SES-5L. In mai multe comunicări şi în cîteva articole sînt menţionate însă diverse aspecte ale problemei. Astfel:

Zander [191] definește în 1972 un SES-5L asemănător celui considerat în teză, precizînd un mod de distribuire a tensiunilor de comandă și menționînd necesitatea reducerii mărimilor măsurate. Von Thun și Zimmerman prezintă în următorii doi ani lucrările [169,170,168] în care precizează scheme bloc pentru subsistemele de sustentare și de ghidare ale unui SES-ML, valabile în ipoteza separabilității efectelor acțiunilor electromagneților se sustentare de cele ale electromagneților de ghidare. Schemele bloc menționate sînt date în mărimi normate, mărimile de bază nefiind precizate. In [168] se consideră un subsistem de sustentare cu patru grade de libertate, pe cînd în [169,170] cu trei grade de libertate, lipsind o justificare riguroasă pentru maniera de distribuție a comenzilor și de reducere a mărimilor măsurate. In lucrările [63,64], Gottzein și colaboratorii prezintă un SES-ML avînd o structură mult mai amplă (un sistem de ordinul n = 20) utilizat de firma MBB pentru simularea sistemului de suspensie al unui VPM, în condițiile unui cadru cu electromagneți fixați elastic și a unor șine de sustentare elastice. In toate aceste lucrări dinamica cadrului cu electromagneți se consideră, fără a se da justificări, prin ecuații de aproximare de forma (2.57).

Unele aspecte ale dinamicii cadrului cu electromagneți sînt tratate în [64,66,155]. MM-II stabilite în operațional sînt simplificate mult și analizate insuficient.

Alte referiri cu privire la SES-ML se găsesc în lucrările [188,9, 93,121].

In acest paragraf se prezintă o tratare sistematică a problemei modelării SES-5L definit anterior, plecînd de la dinamica cadrului cu electromagneți (pct.2.2.2) și continuînd cu modelarea subsistemului de sustentare (pct.2.2.3) și a subsistemului de ghidare (pct.2.2.4) a căror separabilitate este justificată riguros. Studiul se încheie cu stabilirea MM al SES-5L (pct.2.2.5), demonstrîndu-se că sistemul prevăzut cu blocuri adecvate de distribuție a comenzilor și de reducere a mărimilor măsurate se comportă ca un sistem autonom după cele cinci grade de libertate (suspensie, ruliu, tangaj, alunecare, girație), subsistemele corespunzătoare fiecărui grad de libertate fiind reductibile la unul și același sistem abstract, numit sistem electromagnet-șină de bază, cu o structură asemănătoare SES-1L.

Originalitatea studiului de față constă în punerea și dezvoltarea problemei, modelarea SES-5L fiind tratată, în ipotezele precizate, în mod unitar și complet. MM-ISI dedus pentru sistem nu figurează în literatură. Metodica de lucru prezentată se pretează și pentru modelarea altor SES-ML.

2.2.2. Modelarea dinamicii cadrului cu electromagneţi.

Modelarea dinamicii cadrului cu electromagneţi se face plecînd de la a treia formă scalară a ecuaţiilor dinamicii rigidului [110] :

$$M\, \ddot{x}_C(t) = \mathcal{F}_{ax}(t) + \mathcal{F}_{px}(t) \qquad (2.46\text{-}1)$$
$$M\, \ddot{y}_C(t) = \mathcal{F}_{ay}(t) + \mathcal{F}_{py}(t) \qquad (2.46\text{-}2)$$
$$M\, \ddot{z}_C(t) = \mathcal{F}_{az}(t) + \mathcal{F}_{pz}(t) \qquad (2.46\text{-}3)$$
$$J_{x'}\dot{\omega}_{x'}(t) + (J_{z'} - J_{y'})\,\omega_{y'}(t)\,\omega_{z'}(t) = \mathcal{M}_{aCx'}(t) + \mathcal{M}_{pCx'}(t) \qquad (2.46\text{-}4)$$
$$J_{y'}\dot{\omega}_{y'}(t) + (J_{x'} - J_{z'})\,\omega_{z'}(t)\,\omega_{x'}(t) = \mathcal{M}_{aCy'}(t) + \mathcal{M}_{pCy'}(t) \qquad (2.46\text{-}5)$$
$$J_{z'}\dot{\omega}_{z'}(t) + (J_{y'} - J_{x'})\,\omega_{x'}(t)\,\omega_{y'}(t) = \mathcal{M}_{aCz'}(t) + \mathcal{M}_{pCz'}(t) \qquad (2.46\text{-}6)$$

Ec.(2.46-1) ÷ (2.46-3) sînt ecuaţiile de proiecţie pe axele referenţialului Oxyz ale relaţiei ce exprimă teorema mişcării centrului de masă C, iar ec.(2.46-4) ÷ (2.46-6) sînt ecuaţiile de proiecţie pe axele reperului Cx'y'z' ale relaţiei ce exprimă teorema momentului cinetic în raport cu centrul de masă. În aceste relaţii:

$$\mathcal{F}_{ax}\,\bar{i} + \mathcal{F}_{ay}\,\bar{j} + \mathcal{F}_{az}\,\bar{k} = \vec{\mathcal{F}}_a \quad \text{şi} \quad \mathcal{F}_{px}\,\bar{i} + \mathcal{F}_{py}\,\bar{j} + \mathcal{F}_{pz}\,\bar{k} = \vec{\mathcal{F}}_p$$

sînt rezultantele forţelor exterioare active, respectiv pasive. In acord cu fig.2.21 şi cu consideraţiile aferente:

$$\mathcal{F}_{ax} = 0\,,\ \mathcal{F}_{ay} = -F_{G1'} - F_{G2'} + F_{G3'} + F_{G4'}\,,\ \mathcal{F}_{az} = -F_{S1} - F_{S2} - F_{S3} - F_{S4}\,, \qquad (2.47\text{-}1)$$
$$\mathcal{F}_{px} = \mathcal{F}_{py} = \mathcal{F}_{pz} = 0\,. \qquad (2.47\text{-}2)$$

Mărimile:

$$\mathcal{M}_{aCx'}\bar{i}' + \mathcal{M}_{aCy'}\bar{j}' + \mathcal{M}_{aCz'}\bar{k}' = \vec{\mathcal{M}}_a \quad \text{şi} \quad \mathcal{M}_{pCx'}\bar{i}' + \mathcal{M}_{pCy'}\bar{j}' + \mathcal{M}_{pCz'}\bar{k}' = \vec{\mathcal{M}}_p$$

sînt momentele rezultante în raport cu C ale solicitărilor exterioare active, respectip pasive, aplicate cadrului şi calculate în raport cu axele Cx', Cy' şi Cz'. In absenţa forţelor şi momentelor experioare perturbatoare

$$\left.\begin{aligned} \mathcal{M}_{aCx'} &= \ell^* \,(F_{S1} + F_{S2} - F_{S3} - F_{S4}) \\ \mathcal{M}_{aCy'} &= L^* \,(F_{S1} - F_{S2} - F_{S3} + F_{S4}) \\ \mathcal{M}_{aCz'} &= L^* \,(-F_{G1'} + F_{G2'} - F_{G3'} + F_{G4'}) \end{aligned}\right\} \qquad (2.48\text{-}1)$$

$$\mathcal{M}_{pCx'} = \mathcal{M}_{pCy'} = \mathcal{M}_{pCz'} = 0\,. \qquad (2.48\text{-}2)$$

$J_{x'}$, $J_{y'}$, $J_{z'}$ sînt momentele centrale de inerţie ale cadrului cu electromagneţi. Axele sale centrale de inerţie coincizînd cu axele reperului Cx'y'z' rezultă:

$$J_{x'} = \frac{M}{3}\ell^2\ ;\quad J_{y'} = \frac{M}{3}L^2\ ;\quad J_{z'} = \frac{M}{3}(\ell^2 + L^2). \qquad (2.49)$$

In fine $\omega_{x'}$, $\omega_{y'}$, $\omega_{z'}$ reprezintă proiecţiile vectorului viteză unghiulară instantanee pe axele reperului Cx'y'z' :

$$\vec{\omega} = \omega_{x'}\bar{i}' + \omega_{y'}\bar{j}' + \omega_{z'}\bar{k}'\ . \qquad (2.50)$$

In acord cu teorema de compunere a rotaţiilor elementare [198] , mişcarea unui rigid în jurul unui punct se caracterizează prin trei grade de libertate, cărora le corespund trei rotaţii elementare. Un astfel de grup de rotaţii se obţine spre exemplu cu ajutorul celor trei unghiuri ale lui Euler [110,160] . In cazul de faţă, suprapunerea reperului $Cx^*y^*z^*$ peste reperul $Cx'y'z'$ se va face utilizînd un alt grup de trei rotaţii elementare consecutive şi anume: o primă rotaţie în jurul axei Cx^* cu un unghi φ, o a doua rotaţie în jurul axei Cy^* (aflată în noua poziţie) cu un unghi ψ şi o ultimă rotaţie în jurul axei Cz^* (ajunsă după a doua rotaţie în poziţia finală Cz') cu un unghi χ [201]. Relaţiile de legătură între versorii $\bar{i}$, $\bar{j}$, $\bar{k}$ ai reperului $Cx^*y^*z^*$ (peste care reperul $Cx'y'z'$ a fost suprapus iniţial) şi versorii $\bar{i}'$, $\bar{j}'$, $\bar{k}'$ ai reperului $Cx'y'z'$ (aflat în poziţie finală) fiind:

$$\begin{aligned}\bar{i}' &= \bar{i}\cos\psi\cos\chi + \bar{j}(\cos\varphi\sin\chi + \sin\varphi\sin\psi\cos\chi) + \bar{k}(\sin\varphi\sin\chi + \\ &\qquad \cos\varphi\sin\psi\cos\chi)\\ \bar{j}' &= -\bar{i}\cos\psi\sin\chi + \bar{j}(\cos\varphi\cos\chi - \sin\varphi\sin\psi\sin\chi) + \bar{k}(\sin\varphi\cos\chi + \\ &\qquad \cos\varphi\sin\psi\sin\chi)\\ \bar{k}' &= \bar{i}\sin\psi - \bar{j}\sin\varphi\cos\psi + \bar{k}\cos\varphi\cos\psi ,\end{aligned} \tag{2.51}$$

iar vectorul viteză unghiulară instantanee corespunzător compunerii celor trei rotaţii elementare avînd expresia:

$$\vec{\omega} = \dot{\varphi}\bar{i} + \dot{\psi}(\bar{j}\cos\varphi + \bar{k}\sin\varphi) + \dot{\chi}(\bar{i}\sin\psi - \bar{j}\sin\varphi\cos\psi + \bar{k}\cos\varphi\cos\psi), \tag{2.52}$$

prin identificarea rel.(2.50) şi (2.52) şi utilizarea rel.(2.51) rezultă:

$$\begin{aligned}\omega_{x'} &= \dot{\varphi}\cos\psi\cos\chi + \dot{\psi}\sin\chi\\ \omega_{y'} &= -\dot{\varphi}\cos\psi\sin\chi + \dot{\psi}\cos\chi\\ \omega_{z'} &= \dot{\varphi}\sin\psi + \dot{\chi} .\end{aligned} \tag{2.53}$$

Ec.(2.46) necesită totodată şi explicitarea componentelor acceleraţiei unghiulare instantanee faţă de reperul $Cx'y'z'$, adică:

$$\vec{\varepsilon} = \frac{d\vec{\omega}}{dt} = \dot{\omega}_{x'}\bar{i}' + \dot{\omega}_{y'}\bar{j}' + \dot{\omega}_{z'}\bar{k}' .$$

Ele se obţin prin derivare din rel.(2.53) :

$$\begin{aligned}\dot{\omega}_{x'} &= \ddot{\varphi}\cos\psi\cos\chi - \dot{\varphi}\dot{\psi}\sin\psi\cos\chi - \dot{\varphi}\dot{\chi}\cos\psi\sin\chi + \ddot{\psi}\sin\chi + \dot{\psi}\dot{\chi}\cos\chi\\ \dot{\omega}_{y'} &= -\ddot{\varphi}\cos\psi\sin\chi + \dot{\varphi}\dot{\psi}\sin\psi\sin\chi - \dot{\varphi}\dot{\chi}\cos\psi\cos\chi + \ddot{\psi}\cos\chi - \dot{\psi}\dot{\chi}\sin\chi\\ \dot{\omega}_{z'} &= \ddot{\varphi}\sin\psi + \dot{\varphi}\dot{\psi}\cos\psi + \ddot{\chi} .\end{aligned} \tag{2.54}$$

Avînd în vedere valorile foarte mici ale lui φ, ψ şi χ ce corespund posibilităţilor de mişcare ale cadrului cu electromagneţi, rel.(2.54) se aproximează prin:

$$\dot{\omega}_{x'} = \ddot{\varphi} \;;\quad \dot{\omega}_{y'} = \ddot{\psi} \;;\quad \dot{\omega}_{z'} = \ddot{\chi} . \tag{2.55}$$

Notarea unghiurilor φ, ψ şi χ s-a făcut pe baza acestor relaţii de aproximare, direcţiile φ, ψ şi χ fiind asociate, respectiv, direcţiilor x', y' şi z' după regula burghiului drept. In consecinţă:

$$\vec{\varepsilon} = \ddot{\varphi}\bar{i}' + \ddot{\psi}\bar{j}' + \ddot{\chi}\bar{k}' .$$

Neglijînd în produsele $\omega_{y'}\omega_{z'}$, $\omega_{z'}\omega_{x'}$ şi $\omega_{x'}\omega_{y'}$ termenii de acelaşi ordin de mărime cu cei care au permis trecerea de la rel.(2.54) la rel.(2.55) rezultă un al doilea grup de relaţii de aproximare:

$$\omega_{y'}\omega_{z'} = \omega_{z'}\omega_{x'} = \omega_{x'}\omega_{y'} = 0 \, . \tag{2.56}$$

Inlocuind acum rel.(2.47),(2.48),(2.55) şi (2.56) în ec.(2.54) se obţine forma (2.57) a ecuaţiilor simplificate ale dinamicii cadrului cu electromagneţi, valabilă în absenţa unor forţe şi momente perturbatoare:

$$\left.\begin{array}{l} M\ddot{x}_C = 0 \; ; \; M\ddot{y}_C = -F_{G1'} - F_{G2'} + F_{G3'} + F_{G4'} \; ; \; M\ddot{z}_C = -F_{S1} - F_{S2} - F_{S3} - F_{S4} \\ J_{x'}\ddot{\varphi} = \ell^*(F_{S1} + F_{S2} - F_{S3} - F_{S4}) \\ J_{y'}\ddot{\psi} = L^*(F_{S1} - F_{S2} - F_{S3} + F_{S4}) \\ J_{z'}\ddot{\chi} = L^*(-F_{G1'} + F_{G2'} + F_{G3'} + F_{G4'}) \, . \end{array}\right\} \tag{2.57}$$

In ipoteza că asupra cadrului cu electromagneţi acţionează şi forţe şi momente exterioare (active) perturbatoare (nereprezentate în fig.2.21) echivalate prin forţele şi momentele F_{ex}, F_{ey}, F_{ez}, $\mathcal{M}_{e\varphi}$, $\mathcal{M}_{e\psi}$ şi $\mathcal{M}_{e\chi}$ ce se manifestă, respectiv, după direcţiile x, y, z, φ, ψ şi χ, analog ec. (2.57) se obţin ecuaţiile simplificate ale dinamicii cadrului cu electromagneţi, (2.58) ÷ (2.60), valabile în prezenţa forţelor şi momentelor exterioare perturbatoare:

$$M\ddot{x}_C = F_{ex} \; ; \tag{2.58}$$

$$\left.\begin{array}{l} M\ddot{z}_C = -F_{S1} - F_{S2} - F_{S3} - F_{S4} + F_{ez} \\ J_{x'}\ddot{\varphi} = \ell^*(F_{S1}+F_{S2}-F_{S3}-F_{S4}) + \mathcal{M}_{e\varphi} \; ; \quad J_{y'}\ddot{\psi} = L^*(F_{S1}-F_{S2}-F_{S3}+F_{S4}) + \mathcal{M}_{e\psi} \end{array}\right\} \tag{2.59}$$

$$\left.\begin{array}{l} M\ddot{y}_C = -F_{G1'} - F_{G2'} + F_{G3'} + F_{G4'} + F_{ey} \\ J_{z'}\ddot{\chi} = L^*(-F_{G1'} + F_{G2'} - F_{G3'} + F_{G4'}) + \mathcal{M}_{e\chi} \end{array}\right\} \, . \tag{2.60}$$

Gruparea de mai sus a ecuaţiilor cadrului urmăreşte să evidenţieze faptul că, datorită ipotezei orizontalităţii practice a cadrului şi ca urmare a amplasării centrului de masă C în planul în care acţionează forţele electromagneţilor de ghidare mişcarea după direcţiile z, φ şi ψ (z - mişcare de suspensie, φ - mişcare de ruliu, ψ - mişcare de tangaj) este determinată numai de forţele de sustentare, iar cea după direcţiile y şi χ (y - mişcare de alunecare, χ - mişcare de giraţie) este determinată numai de forţele de ghidare. Făcînd abstracţie de mişcarea după axa x, neinfluenţată - în ipotezele făcute ($\vec{F}_{Si} = -F_{Si}\bar{k}$ şi $\vec{F}_{Gi'} = \pm F_{Gi'}\bar{j}$) - de forţele dezvoltate de electromagneţi, ec.(2.59) şi (2.60) permit să se vorbească d.p.d.v. al acţiunii electromagneţilor despre o decuplare (matematică) a celor cinci grade de libertate, cadrul efectuînd simultan o mişcare determinată de forţele de sustentare (grupul z, φ, ψ) şi o mişcare determinată de forţele de ghidare (grupul y, χ). In ec.(2.59) şi (2.60) forţele şi momentele perturbatoare se consideră pozitive atunci cînd ele acţionează în sensul pozitiv al direcţiilor pe care le modifică.

In continuare se folosesc următoarele notaţii:

$$\underline{F}_S = [F_{S1}\ F_{S2}\ F_{S3}\ F_{S4}]^T \tag{2.61-1}$$

pentru vectorul forţelor electromagnetice de sustentare,

$$\underline{F}_G = [F_{G1},\ F_{G2},\ F_{G3},\ F_{G4}]^T \tag{2.61-2}$$

pentru vectorul forţelor electromagnetice de ghidare,

$$\underline{P}_S = \left[F_{ez}\ \frac{\mathcal{M}_{e\varphi}}{l^*}\ \frac{\mathcal{M}_{e\psi}}{L^*}\right]^T , \qquad \underline{P}_G = \left[F_{ey}\ \frac{\mathcal{M}_{ex}}{L^*}\right]^T \tag{2.61-3}$$

pentru vectorii mărimilor pondero-motoare exterioare perturbatoare ce acţionează asupra subsistemului de sustentare, respectiv de ghidare,

$$\underline{D}_S = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix} , \qquad \underline{D}_G = \frac{1}{4}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix} \tag{2.61-4}$$

pentru matricile de distribuţie ale subsistemelor de sustentare, respectiv de ghidare,

$$\underline{J}_S = \mathrm{diag}\left[M,\ \frac{J_{x'}}{l^*},\ \frac{J_{y'}}{L^*}\right] , \qquad \underline{J}_G = \mathrm{diag}\left[M,\ \frac{J_{z'}}{L^*}\right] \tag{2.61-5}$$

pentru matricile de inerţie ale subsistemelor de sustentare, respectiv de ghidare,

$$\underline{Z}_{\delta o} = [z_C\ \varphi\ \psi]^T \tag{2.61-6}$$

pentru vectorul coordonatelor generalizate ale mişcărilor de suspensie, ruliu şi tangaj corespunzătoare subsistemului de sustentare,

$$\underline{Y}_{\delta o} = [y_C\ \chi]^T \tag{2.61-7}$$

pentru vectorul coordonatelor generalizate ale mişcărilor de alunecare şi giraţie corespunzătoare subsistemului de ghidare.

Cu aceste notaţii ec.(2.59) şi (2.60) devin :

$$\ddot{\underline{Z}}_{\delta o} = \underline{J}_S^{-1}(-4\ \underline{D}_S^T\ \underline{F}_S + \underline{P}_S) , \tag{2.59'}$$

$$\ddot{\underline{Y}}_{\delta o} = \underline{J}_G^{-1}(-4\ \underline{D}_G^T\ \underline{F}_G + \underline{P}_G) . \tag{2.60'}$$

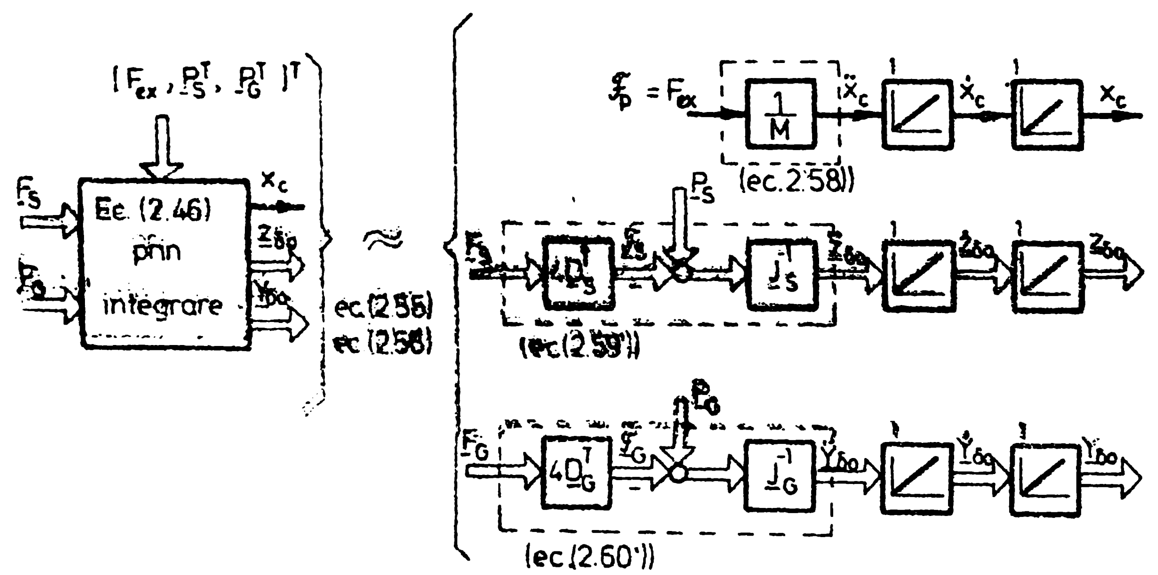


Fig. 2.23. Scheme bloc relative la aproximarea dinamicii cadrului cu electromagneţi.

Rezultatul obţinut este sintetizat în fig.2.23. **Ea redă faptul că dina-**

mica cadrului cu electromagneţi, ce rezultă în mod exact prin integrarea ec.(2.46), poate fi aproximată – în cazul unor mici variaţii ale mărimilor variabile – prin ec.(2.58), (2.59'), (2.60') corespunzătoare unor subsisteme liniare şi autonome care intră în componenţa subsistemelor de propulsare, sustentare, respectiv ghidare ale SES-5L. In fig.2.23.

$$\underline{\mathcal{F}}_S = 4\,\underline{D}_S^T\,\underline{F}_S \tag{2.61-8}$$

reprezintă vectorul forţelor generalizate de sustentare echivalente, iar

$$\underline{\mathcal{F}}_G = 4\,\underline{D}_G^T\,\underline{F}_G \tag{2.61-9}$$

reprezintă vectorul forţelor generalizate de ghidare echivalente.

In încheierea acestui paragraf se impune următoarea observaţie:

Ipoteza rigidităţii perfecte a cadrului cu electromagneţi trebuie abandonată în unele cazuri, în locul cadrului perfect rigid considerîndu-se, în funcţie de dimensiuni şi de material, un cadru elastic, torsionabil prin acţiunea forţelor de sustentare. De acest fapt se ţine seama prin introducerea unui nou grad de libertate: unghiul de torsiune ζ, care se alătură grupului de mărimi z_C, φ, ψ. In acest caz, pentru descrierea dinamicii cadrului cu electromagneţi ec.(2.58) ÷ (2.60) li se alătură ecuaţia [84,168] :

$$J_\zeta \ddot{\zeta} = D^*(-F_{S1} + F_{S2} - F_{S3} + F_{S4}) + \mathcal{M}_{e\zeta} \tag{2.62}$$

Ea permite definirea unei matrici de distribuţie $\underline{D}_S$ pătrate, nesingulară, de rang patru. J_ζ este momentul de inerţie de torsiune, D^* diagonala dreptunghiului 1, 2, 3, 4 (fig.2.22), iar $\mathcal{M}_{e\zeta}$ momentul de torsiune perturbator, considerat pozitiv atunci cînd, prin torsiune, $z_{\delta 1}$ şi $z_{\delta 3}$ cresc, iar $z_{\delta 2}$ şi $z_{\delta 4}$ scad.

2.2.3. Modelarea subsistemului de sustentare al SES-5L.

Subsistemul de sustentare al SES-5L asigură, prin acţiunea electromagneţilor de sustentare, mişcarea cadrului cu electromagneţi după direcţiile z, φ şi ψ. El are schema bloc din fig.2.24 şi este alcătuit din:

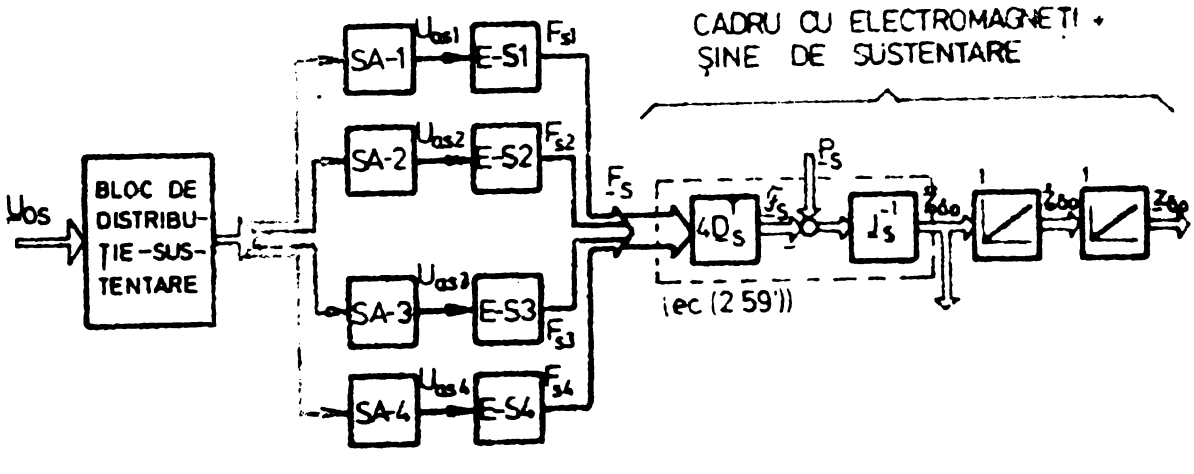


Fig. 2.24. Schema bloc a subsistemului de sustentare al SES-5L. (SA-1,...,SA-4 – surse de alimentare a electromagneţilor de sustentare E-S1,...,E-S4 ce dezvoltă forţele F_{S1},...F_{S4}).

(i) blocul de distribuţie al comenzilor electromagneţilor de sustentare şi sursele comandate, de alimentare a acestora;

(ii) electromagneţii de sustentare;

(iii) cadrul cu electromagneţi împreună cu şinele de sustentare.

Modelarea se face în ipotezele precizate la pct.2.2.1. Astfel, în acord cu primele trei ec.(2.9), ecuaţiile ce descriu fenomenul electromagnetic din cei patru electromagneţi de sustentare identici sînt:

$$\left.\begin{aligned} \dot{\Psi}_{Si} &= -\frac{R_S}{K_{IS}}\Psi_{Si} - \frac{R_S K_{\delta S}}{K_{IS}} z_{\delta i} + U_{aSi} \\ F_{Si} &= \frac{C_{IS}}{K_{IS}}\Psi_{Si} + \left(\frac{C_{IS}K_{\delta S}}{K_{IS}} - C_{\delta S}\right) z_{\delta i} \end{aligned}\right\} \qquad (2.63)$$

i = 1, 2, 3, 4 (i=indicele electromagnetului, S = indice pentru subsistemul de suspensie)

Eliminînd din ec.(2.59) şi (2.63) forţele F_{Si}, înlănţuirile magnetice Ψ_{Si} şi tensiunile U_{aSi}, se obţine sistemul de ecuaţii diferenţiale:

$$(\ddot{z}_c)^{\cdot} = \frac{4C_{\delta S}}{T_S M}\sigma_z + \frac{4}{M}\left(C_{\delta S} - \frac{C_{IS}K_{\delta S}}{K_{IS}}\right)\dot{\sigma}_z - \frac{1}{T_S}\ddot{z}_c - \frac{C_{IS}}{MK_{IS}}U_z + \frac{1}{MT_S}F_{ez} + \frac{1}{M}\dot{F}_{ez} \qquad (2.64\text{-}1)$$

$$(\ddot{\varphi})^{\cdot} = \frac{4C_{\delta S}}{T_S \frac{J_{x'}}{\ell\ell^*}}\sigma_\varphi + \frac{4}{\frac{J_{x'}}{\ell\ell^*}}\left(C_{\delta S} - \frac{C_{IS}K_{\delta S}}{K_{IS}}\right)\dot{\sigma}_\varphi - \frac{1}{T_S}\ddot{\varphi} - \frac{C_{IS}}{\frac{J_{x'}}{\ell^*}K_{IS}}U_\varphi + \frac{1}{J_{x'}T_S}\mathcal{H}_{e\varphi} + \frac{1}{J_{x'}}\dot{\mathcal{H}}_{e\varphi} \qquad (2.64\text{-}2)$$

$$(\ddot{\psi})^{\cdot} = \frac{4C_{\delta S}}{T_S \frac{J_{y'}}{LL^*}}\sigma_\psi + \frac{4}{\frac{J_{y'}}{LL^*}}\left(C_{\delta S} - \frac{C_{IS}K_{\delta S}}{K_{IS}}\right)\dot{\sigma}_\psi - \frac{1}{T_S}\ddot{\psi} - \frac{C_{IS}}{\frac{J_{y'}}{L^*}K_{IS}}U_\psi + \frac{1}{J_{y'}T_S}\mathcal{H}_{e\psi} + \frac{1}{J_{y'}}\dot{\mathcal{H}}_{e\psi} \qquad (2.64\text{-}3)$$

In aceste ecuaţii s-a notat cu

$$T_S = K_{IS} / R_S \qquad (2.65)$$

constanta de timp a electromagneţilor de sustentare. Totodată s-au făcut substituţiile:

$$\sigma_z = \frac{1}{4}(z_{\delta 1}+z_{\delta 2}+z_{\delta 3}+z_{\delta 4}) \approx \frac{1}{4}(z_{\delta 5}+z_{\delta 6}+z_{\delta 7}+z_{\delta 8}) \qquad (2.66\text{-}1)$$

$$\sigma_\varphi = \frac{1}{4\ell}(-z_{\delta 1}-z_{\delta 2}+z_{\delta 3}+z_{\delta 4}) \approx \frac{1}{4\ell}(-z_{\delta 5}-z_{\delta 6}+z_{\delta 7}+z_{\delta 8}) \qquad (2.66\text{-}2)$$

$$\sigma_\psi = \frac{1}{4L}(-z_{\delta 1}+z_{\delta 2}+z_{\delta 3}-z_{\delta 4}) \approx \frac{1}{4L}(-z_{\delta 5}+z_{\delta 6}+z_{\delta 7}-z_{\delta 8}) \qquad (2.66\text{-}3)$$

$$U_z = U_{aS1} + U_{aS2} + U_{aS3} + U_{aS4} \qquad (2.67\text{-}1)$$

$$U_\varphi = -U_{aS1} - U_{aS2} + U_{aS3} + U_{aS4} \qquad (2.67\text{-}2)$$

$$U_\psi = -U_{aS1} + U_{aS2} + U_{aS3} - U_{aS4} \qquad (2.67\text{-}3)$$

Aceste mărimi constituie, alături de F_{ez}, $\mathcal{H}_{e\varphi}$ şi $\mathcal{H}_{e\psi}$, variabilele de intrare ale sistemului (2.64). In consecinţă, în urma aproximării dinamicii cadrului cu electromagneţi şi a liniarizării ecuaţiilor electromagneţilor, drept mărimi de intrare ale subsistemului de sustentare trebuie considerate combinaţii liniare ale întrefierurilor măsurate, respectiv ale tensiunilor de alimentare.

Mărimile U_z, U_φ, U_ψ sînt mărimi de calcul cu semnificaţia de tensiuni generalizate de comandă ale subsistemului de sustentare după cele trei grade de libertate z, φ, respectiv ψ. Fie U_z^*, U_φ^*, U_ψ^* mărimile de comandă reale corespunzătoare celor trei grade de libertate. Practic se se pune problema stabilirii modului în care din aceste mărimi se formează tensiunile $U_{aS1},\dots,U_{aS4}$, din care apoi - în acord cu rel. (2.67) - rezultă tensiunile generalizate U_z, U_φ şi U_ψ . Se notează:

$$\underline{U}_{oS} = [U_z \quad U_\varphi \quad U_\psi]^T \tag{2.68}$$

vectorul tensiunilor de comandă,

$$\underline{U}_{aS} = [U_{aS1}\ U_{aS2}\ U_{aS3}\ U_{aS4}]^T \tag{2.69}$$

vectorul tensiunilor de alimentare a electromagneţilor de sustentare şi

$$\underline{U}'_{oS} = [U'_z \quad U'_\varphi \quad U'_\psi]^T \tag{2.70}$$

vectorul mărimilor de comandă propriu-zise. Prin ipoteză se consideră că $\underline{U}_{aS}$ se obţine din $\underline{U}'_{oS}$ prin transformarea liniară de matrice $\underline{\mathcal{D}}_S$:

$$\underline{U}_{aS} = \underline{\mathcal{D}}_S\ \underline{U}'_{oS} \tag{2.71}$$

numită „operaţie de distribuţie". Scriind rel.(2.67) sub forma:

$$\underline{U}_{oS} = 4\ \underline{D}_S^T\ \underline{U}_{aS} \quad ; \tag{2.72}$$

rezultă

$$\underline{U}_{oS} = 4\ \underline{D}_S^T\ \underline{\mathcal{D}}_S\ \underline{U}'_{oS} \quad . \tag{2.73}$$

Impunînd condiţia (2.74) rezultă ecuaţia nedeterminată (2.75) de variabilă matricială $\underline{\mathcal{D}}_S$:

$$\underline{U}_{oS} = \underline{U}'_{oS} \qquad (2.74) \qquad\qquad 4\ \underline{D}_S^T\ \underline{\mathcal{D}}_S = \underline{I}_3 \tag{2.75}$$

Din mulţimea soluţiilor posibile se adoptă soluţia:

$$\underline{\mathcal{D}}_S = \underline{D}_S \quad . \tag{2.76}$$

Acest rezultat justifică denumirea de „matrice de distribuţie" dată matricei $\underline{D}_S$. Pe baza rel.(2.74) mărimile U_z, U_φ şi U_ψ obţin semnificaţie nemijlocit de tensiuni de comandă, în continuare nemaiutilizîndu-se notaţia $\underline{U}'_{oS}$.

Mărimile δ_z, δ_φ şi δ_ψ au semnificaţia de întrefierurii generalizate (liniare sau unghiulare) ale celor trei grade de libertate. Al sînt mărimi de calcul care se obţin din întrefierurile măsurate, ... care totodată se pot exprima cu ajutorul coordonatelor ... şi şinelor de sustentare din dreptul punctelor de măsurare:

$$z_{\delta i} = z_{mi} - z_{i3} \ ; \quad i = 5,\dots,8 \ . \tag{2.77}$$

Matricial, a doua parte a rel.(2.66) se poate scrie sub forma:

$$\underline{\delta}_S = \underline{R}_S\ \underline{Z}_\delta \ . \tag{2.78}$$

Ţinînd seama şi de rel.(2.77) rezultă:

$$\underline{\delta}_S = \underline{Z}_{\delta o} - \underline{\xi}_S \quad . \tag{2.79}$$

S-a notat:

$$\underline{\delta}_S = [\delta_z\ \delta_\varphi\ \delta_\psi]^T \tag{2.80-1}$$

vectorul întrefierurilor generalizate (liniare, respectiv unghiulare),

$$\underline{Z}_\delta = [z_{\delta 5} \quad z_{\delta 6} \quad z_{\delta 7} \quad z_{\delta 8}]^T \qquad (2.80\text{-}2)$$

vectorul întrefierurilor măsurate,

$$\underline{R}_S = \underline{L}_S^{-1} \underline{D}_S^T \qquad (2.81)$$

matricea de reducere a întrefierurilor măsurate,

$$\underline{L}_S = \mathrm{diag}\,[1, \ell, L] \qquad (2.80\text{-}3)$$

matricea de adaptare dimensională a coordonatelor generalizate $\underline{Z}_{\delta o}$ la dimensiunea lungime,

$$\underline{\rho}_S = [\rho_z \quad \rho_\varphi \quad \rho_\psi]^T := \underline{R}_S \underline{Z}_S \qquad (2.80\text{-}4)$$

vectorul perturbaţiilor echivalente de tip „întrefier generalizat după direcţiile z, φ şi ψ" datorate modificării poziţiei şinelor de sustentare şi cu

$$\underline{Z}_S = [z_{5S} \quad z_{6S} \quad z_{7S} \quad z_{8S}]^T \qquad (2.80\text{-}5)$$

vectorul cotelor şinelor de sustentare în dreptul punctelor de măsurare 5,...,8. Totodată s-a avut în vedere că din considerente similare cu cele care au condus la rel.(2.55) este valabilă şi relaţia de aproximare

$$\ddot{\underline{Z}}_{\delta o} = \underline{R}_S \ddot{\underline{Z}}_m \,, \qquad (2.82)$$

$$\underline{Z}_m = [z_{m5} \quad z_{m6} \quad z_{m7} \quad z_{m8}]^T \qquad (2.80\text{-}6)$$

fiind vectorul cotelor punctelor de măsurare 5,6,7 şi 8.

Schema bloc structurală a subsistemului de sustentare al SES-5L rezultă din ec.(2.83), obţinute prin trecerea ec.(2.64) în domeniul operaţional şi din ec.(2.79). Ea este reprezentată în fig. 2.25.

$$\ddot{\underline{Z}}_{\delta o} = \underline{J}_S^{-1} \left[4\, C_{\delta S} \underline{L}_S \underline{\sigma}_S - C_{IS} \frac{1/R_S}{1+sT_S} (\underline{U}_{oS} + 4\, K_{\delta S}\, s \underline{L}_S \underline{\sigma}_S) + \underline{P}_S\right] \qquad (2.83)$$

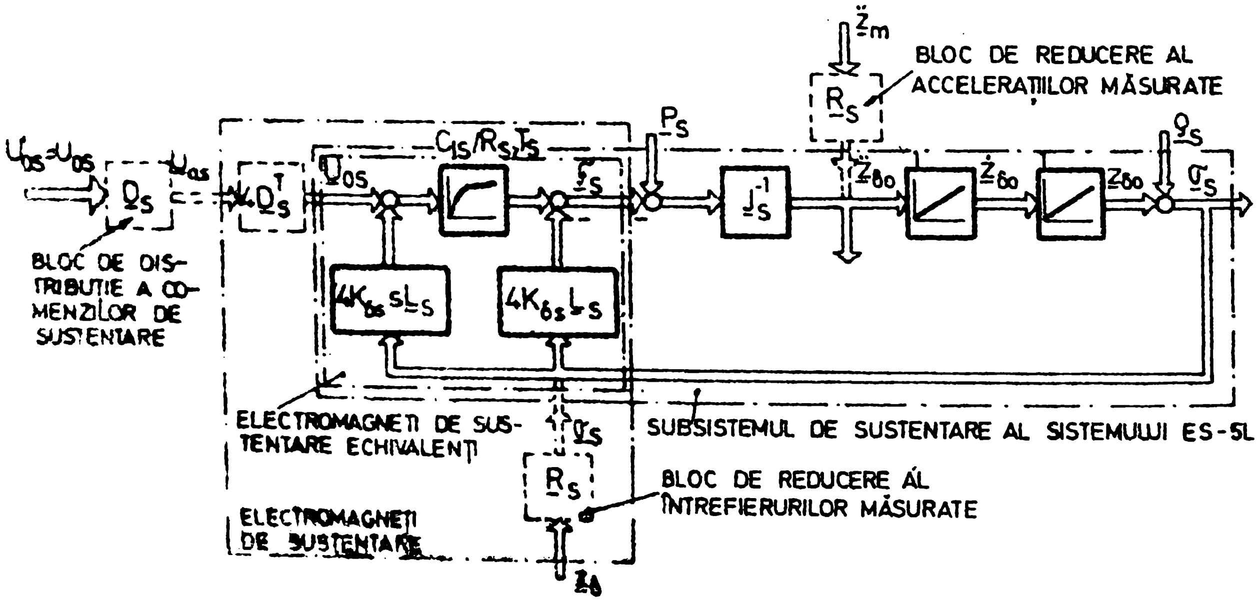


Fig. 2.25. Schema bloc relativă la subsistemul de sustentare al SES-5L.

Fig. 2.25 permite să se evidenţieze şi alte aspecte:

(i) Subsistemul alcătuit din electromagneţii de sustentare cuplaţi mecanic prin intermediul cadrului a fost delimitat prin blocul ELECTROMAGNETI DE SUSTENTARE. Cu toate că practic forţele $\underline{\mathcal{F}}_S$ rezultă din întrefierurile $z_{\delta 1},\dots,z_{\delta 4}$, d.p.d.v. al subsistemului de sustentare interesează numai faptul că forţele generalizate $\underline{\mathcal{F}}_S$ se obţin din întrefierurile generalizate $\underline{\sigma}_S$, care la rîndul lor rezultă structural conform rel.(2.79). De acest fapt s-a ţinut seamă prin blocul ELECTROMAGNETI DE SUSTENTARE ECHIVALENTI (cîte unul după fiecare grad de libertate) avînd ca mărimi de intrare pe $\underline{\sigma}_S$ şi $\underline{U}_{0S}$, în timp ce primul bloc are mărimile de intrare $\underline{Z}_\delta$ şi $\underline{U}_{aS}$.

(ii) Din observaţia anterioară rezultă că d.p.d.v. al subsistemului de sustentare al SES-5L BLOCUL DE REDUCERE AL INTREFIERURILOR MASURATE nu este necesar. El a fost reprezentat pentru a atrage atenţia asupra faptului că în cadrul SLEM-5L vectorul $\underline{\sigma}_S$ se obţine în mod practic din întrefierurile măsurate printr-un bloc de reducere de matrice $\underline{R}_S$.

(iii) Similar, acceleraţiile $\ddot{\underline{Z}}_{\delta 0}$ se obţin de la un BLOC DE REDUCERE AL ACCELERATIILOR MASURATE care, avînd în vedere că din rel.(2.82) rezultă

$$\ddot{\underline{Z}}_{\delta 0} = \underline{R}_S \, \ddot{\underline{Z}}_m \ , \qquad (2.84)$$

modelează tot matricea $\underline{R}_S$, $\ddot{\underline{Z}}_m$ fiind vectorul acceleraţiilor măsurate:

$$\ddot{\underline{Z}}_m = [\ddot{z}_{m5} \quad \ddot{z}_{m6} \quad \ddot{z}_{m7} \quad \ddot{z}_{m8}]^T . \qquad (2.80\text{-}7)$$

In anexa II se demonstrează că numărul traductoarelor de acceleraţie poate fi redus pînă la cinci, faţă de [illegible] de 8 traductoare considerat, fără ca d.p.d.v. al modelării SES-5L [illegible] să apară [illegible] schimbări, [illegible] blocuri afectate fiind cele de reducere.

(iv) Blocul de distribuţie a comenzilor de sustentare modelează, în acord cu rel.(2.71) şi (2.76), matricea $\underline{D}_S$. Ansamblul format din acest bloc şi blocul 4 $\underline{D}_S^T$ din cadrul subsistemului ELECTROMAGNETI DE SUSTENTARE, realizînd d.p.d.v. algoritmic o transformare unitară, a fost omis din cadrul blocului SUBSISTEM DE SUSTENTARE AL SES-5L.

(v) Blocurile ce nu aparţin subsistemului de sustentare au fost reprezentate cu linie întreruptă.

Toate blocurile ce apar în SUBSISTEMUL DE SUSTENTARE AL SES-5L corespund unor matrici de transfer diagonale, [illegible], la fel ca şi ec.(2.64), faptul că subsistemul este autonom după fiecare din cele trei grade de libertate. MM-ISI ale subsistemelor de [illegible], ruliu şi tangaj se obţin din ec.(2.64) şi relaţia

$$\ddot{\underline{\sigma}}_S = \ddot{\underline{Z}}_{\delta 0} - \ddot{\underline{\xi}}_S \qquad (2.85)$$

dedusă din rel.(2.80) Ele au aspectul:

$$\left.\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} \sigma_z \\ \dot{\sigma}_z \\ \ddot{z}_c \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{4C_{\delta s}}{M T_s} & \frac{4}{M}\left(C_{\delta s} - \frac{C_{IS}K_{\delta s}}{K_{IS}}\right) & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_z \\ \dot{\sigma}_z \\ \ddot{z}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{C_{IS}}{M K_{IS}} \end{bmatrix} U_z + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{MT_s} & \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{ez} \\ \dot{F}_{ez} \\ \ddot{\varrho}_z \end{bmatrix} \\
&\begin{bmatrix} \sigma_z \\ \ddot{z}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_z \\ \dot{\sigma}_z \\ \ddot{z}_c \end{bmatrix}
\end{aligned}\right\} \quad (2.86\text{-}1)$$

$$\left.\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} \sigma_\varphi \\ \dot{\sigma}_\varphi \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{4C_{\delta s}}{\frac{J_{x'}}{ll^*} T_s} & \frac{4}{\frac{J_{x'}}{ll^*}}\left(C_{\delta s} - \frac{C_{IS}K_{\delta s}}{K_{IS}}\right) & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_\varphi \\ \dot{\sigma}_\varphi \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{C_{IS}}{\frac{J_{x'}}{l^*} K_{IS}} \end{bmatrix} U_\varphi + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{J_{x'} T_s} & \frac{1}{J_{x'}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{M}_{e\varphi} \\ \dot{\mathcal{M}}_{e\varphi} \\ \ddot{\varrho}_\varphi \end{bmatrix} \\
&\begin{bmatrix} \sigma_\varphi \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_\varphi \\ \dot{\sigma}_\varphi \\ \ddot{\varphi} \end{bmatrix}
\end{aligned}\right\} \quad (2.86\text{-}2)$$

$$\left.\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} \sigma_\psi \\ \dot{\sigma}_\psi \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \frac{4C_{\delta s}}{\frac{J_{y'}}{LL^*} T_s} & \frac{4}{\frac{J_{y'}}{LL^*}}\left(C_{\delta s} - \frac{C_{IS}K_{\delta s}}{K_{IS}}\right) & -\frac{1}{T_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_\psi \\ \dot{\sigma}_\psi \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{C_{IS}}{\frac{J_{y'}}{L^*} K_{IS}} \end{bmatrix} U_\psi + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{J_{y'} T_s} & \frac{1}{J_{y'}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathcal{M}_{e\psi} \\ \dot{\mathcal{M}}_{e\psi} \\ \ddot{\varrho}_\psi \end{bmatrix} \\
&\begin{bmatrix} \sigma_\psi \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_\psi \\ \dot{\sigma}_\psi \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix}
\end{aligned}\right\} \quad (2.86\text{-}3)$$

MM-ISI al subsistemului de sustentare al SES-5L are ec.(2.87). Aspectul său se explică prin identitatea structurii celor trei MM-ISI (2.86).

$$\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} \underline{\sigma}_s \\ \dot{\underline{\sigma}}_s \\ \ddot{\underline{Z}}_{\delta o} \end{bmatrix}^{\bullet} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{0} & \underline{I}_3 & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{I}_3 \\ \frac{C_{\delta s}}{T_s} 4\underline{J}_s^{-1}\underline{L}_s & \left(C_{\delta s} - \frac{C_{IS}K_{\delta s}}{K_{IS}}\right) 4\underline{J}_s^{-1}\underline{L}_s & -\frac{1}{T_s}\underline{I}_3 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_s} \begin{bmatrix} \underline{\sigma}_s \\ \dot{\underline{\sigma}}_s \\ \ddot{\underline{Z}}_{\delta o} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{0} \\ \underline{0} \\ -\frac{C_{IS}}{K_{IS}}\underline{J}_s^{-1} \end{bmatrix}}_{\underline{B}_s} \underline{U}_{os} + \begin{bmatrix} \underline{0} & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & -\underline{I}_3 \\ \frac{1}{T_s}\underline{J}_s^{-1} & \underline{J}_s^{-1} & \underline{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{P}_s \\ \dot{\underline{P}}_s \\ \ddot{\underline{\varrho}}_s \end{bmatrix} \\
&\begin{bmatrix} \underline{\sigma}_s \\ \ddot{\underline{Z}}_{\delta o} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{I}_3 & \underline{0} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{I}_3 \end{bmatrix}}_{\underline{C}_s} \begin{bmatrix} \underline{\sigma}_s \\ \dot{\underline{\sigma}}_s \\ \ddot{\underline{Z}}_{\delta o} \end{bmatrix}
\end{aligned} \quad (2.87)$$

In rel.(2.85) ÷ (2.87), în acord cu notaţia (2.80-4),

$$\ddot{\underline{\varrho}}_S = \underline{R}_S \ddot{\underline{Z}}_S \quad (2.88)$$

reprezintă vectorul acceleraţiilor generalizate perturbatoare echivalente datorate şinelor de sustentare.

Sistemul (2.87) are ordinul $n_S = 9$. Ecuaţiile de ieşire precizează că mărimile $\underline{\sigma}_s$ şi $\ddot{\underline{Z}}_{\delta o}$ se consideră ieşiri măsurabile, conform observaţiilor (ii) şi (iii) anterioare.

Analiza subsistemului de sustentare al SES-5L se simplifică substanţial observînd asemănarea MM-ISI (2.86) şi (2.87) cu MM-ISI (2.19) - (2.20) de vector de stare $\underline{X}_1$, al SES-1L. Astfel, fiecare dintre subsistemele (2.86-1) pentru mişcarea de suspensie, (2.86-2) pentru mişcarea de ruliu şi (2.86-3) pentru mişcarea de tangaj, este instabil, însă controlabil şi observabil. Aceste proprietăţi rezultă şi în ansamblu, din analiza sistemului (2.87), întrucît:

(i) Ecuaţia caracteristică (2.89) are „poli instabili" [illegible]

$$s^3\underline{I}_3 + \frac{1}{T_S} s^2\underline{I}_3 + \left(\frac{K_{\delta S}C_{IS}}{K_{IS}} - C_{\delta S}\right)s\, 4\underline{J}_S^{-1}\underline{L}_S - \frac{C_{\delta S}}{T_S} 4\underline{J}_S^{-1}\underline{L}_S = \underline{0}\,, \qquad (2.89)$$

(ii) Matricile de controlabilitate şi observabilitate au rangul n_S:

$$\mathrm{rang}\left[\underline{B}_S \vdots \underline{A}_S\underline{B}_S \vdots \underline{A}_S^2\underline{B}_S\right] = \mathrm{rang}\left[\underline{C}_S^T \vdots \underline{A}_S^T\underline{C}_S^T \vdots (\underline{A}_S^T)^2\underline{C}_S^T\right] = n_S = 9. \quad (2.90)$$

2.2.4. Modelarea subsistemului de ghidare al SES-5L.

Subsistemul de ghidare al SES-5L reprezintă subsistemul ce asigură prin acţiunea electromagneţilor de ghidare mişcarea cadrului cu electromagneţi după direcţiile y şi χ. El are schema bloc din fig.2.26 şi este alcătuit din:

(i) blocul de distribuţie al comenzilor electromagneţilor de ghidare şi sursele comandate, de alimentare a [illegible]:

(ii) electromagneţii de ghidare;

(iii) cadrul cu electromagneţi împreună cu şinele de ghidare.

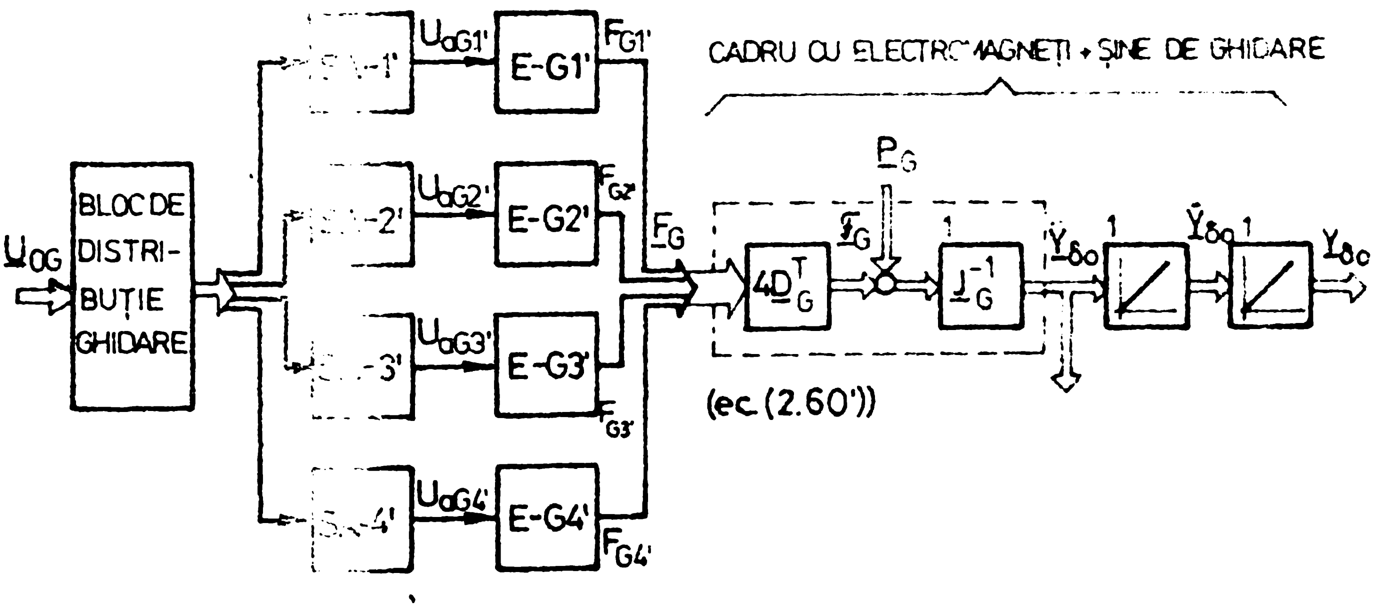


Fig.2.26. Schema bloc a subsistemului de ghidare al SES-5L. (SA-1', ..., SA-4' - surse de alimentare a electromagneţilor de ghidare E-G1', ..., E-G4' care dezvoltă [illegible] $F_{G1'}, \ldots, F_{G4'}$.)

Modelarea se face asemănător pct. 2.2.3., în ipotezele precizate la pct. 2.2.1. Astfel, ec.(2.63) şi (2.64) [illegible] (2.91) şi (2.92)

$$\left.\begin{aligned} \dot{\Psi}_{Gj} &= -\frac{R_G}{K_{IG}}\Psi_{Gj} - \frac{R_G K_{\delta G}}{K_{IG}} y_{\delta j} + U_{aGj} \\ F_{Gj} &= \frac{C_{IG}}{K_{IG}}\Psi_{Gj} + \left(\frac{C_{IG}K_{\delta G}}{K_{IG}} - C_{\delta G}\right)y_{\delta j} \end{aligned}\right\}$$

[illegible] (2.91)
[illegible] electromagneţi, G = indice pentru subsistemul de ghidare,

$$(\ddot{y}_c)^{\cdot} = \frac{4C_{\delta G}}{T_G M}\sigma_y + \frac{4}{M}\left(C_{\delta G} - \frac{C_{IG}K_{\delta G}}{K_{IG}}\right)\dot{\sigma}_y - \frac{1}{T_G}\ddot{y}_c - \frac{C_{IG}}{M K_{IG}}U_y + \frac{1}{M T_G}F_{ey} + \frac{1}{M}\dot{F}_{ey} \quad (2.92-1)$$

$$(\ddot{\chi})^{\cdot} = \frac{4C_{\delta G}}{\frac{J_{z'}}{LL^*}T_G}\sigma_\chi - \frac{4}{\frac{J_{z'}}{LL^*}}\left(C_{\delta G} - \frac{C_{IG}K_{\delta G}}{K_{IG}}\right)\dot{\sigma}_\chi - \frac{1}{T_G}\ddot{\chi} - \frac{C_{IG}}{\frac{J_{z'}}{L^*}K_{IG}}U_\chi + \frac{1}{J_{z'}T_G}\mathcal{M}_{ex} + \frac{1}{J_{z'}}\dot{\mathcal{M}}_{ex} \quad (2.92-2)$$

Notaţiile nou introduse au următoarea semnificaţie:

$$T_G = K_{IG} / R_G \quad (2.93)$$

constanta de timp a electromagneţilor de ghidare,

$$\sigma_y = \frac{1}{4}(y_{\delta 1'} + y_{\delta 2'} - y_{\delta 3'} - y_{\delta 4'}) \approx \frac{1}{4}(y_{\delta 5} + y_{\delta 6} - y_{\delta 7} - y_{\delta 8}) \quad (2.94-1)$$

$$\sigma_\chi = \frac{1}{4L}(y_{\delta 1'} - y_{\delta 2'} + y_{\delta 3'} - y_{\delta 4'}) \approx \frac{1}{4L}(y_{\delta 5} - y_{\delta 6} + y_{\delta 7} - y_{\delta 8}) \quad (2.94-2)$$

întrefierurile generalizate (liniar, respectiv unghiular) după gradele de libertate y şi χ, iar

$$U_y = U_{aG1'} + U_{aG2'} - U_{aG3'} - U_{aG4'} \quad (2.95-1)$$

$$U_\chi = U_{aG1'} - U_{aG2'} + U_{aG3'} - U_{aG4'} \quad (2.95-2)$$

tensiunile generalizate de comandă ale subsistemului de ghidare după cele două grade de libertate y, respectiv χ.

Analog pct.2.2.3 se stabileşte că, în cazul subsistemului de ghidare, blocul de distribuţie al comenzilor are matricea:

$$\underline{\mathcal{D}}_G = \underline{D}_G , \quad (2.96)$$

vectorul tensiunilor de alimentare ale electromagneţilor de ghidare

$$\underline{U}_{aG} = [U_{aG1'}\ U_{aG2'}\ U_{aG3'}\ U_{aG4'}]^T \quad (2.97)$$

rezultînd prin transformarea:

$$\underline{U}_{aG} = \underline{D}_G \underline{U}'_{oG} \quad (2.98)$$

din vectorul mărimilor de comandă propriu-zise ale subsistemului

$$\underline{U}'_{oG} = [U'_y\ U'_\chi]^T \quad . \quad (2.99)$$

Scriind rel.(2.95) sub forma (2.100) rezultă rel.(2.101):

$$\underline{U}_{oG} := [U_y\ U_\chi]^T = 4\,\underline{D}_G^T \underline{U}_{aG} \quad (2.100) \qquad \underline{U}_{oG} = \underline{U}'_{oG} \quad (2.101)$$

Ca urmare a acestui rezultat se va utiliza numai notaţie $\underline{U}_{oG}$.

Pentru întrefierurile generalizate sînt valabile pe de-o parte rel. (2.102), care reprezintă forma matricială a rel.(2.94), iar pe de altă parte rel.(2.103), asemănătoare rel.(2.79) :

$$\underline{\sigma}_G = \underline{R}_G \underline{Y}_\delta \quad (2.102)$$

$$\underline{\sigma}_G = \underline{Y}_{\delta o} - \underline{\rho}_G \quad (2.103)$$

Notaţiile mai sus utilizate au semnificaţia:

$$\underline{Y}_\delta = [y_{\delta 5}\ \ y_{\delta 6}\ \ y_{\delta 7}\ \ y_{\delta 8}]^T \quad (2.104-1)$$

este vectorul întrefierurilor măsurate în planul cadrului (v. anexa I)

$$\underline{\sigma}_G = [\sigma_y\ \ \sigma_\chi]^T \quad (2.104-2)$$

este vectorul întrefierurilor generalizate,

$$\underline{R}_G = \underline{L}_G^{-1} \underline{D}_G^T \qquad (2.105)$$

este matricea de reducere a întrefierurilor măsurate, iar

$$\underline{L}_G = \mathrm{diag}\,[1 \quad L] \qquad (2.104-3)$$

este matricea de adaptare dimensională a coordonatelor generalizate $\underline{Y}_{\delta o}$ la dimensiunea lungime.

Asemănător rel.(2.80-4), pentru vectorul perturbaţiilor echivalente de tip „întrefier generalizat după direcţiile y şi χ", datorate modificării poziţiilor şinelor de ghidare, rezultă relaţia:

$$\underline{\rho}_G = [\rho_y \; \rho_\chi]^T = \underline{R}_G^* \underline{Y}_G \; , \qquad (2.106-1)$$

iar corespunzător rel.(2.82) se obţine relaţia de aproximare

$$\underline{Y}_{\delta o} = \underline{R}_G^* \underline{Y}_m \qquad (2.106-2)$$

$$\underline{Y}_G = [y_{5G} \; y_{6G} \; y_{7G} \; y_{8G}]^T \qquad (2.104-4)$$

reprezintă vectorul ordonatelor şinelor de ghidare din dreptul punctelor de măsurare 5,...,8 ,

$$\underline{Y}_m = [y_{m5} \; y_{m6} \; y_{m7} \; y_{m8}]^T \qquad (2.104-5)$$

vectorul ordonatelor electromagneţilor de ghidare, iar

$$\underline{R}_G^* = \frac{1}{4} \underline{L}_G^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \qquad (2.104-6)$$

matricea de reducere a acceleraţiilor măsurate (v. rel.(2.103)). Această matrice este diferită de matricea $\underline{R}_G$, de reducere a întrefierurilor, datorită aspectelor diferite ale expresiilor întrefierurilor $y_{\delta j}$ din dreptul punctelor de măsurare 5 şi 6 pe de o parte şi din dreptul punctelor 7 şi 8 pe de altă parte (v. fig.2.21):

$$\left.\begin{aligned} y_{\delta j} &= y_{mj} - y_{jG} \; ; \quad y_{mj} > y_{jG} \, , \quad j = 5, 6 \\ y_{\delta j} &= y_{jG} - y_{mj} \; ; \quad y_{mj} < y_{jG} \, , \quad j = 7, 8 \end{aligned}\right\} \; . \qquad (2.104-7)$$

In domeniul operaţional, pentru subsistemul de ghidare al SEG-SL, rezultă analog ec.(2.83) MM-II :

$$\ddot{\underline{Y}}_{\delta o} = \underline{J}_G^{-1} \left[4 \, c \, \underline{L}_G \underline{\Phi}_G - C_{IG} \frac{1/R_G}{1+sT_G} (\underline{U}_{oG} + 4 \, K_{\delta G} \, s \underline{L}_G \underline{\Phi}_G) + \underline{F}_G\right] . \qquad (2.107)$$

Această ecuaţie împreună cu rezultatele anterioare conduc la schema bloc din fig.2.27 pentru care, cu excepţia observaţiei (iii), sînt valabile în principiu toate aspectele menţionate cu privire la schema bloc din fig.2.24 (în concret apar modificările: SUSPENSIE → GHIDARE, S → G, Z → Y). Locul rel.(2.84) este luat acum de relaţia:

$$\ddot{\underline{Y}}_{\delta o} = \underline{R}_G^* \ddot{\underline{Y}}_m \qquad (2.108)$$

$$\ddot{\underline{Y}}_m = [\ddot{y}_{m5} \; \ddot{y}_{m6} \; \ddot{y}_{m7} \; \ddot{y}_{m8}]^T \qquad (2.104-8)$$

fiind vectorul acceleraţiilor absolute măsurate în dreptul cadrului cu electromagneţi.

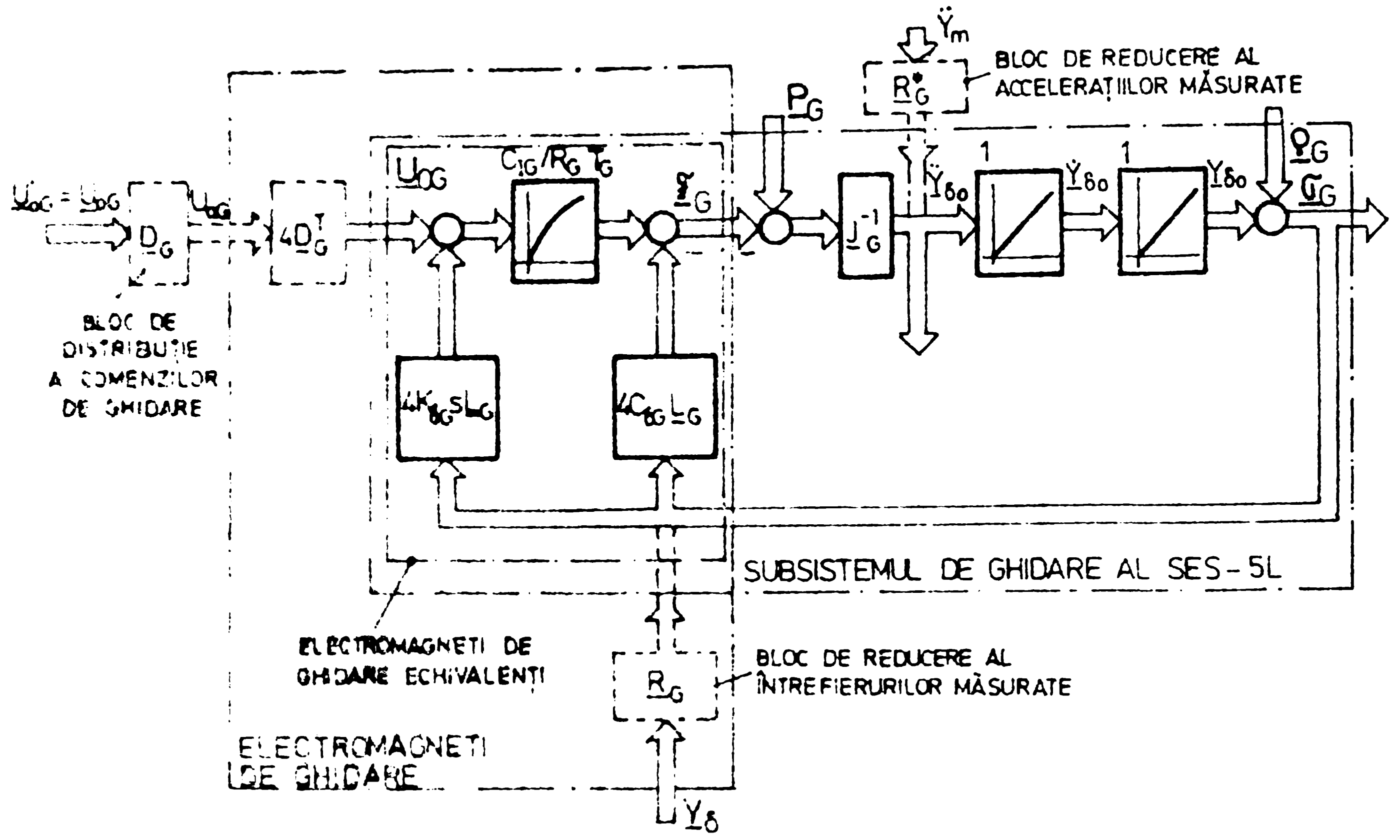


Fig. 2.27. Scheme bloc relative la subsistemul de ghidare al SES-5L.

Toate blocurile care apar în SUBSISTEMUL DE GHIDARE AL SES-5L corespund unor matrici de transfer diagonale. In consecinţă schema evidenţiază, la fel ca şi ec.(2.92), autonomia subsistemului după fiecare din cele două grade de libertate: y şi χ . MM-ISI ale subsistemelor de alunecare şi giraţie se obţin din ec.(2.92) şi relaţia

$$\underline{\ddot{\sigma}}_G = \underline{\ddot{Y}}_{\delta 0} - \underline{\ddot{\varrho}}_G \tag{2.109}$$

obţinută din rel.(2.103). Ele au aspectul:

$$\left.\begin{aligned}
&\begin{bmatrix}\sigma_y\\ \dot{\sigma}_y\\ \ddot{y}_c\end{bmatrix}^{\cdot} = \begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ \dfrac{4C_{\delta G}}{MT_G} & \dfrac{4}{M}\left(C_{\delta G}-\dfrac{C_{IG}K_{\delta G}}{K_{IG}}\right) & -\dfrac{1}{T_G}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_y\\ \dot{\sigma}_y\\ \ddot{y}_c\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ 0\\ -\dfrac{C_{IG}}{MK_{IG}}\end{bmatrix}U_y + \begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -1\\ \dfrac{1}{MT_G} & \dfrac{1}{M} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F_{ey}\\ \dot{F}_{ey}\\ \ddot{\varrho}_y\end{bmatrix}\\
&\begin{bmatrix}\sigma_y\\ \ddot{y}_c\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_y\\ \dot{\sigma}_y\\ \ddot{y}_c\end{bmatrix}
\end{aligned}\right\} \tag{2.110-1}$$

$$\left.\begin{aligned}
&\begin{bmatrix}\sigma_\chi\\ \dot{\sigma}_\chi\\ \ddot{\chi}\end{bmatrix}^{\cdot} = \begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ \dfrac{4C_{\delta G}}{\frac{J_z'}{LL^*}T_G} & \dfrac{4}{\frac{J_z'}{LL^*}}\left(C_{\delta G}-\dfrac{C_{IG}K_{\delta G}}{K_{IG}}\right) & -\dfrac{1}{T_G}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_\chi\\ \dot{\sigma}_\chi\\ \ddot{\chi}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ 0\\ -\dfrac{C_{IG}}{\frac{J_z'}{L^*}K_{IG}}\end{bmatrix}U_\chi + \begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -1\\ \dfrac{1}{J_z'T_G} & \dfrac{1}{J_z'} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathcal{M}_{Gex}\\ \dot{\mathcal{M}}_{Gex}\\ \ddot{\varrho}_\chi\end{bmatrix}\\
&\begin{bmatrix}\sigma_\chi\\ \ddot{\chi}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_\chi\\ \dot{\sigma}_\chi\\ \ddot{\chi}\end{bmatrix}
\end{aligned}\right\} \tag{2.110-2}$$

MM-ISI al subsistemului de ghidare al SES-5L are ec.(2.111), aspectul său explicîndu-se prin identitatea structurii MM-ISI (2.110).

$$\begin{bmatrix}\underline{\sigma}_G\\ \dot{\underline{\sigma}}_G\\ \ddot{\underline{Y}}_{\delta o}\end{bmatrix}^{\bullet} = \underbrace{\begin{bmatrix}\underline{0} & \underline{I}_2 & \underline{0}\\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{I}_2\\ \frac{C_{\delta G}}{T_G}4\underline{J}_G^{-1}\underline{L}_G & \left(C_{\delta G}-\frac{C_{IG}K_{\delta G}}{K_{IG}}\right)4\underline{J}_G^{-1}\underline{L}_G & -\frac{1}{T_G}\underline{I}_2\end{bmatrix}}_{\underline{A}_G}\begin{bmatrix}\underline{\sigma}_G\\ \dot{\underline{\sigma}}_G\\ \ddot{\underline{Y}}_{\delta o}\end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix}\underline{0}\\ \underline{0}\\ -\frac{C_{IG}}{K_{IG}}\underline{J}_G^{-1}\end{bmatrix}}_{\underline{B}_G}\underline{U}_{oG} + \begin{bmatrix}\underline{0} & \underline{0} & \underline{0}\\ \underline{0} & \underline{0} & -\underline{I}_2\\ \frac{1}{T_G}\underline{J}_G^{-1} & \underline{J}_G^{-1} & \underline{0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{P}_G\\ \dot{\underline{P}}_G\\ \ddot{\underline{\varsigma}}_G\end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}\underline{\sigma}_G\\ \ddot{\underline{Y}}_{\delta o}\end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix}\underline{I}_2 & \underline{0} & \underline{0}\\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{I}_2\end{bmatrix}}_{\underline{C}_G}\begin{bmatrix}\underline{\sigma}_G\\ \dot{\underline{\sigma}}_G\\ \ddot{\underline{Y}}_{\delta o}\end{bmatrix} \qquad (2.111)$$

In aceste ecuaţii $\ddot{\varsigma}_G$ reprezintă vectorul accelerațiilor generalizate perturbatoare componente datorate şinelor de ghidare. In acord cu rel. (2.104-4) şi (2.1?1) :

$$\ddot{\underline{\varsigma}}_G := [\ddot{\varsigma}_y \quad \ddot{\varsigma}_\chi]^T = \underline{B}_G^* \ddot{\underline{X}}_G \quad . \qquad (2.112)$$

Sistemul (2.111) are ordinul $n_G = 6$. Se consideră că $\underline{\sigma}_G$ şi $\ddot{\underline{Y}}_{\delta o}$ sînt mărimi măsurabile. Acest sistem este instabil (ecuaţia sa caracteristică, asemănătoare cu ec.(2.89), are şi „poli instabili"), controlabil şi observabil (matricile de controlabilitate şi de observabilitate au rangul egal cu n_G).

2.2.5. MM-ISI al SES-5L. Sistemul electromagnet-şină de bază.

MM-ISI al SES-5L rezultă prin reunirea MM-ISI (2.87) şi (2.111). El are aspectul (2.113), este autonom atît în raport cu fiecare din subsistemele de sustentare şi de ghidare, cît şi în raport cu subsistemele corespunzătoare fiecărui grad de libertate (z,φ,ψ,y,χ).

$$\begin{bmatrix}\underline{\sigma}\\ \dot{\underline{\sigma}}\\ \ddot{\underline{\xi}}\end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix}\underline{0} & \underline{I}_5 & \underline{0}\\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{I}_5\\ \underline{A}_1 & \underline{A}_2 & -\underline{T}^{-1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{\sigma}\\ \dot{\underline{\sigma}}\\ \ddot{\underline{\xi}}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\underline{0}\\ \underline{0}\\ \underline{B}\end{bmatrix}\underline{U}_c + \begin{bmatrix}\underline{0} & \underline{0} & \underline{0}\\ \underline{0} & \underline{0} & -\underline{I}_5\\ \underline{H}^{-1} & \underline{J}^{-1} & \underline{0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{P}\\ \dot{\underline{P}}\\ \ddot{\underline{\varsigma}}\end{bmatrix} \qquad (2.113)$$

$$\begin{bmatrix}\underline{\sigma}\\ \ddot{\underline{\xi}}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{I}_5 & \underline{0} & \underline{0}\\ \underline{0} & \underline{0} & \underline{I}_5\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\underline{\sigma}\\ \dot{\underline{\sigma}}\\ \ddot{\underline{\xi}}\end{bmatrix}$$

Vectorii şi matricile ce apar în acest MM au următoarea semnificaţie:

$\underline{\sigma} := [\underline{\sigma}_S^T \ \underline{\sigma}_G^T]^T = [\sigma_z \ \sigma_\varphi \ \sigma_\psi \ \sigma_y \ \sigma_\chi]^T$ este vectorul întrefierurilor generalizate;

$\dot{\underline{\sigma}} := [\dot{\sigma}_z \ \dot{\sigma}_\varphi \ \dot{\sigma}_\psi \ \dot{\sigma}_y \ \dot{\sigma}_\chi]^T$ este vectorul vitezelor (de modificare a) întrefierurilor generalizate;

$\ddot{\underline{\xi}} := [\ddot{\underline{Z}}_{\delta o}^T \ \ddot{\underline{X}}_{\delta o}^T]^T = [\ddot{z}_C \ \ddot{\varphi} \ \ddot{\psi} \ \ddot{y}_C \ \ddot{\chi}]^T$ este vectorul acceleraţiilor cadrului cu electromagneţi după cele cinci direcţii independente;

$\underline{U}_c := [\underline{U}_{oS}^T \ \underline{U}_{oG}^T]^T = [U_z \ U_\varphi \ U_\psi \ U_y \ U_\chi]^T$ este vectorul variabilelor de comandă ale SES-5L (variabilele de la intrarea blocurilor de distribuție din fig.2.25 și fig.2.27);

$\underline{P} := [\underline{P}_S^T\ \underline{P}_G^T]^T = [F_{ez}\ \ \frac{\mathcal{M}_{e\varphi}}{\ell^*}\ \ \frac{\mathcal{M}_{e\psi}}{L^*}\ \ F_{ey}\ \ \frac{\mathcal{M}_{ex}}{L^*}]^T$ este vectorul mărimilor pondero-motoare exterioare perturbatoare (toate componentele au dimensiunea forței) ce acționează asupra SES-5L; $\dot{\underline{P}} = \frac{d}{dt}\underline{P}$;

$\ddot{\underline{\varrho}} := [\ddot{\underline{\varrho}}_S^T\ \ddot{\underline{\varrho}}_G^T]^T = [\ddot{\varrho}_z\ \ddot{\varrho}_\varphi\ \ddot{\varrho}_\psi\ \ddot{\varrho}_y\ \ddot{\varrho}_x]^T$ este vectorul accelerațiilor de perturbație echivalente determinate de modificarea poziției șinelor și valorilor întrefierurilor;

$$\underline{A}_1 := \text{diag}\left[\frac{C_{\delta S}}{T_S}\,4\,\underline{J}_S^{-1}\,\underline{L}_S,\ \frac{C_{\delta G}}{T_G}\,4\,\underline{J}_G^{-1}\,\underline{L}_G\right];$$

$$\underline{A}_2 := \text{diag}\left[\frac{C_{\delta S}}{T_S}\,T_{dS}\,4\,\underline{J}_S^{-1}\,\underline{L}_S,\ \frac{C_{\delta G}}{T_G}\,T_{dG}\,4\,\underline{J}_G^{-1}\,\underline{L}_G\right],$$

unde $T_{dS} = T_S - \frac{C_{IS}K_{\delta S}}{C_{\delta S}R_S}$ și $T_{dG} = T_G - \frac{C_{IG}K_{\delta G}}{C_{\delta G}R_G}$;

$\underline{H} := \text{diag}[T_S\underline{J}_S\ ,\ T_G\underline{J}_G]$; $\underline{B} := \text{diag}\left[-\frac{C_{IS}}{K_{IS}}\underline{J}_S^{-1}\ ,\ -\frac{C_{IG}}{K_{IG}}\underline{J}_G^{-1}\right]$;

$\underline{J} := \text{diag}[\underline{J}_S\ ,\ \underline{J}_G]$ este matricea de inerție a SES-5L.

Mărimile reglate ale SES-5L sînt în mod obișnuit întrefierurile echivalente $\underline{\mathfrak{S}}$ și/sau accelerațiile $\ddot{\underline{\xi}}$. Prescriind valorile variabilelor $\underline{\mathfrak{S}}_G$ se prescrie poziția cadrului în raport cu șinele de ghidare, iar prescriind valorile variabilelor $\underline{\mathfrak{S}}_S$ se prescrie poziția cadrului în raport cu șinele de sustentare. Astfel, așa cum se arată în anexa III, prescriind $\mathfrak{S}_y = 0$ și $\mathfrak{S}_x = 0$ se prescriu, privind cadrul în sensul pozitiv al axei x, întrefieruri anterioare egale, respectiv întrefieruri posterioare egale, iar prescriind

$$\mathfrak{S}_z = \mathfrak{S}_z^*\ ,\quad \mathfrak{S}_\varphi = 0\ ,\quad \mathfrak{S}_\psi = 0\ , \tag{2.114}$$

rezultă:

$$\frac{1}{2}(z_{\delta1}+z_{\delta2}) = \frac{1}{2}(z_{\delta2}+z_{\delta3}) = \frac{1}{2}(z_{\delta3}+z_{\delta4}) = \frac{1}{2}(z_{\delta4}+z_{\delta1}) = \mathfrak{S}_z^*\ , \tag{2.115}$$

respectiv expresiile:

$$\begin{aligned} z_{\delta1} = z_{\delta3} &= \mathfrak{S}_z^* - \frac{L}{4}\left(\frac{z_{1S}-z_{2S}}{L} - \frac{z_{4S}-z_{3S}}{L}\right) \\ z_{\delta2} = z_{\delta4} &= \mathfrak{S}_z^* + \frac{L}{4}\left(\frac{z_{1S}-z_{2S}}{L} - \frac{z_{4S}-z_{3S}}{L}\right). \end{aligned} \tag{2.116}$$

Poziția prescrisă se caracterizează, conform rel.(2.115), prin „întrefierurí la nivelul mijloacelor laturilor cadrului cu electromagneți" de valoare egală cu $\mathfrak{S}_z^*$. Expresiile (2.116) ale întrefierurilor din dreptul mijloacelor electromagneților de sustentare evidențiază necesitatea impunerii unei valori maxim admisibile pentru diferența pantelor celor două șine de sustentare, astfel încît să nu apară pericolul unui impact între cadru și șine. Prin satisfacerea acestei condiții întrefierurile $z_{\delta1},\dots,z_{\delta4}$ vor avea valori foarte apropiate de valoarea $\mathfrak{S}_z^*$, valoare care - privită prin prisma acestei observații - are interpretarea de întrefier prescris sau valoare prescrisă pentru z_c.

In cazul cînd se consideră și accelerațiile ca ieșiri de apreciere, valorile lor prescrise sînt nule.

Schema bloc structurală a SES-5L este prezentată în fig.2.28.

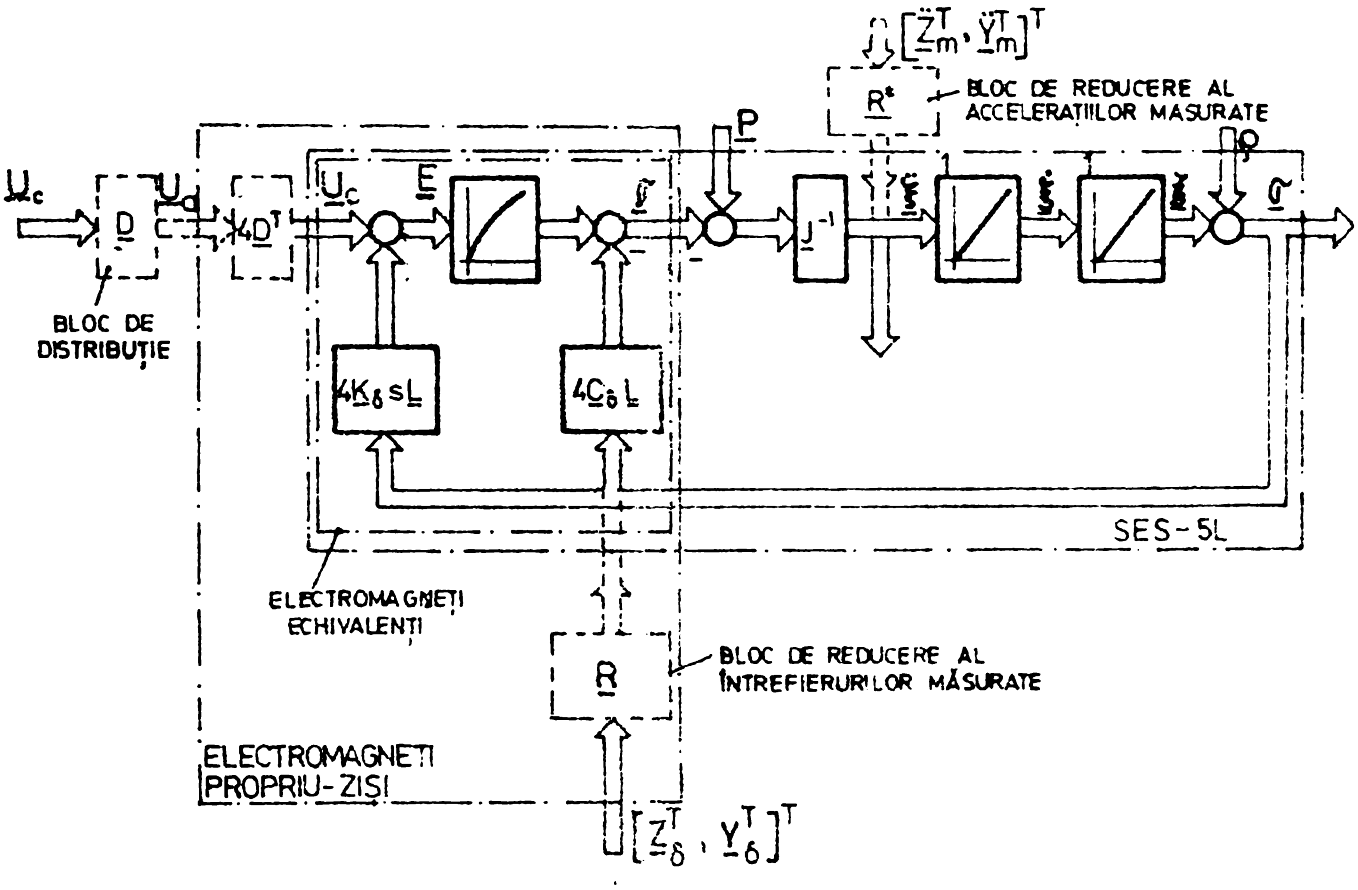


Fig. 2.28. Schema bloc structurală a SES-5L. (Notațiile: $\underline{U}_c$, $\underline{E}$, $\underline{\rho}$, ξ, $\underline{\sigma}$ și $\underline{J}$ corespund rel.(2.117), $\underline{Z}_\delta$ și $\ddot{\underline{Z}}_m$ - rel.(.80), $\underline{Y}_\delta$ și $\ddot{\underline{Y}}_m$ rel.(2.104), iar restul corespund rel.(2.117).)

S-a notat:

$$\underline{U}_a = \left[\underline{U}_{aS}^T \quad \underline{U}_{aG}^T\right]^T ; \quad \underline{D} = \mathrm{diag}\left[\underline{D}_S , \underline{D}_G\right] ; \quad \underline{R} = \mathrm{diag}\left[\underline{R}_S , \underline{R}_G\right] ;$$

$$\underline{R}^* = \mathrm{diag}\left[\underline{R}_S , \underline{R}_G^*\right] ; \quad \underline{L} = \mathrm{diag}\left[\underline{L}_S , \underline{L}_G\right] ;$$

$$\underline{K}_\delta = \mathrm{diag}\left[K_{\delta S}\underline{I}_3 , K_{\delta G}\underline{I}_2\right] , \quad \underline{C}_\delta = \mathrm{diag}\left[C_{\delta S}\underline{I}_3 , C_{\delta G}\underline{I}_2\right] ;$$

$$\underline{E} = \mathrm{diag}\left[\frac{C_{IS}}{R_S}\,\frac{1}{1+sT_S}\,\underline{I}_3 , \quad \frac{C_{IG}}{R_G}\,\frac{1}{1+sT_G}\,\underline{I}_2\right] . \qquad (2.117)$$

Sistemul (2.113), autonom după fiecare din cele cinci grade de libertate, reunește sistemele (2.86-1), (2.86-2), (2.86-3), (2.110-1) și (2.110-2), toate avînd o structură identică cu a SES-1L. Acest fapt permite simplificarea [illegible] SES-5L, respectiv a sintezei și proiectării sistemelor [illegible], [illegible] cu un singur tip de sistem abstract: [illegible] (SES-B) cu ec.(2.113)

$$\begin{bmatrix}\sigma_k\\ \dot\sigma_k\\ \ddot\xi_k\end{bmatrix}^{\cdot} = \begin{bmatrix}0 & 1 & 0\\ 0 & 0 & 1\\ \dfrac{C_{\delta k}}{M_kT_k} & \dfrac{C_{\delta k}}{M_kT_k}T_{dk} & -\dfrac{1}{T_k}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_k\\ \dot\sigma_k\\ \ddot\xi_k\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0\\ 0\\ b_k\end{bmatrix}U_{ck} + \begin{bmatrix}0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & -1\\ b_{p1k} & b_{p2k} & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F_{ek}\\ \dot F_{ek}\\ \ddot\varrho_k\end{bmatrix} \quad (2.118)$$

$$\begin{bmatrix}\xi_k\\ \ddot\xi_k\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\sigma_k\\ \dot\sigma_k\\ \ddot\xi_k\end{bmatrix} \qquad k = 0, 1,\dots,5.$$

Potrivit notaţiilor din tabelul 2.2., SES-B conduce în cazul $k = 0$ la SES-1L, în cazurile $k = 1, 2, 3$ la sistemele (2.86) aferente subsistemului de sustentare, iar în cazurile $k = 4, 5$ la sistemele (2.110) componente ale subsistemului de ghidare din cadrul SES-5L.

TABELUL 2.2. RELATII DE ECHIVALARE ALE MARIMILOR SI PARAMETRILOR SES-B (2.118) CU MARIMILE SI PARAMETRII SES-1L SI SES-5L

SES-B	SES-1L	SES-5L				
Mărimea sau parametrul \ k	0	1	2	3	4	5
σ_k =	Z_δ	σ_z	σ_φ	σ_ψ	σ_y	σ_χ
$\ddot\xi_k$ =	$\ddot Z_m$	$\ddot z_C$	$\ddot\varphi$	$\ddot\psi$	$\ddot y_C$	$\ddot\chi$
U_{ck} =	U_a	U_z	U_φ	U_ψ	U_y	U_χ
F_{ek} =	F_e	F_{ez}	$\mathcal{M}_{e\varphi}$	$\mathcal{M}_{e\psi}$	F_{ey}	$\mathcal{M}_{e\chi}$
$\ddot\varrho_k$ =	$\ddot Z_s$	$\ddot\varrho_z$	$\ddot\varrho_\varphi$	$\ddot\varrho_\psi$	$\ddot\varrho_y$	$\ddot\varrho_\chi$
$C_{\delta k}$ =	C_δ	$C_{\delta S}$	$C_{\delta S}$	$C_{\delta S}$	$C_{\delta G}$	$C_{\delta G}$
T_k =	T	T_S	T_S	T_S	T_G	T_G
T_{dk} =	T_d	T_{dS}	T_{dS}	T_{dS}	T_{dG}	T_{dG}
M_k =	M	$\frac{M}{4}$	$\frac{J_{x'}}{4\ell\ell^*}$	$\frac{J_{y'}}{4LL^*}$	$\frac{M}{4}$	$\frac{J_{z'}}{4LL^*}$
b_k =	$-\frac{C_I}{MK_I}$	$-\frac{C_{IS}}{MK_{IS}}$	$-\frac{C_{IS}\ell^*}{J_{x'}K_{IS}}$	$-\frac{C_{IS}L^*}{J_{y'}K_{IS}}$	$-\frac{C_{IG}}{MK_{IG}}$	$-\frac{C_{IG}L^*}{J_{z'}K_{IG}}$
b_{p1k} =	$\frac{1}{MT}$	$\frac{1}{MT_S}$	$\frac{1}{J_{x'}T_S}$	$\frac{1}{J_{y'}T_S}$	$\frac{1}{MT_G}$	$\frac{1}{J_{z'}T_G}$
b_{p2k} =	$\frac{1}{M}$	$\frac{1}{M}$	$\frac{1}{J_{x'}}$	$\frac{1}{J_{y'}}$	$\frac{1}{M}$	$\frac{1}{J_{z'}}$

SES-B astfel definit este, la fel ca şi sistemele pe care le reprezintă, instabil, însă controlabil şi observabil.

În continuare în cap. 3, 4 şi 5 se dezvoltă o serie de probleme referitoare la SES-1L, respectiv la SLEM-1L. Rezultatele fiind valabile şi pentru SES-B, ele corespund în fond - pe baza corespondențelor cuprinse în tabelul 2.2. -fiecăruia din cele cinci subsisteme autonome ale SES-5L, respectiv ale SLEM-5L.

CAPITOLUL 3

ESTIMAREA PARAMETRILOR SISTEMULUI ELECTROMAGNET-ŞINĂ CU UN GRAD DE LIBERTATE

In capitolul anterior s-a stabilit că cel mai important MM pentru studiul sistemelor electromagnet-şină este MM de ordin redus alcătuit din ec.(2.19) ÷ (2.40) tabelate prin tabelul 2.1. Odată stabilit acest rezultat, cea de a doua problemă de bază ce trebuie rezolvată în vederea realizării unui SLEM o constituie estimarea parametrilor modelului menţionat, adică determinarea acestora pe cale teoretică (estimare teoretică) sau pe cale experimentală (estimare experimentală).

Autorul prezintă în mod unitar o seamă de procedee de estimare cu grad de precizie diferite. Ele sînt în general uşor de aplicat în practică necesitînd mijloace tehnice şi teoretice mai puţin pretenţioase. Astfel la pct.3.1. se tratează procedeele de estimarea teoretică a parametrilor primari ai SES-1L (K_I, K_δ, C_I şi C_δ). Ele necesită precizarea dimensiunilor SES-1L şi a unor date nominale ale acestuia. La pct.3.2. se studiază unele procedee de estimare experimentală a aceloraşi parametri sau a parametrilor unui SLEM-1L din care se obţin apoi valorile parametrilor ce interesează. Principalul rezultat al studiului întreprins îl constituie faptul că se dispune de un număr apreciabil de procedee pentru estimarea parametrilor SES-1L, utilizabile în diferite situaţii pentru obţinerea datelor necesare realizării în bune condiţii a SLEM-1L. Scopul prezentării acestor procedee nu l-a constituit însă şi compararea lor, fapt care se poate realiza doar în linii foarte largi.

D.p.d.v. al terminologiei întrebuinţate se precizează că pe parcursul capitolului diferitele procedee de estimare sînt denumite prin termenii de „procedee de identificare" sau „metode de identificare", în acord procedura uzuală din literatura tehnică, chiar dacă aici problema identificării se pune numai sub aspectul estimării parametrilor.

3.1. Estimarea teoretică a parametrilor SES-1L.

3.1.1. Relaţii de bază pentru estimarea teoretică a parametrilor SES-1L

Parametrii primari K_I, K_δ, C_I şi C_δ pot fi determinaţi cu o bună aproximaţie în funcţie de elementele geometrice ale electromagnetului şi valorile corespunzătoare punctului de funcţionare staţionară al SES-1L plecînd de la relaţiile rezultate prin aplicarea legilor din electrotehnică pentru fenomenul electromagnetic studiat. In cadrul acestui paragraf se prezintă şi se analizează o singură categorie de astfel de procedee de estimare şi anume cele bazate pe ipoteza că inductivitatea electromagnetului nu depinde de curentul de excitaţie I, miezul feromagnetic avînd permeabilitate magnetică constantă ($\mu_{Fe} = \infty$ sau $\mu_{Fe} =$ finit), ci doar de întrefierul Z_δ. In consecinţă:

$$\Psi(I,Z_\delta) = L(Z_\delta)\cdot I \quad , \tag{3.1}$$

iar

$$F(I,Z_\delta) = -\left(\frac{\partial W(I,Z_\delta)}{\partial Z_\delta}\right)_I = -\frac{1}{2} I^2 \frac{dL(Z_\delta)}{dZ_\delta} \quad , \tag{3.2}$$

W reprezentînd energia înmagazinată în cîmpul electromagnetic al SES-1L. In această ipoteză relaţia de definiţie (2.10) conduce la expresiile particulare:

$$K_I = L_o \ ; \quad K_\delta = -I_o L_o' \ ; \quad C_I = -I_o L_o' \ ; \quad C_\delta = \frac{1}{2} I_o^2 L_o'' \quad , \tag{3.3}$$

în care:

$$L_o := L(Z_{\delta o}) \ ; \quad L_o' := \left.\frac{dL(Z_\delta)}{dZ_\delta}\right|_{\Lambda_o} \ ; \quad L_o'' := \left.\frac{d^2L(Z_\delta)}{dZ_\delta^2}\right|_{\Lambda_o} \quad . \tag{3.4}$$

Rel.(3.3) se utilizează în continuare în cadrul a cinci cazuri de estimare teoretică, cazurile T-1,...,T-5 [41]; ele au fost folosite la estimarea parametrilor unor sisteme care au funcţionat practic.

In cadrul fiecărui caz se prezintă ipotezele de calcul ale inductivităţii electromagnetului şi expresia acesteia, dimensiunile SES-1L considerîndu-se ca în fig.3.1. Pentru primele patru cazuri expresiile parametrilor sînt date în tabelul 3.1. Pentru cazul T-5 se recomandă calculul numeric direct, expresiile parametrilor fiind complicate.
Pentru calculul constantelor de timp T şi T_d este necesară estimarea valorii rezistenţei R, valoare care este de asemenea dependentă de punctul Λ_o.

Procedee de estimare similare sînt prezentate şi în [186,188] şi [10], în ultimul caz obţinîndu-se rezultate apropiate de cele corespunzătoare procedeului T-4.

3.1.2. Procedee de estimare teoretică a parametrilor SES-1L.

Cazul T-1. Inductivitatea electromagnetului se calculează în ipotezele: (i) se neglijază dispersia; (ii) $\mu_{Fe} = \infty$; (iii) cîmp omogen în întrefier. Expresia inductivităţii este:

$$L(Z_\delta) = \frac{N^2 \mu_o A_p}{4 Z_\delta} \quad , \tag{3.5}$$

N reprezentînd numărul de spire ale bobinei electromagnetului (amplasată pe coloane sau jug). Inlocuind în rel.(2.29) expresiile parametrilor, precizate pentru acest caz în primul rînd al tabelului 3.1., rezultă $T_d = 0$, iar pentru electromagnet cea mai simplă structură informațională, redată în fig.3.2. Intrucît în realitate $T_d > 0$, utilizarea acestor expresii ale parametrilor va face ca regimurile tranzitorii calculate să se abată în primele momente față de regimurile tranzitorii reele mai mult decît în cazurile ce urmează, pentru care $T_d > 0$.

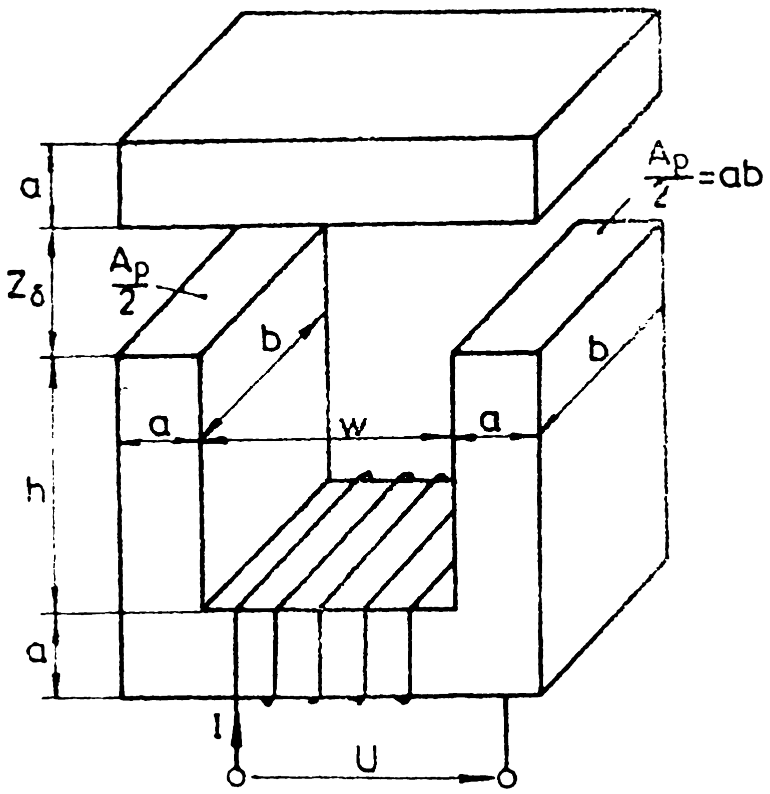


Fig. 3.1. Dimensiunile șinei și electromagnetului considerate la estimarea teoretică a parametrilor primari ai SES-1L.

Cazul T-2. Ipotezele de calcul al inductivității sînt : (i) electromagnetul este un element cu parametrii concentrați avînd reluctanța de dispersie $\mathcal{R}_6$ egală cu reluctanța totală corespunzătoare unui întrefier infinit ; (ii) $\mu_{Fe} = \infty$; (iii) cîmp omogen în întrefier. Inductivitatea are expresia:

$$L(Z_\delta) = \tilde{L}_\infty + \frac{\tilde{L}_o}{Z_\delta / Z_{\delta o}} \qquad (3.6)$$

S-a notat:

$$\tilde{L}_\infty = \frac{N^2}{\mathcal{R}_6} = \lim_{Z_\delta \to \infty} L(Z_\delta); \quad \tilde{L}_o = \frac{N^2}{\mathcal{R}_{\delta o}}$$

$$\mathcal{R}_{\delta o} = \frac{4\, Z_{\delta o}}{\mu_o A_p} \qquad (3.7)$$

$\mathcal{R}_{\delta o}$ reprezintă reluctanța totală a întrefierului SES-1L

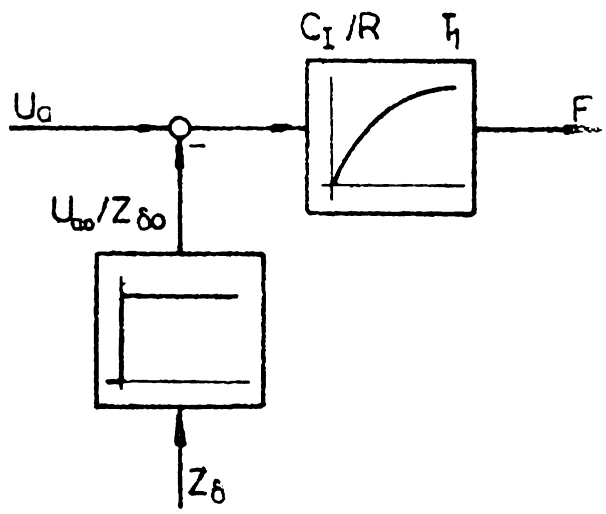


Fig. 3.2. Schema bloc structurală a electromagnetului SES-1L corespunzătoare cazului T-1.

Spre deosebire de cazul T-1, cînd – cu expresiile rezultate pentru parametrii – modificările de întrefier nu determină și modificări instantanee ale forței F (v. pct. 2.1.2.2), cu expresiile rezultate pentru parametrii primari în acest caz (rîndul al doilea din tabelul 3.1) se obțin:

$$T_d > 0 \quad \text{și} \quad \frac{F(0)}{F(\infty)} = \frac{\tilde{L}_\infty}{\tilde{L}_o} = \frac{\Psi_6}{\Psi_o} \qquad (3.8)$$

Corespunzător noului rezultat, orice modificare de întrefier la tensiune de excitație $U_a = U_{ao}$ = const. se soldează cu o modificare inițială instantanee a forței electromagnetice cu o cantitate care reprezintă aceeași procent din valoarea cu care se modifică în final forța ca și procentul pe care îl reprezintă fluxul total de dispersie Ψ_6 din înlănţuirea magnetică Ψ_o a electromagnetului, respectiv T_d din constanta de timp T. In acest caz modelarea furnizează pentru regimurile tranzitorii rezultate mult mai apropiate de realitate.

<u>Cazul T-3</u>. Faţă de cazul anterior se modifică numai ipoteza (ii) în forma: (ii) electromagnetul şi gina sînt din materiale feromagnetice avînd acelaşi μ_{Fe}=const. şi finit (fără histerezis). Inductivitatea este:

$$L(Z_\delta) = \widetilde{L}_\infty + \frac{\widetilde{L}_o}{q+Z_\delta/Z_{\delta o}} \quad ; \qquad q = \frac{\mu_c}{\mu_{Fe}} \; \frac{w+a+2a}{Z_{\delta o}} \; . \qquad (3.9)$$

$\widetilde{L}_\infty$ şi $\widetilde{L}_o$ au expresiile din (3.7). Rel.(3.8) sînt valabile şi în acest caz. Pentru calculul lui $\mathcal{R}_\sigma$ se pot utiliza una din următoarele două expresii [112,94] care conduc la rezultate practic echivalente [41] :

$$\mathcal{R}_\sigma = \frac{1}{\mu_o h\left[\frac{b}{w} + \frac{2}{\pi}\ln(1+\frac{\pi a}{w})\right]} \quad ; \qquad \mathcal{R}_\sigma = \frac{1}{\mu_o h\left[\frac{b}{w} + \ln(1+\frac{\pi a}{w})\right]} \qquad (3.10)$$

<u>Observaţie</u>: Notînd cu T_1, T_2 şi T_3 valorile constantei de timp a electromagnetului corespunzătoare celor trei cazuri de estimare prezentate anterior, conform tabelului 3.1. rezultă: $T_2=K_2T_1 > T_3=K_3T_1 > T_1$. In concluzie, în ipoteze mai puţin simplificatorii pentru T se obţin valori mai mari decît T_1. In general [41]:

$$T_1 < T < T_{max} = T_1 \frac{\ell_{sp}}{b} \quad , \qquad (3.11)$$

ℓ_{sp} reprezentînd lungimea medie a unei spire a bobinei electromagnetului. Expresia lui T_{max} este dată în [125].

<u>Cazul T-4</u>. Ipotezele pentru calculul inductivităţii sînt: (i) bobina electromagnetului este aşezată pe jug (fig.3.1); (ii) fluxul magnetic variază în lungul coloanelor; (iii) electromagnetul şi gina sînt din materiale feromagnetice avînd acelaşi μ_{Fe}=const. şi finit (fără histerezis); (iv) pentru trecerea liniilor de cîmp magnetic prin întrefier se consideră un coeficient de umflări k_u; (v) coloanele au împreună reluctanţa magnetică $\mathcal{R}_c$; (vi) cele două întrefieruri şi gina au împreună reluctanţa $\mathcal{R}_\ell$. Se obţine: [41]:

$$L(Z_\delta) = \frac{N^2}{\mathcal{R}_b} \; \frac{\mathcal{R}_b + \mathcal{R}_\ell(Z_\delta)\,\mathrm{tn}\,\rho}{\mathcal{R}_b\,\mathrm{tn}\,\rho + \mathcal{R}_\ell(Z_\delta)} \quad , \qquad (3.12)$$

în care:

$$\mathcal{R}_b = \sqrt{\mathcal{R}_c\,\mathcal{R}_\sigma} \quad ; \qquad \rho = \sqrt{\mathcal{R}_c/\mathcal{R}_\sigma} \; . \qquad (3.13)$$

Expresiile din rîndul patru al tabelului 3.1. s-au stabilit considerînd

$$\mathcal{R}_\ell(Z_\delta) = \mathcal{R}_{gina} + \frac{4Z_\delta}{\mu_o A_p}\,k_u \quad ; \qquad (3.14)$$

- cu aproximaţie, se poate lua $\mathcal{R}_c = \frac{4h}{\mu_{Fe} A_p}$.

<u>Cazul T-5</u>. Ipotezele de calcul sînt: (i) bobina electromagnetului este împărţită în două segmente egale aşezate pe coloane; (ii) ÷ (vi) idem cazul T-4; (vii) jugul electromagnetului are reluctanţa magnetică $\mathcal{R}_j$.

Rezultă expresia [41] :

$$L(Z_\delta) = \frac{N^2}{\mathcal{R}_c}\left\{1 - \frac{2\mathcal{R}_j\mathcal{R}_\ell(Z_\delta)(\mathrm{ch}\rho-1)/\mathcal{R}_b + (\mathcal{R}_j+\mathcal{R}_\ell(Z_\delta))\mathrm{sh}\rho}{\mathcal{R}_c\left[(1+\mathcal{R}_j\mathcal{R}_\ell(Z_\delta)/\mathcal{R}_b^2)\,\mathrm{sh}\rho + (\mathcal{R}_j+\mathcal{R}_\ell(Z_\delta))\mathcal{R}_b^{-1}\mathrm{ch}\rho\right]}\right\} \quad (3.15)$$

TABELUL 3.1. RELATII DE CALCUL PENTRU PARAMETRII SES-1L CORESPUNZATOARE CAZURILOR DE ESTIMARE TEORETICA T-1,..., T-4.

Parametrii / Cazul	K_I	$K_\delta=C_I$	C_δ	T	Observaţii
T-1	$\tilde{L}_o$	$K_1\tilde{L}_o$	$K_1^2\tilde{L}_o$	T_1	$T_1=\tilde{L}_o/R$; $K_1=I_o/Z_{\delta o}$
T-2	$K_2\tilde{L}_o$	$K_1\tilde{L}_o$	$K_1^2\tilde{L}_o$	$T_2=$ $=K_2T_1$	$K_2=1+\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o > 1$ $T_2=(\tilde{L}_\infty/L_o)T_1$
T-3	$K_3\tilde{L}_o$	$K_1K_4^2\tilde{L}_o$	$K_1^2K_4^3\tilde{L}_o$	$T_3=$ $=K_3T_1$	$K_3=1/(1+q)+\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o > 1$ $K_4=1/(1+q) < 1$
T-4	K_5/K_6	$\frac{K_1K_5^2}{\tilde{L}_1\mathrm{ch}^2}$	$\frac{K_1^2K_5^3}{\tilde{L}_1^2\mathrm{ch}^2\rho}$	$\frac{K_5}{RK_6}$	$K_5=\frac{N^2}{\mathcal{R}_b\mathrm{th}\rho+\mathcal{R}_\ell(Z_{\delta o})}$ $K_6=\frac{\mathcal{R}_b}{\mathcal{R}_b+\mathcal{R}_\ell(Z_{\delta o})\mathrm{th}\rho}$ $\tilde{L}_1=\tilde{L}_o/k_u$

In tabelul 3.2. se prezintă pentru cele cinci cazuri un exemplu numeric [41]. Atunci cînd punctul Λ_o se proiectează în domeniul liniar al curbei de magnetizare, precizia modelelor teoretice, cu excepţia cazului T-1, este relativ bună. Masa M_o s-a calculat cu relaţia $M_o=0,5\ K_\delta I_o/g$.

TABELUL 3.2. VALORILE PARAMETRILOR UNUI SES-1L +) ESTIMATE CONFORM CAZURILOR T-1,..., T-5.

Parametrii	K_I [$Wb\cdot A^{-1}$]	K_δ [$Wb\cdot m^{-1}$]	C_I [$N\cdot A^{-1}$]	C_δ [$N\cdot m^{-1}$]	Observaţii: T [sec]	Observaţii: M_o [kg]
T-1	0,02956	236,5	236,5	$1,8\cdot10^6$	0,077	964,32
T-2	0,03682	236,5	236,5	$1,8\cdot10^6$	0,0959	964,32
T-3	0,03671	234,7	234,7	$1,8\cdot10^6$	0,0957	956,98
T-4	0,04001	261,5	261,5	$2,0\cdot10^6$	0,104	1066,25
T-5	0,03948	258,8	258,8	$2,0\cdot10^6$	0,102	1055,25

+) Valorile corespund unui SES-1L avînd următoarele dimensiuni şi date nominale: $a=0,0275$ m; $w=0,11$ m, $h=0,0335$ m, $b=0,341$ m, $b=0,313$ $a_o=0,03$ m, $Z_{\delta o}=0,01$ m, $I_o=80$ A, $R=0,3836\,\Omega$, $B_o=1,104$ T, N=224 spire.

3.2. Estimarea experimentală a parametrilor SES-1L.

Ipotezele simplificatorii din cazul estimării teoretice a valorilor parametrilor SES-1L se referă în general la modul de variaţie a permeabilităţii magnetice (dinamice) în lungul circuitului magnetic, la aproximarea traseului liniilor de forţă ale cîmpului magnetic util şi ale cîmpului magnetic de dispersie, la neglijarea pierderilor în fier şi la considerarea unor valori constante pentru rezistenţa bobinajului electromagnetului. Referitor la ultimele două aspecte se consideră potrivit ca în locul rezistenţei R din rel.(2.11) şi (2.29) să se utilizeze o rezistenţă echivalentă R_e dependentă de pierderile în fier şi de rezistenţa propriu-zisă, variabilă cu temperatura [171]. Datorită ipotezelor menţionate valorile parametrilor primari ai SES-1L estimate cu relaţiile de la pct.3.1. se abat destul de mult faţă de valorile reale corespunzătoare domeniului îngust, da valabilitate a MM de ordin redus, din vecinătatea punctului de funcţionare staţionară Λ_0 considerat. O determinare mai precisă este posibilă numai pe cale experimentală, fiind utilizabile procedee de identificare experimentală în circuit deschis (pct.3.2.1) şi în circuit închis (pct.3.2.2). In circuit închis parametrii SES-1L pot fi identificaţi fie în mod direct, fie în mod indirect prin estimarea parametrilor SLEM-1L.

3.2.1. Posibilităţi de identificare experimentală a SES-1L în circuit deschis.

Utilizarea celor două procedee de identificare prezentate în continuare necesită blocarea şi comanda mecanică a şinei şi a electromagnetului şi prelucrarea rezultatelor prin mediere şi netezire. Se face ipoteza că SES-1L funcţionează în porţiunea liniară a caracteristicii de magnetizare.

<u>Cazul E-1.</u> Alături de ipoteza menţionată se mai presupun: (i) flux de dispersie neglijabil; (ii) cîmp omogen în întrefier, tubul de cîmp avînd aria secţiunii egală cu aria unei tălpi polare ($A_p/2$). Aşadar:

$$B(Z_\delta, I) = K_B(Z_\delta)I \qquad (3.16) \; ; \quad L(Z_\delta) = 0{,}5 \cdot NB_\delta(Z_\delta, I) \cdot A_p / I = f_1(Z_\delta). \qquad (3.17)$$

Procedeul se bazează pe determinarea inductivităţii cu rel.(3.17) şi din aceasta, pe cale grafo-analitică, a derivatelor ei, dependenţa (3.16) obţinîndu-se punct cu punct prin intermediul caracteristicilor experimentale (3.18): fiecare caracteristică se determină pentru valori ale lui I ce satisfac ipoteza (3.16), furnizînd o valoare a inductivităţii, respectiv un punct al caracteristicii (3.17).

$$B_\delta = f_2(I) \quad , \quad Z_\delta = \text{const.} \qquad (3.18)$$

Precizia cu care se obţin caracteristicile

$$L'(Z_\delta) = f_3(Z_\delta) \quad \text{şi} \quad L''(Z_\delta) = f_4(Z_\delta) \qquad (3.19)$$

crește odată cu numărul punctelor caracteristicii $L(Z_\delta)$ determinate experimental. Odată stabilit un punct de funcționare Λ_0, parametrii primari ai SES-1L se calculează cu rel.(3.3). Cu ajutorul acestui procedeu s-a realizat în bune condiții un stand experimental pentru studiul SLEM-1L [143].

Principalele carențe ale procedeului sînt: (i) valabilitatea lui numai în domeniul linear al curbei de magnetizare; (ii) calculul grafo-analitic al derivatelor (3.19); (iii) valabilitatea „aproximativă" a caracteristicilor (3.17) și în consecință și a caracteristicilor (3.19) pentru regimuri dinamice, datorită determinării lor în regim staționar constant; (iv) neglijarea dispersiei și a neomogenității cîmpului magnetic din întrefier; (v) neextrapolabilitatea caracteristicilor (3.17) și (3.19) la întrefieruri din exteriorul domeniului în care s-au făcut determinările experimentale.

Cazul E-2. Identificarea experimentală se face utilizînd caracteristici de frecvență determinate și interpretate în acord cu rel.(2.28). Procedeul, propus în [191], a fost aprofundat în [41] și [42]. In esență el se bazează pe determinarea experimentală a c.a-p. din fig. 3.3, în care

$$G_{U_a}(s) := \left.\frac{F(s)}{U_a(s)}\right|_{Z_\delta=Z_{\delta o}} = \frac{C_I/R}{1+Ts} \quad , \quad G_{Z_\delta}(s) := \left.\frac{-F(s)}{Z_\delta(s)}\right|_{U_a=U_{ao}} = C_\delta\frac{1+T_d s}{1+Ts} .$$

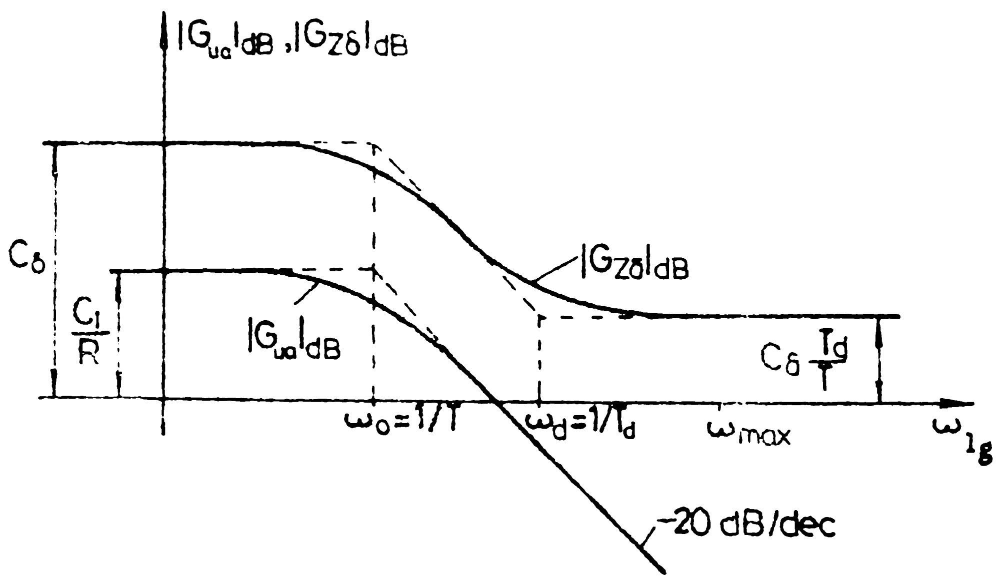


Fig 3.3. C.d.f. utilizate pentru identificarea experimentală a SES-1L.

Determinarea experimentală corectă a celor două caracteristici presupune asigurarea unei funcționări lineare a sistemului cu semnale cauză (U_a sau Z_δ) și efect (F) de formă sinusoidală și cu amplitudini cît mai mari. Experimentările trebuie efectuate în regim termic staționar.

Caracteristica $|G_{u_a}|_{dB}$, care necesită determinări experimentale pe un interval de frecvență mai restrîns, permite obținerea valorilor a doi dintre parametrii primari ai SES-1L:

$$C_I = R\cdot\lim_{\omega\to 0}|G_{u_a}|_{dB} \quad \text{și} \quad K_I = R/\omega_o \quad , \tag{3.20}$$

ω_o fiind pulsația de frîngere a caracteristicii considerate. Privind caracteristica $|G_{Z_\delta}|_{dB}$ care furnizează valorile celorlalți doi parametri primari:

$$C_\delta = \lim_{\omega\to 0}|G_{Z\delta}|_{dB} \quad \text{și} \quad K_\delta \simeq \left[1 + |G_{Z_\delta}(j\omega_{max})|\frac{1}{C_\delta}\right] K_I C_\delta / C_I \quad , \tag{3.21}$$

(ω_{max} reprezintă pulsaţia maximă de care este capabil oscilatorul care acţionează şina sau electromagnetul standului experimental), se remarcă faptul că practic este suficientă **determinarea** unor puncte numai la capătul intervalului de frecvenţe, respectiv în domenii uşor de estimat utilizînd relaţiile cuprinse în tabelul 3.1.

Unele etape ale procedeului se pot simplifica înlocuind determinările dinamice cu determinări statice. Astfel, conform [41] :

$$C_I = \lim_{I \to I_o} \left| \frac{F - F_o}{I - I_o} \right|_{Z_\delta = Z_{\delta o}} \quad ; \qquad C_\delta = \lim_{Z_\delta \to Z_{\delta o}} \left| \frac{F_o - F}{Z_\delta - Z_{\delta o}} \right|_{I = I_o} .$$

Principalul dezavantaj al procedeului E-2 îl constituie faptul că determinarea caracteristicilor $|G_{oa}|_{dB}$ şi $|G_{Z\delta}|_{dB}$ reclamă un stand specializat cu aparatură adecvată, de mare sensibilitate, care să permită efectuarea unor măsurători semnificative la amplitudini relativ mici ale componentelor sinusoidale ale semnalelor de intrare U_a şi Z_δ .

3.2.2. Posibilităţi de identificare experimentală a SES-1L în circuit închis.

Identificarea experimentală a SES-1L în circuit închis necesită asigurarea stării de levitaţie a sistemului de către un SLES-1L cum este spre exemplu cel din fig.3.4. $\tilde{Z}_\delta$ reprezintă mărimea de [illegible] SLES-1L [illegible] se prescrie [illegible] Z_δ . [illegible] timp. Blocul de reglare conţine [illegible] stabilizare şi elementul de execuţie E. [illegible] SLES-1L, estimarea parametrilor SES-1L se poate efectua:

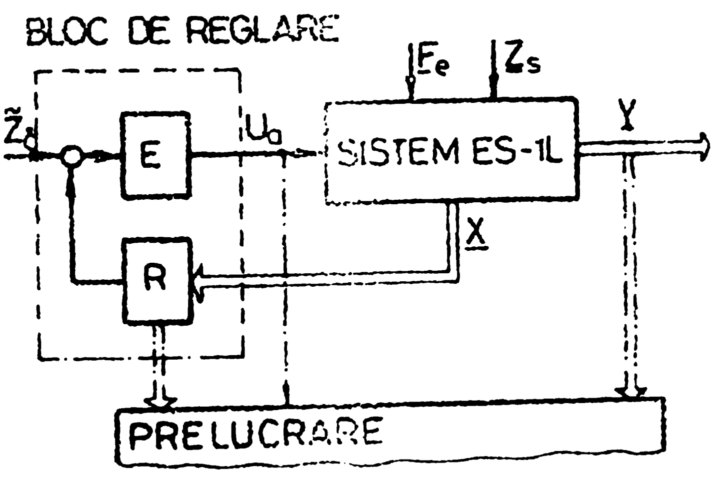


Fig. 3.4. Schema bloc a unui SLES-1L utilizat pentru identificarea experimentală în circuit închis a SES-1L.

i) [illegible] SES-1L;

ii) [illegible] maţii referitoare la întreg SLES-1L, [illegible] mîndu-se într-o primă etapă [illegible] -1L, [illegible] parametrii primari ai SES-1L.

Se disting două categorii de procedee de identificare experimentală în circuit închis a SES-1L:

- procedee de identificare prin măsurare directă;
- procedee de identificare prin măsurare adaptivă.

Metodele de identificare prin măsurare directă, considerate, fac parte din categoria metodelor de identificare cu semnale de probă (metode active) neperiodice şi cu măsurarea (înregistrarea) intrării şi a răspunsului tranzitoriu. Se consideră aşadar semnale deterministe afectate doar de mici perturbaţii. Nu s-au luat în consideraţie procedee de identificare cu semnale stohastice. De asemenea nu se tratează nici procedee de identificare cu semnale deterministe sinusoidale, întrucît utilizarea lor nu aduce elemente noi faţă de cazul E-2 şi faţă de procedeele studiate în acest paragraf.

Pentru utilizarea procedeelor de identificare prin măsurare adaptivă menţionate, se recomandă excitarea SLEM-1L tot cu semnale de probă deterministe, neperiodice, informaţiile trebuind să fie prelevate din mai multe puncte din sistem. Ele se pot utiliza şi cu semnale din funcţionarea normală a SES-1L.

Pentru ca ambele tipuri de procedee de identificare să conducă la rezultate corecte, utilizabile, este necesar ca procesul dinamic pe baza căruia se desfăşoară identificarea experimentală să se producă în vecinătatea punctului nominal de funcţionare staţionară Λ_0 al SES-1L.

3.2.2.1. <u>Identificarea prin procedee de măsurare directă.</u>

Se consideră SLEM-1L din fig. 3.4. In ipoteza că blocul de reglare este liniar şi cunoscut, matricile de transfer ale sistemului au de asemenea un aspect cunoscut, iar problema identificării se pune numai sub aspectul estimării parametrilor pentru structura rezultată. Dezvoltarea problemei implică aplicarea unor metode de aproximare, cari utilizează procedee analitice, grafice sau mixte.

3.2.2.1.1. <u>Relaţii de legătură între parametrii SES-1L şi coeficienţii MM al SLEM-1L.</u>

Pentru blocul de reglare din fig. 3.4. se consideră legea de comandă

$$U_a = \underline{K}^T \underline{X} + \tilde{z}_\delta \quad , \qquad (3.22)$$

$\underline{K}$ reprezentînd matricea compensatorului, avînd elementele constante şi cunoscute. Elementul de execuţie E se presupune că are coeficient de transfer unitar. Din ec.(2.19) şi (3.22), pentru vectorul de stare $\underline{X}$, rezultă:

$$\underline{X}(s) = (s\underline{I}-\underline{A}-\underline{B}_c\underline{K}^T)^{-1}\underline{B}_c\tilde{Z}_\delta(s) + (s\underline{I}-\underline{A}-\underline{B}_c\underline{K}^T)^{-1}\underline{B}_p\underline{U}_p(s) \quad . \tag{3.23}$$

Inlocuind acest rezultat în ec.(2.20) se obţine:

$$\underline{Y}(s) = \underline{C}(s\underline{I}-\underline{A}+\underline{B}_c\underline{K}^T)^{-1}\tilde{Z}_\delta(s) + [\underline{C}(s\underline{I}-\underline{A}+\underline{B}_c\underline{K}^T)^{-1}\underline{B}_p + \underline{D}_p]\underline{U}_p(s) \quad . \tag{3.24}$$

Expresia concretă a lui $\underline{Y}(s)$ nu depinde de reprezentarea utilizată pentru vectorul de stare, ci doar de aspectul lui $\underline{K}$. Se consideră:

$$\underline{K} = [K_p \quad K_v \quad K_a]^T \quad . \tag{3.25}$$

Efectuînd calculele din rel.(3.24) $\underline{Y}(s)$ devine:

$$\underline{Y}(s) := \begin{bmatrix} Z_\delta(s) \\ I(s) \\ \ddot{Z}_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{b}{\Delta(s)} \\ \dfrac{b}{C_I}\,\dfrac{-Ms^2+C_\delta}{\Delta(s)} \\ \dfrac{bs^2}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta(s) + \begin{bmatrix} \dfrac{sT+1}{MT\Delta(s)} & -\dfrac{s-b(K_a+K_{ao})}{\Delta(s)} \\ \dfrac{1}{K_I}\,\dfrac{K_a s^2+(K_v+K_\delta)s+K_p}{M\Delta(s)} & -\dfrac{1}{K_I}\,\dfrac{(K_v-K_{vo})s+\left(\frac{C_\delta}{M}K_a+K_p\right)}{\Delta(s)} \\ \dfrac{s^2(sT+1)}{MT\Delta(s)} & b\,\dfrac{(K_{vo}-K_v)s+(K_{po}-K_p)}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e(s) \\ \ddot{Z}_s(s) \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

în care:

$$\Delta(s) = s^3 - b(K_a+K_{ao})s^2 - b(K_v-K_{vo})s - b(K_p-K_{po}) \tag{3.27}$$

este polinomul caracteristic al SLEM-1L considerat. Mărimile notate cu K_{po}, K_{vo}, K_{ao} şi b au expresiile:

$$K_{po} = -\frac{C_\delta}{MbT} \; , \quad K_{vo} = -\frac{C_\delta T_d}{MbT} \; , \quad K_{ao} = -\frac{1}{bT} \; , \tag{3.28}$$

respectiv

$$b = -\frac{C_I}{MK_I} \; , \tag{3.29}$$

reprezentînd aşa-numiţii parametrii derivaţi ai SFS-1L. Parametrii K_{po}, K_{vo} şi K_{ao} au aceeaşi dimensiune ca şi K_p, K_v, respectiv K_a.

La stabilirea rel.(3.26) s-a avut în vedere că în expresia lui $\underline{U}_p(t)$ apar atît $F_e(t)$ cît şi $\dot{F}_e(t)$, prin trecerea în operaţional fiind posibilă reducerea numărului componentelor lui $\underline{U}_p$ de la trei la două:

$$\underline{U}_{pr}(s) = [F_e(s) \quad \ddot{Z}_s(s)]^T \quad . \tag{3.30}$$

Intrucît tensiunea U_a se obţine de la un chopper, nu se recomandă utilizarea curentului I pentru identificarea prin procedee de măsurare directă datorită problemelor de filtrare care apar. Din acest motiv se consideră ca ieşiri numai Z_δ şi $\ddot{Z}_m$, iar ca intrări $\tilde{Z}_\delta$, $\ddot{Z}_s$ şi Z_s (variaţia distanţei de la şină la un referenţial arbitrar de pe stand, măsurată în plan vertical). F.d.t. care intră în consideraţie sînt:

$$G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s) = \frac{b}{\Delta(s)} \quad (3.31\text{-}1) \quad ; \qquad G_{\tilde{Z}_s Z_\delta}(s) = -\frac{s-b(K_a+K_{ao})}{\Delta(s)} ; \quad (3.31\text{-}2)$$

$$G_{\ddot{Z}_s Z_\delta}(s) = -\frac{s^3-b(K_a+K_{ao})s^2}{\Delta(s)} = s^2 G_{\tilde{Z}_s Z_\delta}(s) \quad ; \tag{3.31-3}$$

$$G_{\tilde{Z}_\delta \tilde{Z}_m}(s) = \frac{bs^2}{\Delta(s)} \quad (3.31\text{-}4) \; ; \quad G_{\tilde{Z}_s \tilde{Z}_m}(s) = \frac{b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)}{\Delta(s)} . \quad (3.31\text{-}5)$$

Cu excepţia f.d.t. $G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s)$ şi $G_{\tilde{Z}_\delta \tilde{Z}_m}(s)$ în care apar patru coeficienţi distincţi în restul f.d.t. apar numai trei coeficienţi distincţi rezultînd numai trei condiţii pentru determinarea parametrilor primari ai SES-1L. In consecinţă estimarea lor se va face numai pe baza celor f.d.t. menţionate - legate, de altfel, prin relaţia $G_{\tilde{Z}_\delta \tilde{Z}_m}(s)=s^2 G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s)$ în rezolvarea problemei parcurgîndu-se două etape:

(i) Se determină coeficienţii b, α_0, α_1, α_2 ai f.d.t. (3.31-1) şi (3.31-4) prin identificare experimentală, folosind una dintre metodele prezentate în continuare. S-a notat:

$$\alpha_0 = -b(K_p-K_{po}) \; ; \quad \alpha_1 = -b(K_v-K_{vo}) \; ; \quad \alpha_2 = -b(K_a+K_{ao}) \quad . \quad (3.32)$$

(ii) Se calculează parametrii primari ai SES-1L în funcţie de aceşti coeficienţi cu relaţiile:

$$K_I = \frac{R}{\alpha_2+bK_a} \; ; \quad K_\delta = -bK_v - \alpha_1 + \frac{bK_p+\alpha_0}{b(bK_a+\alpha_2)} \; ;$$
$$C_I = -\frac{bMR}{bK_a+\alpha_2} \; ; \quad C_\delta = -M\frac{\alpha_0+bK_p}{bK_a+\alpha_2} \; , \quad (3.33)$$

deduse prin rezolvare în raport cu $K_I,\ldots,C_\delta$ a sistemului de ecuaţii format din rel.(3.32), (3.29) şi (3.26).

Masa M, rezistenţa R şi amplificările K_p, K_v şi K_a ale blocului de reglare se consideră cunoscute. In cazurile practice, amplificările, la fel ca şi mărimea $\tilde{Z}_\delta$, vor include şi coeficientul de transfer al elementului de execuţie.

3.2.2.1.2. Metode matematice utilizabile pentru identificarea f.d.t. $G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s)$ şi $G_{\tilde{Z}_\delta \tilde{Z}_m}(s)$ cu semnale de probă neperiodice, prin înregistrarea semnalului de intrare şi a răspunsului tranzitoriu.

Se consideră o situaţie tehnică în care se poate neglija zgomotul şi în care se dispune de înregistrări simultane ale semnalelor de intrare şi de ieşire ale sistemului din fig.3.5, MM-II al sistemului avînd forma:

$$y^{(n)}+\alpha_{n-1}y^{(n-1)}+\ldots+\alpha_1 \dot{y}+\alpha_0 y = \beta_m u^{(m)}+\beta_{m-1}u^{(m-1)}+\ldots+\beta_1 \dot{u}+\beta_0 u \quad . \quad (3.34)$$

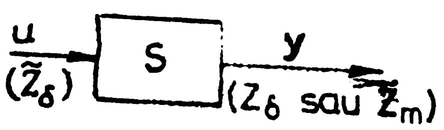


Fig. 3.5. Sistem monovariabil la intrare şi la ieşire.

Valorile coeficienţilor acestui model sau ai MM (3.35) de o generalitate mai redusă se pot determina prin şase metode bazate pe prelucrarea celor două înregistrări u(t) şi y(t).

$$y^{(n)}+\alpha_{n-1}y^{(n-1)}+\ldots+\alpha_1 \dot{y}+\alpha_0 y = \beta_0 u \quad , \quad (3.35)$$

Pentru n = 3 şi $\beta_m = \ldots = \beta_1 = 0$, cele două MM corespund unui sistem cu f.d.t.(3.31-1), iar pentru n = 3, $\beta_2 = 1$ şi $\beta_i = 0$, $i \neq 2$ MM (3.3.) corespunde unui sistem cu f.d.t. (3.31-4). Rezultă astfel cele două cazuri particulare care interesează. Primele două metode tratate în continuare se referă tocmai la aceste forme particulare, fără a fi generalizabile pentru sisteme de ordine mai mari.

<u>Cazul ID-1</u>: <u>Metoda utilizării curbelor de performanţă</u> (v. anexa IV). Se consideră date caracteristicile de performanţă (fig.IV-2)

$$\sigma_1 = f_1(d)\ ,\ \ \tau_m = f_2(d)\ ,\ \ \tau_1 = f_3(d)\ ,\ \ \frac{\tau_r}{\tau_1} = f_4(d),\qquad \text{parametru } \beta = \frac{\omega_1}{\omega_0} \quad (3.36)$$

aferente sistemelor liniare de ordinul III cu f.d.t.:

$$G(s) = \frac{\omega_1 \omega_0^2}{(s+\omega_1)(s^2+2d\,\omega_0 s+\omega_0^2)} = \frac{\alpha_0}{s^3+\alpha_2 s^2+\alpha_1 s+\alpha_0} \quad (3.37)$$

Coeficienţii α_2, α_1, α_0 şi $\beta_0 = t$ se calculează parcurgînd următoarele etape:

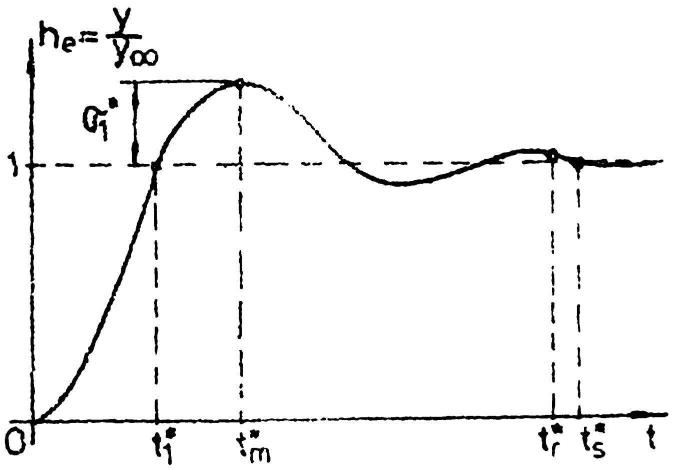


Fig.3.6. Răspunsul inciclal al sistemului din fig.3.4. ($y(t) = Z_\delta(t)$, $u(t) = \tilde{Z}_\delta(t)$ şi $y_\infty = \lim_{t\to\infty} Z_\delta(t)$).

(i) Se stabilesc grafic valorile indicilor de performanţă σ_1^*, t_1^*, t_m^* şi t_r^* pe baza răspunsului inicial al sistemului S (fig.3.6), obţinut experimental ($y = Z_\delta$, $u = \tilde{Z}_\delta$):

$$h_e(t) = \frac{y(t)}{y_\infty}\ ,\quad y_\infty = \lim_{t\to\infty} y(t)\ . \quad (3.3.)$$

(ii) Se trasează într-un sistem de axe (β, d) zona [illegible] $= f(\beta, \varepsilon_G)$, delimitată de imaginile din planul (β, d) ale punctelor de intersecţie dintre caracteristicile $\sigma_1 = f_1(d)$, de parametru β, şi dreptele [illegible] ecuaţii $\sigma_1 = \sigma_1^* + \varepsilon_{\sigma 1}$ şi $\sigma_1 = \sigma_1^* - \varepsilon_{\sigma 1}$, $\varepsilon_{\sigma 1}$ [illegible] care se apreciază că s-a determinat σ_1^*.

(iii) Se trasează în acelaşi sistem de axe (β, d) zona [illegible] $= f_t(\beta, \varepsilon_t)$, delimitată de imaginile din planul (β, d) [illegible] dintre caracteristicile $\frac{\tau_r}{\tau_1} = f_4(d)$, de parametru β, [illegible]

$\frac{\tau_r}{\tau_1} = \frac{t_r^*}{t_1^*} + \varepsilon_t$ şi $\frac{\tau_r}{\tau_1} = \frac{\tau_r^*}{\tau_1^*} - \varepsilon_t$, ε_t fiind [illegible] determinat raportul t_r^*/t_1^*.

(iv) Se alege arbitrar un punct [illegible] β^* [illegible] intersecţie al celor două zone [illegible] β, ε_G [illegible] $= f_t(\beta, \varepsilon_t)$.

(v) Se determină valoarea τ_1^* [illegible] tica $\tau_1 = f_3(d)$, de parametru $\beta = \beta^*$ [illegible] $\omega^* = \frac{\tau_1^*}{t_1^*}$ şi $\tau_m^* = t_m^* \omega_0^*$.

(vi) Se verifică dacă τ_m^* determinat pentru $d = d^*$ pe caracteristica $\tau_m = f_2(d)$, de parametru β^*, satisface condiţia: $\omega_0^*|\tau_m^{**} - \tau_m^*| \leq t_\varepsilon$, t_ε fiind toleranţa admisă pentru verificarea lui t_m. In cazul cînd această condiţie este îndeplinită se consideră pentru prima f.d.t. (3.37): $d = d^*$, $\omega_0 = \omega_0^*$ şi $\omega_1 = \omega_0^* \beta^*$, iar în caz contrar se reiau ultimele două etape cu diverse perechi de valori d^*, β^* corespunzătoare altor puncte din domeniul de intersecţie al celor două zone menţionate pînă la găsirea unui punct în care condiţia precizată este satisfăcută. Odată stabilit un astfel de punct se recomandă compararea răspunsului de calcul, rel.(IV-2), cu cel experimental.

(vii) Se calculează parametrii primari ai SES-1L cu rel.(3.33), pentru

$$\alpha_2 = \omega_1 + 2d\omega_0 \,, \quad \alpha_1 = \omega_0(\omega_0 + 2d\omega_1) \,, \quad \alpha_0 = \omega_1\omega_0^2 \,, \tag{3.39-1}$$

rezultate din (3.38) şi pentru

$$b = \beta_0 = \alpha_0\, y_\infty / u_\infty \,. \tag{3.39-2}$$

Algoritmul prezentat are, incontestabil, avantajul simplităţii, însă şi dezavantajul identificării pe baza unui număr redus de informaţii - σ_1^*, t_1^*, t_m^* şi t_r^* - şi al aprecierii preciziei pe baza unui criteriu local (compararea valorilor lui τ_m^{**} şi τ_m^*). Plecînd de la principiul expus pot fi concepute şi alte variante.

Cazul ID-2: Metoda primului extrem [134,21,22]. Ea este valabilă numai pentru sistemele oscilante de ordinul III cu MM-II de forma:

$$\dddot{y}(t) + \alpha_2\, \ddot{y}(t) + \alpha_1\, \dot{y}(t) + \alpha_0\, y(t) = \beta_0\, u(t) \,. \tag{3.40}$$

Pentru identificare se foloseşte un număr mult mai mare de informaţii decît în cazul anterior: 1° - integrala răspunsului indicial experimental $\int_0^{t_S^*} h_e(t)\, dt$ în care t_S^* = timpul de la care începînd se consideră că $h_e(t)$ a atins valoarea staţionară $h_e(\infty) = \dfrac{y(t_S)}{y_\infty} = 1$ (fig.3.6); 2° - coordonatele primului extrem σ_1^*, t_m^*.

Parametrii SES-1L se determină cu rel.(3.33) pentru:

$$\alpha_2 = \frac{\alpha + \beta - \beta^2}{\alpha\beta}\gamma^{-2} \;;\; \alpha_1 = (\alpha\beta\gamma^2)^{-1} \,, \quad \alpha_0 = (\alpha\beta\gamma^3)^{-1} \tag{3.41}$$

şi b calculat cu rel.(3.39-2). In rel.(3.41) :

$$\gamma = \int_0^{t_S^*} [1 - h_e(t)]\, dt \,, \tag{3.42}$$

iar α şi β sînt soluţiile sistemului de ecuaţii transcendente:

$$\sigma_1^* + \left(A\cos\omega\frac{t_m^*}{\gamma} + B\sin\omega\frac{t_m^*}{\gamma}\right)\exp\left(-\frac{1-\beta}{2\alpha}\frac{t_m^*}{\gamma}\right) + C\exp\left(-\frac{t_m^*}{\beta\gamma}\right) = 0$$

$$\frac{\beta-1}{2\alpha}\sigma_1^* + C\left(\frac{1}{\beta} + \frac{\beta-1}{2\alpha}\right)\exp\left(-\frac{t_m^*}{\beta\gamma}\right) + \left(A\sin\omega\frac{t_m^*}{\gamma} - B\cos\omega\frac{t_m^*}{\gamma}\right)\omega\cdot\exp\left(-\frac{1-\beta}{2\alpha}\frac{t_m^*}{\gamma}\right) = 0 \,. \tag{3.43}$$

S-au utilizat notaţiile:

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{\alpha} - \frac{(1-\beta)^2}{4\alpha^2}}\ ;\quad A = \frac{\alpha - \beta + \beta^2}{\alpha - \beta + 2\beta^2}\ ;\quad B = \frac{\alpha(1+\beta) - \beta(1-\beta)^2}{2\alpha\omega(\alpha - \beta + 2\beta^2)}\ ;\quad C = \frac{\beta^2}{\alpha - \beta + 2\beta^2}\ .$$

Metoda primului extrem prezintă avantajul unei precizii bune determinată de utilizarea integrală a informaţiilor din răspunsul inicial, însă dependentă de: a) modul de integrare a răspunsului indicial experimental - rel.(3.42) şi b) precizia rezolvării sistemului (3.43). Pentru rezolvarea ultimei probleme în [21] se propune un algoritm original, prin care îmbunătăţeşte considerabil rezultatele la care s-a ajuns în [134]. Precizia procedeului este [illegible] şi în raport cu procedeele integrale ce recurg, pentru identificare, la integrări succesive. Răspunsurile indiciale calculate cu rezultatele care se obţin prin această metodă se abat faţă de cele experimentale cu mult mai puţin decît în cazul altor metode [22]. Diferenţa [illegible] explic[illegible] prin utilizarea, în cazul de faţă, numai a integralei simple a [illegible] indicial.

Principalul dezavantaj al metodei îl constituie [illegible] limitat[illegible] de valabilitate: numai pentru sistemele de ordinul III [illegible]-II (3.40) şi răspunsul indicial de forma din fig.3.[illegible] - [illegible] absolut [illegible] cu primul maxim (după Duytschaever: sisteme de ordinul III, oscilante, subamortizate, de tipul A [54]).

<u>Cazurile ID-3, ID-4, ID-5</u> reprezintă particularizări [illegible] metode integrale de calcul al coeficienţilor, corespunzătoare i[illegible]tificării f.d.t. (3.31-1) şi (3.31-4) în condiţiile [illegible] folosirea semnalelor treaptă. Rezultatele sînt cuprinse în tabelul 3.3. Informaţiile din răspunsul indicial sînt folosite în mod integral. Datorită influenţei negative pe care o pot avea perturbaţiile [illegible] este importantă filtrarea lor (cel puţin prin [illegible]). Pentru efectuarea integrărilor se pot utiliza metode numerice [illegible] grafice.

Alături de metodele prezentate, pentru i[illegible] [illegible]-IL [illegible] folosite o serie de alte metode, derivate din [illegible] integrale amintite şi din metodele de aproximare diferenţiale, utili[illegible] în cazul a[illegible]cării unor semnale de intrare oarecari [[illegible]].
Din rîndul acestora se remarcă [illegible] „[illegible]", care nu recurge la utilizarea unor „[illegible]"; ea face uz de procedeul propus în [47], ext[illegible] vari[illegible]riliniare în [26]. Metoda [illegible] în [162] prin trei elemente ce o [illegible]: 1° - [illegible] sistemelor instabile cu un pol în origine; 2° - [illegible] de integrări utilizate pentru alcătuirea sistemului algebric [illegible] mai [illegible] decît în [162], ca urmare a neutilizării pentru fiecare integrală [illegible]

TABELUL 3.3. RELAŢII DE CALCUL ŞI PRECIZĂRI PENTRU CAZURILE ID-3, ID-4 SI ID-5.

Denumirea metodei care a generat procedeul	Relaţii de calcul pentru coeficienţii α_0, α_1, α_2 şi b din (3.33)		Menţiuni
a) Autori b) Referinţa după care s-au stabilit relaţiile c) Alte referinţe	Relaţii principale a) pentru $G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s)$ b) pentru $G_{\tilde{Z}_\delta Z_m}(s)$	Relaţii auxiliare de calcul a coeficienţilor integrali	a) Sensibilitate faţă de perturbaţii stohastice de înaltă frecvenţă b) Sensibilitate faţă de mici perturbaţii de joasă frecvenţă c) Alte menţiuni
Metoda suprafeţei varianta I a) [154,161] b) [78] c) [135,7] ID - 3	a) $\alpha_0 = (K_1^3 - [illegible] K_2 + K_3)^{-1}$ $\alpha_1 = K_1 [illegible]$ $\alpha_2 = (K_1^2 - [illegible])\alpha_0$ $b = \alpha_0 [illegible] / Z_{\delta\infty}$ b) $\alpha_0 = \left(\frac{K_3}{K_2} - \frac{[illegible] K_3 K_4}{K_2^2} + \frac{K_5}{K_2}\right)^{-1}$ $\alpha_1 = \frac{K_3}{K_2} [illegible]$ $\alpha_2 = \left(\frac{[illegible]}{K_2} - \frac{K_4}{K_2}\right)\alpha_0$ $b = K_2$	$K_r = \lim_{t\to\infty} \int_0^t (K_{r-1} - h_{r-1}(\tau))\, d\tau$ $h_{r-1}(t) = \int_0^t (K_{r-2} - h_{r-2}(\tau))\, d\tau$ $r = 1, 2, 3, 4, 5$ $K_0 = \lim_{t\to\infty} h_e(t)$ $h_0(t) = h_e(t)$	a) - b) Redusă c) Metoda este aplicabilă şi pentru semnale de intrare oarecari. Relaţiile se modifică c) Procedeul este valabil numai dacă pentru semnalul treaptă aplicat $K_1=0$ (tehnic) a) - b) Medie
Metoda suprafeţei varianta II a) [102,161] b) [102] c) [56,22] ID - 4	a) $\alpha_0 = \frac{1}{K_2}$ $\alpha_1 = K_1 [illegible]$ $\alpha_2 = K_2 [illegible]$ $b = \alpha_0 [illegible] / Z_{\delta\infty}$	$K_i = K_{i-1} \int_0^\infty [y_{i-1}(t) - h_e(t)]\, dt$ $y_{i-1}(t) = \frac{K_{i-2}}{K_{i-1}} \int_0^t [y_{i-2}(\tau) - h_e(\tau)]\, d\tau$ $i = 1, 2, 3$ $K_0 = 1$, $y_0(t) = 1$	a) - b) Redusă c) Relaţiile sînt valabile atît pentru semnale treaptă ideale, cît şi pentru semnale treaptă reale. Metoda este aplicabilă şi la semnale impuls
Metoda momentelor multiple a) Ba [illegible] b) [78] c) — ID - 5	a) $\alpha_0 = (M_0^3 - [illegible] M_0 M_1 + \frac{M_2}{2})^{-1}$ $\alpha_1 = M_0 [illegible]$ $\alpha_2 = (M_0^2 - [illegible] M_1)\alpha_0$ $b = \alpha_0 [illegible] / Z_{\delta\infty}$ b) $\alpha_0 = 24 M_1^3 / (6M_2^3 - 4M_1 M_2 M_3 + M_1^2 M_4)$ $\alpha_1 = \frac{M_2}{2M_1}\alpha_0$ $\alpha_2 = \frac{1}{2}\left(\frac{M_2^2}{M_1^2} - \frac{1}{3}\frac{M_3}{M_1}\right)\alpha_0$ $b = M_1 \alpha_0$	$M_\nu = \int_0^\infty t^\nu (1 - h_e(t))\, dt$ $\nu = 0, 1, 2$ $M_\nu = -\int_0^\infty t^\nu h_e(t)\, dt$ $\nu = 0, 1, 2, 3, 4$	a) - b) Medie, întrucît erori mici în determinarea lui M_ν se soldează cu erori mari la determinarea lui α_0, α_1 şi α_2 c) Procedeul este aplicabil numai dac[illegible] $h_{e\infty}=0$ şi $M_0=0$ (tehni[illegible] a) - b) —

informaţiilor cuprinse în răspunsul sistemului; [illegible]-intervalele pe care se efectuează integralele sînt în [47] de forma $[0, t_i]$, iar în [162] de forma $[t_i, \infty)$, numărul valorilor inițiale necesare [illegible] mărimea de intrare şi primele (m-1) derivate ale acesteia.

Cazul ID-6 : Metoda integralelor asociate [illegible] valabilă pentru sisteme cu MM-II de forma (3.40). Ea se bazează pe relaţia :

$$\alpha_2\int_0^{t_i} y(t)dt + \alpha_1\int_0^{t_i}\int_0^{t} y(t)dt^2 + \alpha_0\int_0^{t_i}\int_0^{t}\int_0^{t} y(t)dt^3 - b\int_0^{t_i}\int_0^{t}\int_0^{t} u(t)dt^3 = y(t_i) \quad (3.44)$$

dedusă din MM-II (3.40). Rel.(3.44) este valabilă indiferent de semnalul de intrare, cu condiţia ca sistemul să se fi aflat iniţial în condiţii iniţiale nule [52]. Integralele care apar sînt denumite „integrale asociate".

Particularizînd rel.(3.44) pentru patru momente de timp distincte t_i, $i = 1,2,3,4$ integralele asociate obţin valori [illegible], care [illegible] coeficienţi ai lui α_2, α_1, α_0 şi b. Valorile [illegible], [illegible] pentru aplicarea rel.(3.37), se calculează [illegible] sistemul liniar format din cele patru ecuaţii [illegible] particularizarea lui t_i.

O primă variantă a acestui caz [illegible] forma prezentată pentru $u(t) = \tilde{Z}_\delta(t)$ şi $y(t) = Z_\delta(t)$. O a doua [illegible] se obţine particularizînd ec.(3.44) pentru [illegible]:

$$-bK_{ao}\int_0^{t_i} Z_\delta(t)dt + bK_{vo}\int_0^{t_i}\int_0^{t} Z_\delta(t)dt^2 + bK_{po}\int_0^{t_i}\int_0^{t}\int_0^{t} Z_\delta(t)dt^3 - \int_0^{t_i}\int_0^{t}\int_0^{t} [illegible] \quad ([illegible])$$

Cu ajutorul sistemului algebric menţionat se estimează parametrii bK_{ao}, bK_{vo}, bK_{po} şi [illegible] notaţiile (3.28) şi (3.29)). [illegible] în continuare cu rel.(3.46) [illegible]:

$$K_I = \frac{R}{1 - b\,K_{ao}}\,,\quad K_\delta = [illegible]\,,\quad [illegible] \quad ([illegible])$$

[illegible] prezintă [illegible] fiind răspunsul sistemului [illegible] aplicat după aducerea sistemului [illegible] d.p.d.v. al volumului de calcule. [illegible] todei este bună [illegible].

Ca excepţia cazului ID-1, [illegible] valorile lui α_2, α_1 şi α_0, fiind posibile [illegible] portante, pentru acelaşi semnal de intrare, [illegible] al sistemului faţă de cel experimental. [illegible] obţinerea coeficienţilor respectivi prin utilizarea procedeului de ajustare a modelului (3.40), prezentat în continuare, valabil în cazul identificării pe baza răspunsului indicial $h_e(t)$. Procedeul cuprinde două etape.

In prima etapă se determină α_2, α_1, α_0 prin una din metodele anterioare, după ce s-a procedat la filtrarea perturbaţiilor (spre exemplu prin mediere sau prin metode specilizate [135]). Se notează cu α_2', α_1' şi α_0' valorile obţinute.

In a doua etapă se corectează valorile lui α_2, α_1 şi α_0 printr-o schemă de convergenţă considerînd drept criteriu de eroare minimizarea erorii patratice a răspunsului indicial:

$$E(\tilde{\underline{\alpha}}) = \int_0^{t_S^*} [h(t, \tilde{\underline{\alpha}}) - h_e(t)]\, dt \quad , \quad \tilde{\underline{\alpha}} = [d \quad \omega_0 \; \omega_1]^T \qquad (3.47)$$

în care $h_e(t)$ este răspunsul indicial obţinut experimental, normat, iar $h(t, \tilde{\underline{\alpha}})$ este răspunsul indicial calculat cu rel.(IV-2). Legătura dintre parametrii d, ω_0 şi ω_1 care apar în această expresie şi parametrii α_2, α_1 şi α_0 este dată de rel.(3.39-1). Minimizarea lui $E(\tilde{\underline{\alpha}})$ se poate întreprinde printr-una din schemele de convergenţă deterministe prezentate în [55].

3.2.2.2. Identificarea prin procedee de măsurare adaptivă.

Principiul metodelor de identificare prin procedee de măsurare adaptivă pentru cazurile în care structura proceselor este cunoscută, iar scopul identificării îl constituie numai estimarea parametrilor, este redat în fig.3.7. In vederea identificării se aplică procesului şi modelului aceleaşi mărimi de intrare. Diferenţa dintre mărimile de ieşire ale modelului şi ale procesului (eroarea $\underline{e}$) şi în unele cazuri chiar şi aceste mărimi, inclusiv mărimile de intrare, sînt transmise unui bloc de adaptare care, în conformitate cu o strategie de adaptare, determină modificarea parametrilor π_ν ai modelului în sensul realizării egalităţii $\pi_\nu = p_\nu$, $\nu = 1,2,...$ (p_ν = parametrii procesului). In mod obişnuit parametrii estimaţi sînt afişaţi.

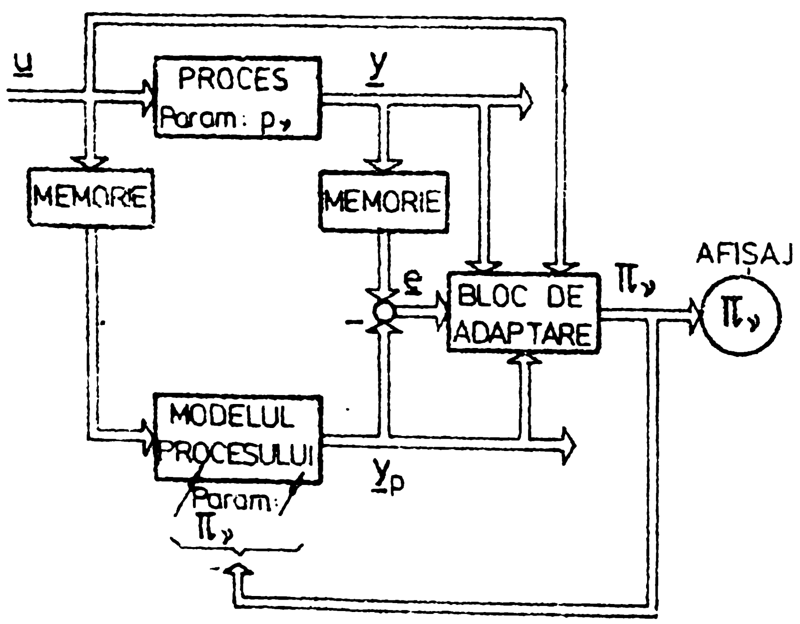


Fig. 3.7. Schemă bloc pentru identificarea proceselor prin procedee de măsurare adaptivă.

Cele mai multe strategii de adaptare decurg din criteriul minimizării erorii patratice $\int \underline{e}^T \underline{e} dt$, pentru schemele rezultate neexistînd întotdeauna certitudinea unei funcţionări stabile [130,[illegible]]. Într-o serie de cazuri s-au obţinut strategii de adaptare, care garantează printr-o funcţionare stabilă a buclei de adaptare, folosind [illegible] a doua metodă Liapunov pentru funcţii avînd ca variabile parametrii procesului [130]. Identificarea adaptivă a [illegible]-1 are la bază procedeul propus în anexa V, bazat tot pe cea de a doua metodă Liapunov.

O observaţie generală [illegible] [illegible] procesul de măsurare adaptivă, valabilă şi în acest caz, este următoarea: atunci cînd se lucrează cu modele de ordin redus ale proceselor, amplitudinile semnalelor de intrare trebuie limitate [illegible], atît în [illegible], cît şi în funcţionarea normală.

Pentru identificarea adaptivă a sistemului electromagnet-şină cu un grad de libertate se propun următoarele trei scheme (cazurile IA-1, IA-2 şi IA-3):

<u>Cazul IA-1</u>. Procesul identificat este [illegible] ec.(3.4[illegible]) [illegible] prin particularizarea ec.(2.11[illegible]) pentru [illegible].

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ \tilde Z_m \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ \dfrac{C_\delta}{MT} & \dfrac{C_\delta}{M} - \dfrac{C_I K_\delta}{M K_I} & -\dfrac{1}{T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ \tilde Z_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\dfrac{C_I}{M K_I} \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ \dfrac{1}{MT} & \dfrac{1}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F \\ \dot F \\ \ddot Z_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ I \\ \tilde Z_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \dfrac{C_\delta}{C_I} & 0 & -\dfrac{M}{C_I} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ \tilde Z_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{1}{C_I} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot F_e \\ \ddot Z_s \end{bmatrix}$$

Presupunînd masa M cunoscută şi [illegible] [illegible] perturbaţii, în MM-ISI rezultat [illegible] prezent [illegible] coeficienţi distincţi ca în MM-ISI complet [illegible]. [illegible] apar numai în două ecuaţii:

$$(\tilde Z_m)^{\bullet} = -bK_{po} Z_\delta - bK_{vo} \dot Z_\delta + bK_{ao} \tilde Z_m + [illegible] , \tag{3.49}$$

$$I = \frac{C_\delta}{C_I} Z_\delta - \frac{M}{C_I} \tilde Z_m . \tag{3.50}$$

Ec.(3.49) este foarte importantă prin faptul că ea evidenţiază parametrii derivaţi (3.28) ai SES-1L, necesari în vederea proiectării SLEM-1L. Dacă, totuşi, se doresc parametrii primari ai SES-1L, atunci ei se obţin cu rel.(3.46). Utilizarea şi necesită cunoaşterea lui M şi R. Determinarea lui R, în mod

exact, este dificilă chiar şi pe ştand. Identificînd şi parametrul $-\frac{M}{C_I}$ din ec.(3.50), valoarea lui R se poate determina cu relaţia:

$$R = \frac{bK_{ao}}{b(-\frac{M}{C_I})} \tag{3.51}$$

Schema de identificare prin măsurare adaptivă are aspectul din fig.3.8. Subsistemul adaptiv conţine două părţi: una corespunzătoare identificării coeficienţilor ec.(3.49) şi alta corespunzătoare identificării coeficienţilor ec.(3.50). Pentru prima parte problema se tratează conform situaţiei (ii-1) din anexa V, întrucît coeficientul lui $\ddot{z}_m$, $bK_{ao} < 0$. Strategiile de adaptare (3.52) rezultă prin particularizarea ec.(V-19):

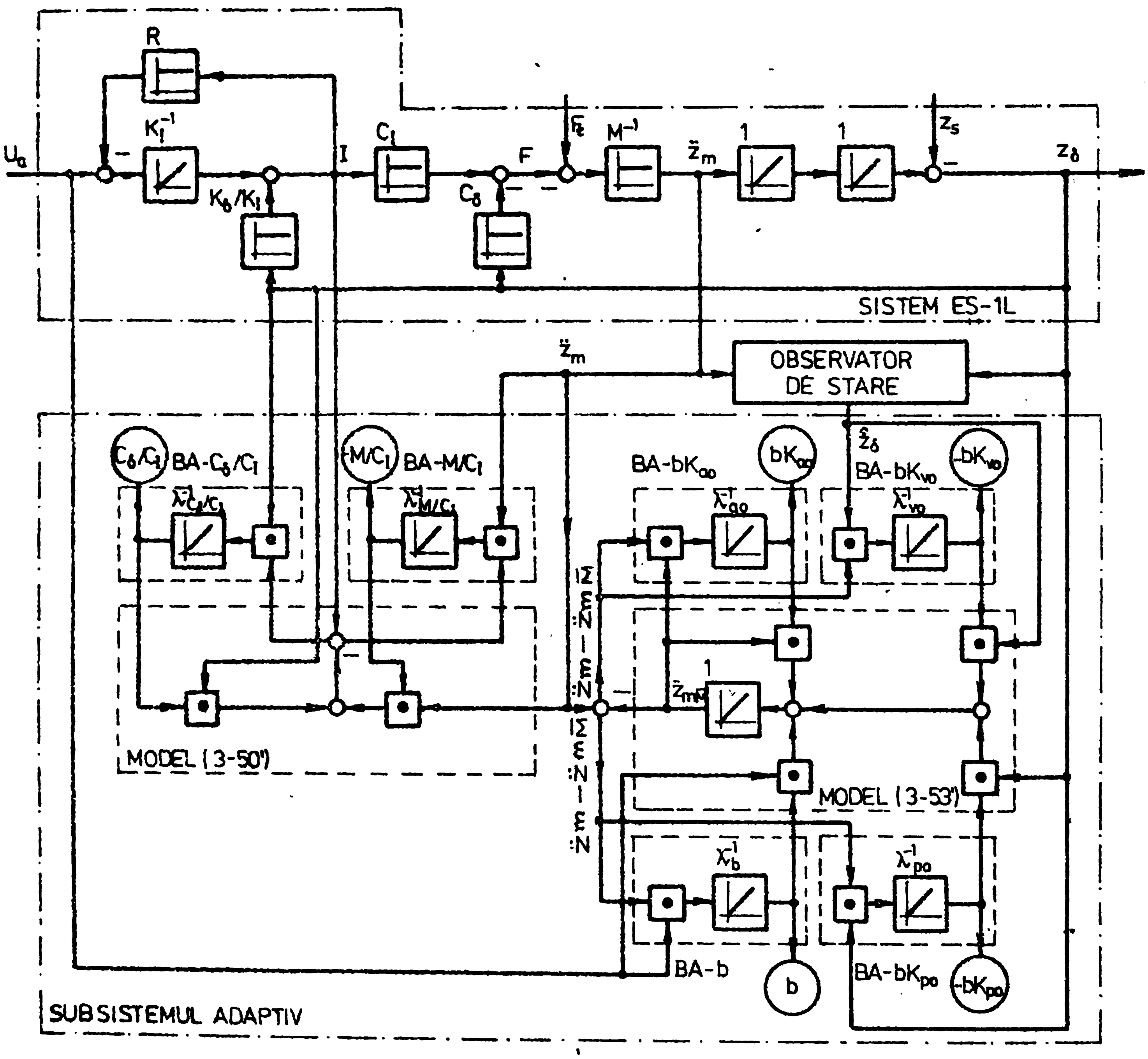


Fig. 3.8. Schema bloc pentru identificarea adaptivă a SES-1L pentru cazul MM-ISI (3.48). (cazul IA-1). BA-x = bloc de adaptare a coeficientului x.

BUPT

$$(-bK_{ao})^{\bullet}_{\overline{M}} = -\frac{1}{\lambda_{ao}}(\ddot{Z}_m-\ddot{Z}_{m\overline{M}})\ddot{Z}_{m\overline{M}} \; ; \quad \dot{b}_{\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_b}\ddot{Z}_{\ldots}$$

$$(-bK_{po})^{\bullet}_{\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{po}}(\ddot{Z}_m-\ddot{Z}_{m\overline{M}})Z_{\delta} \; ; \quad (-bK_{vo})^{\bullet}_{\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{vo}}(\ddot{Z}_m-\ddot{Z}_{m\overline{M}})\hat{\dot{Z}}_{\delta} \quad (\ldots)$$

Mărimile indexate cu $\overline{M}$ corespund [illegible] (3.[illegible]) aferent [illegible]:

$$(\ddot{Z}_{m\overline{M}})^{\bullet} = (-bK_{po})_{\overline{M}} Z_{\delta} + (-bK_{vo})_{\overline{M}} \hat{\dot{Z}}_{\delta} - (-bK_{ao})_{\overline{M}} \ddot{Z}_{m\overline{M}} + b_{\overline{M}} \ldots , \quad (\ldots)$$

viteza de variaţie a întrefierului $\dot{Z}_{\delta}$, [illegible], fiind considerată prin estimata ei $\hat{\dot{Z}}_{\delta}$ furnizată de către un observator [illegible] cu parametrii independenţi de cei ai SES-[illegible] [0] ([illegible]).

Pentru a doua parte se procedează ca la [illegible] strategiile de adaptare (3.54) obţinîndu-se [illegible] -lul aferent are ec. (3.50').

$$\left(-\frac{M}{C_I}\right)^{\bullet}_{\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{M/C_I}}(I-I_{\overline{M}})\ddot{Z}_m \; ; \qquad \left(\frac{C_{\delta}}{C_I}\right)^{\bullet}_{\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{C_{\delta}/C_I}}(I-I_{\overline{M}})Z_{\delta} \qquad (\ldots)$$

$$I_{\overline{M}} = \left(\frac{C_{\delta}}{C_I}\right)_{\overline{M}} Z_{\delta} + \left(-\frac{M}{C_I}\right)_{\overline{M}} \ddot{Z}_m \quad . \qquad (\ldots')$$

Preluarea curentului I impune o filtrare [illegible] în bucla de adaptare. Prelevarea raport $\left(\frac{C_{\delta}}{C_I}\right)_{\overline{M}}$ [illegible] scopul de verificare. Practic, [illegible], se poate renunţa la aceasta [illegible]. Coeficienţii λ_{ao}, ..., λ_{C_{δ}/C_I} se aleg toţi pozitivi. Nu există [illegible] stabilire a celor mai bune valori pentru [illegible]. [illegible] câteva tatonări.

Schema din fig.3.8 nu este completă, [illegible] SLEM-1L din fig.3.4. In vederea identificării [illegible] $\tilde{Z}_{\delta}$ [illegible] prin aceasta şi tensiunea U_a. Variaţia [illegible] $\tilde{Z}_{\delta}$ [illegible] încît spectrul de frecvenţe al [illegible].

Procedeul de identificare prezentat [illegible] şi off-line. In cel de-al doilea caz [illegible] experimentale efectuate pe [illegible].

Cazul IA-2. Procesul identificat este [illegible] SLEM-1L, [illegible] utilizîndu-se reprezentarea $\underline{X}(t) = \underline{X}_2(t)$ [illegible]:

$$\begin{bmatrix} I \\ Z_{\delta} \\ \dot{Z}_{\delta} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T} & 0 & \frac{K_{\delta}}{K_I} \\ 0 & 0 & 1 \\ -\frac{C_I}{M} & \frac{C_{\delta}}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Z_{\delta} \\ \dot{Z}_{\delta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{K_I} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_a + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F \\ \dot{F} \\ \ddot{Z} \end{bmatrix} \qquad (\ldots)$$

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ I \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -\frac{C_I}{M} & \frac{C_\delta}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I \\ Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{M} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \qquad (3.55-2)$$

Toţi coeficienţii care interesează apar practic în prima ecuaţie de stare şi în ultima ecuaţie de ieşire. Considerînd forţa exterioară constantă, $F_e = F_{eo}$, aceste ecuaţii obţin forma (3.56):

$$\dot{I} = -\frac{1}{T} I + \frac{K_\delta}{K_I} \dot{Z}_\delta + \frac{1}{K_I} U_a \quad (3.56-1) \; ; \; \dot{I}_M = \left(-\frac{1}{T}\right)_M I_M + \left(\frac{K_\delta}{K_I}\right)_M \hat{\dot{Z}}_\delta + \left(\frac{1}{K_I}\right)_M U_a \quad (3.57-1)$$

$$\ddot{Z}_m = -\frac{C_I}{M} I + \frac{C_\delta}{M} Z_\delta \quad (3.56-2) \; ; \; \ddot{Z}_{mM} = \left(-\frac{C_I}{M}\right)_M I + \left(\frac{C_\delta}{M}\right)_M Z_\delta \quad (3.57-2)$$

Ecuaţiile (3.57) reprezintă modelele aferente ec.(3.56) scrise pe baza situaţiilor (ii-1) şi (i) din anexa V.

Schema de măsurare adaptivă are aspectul din fig. 3.9. În acest caz nu se poate renunţa la nici una din cele două părţi ale subsistemului adaptiv, ec.(3.56) conţinînd împreună toţi coeficienţii variabili ai matricilor $\underline{A}$ şi $\underline{B}_c$, importanţi d.p.d.v. al SLEM-1L. Strategiile de adaptare, rezultate prin particularizarea ec.(V-19) şi (V-10), sînt:

$$\left(-\frac{1}{T}\right)^{\bullet}_M = \frac{1}{\lambda_T}(I-I_M)I_M \; ; \; \left(\frac{K_\delta}{K_I}\right)^{\bullet}_M = \frac{1}{\lambda_{K_\delta/K_I}}(I-I_M)\hat{\dot{Z}}_\delta \; ; \; \left(\frac{1}{K_I}\right)^{\bullet}_M = \frac{1}{\lambda_{1/K_I}}(I-I_M)U_a \; , \quad (3.58-1)$$

respectiv

$$\left(-\frac{C_I}{M}\right)^{\bullet}_M = \frac{1}{\lambda_{C_I/M}}(\ddot{Z}_m - \ddot{Z}_{mM}) I \; ; \; \left(\frac{C_\delta}{M}\right)^{\bullet}_M = \frac{1}{\lambda_{C_\delta/M}}(\ddot{Z}_m - \ddot{Z}_{mM}) Z_\delta \, . \quad (3.58-2)$$

Şi în acest caz mărimea $\dot{Z}_\delta$ se obţine de la un observator de stare, iar curentul I trebuie filtrat de perturbaţiile introduse prin choppare. Toţi coeficienţii $\lambda_T, \dots, \lambda_{C_\delta/M}$ se adoptă strict pozitivi.

Cu datele obţinute printr-o astfel de identificare pot fi determinaţi explicit numai parametrii K_I, R şi K_δ. Pentru estimarea lui C_δ şi C_I este necesară cunoaşterea lui M. Rămîn valabile precizările de la sfîrşitul cazului IA-1. Această variantă a fost prezentată pentru prima oară în [139].

Procedeul de identificare prezentat a fost studiat într-o formă uşor modificată de Schmidts în 1974. El a modelat pe calculator analogic o schemă care se deosebeşte de cea din fig. 3.9 prin faptul că:

$$\left(-\frac{1}{T}\right)^{\bullet}_M = \frac{1}{\lambda_T}(I - I_M)\, I \; .$$

Rezultatele obţinute sînt corespunzătoare cu toate că nu există garanţia unei funcţionări stabile a subsistemului adaptiv [140].

Similar cazurilor IA-1 şi IA-2 poate fi o [illegible] schemă de identificare prin măsurare adaptivă şi pentru situaţii când SES-1L are ec. (2.19) ÷ (2.20) de vector de stare $\underline{X}_7$ (tabelul [illegible]). Val[illegible] practică a acestei variante este de importanţă mai redusă, întrucât subsistemul adaptiv necesită semnalul $(\ddot{Z}_m(t))^\circ$, care nu se [illegible] obţine cu o precizie satisfăcătoare.

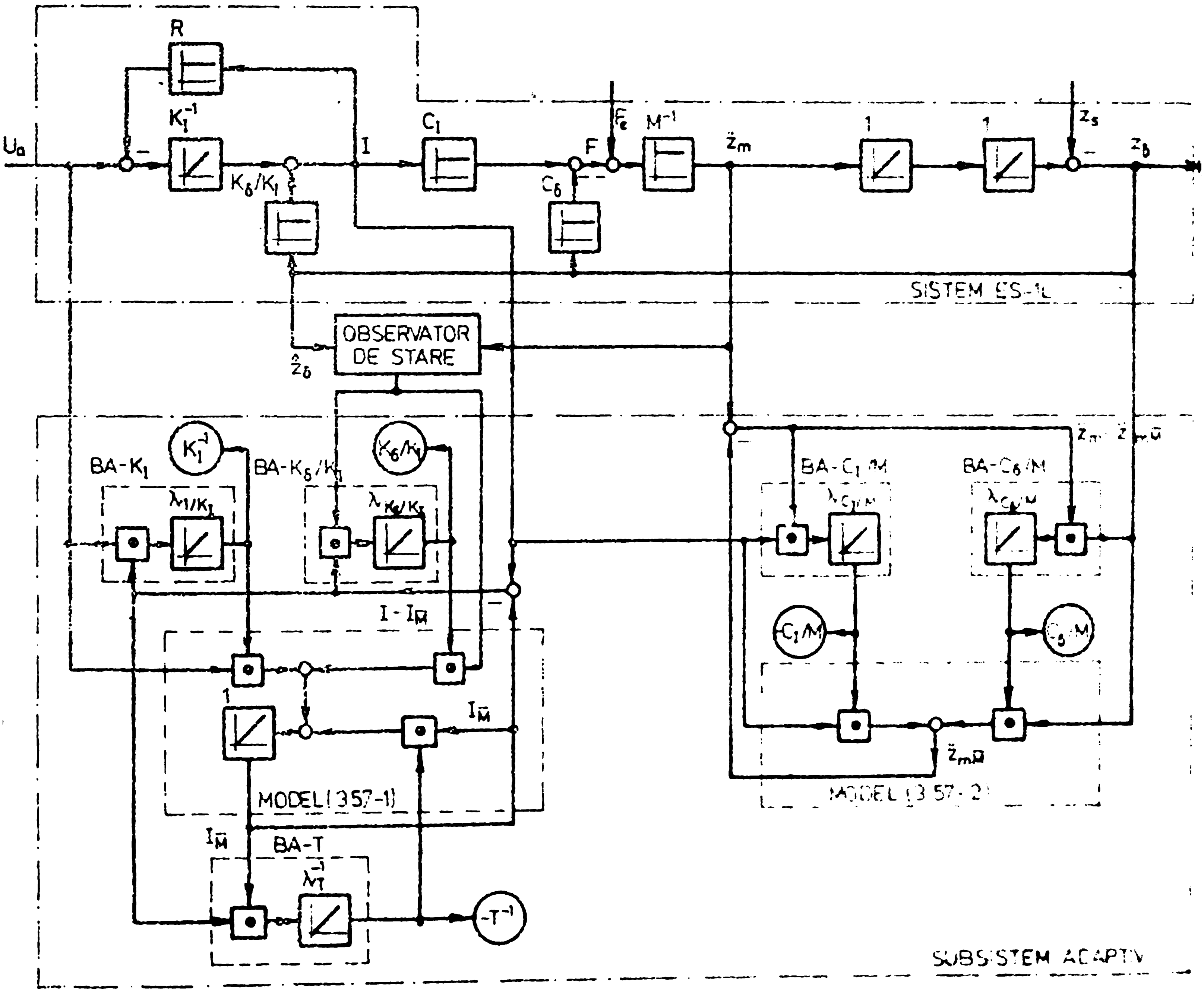


Fig. 3.9. Schema bloc pentru identificare [illegible] SES-1L pentru cazul [illegible]-ISI [illegible]; BA-x [illegible]re a coeficientului x.

Cazul IA-3. Procesul identificat este SLEM-1L din fig.3.4, cu legea de comandă (3.22), (3.25) corespunzătoare reprezentării $\underline{X}(t) = \underline{X}_1(t)$ a vectorului de stare (v. tabelul 2.1). El are ecuaţiile de stare:

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{\tilde{Z}}_m \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{\tilde{Z}}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{MT} & \frac{1}{M} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \qquad (3.59)$$

şi ecuaţiile de ieşire (3.48-2). Funcţionarea stabilă a SLEM-1L necesitînd $\alpha_2 > 0$, coeficienţii SLEM-1L se obţin folosind schema din fig.3.10. Parametrii SES-1L se determină apoi din aceştia cu rel.(3.33).

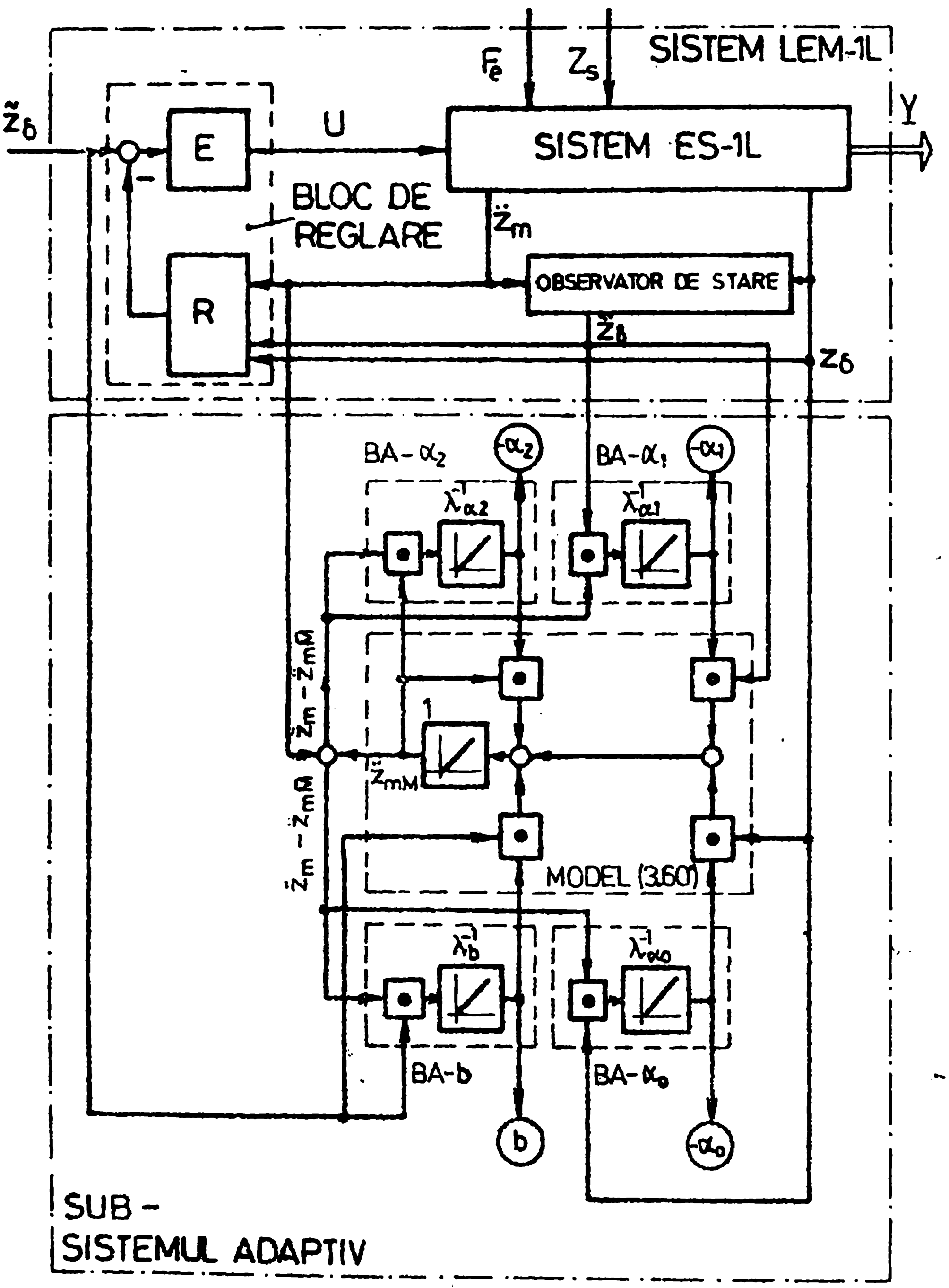


Fig. 3.10. Schema bloc pentru identificarea în circuit închis prin măsurare adaptivă a SLEM-1L. SAR are MM-ISI (3.59) şi (3.48-2). BA-x = bloc de adaptare al coeficientului x.

Coeficienţii care interesează apar în ultima ecuaţie de stare, care pentru $F_e = F_{eo}$, devine:

$$(\ddot{Z}_m)^{\bullet} = -\alpha_0 Z_\delta - \alpha_1 \dot{Z}_\delta - \alpha_2 \ddot{Z}_m + b\tilde{Z}_\delta \qquad (3.60)$$

Identificarea se face în acord cu cazul (ii-1) din anexa V, modelul aferent avînd ecuaţia:

$$(\ddot{Z}_{m\overline{M}})^{\bullet} = -\alpha_{o\overline{M}} Z_{\delta} - \alpha_{1\overline{M}} \hat{Z}_{\delta} - \alpha_{2\overline{M}} \ddot{Z}_{m\overline{M}} + b_{\overline{M}} \tilde{Z}_{\delta} \qquad (3.60')$$

Strategiile de adaptare corespund relaţiilor:

$$-\dot{\alpha}_{2\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{\alpha_2}} (\ddot{Z}_m - \ddot{Z}_{m\overline{M}}) \ddot{Z}_{m\overline{M}} \quad ; \quad -\dot{\alpha}_{1\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{\alpha_1}} (\ddot{Z}_m - \ddot{Z}_{m\overline{M}}) \hat{Z}_{\delta} \; ;$$

$$-\dot{\alpha}_{o\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{\alpha_o}} (\ddot{Z}_m - \ddot{Z}_{m\overline{M}}) Z_{\delta} \quad ; \quad \dot{b}_{\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_b} (\ddot{Z}_m - \ddot{Z}_{m\overline{M}}) \tilde{Z}_{\delta} \, . \qquad (3.61)$$

Toţi coeficienţii $\lambda_{\alpha_2}, \ldots, \lambda_b$ se aleg pozitivi.

Similar cazului IA-3 pot fi dezvoltate încă două reguli de identificare pentru situaţiile în care SLEM-II se realizează prin reacţie după vectorii de stare $\underline{X}(t) = \underline{X}_2(t)$, respectiv $\underline{X}(t) = \underline{X}_1(t)$. Ele sînt de valoare practică redusă şi de aceea nu se dezvoltă.

CAPITOLUL 4

PERFORMANTELE IMPUSE SISTEMULUI CU LEVITATIE ELECTROMAGNETICA CU UN GRAD DE LIBERTATE

Precizarea performanţelor impuse SLEM-1L constituie o problemă deosebit de importantă întrucît ele afectează atît sinteza cît şi proiectarea blocului de reglare al acestuia [63,64]. Deoarece SLEM-1L se pot utiliza în diverse scopuri - cum sînt: VPM şi platformele vibratoare (PV) - performanţele impuse depind şi de domeniul de utilizare.

Un SRA nu poate asigura întotdeauna toate performanţele impuse. Acesta este şi cazul VPM pentru care SLEM nu poate asigura singur un confort de călătorie corespunzător, la viteze de croazieră mari. Cunoaşterea performnaţelor pe care SLEM le poate însă realiza este foarte importantă întrucît în funcţie de acestea rezultă pe de-o parte algoritmul de proiectare al SLEM-1L, iar pe de altă parte performanţele sistemului de suspensie secundar, amplasat între boghiu şi cutia vehiculului [67].

In literatura de specialitate nu există lucrări care să trateze în ansamblu problema performanţelor impuse SLEM-1L. In numeroase lucrări se fac referiri la performanţe, precizările fiind însă în general lacunare sau cu caracter particular. Pe de altă parte unele aspecte, cum sînt cele legate de perturbaţiile provocate de modificarea poziţiei şinei, se tratează în mai multe moduri, impunîndu-se corelarea acestora.

4.1. Aspecte calitative ale problemei performanţelor.

SLEM-1L are funcţiile de a stabiliza SES-1L şi de a asigura o calitate corespunzătoare mişcării electromagnetului. Aceste două funcţii conduc d.p.d.v. calitativ la următoarele cerinţe cari, în totalitate sau numai în parte, pot reprezenta performanţele impuse SLEM-1L :

a. SLEM-1L trebuie să fie stabil.

b. SLEM-1L trebuie să aibă o comportare corespunzătoare, atît în regim staţionar cît şi în regim dinamic, în raport cu modificarea unor parametrii cum sînt: încărcătura statică $Mg+F_{eo}$, rezistenţa bobinei electromagnetului R, tensiunea U_{ac} de alimentare a chopperelor şi valorile coeficienţilor blocului de reglare.

c. SLEM-1L trebuie să aibă o comportare corespunzătoare, atît în regim staţionar cît şi în regim dinamic, în raport cu toate mărimile de intrare: mărimea de conducere $\tilde{Z}_{\delta}$, poziţia şinei Z_s şi forţa exterioară F_e

d. Energia consumată de către SLEM-1L pentru comanda SES-1L şi variaţia mărimilor de comandă trebuie să fie cît mai reduse.

Dintre cele patru categorii de performanţă doar categoria c. depinde de domeniul de utilizare întrucît acesta dictează atît tipul semnalelor de intrare cît şi modul în care SLEM-1L trebuie să se comporte faţă de ele. Referitor la categoriile b., c. şi d. se impun următoarele precizări:

(i) SLEM-1L trebuie astfel conceput încît să poată prelua diferite în- cărcături statice $Mg + F_{eo}$ şi să se comporte corespunzător cînd [illegible] F_{eo} se modifică. Modificarea lui M afectează comportarea SLEM-1L întrucît parametrii derivaţi ai SHS-1L depind de masa M [illegible] parametrii SLEM-1L. Totodată blocul de reglare se proiectează pentru o sarcină nominală M_0 dată. La o masă $M \neq M_0$ comportarea va fi diferită de cea estimată prin proiectare, fiind nefavorabile situaţiile cînd $M > M_0$ şi favorabile situaţiile cînd $M < M_0$. Avînd în vedere aceste aspecte, în sinteză şi proiectare pot fi luate în considerare variantele:

1°- SLEM-1L se proiectează pentru valoarea M_0 [illegible], fapt echivalent cu admiterea apriori [illegible] funcţionării SLEM-1L într-un regim de subîncărcare (spre ex. cu un coeficient de încărcare $\chi = 0,$ [illegible] ; $\chi =$ M/M_0). Se impune verificarea comportării [illegible] extreme: $\chi_{M\,min}$ şi $\chi_{M\,max}$.

2°- SLEM-1L se proiectează [illegible] constant să fie compensat efectul [illegible] de soluţie poate fi luată în considerare [illegible] SLEM-1L [illegible] mează să lucreze numai cu SRA [illegible], [illegible] de a înrăutăţii comportarea dinamică [illegible] $= M$ [illegible] [83].

3°- SLEM-1L se realizează cu [illegible] corespunzătoare la [illegible] discretă).

4°- SLEM-1L se realizează ca SRA [illegible] re modificîndu-se odată cu [illegible] avea în vedere faptul că pentru [illegible] trepte de valori mici şi [illegible] ză (după direcţia x).

Considerente similare se impun [illegible] în [illegible] căreia se schimbă punctul de funcţionare [illegible] -1.

(ii) Modificarea valorii rezistenţei [illegible] vedere pentru intervalul de timp [illegible] rii sistemului pînă la atingerea [illegible] nar, respectiv la schimbarea [illegible] SLEM-1L. Pentru compensarea efectelor [illegible] considera de asemenea patru variante [illegible] SLEM-1L:

1°- SLEM-1L se proiectează pentru o rezistenţă nominală R_0 corespunzătoare funcţionării de durată la sarcină nominală. Dacă funcţionarea cu rezistenţa la rece, $R < R_0$, este nefavorabilă, va trebui să se aştepte un interval de timp (timp de încălzire) pînă cînd se va atinge valoarea nominală R_0. In cazul în care nu se admite un timp de încălzire SLEM-1L se realizează în una din variantele următoare.

2°- Blocul de reglare se proiectează astfel încît pentru un regim staţionar constant cu $R \neq R_0$ efectul modificării valorii lui R faţă de R_0 să fie compensat. Si în acest caz apare inconvenientul înrăutăţirii comportării dinamice a sistemului chiar la $R = R_0$.

3°- SLEM-1L se realizează cu două sau mai multe subblocuri de reglare corespunzătoare lui $R = R_0$ şi unor valori $R \neq R_0$ (adaptare discretă).

4°- SLEM-1L se realizează ca SRA cu adaptare continuă (SRA adaptiv), cu o lege de reglare care să ţină cont de modificarea lui R.

(iii) Un alt factor care influenţează funcţionarea SLEM-1L este coeficientul de transfer K_c al sursei de alimentare a electromagnetului (un chopper). El se introduce prin relaţia:

$$U_a = K_c \, U_{cc} \quad , \tag{4.1}$$

în care U_{cc} reprezintă tensiunea de comandă a chopperului furnizată de blocul de reglare. Prin variaţia lui K_c, determinată în principal de variaţia tensiunii de alimentare a chopperului U_{ac}, se modifică coeficienţii de transfer ai legii de reglare şi prin aceasta atît stabilitatea SLEM-1L cît şi performnaţele reglării. Spre exemplu, în cazul legii de reglare (3.22), K_c intervine ca divizor al tuturor coeficienţilor, iar modificarea sa va determina aceeaşi variaţie procentuală a coeficienţilor K_p, K_v şi K_a. Ca urmare se impune o foarte bună stabilizare a coeficientului K_c prin stabilizarea tensiunii U_{ac}. Atunci cînd acest lucru nu este posibil este necesară adoptarea unor măsuri similare cu cele de la pct.(i) şi (ii).

(iv) Din considerente similare cu cele de la pct.(iii) se impune o bună stabilizare a coeficienţilor blocului de reglare. Din acest motiv, oricare ar fi schema SLEM-1L, este necesar să se studieze sensibilitatea sistemului în raport cu coeficienţii blocului de reglare pentru a se aprecia influenţa modificării valorilor lor asupra stabilităţii şi performanţelor dinamice ale sistemului, respectiv pentru a se stabili erorile care se admit la ajustarea parametrilor blocului de reglare.

Privind blocul de reglare, în acord cu cele menţionate la punctele anterioare, se precizează că în cazul unei adaptări discontinue a acestuia în funcţie de valorile lui M, R şi/sau K_c, pentru a nu se afecta negativ calitatea reglării trebuie realizată o strategie adecvată de trecere a comenzii de la un bloc de comandă la altul.

(v) Comportarea SLEM-1L în raport cu [illegible] se apreciază prin intermediul variaţiilor a [illegible]: întrefierul Z_δ şi acceleraţia absolută $\ddot{Z}_m$, mărimi care [illegible] ale SLEM-1L. Astfel, în cazul VPM se impune [illegible] ce cît posibil variaţii reduse, [illegible] neţi şi şine, iar deplasările după [illegible] de glisare să se producă cu acceleraţii [illegible] pentru călător, în acest sens vorbindu-se [illegible]. In cazul PV se impun variaţii de întrefier, respectiv de [illegible] şi variaţii de acceleraţii absolute (Z_m şi $\ddot{Z}_m$) de valori [illegible] mult mai mari decît cele admise în primul caz, de [illegible] între electromagnet şi şină. In ambele situaţii buna funcţionare a SLEM-1L impune limitarea variaţiilor întrefierului în raport cu valoarea nominală $Z_{\delta o}$ a acestuia.

Detaliind problema în raport cu cele trei mărimi [illegible] următoarele aspecte:

- Mărimea de conducere $\tilde{Z}_\delta$ serveşte [illegible] Z_δ. La VPM $\tilde{Z}_\delta(t)$ = const., modificările lui $\tilde{Z}_\delta$ [illegible] ta avînd loc la intervale de timp [illegible]. [illegible] PV $\tilde{Z}_\delta(t) \neq$ const., prin modificarea lui $\tilde{Z}_\delta$ [illegible] să varieze întrefierul, respectiv [illegible] lui, avînd în vedere că poziţia [illegible] fixă.
- Mărimea de intrare Z_s redă modificarea [illegible] un sistem de referinţă fix. [illegible] caracter diferit (caracter de mărime [illegible] perturbatoare) şi de tip diferit (tip [illegible]). [illegible] se disting: (1°) componenta utilă Z_{su} [illegible] caracter de mărime de conducere [illegible] valoarea lui $\ddot{Z}_m$), corespunzătoare [illegible] de glisare; (2°) componenta perturbatoare [illegible], de [illegible] datorată arcuirii şinelor sub propria [illegible] vehiculului, în cursul deplasării acestuia; [illegible] perturbatoare Z_{sp2}, de tip aleator, datorată [illegible] formă ale căii de glisare şi [illegible] cele trei componente contribuie aditiv [illegible]:

$$Z_s = Z_{su} + Z_{sp} \quad , \tag{4.?}$$

mărimea

$$Z_{sp} = Z_{sp1} + Z_{sp2} \tag{4.?}$$

reprezentînd componenta cu caracter [illegible].

Nesesizarea existenţei simultane a [illegible] componente perturbatoare a făcut ca în literatura [illegible] perturbaţiilor generate de calea de glisare să fie tratată, pînă în prezent, în mod unilateral, prin includerea perturbaţiilor în numai cîte unul din cele două tipuri menţionate. Astfel, autorii americani şi japonezi au utilizat de preferinţă descrierea statistică, considerînd perturbaţia $Z_{sp}(t)$ ca semnal aleator [143,183,17,144,186,187], iar autorii vest-germani descrierea deterministă [170,192,3,169]. Jàyawant (Anglia) menţionează ambele moduri de caracterizare [83] , fără a preciza o manieră de tratare a problemei.

Neregularităţile căii de glisare descrise de componenta Z_{su} sînt denumite în continuare şi „neregularităţi de categoria I-a ale căii de glisare", iar cele descrise de componenta Z_{sp} „neregularităţi de categoria a·II-a ale căii de glisare". Avînd în vedere condiţia funcţională, de menţinere a unui întrefier $Z_\delta > 0$, şi condiţia de confort, de limitare a valorilor lui $\ddot{Z}_{su}$, comportarea SLEM-1L în raport cu cele două categorii de neregularităţi trebuie să fie diferită şi anume: electromagnetul să urmărească neregularităţile de categoria I ale căii de glisare (prezenţa lor să nu determine modificarea întrefierului) şi să nu urmărească neregularităţile de categoria a doua ale căii de glisare (decuplarea SLEM-1L faţă de acţiunea lor, adică preluarea lor în mod integral de către întrefier). Totodată se precizează că decuplarea se impune şi d.p.d.v. energetic [62].

Privind neregularităţile Z_{spl} se menţionează că oscilaţiile de încovoiere a şinei în plan vertical sînt periculoase întrucît cea mai joasă frecvenţă proprie a acestora se situează aproape de frecvenţa limită (de rezonanţă) a SLEM-1L. Acest fenomen apare şi în cazul PV constituind practic singura cauză care determină modificarea lui Z_s. In acest sens se consideră că proiectarea căii de glisare şi proiectarea SLEM-1L nu trebuie efectuate separat, fiind necesară corelarea lor prin asigurarea unor valori diferite pentru cele două frecvenţe menţionate şi totodată prin stabilirea unui raport corespunzător între masa vehiculului şi masa tronsoanelor de şină [83]. O tratare amplă, de dată recentă, a acestei probleme de datorează lui Meisinger [113,66,114,115,116].

In cazul SES-1L modificării lui Z_s îi corespunde modificarea poziţiei şinei , înzestrată teoretic cu posibilitatea de simulare a oricărei funcţii $Z_s(t)$, fără ca asupra ei să se exercite o reacţie din partea electromagnetului (ca şi cînd şina ar aparţine unui sistem mecanic de putere infinită).

- <u>Mărimea de perturbaţie F_e</u> corespunde forţelor exterioare care se exercită asupra electromagnetului datorită interacţiunii dintre acesta şi mediul înconjurător. In cazul VPM forţa F_e se datoreşte acţiunii vîntului asupra cutiei vehiculului [illegible] centrifuge care apar la mişcarea vehiculului în curbe sau pante, acestea acţionînd obişnuit asupra electromagnetului [illegible] sistem secundar de suspensie. Calitativ se [illegible] mare a SLEM-1L în raport cu F_e, [illegible] γ_{ve} [illegible].

(vi) Puterea de comandă necesară pentru [illegible] SLEM-1L [illegible] parte de punctul nominal de funcţionare Λ_{n}, de [illegible] constructive ale acestui sistem şi de calitatea [illegible] aplicare, [illegible] de legea de reglare. Energia [illegible] prin sinteza SLEM-1L cît şi prin proiectarea acestuia.

Din considerente legate de complexitatea, gabaritul şi greutatea [illegible]rului şi a sursei de tensiune a acestuia, precum şi din considerente legate de gabaritul şi construcţia electromagnetului se impune limitarea tensiunii maxime şi a curentului maxim [illegible]lui. Această cerinţă este însă în [illegible] reglaj de calitate avînd în vedere că [illegible] tocmai forţarea excitaţiei electromagnetului [illegible] de excitaţie este determinat de [illegible] lărgimea de bandă a SLEM-1L, de calitatea [illegible] efortului admis, fiind în general [illegible] [3,83]. Din considerente termice trebuie [illegible] durata supracurenţilor de excitaţie. [illegible] de reglare trebuie avute în vedere şi [illegible] odată şi de funcţionarea neliniară [illegible] limitării valorilor maxime ale tensiunii [illegible] SES-1L.

In încheiere se impun încă două [illegible]:

-Intrucît atît VPM cît şi PV [illegible] performanţele impuse se traduc la nivelul [illegible] performanţe diferite cantitativ, dar [illegible] calitativ (v. [illegible] 6).

-Detalierea subiectului performanţelor [illegible] parte în vederea identificării tipurilor [illegible] SES-1L în circuit închis, care apar, [illegible] precizării metodelor de calcul care [illegible] luţiilor.

4.2. Aspecte cantitative ale [illegible]

Determinarea performanţelor [illegible] SLEM-1L [illegible] cantitativă a modurilor de variaţie ale [illegible] δ, [illegible] F [illegible] **stabilirea unor metode de calcul şi de apr**[illegible].

Metodele de calcul folosite aparţin teoriei sistemelor de reglare automate liniare, întrucît dezvoltările se fac cu privire la SLEM-1L cu legi de reglare liniare, proiectate pentru MM de ordin redus al SES-1L. Calculele se efectuează atît în domeniul timp, cît şi în domeniul frecvenţă, pentru aprecierea performanţelor utilizîndu-se mai multe mijloace, printre care: indicii de calitate empirici definiţi în răspunsul indicial (suprareglaj, timp de reglare etc), caracteristicile de frecvenţă, densităţile spectrale de putere ale diferitelor semnale şi energia consumată în procesul de comandă.

In cadrul acestui paragraf se abordează pe de-o parte problema modului de variaţie a mărimilor de intrare, iar pe de altă parte problema criteriilor de apreciere a calităţii SLEM-1L faţă de variaţiile considerate, avînd în vedere lipsa unor standarde şi norme pentru acest scop. Referirile cu privire la metodele de calcul a performanţelor au un caracter izolat, problemele de această factură fiind dezvoltate în cap.5.

4.2.1. Aspecte referitoare la mărimea de conducere $\tilde{z}_\delta$.

In acord cu pct. 4.1. comportarea SLEM-1L în raport cu mărimea de conducere $\tilde{z}_\delta$ corespunde în cazul VPM unor SRA stabilizatoare, iar în cazul PV unor SRA de urmărire. Asigurarea comportării dorite presupune atît o proiectare algoritmică corectă a SLEM-1L, cît şi o realizare tehnică corespunzătoare.

In cazul VPM apare cerinţa ca ridicarea şi coborîrea electromagnetului să se facă neoscilant şi fără şocuri (în acest sens se poate vorbi de o „decolare" şi de o „aterizare" cît mai lină). In lipsa unor norme şi standarde adecvate se consideră corespunzătoare o caracteristică de ridicare-coborîre de forma celei din fig.4.1. (a-ridicare, b-coborîre), realizabilă cu un bloc de prescriere avînd schema structurală din fig. 4.2. şi răspunsul la o variaţie treaptă, $\tilde{z}^*_\delta \cdot u_{-1}(t)$, de amplitudine $\tilde{z}^*_\delta$, exprimat de relaţia:

$$\tilde{z}_\delta(t) = \frac{\alpha}{\varphi\mu}\left[1 - \frac{\mu}{\mu-\varphi}e^{-\varphi t} + \frac{\varphi}{\mu-\varphi}e^{-\mu t}\right]\tilde{z}^*_\delta \quad , \qquad (4.4)$$

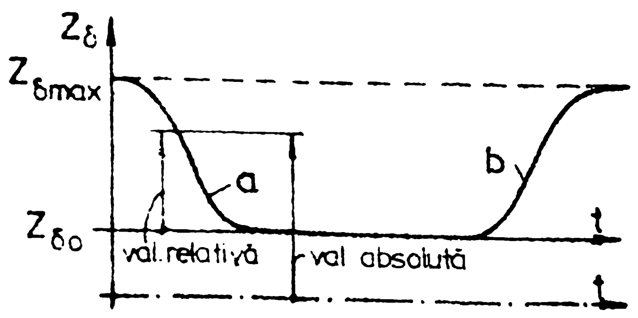


Fig. 4.1. Caracteristica de ridicare-coborîre a electromagnetului la un VPM.

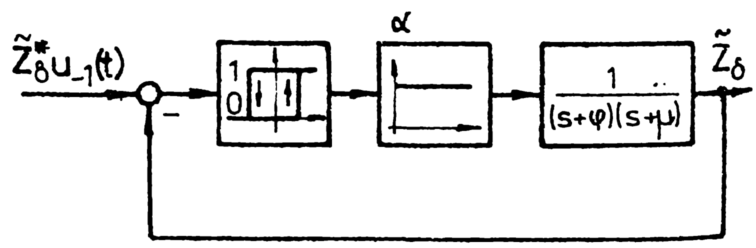


Fig. 4.2. Bloc de prescriere capabil de realizarea caracteristicii de ridicare-coborîre din fig.4.1.

Mărimile α, φ şi μ sînt parametri caracteristici [illegible] prin intermediul cărora viteza şi accel[illegible] absolută ale electromagnetului pot fi aduse la valori prestabilite. Atin[illegible] se finale $\tilde{Z}_{\delta}(\infty) = \frac{\alpha}{\varphi \mu} \tilde{Z}^{*}_{\delta}$ se produce [illegible].

Pentru aprecierea comportării SLEM-1L în raport cu $\tilde{Z}_{\delta}$ se [illegible] ficator răspunsul indicial al sistemului, [illegible] pentru $\tilde{Z}_{\delta}(t) = u_{-1}(t)$, analiza comportării sistemului [illegible] forma (4.[illegible]) constituind o etapă ulterioară, de verificare. [illegible] este tratată în cap. 5.

In cazul VPM apare şi o a doua cerinţă [illegible] intermediul variaţiilor lui $\tilde{Z}_{\delta}$ să se asigure modificarea poziţiei absolute şi acceleraţiei electromagnetului după o lege dorită, [illegible] cările la vibraţii necesită oscilaţii [illegible] diferite amplitudini şi frecvenţe. In acest scop SLEM-1L [illegible] prezinte o caracteristică amplitudine-pulsaţie cu [illegible] mai mare. Astfel de caracteristici se pot asigura [illegible] proiectarea SLEM-1L ca sistem de urmărire adaptat [illegible] de intrare $\tilde{Z}_{\delta}(t)$ [85,86,161,182].

4.2.2. Aspecte referitoare la mărimea [illegible]

4.2.2.1. Neregularităţile de categori[illegible] căii de glisare.

Indiferent de modul în care se [illegible] a II-a ale căii de glisare, $Z_{sp}(t)$, [illegible] răspunsului la următoarele două [illegible]:

(i) verificarea adoptării corecte a valorii nom[illegible] a întrefierului, $Z_{\delta o}$, al SES-1L;

(ii) aprecierea confortului de călători la nivelul [illegible] levitat.

Complexitatea problemei impune o tratare etapizată, considerînd succesiv cazurile particulare $Z_{sp}=Z_{sp2}$, $Z_{sp}=Z_{sp1}$ şi apoi cel general -rel.(4.3).

4.2.2.1.1. Perturbaţiile de tip aleator [illegible]

In mod unanim se admite că componenta aleat[illegible] Z_{sp2} [illegible] perturbaţiei Z_{sp} este caracterizată de densitatea spectrală [illegible] (4.[illegible]):

$$S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\Omega) = \frac{\alpha}{\Omega^2} \quad , \tag{4.[illegible]}$$

în care: α = coeficientul de rugozitate [illegible] depinde [illegible] neuniformităţilor suprafeţei căii, $\Omega = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v}$ = [illegible] (pe 2π metri), λ = lungimea de undă [illegible], ω = pulsaţia oscilaţiilor, v = viteza de deplasare a [illegible].

D.s.p. $S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}$ se poate exprima şi ca funcţie de ω, $S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\omega)$, avînd în vedere expresiile echivalente ale amplitudinii elementare $d\mathcal{A}_{Z_{sp2}}$:

$$d\mathcal{A}_{Z_{sp2}} = \frac{1}{2\pi} S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\Omega)\, d\Omega = \frac{1}{2\pi} S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\omega)\, d\omega \quad .$$

Se obţine:

$$S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\omega) = \frac{\alpha v}{\omega^2} \quad . \tag{4.6}$$

Valorile indicate în literatură pentru coeficientul α sînt diferite:

$\alpha = (1.5 \div 24,5)\, 10^{-6}$ m după [143,183,17,144] ,

$\alpha = (0,18 \div 0,6)\, 10^{-6}$ m după [187] şi $\alpha = (0,2 \div 0,5)\, 10^{-6}$m după [186],

$\alpha = (0,6 \div 3,0)\, 10^{-6}$ m după [83] .

Se poate admite că pentru o cale de calitate bună $\alpha = (0,5 \div 2,0)\, 10^{-6}$m iar pentru o cale de calitate medie $\alpha = (2 \div 4)\, 10^{-6}$ m. Valorile mai mari corespund unor căii de slabă calitate (v. observaţia 1^0 de la pct. 4.2.215).

Modul în care $Z_{sp2}(t)$ afectează o variabilă de ieşire oarecare $Y(t)$ a SLEM-1L este redat de relaţia [53,59] :

$$S_{YY}(\omega) = \left| G_{Z_sY}(j\omega) \right|^2 S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\omega) \quad , \tag{4.7}$$

în care $G_{Z_sY}(s) := \frac{Y(s)}{Z_s(s)}$ este f.d.t. ce caracterizează dependenţa dinamică dintre Z_s şi Y. Deoarece $S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\omega) \sim \alpha$, rezultă că şi $S_{YY}(\omega) \sim \alpha$, adică

$$S_{YY}(\omega) = \alpha\, S_{\bar{\alpha},YY}(\omega) \quad , \tag{4.8}$$

indicele $\bar{\alpha}$ indicînd o funcţie ce nu depinde de α . Aşadar d.p.d.v. matematic influenţa căii de glisare poate fi separată de cea a sistemului de reglare, α caracterizînd neuniformităţile căii, iar $S_{\bar{\alpha}YY}(\omega)$ caracterizînd sistemul de reglare. Apare astfel o posibilitate de separare a efectelor şi de determinare a valorii maxime a lui α pentru care d.p.d.v. al lui Z_{sp2} se mai asigură un anumit grad de confort.

Pe baza elementelor prezentate, în cazul $Z_{sp}(t) = Z_{sp2}(t)$ soluţionarea celor două probleme menţionate decurge astfel:

(i) Pentru verificarea întrefierului nominal corespunzător unei căi de glisare date şi unei viteze de croazieră date pentru VPM (deci la α şi v daţi) se determină în prealabil valoarea medie patratică a variaţiilor întrefierului datorite neregularităţilor şinei:

$$\overline{Z_\delta^2} = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S_{Z_\delta Z_\delta}(\omega)\, d\omega \quad , \tag{4.9}$$

unde, în acord cu rel.(4.7):

$$S_{Z_\delta Z_\delta}(\omega) = \left| G_{Z_sZ_\delta}(j\omega) \right|^2 S_{Z_{sp2}Z_{sp2}}(\omega) \quad . \tag{4.10}$$

În ipoteza că Z_{sp2} este o variabilă aleatoare ergodică, cu distribuţie normală şi cu valoare medie nulă, rezultă [illegible] şi Z_δ va avea aceleaşi proprietăţi. In consecinţă probabilitatea ca $|Z_\delta| \geqslant Z_{\delta_0}$, adică probabilitatea ca variaţia întrefierului să fie mai mare [illegible] întrefierul nominal, este:

$$P(Z_{\delta_0}) = 2\int_{Z_{\delta_0}}^{\infty} p(Z_\delta)\, dZ_\delta \quad . \qquad (4.11)$$

In această relaţie $p(Z_\delta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\,\sigma_{Z_\delta}}$ [illegible] reprezintă probabilitatea ca întrefierul să varieze cu valoarea Z_δ, iar

$$\sigma_Z = \sqrt{\overline{Z_\delta^2}} \qquad (4.12)$$

abaterea medie patratică corespunzătoare valorii [illegible] patratice (4.[illegible]).
Considerînd:

$$Z_{\delta_0} \geqslant 3\,\sigma_{Z_\delta} \qquad (4.13)$$

se obţine $P(Z_{\delta_0}) \leqslant 0{,}0027$, respectiv $\frac{1}{[illegible]} P(Z_{\delta_0})\cdot 3600 \leqslant$ [illegible] de impact la o oră de funcţionare continuă a SIMS-EL, adică o [illegible] foarte redusă a acestui sistem. Cele precizate justifică considerarea rel.(4.13), (4.12), (4.10), (4.9) şi (4.6) ca relaţii de verificare a întrefierului nominal.

(ii) In majoritatea lucrărilor în care se consideră [illegible] criteriul de apreciere al confortului [illegible] amplasarea caracteristicii

$$S_{\tilde{Z}_m \tilde{Z}_m}(\omega) = \left|G_{Z_s \tilde{Z}_m}(j\omega)\right|^2 S_{Z_{sp2} Z_{sp2}}(\omega) \qquad (4.14)$$

în raport cu o curbă etalon $\tilde{S}_{\tilde{Z}_m \tilde{Z}_m}(\omega)$. [illegible] s-a considerat curba 1 din fig. 4.[illegible], utilizată [illegible] pernă de aer, numită curba UTACV (Urban Tracked Air Cushion Vehicle), confortul de călătorie considerîndu-se [illegible] curba $S_{\tilde{Z}_m}(\omega)$ este situată sub cea etalon şi necorespunzător [illegible] pe aceasta sau se situează deasupra ei. [illegible] utilizînd date experimentale, confortul [illegible] cînd, la măsurători efectuate cu [illegible] măsurat se situează sub valoarea etalon corespunzătoare frecvenţei medii [83]. Trecînd peste lipsa [illegible] de obţinere a curbei UTACV, criteriul menţionat [illegible] în situaţiile cînd $S_{\tilde{Z}_m \tilde{Z}_m}(\omega)$ depăşeşte curba UTACV [illegible] frecvenţe îngustă.

Avantajul simplităţii relaţiilor de calcul [illegible] este umbrit de imposibilitatea obţinerii unei astfel [illegible] prin măsurători efectuate la frecvenţe discrete, [illegible] cantităţi finite de energie pentru fiecare frecvenţă [illegible] este ireconciliabil cu conceptul de d.s.p., [illegible] cantitatea de energie corespunzătoare unei frecvenţe [illegible].

Totuşi problema se poate rezolva cu bună aproximaţie pe baza observaţiei efectuate de C.C.Smith [156] cu privire la standardul ISO-2631 care se referă la evaluarea efctului vibraţilor asupra omului [197]. Standardul se aplică vibraţiilor de bandă largă, cum este şi semnalul $\ddot{Z}_m(t)$ din cazul de faţă, necesitînd examinarea unor benzi individuale cu o lăţime de treime de octavă ($f_2 = \sqrt[3]{2}\, f_1$) din spectrul total al vibraţiei aleatoare analizate. Conform acestui standard confortul de călătorie se consideră acceptabil dacă valoarea medie patratică a acceleraţiei, după direcţie verticală sau după direcţie orizontală, corespunzătoare oricărui interval de frecvenţe considerat se situează sub valoarea indicată de standard - curbele 3.a, respectiv 3.b din fig.4.6 - pentru frecvenţa medie a intervalului $f_{med}=0,5(f_1+f_2)$, adică cînd:

$$\overline{\ddot{Z}^2_m} = \int_{f_1}^{f_2} S_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}(2\pi f)\, df \leqslant \overline{\ddot{Z}^2_{m_{ISO}}}(f_{med}) .$$

Observaţia lui Smith se bazează pe relaţia de aproximare:

$$\overline{\ddot{Z}^2_m} = \int_{f_1}^{f_2} S_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}(2\pi f)\, df \approx (f_2-f_1) S_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}(f_{med}) = 0,23\, f_{med}\, S_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}(f_{med}) ,$$

care permite transformarea caracteristicii $\overline{\ddot{Z}^2_m}(\omega)$ într-o caracteristică $\tilde{S}_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}(\omega)$ folosind relaţia:

$$\tilde{S}_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}(\omega) = \frac{\overline{\ddot{Z}^2_m}(\omega)}{0,23\, f} = \frac{2\pi}{0,23}\,\frac{\overline{\ddot{Z}^2_m}(\omega)}{\omega} . \qquad (4.15)$$

Cu rel.(4.15) se obţin, din caracteristicile standardului ISO-2631, curbele etalon 2 şi 3 din fig.4.3. corespunzătoare d.s.p. ale acceleraţiei absolute de deplasare pe verticală, respectiv pe orizontală.

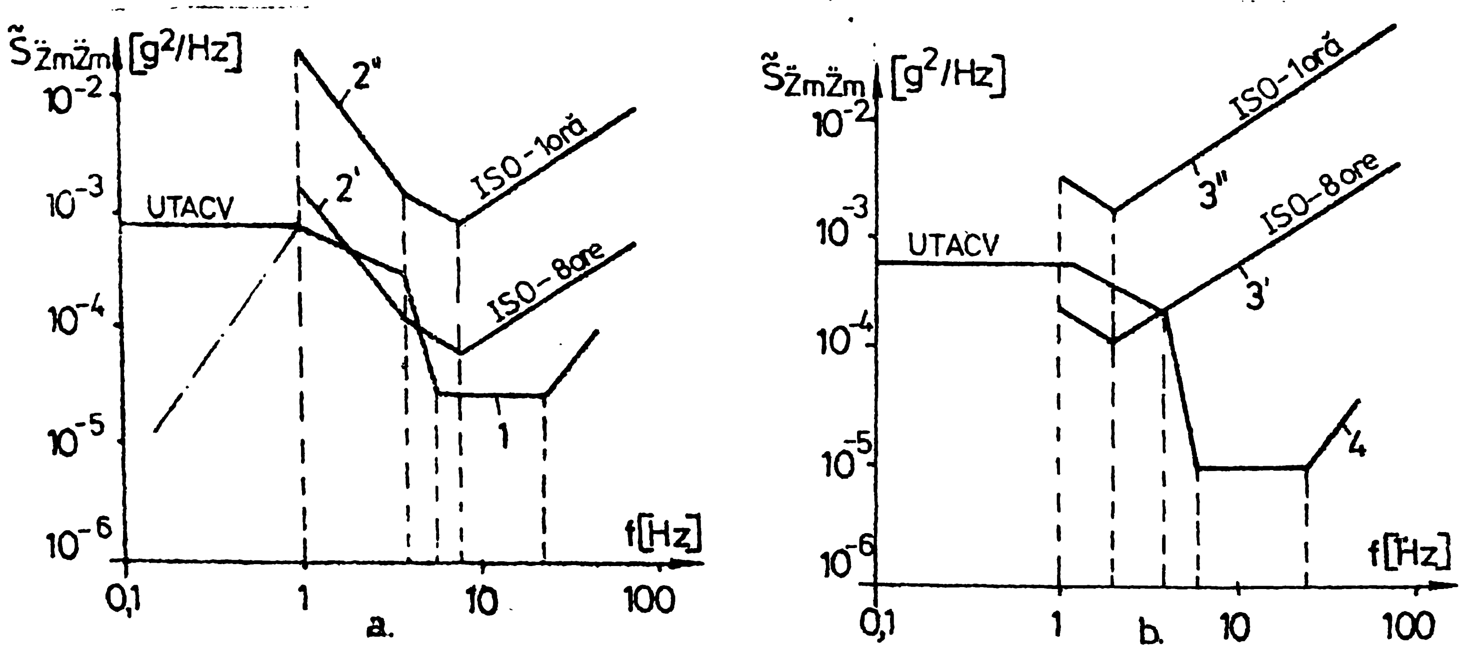


Fig.4.3. Caracteristici etalon pentru d.s.p. a vibraţiilor de bandă largă tolerate de om: a) vibraţii după direcţie verticală; b) vibraţii după direcţie orizontală. 1 şi 4 - caracteristici utilizate la vehiculele pe pernă de aer, 2 şi 3 - caracteristici derivate din standardul ISO-2631 (s-au reprezentat numai caracteristicile limită corespunzătoare nivelului de vibraţii suportat de om în curs de o oră, respectiv de 8 ore).

In cazul utilizării acestor curbe etalon [illegible] se consideră acceptabil dacă valoarea medie a d.s.p. pe intervalul de [illegible] treime de octavă se situează sub valoarea indicată de curbele etalon pentru frecvenţa medie a intervalului. In limitele acestui procedeu se admit astfel şi depăşiri ale curbei $\tilde{S}_{\ddot{z}_m\ddot{z}_m}(\omega)$ de către curba [illegible] (ω), spre deosebire de primul procedeu prezentat.

Plecînd de la încercări experimentale în [17] se [illegible] UTACV pentru f < 1 Hz cu segmentul reprezentat în fig.4.3.a cu linie-punct. (O astfel de alură apare şi la caracteristica 4 din fig.4.6. [illegible] prin încercări efectuate la frecvenţe discrete).

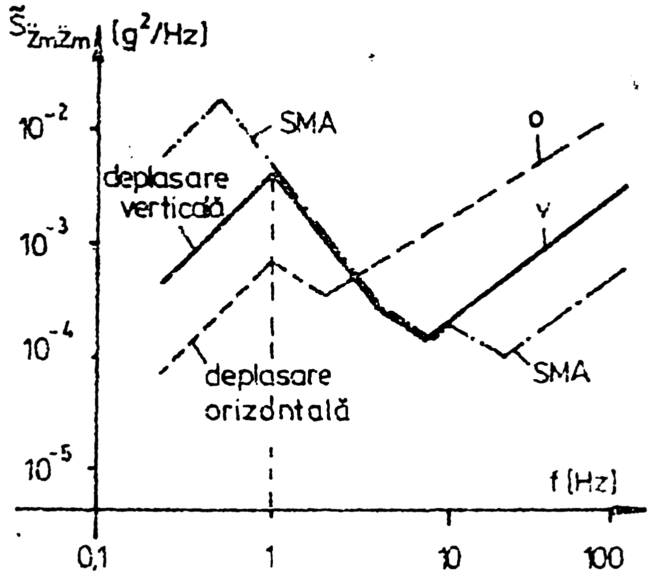


Fig. 4.4. Caracteristici etalon propuse pentru aprecierea confortului de călătorie la VPM pe baza d.s.p. a acceleraţiei absolute.

Pe baza celor prezentate autorul tezei propune drept caracteristici etalon pentru aprecierea confortului [illegible] călătorie în raport cu componenta [illegible] a perturbaţiei [illegible] caracteristicile din fig. 4.4. [illegible] cu linie continuă. [illegible] şi curbele [illegible] din fig.4.7. [illegible] provin din [illegible] ciclor ISO - [illegible] ore [illegible] reprezentat în fig.4.7) pentru f < 1 Hz cu un segment [illegible] cel al caracteristicii UTACV [illegible] ta din fig. 4.3.a.

Deficienţele [illegible] caracteristicii etalon UTACV i-au determinat pe specialiştii de la Ford Motor Company [illegible] confortul de călătorie printr-un alt procedeu, [illegible] pentru automobile [143,17]. In acord cu acest procedeu [illegible] un „indice de disconfort" în funcţie de [illegible] $\tilde{S}_{\ddot{z}_m\ddot{z}_m}(f)$:

$$DI = \left[2\int_{0,2}^{50} df\, S_{\ddot{z}_m\ddot{z}_m}/a^2_{max}(f) \right]^{1/2} \qquad (4.16)$$

în care $a_{max}(f)$ reprezintă acceleraţia [illegible] admisibilă la frecvenţa f, apreciată de diverşi autori în mod [illegible] (fig.4.4). Cea mai restrictivă curbă de ponderare este curba [illegible] relaţia:

$$a_{max}(f) = \begin{cases} 0{,}004/f & 1 < f \leq [illegible] \\ 0{,}0[illegible] & [illegible] < f \leq [illegible] \\ 1{,}7\cdot 10^{-[illegible]} & [illegible] < f \leq [illegible] \end{cases} \qquad (4.17)$$

unitatea de măsură a lui a_{max} [illegible].

Considerînd $a_{max} = 0{,}004/f$ [illegible] (rel. 4.16) se obţine pentru curba UTACV din fig.4.3.a [illegible] DI [illegible]. Criteriul propus de colectivul menţionat constă în compararea valorii lui DI obţinută pentru cazul ce interesează cu valoarea anterioară: dacă DI>1,43 atunci gradul de confort se consideră necorespunzător, iar dacă DI<1,43 confortul este apreciat corespunzător.

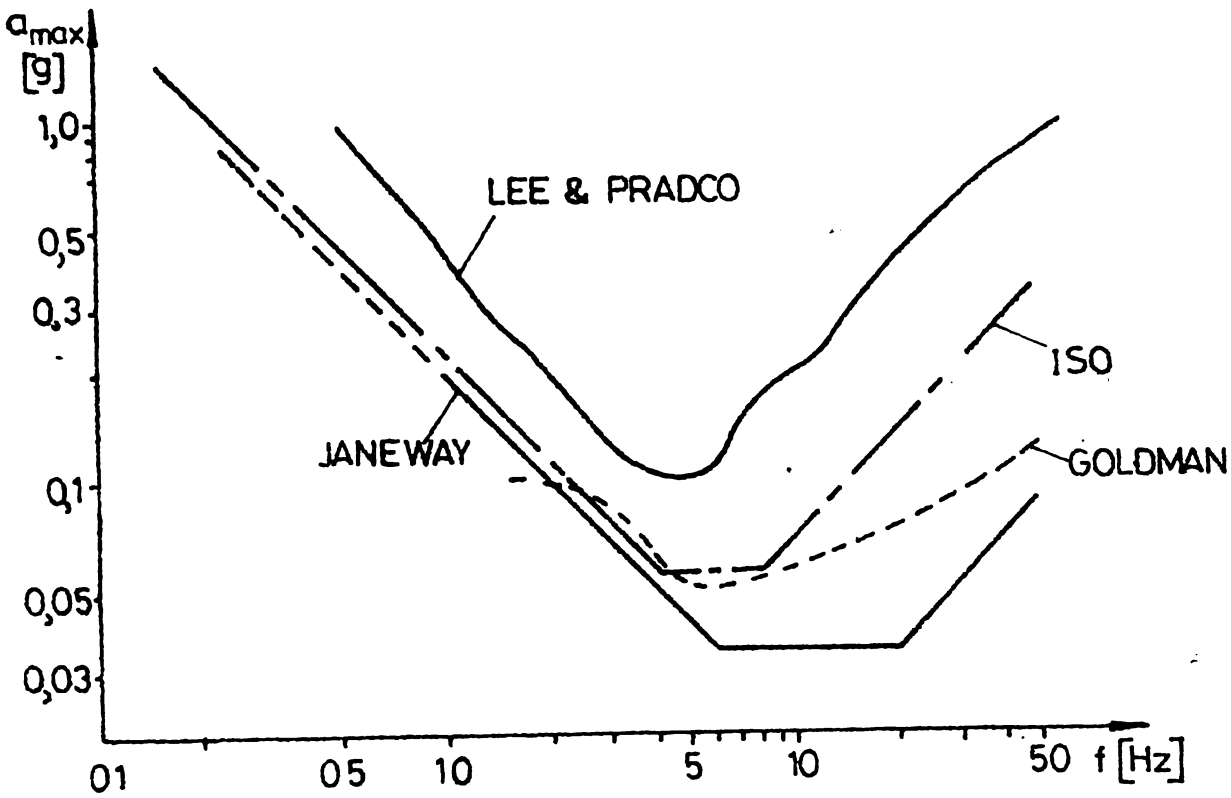


Fig. 4.5. Diferite curbe de ponderare utilizate pentru calculul indicelui de disconfort DI.

Existinzînd acest procedeu şi pentru curbele etalon din fig.4.4 rezult

- pentru deplasări pe verticală: $DI_v = 4,82$
- pentru deplasări pe orizontală: $DI_o = 13,25$. (4.18)

Se observă că faţă de primul caz se obţin condiţii mai puţin restrictive. Valoarea lui DI_o s-a calculat considerînd curba Janeway valabilă ş pentru deplasări pe orizontală, motiv pentru care acestei valori i se atribuie o importanţă orientativă. Principalul avantaj al procedeului bazat pe calculul indicelui de disconfort îl constituie soluţionarea p baza unei aprecieri integrale şi nu a unei aprecieri locale a cazurilo cînd $S_{\ddot{Z}_m \ddot{Z}_m}(\omega)$ depăşeşte $\tilde{S}_{\ddot{Z}_m \ddot{Z}_m}(\omega)$ într-un domeniu de frecvenţe îngust dat fiind faptul că neregularităţile de înaltă frecvenţă ale căii de rulare sînt cel mai bine descrise prin semnale aleatoare.

Cu toate acestea procedeul are cîteva dezavantaje notabile:

- nu poate face distincţie între două situaţii avînd curbele d.s.p. $S_{\ddot{Z}_m \ddot{Z}_m}(f)$ diferite însă acelaşi DI;
- domeniul de frecvenţe (0,2 ÷ 50) Hz care apare în integrala (4.16 nu este în fiecare caz semnificativ, în sensul că $S_{\ddot{Z}_m \ddot{Z}_m}(f)$ poate avea valorile importante într-un domeniu de frecvenţe mai îngust, astfel că d.p.d.v. al confortului de călătorie ar fi semnificativ

calcularea şi compararea valorii lui DI cu o valoare etalon diferită de cele indicate (în acestea ponderea mare o are valoarea integralei pentru f > 10 Hz);

- domeniul de frecvenţe (0,2 ÷ 1,0) Hz nu este reprezentat practic în valorile etalon ale lui DI, valoarea integralei din expresia lui DI fiind pe acest interval mai mică decît 0,01.

4.2.2.1.2. Perturbaţiile de tip determinist introduse de calea de glisare.

Privind componenta deterministă a lui Z_{sp} se admite că ea este redată de către un spectru discret de expresie:

$$Z_{sp1ef} = \frac{\beta}{f} \quad , \qquad (4.19)$$

β reprezentînd coeficientul de rugozitate determinist al căii de glisare, iar f - frecvenţa oscilaţiei armonice căreia îi corespunde valoarea efectivă (4.19):

$$Z_{sp}(t) = Z_{sp1ef}\sqrt{2}\,\sin(2\pi ft) \quad . \qquad (4.20)$$

In [192] se consideră $\beta = (5 \div 30)\cdot 10^{-6}$ m·Hz, valorile de pînă la $20\cdot 10^{-6}$ m·Hz corespunzînd unor căi de calitate foarte bună (v. observaţia 2° de la pct. 4.2.2.1.5. referitoare la rel.(4.19)).

In cazul $Z_{sp}(t) = Z_{sp1}(t)$ soluţionarea problemelor prevăzute la începutul pct. 4.2.2.1. decurge astfel:

(i) Intrefierul nominal $Z_{\delta o}$ se adoptă astfel încît oscilaţiile în

$$Z_\delta(t) = \left|G_{Z_{sp}Z_\delta}(j2\pi f)\right| Z_{sp1ef}\sqrt{2}\,\sin\left[2\pi ft + \underline{/G_{Z_{sp}Z_\delta}(j2\pi f)}\right] ,$$

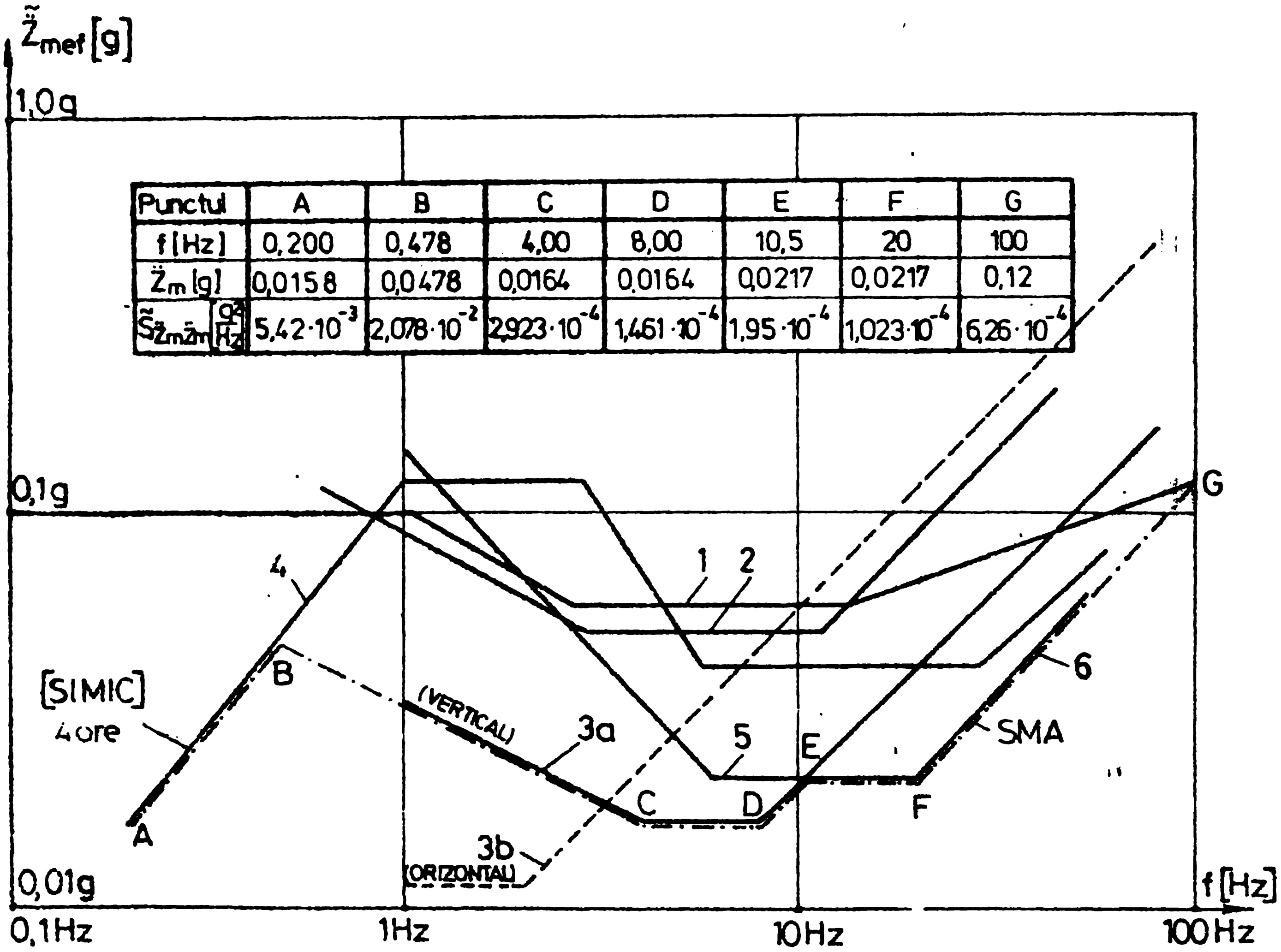
să se producă cu o rezervă de minimum 3 mm, adică

$$Z_{\delta o} \geqslant \left|G_{Z_{sp}Z}(j2\pi f)\right|\frac{\beta\sqrt{2}}{f} + 3\cdot 10^{-3} \quad [m] \ . \qquad (4.21)$$

Această relaţie se utilizează în principal ca o relaţie de verificare şi mai puţin ca o relaţie de dimensionare.

(ii) Aprecierea confortului la nivelul electromagnetului de levitaţie se face cu ajutorul curbelor etalon de egală ... $\tilde{\ddot{z}}$ ... (f) (în literatură) care redau spectrul valorilor efective ale oscilaţiilor armonice suportate de către om şi considerate terminate ... pe un interval de timp τ dat. Confortul de călătorie se consideră corespunzător numai atunci cînd, la frecvenţa considerată, valoarea efectivă a lui $\ddot{Z}$ realizată de SLEM-1L se situează sub valoarea $\tilde{\ddot{z}}_{ef}$ dată de curba etalon. Pentru VPM, dată fiind durata maximă de 4 - 6 ore care se estimează pentru o călătorie, se consideră semnificativ ... curba de ... pentru τ = 4 ore. In fig. 4.6 sînt redate, după diverse referinţe bibliografice caracteristici de acest gen obţinute pe cale experimentală. Pentru curba 5 nu se menţionează o valoare a parametrului τ, dar fiind singura curbă

UTACV de apreciere a confortului a fost inclusă în categoria curbelor de parametru $\tau = 4$ ore (se observă compatibilitatea ei cu celelalte curbe). Cu 6 s-a notat caracteristica solicitărilor minim admisibile (caracteristica SMA), trasată ca înfăşurătoare a caracteristicilor 1, 2, 3a, 4 şi 5.



Punctul	A	B	C	D	E	F	G
f [Hz]	0,200	0,478	4,00	8,00	10,5	20	100
$\ddot{Z}_m$ [g]	0,0158	0,0478	0,0164	0,0164	0,0217	0,0217	0,12
$\tilde{S}_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}$ $\left[\frac{g^2}{Hz}\right]$	$5{,}42\cdot 10^{-3}$	$2{,}078\cdot 10^{-2}$	$2{,}923\cdot 10^{-4}$	$1{,}461\cdot 10^{-4}$	$1{,}95\cdot 10^{-4}$	$1{,}023\cdot 10^{-4}$	$6{,}26\cdot 10^{-4}$

Fig. 4.6. Curbe de egală oboseală de parametru $\tau = 4$ ore: 1 - curbă ISO [83]; 2 - curbă ISO [23]; 3 - curbe ISO obţinute din [156] folosind rapoartele de interpolare rezultate din [23] (3a - deplasare pe verticală; 3b - deplasare re pe orizontală); 4 - curba Simić [153]; 5 - curba UTACV [144]; 6 - curba SMA. Tabelul corespunde caracteristicii SMA redînd coordonatele punctelor caracteristice ale acesteia şi valorile corespunzătoare ale d.s.p. în acord cu rel.(4.15).

Analiza acestor caracteristici conduce la următoarele concluzii:

- Intre datele experimentale menţionate în literatură apar diferenţe notabile. Din acest motiv la aprecierea confortului de călătorie este necesar să se precizeze întotdeauna şi curba etalon utilizată.
- Cu excepţia curbei etalon determinate de Simić [153], celelalte curbe etalon nu furnizează date corecte pentru domeniul de frecveţe $f < 1$ Hz; curba lui Simić corespunde din acest p.d.v. curbei UTACV - modificată, din fig. 4.3.a.
- Cele mai restrictive condiţii de apreciere a confortului de călă-

torie sînt impuse de caracteristica SMA, care se [illegible] în acest scop.

- Pentru aprecierea confortului de [illegible] în [illegible] vibrațiile în plan orizontal trebuie utilizată [illegible] din fig. 4.4, diferită de oricare din curbele etalon [illegible] pe verticală.

- Panta cea mai căzătoare din caracteristica SMA (fig. [illegible]) [illegible] de segmentului BC și este egală cu -20 dB/dec. [illegible] caracteristică ca reprezentînd spectrul valorilor efective [illegible] semnal sinusoidal $\ddot{Z}_m(t)$, rezultă că [illegible] trul semnalului $Z_m(t)$ corespunzător va fi de -50 [illegible]/dec. Pentru [illegible] obține un astfel de rezultat, în condițiile în care spectrul valorilor efective ale semnalului $Z_{sp}(t)$ este [illegible] de rel.(4.13), [illegible] cînd prezintă o pantă de -20 dB/dec, [illegible] $|G_{Z_sZ_m}|_{dB}$ cu o pantă de valoare $\leqslant$ -30 dB/dec pentru f > 1 Hz (teoretic pentru f > 0,478 Hz). Bazîndu-se probabil [illegible] însă cu privire la curba Simić, în [112,1[illegible]] [illegible] caracteristică $|G_{Z_sZ_m}|_{dB}$ cu o pantă de -[illegible] dB/dec.

- Datorită faptului că în semnalul $Z_{sp}(t)$ sînt [illegible], într-o [illegible] aproximație, componente de diferite frecvențe, [illegible] ticilor etalon $\tilde{\ddot{Z}}_{m\ ef}(f)$ nu constituie un avantaj [illegible]. [illegible] furnizate de aceste caracteristici [illegible] în vibrații sinusoidale singulare, ele nu pot fi utilizate pentru [illegible] experimentale în condițiile unui semnal $Z_{sp}(t)$, respectiv [illegible] compoziția menționată. Prin folosirea rel.(4.15), respectiv [illegible] troducerea condițiilor în care această relație [illegible], acest dezavantaj poate fi înlăturat. Astfel caracteristica SMA [illegible] 4.6 conduce la caracteristica SMA din fig. 4.4, respectiv [illegible] caracteristică etalon a d.s.p. $S_{\ddot{Z}_m\ddot{Z}_m}(f)$ (v. valorile [illegible]) lului din fig.4.6). Pentru această caracteristică etalon, cu rel. (4.16), se obține:

$$DI_{SMA} = 2,88 \quad . \qquad (4.\ \ )$$

4.2.2.1.3. Verificarea întrefierului [illegible] și confortului [illegible] rie în condițiile acțiunii unei perturbații Z_{sp} complete.

Prin „perturbație Z_{sp} completă" se înțelege o perturbație Z_{sp} în care sînt prezente ambele componente Z_{sp1} și [illegible]. Sistemele [illegible] dezvoltate în capitolele următoare fiind liniare, analiza [illegible] lor în raport cu componentele lui Z_{sp} se poate [illegible] superpoziție. Metodele de verificare a întrefierului [illegible] și a verificare a confortului, prezentate în continuare, utilizează acest principiu [illegible] diferite maniere şi anume: prin introducerea unor termeni de siguranţă, respectiv prin cumulare de verificări.

Privind întrefierul nominal $Z_{\delta o}$ se recomandă ca valoarea acestuia să se adopte în intervalul (5,7 ÷ 25,0) mm. Limita inferioară asigură o rezervă de întrefier, faţă de oscilaţiile de amplitudine $\sqrt{2}\,\sigma_{Z_\delta}$, de cel puţin 3 mm - valoare recomandată în [192]. Limita superioară este impusă de considerente referitoare la greutatea şi gabaritul surselor de alimetare.

In condiţiile existenţei unei perturbaţii Z_{sp} complete valoarea aleasă a întrefierului nominal trebuie să satisfacă, d.p.d.v. al perturbaţiei Z_{sp2}, rel.(4.13), iar d.p.d.v. al perturbaţiei Z_{spl}, rel.(4.21). Se apreciază că în acest caz condiţia funcţională $Z_\delta > 0$ este satisfăcută chiar şi în cel mai nefavorabil caz de acţiune simultană a celor două perturbaţii. Prescrierea unui întrefier de valoare mai redusă decît cea necesitată de rel.(4.13) nu este indicată, întrucît deja pentru $Z_{\delta o} = 2\,\sigma_{Z_\delta}$ probabilitatea impactului dintre electromagnet şi şină este de cca. 17 ori mai mare (82,80 secunde de impact la o oră de funcţionare).

Referitor la confortul de călătorie se consideră că în cazul acţiunii unor perturbaţii Z_{sp} complete acesta este corespunzător dacă sînt satisfăcute, separat, atît condiţiile de confort în raport cu Z_{sp2}, cît şi cele în raport cu Z_{spl}. Astfel:

1°- In raport cu Z_{sp2} se consideră echivalente procedeele (a) şi (b) de mai jos:

(a) Confortul este corespunzător dacă d.s.p. $S_{\ddot{Z}_m \ddot{Z}_m}(\omega)$ se situează integral sub curbele etalon v şi/sau o din fig. 4.4.

(b) Confortul este corespunzător dacă indicele de disconfort DI calculat cu rel.(4.16) şi (4.17) are o valoare mai mică decît valoarea precizată în rel.(4.18) şi dacă pentru f<1 Hz valoarea medie a d.s.p. $S_{\ddot{Z}_m \ddot{Z}_m}(\omega)$, pe orice interval de o treime de octavă, se situează sub valorile indicate de curbele etalon v şi/sau o din fig.4.4 pentru frecvenţa medie a intervalului.

2°- In raport cu Z_{spl} confortul se consideră corespunzător dacă $\ddot{Z}_{m\ ef}(f)$ se situează sub valoarea lui $\tilde{\ddot{Z}}_{med}(f)$ corespunzătoare curbei din fig. 4.6, aleasă pentru aprecierea confortului.

In fine, în cazul cînd se urmăreşte ca aprecierea confortului să se facă în condiţii deosebit de restrictive se va utiliza caracteristica SMA, enunţurile anterioare modificîndu-se din următoarele puncte de vedere:

1^o : (a) ... sub curba etalon din fig.4.4.

(b) ... cea precizată din rel.(4.[illegible]) ... sub curba etalon SLA din fig. 4.4.

2^o : ... corespunzătoare caracteristicii SLA [illegible] fig. [illegible].

4.2.2.1.4. Modelarea componentei deterministe a neregularităţilor de categoria a II-a ale căii de alunecare.

Privind neregularităţile de categoria a doua ale căii [illegible] problema sintezei SLEM-IL ca SRA cu compensarea unei anumite clase de semnale perturbatoare persistente se pune doar cu privire la componenta Z_{spl}, cînd aceasta este de joasă frecvenţă sau cu amplitudine mare. In acest scop este necesară modelarea [illegible] lui Z_{spl} ca soluţie a unui sistem abstract asociat, care o [illegible] generează, procedîndu-se la aproximarea formei arcuite a şinei [illegible] între doi stîlpi cu o [illegible] extins pe [illegible] interval [illegible] (fig.4.7):

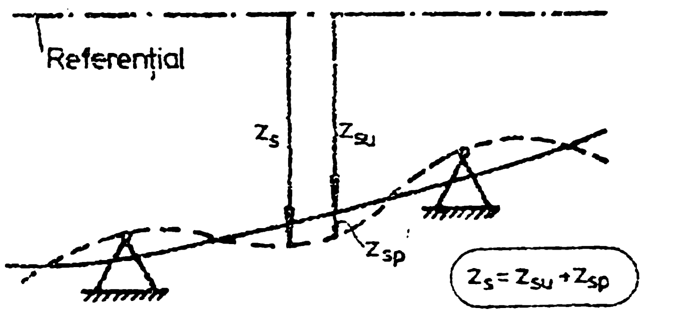


Fig. 4.7. Componenta perturbatoare periodică Z_{sp} şi componenta utilă Z_{su} ale lui Z_s.

$$Z_{sp}(t) = Z_{spl} \sin(\omega_s t + \varphi_s)$$

cu

$$\omega_s = 2\pi \frac{v}{\ell_s} \qquad (4.[illegible])$$

ℓ_s [illegible] de [illegible].

Folosind [illegible] [illegible], sistemul [illegible] $Z_{sp}(t)$ sub forma (4.23) rezultă ca fiind:

$$\begin{bmatrix} Z_{sp} \\ Z_{spo} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_s^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{sp} \\ Z_{spo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_1(\delta_1, \delta_2) \\ f_2(\delta_1, \delta_2) \end{bmatrix} . \qquad (4.24)$$

In ec.(4.24) f_1 şi f_2 reprezintă două [illegible] avînd ca variabile independente impulsurile Dirac [illegible] $\delta_1(\cdot)$ şi $\delta_2(\cdot)$, [illegible] sensul că momentele de producere a acestora [illegible] amplitudinile lor sînt variabile aleatoare. Prin intermediul lui δ_1 [illegible] δ_2 se [illegible] pentru [illegible], d.p.d.v. teoretic, posibilitatea ca la [illegible] interval [illegible] Z_{spl} şi φ_s să se modifice, surprinzîndu-se [illegible] max [illegible] temperatura, respectiv modificările [illegible] ℓ_s. Sistemul asociat (4.24) este utilizat în [illegible] $[f_1\ f_2]^T$, prezenţa lui fiind justificată [illegible]. Dezavantajul MM (4.24) îl constituie [illegible] ω [illegible] constant.

4.2.2.1.5. Asupra unor relaţii utilizate în cadrul pct. 4.2.2.1.

1°. Abaterea medie patratică în cazul unui punct A al căii de glisare în lungul căreia se deplasează VPM (fig.4.8) poate fi exprimată cu relaţia [59] :

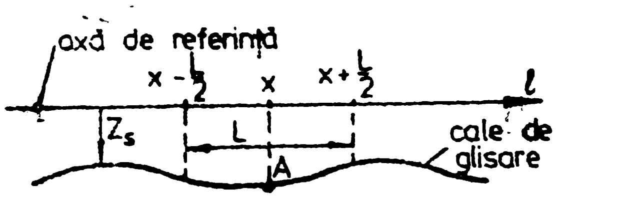


Fig. 4.8. Relativă la determinarea lui $\sigma_{Z_{sp}}$.

$$\sigma_{Z_{sp}} = \left| Z_{sp}(x) - \frac{Z_{sp}(x+\frac{L}{2}) + Z_{sp}(x-\frac{L}{2})}{2} \right| . \qquad (4.25)$$

Plecînd de la rel.(4.25) în [187] se propune determinarea lui α cu relaţia $\alpha = 4\sigma^2_{Z_s}/(\pi L)$, unde L = 10 m. +)

2°. Alături de rel.(4.19) în literatură se propun şi alte relaţii pentru $Z_{sp\ ef}$. Astfel în [144] se menţionează relaţia $Z_{sp\ ef} = \gamma/\sqrt{f}$.

3°. Utilizarea indicelui de disconfort poate fi extinsă şi pentru semnalele deterministe, după cum urmează. Admiţînd că

$$\ddot{Z}_m(t) = \sum_{k=1}^{P} \sqrt{2}\, \ddot{Z}_{m\ ef}(f_k) \sin(2\pi f_k t + \varphi_k) \quad ,$$

rezultă

$$S_{\ddot{Z}_m \ddot{Z}_m}(f) = \sum_{k=1}^{P} \frac{\ddot{Z}^2_{m\ ef}(f_k)}{2} \delta(f-f_k)$$

unde $\delta(\cdot)$ este impulsul Dirac. Rel.(4.14) conduce în acest caz la:

$$DI = \sum_{k=1}^{P} \frac{\ddot{Z}^2_{m\ ef\ k}(f_k)}{a^2_{max}(f_k)} .$$

4°. Privind ordinul de mărime al neregularităţilor de categoria a doua se consideră semnificative următoarele date [63,61,187] :

- Arcuirea şinelor în plan vertical pentru suporţi fixaţi la distanţa l_s = 15 m este $Z_{spl\ max} = 5\cdot10^{-3}$ m; pentru v = 500 km/h = 138 m/s rezultă ω_s = 58,17 sec^{-1}, respectiv $\ddot{Z}_{sp\ max}$ = 16,92 m/sec^2 = 1,725g.
- Impreciziile de aliniere a capetelor tronsoanelor de şină pe stîlpii de susţinere sînt: $Z_{sp2} = \pm 2\cdot10^{-3}$ m.

4.2.2.2. Neregularităţile de categoria I-a ale căii de glisare.

Neregularităţile de categoria I-a ale căii de glisare, Z_{su}, corespund formei geometrice nominale a traseului pe care trebuie să-l urmeze VPM. In general acest traseu constă din linii drepte şi arce de cerc legate prin arce de tranziţie în lungul cărora modificarea razei de curbură $\mathcal{R}$, de la $\mathcal{R} = \infty$ la valoarea $\mathcal{R}_{min}$ are loc după regula [63,62] :

$$\frac{1}{\mathcal{R}(x)} = \frac{1}{2\mathcal{R}_{min}} \left(2\frac{x}{l_t} - \frac{1}{\pi} \sin \frac{2\pi x}{l_t}\right) \quad , \qquad x \leqslant l_t \quad . \qquad (4.26)$$

x reprezintă segmentul parcurs de punctul curent în lungul arcului de

+) Demonstrarea relaţiei nu este suficient de riguroasă.

tranziţie, arc de lungime totală ℓ_t. Parametrii acestuia, $\mathcal{R}_{min}$ şi ℓ_t, se obţin din condiţiile de limitare superioară a valorilor maxime ale acceleraţiei normale a_n:

$$a_n(t) = \frac{v^2}{\mathcal{R}(x(t))} \qquad (4.27)$$

şi şocului $\dot{a}_n(t)$, la o viteză de croazieră v dată. Pentru x = vt se obţin expresiile:

$$a_{n\ max} = \frac{v^2}{\mathcal{R}_{min}}\ ; \quad \dot{a}_{n\ max} = \frac{2\ v^3}{\mathcal{R}_{min}\ \ell_t}.$$

Astfel, pentru v = 500 km/h, $a_{n\ max}$ = 1 m/sec^2 şi $\dot{a}_{n\ max}$ = 0,5 m/sec^3 rezultă un arc de tranziţie cu parametrii $\mathcal{R}_{min}$ = 20 km şi ℓ_t = 540 m, durata parcurgerii arcului fiind de cca. 3,888 sec.

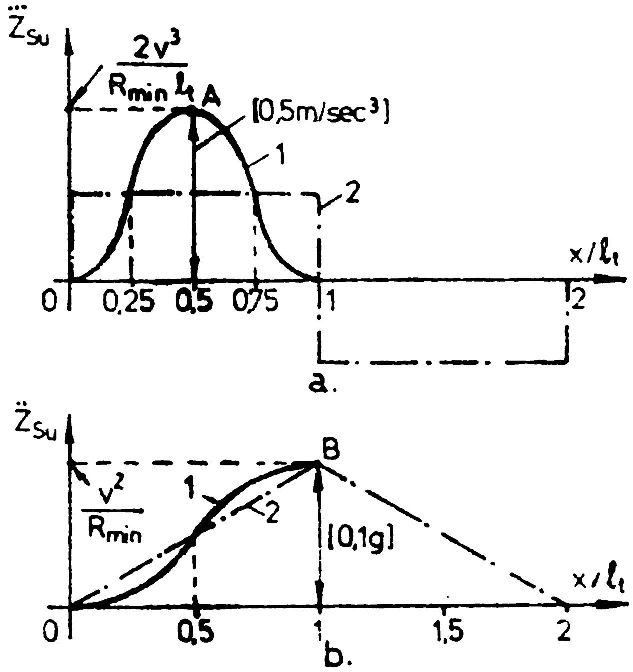


Fig. 4.9. Diagramele de variaţie ale şocului $\dddot{Z}_{su}$ şi acceleraţiei $\ddot{Z}_{su}$ în lungul arcelor de tranziţie ale căii de glisare a VPM.

Aproximînd:

$$\ddot{Z}_{su}(x) = a_n(x) \qquad (4.28)$$

se obţin diagramele din fig. 4.9. notate cu 1 şi reprezentate cu linie continuă. Valorile trecute în parantezele drepte corespund punctelor A şi B atunci cînd v = 500 km/h. Caracteristica 2, trasată cu linie-punct, constituie o bună aproximaţie pentru curba 1. (O astfel de diagramă de aproximare a acceleraţiei s-a utilizat în [3] pentru simulări analogice şi digitale). +) Ei îi corespunde diagrama 2 din fig. 4.9.a. Se observă că cele două tipuri de variaţie a acceleraţiei şinei sînt foarte apropiate, iar diferenţa dintre diagramele 1 şi 2 din fig. 4.9.a nu este de natură de a neîndupleca întrucît modul de variaţie al şocurilor se înscrie în limite admisibile.

Proiectarea SLEM-1L ca SRA cu compensarea neregularităţilor de categoria I-a ale căii de glisare, $Z_{su}(t)$, constituie o problemă deosebit de importantă. Conform [86] sistemul asociat ce generează pe $Z_{su}(t)$ are MM-II:

$$Z_{su}^{(4)}(t) = \dddot{\delta}_1 + \ddot{\delta}_2 + \dot{\delta}_3 + \delta_4\ , \qquad (4.29)$$

respectiv MM-ISI:

$$\begin{bmatrix} Z_{su} \\ Z_{su1} \\ Z_{su2} \\ Z_{su3} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{su} \\ Z_{su1} \\ Z_{su2} \\ Z_{su3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \\ \delta_4 \end{bmatrix} . \qquad (4.30)$$

+) In [3] figurează curba $\ddot{Z}_{su}(t)$, obţinută pentru v = const.

Ieşirea acestui sistem este de forma

$$Z_{su}(t) = c_1 + c_2t + c_3t^2 + c_4t^3 \quad , \tag{4.31}$$

impulsurile Dirac $\delta_1,\ldots,\ \delta_4$ furnizînd d.m.d.v. matematic posibilitatea modificării aleatoare a coeficienţilor $c_1,\ldots,\ c_4$.

In mod obişnuit mărimea care interesează este acceleraţia $\ddot{Z}_{su}(t)$. Sistemul asociat care o generează are MM-II:

$$\ddot{Z}_{su}^{(2)}(t) = \dot{\delta}_1 + \dot{\delta}_2 \quad , \tag{4.32}$$

respectiv MM-ISI:

$$\begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ \ddot{Z}_{su4} \end{bmatrix}^{\cdot} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ \ddot{Z}_{su4} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} \tag{4.33}$$

cu mărimea de ieşire de forma:

$$\ddot{Z}_{su}(t) = c_1 + c_2t \quad . \tag{4.34}$$

In calculele ulterioare scrierea impulsurilor Dirac este omisă în vederea simplificării aspectului relaţiilor.

MM propuse: (4.29) sau (4.30), respectiv (4.32) sau (4.33) diferă de cele propuse în [62], adică de MM:

$$Z_{su}^{(3)}(t) = 0 \quad , \text{ respectiv } \quad \ddot{Z}_{su}^{(1)}(t) = 0 \quad , \tag{4.35}$$

care conduc la $Z_{su}(t) = c_1+c_2t+c_3t^2$, respectiv $\ddot{Z}_{su}(t) = c$. Faptul că MM propuse au ordinul cu o unitate mai mare decît cele din [62] permite, după cum rezultă din examinarea expresiilor lui $Z_{su}(t)$ şi $\ddot{Z}_{su}(t)$, surprinderea mai corectă a variaţiilor lui $Z_{su}(t)$ şi a lui $\ddot{Z}_{su}(t)$ pe diferitele porţiuni ale arcelor de tranziţie, făcînd mai eficientă acţiunea blocului de reglare al SLEM-1L în lungul arcelor de tranziţie. Totodată trebuie menţionat că îmbunătăţirea comportării SLEM-1L ca sistem de urmărire a mărimii de intrare $\ddot{Z}_{su}$, prin utilizarea MM asociate neregularităţilor de categoria I-a, prezintă - la valori reduse ale vitezei v - reversul urmăririi neregularităţilor periodice $Z_{spl}(t)$, de categoria a II-a, ceea ce deteriorează confortul. In cazul MM propuse acest dezavantaj devine mai important decît în cazul MM (4.35). In fine, se consideră evident faptul că pe porţiunile drepte sau în formă de arce de cerc ale traseului nominal mărirea ordinului sistemelor cu unitate faţă de MM (4.35) este lipsită de sens.

Pentru cazurile reale determinarea MM asociate neregularităţilor de categoria I-a este foarte complicată, fiind practic necesar un MM nou pentru fiecare tronson de cale. Cu cît ordinul MM asociat lui $Z_{su}(t)$ sau $\ddot{Z}_{su}(t)$ este mai mare, cu atît structura blocului de reglare al SLEM-1L este mai complexă, fiind necesare circuite mai complexe sau un volum mai mare de memorie şi de calcule.

Toate aceste considerente recomandă ca în cazul sintezei şi proiectării SLEM-1L să fie studiate comparativ toate variantele menţionate anterior şi mai puţin varianta dezvoltată în anexa VI.

4.2.3. Aspecte referitoare la mărimea F_e.

Acţiunea forţei exterioare F_e asupra SLS-1L, respectiv asupra SLEM-1L se produce în timp aleator, variaţiile lui F_e fiind de tip treaptă, ca în fig. 4.10.a [62], sau ca în fig. 4.10.b [50]. In vederea realizării SLEM-1L ca SRA cu compensarea forţei exterioare F_e, sistemul asociat are în primul caz MM:

$$\dot{F}_e(t) = \delta(\cdot) \quad , \qquad (4.36)$$

iar în al doilea caz MM-II:

$$\ddot{F}_e(t) = \dot{\delta}_1(t) + \dot{\delta}_2(t) \quad , \qquad (4.37)$$

căruia îi corespunde MM-ISI:

$$\begin{bmatrix} F_e \\ F_{e1} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ F_{e1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \end{bmatrix} . \qquad (4.38)$$

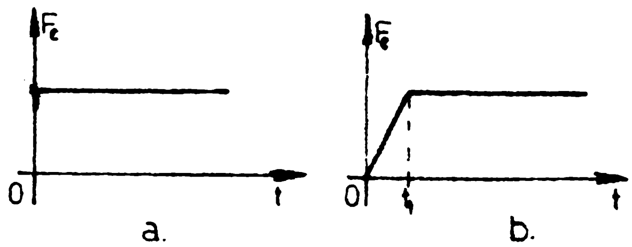


Fig. 4.10. Două modalităţi de variaţie ale forţei perturbatoare F_e: a) variaţie în treaptă ideală b) variaţie în treaptă reală.

In aceste relaţii $\delta(\cdot)$, $\delta_1(\cdot)$ şi $\delta_2(\cdot)$ reprezintă impulsuri Dirac aleatoare, astfel că:

$$F_e(t) = c \quad , \text{ corespunzător ec.}(4.36) \quad , \qquad (4.39)$$

$$F_e(t) = c_1 + c_2 t \quad , \text{ corespunzător ec.}(4.37) \quad , \qquad (4.40)$$

cu c, c_1 şi c_2 variabile aleatoare.

Se apreciază că variaţiile maxime ale lui F_e sînt de pînă la 30 % din greutatea totală a VPM, iar la nivelul unui electromagnet de 30 % din forţa nominală statică F_o a acestuia. In general SLEM-1L prezintă o rigiditate relativ mare faţă de variaţiile lui F_e [42,62], compensarea lui F_e impunîndu-se din considerente dinamice [50].

4.2.4. Erori datorate traductoarelor de măsură.

In mod obişnuit pentru realizarea reacţiei SLEM-1L se utilizează două din cele trei ieşiri de măsură - Z_δ, I şi $\ddot{Z}_m$ - ale SLS-1L şi anume: Z_δ şi $\ddot{Z}_m$ sau Z_δ şi I.

Intrefierul Z_δ se măsoară de regulă folosind traductoare inductive cu axa aşezată paralel cu liniile cîmpului magnetic din întrefier. Pentru măsurarea curentului se utilizează şunturi prevăzute cu filtre care înlătură oscilaţiile datorate chopperării, dar permit trecerea semnalelor utile. Se consideră că aceste două măsurători nu sînt afectate de erori sistematice.

Măsurarea acceleraţiei se efectuează cu accelerometre care în general introduc erori sistematice [64,61,62] :

$$\ddot{Z}_M = \ddot{Z}_m + \ddot{Z}_{m\varepsilon} \quad . \tag{4.41}$$

Pentru înlăturarea erorii $\ddot{Z}_{m\varepsilon}$ se recomandă două procedee:

(i) trecerea semnalului măsurat $\ddot{Z}_M$ printr-un filtru trece-sus, astfel încît semnalul util $\ddot{Z}_m$, de frecvenţă medie, să ajungă la blocul de reglare, iar semnalul

$$\ddot{Z}_{m\varepsilon} = \text{const.} \tag{4.42}$$

să fie filtrat;

(ii) proiectarea SLEM-1L ca SRA cu compensarea lui $\ddot{Z}_m$ considerînd pentru $\ddot{Z}_{m\varepsilon}$, pe baza rel.(4.42), MM asociat:

$$\ddot{Z}_{m\varepsilon}^{(1)}(t) = \delta(\cdot) \quad , \tag{4.43}$$

cu $\delta(\cdot)$ - impuls Dirac aleator.

In consecinţă, erorile de măsurare nu ridică probleme deosebite pentru funcţionarea SLEM-1L, dar trebuie luate în consideraţie în proiectarea acestuia [61].

4.2.5. Aspecte referitoare la puterea de comandă a SES-1L.

Domeniul de funcţionare normală a unui SLEM-1L, adică domeniul în care se poate modifica punctul de funcţionare al SES-1L, în condiţiile unei scheme de reglare date şi a unei căi de glisare cunoscute, depinde în bună măsură de puterea de comandă maximă disponibilă P_{max} a sursei de alimentare a electromagnetului. Funcţionarea normală are loc la o putere $P < P_{max}$, valori mari ale lui P fiind necesare în regimurile dinamice de forţare a excitaţiei. Posibilitatea de obţinere (exploatare) a valorii P_{max} este influenţată defavorabil de diverse procese de saturaţie, în speţă de saturaţia blocului de reglare.

In cazul general puterea de comandă momentană şi puterea de comandă medie se calculează cu relaţiile:

$$P(t) = U_a(t)\, I(t) = [U_{ao} + \Delta U_a(t)]\, [I_o + \Delta I(t)] \quad , \tag{4.44}$$

$$P_{med} = \overline{U_a(t) I(t)} = U_{ao} I_o + U_{ao}\, \Delta I_{med} + I_o\, \Delta U_{a\ med} + \overline{\Delta U_a(t)\, \Delta I(t)} \quad , \tag{4.45}$$

unde:

$$\Delta U_a(t) \circ\!\!-\!\!\bullet\ U_a(s) \quad , \quad \Delta I(t) \circ\!\!-\!\!\bullet\ I(s)$$

(v. convenţia de notare ce urmează rel.(2.7)), $U_a(s)$ şi $I(s)$ reprezentînd imaginile Laplace într-un regim oarecare de funcţionare liniară a SLEM-1L, cauzate de modificarea oricăreia din mărimile de intrare.

Cazul particular cel mai important corespunde situaţiei cînd singura mărime de intrare care variază este Z_s, semnalul $Z_s(t)$ considerîndu-se aleator, cu d.s.p. (4.6). Atunci, conform rel.(4.7), pentru d.s.p. ale lui U_a şi I şi pentru valorile medii patratice ale acestora rezultă expresiile:

$$S_{U_aU_a}(\omega) = \alpha |G_{Z_sU_a}(j\omega)|^2 \frac{v}{\omega^2} \quad , \quad S_{II}(\omega) = \alpha |G_{Z_sI}(j\omega)|^2 \frac{v}{\omega^2} \qquad (4.46)$$

$$\overline{\Delta U_a^2} = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S_{U_aU_a}(\omega)\, d\omega = \alpha\, v\, F_{U_a}(\underline{K}) \; ; \qquad (4.47)$$

$$\overline{\Delta I^2} = \frac{1}{\pi}\int_0^\infty S_{II}(\omega)\, d\omega = \alpha\, v\, F_I(\underline{K}) \quad , \qquad (4.48)$$

unde $F_{U_a}(\cdot)$ şi $F_I(\cdot)$ reprezintă funcţii de vectorul $\underline{K}$ al parametrilor blocului de reglare. Avînd în vedere că ω variază într-un interval mărginit ($\omega = 2\pi f$ cu $f_{max} = 50$ Hz), $\overline{\Delta U_a^2}$ şi $\overline{\Delta I^2}$ se calculează în limitele acestui interval. Totodată considerînd că pe acelaşi interval $\Delta U_{a\,med} = 0$ şi $\Delta I_{med} = 0$, rezultă:

$$\overline{U_a^2} = U_{ao}^2 + \overline{\Delta U_a^2} \; ; \qquad \overline{I^2} = I_o^2 + \overline{\Delta I^2} \quad , \qquad (4.49)$$

respectiv expresiile de calcul ale puterilor de comandă aparentă, medie şi activă:

$$P_{ap} := (\overline{U_a^2}\,\overline{I^2})^{1/2} = \left[(U_{ao}^2 + \overline{\Delta U_a^2})(I_o^2 + \overline{\Delta I^2})\right]^{1/2} \qquad (4.50\text{-}1)$$

$$P_{med} = U_{ao}I_o + \overline{\Delta U_a(t)\cdot\Delta I(t)} \qquad (4.50\text{-}2)$$

$$P_a := \overline{I^2}R = (I_o^2 + \overline{\Delta I^2})\, R \qquad (4.50\text{-}3)$$

Astfel de relaţii de calcul utilizabile în cazul cînd $S_{Z_sZ_s}$ este de forma (4.6) apar şi în [187,143]. Rel.(4.49) nu sînt însă utilizabile pentru măsurători. Din acest motiv în [143] se propun relaţiile de aproximare:

$$\overline{U_a^2} = U_{ao}^2 + \sum_{\lambda=1}^{10} \overline{\Delta U_{a\lambda}^2} \; ; \qquad \overline{I^2} = I_o^2 + \sum_{\lambda=1}^{10} \overline{\Delta I_\lambda^2} \qquad (4.51)$$

rezultînd

$$P_{med} = U_{ao}I_o + \sum_{\lambda=1}^{10} \overline{\Delta U_{a\lambda}(t)\cdot\Delta I_\lambda(t)} \quad . \qquad (4.52)$$

In aceste relaţii: $\Delta I_\lambda(t)$ - reprezintă variaţia curentului I faţă de valoarea I_o în condiţiile acţionării asupra SLEM-1L a unei perturbaţii sinusoidale $Z_{s\lambda}(t)$ avînd o valoare medie pătratică egală cu cea a semnalului din funcţionarea normală dintr-o bandă de frecvenţă de n Hz şi o frecvenţă egală cu valoarea medie a acesteia; $\Delta U_{a\lambda}(t)$ - semnalul U_a corespunzător lui $\Delta I_\lambda(t)$, determinat pe cale analitică; $\overline{\Delta U_{a\lambda}(t)\cdot\Delta I_\lambda(t)}$ - variaţia puterii medii faţă de situaţia $Z_s(t) = 0$. In lucrarea menţionată s-au considerat în intervalul (0 ÷ 50) Hz benzi de frecvenţă de 1 Hz iar intervalul (10 ÷ 50) Hz ca o singură bandă de frecvenţă. Calculul lui $\Delta U_{a\lambda}(t)$ se explică prin faptul că electromagnetul se alimentează de la un chopper, mărimea purtătoare de informaţie U_a fiind de fapt o mărime de calcul, întrucît tensiunea reală constă din impulsuri de amplitudine constantă modulate în durată.

Se apreciază că dimensionarea sursei de alimentare a electromagnetului pentru $P_{max} = P_{ap}$ oferă un domeniu larg de funcţionare pentru SLEM-1L. Pe de altă parte se consideră utilă compararea valorilor P_{ap} şi P_{med} care sugerează ordinul de mărime al curenţilor pentru care trebuie dimensionată sursa de alimentare a electromagnetului. Modul în care calitatea căii de glisare influenţează valorile curentului I şi tensiunii U_a este redat de rel.(4.47) şi (4.48). Si în acest caz se poate vorbi de o separabilitate a efectelor căii de glisare, care intervine prin coeficientul α, şi a SRA, care intervine prin $F_{U_a}(\cdot)$ şi $F_I(\cdot)$.

In fine se menţionează că pentru aprecierea VPM d.p.d.v. energetic se foloseşte obişnuit unul din rapoartele P_o/G, P_{med}/G, P_{ap}/G. Orientativ, după [143], acestea au ordinul de mărime 0,56 W/kg, 2,25 W/kg, 5,o W/kg respectiv.

CAPITOLUL 5

SINTEZA, ANALIZA SI PROIECTAREA ALGORITMICA A SISTEMELOR CU LEVITATIE ELECTROMAGNETICA CU UN GRAD DE LIBERTATE CU REACTIE DUPA INTREFIER, VITEZA DE VARIATIE A INTREFIERULUI SI ACCELERATIA ABSOLUTA A ELECTROMAGNETULUI.

5.1. Consideraţii referitoare la conţinutul capitolului.

Dintre toate categoriile de SLEM-1L tratate în literatură, categoriei de sisteme care face obiectul acestui capitol i s-a acordat cea mai mare importanţă şi cea mai mare atenţie. Cu toate acestea, problemele aferente analizei şi proiectării sînt tratate doar la nivel principial, neexistînd o metodologie clară de proiectare algoritmică.

Principial, stabilizarea SES-1L se realizează printr-o reacţie după vectorul de stare $\underline{X}_1 = [Z_\delta \; \dot{Z}_\delta \; \ddot{Z}_E]^T$ utilizînd un compensator liniar $\underline{K}$, numit „compensator de stabilizare". Rezultă aşa-numitul „sistem cu levitaţie electromagnetică de bază al categorie de SLEM-1L cu reacţie după vectorul de stare $\underline{X}_1$" (SLEM-B).

In vederea proiectării compensatorului $\underline{K}$ la pct. 5.2. se face analiza SLEM-B, iar la pct. 5.3. se tratează aspecte referitoare la implicaţiile pe care le are regimul staţionar nominal al SLEM-B asupra comportării şi proiectării sistemului. Ele constituie dezvoltarea concretă pentru SLEM-B a aspectelor calitative precizate la pct. 4.1.

Calculul compensatorului de stabilizare $\underline{K}$ al SLEM-B, numit în mod curent în lucrare doar „compensator", rezidă în rezolvarea unei prime probleme de alocare, de ordinul trei. Soluţionarea acestei probleme face obiectul pct. 5.4, în tratarea ei distingîndu-se trei etape:

(i) proiectarea lui $\underline{K}$ în condiţii de optimizere cu restricţii suplimentare a regimului liber al SLEM-B, în concret ca soluţie a unei probleme (liniar-patratice) de stabilizare optimală după un indice de calitate integral patratic (pct. 5.4.1);

(ii) proiectarea lui $\underline{K}$ în condiţii de optimizare a regimurilor forţate (pct. 5.4.2);

(iii) elaborarea unei metodologii de proiectare a lui $\underline{K}$ valabilă pentru cazurile complexe în care, în acord cu cele precizate în capitolul 4, se impune atît optimizarea regimului liber cît şi a regimurilor forţate (pct. 5.4.3).

Intrucît mărimea $\dot{Z}_\delta$ se consideră nemăsurabilă, implementarea legii de comandă definită de $\underline{K}$ se poate face numai printr-un observator de funcţională liniară de stare (OFLS). Calculul acestuia revine la soluţionarea unei a doua probleme de alocare dezvoltată la pct. 5.5.

Principalul scop urmărit îl constituie proiectarea unor OFLS independenți de valorile parametrilor sistemului observat, în cazul de față SES-1L. Astfel la pct. 5.5.3. se obține o clasă de OFLS de ordinul II ce satisfac acest deziderat, iar la pct. 5.5.4. se stabilește un OFLS de ordinul I cu parametrii, deasemenea, independenți de parametrii SES-1L, numit „OFLS-varianta II". In particular OFLS de ordinul II conduc la observatorul utilizat de firma MBB pe VPM de tip KOMET. El este denumit în lucrare „OFLS-varianta MBB", în literatură neexistînd nici o indicație privind modul în care a fost obținut. SLEM-1L cu OFLS-varianta MBB și SLEM-1L cu OFLS-varianta II sînt denumite în lucrare „SLEM-1L-varianta MBB", respectiv „SLEM-1L-varianta II".

SLEM-1L astfel realizate prezintă dezavantajul de a nu asigura compensarea efectului mărimilor de perturbație F_e și Z_s cari acționează asupra lor. Sinteza și proiectarea SLEM-1L cu compensarea perturbațiilor, dezvoltată în cadrul pct. 5.6., comportă rezolvarea unor noi probleme de alocare. Principiul de construcție a blocurilor de compensare a perturbațiilor constă în realizarea etajată, în cascadă, a acestora, fiecare etaj construindu-se în vederea compensării unei singure mărimi perturbatoare și calculîndu-se considerînd ca punct de plecare etajul inferior alcătuit dintr-un SLEM-1L stabilizat, fără compensare sau prevăzut cu compensarea altor mărimi de perturbație. Pe baza acestui principiu se obțin:

- la pct.5.6.2.1. un SLEM-1L capabil să compenseze variații ale forței exterioare modelate prin sistemul auxiliar (4.38),
- la pct. 5.6.2.2. un SLEM-1L capabil să compenseze variații ale forței exterioare modelate prin sistemul auxiliar (4.36),
- la pct. 5.6.3. un OFLS care, în funcție de aspectul matricilor componente, poate să asigure fie compensarea lui Z_{su}, fie a lui Z_{sp}.

Evident, aceste rezultate nu acoperă decît cîteva dintre variantele de SLEM-1L posibile. Metodele de calcul prezentate permit însă dezvoltarea unui număr mult mai mare de variante de sisteme, cu două sau cu trei etaje de compensare.

Problemele de analiză, sinteză și proiectare definite și soluționate în acest capitol furnizează toate elementele necesare pentru proiectarea algoritmică a sistemului cu levitație electromagnetică al vehiculelor pe pernă magnetică, în diverse variante, de diferite grade de complexitate, toate bazate pe stabilizarea SES-1L prin reacție după întrefier, viteza de variație a întrefierului și accelerația absolută de deplasare pe verticală a electromagnetului.

5.2. Analiza sistemului cu levitaţie electromagnetică de bază.

5.2.1. Ecuaţiile SLEM-B.

Conform celor menţionate la pct.5.1. prin SLEM-B al schemelor de reglare cu reacţie după vectorul de stare $\underline{X}_1$ se înţelege SLEM-1L rezultat prin stabilizarea SES-1L conform legii de reglare

$$U_a(t) = K_p Z_\delta(t) + K_v \dot{Z}_\delta(t) + K_a \ddot{Z}_m(t) + \tilde{Z}_\delta(t) = \underline{K}^T \underline{X}_1(t) + \tilde{Z}_\delta(t), \qquad (5.1)$$

schema bloc avînd aspectul din fig. 5.1.

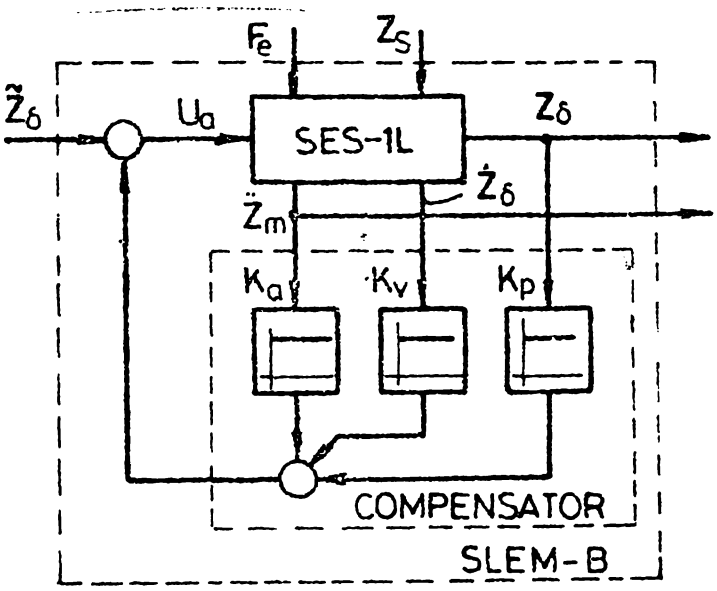


Fig. 5.1. Schema bloc a SLEM-B.

Posibilitatea de proiectare a compensatorului

$$\underline{K} = \left[K_p \; K_v \; K_a\right]^T \qquad (5.2)$$

este garantată de controlabilitatea SES-1L (v. pct.2.1.2.2), sistem ale cărui ecuaţii de stare (v.ec.(2.19) şi tabelul 2.1. pentru $\underline{X} = \underline{X}_1$) sînt redate de ec.(5.3) în care K_{po}, K_{vo}, K_{ao} şi b - de expresii (3.28) şi (3.29) - împreună cu b_{p1} şi b_{p2} - de expresii (5.4) - sînt parametrii derivaţi ai SES-1L.

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -bK_{po} & -bK_{vo} & bK_{ao} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} U_a + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ b_{p1} & b_{p2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \qquad (5.3)$$

$$b_{p1} = \frac{1}{MT} \quad ; \quad b_{p2} = \frac{1}{M} \;. \qquad (5.4)$$

Pe baza celor precizate în cap.4. ieşirile de apreciere ale unui SLEM-1L sînt Z_δ şi $\ddot{Z}_m$. Ca urmare MM-ISI al SLEM-B rezultat din ecuaţiile de mai sus este:

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -b(K_{po}-K_p) & -b(K_{vo}-K_v) & b(K_{ao}+K_a) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ b_{p1} & b_{p2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \qquad (5.5.1)$$

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} . \qquad (5.5.2)$$

Ecuaţia caracteristică a acestui sistem este:

$$\Delta(s) = s^3 - b(K_a+K_{ao})s^2 - b(K_v-K_{vo})s - b(K_p-K_{po}) = 0. \qquad (5.6)$$

Scriind polinomul caracteristic sub forma:

$$\Delta(s) = (s+\omega_1)(s^2+2d\omega_o s+\omega_o^2) \quad , \qquad (5.7)$$

polii SLEM-B sînt:

$$p_1 = -\omega_1 \quad , \quad p_{2,3} = -d\omega_o \pm j\omega_o\sqrt{1-d^2} \quad , \quad 0 < d < 1 \;. \qquad (5.8)$$

In mod obişnuit $p_{2,3}$ sînt polii dominanţi ai SLEM-B iar p_1 este polul îndepărtat. Pulsaţia ω_o este pulsaţia proprie a SLEM-B, iar d amortizarea acestuia.

Pentru analiza SLEM-B, în afara MM-ISI (5.5), se utilizează şi MM-II (5.9) scris în domeniul operaţional:

$$\begin{bmatrix} Z_\delta(s) \\ \tilde{Z}_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{b}{\Delta(s)} \\ \dfrac{bs^2}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta(s) + \begin{bmatrix} \dfrac{1+Ts}{MT\,\Delta(s)} & -\dfrac{s-b(K_{ao}+K_a)}{\Delta(s)} \\ \dfrac{s^2(1+Ts)}{MT\,\Delta(s)} & \dfrac{b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e(s) \\ \tilde{Z}_s(s) \end{bmatrix} \tag{5.9}$$

La stabilirea lui s-a avut în vedere că:

$$\dot{F}_e(t) \circ\!\!-\!\!\bullet\ sF_e(s) - F_e(0_+)\ ,\quad \dot{\tilde{Z}}_m(t) \circ\!\!-\!\!\bullet\ s\tilde{Z}_m(s) - \tilde{Z}_m(0_+), \tag{5.10}$$

precum şi faptul că, la fel ca şi în cazul SES-1L, între condiţiile iniţiale există relaţia:

$$\dot{\tilde{Z}}_m(0_+) = F_e(0_+) / M\ . \tag{5.11}$$

La calculul proceselor tranzitorii ale SLEM-1L, prin integrarea ec.(5. sau a altor ecuaţii similare care apar la punctele următoare, condiţia iniţială (5.11) nu trebuie omisă. Un astfel de caz apare, spre exemplu atunci cînd $F_e(t)$ variază ca în fig.4.10.a.

5.2.2. Aspecte referitoare la performanţele SLEM-B în raport cu mărimile de intrare.

5.2.2.1. Aspecte referitoare la performanţele SLEM-B în raport cu $\tilde{Z}_\delta$.

Conform rel.(5.9) comportarea SLEM-B în raport cu mărimea de conducere $\tilde{Z}_\delta$ este caracterizată de f.d.t.:

$$G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s) = \frac{b}{\Delta(s)}\quad ;\quad G_{\tilde{Z}_\delta \tilde{Z}_m}(s) = \frac{bs^2}{\Delta(s)}\ . \tag{5.12}$$

D.p.d.v. al aterizării sau decolării unui VPM este important procesul tranzitoriu determinat de o variaţie $\tilde{Z}_\delta(t)$ de forma (4.4) sau (5.59) (v. pct.5.2.3.1.3). Cu toate acestea, privind performanţele în raport cu mărimea de conducere se consideră edificator răspunsul indicial:

$$h_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(t) \circ\!\!-\!\!\bullet\ H_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s) = \frac{1}{s}\,\frac{b}{\Delta(s)}\ . \tag{5.13}$$

Aceasta se datorează următoarelor motive:

(i) Indicii de calitate empirici definiţi în răspunsul indicial pot fi determinaţi simplu şi utilizaţi pentru proiectarea compensatorului K.

(ii) Excitarea SLEM-B cu semnalul $\tilde{Z}_\delta(t) = u_{-1}(t)$ determină o solicitare mai dură, acoperitoare, a sistemului decît comenzile de tipul (4.4) sau (5.59).

(iii) Determinarea corectă a parametrilor φ şi μ ai acestor comenzi în vederea asigurării caracteristicii de ridicare-coborîre din fig.

4.1.a se bazează pe cunoaşterea răspunsului indicial.

(iv) Intrucît conform rel.(5.12)

$$h_{\tilde{Z}_\delta \ddot{Z}_m}(t) = \ddot{h}_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(t) \quad , \tag{5.14}$$

răspunsul indicial face posibilă aproximarea valorii maxime a acceleraţiei $\ddot{Z}_m(t)$ pentru acest proces (s-a notat $h_{\tilde{Z}_\delta \ddot{Z}_m}(t) \circ\!\!-\!\!\bullet \frac{1}{s} G_{\tilde{Z}_\delta \ddot{Z}_m}$).

In continuare se procedează la o analiză de detaliu a acestor aspecte.

(i) Avînd în vedere că SLEM-B (5.5) este stabil, f.d.t. $G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s)$ caracterizează un sistem liniar de ordinul III, fără anticipare, stabil şi subamortizat, avînd caracteristicile de performanţă prezentate în anexa IV - fig.IV-2. Pentru utilizarea lor $G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s)$ se scrie, în prealabil, sub forma:

$$G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(s) = -\frac{1}{K_p - K_{po}} \; \frac{\omega_1 \omega_o^2}{(s+\omega_1)(s^2+2d\,\omega_o s+\omega_o^2)} \; . \tag{5.15}$$

Coeficientul de transfer $-1/(K_p - K_{po}) < 0$, indică un sistem cu fază neminimă, ceea ce se explică prin faptul că la mărirea lui $\tilde{Z}_\delta$ forţa F creşte, rezultînd reducerea valorii întrefierului Z_δ.

Utilizarea indicilor σ_1, t_1 şi/sau t_r pentru proiectarea lui $\underline{K}$ se face prin impunerea unor restricţii de forma:

$$\sigma_1 \leq \sigma_{1\,lim} \; , \quad t_1 \leqslant t_{1\,lim} \; , \quad t_r \leqslant t_{r\,lim} \; , \tag{5.16}$$

unde $\sigma_{1\,lim}$, $t_{1\,lim}$ şi $t_{r\,lim}$ sînt performanţe limită admise, adoptate de proiectant.

(ii) Faptul că $\tilde{Z}_\delta(t) = u_{-1}(t)$ constituie o solicitare mai puternică decît cele caracterizate printr-o funcţie continuă la momentul t = 0 este cunoscut din teoria reglării automate [57,52]. Asigurîndu-se prin proiectare condiţii de forma (5.16) există certitudinea că valorile lui $\sigma_{1\,lim}$, $t_{1\,lim}$ şi $t_{r\,lim}$ nu vor fi depăşite la comenzi de tipul (4.4) sau (5.59).

(iii) Odată stabilit $\underline{K}$ polii (5.8) sînt cunoscuţi. Asigurarea caracteristicii de ridicare-coborîre din fig. 4.1., prin comenzi de tipul (4.4) sau (5.59) impune practic urmărirea comenzii de către SLEM-B. Aceasta se realizează corespunzător dacă:

$$\frac{1}{\mu} \geqslant \frac{4}{d\,\omega_o} \; . \tag{5.17}$$

Rel.(5.17) se bazează pe de-o parte pe faptul că orice regim liber este practic amortizat într-un interval de timp egal cu de patru ori cea mai mare constantă de timp [164], iar pe de altă parte pe faptul că $\frac{1}{\mu}$ reprezintă cea mai mică constantă de timp din comenzile menţionate. Rezultatele din cap.7 confirmă valabilitatea acestei ipoteze.

(iv) Din rel.(IV-2) şi rel.(5.14) se obţine:

$$h_{\tilde{Z}_\delta \tilde{Z}_m}(t) = -\frac{\omega_1^2}{\beta^2-2d\beta+1}e^{-\omega_1 t} + \frac{\beta\omega_0^2(2d^2-1)^2}{\sqrt{1-d^2}\sqrt{\beta^2-2d\beta+1}}e^{-d\omega_0 t}\sin\left(\sqrt{1-d^2}\,\omega_0 t-\delta\right)$$

în care

$$\delta = \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-d^2}}{-d} + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-d^2}}{\beta-d} + \operatorname{arctg}\frac{\sqrt{1-d^2}}{d-0{,}5/d}\ .$$

Este uşor de observat că un majorant al valorii maxime a lui $h_{\tilde{Z}_\delta \tilde{Z}_m}(t)$ este coeficientul constant al celui de-al doilea termen. Ca urmare, la o variaţie în treaptă a întrefierului prescris cu $\Delta\tilde{Z}_\delta$ rezultă:

$$\max\{\Delta\tilde{Z}_m(t)\} \leqslant \frac{\beta\,\omega_0^2(2d^2-1)^2}{\sqrt{1-d^2}\sqrt{\beta^2-2d\beta+1}}\Delta\tilde{Z}_\delta =: \mathcal{M}_{\tilde{Z}_m},\quad \beta=\frac{\omega_1}{\omega_0}\ .$$

Întrucît din considerente de confort $\tilde{Z}_m \leqslant 1\ \mathrm{m\,sec^{-2}}$, rezultă $\mathcal{M}_{\tilde{Z}_m} \leqslant 1$, iar ca urmare amplitudinea maxim admisibilă de variaţie în treaptă a mărimii de conducere, care nu perturbează confortul, este:

$$\Delta\tilde{Z}_\delta \leqslant \frac{\sqrt{1-d^2}\ \sqrt{1-2d\frac{\omega_0}{\omega_1}+\frac{\omega_0^2}{\omega_1^2}}}{\omega_0\omega_1\ (2d^2-1)^2}\ . \qquad (5.18)$$

5.2.2.2. Aspecte referitoare la performanţele SLEM-B în raport cu F_e.

Conform rel.(5.9) comportarea SLEM-B în raport cu forţa exterioară F_e este caracterizată de f.d.t.:

$$G_{F_e Z_\delta}(s) = \frac{1+Ts}{MT\,\Delta(s)}\ ;\qquad G_{F_e \ddot{Z}_m}(s) = \frac{s^2(1+Ts)}{MT\,\Delta(s)}\ . \qquad (5.19)$$

Din motive similare cu cele de la pct.5.2.2.1. şi în raport cu F_e se consideră semnificativi indicii de calitate empirici definiţi în răspunsul indicial (v. şi pct.4.3.3):

$$h_{F_e Z_\delta}(t) \circ\!\!-\!\!\circ\ H_{F_e Z_\delta}(s) = \frac{1}{s}\,\frac{1+Ts}{MT\,\Delta(s)}\ . \qquad (5.20)$$

F.d.t. $G_{FeZ_\delta}(s)$ corespunde unui sistem liniar de ordinul III, cu anticipare de ordinul I, stabil şi subamortizat. Pentru astfel de sisteme indicii de calitate empirici se pot calcula prin procedura prezentată în [72], la care se fac referiri şi în cazul IV-2 din anexa IV.

Pentru proiectarea compensatorului, asemănător condiţiilor (5.16) referitoare la $h_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(t)$, d.p.d.v. al lui $h_{FeZ_\delta}(t)$ se pot impune restricţiile:

$$(1+\sigma_{1\,Fe})\,\gamma_{Fe} < \frac{\Delta Z_{\delta Fe}}{\Delta F_e}\ ;\qquad t_{r\,Fe} \leqslant t_{r\,Fe\,lim}\ . \qquad (5.21)$$

S-a notat cu $\Delta Z_{\delta Fe}$ variaţia maxim admisibilă a întrefierului în raport cu forţa exterioară, cu ΔF_e variaţia lui F_e pentru cazul considerat, iar cu

$$\gamma_{Fe} = \frac{K_{ao}}{M(K_p-K_{po})} \qquad (5.22)$$

statismul SLEM-B în raport cu F_e (Fig.5.2). Aspectul diferit al primei condiţii (5.21) faţă de prima condiţie (5.16) se explică prin faptul că modificarea lui Z_δ sub acţiunea lui F_e constituie un efect nedorit, perturbator, pe cînd modificarea lui Z_δ sub acţiunea lui $\tilde{Z}_\delta$ exprimă un efect dorit, corespunzător procesului de conducere. Reducerea statismului γ_{Fe} în vederea asigurării condiţiei (5.21) este posibilă prin mărirea amplificării K_p. Simultan se reduce însă şi coeficientul de transfer în raport cu mărimea de conducere din rel. (5.15).

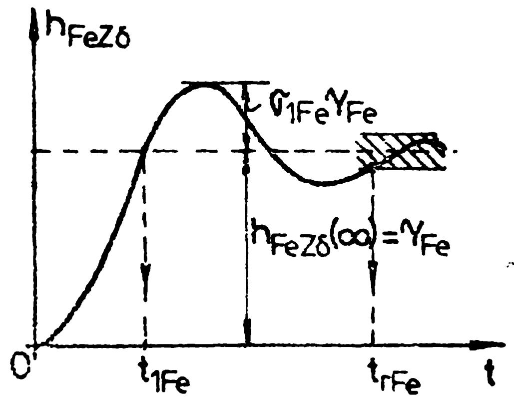


Fig. 5.2. Răspunsul indicial al SLEM-B în raport cu forţa exterioară.

Comportarea SLEM-B la variaţii oarecari ale lui F_e poate fi apreciată în principiu cu ajutorul c.a-p.s. din fig.5.3. Ele corespund f.d.t.:

$$\tilde{G}_{FeZ\delta}(s) = \frac{1}{\gamma_{Fe}} G_{FeZ\delta}(s) = \frac{\omega_0^2\omega_1(1+sT)}{(s^2+2d\,\omega_0 s+\omega_0^2)(s+\omega_1)} \,.$$

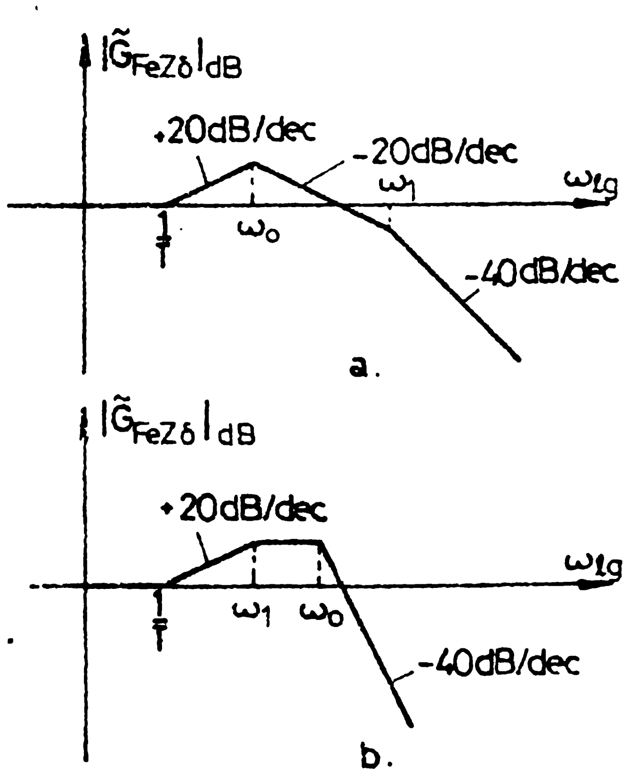


Fig. 5.3. Aluri posibile pentru c.a-p.s. a SLEM-B în raport cu F_e (a: $\omega_0<\omega_1$; b: $\omega_0>\omega_1$).

După cum $\omega_0<\omega_1$ sau $\omega_0>\omega_1$ sînt posibile două aluri, caracterizate prin lăţimi de bandă de valori diferite. In cazul unui γ_{Fe} de valoare redusă $\underline{K}$ se proiectează astfel încît să se asigure o bună amortizare:

$$d \geqslant 0{,}5 \quad . \qquad (5.23)$$

In cazul unor valori mari pentru γ_{Fe} o calitate corespunzătoare se asigură impunînd, alături de (5.23) şi limitarea superioară a valorii raportului ω_0 / T^{-1}. In cazul VPM se mai cere ca valoarea lui ω_0 să fie diferită de frecvenţele de rezonanţă mecanică ale vehiculului. Se apreciază că, în general, prin proiectare se ajunge la o caracteristică $|\tilde{G}_{FeZ\delta}|_{dB}$ de forma celei din fig.5.3.a.

5.2.2.3. Aspecte referitoare la performanţele SLEM-B în raport cu Z_s.

Potrivit rel.(5.9), comportarea SLEM-B în raport cu mărimea Z_s, ca şi în raport cu componentele acesteia, poate fi apreciată folosind f.d.t.:

$$G_{Z_sZ_\delta}(s) = -\frac{s-b(K_a+K_{ao})}{\Delta(s)}\;;\quad G_{Z_s\tilde{Z}_m}(s) = -\frac{b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)}{\Delta(s)} . \qquad (5.24)$$

Performanţele impuse în raport cu cele două componente fiind diferite ca de altfel şi metodele de calcul utilizate, dezvoltarea aspectelor se face separat.

5.2.2.3.1. Neregularităţile de categoria I-a: Z_{su}.

Pentru $\ddot{Z}_{su}(t)$ se consideră semnificative variaţiile în lungul arcelor de tranziţie redate de curba 1 din fig. 4.9.b, aproximată suficient de bine de caracteristica 2 (v.pct.4.2.2.2). In cazul ideal întrefierul ar trebui să fie insensibil la o astfel de modificare, iar acceleraţia $\ddot{Z}_m$ ar trebui să o reproducă fără abateri. In realitate, aceste performanţe ideale sînt irealizabile datorită caracterului inerţial-oscilant -derivativ al proceselor de transfer $\ddot{Z}_s \longrightarrow Z_\delta$ şi $\ddot{Z}_s \longrightarrow \ddot{Z}_m$, caracter redat şi de aspectul f.d.t. (5.24).

Astfel, privind transferul $\ddot{Z}_{su} \longrightarrow Z_\delta$ este de remarcat componenta proporţională a acestuia, respectiv coeficientul de transfer

$$\gamma_{\ddot{Z}_s} = - \frac{K_a+K_{ao}}{K_p-K_{po}} \quad , \tag{5.25}$$

datorită căruia în regim staţionar proporţional, în cazul caracteristicii 2 rezultă

$$Z_\delta(t) \approx Z_{\delta u}(t) = \gamma_{\ddot{Z}_s}\left[t - \frac{1}{b(K_a+K_{ao})} - \frac{K_v-K_{vo}}{K_p-K_{po}}\right]\frac{v^2/R_{min}}{t_1} \;, \quad t \in [t_r^*,\ t_1]. \tag{5.26}$$

S-a notat: $t_r^* = \max\{t_r,\ t_{r\ Fe}\}$ şi $t_1 = \ell_t/v$ (notaţiile corespund pct. 4.2.2.2). Modificarea $Z_{\delta u}(t)$ a întrefierului fiind nedorită, ca performanţă se impune limitarea ei superioară la momentul $t = t_1$:

$$|Z_{\delta u}(t_1)| \leqslant Z_{\delta u\ lim} \quad . \tag{5.27}$$

Se apreciază că o limită potrivită este

$$Z_{\delta u\ lim} = 0{,}25\ Z_{\delta o} \quad . \tag{5.28}$$

Privind transferul $\ddot{Z}_{su} \longrightarrow \ddot{Z}_m$, din expresia f.d.t. $G_{\ddot{Z}_s\ddot{Z}_m}(s)$ rezultă că în regim staţionar proporţional

$$\ddot{Z}_m(t) \approx \ddot{Z}_{su}(t) \quad , \quad t \in [t_r^*,\ t_1] \ , \tag{5.29}$$

ceea ce corespunde teoretic cazului ideal. Potrivit celor prezentate la pct. 4.2.2.2. valorile lui $\ddot{Z}_{su}(t)$ asigură un confort de călătorie corespunzător.

5.2.2.3.2. Neregularităţile de categoria a II-a: Z_{sp}.

1. Cazul considerării lui $Z_{sp}(t)$ ca semnal aleator a fost tratat în general la pct.4.2.2.1.1. In continuare se particularizează relaţiile generale obţinute în paragraful menţionat şi se analizează aceste rezultate în ideea utilizării lor pentru proiectarea compensatorului.

(i) D.p.d.v. funcţional abaterea medie patratică a întrefierului $\overline{Z_\delta^2}$, calculabilă cu rel.(4.9), împreună cu valoarea nominală $Z_{\delta o}$ a acestuia trebuie să satisfacă rel.(4.13), relaţie utilizabilă pentru verificarea adoptării corecte a lui $Z_{\delta o}$. In acest scop este necesară stabilirea unei expresii de calcul pentru $\sigma_{Z_\delta}=\sqrt{\bar{Z}_\delta^2}$, valabilă pentru SLEM-B. O astfel de expresie se poate obţine cu ajutorul egalităţii lui Parceval:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f^2(t)\,dt = \frac{1}{2\pi j}\int_{-j\infty}^{j\infty} F(s)\,F(-s)\,ds \quad , \quad s = j\omega \,, \tag{5.30}$$

dacă d.s.p. $S_{Z_\delta Z_\delta}(\omega)$ - care reprezintă integrantul din rel.(4.9) - se poate scrie sub forma

$$S_{Z_\delta Z_\delta}(\omega) = \left|F(j\omega)\right|^2 = F(s)F(-s)\Big|_{s=j\omega} \;, \tag{5.31}$$

$f(t) \circ\!\!-\!\!\bullet F(s)$ şi $f^2(t)$ fiind funcţii absolut integrabile. Dacă în plus $F(s)$ este o funcţie raţională de variabilă s, cu numărătorul de grad mai mic decît numitorul, atunci integrala se poate exprima numai în funcţie de coeficienţii care apar în expresia lui $F(s)$ [181,92,34, 24,25,52]. Această observaţie este valabilă pentru cazul de faţă întrucît - din rel.(4.10), (4.6) şi relaţia de legătură

$$G_{Z_s Z_\delta}(s): = \frac{Z_\delta(s)}{Z_s(s)} = s^2\frac{Z_\delta(s)}{\ddot{Z}_s(s)} = s^2\, G_{\ddot{Z}_s Z_\delta}(s) \tag{5.32}$$

se deduce

$$S_{Z_\delta Z_\delta}(\omega) = \alpha\cdot v\left|\omega\, G_{\ddot{Z}_s Z_\delta}(j\omega)\right|^2 . \tag{5.33}$$

Identificînd acest rezultat cu rel.(5.31) se obţine:

$$F(s) = \sqrt{\alpha v}\; s\; G_{\ddot{Z}_s Z_\delta}(s) = \sqrt{\alpha v}\;\frac{-s^2+b(K_a+K_{ao})s}{\Delta(s)} \quad , \tag{5.34}$$

iar folosind relaţiile din bibliografia menţionată rezultă:

$$\sigma_{Z_\delta} = \sqrt{\frac{1 - b(K_a+K_{ao})^2/(K_v-K_{vo})}{b^2(K_a+K_{ao})(K_v-K_{vo})+b(K_p-K_{po})}\cdot\alpha\cdot v} \;. \tag{5.35}$$

Rel.(4.13) cu σ_{Z_δ} astfel determinat poate fi utilizată şi ca restricţie de proiectare a compensatorului $\underline{K}$. Se face observaţia că reducerea vitezei v constituie un mijloc de a asigura această condiţie şi totodată şi condiţia (5.27).

(ii) Criteriile de apreciere a confortului de călătorie au fost prezentate la pct.4.2.2.1.3 pct.(I). In principiu, pentru viteze de croazieră $v > 100$ km/h confortul de călătorie este nesatisfăcător, în sensul că la astfel de viteze suspensia magnetică, singură, nu poate asigura un confort corespunzător, fiind necesar un sistem de suspensie secundar. Fiecare din cele două mijloace de apreciere precizate la pct.4.2.2.1.1. (menţiunea (ii)) conduce la o decizie corectă în ceea ce priveşte necesitatea unui astfel de sistem şi calităţile pe care acesta trebuie să le prezinte.

Primul mijloc constă în utilizarea caracteristicii (4.14) . Pentru construcţia ei se va utiliza relaţia:

$$S_{\tilde{Z}_m\tilde{Z}_m}(\omega) = \alpha v|\omega G_{\tilde{Z}_s\tilde{Z}_m}(\omega)|^2 \qquad (5.36)$$

dedusă asemănător rel.(5.33), $G_{\tilde{Z}_s\tilde{Z}_m}(s)$ avînd expresia (5.24). Confortul se consideră corespunzător atunci cînd $S_{\tilde{Z}m\tilde{Z}m}(\omega) \leq \tilde{S}_{\tilde{Z}m\tilde{Z}m}(\omega), (\forall)\omega$.

Al doilea mijloc constă în utilizarea indicelui de disconfort DI definit prin rel.(4.16). El se poate calcula folosind rel.(5.36) şi rel.(4.17).

Condiţiile menţionate la pct.4.2.2.1. cu privire la confortul de călătorie fiind foarte restrictive, iar pe de altă parte existînd posibilitatea utilizării unei suspensii secundare, ele nu se consideră ca făcînd parte din categoria restricţiilor de proiectare a lui K.

2. Cazul considerării lui $Z_{sp}(t)$ ca semnal determinist a fost analizat în general la pct.4.2.2.1.2. Se urmăresc aceleaşi aspecte ca şi în cazul anterior.

(i) Verificarea valorii nominale a întrefierului $Z_{\delta o}$ se face cu rel.(4.21) în care $G_{ZsZ\delta}(s)$ se calculează cu rel.(5.32). Avînd în vedere că maximul lui $|G_{ZsZ\delta}(j2\pi f)|\frac{\beta\sqrt{2}}{f}$ se obţine practic pentru $f = f_o = \frac{\omega_o}{2\pi}$ (ω_o conform rel.(5.8)), se consideră suficientă verificarea rel.(4.21) numai pentru această frecvenţă. Din aceleşi p.d.v. rezultă ca necesară proiectarea lui K de aşa manieră încît $\omega_o \neq \omega_s$, unde ω_s este pulsaţia (4.23') datorată arcuirii şinei de suspensie sub propria-i greutate.

(ii) Aprecierea confortului de călătorie se face comparînd caracteristica

$$\tilde{Z}_{m\ ef}(f) = |G_{Zs\tilde{Z}m}(j2\pi f)|Z_{s\ ef} = 2\pi\beta|sG_{\tilde{Z}s\tilde{Z}m}(s)|_{s=j\omega} \qquad (5.37)$$

cu una din caracteristicile etalon $\tilde{Z}_{m\ ef}(f)$ menţionate la punctele 4.2.2.1.2. şi 4.2.2.1.3.

Aşa cum s-a menţionat la pct.4.2.2.1.2., comportarea lui SLEM-B faţă de variaţii deterministe ale lui Z_{sp} poate fi apreciată în principiu cu ajutorul c.a-p. $|G_{ZsZm}|_{dB}$. Intrucît

$$G_{Z_sZ_m}(s) = G_{\tilde{Z}_s\tilde{Z}_m}(s) = -b(K_p-K_{po})\,\frac{1 + \frac{K_{vo}-K_v}{K_{po}-K_p}\,s}{\Delta(s)}\ , \qquad (5.38)$$

caracteristica $|G_{ZsZm}|_{dB}$ va avea acelaşi aspect cu caracteristica $|G_{F_eZ\delta}|_{dB}$ din fig.5.3. Se observă că pentru $\omega > \max\{\omega_o, \omega_1\}$, $|G_{ZsZm}|_{dB}$ are panta de -40 dB/dec. Intrucît pentru un confort corespunzător se cere o pantă de cel mult -30 dB/dec. pentru $f > 1$ Hz, observaţia anterioară nu conduce la un rezultat satisfăcător întrucît, în mod obişnuit, $\max\{\omega_o, \omega_1\} > 2\pi$ rad/sec. Prin urmare şi pe această cale rezultă necesitatea sistemului secundar de suspensie.

3. <u>Cazul „perturbației $Z_{sp}(t)$ complete"</u>. Verificarea întrefierului nominal și a confortului de călătorie se face conform precizărilor de la pct.4.2.2.1.3. utilizînd relațiile particulare corespunzătoare SLEM-B; precizate mai sus la pct. 1 și pct. 2.

5.2.3. Sensibilitatea SLEM-B.

Studiul sensibilității SLEM-B are ca scop stabilirea modului în care variația diverșilor parametrii influențează comportarea sistemului. Problema este abordată în continuare prin intermediul a două metode ale căror rezultate se completează reciproc. Astfel la pct.5.2.3.1. studiul se întreprinde cu ajutorul modelelor de sensibilitate, iar la pct.5.2.3.2. cu ajutorul locului rădăcinilor. In fiecare caz se iau în considerație cei opt parametrii din rel.(5.41).

5.2.3.1. Analiza sensibilității SLEM-B cu ajutorul modelelor de sensibilitate.

Problema analizei sensibilității sistemelor liniare continue, invariante în timp, cu ajutorul modelelor de sensibilitate a fost rezumată în anexa VII. S-a considerat utilă prezentarea unei astfel de sinteze pe de-o parte datorită faptului că în literatura de specialitate, de limbă română, problema este tratată foarte puțin, iar pe de altă parte datorită necesității de a construi o punte de legătură între relațiile pe care se bazează acest paragraf și relațiile dezvoltate în paragrafele anterioare.

5.2.3.1.1. Modelele de sensibilitate ale SLEM-B.

Variabilele de ieșire ale SLEM-B fiind și variabile de stare, modelul de sensibilitate al sistemului (5.5) în raport cu un parametru oarecare α_j se reduce la ec.(5.39), care au rezultat particularizînd ec.(VII-5) pentru cazul ec.(5.5-1):

$$\begin{bmatrix} \lambda^{\alpha_j}_{Z_\delta} \\ \lambda^{\alpha_j}_{\dot{Z}} \\ \lambda^{\alpha_j}_{\ddot{Z}_m} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -b(K_{po}-K_p) & -b(K_{vo}-K_v) & b(K_{ao}+K_a) \end{bmatrix}_o \begin{bmatrix} \lambda^{\alpha_j}_{Z} \\ \lambda^{\alpha_j}_{\dot{Z}} \\ \lambda^{\alpha_j}_{\ddot{Z}_m} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ a_1^{\alpha_j} & a_2^{\alpha_j} & a_3^{\alpha_j} \end{bmatrix}_o \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b^{\alpha_j} \end{bmatrix}_o \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ b_{p1}^{\alpha_j} & b_{p2}^{\alpha_j} & 0 \end{bmatrix}_o \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} . \qquad (5.39)$$

In ec.(5.39) notația α_j s-a utilizat ca indice superior, coeficienții noi introduși avînd semnificația următoarelor derivate în raport cu parametrul α_j:

$$a_1^{\alpha_j} = -\frac{d}{d\alpha_j}\left[b(K_{pa}-K_p)\right]; \quad a_2^{\alpha_j} = -\frac{d}{d\alpha_j}\left[b(K_{vo}-K_v)\right]; \quad a_3^{\alpha_j} = \frac{d}{d\alpha_j}\left[b(K_{ao}+K_a)\right]; \qquad (5.40\text{-}1)$$

$$b^{\alpha_j} = \frac{db}{d\alpha_j} \quad ; \quad b_{p1}^{\alpha_j} = \frac{d}{d\alpha_j}\left(\frac{1}{MT}\right) \quad ; \quad b_{p2}^{\alpha_j} = \frac{d}{d\alpha_j}\left(\frac{1}{M}\right) \quad . \tag{5.40-2}$$

Indicele „o" pus în dreptul fiecărei matrici de coeficienţi din ec. (5.39), jos la dreapta, arată că elementele matricilor sînt calculate pentru valorile nominale ale parametrilor în raport cu care se studiază sensibilitatea sistemului.

Din analiza structurii coeficienţilor ec.(5.5.-1) a rezultat că mărimile în raport cu care este util să se studieze sensibilitatea SLEM-B, adică mărimile care se pot considera ca parametrii α_j sînt de două categorii:

(i) mărimi care definesc punctul de funcţionare nominal al SES-1L: $Z_{\delta o}$ - întrefierul nominal; M - masa nominală; R - rezistenţa bobinei de excitaţie; F_{eo} - componenta statică a forţei exterioare; μ_{Fe} - permeabilitatea magnetică;

(ii) parametrii compensatorului de stabilizare: K_p, K_v, K_a.

In consecinţă vectorul parametrilor considerat pentru studiul sensibilităţii este:

$$\underline{\alpha} = [Z_{\delta o}, M, R, F_{eo}, \mu_{Fe}, K_p, K_v, K_a]^T \quad . \tag{5.41}$$

Pentru un SLEM-B dat parametrii M, F_{eo}, K_p, K_v şi K_a sînt independenţi. Ceilalţi trei sînt, practic, dependenţi de primii. Intrucît aceste dependenţe sînt dificil de evaluat valoric, în continuare se presupun independente toate componentele vectorului $\underline{\alpha}$, recomandîndu-se corelarea variaţiilor acestora, cuprinse în vectorul $\underline{\Delta\alpha}$, atît ca semn cît şi ca ordin de mărime:

$$\underline{\Delta\alpha} = [\Delta Z_{\delta o}, \Delta M, \Delta R, \Delta F_{eo}, \Delta\mu_{Fe}, \Delta K_p, \Delta K_v, \Delta K_a]^T \quad . \tag{5.42}$$

Conform rel.(VII-3), traiectoriile de stare adevărate $Z_\delta(t, \underline{\alpha}_o+\underline{\Delta\alpha})$, $\dot{Z}_\delta(t, \underline{\alpha}_o+\underline{\Delta\alpha})$ şi $\ddot{Z}_m(t, \underline{\alpha}_o+\underline{\Delta\alpha})$ corespunzătoare unui regim tranzitoriu cauzat de funcţii de intrare $\tilde{Z}_\delta(t) = \tilde{Z}_\delta^\Delta(t)$, $F_e(t) = F_e^\Delta(t)$ şi $\ddot{Z}_s(t) = \ddot{Z}_s^\Delta(t)$ bine precizate, vor fi aproximate prin traiectoriile de stare $Z_\delta^*(t)$, $\dot{Z}_\delta^*(t)$ şi $\ddot{Z}_m^*(t)$ calculate cu relaţiile:

$$\begin{bmatrix} Z_\delta^*(t) \\ \dot{Z}_\delta^*(t) \\ \ddot{Z}_m^*(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_\delta(t) \\ \dot{Z}_\delta(t) \\ \ddot{Z}_m(t) \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \lambda_{Z_\delta}^{Z_{\delta o}}(t) & \lambda_{Z_\delta}^{M}(t) & \dots & \lambda_{Z_\delta}^{K_v}(t) & \lambda_{Z_\delta}^{K_a}(t) \\ \lambda_{\dot{Z}_\delta}^{Z_{\delta o}}(t) & \lambda_{\dot{Z}_\delta}^{M}(t) & \dots & \lambda_{\dot{Z}_\delta}^{K_v}(t) & \lambda_{\dot{Z}_\delta}^{K_a}(t) \\ \lambda_{\ddot{Z}_m}^{Z_{\delta o}}(t) & \lambda_{\ddot{Z}_m}^{M}(t) & \dots & \lambda_{\ddot{Z}_m}^{K_v}(t) & \lambda_{\ddot{Z}_m}^{K_a}(t) \end{bmatrix}}_{\underline{\lambda}(t,\, \underline{\alpha}_o)} \underline{\Delta\alpha} \quad . \tag{5.43}$$

In această relaţie $Z_\delta(t)$, $\dot{Z}_\delta(t)$, $\ddot{Z}_m(t)$ reprezintă traiectoriile de stare ale sistemului (5.5-1) calculate pentru valorile nominale $\underline{\alpha}_o$ ale parametrilor conţinuţi în $\underline{\alpha}$, deci pentru $\underline{\Delta\alpha} = \underline{0}$, şi pentru funcţiile de intrare $\tilde{Z}_\delta^\Delta(t)$, $F_e^\Delta(t)$ şi $\ddot{Z}_s^\Delta(t)$. Fiecare coloană a matricii $\underline{\lambda}(t, \underline{\alpha}_o)$ conţine funcţiile de sensibilitate ale traiectoriilor de stare ale sistemului (5.5-1), corespunzatoare funcţiilor de intrare $\tilde{Z}_\delta^\Delta(t)$, $F_e^\Delta(t)$

şi $\ddot{Z}_s^{\Delta}(t)$, furnizate de către modelul de sensibilitate (5.39) aferent. Odată determinate funcţiile cuprinse în matricea $\underline{\lambda}(t,\underline{\alpha}_o)$, cu ec.(5.43) se poate stabili în orice moment cît de mare este influenţa diverşilor parametrii α_j asupra regimurilor tranzitorii ale SLEM-B cauzate de funcţiile de intrare $\tilde{Z}_{\delta}^{\Delta}(t)$, $F_e^{\Delta}(t)$, $\ddot{Z}_s^{\Delta}(t)$. Totodată memorînd funcţiile de sensibilitate $\lambda_i^{\alpha_j}(t)$, i= Z_{δ}, $\dot{Z}_{\delta}$ şi $\ddot{Z}_m$, se pot obţine aproximări bune ale traiectoriilor de stare adevărate determinate de $\tilde{Z}_{\delta}^{\Delta}(t)$, $F_e^{\Delta}(t)$ şi $\ddot{Z}_s^{\Delta}(t)$, pentru o gamă largă de variaţii $\underline{\Delta\alpha}$ ale parametrilor din $\underline{\alpha}$, fără a mai fi necesar ca acest sistem să se integreze de fiecare dată pentru funcţiile de intrare menţionate.

Indiferent de parametrul α_j, din ec.(5.39) rezultă că funcţiile de sensibilitate ale traiectoriilor de stare aferente SLEM-B, corespunzătoare unor funcţii de intrare bine precizate, sînt legate prin relaţiile:

$$\lambda_{\ddot{Z}_m}^{\alpha_j}(t) = \dot{\lambda}_{\dot{Z}_{\delta}}^{\alpha_j}(t) = \ddot{\lambda}_{Z_{\delta}}^{\alpha_j}(t) \quad . \tag{5.44}$$

In consecinţă, privitor la rel.(5.43) rezultă:

$$\sum_{\alpha_j} \lambda_{\ddot{Z}_m}^{\alpha_j}(t)\cdot\Delta\alpha_j = \frac{d}{dt}\sum_{\alpha_j}\lambda_{\dot{Z}_{\delta}}^{\alpha_j}(t)\cdot\Delta\alpha_j = \frac{d^2}{dt^2}\sum_{\alpha_j}\lambda_{Z_{\delta}}^{\alpha_j}(t)\cdot\Delta\alpha_j \tag{5.45}$$

Matricea funcţiilor de sensibilitate

$$\underline{\lambda}(t,\underline{\alpha}_o) = \left[\underline{\lambda}^{Z_{\delta o}}(t,\underline{\alpha}_o),\ \underline{\lambda}^{M}(t,\underline{\alpha}_o),\ \underline{\lambda}^{R}(t,\underline{\alpha}_o),\ \underline{\lambda}^{F_{eo}}(t,\underline{\alpha}_o),\ \underline{\lambda}^{\mu_{Fe}}(t,\underline{\alpha}_o),\ \underline{\lambda}^{K_p}(t,\underline{\alpha}_o),\ \underline{\lambda}^{K_v}(t,\underline{\alpha}_o),\ \underline{\lambda}^{K_a}(t,\underline{\alpha}_o)\right] \tag{5.46}$$

care apare în rel.(5.43) se poate obţine fie determinînd separat fiecare $\underline{\lambda}^{\alpha_j}(t,\underline{\alpha}_o)$ prin integrarea pentru fiecare α_j a sistemului (5.47) de ordinul n = 6, fie simultan prin integrarea sistemului (5.48), de ordinul n = 27, rezultat prin particularizarea sistemului (VII-8-1).

$$\begin{bmatrix}\underline{X}_1\\ \underline{\lambda}^{\alpha_j}\end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix}\underline{A} & \underline{0}\\ \underline{A}^{\alpha_j} & \underline{A}\end{bmatrix}_o \begin{bmatrix}\underline{X}_1\\ \underline{\lambda}^{\alpha_j}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\underline{B}_c\\ \underline{B}_c^{\alpha_j}\end{bmatrix}_o \tilde{Z}_{\delta} + \begin{bmatrix}\underline{B}_p\\ \underline{B}_p^{\alpha_j}\end{bmatrix}_o \underline{U}_p \tag{5.47}$$

$$\begin{bmatrix}\underline{X}_1\\ \underline{\lambda}^{Z_{\delta o}}\\ \underline{\lambda}^{M}\\ \underline{\lambda}^{R}\\ \underline{\lambda}^{F_{eo}}\\ \underline{\lambda}^{\mu_{Fe}}\\ \underline{\lambda}^{K_p}\\ \underline{\lambda}^{K_v}\\ \underline{\lambda}^{K_a}\end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix}\underline{A} & \underline{0} & \underline{0}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{Z_{\delta o}} & \underline{A} & \underline{0}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{M} & \underline{0} & \underline{A}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{R} & \underline{0} & \underline{0}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{F_{eo}} & \underline{0} & \underline{0}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{\mu_{Fe}} & \underline{0} & \underline{0}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{K_p} & \underline{0} & \underline{0}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{K_v} & \underline{0} & \underline{0}\cdots\underline{0}\\ \underline{A}^{K_a} & \underline{0} & \underline{0}\cdots\underline{A}\end{bmatrix}_o \begin{bmatrix}\underline{X}_1\\ \underline{\lambda}^{Z_{\delta o}}\\ \underline{\lambda}^{M}\\ \underline{\lambda}^{R}\\ \underline{\lambda}^{F_{eo}}\\ \underline{\lambda}^{\mu_{Fe}}\\ \underline{\lambda}^{K_p}\\ \underline{\lambda}^{K_v}\\ \underline{\lambda}^{K_a}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}\underline{B}_c\\ \underline{B}_c^{Z_{\delta o}}\\ \underline{B}_c^{M}\\ \underline{B}_c^{R}\\ \underline{B}_c^{F_{eo}}\\ \underline{B}_c^{\mu_{Fe}}\\ \underline{B}_c^{K_p}\\ \underline{B}_c^{K_v}\\ \underline{B}_c^{K_a}\end{bmatrix}_o \tilde{Z}_{\delta} + \begin{bmatrix}\underline{B}_p\\ \underline{B}_p^{Z_{\delta o}}\\ \underline{B}_p^{M}\\ \underline{B}_p^{R}\\ \underline{B}_p^{F_{eo}}\\ \underline{B}_p^{\mu_{Fe}}\\ \underline{B}_p^{K_p}\\ \underline{B}_p^{K_v}\\ \underline{B}_p^{K_a}\end{bmatrix}_o \underline{U}_p \tag{5.48}$$

Alături de notaţiile din tabelul 2.1. în sistemele de mai folosit următoarele notații:

$$\underline{\lambda}^{\alpha_j} = \left[\lambda^{\alpha_j}_{Z_\delta} , \ \lambda^{\alpha_j}_{\dot{Z}_\delta} , \ \lambda^{\alpha_j}_{\ddot{Z}_m} \right]^T ;$$

$$\underline{A}^{\alpha_j} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ a_1^{\alpha_j} & a_2^{\alpha_j} & a_3^{\alpha_j} \end{bmatrix} ; \quad \underline{B}_c^{\alpha_j} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b^{\alpha_j} \end{bmatrix} ; \quad \underline{B}_p^{\alpha_j} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ b_{p_1}^{\alpha_j} & b_{p_2}^{\alpha_j} & 0 \end{bmatrix} ; \quad \underline{U}_p = \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix}.$$

5.2.3.1.2. Expresiile coeficienților modelelor de sensibilitate ale SLEM-B.

In continuare se detaliază expresiile coeficienților (5.40) ai modelului de sensibilitate (5.39) pentru fiecare din componentele α_j ale vectorului $\underline{\alpha}$, rel.(5.41). Toate expresiile s-au determinat considerînd că parametrii SES-1L, care intervin în calcule potrivit rel.(3.28) și (3.29) prin intermidiul mărimilor K_{po}, K_{vo}, K_{ao} și b, se calculează cu relațiile din tabelul 3.1., aferente cazului T-3.

1° - In cazul parametrului $Z_{\delta o}$ expresiile coeficienților (5.40) sînt:

$$a_1^{Z_{\delta o}} = b\left[K_{po} - K_p \frac{1}{2+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\right] \cdot \frac{2+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o} \cdot \frac{1}{Z_{\delta o}} ;$$

$$a_2^{Z_{\delta o}} = b\left[K_{vo} - K_v \frac{1}{4+3(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\right] \cdot \frac{4+3(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o} \cdot \frac{1}{Z_{\delta o}} ;$$

$$a_3^{Z_{\delta o}} = b\left[K_{ao} - K_a \frac{1}{1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\right] \cdot \frac{1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o} \cdot \frac{1}{Z_{\delta o}} ; \qquad (5.49)$$

$$b^{Z_{\delta o}} = -b \frac{1/Z_{\delta o}}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o} ; \quad b_{p_1}^{Z_{\delta o}} = \frac{1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o} \cdot \frac{1}{MT} ; \quad b_{p_2}^{Z_{\delta o}} = 0 .$$

2° - In cazul parametrului M expresiile coeficienților (5.40) se determină avînd în vedere că masa M apare în expresiile lui K_{po}, K_{vo}, K_{ao} și b atît explicit, cît și implicit prin intermediul lui K_1, respectiv al lui I_o (v. tab.3-1). Din rel.(3.2), (3.4), (2.6) și relațiile din tab. 3.1 rezultă:

$$I_o = \sqrt{\frac{2Z_{\delta o}(Mg+F_{eo})}{K_4^2 \cdot \tilde{L}_o}} . \qquad (5.50)$$

Se obțin:

$$a_1^M = b\left[K_{po} - K_p(1+0,5\ G/F_{eo})\right] \frac{1}{1+G/F_{eo}} \frac{1}{M} ; \quad b^M = -b \frac{1+0,5G/F_{eo}}{1+G/F_{eo}} \frac{1}{M} ;$$

$$a_2^M = b\left[K_{vo} - K_v(1+0,5\ G/F_{eo})\right] \frac{1}{1+G/F_{eo}} \frac{1}{M} ; \quad b_{p1}^M = -\frac{1}{MT} \frac{1}{M} ; \qquad (5.51\text{-}1)$$

$$a_3^M = -b\ K_a \frac{1+0,5G/F_{eo}}{1+G/F_{eo}} \frac{1}{M} ; \qquad b_{p_2}^M = 0 .$$

In cazul particular $F_{eo} = 0$ prin trecere la limită rezultă:

$$a_1^M = -b\,K_p\,\frac{1}{M}\ ;\quad a_2^M = -\,b\,K_v\,\frac{1}{M}\ ;\quad a_3^M = -\,b\,K_a\,\frac{1}{M}$$
$$b^M = -b\,\frac{1}{M}\ ;\quad b^M_{p_1} = -\frac{1}{MT}\,\frac{1}{M}\ ;\quad b^M_{p_2} = 0\ . \qquad (5.51-2)$$

In relaţiile anterioare $G = Mg$ este greutatea electromagnetului.

3^o- In cazul parametrului R expresiile coeficienţilor (5.40) sînt:

$$a_1^R = 0\ ;\ a_2^R = 0\ ;\ a_3^R = bK_{ao}\frac{1}{R}\ ;\ b^R = 0\ ;\ b^R_{p_1} = \frac{1}{MT}\,\frac{1}{R}\ ;\ b^R_{p_2} = 0. \qquad (5.52)$$

4^o - In cazul parametrului F_{eo} expresiile coeficienţilor (5.40) se obţin avînd în vedere că F_{eo} apare în expresiile lui K_{po}, K_{vo}, K_{ao} şi b implicit, prin intermediul lui K_1, respectiv al lui I_o, corespunzător rel.(5.50). Se obţin:

$$a_1^{F_{eo}} = -b(K_{po}-2K_p)\cdot\frac{1}{1+G/F_{eo}}\cdot\frac{1}{F_{eo}}\ ;\quad b^{F_{eo}} = b\cdot 2\cdot\frac{1}{1+G/F_{eo}}\cdot\frac{1}{F_{eo}}\ ;$$
$$a_2^{F_{eo}} = -b(K_{vo}-K_v\cdot 2)\cdot\frac{1}{1+G/F_{eo}}\cdot\frac{1}{F_{eo}}\ ;\quad b^{F_{eo}}_{p1} = 0\ ; \qquad (5.53)$$
$$a_3^{F_{eo}} = b\cdot 2K_a\cdot\frac{1}{1+G/F_{eo}}\cdot\frac{1}{F_{eo}}\ ;\quad b^{F_{eo}}_{p_2} = 0\ .$$

5^o - In cazul parametrului μ_{Fe} expresiile coeficienţilor (5.40) se determină observînd că μ_{Fe} apare în expresiile lui K_{po}, K_{vo}, K_{ao} şi b în mod implicit, prin intermediul lui K_3 şi K_4 (v. tab. 3.1); rezultă:

$$a_1^{\mu_{Fe}} = -b(K_{po}-K_p\frac{K_{\mu 4}}{K_{\mu 1}})\ K_{\mu 1}\,\frac{1}{\mu_{Fe}}\ ;\quad b^{\mu_{Fe}} = b\,K_{\mu 4}\,\frac{1}{\mu_{Fe}}\ ;$$
$$a_2^{\mu_{Fe}} = -b(K_{vo}-K_v\frac{K_{\mu 4}}{K_{\mu 2}})\ K_{\mu 2}\,\frac{1}{\mu_{Fe}}\ ;\quad b^{\mu_{Fe}}_{p_1} = \frac{1}{MT}\,K_{\mu 3}\,\frac{1}{\mu_{Fe}}\ ; \qquad (5.54)$$
$$a_3^{\mu_{Fe}} = b(K_{ao}+K_a\frac{K_{\mu 4}}{K_{\mu 3}})\ K_{\mu 3}\,\frac{1}{\mu_{Fe}}\ ;\quad b^{\mu_{Fe}}_{p_2} = 0\ .$$

In aceste relaţii s-a notat:

$$K_{\mu 1} = \frac{q}{1+q}\cdot\frac{2+3(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)L\ \ /L_o}\ ;\quad K_{\mu 3} = \frac{q}{1+q}\cdot\frac{1}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\ ;$$
$$K_{\mu 2} = \frac{q}{1+q}\cdot\frac{3+4(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\ ;\quad K_{\mu 4} = \frac{q}{1+q}\cdot\frac{1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\ .$$

6^o - In cazul parametrului K_p expresiile coeficienţilor (5.40) sînt:

$$a_1^{K_p} = b\ ;\ a_2^{K_p} = 0\ ;\ a_3^{K_p} = 0\ ;\ b^{K_p} = 0\ ;\ b^{K_p}_{p_1} = 0\ ;\ b^{K_p}_{p_2} = 0\ . \qquad (5.55)$$

7^o - In cazul parametrului K_v expresiile coeficienţilor (5.40) sînt:

$$a_1^{K_v} = 0\ ;\ a_2^{K_v} = b\ ;\ a_3^{K_v} = 0\ ;\ b^{K_v} = 0\ ;\ b^{K_v}_{p_1} = 0\ ;\ b^{K_v}_{p_2} = 0\ . \qquad (5.56)$$

8^0 - In cazul parametrului K_a expresiile coeficienţilor (5.40) sînt:

$$a_1^{K_a} = 0\ ;\ a_2^{K_a} = 0\ ;\ a_3^{K_a} = b\ ;\ b^{K_a} = 0\ ;\ b_{p_1}^{K_a} = 0\ ;\ b_{p_2}^{K_a} = 0\ . \qquad (5.57)$$

5.2.3.1.3. Tipuri de funcţii de intrare pentru modelele de sensibilitate ale SLEM-B.

Funcţiile de sensibilitate corespund întotdeauna unor funcţii de intrare bine precizate (v.ec.(VII -8)). In particular, funcţiile de sensibilitate ale SLEM-B, soluţii ale ec.(5.39), corespund atît direct cît şi indirect - prin intermediul soluţiei ec.(5.5-1) - unor funcţii de intrare $\tilde{Z}_\delta(t) = \tilde{Z}_\delta^\Delta(t)$, $F_e(t) = F_e^\Delta(t)$, $\ddot{Z}_s(t) = \ddot{Z}_s^\Delta(t)$. Pentru studiul sensibilităţii SLEM-B, pe baza consideraţiilor din cap.4, se consideră semnificative următoarele cazuri de studiu:

Cazul S-1 caracterizat prin modificarea în treaptă a lui $\tilde{Z}_\delta$. Deci:

$$\tilde{Z}_\delta^\Delta(t) = \tilde{Z}_{\delta o}\, u_{-1}(t)\ ;\quad F_e^\Delta(t) = 0\ ;\quad \ddot{Z}_s^\Delta(t) = 0\ . \qquad (5.58)$$

Cazul S-2 caracterizat prin modificarea lui $\tilde{Z}_\delta$ corespunzător expresiei din membrul stîng al rel.(4.4) pe un interval de timp finit:

$$\tilde{Z}_\delta^\Delta(t) = \begin{cases} \dfrac{1 - \frac{\mu}{\mu-\varphi} e^{-\varphi t} + \frac{\varphi}{\mu-\varphi} e^{-\mu t}}{1 - \frac{\mu}{\mu-\varphi} e^{-\varphi t_x} + \frac{\varphi}{\mu-\varphi} e^{-\mu t_x}}\, \tilde{Z}_{\delta o} & \text{pentru } t \leqslant t_x \\ \tilde{Z}_{\delta o} & \text{pentru } t > t_x \end{cases} \qquad (5.59)$$

$$F_e^\Delta(t) = 0\ ;\quad \ddot{Z}_s^\Delta(t) = 0\ .$$

t_x reprezintă intervalul de timp după care $\tilde{Z}_\delta(t)$ atinge valoarea finală $\tilde{Z}_{\delta o}$.

Cazul S-3 caracterizat prin modificarea lui F_e în treaptă reală, conform fig. 4.10.b :

$$\tilde{Z}_\delta^\Delta(t) = 0\ ;\quad \ddot{Z}_s^\Delta(t) = 0\ ;$$

$$F_e^\Delta(t) = \begin{cases} K_F G \dfrac{t}{t_1}, & \text{pentru } t \leqslant t_1 \\ K_F G, & \text{pentru } t > t_1 \end{cases} ;\quad \dot{F}_e^\Delta(t) = \begin{cases} K_F G, & \text{pentru } t \leqslant t_1 \\ 0, & \text{pentru } t > t_1 \end{cases} \qquad (5.60)$$

t_1 reprezintă intervalul de timp după care F_e obţine valoarea staţionară $K_F G$, K_F = o constantă; G = greutatea electromagnetului.

Cazul S-4 caracterizat prin modificarea poziţiei şinei conform neregularităţilor de categoria I-a redate de rel.(4.26) ÷ (4.28), respectiv de fig. 4.9.a :

$$\tilde{Z}_\delta^\Delta(t) = 0\ ;\quad F_e^\Delta(t) = 0\ ;$$

$$\ddot{Z}_{su}^\Delta(t) = \begin{cases} 0{,}05\, g\, \left(2\dfrac{t}{t_1} - \dfrac{1}{\pi}\sin 2\pi \dfrac{t}{t_1}\right), & \text{pentru } t \leqslant t_1 \\ 0{,}05\, g \left[4 - \left(2\dfrac{t}{t_1} - \dfrac{1}{\pi}\sin 2\pi\dfrac{t}{t_1}\right)\right], & \text{pentru } t_1 < t \leqslant 2t_1 \\ 0, & \text{pentru } t > 2t_1 \end{cases} \qquad (5.61)$$

In rel.(5.61) t_1 = 3,888 sec., iar g = accelerația gravitațională.

Cazul S-5 caracterizat prin variația simultană a mărimilor F_e și $\tilde{Z}_{su}$ carespunzător cazurilor S-3 și S-4, mărimea de conducere păstrîndu-se constantă. Deci:

$$\begin{aligned} &\tilde{Z}_\delta^\Delta(t) = 0 \ ; \\ &F_e^\Delta(t) \text{ și } \dot{F}_e^\Delta(t) \text{ conform rel.(5.60) ;} \\ &\tilde{Z}_{su}^\Delta(t) \text{ conform rel.(5.61) .} \end{aligned} \qquad (5.62)$$

5.2.3.2. Analiza sensibilității SLEM-B cu ajutorul locului rădăcinilor.

Problema sensibilității rădăcinilor unei ecuații caracteristice în raport cu un parametru α_j, la mici variații ale acestuia, a fost studiată de diferiți autori, spre ex. [118,147,152]. Rezultatele obținute sînt caracterizate prin formularea unor teoreme, în general dificil de utilizat. Din acest motiv problema va fi abordată în continuare folosind locul rădăcinilor (LR) [172,37,150,57].

La mici variații ale unui parametru α_j, cuprins în vectorul $\underline{\alpha}$ -rel. (5.41)- ecuația caracteristică (5.6) devine:

$$\Delta(s,\Delta\alpha_j) = \Delta(s) + \Delta\alpha_j\cdot(a_3^{\alpha_j}s^2 + a_2^{\alpha_j}s + a_1^{\alpha_j}) = 0 \ . \qquad (5.63)$$

Acest rezultat permite utilizarea LR pentru analiza sensibilității SLEM-B în raport cu parametrul α_j folosind, de la caz la caz, una din următoarele f.d.t. corespunzătoare unor sisteme deschise echivalente:

$$\tilde{G}_o^{\alpha_j}(s) = k\,\frac{s^2+(a_2^{\alpha_j}/a_3^{\alpha_j})s + (a_1^{\alpha_j}/a_3^{\alpha_j})}{\Delta(s)} \qquad (5.64\text{-}1)$$

atunci cînd $a_3^{\alpha_j} \neq 0$,

$$\tilde{G}_o^{\alpha_j}(s) = k\,\frac{s+(a_1^{\alpha_j}/a_2^{\alpha_j})}{\Delta(s)} \qquad (5.64\text{-}2)$$

atunci cînd $a_3^{\alpha_j} = 0$, dar $a_2^{\alpha_j} \neq 0$ și

$$\tilde{G}_o^{\alpha_j}(s) = k\,\frac{1}{\Delta(s)} \qquad (5.64\text{-}3)$$

atunci cînd $a_3^{\alpha_j} = 0$ și $a_2^{\alpha_j} = 0$, dar $a_1^{\alpha_j} \neq 0$. In cele trei situații k = $a_3^{\alpha_j}\Delta\alpha_j$, $a_2^{\alpha_j}\Delta\alpha_j$, respectiv $a_1^{\alpha_j}\Delta\alpha_j$. Privind LR aferente acestor sisteme sînt importante trei observații:

(i) Parametrul k ia atît valori pozitive, cît și valori negative, datorită lui $\Delta\alpha_j$. In consecință interesează atît LR propriu-zis, cît și LR complementar.

(ii) Polii configurației poli-zerouri pe baza căreia se trasează LR sînt tocmai rădăcinile ec.(5.6), adică ale SLEM-B în situația cînd toți parametrii au valori nominale. Deci în toate cazurile ce interesează LR pornește din aceleași puncte critice. De la caz la caz va diferi numărul ramurilor ce se termină în punctul de la infinit sau amplasarea zerourilor.

(iii) Avînd în vedere intervalul mic de variaţie a parametrului α_j, din LR trasate este semnificativă numai porţiunea din vecinătatea polilor daţi de $\Delta(s)$, adică vecinătatea $|k| \leqslant \varepsilon_{\alpha_j}$.

Corespunzător rel.(5.49) + (5.57), f.d.t. (5.64) obţin expresiile:

1°:

$$\tilde{G}_o^{Z_{\delta o}}(s) = k \cdot \frac{s^2 + \dfrac{[4+3(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o]K_{vo}-K_v}{[1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o]K_{ao}-K_a} s + \dfrac{[2+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o]K_{po}-K_p}{[1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o]K_{ao}-K_a}}{\Delta(s)}$$

cu

$$k = b\left[K_{ao}-K_a\frac{1}{1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\right]\frac{1+2(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}{1+(1+q)\tilde{L}_\infty/\tilde{L}_o}\cdot\frac{\Delta Z_{\delta o}}{Z_{\delta o}} , \tag{5.65}$$

2°:

$$\tilde{G}_o^{M}(s) = k \cdot \frac{s^2 + \dfrac{K_v(1+0,5G/F_{eo})-K_{vo}}{K_a(1+0,5G/F_{eo})} s + \dfrac{K_p(1+0,5G/F_{eo})-K_{po}}{K_a(1+0,5G/F_{eo})}}{\Delta(s)}$$

cu

$$k = -b\cdot K_a\cdot\frac{1+0,5G/F_{eo}}{1+G/F_{eo}}\cdot\frac{\Delta M}{M} , \tag{5.66}$$

In cazul particular $F_{eo} = 0$ rel.(5.66) devin:

$$\tilde{G}_o^{M}(s) = -\frac{\Delta M}{M}\cdot\frac{1}{2}\cdot b\,\frac{s^2+(K_v/K_a)s+(K_p/K_a)}{\Delta(s)} . \tag{5.67}$$

3°: $$\tilde{G}_o^{R}(s) = b\cdot K_{ao}\cdot\frac{s^2}{\Delta(s)}\cdot\frac{\Delta R}{R} \tag{5.68}$$

4°:

$$\tilde{G}_o^{F_{eo}}(s) = k\cdot\frac{s^2 + \dfrac{2K_v-K_{vo}}{2K_a} s + \dfrac{2K_p-K_{po}}{2K_a}}{\Delta(s)}$$

cu

$$k = \frac{\Delta F_{eo}}{F_{eo}}\cdot b\cdot 2\cdot K_a\cdot\frac{1}{1+G/F_{eo}} , \tag{5.69}$$

5°:

$$\tilde{G}_o^{\mu_{Fe}}(s) = k\cdot\frac{s^2 + \dfrac{K_vK_{\mu 4}-K_{vo}K_{\mu 2}}{K_aK_{\mu 4}+K_{ao}K_{\mu 3}} s + \dfrac{K_pK_{\mu 4}-K_{po}K_{\mu 1}}{K_aK_{\mu 4}+K_{ao}K_{\mu 3}}}{\Delta(s)}$$

cu

$$k = \frac{\Delta\mu_{Fe}}{\mu_{Fe}}\, b(K_aK_{\mu 4}+K_{ao}K_{\mu 3}) , \tag{5.70}$$

6°: $$\tilde{G}_o^{K_p}(s) = \Delta K_p\cdot\frac{b}{\Delta(s)} , \quad (K = b\cdot\Delta K_p) , \tag{5.71}$$

7°: $$\tilde{G}_o^{K_v}(s) = \frac{bs}{\Delta(s)}\cdot\Delta K_v , \quad (K = b\cdot\Delta K_v) , \tag{5.72}$$

8°: $$\tilde{G}_o^{K_a}(s) = \Delta K_a\cdot\frac{bs^2}{\Delta(s)} , \quad (K = b\cdot\Delta K_a) . \tag{5.73}$$

Alurile de principiu ale LR corespunzătoare acestor f.d.t. au aspectul din fig. 5.4. Polii p_1, p_2 şi p_3 corespund rel.(5.8). Cu linie continuă s-a trasat LR propriu-zis, iar cu linie întreruptă LR complementar. **Curbele închise delimitează** simbolic vecinătăţile $|k| \leqslant \varepsilon_{\alpha_j}$.

Principalele informaţii pe care LR din fig. 5.4. pot să le furnizeze cu privire la SLEM-B se referă la:

- influenţa modificărilor parametrilor α_j asupra stabilităţii;
- influenţa modificărilor parametrilor α_j asupra amortizării şi duratei regimurilor tranzitorii.

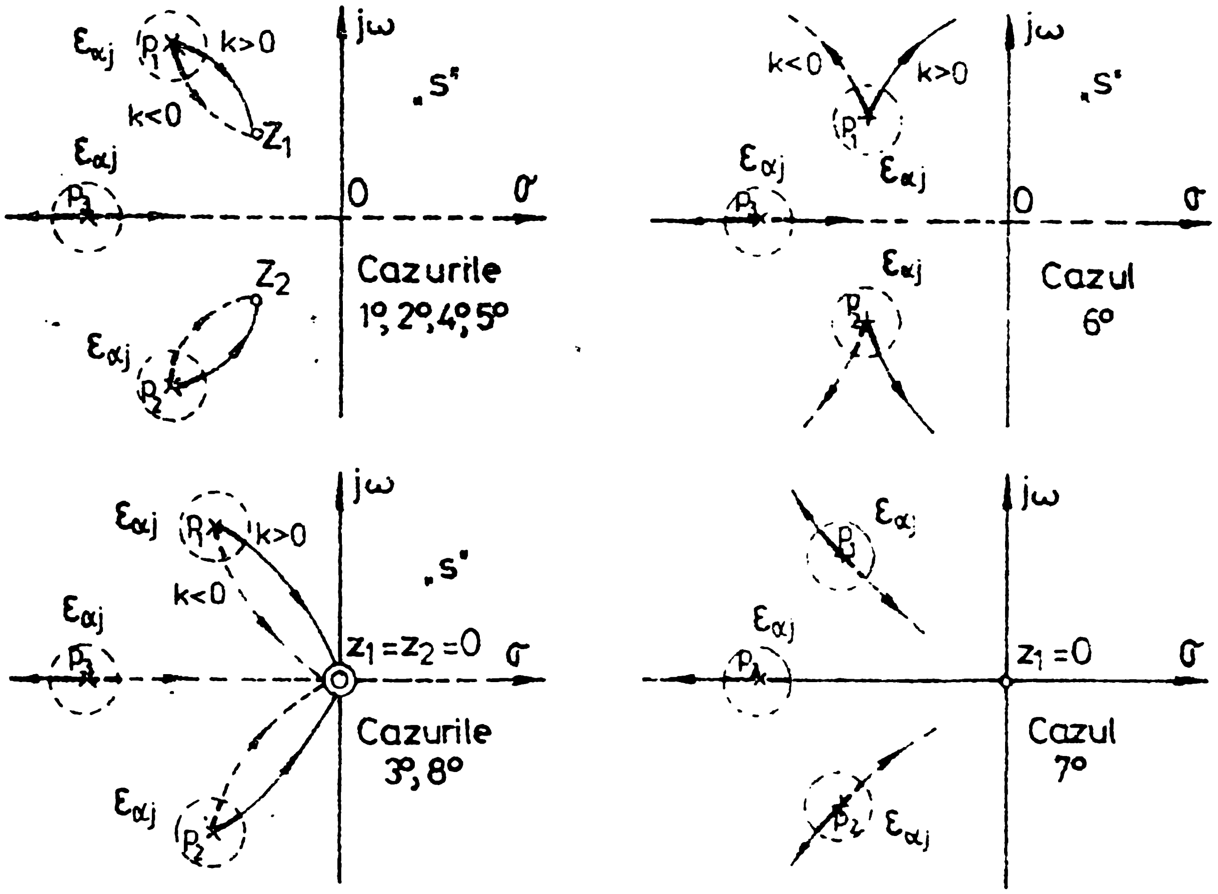


Fig. 5.4. Aluri de principiu ale locurilor rădăcinilor utilizate pentru analiza sensibilităţii SLEM-B în raport cu parametrii (5.41).

5.3. Probleme de analiză, sinteză şi proiectare legate de regimul staţionar al SLEM-B.

Aprecierea comportării SLEM-B în regim staţionar atunci cînd se modifică unele mărimi care definesc punctul nominal de funcţionare Λ_o, cum sînt M, F_{eo}, R ş.a. rezultă din ec.(2.6), ec.(3.3) şi din ecuaţiile aferente procedeului ales pentru estimarea parametrilor SES-1L (considerînd $M = M_o$), completate cu ecuaţia $U_{ao} = K_p Z_{\delta o} - \tilde{Z}_{\delta o}$ care redă comportarea blocului de reglare în regim staţionar constant (v.rel.(5.1)). Toate aceste ecuaţii cumulate conduc la rel.(5.74). Ele corespund estimării parametrilor SES-1L conform cazului T-3 (pct.3.1.1):

$$U_{ao} = R\,I_o = K_p Z_{\delta o} - \tilde{Z}_{\delta o}$$

$$I_o = \sqrt{\frac{2Z_{\delta o}(M_o g + F_{eo})}{K_4^2\,\tilde{L}_o}}\;;\quad F_o = M_o g + F_{eo} \tag{5.74}$$

$$K_4 = \frac{1}{1+q}\;;\quad q = \frac{\mu_o}{\mu_{Fe}}\,\frac{w+h+2a}{Z_{\delta o}}\;;\quad \tilde{L}_o = \frac{\mu_o A_p N^2}{4Z_{\delta o}}\;;\quad Z_{ao} = Z_{ac} + Z_{\delta c}\,..$$

Din aceste relaţii rezultă:

$$Z_{\delta o} = \frac{\tilde{Z}_{\delta o} + K_{po}(w+h+2a)\,\mu_o/\mu_{Fe}}{K_p - K_{po}} \quad , \quad \ddot{Z}_{mo} = 0 \quad , \tag{5.75}$$

în care, potrivit rel.(3.28) şi (5.74), K_{po} este:

$$K_{po} = -\frac{C_\delta}{M_o bT} = R\sqrt{\frac{8(M_o g+F_{eo})}{\mu_o A_p N^2}} \quad . \tag{5.76}$$

Se observă că modificarea valorilor lui M, F_e, R şi K_p faţă de valorile nominale cauzează modificarea întrefierului nominal $Z_{\delta o}$ precum şi modificarea valorilor staţionare ale celorlalte mărimi: F_o, I_o, U_{ao} şi Z_{mo}. Rezultă deci un punct de funcţionare staţionară al SLEM-B Λ_o' diferit de punctul nominal Λ_o. Intrefierul poate fi readus la valoarea nominală prin modificarea mărimii de conducere $\tilde{Z}_{\delta o}$, fără ca prin această operaţie să se restabilească punctul nominal de funcţionare.

Rel.(5.75) şi (5.76) pot fi utilizate, în principiu, în două scopuri:

(i) studierea modului în care, în regim staţionar constant, valoarea întrefierului de modifică faţă de valoarea nominală în funcţie de valorile diverşilor parametrii;

(ii) determinarea limitelor de variaţie ale acestor parametrii în funcţie de limitele de variaţie admise pentru întrefier şi curent.

Problema (i) care constituie şi baza de abordare a problemei (ii) se tratează în cadrul pct. 5.3.1. ÷ 5.3.7. Dezvoltarea ei se face în concordanţă cu cele prezentate la pct. 4.1.

5.3.1. Influenţa modificării masei M.

Modul în care modificarea masei M afectează procesele tranzitorii cauzate de variaţiile mărimilor de intrare se poate analiza conform pct. 5.2.3. La creşterea masei M reglarea decurge cu un consum de energie sensibil sporit, necesitînd variaţii mai pronunţate ale tensiunii de comandă U_a şi ale curentului de comandă I.

Modificarea punctului de funcţionare staţionară se produce conform rel.(5.75). Odată cu creşterea lui M_o creşte K_{po}, respectiv întrefierul $Z_{\delta o}$. Admiţînd că mărimile M, F_e şi R se modifică în bloc de la valorile nominale M_o, F_{eo} şi R_o, la noi valori M_o', F_{eo}', R_o' , o condiţie suficientă de stabilitate este:

$$\frac{R_o'}{R_o}\sqrt{\frac{M_o' g + F_{eo}'}{M_o g + F_{eo}}} < 2 \ . \tag{5.77}$$

Modificările lui M_o, în limitele permise de această inecuaţie, nu afectează stabilitatea sistemului. Considerînd $M_o' > M_o$ şi $\tilde{Z}_{\delta o}$ = const., rezultă $I_o' > I_o$, respectiv o înrăutăţire a regimurilor dinamice datorită reducerii coeficientului de supraîncărcare dinamică λ_I a chopperului. Dacă $M_0' > M_0$ şi $\tilde{Z}_\delta$ se reduce astfel încît întrefierul $Z_{\delta 0}$ să nu se modifice, atunci creşterea lui I_0 va fi mai puţin pronunţată şi de asemenea şi reducerea lui λ_I. O astfel de acţiune este justificată şi în cazul cînd $M_0' < M_0$.

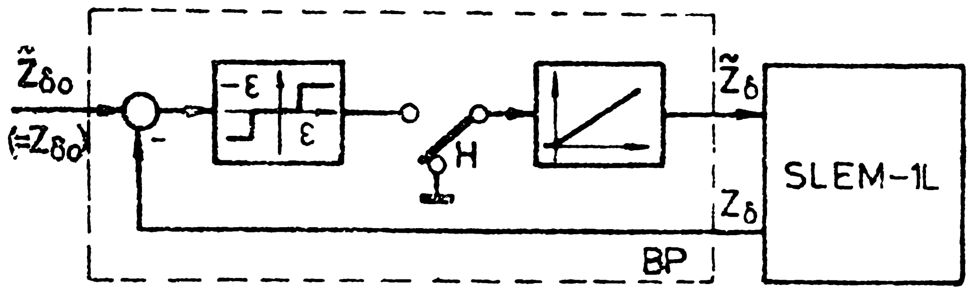
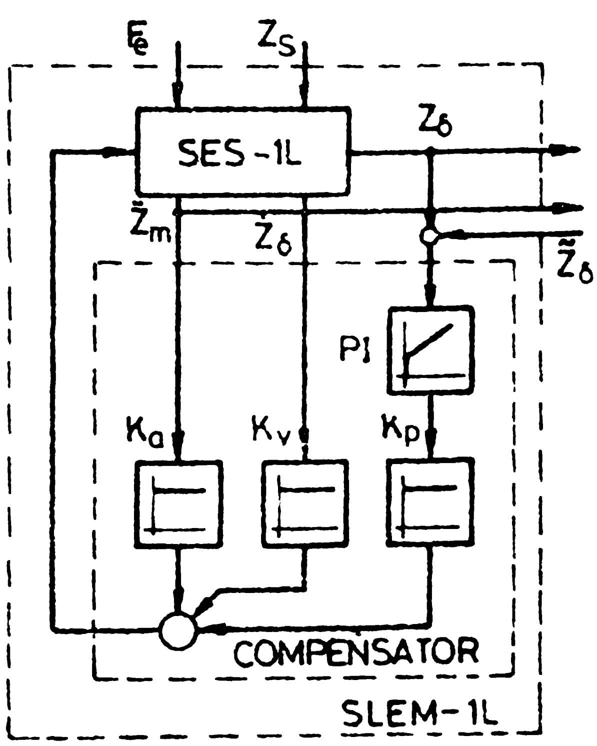


Fig. 5.5. SLEM-B cu bloc de prescriere (BP) cu ajustare intermitentă a mărimii de conducere $\tilde{Z}_\delta$. (Ieşirea integratorului se blochează prin trecerea cheii H în poziţia inferioară).

Ajustarea permanentă a lui $\tilde{Z}_\delta$ se poate realiza conform schemei din fig. 5.5. Cheia H se închide intermitent. Dacă $|\tilde{Z}_{\delta o} - Z_\delta| > \varepsilon$ atunci blocul tripoziţional comandă blocul integrator astfel încît să readucă întrefierul la valoarea nominală $Z_{\delta o}$.

D.p.d.v. al modificării masei M la pct.4.1-(i) s-au propus patru variante de blocuri de reglare:

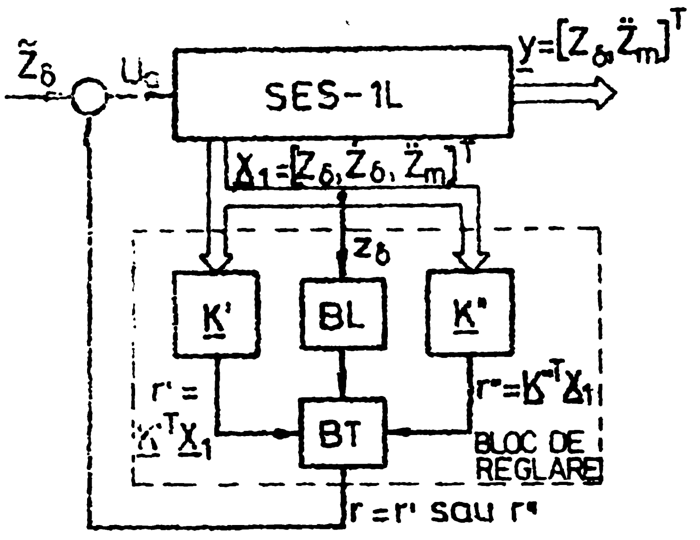
- Varianta 1°: SLEM-B are schema bloc din fig.5.1. cu compensatorul $\underline{K}$ calculat pentru o masă $M = M_0 = 1,25\ M_0'$ (M_0' = masa nominală) şi pentru valorile nominale $Z_{\delta o}$ şi F_{eo}. Fie $\tilde{Z}_{\delta o1}$ valoarea mărimii de conducere din acest caz. In aceste circumstanţe la încărcătură statică nominală $M_0'g + F_{eo}$, întrefierul $Z_{\delta o}$ se prescrie prin $\tilde{Z}_{\delta o2} > \tilde{Z}_{\delta o1}$. D.p.d.v. al sensibilităţii dinamice a sistemului se consideră semnificativ cazul cînd în ec.(5.42) se ia $\Delta M = (\lambda_M - 1)M_0 = -0,2\ M_0$.



- Varianta 2°: Pentru asigurarea unei reglări astatice a întrefierului se poate utiliza schema de principiu din fig.5.6. Compensatorul după vectorul de stare $\underline{X}_1$ conţine în plus faţă de schema din fig.5.1., blocul integrator PI (de fapt cu acţiune de tip proporţional-integral). **Componenta integrală conferă** SLEM-B caracterul astatic, determinînd însă şi înrăutăţirea comportării dinamice a sistemului.

Fig. 5.6. SLEM-B cu reglare astatică a întrefierului.

- **Varianta 3°**: Schema de reglare cu adaptare discretă a blocului de reglare are, în principiu, configuraţia din fig.5.7.a. Trecerea de la reacţia r', dată de compensatorul $\underline{K}'$, la reacţia r'', dată de compensatorul $\underline{K}''$ se face în mod automat de către blocul de trecere BT.

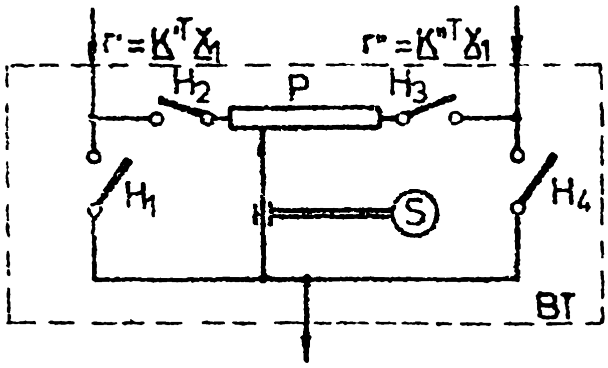


a.

r'— r"	H1	H2	H3	H4	S*	r"— r'
Iniţial	x					Final
Starea 1	x	x	x			Starea 4
Starea 2		x	x		x	Starea 3
Starea 3		x	x		x ↑	Starea 2
Starea 4		x	x	↓ x		Starea 1
Final				x		Iniţial

* Servomecanismul acţionează numai în starea 3 şi întotdeauna în sensul de trecere dorit.

c



b.

Fig. 5.7. SLEM cu adaptare discretă. a)Schema bloc a sistemului. b)Blocul de trecere a comenzii blocului de reglare de la compensatorul $\underline{K}'$ la compensatorul $\underline{K}''$ şi invers (P-potenţiometru; S-servomecanism; H1...H4-chei de trecere; BL-bloc logic). c)Tabelul de stări al blocului de trecere.

In fig.5.7.b şi 5.7.c se prezintă o variantă analogică de realizare a blocului de trecere. Servomecanismul S are rolul de a deplasa cursorul potenţiometrului P, în secvenţa 3 (starea 3), de la un capăt la altul, mărimile r', r" şi r fiind tensiuni. Punerea în acţiune a blocului de trecere se face de către blocul logic BL în funcţie de valoarea întrefierului Z_δ atunci cînd aceasta depăşeşte anumite limite prestabilite. Acest lucru este posibil întrucît, în acord cu rel.(5.75) şi (5.76), pentru $K_p > K_{po}$, $Z_{\delta o} = f(M_o)$ este o funcţie monoton crescătoare. Evident, în cazul unui reglaj numeric, d.p.d.v. tehnic, realizarea blocului de reglare va fi cu totul alta.

- Varianta 4°: Aceasta se bazează pe utilizarea strategiei de reglare expuse în anexa VIII sau a unor variante ale acesteia, cum este spre exemplu situaţia în care schema de reglare din fig. VIII-1 utilizează un transformator funcţional ce determină $\beta_i = f(Z_{\delta o})$, rel.(VIII-11), pentru orice valoare a lui K_p rezultînd o adaptare în două etape, independentă de starea de mişcare a VPM. Matricile η şi ξ din rel.(VIII-10), utilizate la stabilirea dependenţelor $K_p(M_o)$, $K_v(M_o)$ şi $K_a(M_o)$ au expresiile:

$$\underline{\eta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \eta_1^{M_o} & \eta_2^{M_o} & 0 \end{bmatrix} ; \qquad \underline{\zeta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \zeta^{M_o} \end{bmatrix} ,$$

în care:

$$\eta_1^{M_o} = bK_{po}\,\frac{1}{1+G_o/F_{eo}}\cdot\frac{1}{M_o} \; ; \quad \eta_2^{M_o} = bK_{vo}\,\frac{1}{1+G_o/F_{eo}}\cdot\frac{1}{M_o} \; ; \quad \zeta^{M_o} = -2b^2\cdot\frac{1}{M_o} .$$

Implementarea variantei 4^o este mult mai complicată decît a primelor trei.

5.3.2. Influenţa modificării componentei statice a forţei exterioare F_{eo}

Aceasta constă în esenţă în: (i) modificarea punctului de funcţionare staţionară conform rel.(5.76), (5.75) şi (5.74); (ii) modificarea domeniului de valabilitate a MM-ISI liniar (5.5); (iii) modificarea puterii de comandă (4.50-2) şi a limitelor de variaţie a tensiunii de comandă U_a şi curentului de comandă I.

Dacă noua valoare F'_{eo} satisface condiţia (5.77) sistemul este stabil şi în raport cu variaţiile acestui parametru. Schema din fig.5.5. asigură şi în acest caz păstrarea valorii nominale a întrefierului. Variantele de blocuri de reglare prezentate la punctul 5.3.1. sînt valabile în principiu şi la variaţia lui F_{eo}. Se impun însă unele particularizări. Privind blocul logic BL din fig.5.7.a. şi transformatorul funcţional TF din fig. VIII-1 care acţionează în funcţie de întrefierul măsurat în acord cu rel.(5.75), se face observaţia că ele nu sînt în măsură de a distinge natura cauzei care determină modificarea lui $Z_{\delta o}$, adică variaţia lui M_o, a lui F_{eo} sau a lui R_o. Acest lucru nu deranjează în cazul variantei 3^o de la pct.5.3.1. Dacă însă M_o, F_{eo} şi R_o pot suferi modificări simultane, proiectarea algoritmică a variantei 4^o devine mult mai laborioasă.

5.3.3. Influenţa modificării rezistenţei R.

Modificarea lui R faţă de valoarea R_o se soldează în principiu cu aceleaşi efecte care apar şi la modificarea lui M şi F_{eo}. Este foarte important faptul că odată cu creşterea lui R valoarea $Z_{\delta o}$ a întrefierului creşte. Acest efect este prezent la începutul funcţionării SLMM-B. Cele patru variante de blocuri de reglare propuse la punctul 4.2., menite să corecteze această comportare, sînt în esenţă asemănătoare cu variantele analizate la pct.5.3.1. Privind cea de a patra variantă se face observaţia că, spre deosebire de M şi F_{eo}, rezistenţa R este o mărime care are întotdeauna variaţii importante: valoarea lui R poate creşte datorită încălzirii cu cca. 30 % faţă de „rezistenţa la rece" (corespunzătoare unui curent de excitaţie nul). Din acest motiv adoptarea unei reglări adaptive în funcţie de R este prioritară faţă de o reglare adaptivă în funcţie de M sau F_{eo}. Matricile η şi ξ din rel.(VIII-10), necesare pentru stabilirea legilor de adaptare $K_p(R)$, $K_v(R)$ şi $K_a(R)$, sînt:

$$\underline{\eta} = \text{diag}\left[0,\ 0,\ bK_{ao}\frac{1}{R}\right] \quad ; \qquad \underline{\xi} = \underline{0} \quad .$$

5.3.4. Influenţa modificării parametrului K_c.

Parametrul K_c este coeficientul de transfer al sursei de alimentare a electromagnetului. Modificarea sa este echivalentă, aşa cum s-a precizat la pct.4.2., cu a considera că parametrii K_p, K_v şi K_a, ai compensatorului, se modifică simultan şi în aceeaşi proporţie. Variaţia simultană este importantă numai d.p.d.v. al analizei sensibilităţii regimurilor dinamice ale sistemului. Privind regimul staţionar constant, în acord cu rel.(5.75) este importantă numai modificarea lui K_p. In cazul cînd K_p^{*} este valoarea iniţială, noua valoare a lui K_p va fi $K_p^{*}K_c'/K_{co}$ (K_{co}-valoarea nominală a lui K_c, iar K_c'-valoarea modificată).

5.3.5. Influenţa modificării independente a parametrilor K_p, K_v şi K_a.

Aceasta este importantă din următoarele considerente: (i) formularea unor precizări privind acordarea experimentală a blocului de reglare (referitoare la succesiunea de ajustare şi la abaterile admise pentru cei trei parametrii faţă de valorile lor nominale); (ii) estimarea consecinţelor unor modificări accidentale, relativi mari, ale parametrilor. Astfel:

(i) Realizarea practică a unei variante optime, d.p.d.v. teoretic, nu este posibilă datorită erorilor de diverse naturi (identificare, calcul ajustare experimentală). Ordinul de mărime al abaterilor admise se poate estima corelînd rezultatele de la studiul sensibilităţii SLEM-B în raport cu modificarea simultană a celor trei parametrii (pct.5.2.3) cu rezultatele de la pct.5.2.2.1. ÷ 5.2.2.3. D.p.d.v. al regimului staţionar constant, rel.(5.75) implică condiţia $K_p > K_{po}$. Practic se impune introducerea unui coeficient de siguranţă φ_{Kp}:

$$K_p \geqslant \varphi_{Kp}\, K_{po} \quad , \qquad \varphi_{Kp} > 1{,}5 \quad .$$

Privind succesiunea de ajustare experimentală se apreciază că pe baza relaţiilor literale nu se pot formula în mod simplu recomandări, rezolvarea unui caz numeric, particular, fiind însă în măsură de a furniza informaţii cu caracter general.

(ii) O primă condiţie care se cere la modificări mari ale parametrilor este ca aceste modificări să nu contravină condiţiilor de stabilitate (v. pct.5.4). O a doua condiţie constă în asigurarea funcţionării SLEM prin evitarea impactului dintre electromagnet şi şină. Analiza unui astfel de regim, în cazul general, se consideră ineficientă dată fiind necesitatea completării MM-ISI (5.5) cu relații particulare care să surprindă funcționarea neliniară a sistemului în cazurile cele mai defavorabile.

5.3.6. Influența erorii de măsură $\ddot{Z}_{m\varepsilon}$ a traductorului de accelerație.

Aceasta se apreciază plecînd de la relația de definiție (4.41). Din rel.(5.1) și rel.(4.41) se obține:

$$U_a = K_p Z_\delta + K_v \dot{Z}_\delta + K_a \ddot{Z}_M + \tilde{Z}_\delta = \underline{K}^T \underline{X}_1 + \tilde{Z}_\delta + K_a \ddot{Z}_{m\varepsilon} \quad , \qquad (5.78)$$

eroarea de măsură a aceceleratiei acționînd aditiv cu mărimea de conducere (ca și cînd în loc de $\tilde{Z}_\delta$ s-ar prescrie $\tilde{Z}_\delta + K_a \ddot{Z}_{m\varepsilon}$). Ca urmare aprecierea influenței lui $\ddot{Z}_{m\varepsilon}$ se face prin f.d.t.(5.12), respectiv pe baza considerentelor dezvoltate la pct.5.2.2.1. D.p.d.v. practic influența cea mai importantă se datorește componentei continue $\ddot{Z}_{m\varepsilon o}$ a lui $\ddot{Z}_{m\varepsilon}$, care determină reglarea întrefierului cu o eroare:

$$\Delta Z_{\delta o, \ddot{Z}_m} = -(K_a \ddot{Z}_{m\varepsilon o}) / (K_p - K_{po}) \quad .$$

Ea se elimină aplicînd unul din cele două procedee menționate la pct. 4.2.4.

5.3.7. Puterea de comandă a SLEM-B.

Puterea de comandă a SLEM-B se calculează în principiu conform celor precizate la pct. 4.2.5. Privind utilizarea relațiilor din acest paragraf sînt importante două aspecte:

(i) Modificarea punctului de funcționare staționară în raport cu diverși parametrii, în sensul celor precizate la punctele anterioare, determină modificarea valorilor lui I_o și U_{ao} conform rel.(5.74) ÷ (5.76), respectiv a valorii puterii de comandă în acord cu rel.(4.50) ÷ (4.52).

(ii) Calcularea valorii medii patratice $\overline{\Delta U_a^2}$ cu rel.(4.47) nu este posibilă în cazul SLEM-B, întrucît pentru schema din fig.5.1. rezultă:

$$G_{Z_s U_a}(s) = -\frac{s^2}{\Delta(s)} \left[K_v s^2 + (K_p - bK_v K_{ao} - bK_{vo} K_a) s + b(K_{po} K_a - K_p K_{ao}) \right] \quad , \qquad (5.79)$$

respectiv o valoare infinită pentru integrala (4.47). Rezultatul se explică prin faptul că expresia (4.6) a d.s.p. $S_{Z_s Z_s}$ a fost definită pentru $\omega \in (0, \infty)$. Acest mod de definire nu deranjază în cazul sistemului considerat la calculul lui $\sigma_{Z\delta}$, cînd rezultatul obținut cu rel.(5.35) furnizează o valoare apropiată de valoarea corectă. Situația din cazul lui $\overline{\Delta U_a^2}$ se corectează modificînd limitele integralei (4.47), la fel ca și ale integralei (4.48), la intervalul (0,2 ÷ 50) Hz, la fel ca și în cazul indicelui de disconfort (4.16), adică:

$$\overline{\Delta U_a^2} = 2\int_{0,2}^{50} S_{U_a U_a}(2\pi f)\, df \quad ; \quad \overline{\Delta I^2} = \int_{0,2}^{50} S_{II}(2\pi f)\, df \quad . \qquad (5.80)$$

5.4. Proiectarea compensatorului de stabilizare al SLEM-B.

Proiectarea SLEM-B constă în determinarea parametrilor K_p, K_v şi K_a ai compensatorului de stabilizare $\underline{K}$, rel.(5.1), astfel încît să se asigure într-o măsură cît mai mare satisfacerea performanţelor impuse. Problema nu are o soluţie unică, iar satisfacerea tuturor performanţelor impuse este imposibilă.

Prezentarea făcută în continuare abordează problema proiectării lui $\underline{K}$ d.p.d.v. al unei polioptimizări, în concret al optimizării comportării SLEM-B în regim liber şi în regimuri forţate, metoda propusă conducînd la o soluţie de compromis care poate satisface o bună parte din performanţele impuse, uşurînd - în cazul VPM - sarcina sistemului secundar de suspensie.

Astfel la pct.5.4.1. se stabilesc condiţiile pe care parametrii compensatorului trebuie să le satisfacă pentru ca regimul liber al SLEM-B să rezulte optim în raport cu un indice de calitate patratic, în condiţiile limitării superioare a valorilor parametrilor compensatorului. Rezultatul îl constituie stabilirea unui domeniu în planul parametrilor $\langle K_p, K_a \rangle$. Rezolvarea acestei probleme constituie parcurgerea unei prime etape de optimizare. Problemele aferente unei a doua etape de optimizare şi anume a optimizării regimurilor forţate ale SLEM-B fac obiectul pct. 5.4.2. Restricţiile care se impun, menţionate în majoritate la pct. 5.2. şi 5.3. conduc fie la restrîngerea domeniului rezultat la pct.5.4.1 fie la reducerea lui la o singură traiectorie, micşorîndu-se astfel rolul factorului arbitrar caracteristic problemelor de optimizare în spaţii multidimensionale.

5.4.1. Considerente referitoare la proiectarea compensatorului de stabilizare în condiţii de optimizare cu restricţii a regimului liber al SLEM-B.

5.4.1.1. Criteriile de calitate considerate.

Regimul liber al SLEM-B este redat de ec.(5.5) considerînd:

$$\tilde{Z}_\delta(t) = 0 \;\; ; \;\; F_e(t) = 0 \;\; ; \;\; Z_s(t) = 0 \;\; ;$$
$$\underline{X}_1(0) = [Z_\delta(0) \;\; \dot{Z}_\delta(0) \;\; \ddot{Z}_m(0)]^T = \underline{X}_{1o} \quad , \tag{5.81}$$

ceea ce se interpretează: „variaţii nule ale mărimilor de intrare şi condiţii iniţiale oarecari, bine precizate".

Pentru aprecierea regimurilor libere se consideră indicii de calitate patratici [186,43] :

$$I(U_a) = 0,5\int_0^\infty\left[q_p^2 Z_\delta^2(t) + q_a^2\ddot{Z}_m^2(t) + U_a^2(t)\right] dt \tag{5.82}$$

$$I'(U_a) = 0,5\int_0^\infty\left[q_p^2 Z_\delta^2(t) + q_v^2\dot{Z}_\delta^2(t) + q_a^2\ddot{Z}_m^2(t) + U_a^2(t)\right] dt \quad . \tag{5.83}$$

Proiectarea compensatorului K se face adoptînd drept criteriu de calitate minimizarea unuia din aceşti doi indici în condiţiile limitării superioare a amplificărilor lui K la valorile $K_{p\,max}$, $K_{v\,max}$ şi $K_{a\,max}$ adoptate de proiectant, adică considerînd indicii de calitate (5.82) şi (5.83) ca funcţii obiectiv şi relaţiile:

$$K_p \leqslant K_{p\,max}\ , \quad K_v \leqslant K_{v\,max}\ , \quad K_a \leqslant K_{a\,max} \qquad (5.84)$$

ca restricţii (de tip inegalitate).

Alegerea indicelui de calitate sub forma (5.82) conduce la o polioptimizare [25]. Astfel prin primul termen se urmăreşte reducerea variaţiilor întrefierului şi a probabilităţii de producere a impactului între electromagnet şi şină. Prin cel de-al doilea termen se caută reducerea variaţiilor acceleraţiei de deplasare pe verticală a electromagnetului şi prin aceasta asigurarea unui grad de confort cît mai bun. In fine, prin cel de-al treilea termen se tinde spre minimizarea variaţiilor mărimii de comandă, respectiv a consumului de putere. Limita superioară a indicelui integral s-a admis infinită din considerentul practic că SES-IL are o durată de funcţionare mult mai mare decît constantele sale de timp. Avînd în vedere că interesează numai variantele stabile de SLEM-B, rezultă că prin criteriul de calitate adoptat se asigură principial satisfacerea principalelor cerinţe ale performanţelor calitative de la pct.4.1. Asigurarea celorlalte cerinţe este posibilă fie prin considerarea unor indici de calitate mai cuprinzători, fie printr-o alegere adecvată a valorilor ponderilor q_p şi q_a.

Integrantul indicelui de calitate $I'(U_a)$ diferă de cel al indicelui $I(U_a)$ prin termenul $q_v^2 \dot{Z}_\delta^2(t)$. Aşa cum se arată la pct.5.4.1.4 prezenţa lui este importantă d.p.d.v. matematic datorită variaţiei parametrilor SES-IL cu diverşi factori. Acţionînd în sensul reducerii vitezei de variaţie a întrefierului, el are un efect favorabil numai la viteze medii de creaţie-ră. La viteze mari acest termen acţionează în sensul reducerii confortului de călătorie, pe cînd la viteze mici în sensul reducerii vitezei de reglare. Din acest motiv ponderea q_v se alege de valoare mică. Restricţiile (5.84) exprimă considerente legate de posibilitatea de realizare practică a compensatorului şi de protecţia acestuia faţă de zgomote.

5.4.1.2. Incadrarea problemei de calcul a compensatorului ca o problemă de stabilizare optimală cu restricţii.

Avînd în vedere precizările de la pct. 5.4.1.1., proiectarea compensatorului K al SLEM-B din fig.5.1. se reduce la „sinteza regulatorului optimal" al unui sistem liniar, neted, invariant în timp [4,127,136,181,24], care reprezintă de fapt o problemă de stabilizare optimală a SES-IL [25].

Identificînd indicii de calitate $I(U_a)$ şi $I'(U_a)$ cu forma canonică:

$$I(\underline{u}) = \frac{1}{2}\int_0^\infty [\underline{x}^T\underline{Q}\ \underline{x} + \underline{u}^T\underline{R}\ \underline{u}]dt \tag{5.85}$$

rezultă că matricile de ponderare ale indicilor de calitate adoptaţi au respectiv, expresiile:

$$\underline{Q} = \text{diag}\ [q_p^2,\ 0,\ q_a^2\ ]\ ; \qquad \underline{R} = [1]\ ; \tag{5.86}$$

$$\underline{Q} = \text{diag}\ [q_p^2,\ q_v^2,\ q_a^2]\ ; \qquad \underline{R} = [1]\ . \tag{5.87}$$

Ele verifică proprietăţile cerute de problema de stabilizare optimală, astfel că determinarea legii de comandă $U_a(\underline{X}_1)$ se rezumă la rezolvarea ecuaţiei algebrice Riccati:

$$\underline{P}\ \underline{A} + \underline{A}^T\underline{P} - \underline{P}\ \underline{B}_c\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T\underline{P} + \underline{Q} = \underline{0}\ , \tag{5.88}$$

în raport cu matricea constantă simetrică

$$\underline{P} = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} \\ p_{12} & p_{22} & p_{23} \\ p_{13} & p_{23} & p_{33} \end{bmatrix} \tag{5.89}$$

Odată rezolvată ec.(5.88) compensatorul se calculează cu relaţia:

$$\underline{K}^T = -\underline{R}^{-1}\underline{B}_c^T\underline{P} = -b\,[p_{13}\quad p_{23}\quad p_{33}]\ . \tag{5.90}$$

Din cele două expresii - (5.2) şi (5.90) - ale lui $\underline{K}$ rezultă relaţiile de legătură:

$$K_p = -bp_{13}\ ;\quad K_v = -bp_{23}\ ;\quad K_a = -bp_{33}\ . \tag{5.91}$$

Pe de altă parte se observă că sistemul (5.5) este condiţionat stabil, criteriul de stabilitate Hurwitz aplicat ecuaţiei caracteristice (5.6) furnizînd trei condiţii de stabilitate asimptotică:

$$\begin{aligned} &-b(K_a+K_{ao}) > 0 \\ &b^2(K_a+K_{ao})(K_v-K_{vo}) + b(K_p-K_{po}) > 0 \\ &-b(K_p-K_{po}) > 0\ . \end{aligned} \tag{5.92}$$

Parametrii SES-1L fiind strict pozitivi, din rel.(3.28) şi (3.29) rezultă

$$b < 0\ ,\quad K_{po} > 0\ ,\quad K_{vo} > 0\ ,\quad K_{ao} > 0\ ,$$

iar condiţiile de stabilitate (5.92) devin:

$$K_a > -K_{ao}\ , \tag{5.93-1}$$

$$b^2(K_a+K_{ao})(K_v-K_{vo}) + b(K_p-K_{po}) > 0\ , \tag{5.93-2}$$

$$K_p > K_{po}\ . \tag{5.93-3}$$

Pe baza celor prezentate pînă aici sinteza compensatorului SLEM-B revine la rezolvarea ec.(5.88) pentru un $\underline{Q}$ ales, astfel încît parametrii K_p, K_v şi K_a ai compensatorului, legaţi prin rel.(5.91) de soluţia ec.(5.88), să satisfacă condiţiile (5.93) şi restricţiile suplimentare (5.84).

In cazul indicelui de calitate (5.82) problema are două grade de libertate corespunzătoare adoptării ponderilor q_p şi q_a, iar în cazul indicelui de calitate (5.83) problema are trei grade de libertate, corespunzătoare lui q_p, q_v şi q_a.

5.4.1.3. Stabilirea domeniului soluţiei problemei de stabilizare optimală cu restricţii în cazul indicelui de calitate $I(U_a)$.

O rezolvare a acestei probleme a fost prezentată de autor în [43,30], iar în [27,71] se abordează pe această bază cazuri de studiu concrete. In cele ce urmează se dezvoltă o variantă îmbunătăţită de rezolvare, utilizată recent pentru proiectarea unui VPM [166]. Domeniul de existenţă al soluţiei problemei este în principiu domeniul $\mathcal{D}$ din fig.5.8, parametrul K_v determinîndu-se cu rel.(5.99).

In continuare se prezintă calea pe care s-a ajuns la acest rezultat şi se analizează unele aspecte legate de el. Principalele etape ale rezolvării problemei sînt, în esenţă, următoarele:

- Se explicitează sistemul de ecuaţii neliniare cuprins în ec.(5.88):

$$b^2p_{13}^2 + 2bK_{po}p_{13} - q_p^2 = 0 \tag{5.94-1}$$
$$b^2p_{13}p_{23} + bK_{po}p_{23} + bK_{vo}p_{13} - p_{11} = 0 \tag{5.94-2}$$
$$b^2p_{13}p_{33} + bK_{po}p_{33} - bK_{ao}p_{13} - p_{12} = 0 \tag{5.94-3}$$
$$b^2p_{23}^2 + 2bK_{vo}p_{23} - 2p_{12} = 0 \tag{5.94-4}$$
$$b^2p_{23}p_{33} + bK_{vo}p_{33} - bK_{ao}p_{23} - p_{13} - p_{22} = 0 \tag{5.94-5}$$
$$b^2p_{33}^2 - 2bK_{ao}p_{33} - 2p_{23} - q_a^2 = 0 \ . \tag{5.94-6}$$

- Din rel.(5.91) se observă că matricea $\underline{K}$ depinde doar de trei dintre elementele matricii $\underline{P}$: p_{13}, p_{23} şi p_{33}. Acestea se obţin ca soluţii ale sistemului de ec.(5.95) rezultat din ec.(5.94) şi relaţiile de legătură (5.91):

$$K_p^2 - 2K_{po}K_p - q_p^2 = 0 \tag{5.95-1}$$
$$K_a^2 + 2K_{ao}K_a + \frac{2}{b}K_v - q_a^2 = 0 \tag{5.95-2}$$
$$K_v^2 - 2K_{vo}K_v - 2K_{ao}K_p - 2K_aK_p + 2K_{po}K_a = 0 \ . \tag{5.95-3}$$

- Din ec.(5.95-1) rezultă pe de-o parte relaţia

$$q_p = \sqrt{K_p(K_p-2K_{po})} \ , \tag{5.96}$$

care, avînd în vedere că q_p este un parametru real nenul, stabileşte împreună cu rel.(5.84) că intervalul în care K_p poate lua valori (se observă că acesta nu contravine condiţiei (5.95-3)) este:

$$2\,K_{po} < K_p \leqslant K_{p\,max} \ , \tag{5.97}$$

iar pe de altă parte stabileşte relaţia de calcul a lui K_p pe acest interval:

$$K_p = K_{po} + \sqrt{K_{po}^2 + q_p^2} \quad . \tag{5.98}$$

Intrucît $\Delta(s)$ este un polinom Hurwitz, din rel.(5.95-3) rezultă:

$$K_v = K_{vo} + \sqrt{K_{vo}^2 + 2(K_a+K_{ao})(K_p-K_{po}) + 2K_{ao}K_{po}} \ . \tag{5.99}$$

Rel.(5.95-2) poate fi scrisă sub forma:

$$(K_a+K_{ao})^2 - K_{ao}^2 + \frac{2}{b}K_v = q_a^2 \quad . \tag{5.100}$$

- Condiţiile de existenţă ale unei soluţii reale pentru ecuaţia rezultată din rel.(5.99) şi (5.100), prin eliminarea lui K_v sînt:

$$\left\{\frac{b^2}{4}\left[(K_a+K_{ao})^2 - K_{ao}^2 + \frac{2}{b}K_{vo}\right]^2 - K_{vo}^2 - 2K_{ao}K_{po}\right\}\frac{1}{2(K_a+K_{ao})} \geqslant K_p - K_{po} \tag{5.101-1}$$

şi $K_a \geqslant -K_{ao} + \sqrt{K_{ao}^2 - \frac{2}{b}K_{vo}}$. Avînd în vedere şi rel.(5.84) rezultă că intervalul în care K_a poate lua valori este:

$$-K_{ao} + \sqrt{K_{ao}^2 - \frac{2}{b}K_{vo}} \leqslant K_a \leqslant K_{a\ max} \quad . \tag{5.101-2}$$

- Inlocuind K_v dat de rel.(5.99) în inecuaţia (5.93-2) şi ţinînd seama de rel.(5.97) rezultă condiţia echivalentă:

$$K_{po} < K_p - K_{po} < b^2(K_a+K_{ao})^3 - b(K_a+K_{ao})\sqrt{b^2(K_a+K_{ao})^4 + 2K_{ao}K_{po} + K_{vo}^2} \ . \tag{5.102}$$

- Odată obţinute rel.(5.97) ÷ (5.102), problema stabilirii unei perechi $\{q_p, q_a\}$ devine problema stabilirii punctului $H(K_p-K_{po}, K_a+K_{ao})$ care să satisfacă inecuaţiile (5.97), (5.101), (5.102) şi (5.103) (ultima inecuaţie a rezultat din rel.(5.99) şi (5.84)):

$$(K_a+K_{ao})(K_p-K_{po}) \leqslant \frac{1}{2}(K_{v\ max}^2 - 2K_{vo}K_{v\ max} - 2K_{ao}K_{po}) \quad . \tag{5.103}$$

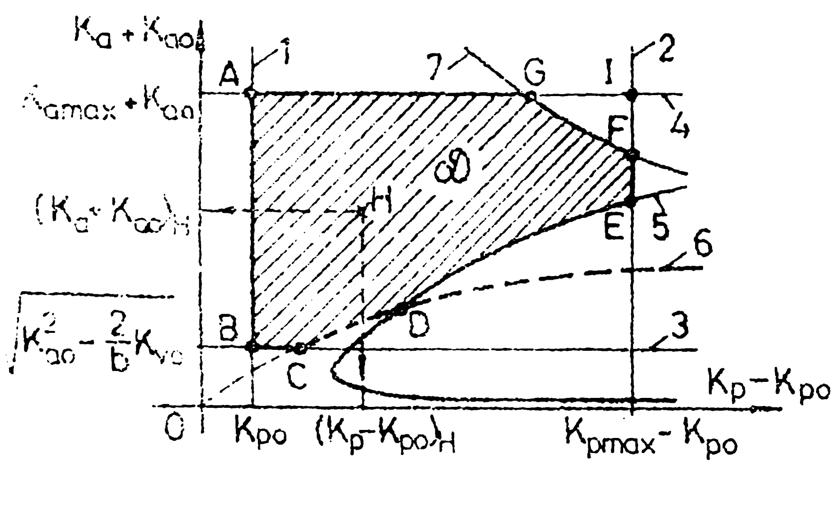


Fig. 5.8. Relativă la stabilirea domeniului în care perechea $\{K_p, K_a\}$ poate lua valori. (Dreptele 1 şi 2 corespund rel.(5.97), dreptele 3 şi 4 - rel.(5.101-2), curba 5 membrului stîng al rel.(5.101-1) curba 6 membrului drept al rel.(5.102), iar curba 7 membrului drept al rel.(5.103)).

- Problema se soluţionează cel mai simplu pe cale grafică. Soluţia ei este domeniul $\mathcal{D}$ (haşurat) din fig.5.8., situat în cadranul I al planului $\langle K_p-K_{po}, K_a+K_{ao}\rangle$ amplasat simultan :

(i) - între dreptele 1 şi 2,
(ii) - între dreptele 3 şi 4,
(iii) - la stînga curbelor 5 şi
(iv) - sub hiperbola echilateră

Reprezentările din această figură sînt reprezentări de principiu.

- Soluţia problemei de optim în planul $\langle q_p, q_a\rangle$ se obţine considerînd transformarea definită de rel.(5.96) şi relaţia:

$$q_a = \sqrt{(K_a+K_{ao})^2 - K_{ao}^2 + \frac{2}{b} K_v} \quad , \qquad (5.104)$$

K_v avînd expresia (5.99). Astfel, principial, pe baza acestei transformări domeniul $\mathcal{D}$ din fig.5.8. se tranformă în domeniul $\mathcal{D}_q$ din fig.5.9 (rel.(5.104) s-a obținut din rel.(5.95-2)), punctele A', B',... corespunzînd punctelor A, B, ...

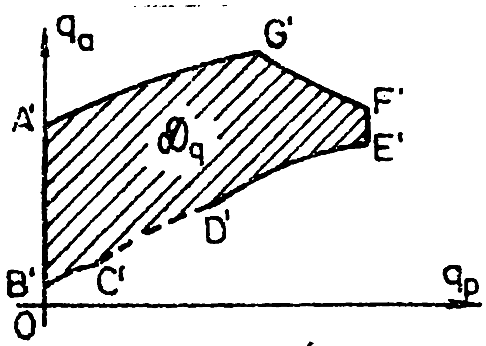


Fig. 5.9. Relativă la transformarea domeniului de existență a soluției de optim din planul $\langle K_p-K_{po}, K_a+K_{ao}\rangle$ în planul $\langle q_p, q_a\rangle$.

Domeniul $\mathcal{D}$ obținut pe calea indicată reprezintă mulțimea tuturor perechilor de valori $\{K_p, K_a\}$ pentru care indicele de calitate (5.82), corespunzător SLEM-B din fig. 5.1., poate fi minimizat în acord cu „problema reglării optimale" a unui sistem liniar continuu, invariant în timp, parametrii compensatorului fiind limitați superior potrivit rel.(5.84). Odată ales un punct H în domeniul $\mathcal{D}$, parametrii compensatorului se calculează astfel:

$$K_p^* = (K_p-K_{po})_H + K_{po} \qquad (5.105\text{-}1)$$

$$K_a^* = (K_a+K_{ao})_H - K_{ao} \qquad (5.105\text{-}2)$$

$$K_v^* = K_{vo} + \sqrt{K_{vo}^2 + 2(K_a^*+K_{ao})(K_p^*-K_{po}) + 2K_{ao}K_{po} + q_v^2} \ , \qquad (5.105\text{-}3)$$

iar valorile lui q_p și q_a rezultă cu rel.(5.96) și (5.100).

Frontierele domeniului $\mathcal{D}$ corespund satisfacerii la limită a diferitelor condiții impuse. Astfel, în fig.5.8. punctele de pe laturile AB, BC și DE satisfac la limită condițiile de existență a unei soluții pentru ecuația algebrică Riccati (5.88), punctele de pe laturile EF, FG și GA satisfac la limită condițiile (5.84), iar punctele de pe latura CD corespund limitei de stabilitate. Intrucît pentru aceste ultime puncte sistemul este instabil, latura CD nu aparține domeniului $\mathcal{D}$. Pentru a avidenția acest fapt ea a fost reprezentată cu linie întreruptă. Analog, în fig.5.9. latura C'D' $\notin \mathcal{D}_q$. Totodată trebuie observat că domeniul $\mathcal{D}$ reprezintă doar o parte a domeniului de stabilitate al SLEM-B. In fine trebuie menționat că în funcție de valorile parametrilor SES-1L și a limitelor impuse, configurația domeniului $\mathcal{D}$ se poate schimba, numărul de laturi modificîndu-se (spre ex. dacă curba 7 este deasupra punctului I, atunci dispare latura FG ș.a.m.d.).

Din cele mai sus prezentate rezultă că în loc de a exploata cele două grade de libertate q_p și q_a este mai avantajos să se utilizeze cele două grade de libertate reprezentate de K_p și de K_a. Așa cum s-a menționat, aceste două grade de libertate pot fi utilizate în continuare pentru optimizarea unor regimuri forțate ale SLEM-B, în speță astfel încît să fie satisfăcute şi unele condiţii de calitate empirice sau energetice în raport cu cel puţin una din mărimile de intrare ale SLEM-B Rezolvarea acestei probleme este prezentată la pct.5.4.2.

5.4.1.4. Stabilirea domeniului soluţiei problemei de stabilizare optimală cu restricţii în cazul indicelui de calitate $I'(U_a)$.

Indicele de calitate $I(U_a)$ este utilizabil în ipoteza că parametrii SES-1L sînt constanţi. Practic, ei pot avea - de la caz la caz - variaţii mai mult sau mai puţin pronunţate. Intr-o astfel de situaţie, modificarea punctului de funcţionare conduce, în condiţiile unui compensator $\underline{K}$ constant şi bine precizat, la nerespectarea relaţiei de legătură (5.99) şi prin aceasta la compromiterea indicelui $I(U_a)$.+)

Utilizarea indicelui de calitate $I'(U_a)$ conduce la următoarele modificări ale relaţiilor de la pct.5.4.1.3.:

$$b^2p_{23}^2 + 2bK_{vo}p_{23} - 2p_{12} - q_v^2 = 0 \tag{5.94'-4}$$

$$K_v^2 - 2K_{vo}K_v - 2K_{ao}K_p - 2K_aK_p - 2K_aK_{po} - q_v^2 = 0 \tag{5.95'-3}$$

$$K_v = K_{vo} + \sqrt{K_{vo}^2 + 2(K_a+K_{ao})(K_p-K_{po})+2K_{ao}K_{po}+q_v^2} \tag{5.99'}$$

$$\left\{\frac{b^2}{4}\left[(K_a+K_{ao})^2-K_{ao}^2+\frac{2}{b}K_{vo}\right]^2-K_{vo}^2-2K_{ao}K_{po}-q_v^2\right\}\frac{1}{2(K_a+K_{ao})}\geqslant K_p-K_{po} \tag{5.101'-1}$$

$$K_{po}<K_p-K_{po}<b^2(K_a+K_{ao})^3-b(K_a+K_{ao})\sqrt{b^2(K_a+K_{ao})^4+2K_{ao}K_{po}+K_{vo}^2+q_v^2} \tag{5.102'}$$

$$(K_a+K_{ao})(K_p-K_{po})\leqslant\frac{1}{2}(K_{v\,max}^2 - 2K_{vo}K_{v\,max} - 2K_{ao}K_{po}-q_v^2). \tag{5.103'}$$

Soluţionarea problemei de optimizare se realizează în trei etape:

(i) Se adoptă o valoare pentru q_v.

(ii) Se construieşte domeniul $\mathcal{D}$ folosind, acolo unde este cazul, relaţiile modificate notate cu accent.

(iii) Se adoptă punctul H (v. fig.5.8), parametrii compensatorului calculîndu-se cu rel.(5.105-1), (5.105-2) şi cu relaţia:

$$K_v^* = K_{vo} + \sqrt{K_{vo}^2+2(K_a^*+K_{ao})(K_p^*-K_{po})+2K_{ao}K_{po}+q_v^2}. \tag{5.105'-3}$$

Valorile corespunzătoare ale ponderilor q_p şi q_a se obţin cu rel. (5.96) şi (5.104).

Spre deosebire de $I(U_a)$, indicele de calitate $I'(U_a)$ este utilizabil şi în cazul cînd parametrii SES-1L nu sînt constanţi. Pentru a dovedi acest lucru se consideră că în urma modificării punctului de funcţionare faţă

+) Modificarea parametrilor SES-1L determină în situaţia menţionată o mică modificare a domeniului $\mathcal{D}$ şi a poziţiei punctului H. Aceloraşi valori ale lui K_p şi K_a le corespund noi valori pentru q_p şi q_a. Nevalidarea rel.(5.99), este echivalentă cu nevalidarea noilor valori ale acestor ponderi, deci cu a indicelui de calitate în sine.

de punctul nominal parametrii SES-1L iau noile valori K'_{po}, K'_{vo}, K'_{ao} şi b'. Păstrarea compensatorului K, fără modificarea coeficienţilor săi, este echivalentă cu modificarea valorilor ponderilor q_p, q_v şi q_a la valorile:

$$q'_p = \sqrt{K_p(K_p-2K'_{po})} \quad ; \quad q'_a = \sqrt{(K_a+K'_{ao})^2 - K'^2_{ao} + \frac{2}{b'} K_v} \quad ;$$

$$q'_v = \sqrt{(K_v-K'_{vo})^2-2(K_a+K'_{ao})(K_p-K'_{po})-K'^2_{vo}-2K'_{ao}K'_{po}} \quad .$$

In consecinţă modificarea punctului de funcţionare staţionară, în condiţiile utilizării unui compensator K constant şi bine precizat, este echivalentă cu modificarea indicelui de calitate (5.83) sub forma:

$$I'(U_a) = \int_0^\infty \left[q'^2_p Z^2(t) + q'^2_v \dot{Z}^2(t) + q'^2_a \tilde{Z}^2_m(t) + U^2_a(t)\right] dt \quad .$$

Acest rezultat permite următoarea observaţie: Considerînd compensatorul K calculat în acord cu indicele de calitate $I(U_a)$, dacă prin modificarea punctului de funcţionare staţionară este satisfăcută condiţia:

$$(K'_{po}-K_{vo}) K_a \geqslant (K'_{vo}-K_{vo})K_v + (K'_{ao}-K_{ao})K_p \quad , \tag{5.106}$$

atunci comportarea SLEM-B corespunde situaţiei cînd acelaşi compensator s-ar fi acordat cu indicele de calitate $I'(U_a)$ cu ponderile de eroare q'_p , q'_v şi q'_a. In cazul în care condiţia menţionată nu este satisfăcută acordarea compensatorului K la SES-1L nu mai corespunde optimizării după nici unul din indicii de calitate $I(U_a)$ şi $I'(U_a)$.

In continuare se presupune utilizat indicele de calitate $I'(U_a)$ întrucît $I(U_a) = I'(U_a)\big|_{q_v=0}$.

5.4.2. Considerente referitoare la proiectarea compensatorului de stabilizare în condiţii de optimizare a regimurilor forţate ale SLEM-B.

Ca punct de plecare se consideră rezultatul obţinut în paragraful 5.4.1 scopul urmărit constînd în proiectarea compensatorului K (adică în stabilirea punctului H din domeniul $\mathcal{D}$ - fig.5.9) de aşa manieră încît SLEM-B să satisfacă anumite restricţii în raport cu mărimile de intrare $\tilde{Z}_\delta$, F_e şi Z_s. Aceste restricţii au fost stabilite în cea mai mare parte în paragrafele anterioare.

1^o - In raport cu mărimea de conducere $\tilde{Z}_\delta$ se impune în primul rînd considerarea parţială sau completă a restricţiilor de tip inegalitate (5.16). Ele conduc în general la restrîngerea domeniului în care K_p şi K_a pot lua valori şi anume la un subdomeniu al domeniului $\mathcal{D}$.

In al doilea rînd, se face observaţia că pentru stabilirea punctului H se poate considera şi minimizarea indicilor de calitate integrali:

$$J_1 = \int_0^\infty \left[h_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(t) - h_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(\infty)\right]^2 dt \tag{5.107}$$

şi

$$J_2 = \int_0^{\infty}\left\{\left[h_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(t) - h_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(\infty)\right]^2 + \tau_1^2\, \dot{h}^2_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(t)\right\} dt \quad , \qquad (5.108)$$

evaluabili cu ajutorul egalităţii lui Parceval, (5.30). (In rel.(5.107) $h_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(\infty) = -(K_p-K_{po})^{-1}$ reprezintă valoarea de regim staţionar constant a răspunsului indicial.). Se obţine:

$$J_1 = \frac{-(K_v-K_{vo})(K_p-K_{po})-3b(K_a+K_{ao})^2(K_p-K_{po})-b(K_a+K_{ao})(K_{vo}^2+2K_{ao}K_{po})}{2b(K_p-K_{po})^3(K_v-K_{vo})\left[b(K_v-K_{vo})(K_a+K_{ao})+(K_p-K_{po})\right]} \qquad (5.107')$$

$$J_2 = J_1 + \tau_1^2 \frac{-(K_a+K_{ao})}{2(K_p-K_{po})(K_v-K_{vo})\left[b(K_v-K_{vo})(K_a+K_{ao})+(K_p-K_{po})\right]} \cdot \qquad (5.108')$$

Stabilirea punctului H devine acum o problemă de programare neliniară cu restricţii şi anume: „minimizarea funcţiei obiectiv $J_1(K_p,K_v,K_a)$ sau $J_2(K_p,K_v,K_a)$ în condiţiile restricţiei de tip egalitate (5.99') şi a restricţiilor de tip inegalitate ce delimitează domeniul $\mathcal{D}$ ". Rezolvarea acestei probleme sub formă literală (spre ex. prin metoda Hall-Phillips-Newton [181]) nefiind posibilă, pot fi luate în consideraţie doar soluţionări numerice.

Intrucît, în general, minimizarea lui J_1 conduce la procese puternic oscilante [150,24], se recomandă alegerea punctului H prin minimizarea lui J_2. Cu cît parametrul τ_1, cu dimensiunea „timp", are o valoare mai mare, cu atît - în condiţiile problemei enunţate - răspunsul indicial va rezulta mai puţin oscilant şi suficient de amortizat.

2^o - <u>In raport cu forţa exterioară F_e</u> trebuie avută în vedere considerarea parţială sau completă a restricţiilor de tip inegalitate (5.20), ele avînd un efect similar cu cel al restricţiilor (5.16).

3^o - <u>In raport cu mărimea Z_s</u> principalele restricţii de proiectare sînt exprimate de diagramele $\omega_o = f(Z_{\delta o})$ stabilite la firma MBB pentru determinarea lărgimii de bandă a SLEM-1L, optime d.p.d.v. energetic (al puterii de comandă aparente sau reale).

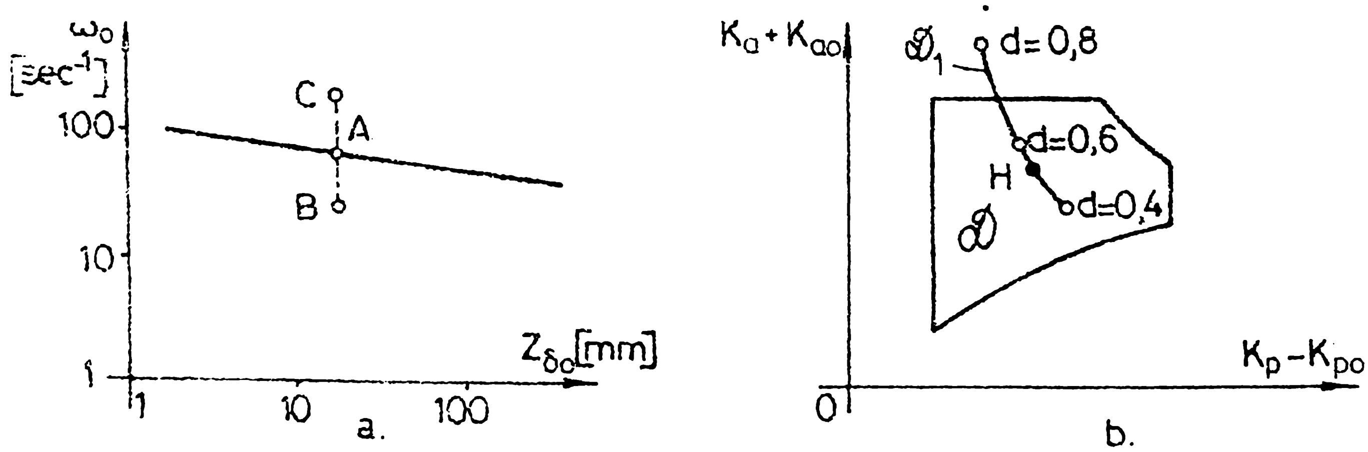


Fig. 5.10. Relativă la proiectarea compensatorului K pe bază de condiţii de optim energetic: a) aspectul general al caracteristicilor de optim determinate la firma MBB; b) imaginea caracteristicilor de optim în domeniul $\mathcal{D}$.

Diagramele menţionate apar în lucrările [62,66,65]. Ele au aspectul din fig.5.10.a., fiind trasate în coordonate logaritmice. Puterea de comandă necesară pentru levitare sau ghidare este minimă atunci cînd perechea de valori $\{Z_{\delta o}, \omega_o\}$ = {întrefier nominal, pulsaţie proprie dominantă a SLEM-B} corespunde unui punct de pe diagramă, cum este spre ex. punctul A. Dacă însă dimensionarea sistemului corespunde punctului B, adică $\omega_o < f(Z_{\delta o})$, atunci puterea de comandă este mai mică numai cînd SLEM-B lucrează la întrefier constant urmărind neregularităţile căii. In cazul dimensionării sistemului în punctul C, adică pentru $\omega_o > f(Z_{\delta o})$, o funcţionare economică a sistemului necesită respectarea condiţiei Z_m = const., electromagnetul nemai urmărind neregularităţile căii. In prezenţa ambelor categorii de perturbaţii (Z_{sp} perturbaţie completă), adică în cazul real, puterea de comandă din situaţiile de dimensionare a SLEM-B în punctele B sau C este mai mare decît pentru situaţia de dimensionare în punctul A.

Avînd în vedere aspectul lor liniar, pentru diagramele $\omega_o = f(Z_{\delta o})$ se pot stabili cu uşurinţă expresii analitice. Spre exemplu:

1.a - In cazul cînd drept criteriu de optim se utilizează minimizarea puterii aparente fără a se lua în consideraţie fluxul de dispersie sau

1.b - In cazul cînd drept criteriu de optim se utilizează minimizarea puterii reale cu sau fără considerarea fluxului de dispersie,

rezultă dependenţele:

$$\lg Z_{\delta o} + 2 \lg \omega_o = 1 + \lg 2 \quad \text{sau} \quad \omega_o = 10^{0,5 + \lg\sqrt{2/Z_{\delta o}}} \qquad (5.109)$$

2. - In cazul cînd drept criteriu de optim se utilizează minimizarea puterii reale cu considerarea fluxului de dispersie şi a curenţilor turbionari, rezultă:

$$\lg Z_{\delta o} \cdot \lg 5 + 2 \lg \omega_o = 2 - \lg 5 \quad \text{sau} \quad \omega_o = 10^{1 - \lg 5 \cdot \lg\sqrt{10 \cdot Z_{\delta o}}} \qquad (5.110)$$

In aceste relaţii $Z_{\delta o}$ se exprimă în m , iar ω_o în rad/sec.

In ceea ce priveşte proiectarea compensatorului problema se pune astfel punctul H trebuie astfel determinat încît polii (5.8) să aibă ω_o determinat în funcţie de $Z_{\delta o}$ conform celor mai sus precizate. In aceste condiţii, pentru proiectarea compensatorului mai rămîne disponibil un singur grad de libertate, restricţiile (5.109) şi (5.110) fiind de tip egalitate. Cel mai potrivit parametru ce poate fi utilizat în acest scop este coeficientul de amortizare d, valoarea lui ω_1 rezultînd în mod nemijlocit.

Astfel, impunînd ecuaţiei caracteristice (5.6) polii (5.8) cu ω_o bine precizat, prin identificarea coeficienţilor rezultă sistemul neliniar de ecuaţii algebrice:

$-b(K_a+K_{ao}) = \omega_1+2d\,\omega_o$; $-b(K_v-K_{vo}) = \omega_o^2+2d\,\omega_o\,\omega_1$; $-b(K_p-K_{po}) = \omega_1\,\omega_o^2$.

Ţinînd seama, spre exemplu, de legătura (5.99') şi considerînd pe d ca variabilă independentă rezultă:

$$K_p-K_{po} = \frac{\omega_o^3}{2}\sqrt{\frac{E}{d^2-0,5}} \quad (5.111\text{-}1) \qquad ; \qquad K_a+K_{ao} = \frac{\omega_o}{2}\sqrt{\frac{E}{d^2-0,5}} - 2\,\frac{d}{b}\,\omega_o \quad (5.111\text{-}2)$$

unde:

$$E = \frac{K_{vo}^2+2K_{ao}K_{po}}{\omega_o^4} - \frac{1}{b^2} .$$

Cele două relaţii definesc o traiectorie $\mathcal{D}_1$ de parametru d :

$d \in (\frac{\sqrt{2}}{2}, 1)$ pentru $E>0$ şi $d \in (0,1\ ,\ \frac{\sqrt{2}}{2})$ pentru $E<0$,

situată parţial sau complet în domeniul $\mathcal{D}$ (fig.5.10.b). Odată adoptat d, polii $p_{1,2,3}$ se obţin cu rel.(5.8) în care:

$\omega_1 = -(b/\omega_o^2)\cdot(K_p-K_{po})_H$.

5.4.3. Metodologia de proiectare a compensatorului se stabilizare al SLEM-B.

Considerentele precizate în cadrul ultimelor două puncte impun ca metodologie de proiectare a compensatorului K cumularea în diverse variante a rezultatelor obţinute pe parcursul lor. Aceste variante sînt determinate de modul de ordonare a importanţei diferitelor regimuri forţate considerate. Indiferent de variantă, optimizarea cu restricţii suplimentare a regimului liber se consideră obligatorie. Cu alte cuvinte punctul H $((K_p-K_{po})_H, (K_a+K_{ao})_H)$ trebuie să aparţină domeniului $\mathcal{D}$ (fig. 5.8), parametrii compensatorului calculîndu-se cu rel.(5.105) sau cu rel.(5.105-1), (5.105-2), (5.105'-3). Se consideră mai importante următoarele variante:

Cazul P-1. K se determină prin cumularea rezultatelor de la pct. 5.4.1. şi 5.4.2-3°, ceea ce înseamnă că punctul H se alege pe porţiunea curbei $\mathcal{D}_1$ situată în domeniul $\mathcal{D}$.

Calculele constau în determinarea curbei $\mathcal{D}_1$ prin puncte (pornind de la valori mari ale lui d) şi în verificarea condiţiilor menţionate în textul fig. 5.8.

Cazul P-2. K se determină prin cumularea rezultatelor de la pct. 5.4.1. şi 5.4.2-1°.

Cazul P-3. K se determină prin cumularea rezultatelor de la pct. 5.4.1 şi 5.4.2-2°.

Referitor la ultimele două cazuri trebuie observat că lipsa unor expresii explicite pentru indicii de calitate empirici definiţi în răspunsul indicial - σ_1, t_1 şi t_r - face imposibilă explicitarea restricţiilor (5.16), respectiv (5.20), în funcţie de coordonatele domeniului $\mathcal{D}$. Acest dezavantaj este parţial compensat de existenţa caracteristicilor de performanţă $\sigma_1 = f_1(d)$, $t_1 = f_2(d)$, $t_r = f_3(d)$ ş.a.m.d. (v. anexa IV), sau de existenţa indicilor de calitate (5.107) şi (5.108), care permit dezvoltarea unor metode euristice de stabilire a punctului H.

Spre exemplu, în [27] cazul P-2 se rezolvă în următoarele etape:

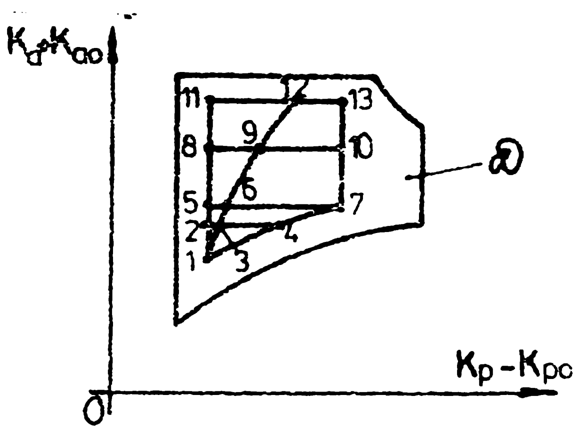


Fig. 5.11. Relativă la o metodă euristică de stabilire a punctului H.

1^o - Se defineşte în planul domeniului $\mathcal{D}$ o reţea de trasee cum este spre exemplu cea din fig.5.11. Fie $i = 1, 2,$ ... nodurile reţelei.

2^o - Se determină pentru fiecare nod „i" performanţele σ_1, t_m, t_1 şi t_r, conform precizărilor din anexa IV - cazul IV-1. In acest scop, pentru fiecare nod „i" se calculează în prealabil parametrii compensatorului cu relaţiile menţionate şi se pune polinomul caracteristic al SLEM-B sub forma (5.7).

3^o - Se adoptă ca punct H unul dintre nodurile „i" în care indicii de calitate empirici satisfac complet sau parţial restricţiile (5.16).

Traseele definite (spre ex. traseul ce conţine punctele 1,3,6,9,12) permit aprecierea modului în care indicii de calitate empirici se modifică în lungul lor, furnizînd suficiente informaţii pentru a putea adopta punctul H şi diferit de nodurile reţelei. Datorită erorilor care pot apare în estimarea parametrilor SES-1L nu se recomandă alegerea lui H pe frontierele domeniului $\mathcal{D}$.

In ceea ce priveşte cazul P-1, se recomandă ca adoptarea finală a valorii lui d să se facă de asemenea în mod euristic, cumulînd şi rezultatele de la pct. 5.4.2-1^o sau/şi pct.5.4.2-2^o, iar în ceea ce priveşte cazurile P-2 şi P-3 se recomandă interpretarea soluţiei conform fig. 5.10.a.

Considerentele mai sus precizate permit etapizarea metodologiei de proiectare a compensatorului $\underline{K}$ al SLEM-B după cum urmează:

a. Se stabileşte punctul nominal al SES-1L şi se procedează la corectarea valorilor lui M_0 şi R în concordanţă cu precizările de la pct.

4.1-(i), 4.1-(ii), 5.3.1. şi 5.3.3. Se determină parametrii derivaţi ai SES-1L conform capitolului 3.

b. Se calculează compensatorul $\underline{K}$ conform unuia din cazurile P-1, P-2, P-3 de mai sus.

c. Se validează rezultatul obţinut prin verificarea modului de comportare al SLEM-B în condiţii considerate semnificative. Principalele mijloace sînt:

- studiul diverselor regimuri tranzitorii la funcţionarea SLEM-B în vecinătatea punctului nominal, prin integrarea ec.(5.5) şi verificarea pe această bază a unora dintre restricţiile neluate în consideraţie la pct. b. de mai sus;
- studiul diverselor regimuri tranzitorii în vecinătatea unor puncte de funcţionare diferite de cel nominal;
- analiza sensibilităţii SLEM-B în raport cu diverşi parametrii.

In cazul VPM se impune verificarea întrefierului nominal, testul avînd calitatea de a valida sau nu soluţia obţinută. Verificarea confortului de călătorie, conform celor precizate în cap. 4 şi la pct.5.2.2.3.2-(ii) nu are această calitate.

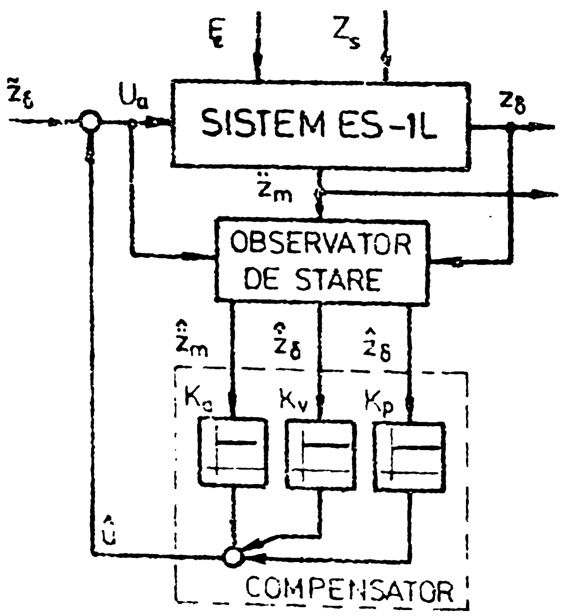
Odată proiectat compensatorul $\underline{K}$ etapa următoare o constituie implementarea legii de reglare conform precizărilor de la pct.5.5. şi pct.5.6.

5.5. Sisteme cu levitaţie elctromagnetică cu un grad de libertate fără compensarea perturbaţiilor.

SLEM-1L nu poate fi realizat practic sub forma SLEM-B datorită faptului că din cele trei mărimi de stare - z_δ, $\dot{z}_\delta$ şi $\ddot{z}_m$ - doar prima şi ultima sînt direct măsurabile. Impedimentul se ocoleşte realizînd sistemul sub forma din fig.5.12. Principial diferenţa dintre cele două scheme constă în faptul că ultima utilizează un observator de stare (OS) ale cărui mărimi de ieşire

$$\hat{\underline{X}}_1 = [\hat{z}_\delta \quad \hat{\dot{z}}_\delta \quad \hat{\ddot{z}}_m]^T \quad , \qquad (5.112)$$

sînt estimatele componentelor vectorului $\underline{X}_1$.



OS din fig. 5.12 este un „observator de stare identic", de ordin complet, adică de ordinul n'= n = 3.

Fig. 5.12. Schema bloc a SLEM-1L cu reacţie după vectorul de stare $\underline{X}_1 = [z_\delta \; \dot{z}_\delta \; \ddot{z}_m]^T$ şi cu OS identic.

SES-1L (5.3) fiind observabil (v.pct. 2.1.2.2) şi având rang $\underline{C} = 2 = m$, $\underline{X}_1$ poate fi estimat şi cu un OS de ordin redus, chiar de ordin minim $n' = n-m = 3-2 = 1$. Concluzia apare ca naturală având în vedere că z_δ şi $\dot{z}_m$ fiind măsurabile pentru realizarea sistemului este necesară numai estimata $\hat{\dot{z}}_\delta$ a vitezei întrefierului $\dot{z}_\delta$.

5.5.1. Relaţii generale pentru calculul observatorilor SLEM-1L.

In cele ce urmează se prezintă, în rezumat, câteva probleme referitoare la OS de tip Luenberger, utilizaţi în continuare la construirea mai multor variante de OS pentru SES-1L.

Considerînd sistemul liniar continuu, invariant în timp şi observabil

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A}\,\underline{x}(t) + \underline{B}\,\underline{u}(t) \quad ; \quad \underline{y}(t) = \underline{C}\,\underline{x}(t) \quad , \qquad (5.113)$$

se demonstrează [106] că sistemul

$$\dot{\underline{z}}(t) = \underline{F}\,\underline{z}(t) + \underline{G}\,\underline{y}(t) + \underline{\mathcal{T}}\,\underline{B}\,\underline{u}(t) \quad , \qquad (5.114)$$

construit astfel încât:

(i) $\underline{F}$ să aibă valori proprii diferite de $\underline{A}$; (5.115-1)

(ii) $\underline{\mathcal{T}}\,\underline{A} - \underline{F}\,\underline{\mathcal{T}} = \underline{G}\,\underline{C}$, (5.115-2)

este un OS al sistemului (5.113), între $\underline{x}(t)$ şi $\underline{z}(t)$ existând legătura:

$$\underline{z}(t) = \underline{\mathcal{T}}\,\underline{x}(t) + e^{\underline{F}t}\left[\underline{z}(0) - \underline{\mathcal{T}}\,\underline{x}(t)\right] \quad . \qquad (5.116)$$

Dacă OS este asimptotic stabil atunci, după amortizarea lui $e^{\underline{F}t}$ rezultă $\underline{z}(t) = \underline{\mathcal{T}}\,\underline{x}(t)$, $\underline{z}(t)$ obţinându-se din $\underline{x}(t)$ prin transformarea liniară de matrice $\underline{\mathcal{T}}$. Proiectarea OS (5.114) reprezintă o problemă de alocare şi constă în determinarea matricilor $\underline{F}$, $\underline{G}$ şi $\underline{\mathcal{T}}$ în acord cu condiţiile (i) şi (ii) de mai sus.

Un al doilea rezultat important îl constituie faptul că orice funcţională liniară de variabilele de stare $\underline{x}(t)$ ale sistemului (5.113), în speţă funcţionala

$$u(t) = \underline{K}^T\underline{x}(t) \qquad (5.117)$$

poate fi estimată de către „observatorul de funcţională liniară de stare" (OFLS):

$$\dot{\underline{z}}(t) = \underline{F}\underline{z}(t) + \underline{G}\underline{y}(t) + \underline{\mathcal{T}}\,\underline{B}\underline{u}(t)$$
$$\hat{u}(t) = \underline{e}^T\underline{z}(t) + \underline{h}^T\underline{y}(t) \ . \qquad (5.118)$$

Acest observator poate avea ordinul redus $n' = \nu - 1$, unde [107,108]:

$$\nu = \min\left\{\mu \,\middle|\, \text{rang}\left[\underline{C}^T \ \underline{A}^T\underline{C}^T \ (\underline{A}^T)^2\underline{C}^T \ \ldots \ldots (\underline{A}^T)^{\mu-1}\underline{C}^T\right] = n\right\} \ , \qquad (5.119)$$

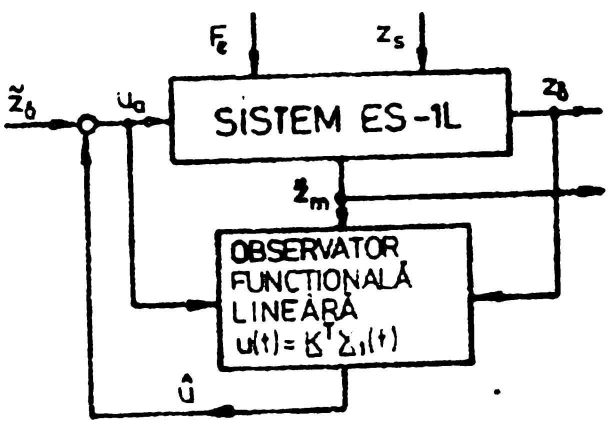


Fig. 5.13. Schema bloc a SLEM-1L cu OFLS: $u = \underline{K}^T\underline{X}_1(t)$.

reprezintă indicele de observabilitate al sistemului (5.113). Proiectarea OFLS (5.118) reprezintă o problemă de alocare ce revine, în principiu, la a determina matricile $\underline{F}$, $\underline{G}$, $\underline{\mathcal{T}}$, $\underline{e}$ şi $\underline{h}$ în acord cu condiţiile:

(i) $\underline{F}$ să aibă valori proprii diferite de $\underline{A}$; (5.120-1)

(ii) $\underline{\mathcal{T}}\,\underline{A} - \underline{F}\,\underline{\mathcal{T}} = \underline{G}\,\underline{C}$; (5.120-2)

(iii) $\underline{e}^T\underline{\mathcal{T}} + \underline{h}^T\underline{C} = \underline{K}^T$. (5.120-3)

In cazul SLEM-1L schema bloc aferentă utilizării unui astfel de OFLS are aspectul din fig. 5.13.

Pentru $\underline{\mathcal{T}} = \underline{I}$, atît OS (5.114) cît şi OFLS (5.118) conduc la „observatorul identic" [106] :

$$\dot{\underline{z}}(t) = \underline{F}\,\underline{z}(t) + \underline{G}\,\underline{y}(t) + \underline{B}\,\underline{u}(t) \quad , \qquad (5.121)$$

pentru care, potrivit rel.(5.115-2) şi (5.120-2), matricile $\underline{F}$ şi $\underline{G}$ trebuie să satisfacă condiţia:

$$\underline{A} - \underline{F} = \underline{G}\,\underline{C} \quad , \qquad (5.122)$$

legătura (5.116) dintre $\underline{x}(t)$ şi $\underline{z}(t)$ devenind $\underline{z}(t) = \underline{x}(t) + e^{\underline{F}t}[\underline{z}(0) - \underline{x}(0)] = \hat{\underline{x}}(t)$.

Un al treilea rezultat esenţial referitor la OS îl reprezintă „teorema separării", în acord cu care:

$$\Delta_{SO}(s) = \Delta(s)\cdot\Delta_{OS}(s) \quad , \qquad (5.123)$$

unde: $\Delta(s)$ este polinomul caracteristic al sistemului ideal, cu reacţie după stare, iar $\Delta_{OS}(s)$ polinomul caracteristic al observatorului utilizat pentru realizarea sistemului real, al cărui polinom caracteristic s-a notat cu $\Delta_{SO}(s)$. O consecinţă importantă a teoremei separării constă în posibilitatea proiectării sistemului închis prin proiectarea separată a compensatorului $\underline{K}$ şi a OS sau OFLS : $\underline{K}$ astfel încît să se asigure pentru sistemul ideal ($u = \underline{K}^T\underline{x}$) dinamica dorită, iar $\underline{F}$ astfel încît prin prezenţa OS sau OFLS dinamica sistemului real să nu se abată prea mult faţă de cea a sistemului ideal. In acest sens în literatură apare recomandarea amplasării polilor OS sau OFLS „puţin la stînga" polilor sistemului ideal [18].

Pentru cazul SLEM-1L din fig.5.12 şi fig.5.13 compensatorul $\underline{K}$ a fost proiectat la pct. 5.4.3., $\Delta(s)$ fiind polinomul caracteristic (5.6) cu valorile proprii (5.8). Obiectivul următoarelor trei paragrafe îl constituie sinteza şi proiectarea a trei OS de tip Luenberger ce pot fi folosiţi în schemele din fig.5.12 şi 5.13.

Inaintea abordării acestor probleme se impune menţionarea unor aspecte critice referitoare la observatorii de tip Luenberger. Astfel, potrivit ec.(5.113) „sistemul observat" trebuie să satisfacă condiţiile:

(i) să fie liniar şi determinat, structura şi parametrii săi trebuind să fie apriori cunoscute;

(ii) să nu fie sub acţiunea altor mărimi de intrare decît cele de comandă, iar dacă se găseşte şi sub acţiunea altor mărimi de intrare, în speţă mărimi de perturbaţie, acestea să prezinte la intervale de timp suficient de mari numai variaţii în formă de impulsuri Dirac, pentru ca efectul lor să fie asimilabil cu modificarea condiţiilor iniţiale [132].

In practică nici una din aceste condiţii nu este complet respectată întrucît:

(i) Datorită erorilor de identificare a sistemului observat, observatorul va deservi întotdeauna un sistem real diferit de cel pentru care a fost proiectat. Utilizarea unui observator adaptiv pentru ameliorarea acestei situaţii nu constituie o soluţie acceptabilă întrucît, în cazul proceselor rapide, prin introducerea lui se înrăutăţeşte considerabil dinamica reglării. Intr-o serie de cazuri, în particular şi în cazul SES-1L - în ipoteza valabilităţii MM-ISI de ordin redus - situaţia poate fi complet ameliorată proiectînd observatorul astfel încît să rezulte independent de sistemul observat. D.p.d.v. al sistemului (5.113) acest lucru implică condiţiile evidente:

- In cazul OS (5.114): determinarea matricilor $\underline{F}$, $\underline{G}$ şi $\underline{T}$ astfel încît acestea precum şi matricea $\underline{T}\ \underline{B}$ să nu depindă de parametrii sistemului (5.113). (5.124-1)

- In cazul OFLS (5.118): determinarea matricilor $\underline{F}$, $\underline{G}$, $\underline{T}$, $\underline{e}$ şi $\underline{h}$ astfel încît $\underline{F}$, $\underline{G}$, $\underline{e}$, $\underline{h}$ şi matricea $\underline{T}\ \underline{B}$ să nu depindă de parametrii sistemului (5.113). (5.124-2)

(ii) Practic, foarte puţine procese au ca mărimi de intrare numai mărimile de comandă. Situaţia este ameliorată parţial prin însăşi structura observatorului de tip Luenberger, deoarece - în acord cu rel.(5.116) - aceştia se comportă astfel încît începînd cu un anumit moment $\underline{z} - \underline{T}\ \underline{x} \approx 0$; diferenţa dintre mărimile de stare ale sistemului şi estimatele acestora se modifică sub propria-i acţiune, procesul de egalizare avînd o dinamică independentă, stabilită prin matricea $\underline{F}$ a observatorului [133]. In principiu situaţia se poate ameliora şi mai mult dacă:

- OS sau OFLS se proiectează prin optimizarea comportării sistemului închis în raport cu mărimile de intrare. (5.125)

Metoda necesită definirea unor indici de calitate adecvaţi, a unor variaţii tip a mărimilor de intrare ş.a.m.d., adică a definirii problemei de optimizare, garantîndu-se o comportare optimă numai în raport cu clasa funcţiilor de intrare considerate. O astfel de soluţie a fost luată în consideraţie la proiectarea VPM la realizarea cărora a colaborat firma MBB, optimizarea făcîndu-se printr-o metoda euristică [63,61,62].

Legat de problema optimizării comportării SLEM-1L în raport cu mărimile de intrare se menţionează că o altă posibilitate este studiată la pct. 5.6.

5.5.?. SLEM-1L cu observator de stare identic.

Toate variantele de observatori de la pct.5.5.2 - 5.5.4 se proiectează în vederea realizării SLEM-1L aferente SES-1L de ecuaţii:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix}}_{\dot{X}_1} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -bK_{po} & -bK_{vo} & bK_{ao} \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix}}_{X_1} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{U_a}_{U_c} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ b_{p1} & b_{p2} & 0 \end{bmatrix}}_{B_p} \underbrace{\begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix}}_{U_p} \qquad \begin{matrix}(5.126\text{-}1)\\(5.127\text{-}1)\end{matrix}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ z_m \end{bmatrix}}_{Y} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{C} \underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ z_m \end{bmatrix}}_{X_1} \qquad \begin{matrix}(5.126\text{-}2)\\(5.127\text{-}2)\end{matrix}$$

Proiectarea unui OS identic pentru sistemul (5.126) revine la determinarea matricilor F, (3,3) şi G, (3,2) astfel încît să fie satisfăcută rel. (5.122), F avînd valori proprii diferite de ale lui A. Problema are şase grade de libertate întrucît adoptînd matricea G de forma (5.128), prin rezolvarea ec.(5.122) în raport cu F se obţine rezultatul (5.129):

$$G = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \\ g_{31} & g_{32} \end{bmatrix} \quad (5.128) \quad ; \quad F = \begin{bmatrix} -g_{11} & 1 & -g_{12} \\ -g_{21} & 0 & 1-g_{22} \\ -g_{31}-bK_{po} & -bK_{vo} & -g_{32}+bK_{ao} \end{bmatrix} (5.129)$$

OS identic are ec.(5.121) în care F şi G au expresiile anterioare. SLEM-1L rezultat are schema bloc din fig. 5.12, iar observatorul structura din fig. 5.14.

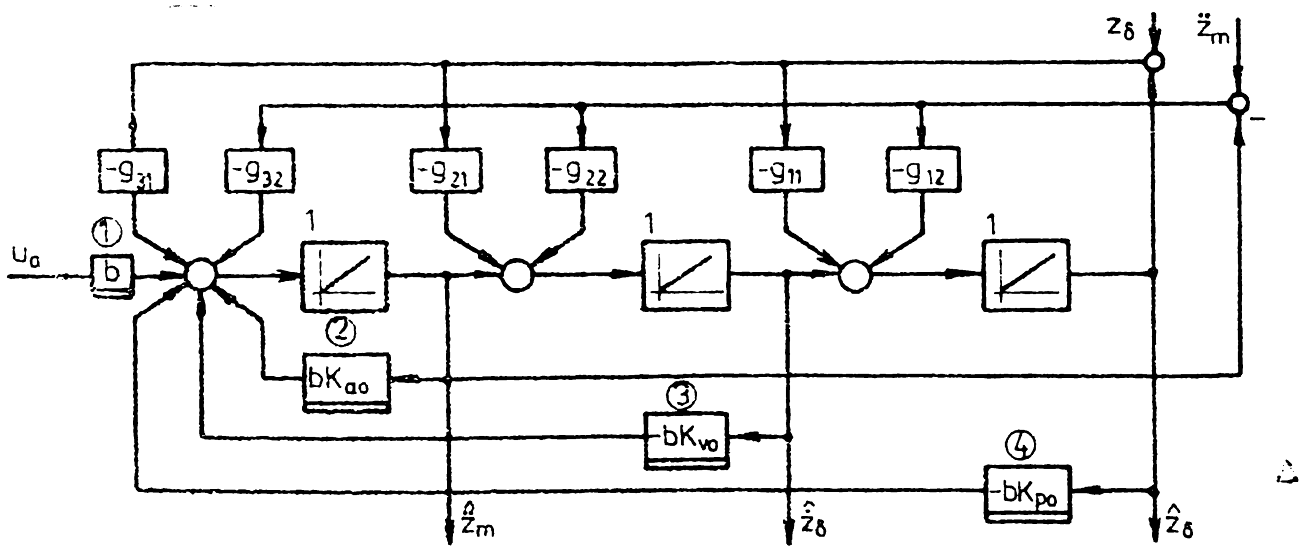


Fig. 5.14. Observator de stare identic pentru SLEM-1L din fig.5.12.

Principalul dezavantaj al implementării unui regulator cu un astfel de observator îl reprezintă sensibilitatea exagerată a SLEM-1L în raport cu parametrii SES-1L, situaţie datorată faptului că amplificările fixe ale OS - aferente blocurilor ① ... ④ - corespund valorilor calculate ale lui b, K_{po}, K_{vo} şi K_{ao}, adică unor valori ce pot diferi de valorile reale ale parametrilor derivaţi ai SES-1L. (Pentru a evidenţia acest lucru latura inferioară a celor patru blocuri s-a dublat). Datorită acestei

sensibilităţi exagerate, caracterizată prin posibilitatea instabilizării rapide a sistemului, indiferent de adoptarea matricii $\underline{G}$, SLEM-1L din fig.5.12 cu OS identic din fig.5.14 se consideră necorespunzător.

5.5.3. SLEM-1L cu observator de ordinul II pentru funcţionala liniară $u = \underline{K}^T\underline{X}_1$.

SLEM-1L are schema bloc din fig.5.13. Indicele de observabilitate al SES-1L (5.126) fiind

$$\nu = 2 \quad , \tag{5.130}$$

OFLS poate avea ordinul minim $n' = \nu - 1 = 1$. Un astfel de OFLS este studiat la pct.5.5.4.

In paragraful de faţă se calculează un observator de ordin $n' = 2$ pentru FLS:$u = \underline{K}^T\underline{X}_1$ şi se analizează SLEM-1L rezultat. Ecuaţiile acestui observator fiind de forma (5.118), matricile

$$\underline{F} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} \\ f_{21} & f_{22} \end{bmatrix}; \quad \underline{G} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix}; \quad \underline{\mathcal{T}} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} \end{bmatrix}; \quad \underline{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}; \quad \underline{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}, \tag{5.131}$$

trebuie astfel determinate încît să fie satisfăcute condiţiile (5.120). Studiul acestei probleme de alocare a condus la concluzia că este posibilă construcţia unui OFLS:$u = \underline{K}^T\underline{X}_1$ care să satisfacă şi condiţia (5.124-2), adică a unui OFLS cu parametrii independenţi de parametrii SES-1L. Practic sensibilitatea SLEM-1L va fi aceeaşi cu SLEM-B.

5.5.3.1. Construcţia observatorului de ordinul II al FLS:$u = \underline{K}^T\underline{X}_1$.

OFLS mai sus menţionat se construieşte parcurgînd etapele următoare:

a) Se impune matricei $\underline{\mathcal{T}}$ condiţia (5.124-2) rezultînd:

$$\underline{\mathcal{T}} = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & 0 \\ t_{21} & t_{22} & 0 \end{bmatrix} . \tag{5.132}$$

b) Se adoptă matricea $\underline{F}$ de aşa manieră încît polinomul caracteristic al OFLS să corespundă unui element de transfer de ordinul II cu caracter oscilant amortizat. Astfel, considerînd:

$$\Delta_{OS}(s) = s^2 + 2\tau\omega_{OS}s + \omega_{OS}^2 \quad , \tag{5.133}$$

cu τ şi ω_{OS} alese în concordanţă cu condiţia (5.120-2), rezultă:

$$\underline{F} = \begin{bmatrix} -2\tau\omega_{OS} & 1 \\ -\omega_{OS}^2 & 0 \end{bmatrix} . \tag{5.134}$$

c) Se impune matricilor $\underline{\mathcal{T}}$ şi $\underline{F}$ de mai sus şi matricei $\underline{G}$ din rel.(5.131) condiţia (5.120-2). Rezultă sistemul liniar omogen (5.135) de variabile $t_{11}, \ldots, t_{22}, g_{12}, \ldots, g_{22}$. Acesta este independent de parametrii SES-1L şi compatibil nedeterminat.

$$\begin{bmatrix} 2\zeta\omega_{OS} & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2\zeta\omega_{OS} & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ \omega_{OS}^2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & \omega_{OS}^2 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{11} \\ t_{12} \\ t_{21} \\ t_{22} \\ g_{11} \\ g_{12} \\ g_{21} \\ g_{22} \end{bmatrix} = \underline{0} \qquad (5.135)$$

Prima proprietate este o consecinţă a formei (5.132) a matricii $\underline{T}$. A doua proprietate corespunde faptului că pentru stabilirea matricilor $\underline{T}$ şi $\underline{G}$ în acord cu condiţia (5.120-2) se dispune de două grade de libertate. Spre exemplu considerînd ca variabile independente pe g_{12} şi g_{22}, din (5.135) rezultă:

$$\begin{bmatrix} t_{11} \\ t_{12} \\ t_{21} \\ t_{22} \\ g_{11} \\ g_{21} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2\zeta\omega_{OS} & 1 \\ 1 & 0 \\ \omega_{OS}^{-2} & 0 \\ 0 & 1 \\ \omega_{OS}^2(1-4\zeta^2) & 2\zeta\omega_{OS} \\ -2\zeta\omega_{OS}^3 & \omega_{OS}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{12} \\ g_{22} \end{bmatrix} \qquad (5.136)$$

Numărul cel mai mare de parametrii independenţi de ζ şi ω_{OS} se obţine atunci cînd:

$$g_{12} = 0 \quad \text{şi} \quad g_{22} = 1 \ . \qquad (5.137)$$

Adoptînd aceste valori în final rezultă:

$$\underline{T} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} ; \quad \underline{G} = \begin{bmatrix} 2\zeta\omega_{OS} & 0 \\ \omega_{OS}^2 & 1 \end{bmatrix} . \qquad (5.138)$$

d) Se impune vectorilor $\underline{e}$ şi $\underline{h}$ condiţia (5.120-3). Această condiţie aduce un nou grad de libertate, întrucît rezultă:

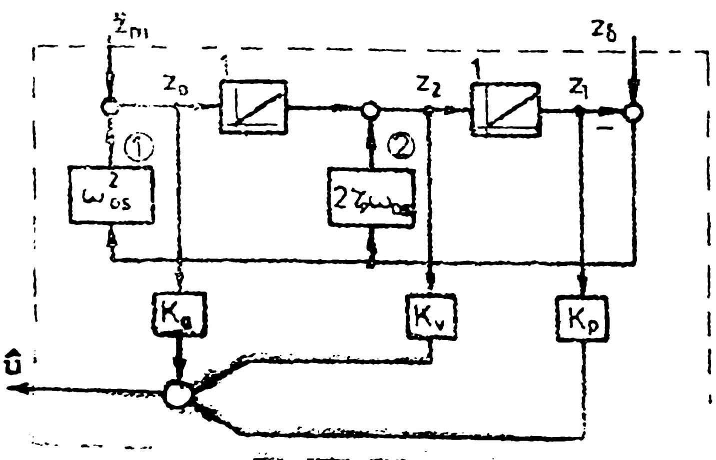
$$e_1 + h_1 = K_p \ , \quad e_2 = K_v \ , \quad h_2 = K_a \ . \qquad (5.139)$$

Adoptînd în continuare

$$h_1 = \omega_{OS}(2\zeta K_v + \omega_{OS} K_a) \qquad (5.140)$$

rezultă

$$\underline{e} = \begin{bmatrix} K_p - \omega_{OS}(2\zeta K_v + \omega_{OS} K_a) \\ K_v \end{bmatrix} ; \quad \underline{h} = \begin{bmatrix} \omega_{OS}(2\zeta K_v + \omega_{OS} K_a) \\ K_a \end{bmatrix} . \qquad (5.141)$$



OFLS rezultat are ecuaţiile:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{z}}(t) &= \underline{F}\,\underline{z}(t) + \underline{G}\,\underline{y}(t) \\ \hat{u}(t) &= \underline{e}^T \underline{z}(t) + \underline{h}^T \underline{y}(t) \end{aligned} \ , \qquad (5.142)$$

respectiv schema bloc structurală din fig. 5.15.

Fig. 5.15. Observatorul SLEM-1L din fig.5.13 (OFLS - varianta MBB).

Referitor la observatorul obţinut se fac următoarele observaţii:

(i) Prin adoptarea valorilor lui g_{12}, g_{22} şi h_1 conform rel.(5.137) şi (5.140) s-a obţinut OFLS utilizat iniţial pe VPM ale căror SLEM-1L au fost proiectate de firma MBB (vehiculele KOMET) [63,62], motiv pentru care acesta va fi denumit în continuare „OFLS-varianta MBB".

(ii) Metodologia de calcul a OFLS-varianta MBB a fost prezentată din următoarele motive:

1°- După cunoştinţa autorului în literatură nu se prezintă modul în care s-a obţinut OFLS-varianta MBB. Acest observator este denumit în [62,191,125] „circuit de susţinere" (Stützkreis), în unele dintre aceste lucrări vorbindu-se şi despre „principiul circuitului de susţinere" (Stützkreisprinzip), ceea ce introduce o notă de ambiguitate. In [63] şi [62] se foloseşte în paralel şi termenul de OS de ordin redus. Modul în care apare OFLS-varianta MBB în [191], cu blocurile ① şi ② din fig.5.15 identice, dovedeşte că în faza iniţială nu a existat o metodică de proiectare clară. Afirmaţia se bazează pe faptul că observatorul din [191], avînd întotdeauna o constantă de timp $T_{OS} \geqslant 0{,}25$ sec, este necorespunzător fiind mult prea lent în raport cu rapiditatea proceselor din SLEM-1L.

2°- Metodologia de calcul prezentată este valabilă pentru întreaga clasă de OFLS de ecuaţii (5.142), OFLS-varianta MBB fiind cazul particular cu cea mai simplă structură: prin adoptarea valorilor din (5.137) stabilindu-se conectarea blocurilor K_v şi K_a la variabilele z_2 şi z_0, iar prin adoptarea valorii din (5.140) conectarea blocului K_p la variabila z_1 ($\underline{z} = [z_1\ z_2]^T$, iar z_0 este o variabilă intermediară).

3°- Este foarte probabil că d.p.d.v. al comportării SLEM-1L, prevăzut cu un OFLS de forma (5.142), în raport cu mărimile F_e şi Z_s sînt mai potriviţi alţi OFLS, diferiţi de OFLS-varianta MBB. Metodica prezentată permite investigarea lor.

5.5.3.2. Analiza SLEM-1L prevăzut cu OFLS-varianta MBB.

In continuare se studiază comportarea SLEM-1L cu OFLS-varianta MBB în raport cu mărimile de intrare în vederea optimizării acesteia prin adoptarea unor valori adecvate pentru ξ şi ω_{OS}. Ecuaţiile sistemului cuprind: ec.(5.126) ale SES-1L, ec.(5.142) ale OFLS cu $\underline{F}$, $\underline{G}$, $\underline{e}$ şi $\underline{h}$ de expresii (5.134), (5.138) şi (5.141) precum şi expresia tensiunii de comandă: $U_a(t) = \tilde{Z}_\delta(t) + \hat{u}(t)$. In final se obţine:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_\delta \\ \dddot{z}_m \\ \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ b(h_1-K_{po}) & -bK_{vo} & b(h_2+K_{ao}) & be_1 & be_2 \\ 2\zeta\omega_{OS} & 0 & 0 & -2\zeta\omega_{OS} & 1 \\ \omega_{OS}^2 & 0 & 1 & -\omega_{OS}^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ b_{p1} & b_{p2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{z}_s \end{bmatrix} \qquad (5.143)$$

Polinomul caracteristic al acestui sistem are forma (5.123), în care $\Delta(s)$ şi $\Delta_{OS}(s)$ au expresiile (5.7), respectiv (5.133). In locul rel. (5.9), în acest caz se obţine

$$\begin{bmatrix} z_\delta(s) \\ \ddot{z}_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{b}{\Delta(s)} \\ \dfrac{bs^2}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \tilde{z}_\delta(s) + \begin{bmatrix} \dfrac{1+Ts}{MT\cdot\Delta(s)} - \dfrac{[s-b(K_a+K_{ao})]\Delta_{OS}(s)-b(K_v s+K_p-\omega_{OS}^2 K_a)}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)} \\ \dfrac{s^2(1+Ts)}{MT\cdot\Delta(s)} + \dfrac{[b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)]\,\Delta_{OS}(s)+b(K_v s+K_p-\omega_{OS}^2 K_a)s^2}{\Delta(s)\cdot\Delta_{OS}(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e(s) \\ \ddot{z}_s(s) \end{bmatrix} \qquad (5.144)$$

Comparînd rel.(5.144) corespunzătoare SLEM-1L cu OFLS-varianta MBB cu rel.(5.9) corespunzătoare SLEM-B rezultă următoarele concluzii:

(i) Cele două sisteme prezintă aceleaşi performanţe în raport cu mărimea de conducere $\tilde{z}_\delta$ şi în raport cu forţa exterioară F_e.

(ii) Cele două sisteme prezintă performanţe diferite în raport cu $\ddot{z}_s$.

Ambele constatări sînt favorabile întrucît definesc o posibilitate de separabilitate şi etapizare a optimizării comportării SLEM-1L-varianta MBB în raport cu mărimile de intrare. Astfel, într-o primă etapă se proiectează compensatorul $\underline{K}$ conform pct.5.4.3., iar într-o a doua etapă se proiectează observatorul stabilind valorile parametrilor ω_{OS} şi ζ astfel încît să rezulte o comportare cît mai bună în raport cu $\ddot{z}_s$.

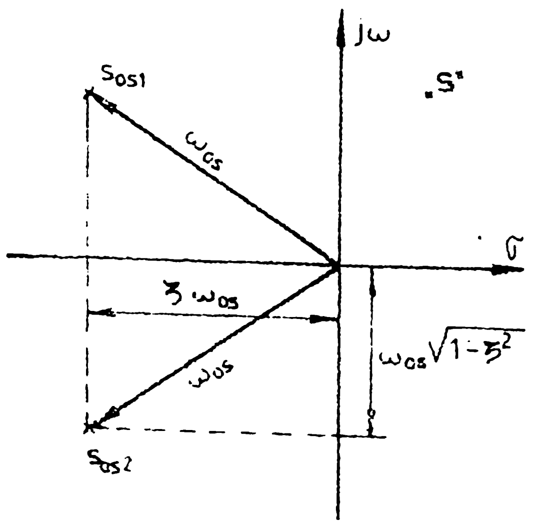


Fig. 5.16. Polii OFLS-varianta MBB.

Prin intermediul valorilor lui ω_{OS} şi ζ se stabilesc poziţiile polilor

$$s_{OS\,1,2} = -\zeta\omega_{OS} \pm j\omega_{OS}\sqrt{1-\zeta^2} \qquad (5.145)$$

ai OFLS. Avînd în vedere că ei trebuie să se găsească la stînga polilor SLEM-B, iar pe de altă parte condiţia ca „procesul de estimare" să fie suficient de amortizat, rezultă condiţiile:

$$\zeta\omega_{OS} > \max\{\omega_1,\ d\omega_0\} \text{ şi } \zeta \geq 0{,}5 . \qquad (5.146)$$

Pentru o apreciere cu caracter mai general a comportării sistemului în raport cu modificarea poziţiei şinei pot servi c.d.f. (fig.5.17):

$$\left|G_{Z_s Z_\delta}\right|_{dB} = \left|\left\{ s^2 \cdot \frac{[s-b(K_a+K_{ao})]\,\Delta_{OS}(s)+b(K_v s+K_p-\omega_{OS}^2 K_a)}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)} \right\}_{s=j\omega}\right|_{dB} \qquad (5.147\text{-}1)$$

$$\left|G_{\ddot{Z}_s \ddot{Z}_m}\right|_{dB} = \left|\left\{ \frac{[b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)]\,\Delta_{OS}(s)+b(K_v s+K_p-\omega_{OS}^2 K_a)s^2}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)} \right\}_{s=j\omega}\right|_{dB} \qquad (5.147\text{-}2)$$

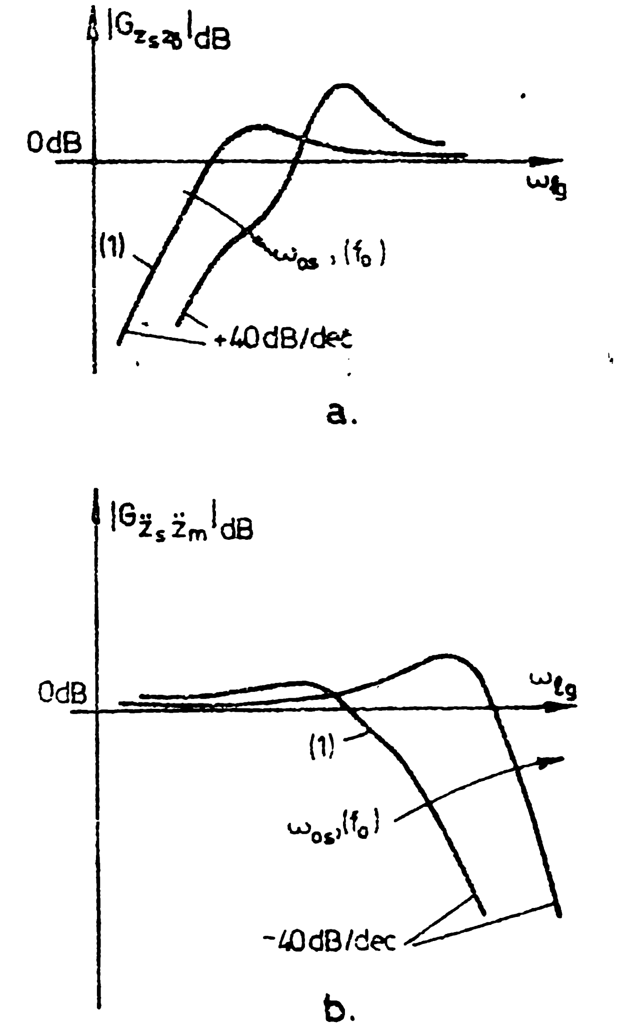


Fig. 5.17. Aluri de principiu ale c.d.f. ale SLEM -1L cu OFLS-varianta MBB (după [62]).

Caracteristica $|G_{Z_sZ_\delta}|_{dB}$ având la frecvențe joase panta de +40 dB/dec, iar caracteristica $|G_{\ddot{Z}_s\ddot{Z}_m}|_{dB} = |G_{Z_sZ_m}|_{dB}$, având la frecvențe înalte panta de -40 dB/dec, rezultă că ele satisfac condițiile menționate la pct.4.2.2.1.2. In plus, la creșterea lui ω_{OS} cele două caracteristici se deplasează în principiu ca în fig.5.17. Cu toate acestea, la viteze mari SLEM-1L nu asigură confortul de călătorie dorit, fiind necesar un sistem de suspensie secundar [65]. Este de reținut însă efectul nefavorabil al măririi exagerate a lui ω_{OS} d.p.d.v. al neregularităților de categoria a II-a ale căii de glisare, decuplarea sistemului față de acțiunea lor producîndu-se numai la frecvențe mai mari, iar pe de altă parte efectul favorabil d.p.d.v. al neregularităților de categoria I-a, caracterizat prin mărirea lărgimii de bandă. Totodată, prin mărirea lui ω_{OS} apare o frecvență de rezonanță în domeniul 10 ÷ 20 Hz, deci chiar în domeniul benzii de frecvență în care lucrează SLEM-1L. In plus, având în vedere că prin mărirea lui ω_{OS} amplificările blocurilor ① și ② ale OFLS cresc exagerat, se recomandă ca în cazul utilizării acestei variante de SLEM-1L valoarea lui ω_{OS} să nu depășească cu mult limitele permise de condiția (5.146).

5.5.4. SLEM-1L cu observator de ordinul I pentru funcționala liniară $u = K^T X_1$.

Rel.(5.130) consemnează că funcționala $u = K^T X_1$ poate fi estimată folosind un OFLS de ordinul I. In [44] autorul tezei a stabilit condițiile necesare și suficiente pentru proiectarea observatorilor de ordinul I, de tip Luenberger, cu parametrii independenți de parametrii sistemului observat. In aceeaşi lucrare, în cadrul unui exemplu, se arată că SES-1L verifică aceste condiţii în raport cu funcţionala $u = \underline{K}^T\underline{X}_1$, observatorul rezultat fiind numit în continuare „OFLS-varianta II". La proiectarea aceluiaşi OFLS şi la realizarea lui tehnică se fac referiri şi în [27, 51,50]. Si în cazul utilizării OFLS-varianta II sensibilitatea SLEM-1L -varianta II (SLEM-1L cu OFLS-varianta II) este practic aceeaşi cu cea din cazul SLEM-B.

5.5.4.1. Construcţia observatorului de ordinul I al FLS: $u = \underline{K}^T\underline{X}_1$.

Ordinul OFLS-varianta II fiind n' = 1, matricile ce apar în ec.(5.118) au aspectul:

$$\underline{F} = [-f_o] \; ; \quad \underline{G} = [g_1 \; g_2] \; ; \quad \underline{\mathcal{T}} = [t_1 \; t_2 \; t_3] \; ; \quad \underline{e} = [e_o] \; ; \quad \underline{h} = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} \qquad (5.148)$$

Structura acestui observator se obţine parcurgînd următoarele etape:

a) Se impune matricei $\underline{\mathcal{T}}$ condiţia (5.124-2), rezultînd

$$\underline{\mathcal{T}} = [t_1 \quad t_2 \quad 0] \; . \qquad (5.149)$$

b) Se adoptă $\underline{F}$ astfel încît polul observatorului să fie la stînga polilor sistemului ideal:

$$\underline{F} = [-f_o] \quad \text{cu} \quad f_o > \max\{\omega_1, d\omega_o\} > 0. \qquad (5.150)$$

c) Se impune matricilor $\underline{\mathcal{T}}$, $\underline{F}$ şi $\underline{G}$ de mai sus condiţia (5.120-2). Rezultă sistemul liniar omogen (5.151) de variabile t_1, t_2, g_1 şi g_2, independent de parametrii SES-1L şi compatibil nedeterminat:

$$\begin{bmatrix} f_o & 0 & -1 & 0 \\ 1 & f_o & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} = \underline{0} \; . \qquad (5.151)$$

In consecinţă, pentru stabilirea matricilor $\underline{\mathcal{T}}$ şi $\underline{G}$ se dispune de un singur grad de libertate. Oricare din cele patru variabile poate fi considerată ca variabilă independentă. Spre exemplu, pentru g_2 - variabilă independentă se obţine:

$$\underline{\mathcal{T}} = [-f_o g_2 \quad g_2 \quad 0] \; ; \quad \underline{G} = [-f_o^2 g_2 \quad g_2] \; . \qquad (5.152)$$

d) Se impune vectorilor $\underline{e}$ şi $\underline{h}$ condiţia (5.120-3), rezultînd:

$$\underline{e} = \begin{bmatrix} \dfrac{K_v}{g_2} \end{bmatrix} \; ; \quad \underline{h} = \begin{bmatrix} K_p + f_o K_v \\ K_a \end{bmatrix} \; . \qquad (5.153)$$

OFLS-varianta II astfel determinat are tot ec.(5.142) însă cu matricile date de rel.(5.150), (5.152) şi (5.153). El are schema bloc din fig. 5.18.a, echivalentă cu schema bloc din fig.5.18.b. Cea de a doua schemă se poate obţine din prima deplasînd blocul 1 din fig.5.18.a la intrări, sau făcînd în ec.(5.142) schimbarea de variabilă:

$$z = g_2 z_1 \; . \qquad (5.154)$$

Rezultă astfel OFLS particular, de ec.(5.155), utilizat de autor în [50,51,48].

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= -f_o z_1 - f_o^2 z_\delta + \ddot{z}_m \\ \hat{u} &= (K_p + f_o K_v) z_\delta + K_v z_1 + K_a \ddot{z}_m \ . \end{aligned} \tag{5.155}$$

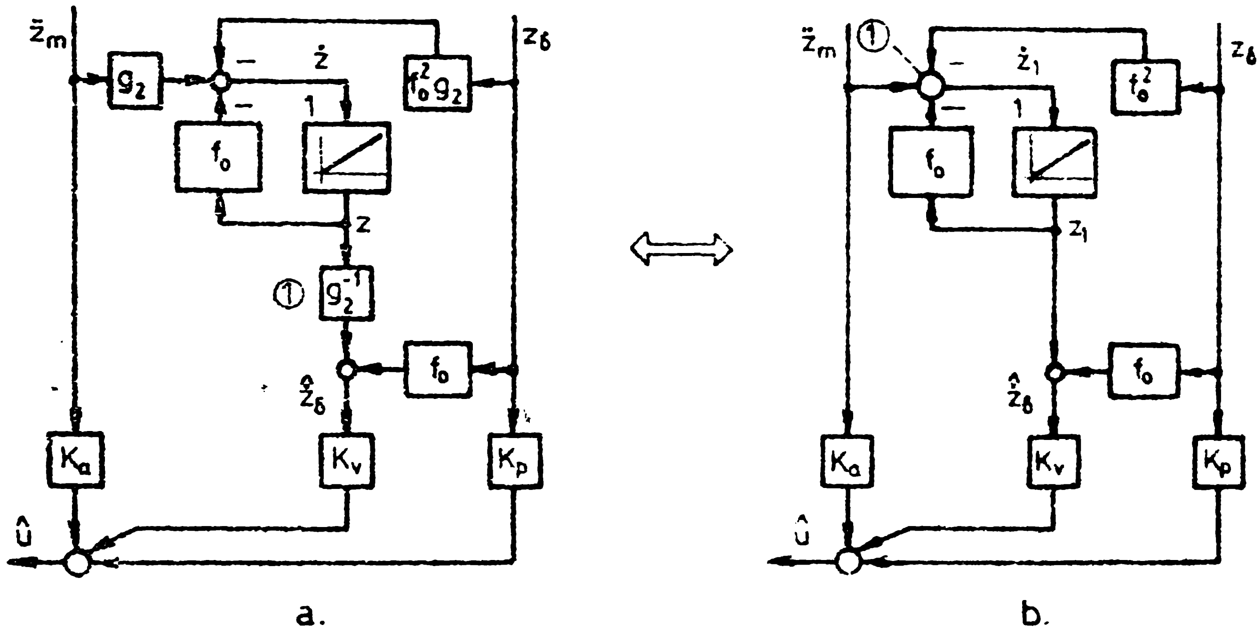


Fig. 5.18. OFLS-varianta II : a) Structura inițială ; b) Structura echivalentă.

Se observă că gradul de libertate menționat poate fi utilizat doar pentru ajustarea amplificărilor pe diferitele canale ale observatorului, ceea ce d.p.d.v. algoritmic nu interesează.

5.5.4.2. Analiza SLEM-1L prevăzut cu OFLS-varianta II.

MM-ISI al SLEM-1L-varianta II se obține asemănător MM-ISI (5.143) al SLEM-1L-varianta MBB. In cazul utilizării formei (5.155) a OFLS-varianta II rezultă:

$$\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ b(K_p-K_{po})+bf_oK_v & -bK_{vo} & b(K_a+K_{ao}) & bK_v \\ -f_o^2 & 0 & 1 & -f_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ b_{p1} & b_{p2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ F_s \end{bmatrix} \tag{5.156}$$

Polinomul caracteristic al acestui sistem are forma (5.123) în care $\Delta(s)$ are expresia (5.7), iar:

$$\Delta_{OS}(s) = s + f_o \ . \tag{5.157}$$

In locul rel.(5.144), în acest caz se obține:

$$\begin{bmatrix} Z_\delta(s) \\ \\ \ddot{Z}_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{1+Ts}{MT\,\Delta(s)} & -\dfrac{[s-b(K_a+K_{ao})]\,\Delta_{OS}(s) - bK_v}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)} \\ \\ \dfrac{s^2(1+Ts)}{MT\,\Delta(s)} & \dfrac{[b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)]\,\Delta_{OS}(s)+bK_v s^2}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e(s) \\ \\ Z_s(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{b}{\Delta(s)} \\ \\ \dfrac{bs^2}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta(s) \tag{5.158}$$

Comparînd acest rezultat cu rel.(5.9) corespunzătoare SLEM-B rezultă că:

(i) Cele două sisteme prezintă aceleaşi performanţe în raport cu mărimea de conducere $\tilde{z}_\delta$ şi cu forţa exterioară F_e.

(ii) Performanţele celor două sisteme în raport cu mărimea de intrare $\tilde{\ddot{z}}_s$ sînt diferite.

Si în acest caz apare posibilitatea de a separa şi etapiza optimizarea comportării SLEM-1L-varianta II în raport cu mărimile de intrare: într-o primă etapă se proiectează compensatorul $\underline{K}$ conform celor prezentate la pct.5.4.3., iar într-o a doua etapă se stabileşte valoarea parametrului f_o al OFLS astfel încît să rezulte o comportare cît mai bună în raport cu $\tilde{\ddot{z}}_s$. In cadrul ultimei etape, pentru aprecierea comportării sistemului se pot folosi metodele prezentate la pct.4.2.2.1.2., bazate pe utilizarea c.d.f. (c.a-p.):

$$\left|G_{\tilde{z}_s z_\delta}\right|_{dB} = \left|\left\{ s^2 \frac{[s-b(K_a+K_{ao})]\cdot\Delta_{OS}(s)-bK_v}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)}\right\}_{s=j\omega}\right|_{dB} \qquad (5.159\text{-}1)$$

$$\left|G_{\tilde{\ddot{z}}_s \ddot{z}_m}\right|_{dB} = \left|\left\{ \frac{[b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)]\cdot\Delta_{OS}(s)+bK_v s^2}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)}\right\}_{s=j\omega}\right|_{dB} . \qquad (5.159\text{-}2)$$

Cele două c.a-p. au în principiu alura curbelor (1) din fig.5.17. Cînd f_o creşte poziţia celor două caracteristici se modifică în sensul indicat de săgeţi, fără a mai apare însă o frecvenţă de rezonanţă. Acest aspect împreună cu faptul că structura OFLS-varianta II este mai simplă decît a OFLS-varianta MBB constituie avantajele SLEM-1L-varianta II faţă de SLEM-1L-varianta MBB.

5.6. Sisteme cu levitaţie electromagnetică cu un grad de libertate cu compensarea perturbaţiilor.

Sinteza şi proiectarea SRA cu compensarea perturbaţiilor, bazate pe modelarea perturbaţilor ca mărimi de ieşire ale unor sisteme auxiliare, a făcut obiectul a numeroase studii întreprinse - mai ales - în ultimul deceniu (v. [85,86,36,181,182,25,123,105] şi titlurile din bibliografia acestor lucrări). După cum se menţionează în [182] singurul domeniu de utilizare al acestei teorii, referitor la care există comunicări, este cel al VPM [63,61,62,104,120,31]. Independent de aceste lucrări, în [50] a fost propus un SLEM-1L cu compensarea efectului forţei exterioare. Problema a fost reluată apoi în [46] în ideea dezvoltată în teză.

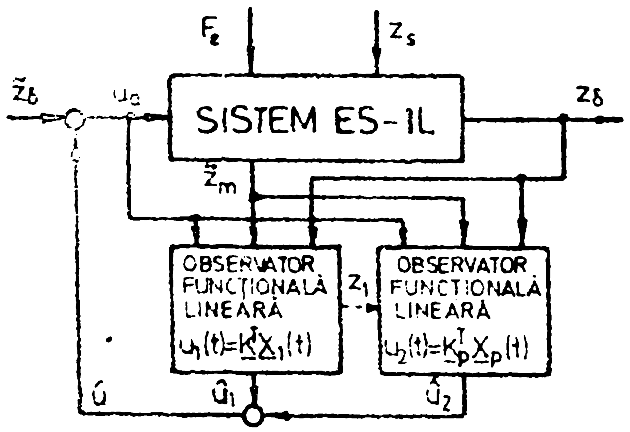


Fig. 5.19. Schemă bloc de principiu a SLEM-1L cu compensarea perturbaţiilor.

SLEM-1L cu compensarea perturbaţiilor introduse de F_e şi/sau Z_{su} sau Z_{sp}, considerat în continuare, are schema bloc din fig. 5.19. Faţă de schema din fig. 5.13 aici apare, în plus, un observator al funcţionalei liniare $\underline{K}_p^T \underline{X}_p$, unde $\underline{X}_p$ este vectorul de stare al sistemului auxiliar ce generează clasa de perturbaţii persistente căreia îi aparţin perturbaţiile considerate.

5.6.1. Relaţii generale pentru calculul regulatoarelor SLEM-1L.

SLEM-1L cu compensarea perturbaţiilor se poate realiza în diverse variante, cu comportări diferite, folosind diferite tipuri de regulatoare. In acest paragraf se stabilesc relaţiile generale de proiectare pentru regulatoarele ce se calculează în continuare la pct. 5.6.2. şi 5.6.3. Ideea principală a metodei de calcul o reprezintă realizarea regulatoarelor prin asamblarea OFLS de la pct.5.5., păstraţi fără nici o modificare, cu blocuri de compensare a perturbaţiilor F_e şi/sau Z_{su} sau Z_{sp}.

5.6.1.1. Relaţii pentru calculul regulatoarelor sistemelor liniare multivariabile.

Se consideră sistemul liniar continuu invariant în timp:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}(t) &= \underline{A}\,\underline{x}(t) + \underline{B}_p\underline{u}_p(t) + \underline{B}\,\underline{u}(t) \quad , \quad \underline{x}(0) = \underline{x}_0 \\ \underline{y}(t) &= \underline{C}\,\underline{x}(t) + \underline{C}'_p\underline{u}_p(t) \\ \tilde{\underline{y}}(t) &= \tilde{\underline{C}}\,\underline{x}(t) + \tilde{\underline{C}}'_p\underline{u}_p(t) \ , \end{aligned} \tag{5.160}$$

în care, în plus faţă de notaţiile utilizate pînă acum, $\underline{u}_p$, $(n_p,1)$ - reprezintă vectorul perturbaţiilor persistente, iar $\tilde{\underline{y}}$, $(\tilde{p},1)$ - vectorul ieşirilor reglate numite şi ieşiri de apreciere. Fie

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_p(t) &= \underline{A}_o\underline{x}_p(t) \quad , \quad \underline{x}_p(0) = \underline{x}_{po} \\ \underline{u}_p(t) &= \underline{C}_o\underline{x}_p(t) \end{aligned} \tag{5.161}$$

sistemul auxiliar ce descrie perturbaţiile persistente ce acţionează asupra sistemului (5.160). Cele două sisteme alcătuiesc sistemul echivalent:

$$\begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}_p(t) \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{A}_p \\ \underline{0} & \underline{A}_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}_p(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{B} \\ \underline{0} \end{bmatrix} \underline{u}(t) \quad , \quad \begin{bmatrix} \underline{x}(0) \\ \underline{x}_p(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{x}_0 \\ \underline{x}_{po} \end{bmatrix}$$

$$\underline{y}(t) = \begin{bmatrix} \underline{C} & \underline{C}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}_p(t) \end{bmatrix} \quad ; \quad \tilde{\underline{y}}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{\underline{C}} & \tilde{\underline{C}}_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}_p(t) \end{bmatrix} \tag{5.162}$$

S-a notat:

$$\underline{A}_p = \underline{B}_p\underline{A}_o \quad ; \quad \underline{C}_p = \underline{C}'_p\underline{A}_o \quad ; \quad \tilde{\underline{C}}_p = \tilde{\underline{C}}'_p\underline{A}_o \ . \tag{5.163}$$

Se consideră legea de comandă:

$$\underline{u}(t) = \underline{\mathcal{K}}\,\underline{x}(t) + \underline{\mathcal{K}}_p\underline{x}_p(t) \tag{5.164}$$

cu $\underline{\mathcal{K}}$, (m,n) şi $\underline{\mathcal{K}}_p$, (m,n_p) matrici constante. Cuplînd (5.162) şi (5.164) rezultă sistemul în circuit închis:

$$\dot{\underline{x}}(t) = (\underline{A}+\underline{B}\,\underline{\mathcal{K}})\,\underline{x}(t) + (\underline{A}_p+\underline{B}\,\underline{\mathcal{K}}_p)\,\underline{x}_p(t) \quad , \quad \underline{x}(0) = \underline{x}_o,\ \underline{x}_p(0) = \underline{x}_{po}$$
$$\underline{y}(t) = \tilde{\underline{C}}\,\underline{x}(t) + \tilde{\underline{C}}_p\underline{x}_p(t) \quad . \qquad (5.165)$$

Rel.(5.164) definește o lege de reglare dacă sistemul (5.165) este stabil intern, adică $\lim\limits_{t\to\infty} \underline{x}(t) = \underline{0}$,$(\forall)$ $\underline{x}_o$, $\underline{x}_p(t) = \underline{0}$ și dacă sistemul (5.165) are proprietatea de reglare asimptotică, adică $\lim\limits_{t\to\infty} \underline{y}(t) = \underline{0}$,$(\forall)\{\underline{x}_o,\underline{x}_{po}\}$.

In mod obișnuit variabilele de stare $\underline{x}(t)$ și $\underline{x}_p(t)$ nu sînt măsurabile, Astfel că pentru implementarea legii de reglare (5.164) este necesară utilizarea unui OS stabil:

$$\dot{\underline{z}}(t) = \underline{A}_1\underline{z}(t) + \underline{B}_1\underline{u}(t) + \underline{L}_1(\underline{y}(t)-\underline{C}_1\underline{z}(t)) \qquad (5.166)$$

unde

$$\underline{A}_1 = \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{A}_p \\ \underline{0} & \underline{A}_o \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{B}_1 = \begin{bmatrix} \underline{B} \\ \underline{0} \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{C}_1 = \begin{bmatrix} \underline{C} & \underline{C}_p \end{bmatrix} \quad . \qquad (5.167)$$

ansamblul format din OS identic (5.166) și legea de reglare

$$\underline{u}(t) = \underline{\mathcal{K}}_1\underline{z}(t) \quad , \quad \underline{\mathcal{K}}_1 = [\underline{\mathcal{K}} \quad \underline{\mathcal{K}}_p] \qquad (5.168)$$

constituie regulatorul sistemului (5.162), asigurînd o reglare cu compensarea perturbațiilor. Proiectarea acestui regulator necesită satisfacerea următoarelor condiții [25]:

(i) Perechea $(\underline{A},\underline{B})$ să fie stabilizabilă.

Cazul cel mai favorabil este cel în care perechea $(\underline{A},\underline{B})$ este controlabilă, întrucît este posibilă alocarea tuturor polilor sistemului (5.165) prin intermediul matricei $\underline{\mathcal{K}}$. Evident, alocarea se face astfel încît:

$$\sigma(\underline{A} + \underline{B}\,\underline{\mathcal{K}}) \in \mathcal{C}^- \quad . \qquad (5.169)$$

(ii) Perechea $(\underline{C}_1, \underline{A}_1)$ să fie detectabilă.

Cazul cel mai favorabil este cel în care perechea $(\underline{C}_1, \underline{A}_1)$ este observabilă, fiind posibilă alocarea tuturor polilor observatorului (5.166) prin intermediul matricei $\underline{L}_1$ și anume astfel încît

$$\sigma(\underline{A}_1 - \underline{L}_1\underline{C}_1) \in \mathcal{C}^- . \qquad (5.170)$$

(iii) Considerînd că $\sigma(\underline{A}_o) \in \mathcal{C}^+$, trebuie să existe matricile $\underline{V}$, (n,n_p) și $\underline{M}$, (m,n_p) astfel încît:

$$\begin{aligned} \underline{V}\,\underline{A}_o &= \underline{A}\,\underline{V} + \underline{A}_p + \underline{B}\,\underline{M} \\ \underline{0} &= \tilde{\underline{C}}\,\underline{V} + \tilde{\underline{C}}_p \quad . \end{aligned} \qquad (5.171)$$

Mai sus s-a notat cu $\sigma(\underline{S})$ spectrul matricei pătrate $\underline{S}$, cu $\mathcal{C}^-$ semiplanul complex stîng și cu $\mathcal{C}^+$ semiplanul complex drept inclusiv axa imaginară.

Odată determinate $\underline{\mathcal{K}}$, $\underline{V}$ și $\underline{M}$ în acord cu rel.(5.169) și (5.171), $\underline{\mathcal{K}}_p$ se obține cu relația:

$$\underline{\mathcal{K}}_p = \underline{M} - \underline{\mathcal{K}}\,\underline{V} \quad . \qquad (5.172)$$

Ecuațiile sistemului în circuit închis se obțin combinînd ec.(5.162), (5.166) și (5.167). Notînd $\underline{\varepsilon}(t) = \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{x}_p(t) \end{bmatrix} - \underline{z}(t)$ rezultă:

$$\begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{\varepsilon}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}+\underline{B}\,\underline{\mathcal{K}} & -\underline{B}\,\underline{\mathcal{K}}_1 \\ \underline{0} & \underline{A}_1-\underline{L}_1\underline{C}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{\varepsilon}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{A}_p+\underline{B}\,\underline{\mathcal{K}}_p \\ \underline{0} \end{bmatrix} \underline{x}_p(t)$$
$$\underline{\tilde{y}}(t) = \begin{bmatrix} \underline{\tilde{C}} & \underline{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{\varepsilon}(t) \end{bmatrix} + \underline{\tilde{C}}_p\,\underline{x}_p(t) \qquad (5.173)$$

Si în acest caz este valabilă „teorema separării", în acord cu care:

$$\Delta_{SO}(s) = \Delta(s)\,\Delta_{OS}(s) = \det[s\underline{I}_n-(\underline{A}+\underline{B}\,\underline{\mathcal{K}})]\cdot\det[s\underline{I}_{n_1}-(\underline{A}_1-\underline{L}_1\underline{C}_1)]\,. \qquad (5.174)$$

Algoritmul de proiectare a sistemului în circuit închis va conține în consecință etapele: (a) proiectarea compensatorului $\underline{\mathcal{K}}$, (rezolvarea problemei de alocare (5.169)); (b) proiectarea OS (5.166), (rezolvarea problemei de alocare (5.170)); (c) calculul compensatorului $\underline{\mathcal{K}}_p$ cu rel.(5.171) şi (5.172).

5.6.1.2. Relaţii pentru calculul blocurilor de compensare ale regulatoarelor SLEM-1L.

Pe baza relaţiilor aferente cazului general precizate la pct.5.6.1.1. proiectarea SLEM-1L poate fi abordată prin echivalarea sistemului (5.170) cu SES-1L şi prin parcurgerea algoritmului menţionat. Aceasta este singura cale utilizată pînă în prezent în literatura referitoare la VPM, chiar dacă relaţiile de calcul diferă de la lucrare la lucrare. Ea are două dezavantaje principiale:

(i) regulatoarele rezultate au structuri complicate, capabile să compenseze perturbaţiile numai pentru o singură valoare a vitezei v a VPM;

(ii) gradele de libertate aferente algoritmilor parţiali corespunzători etapelor menţionate se manipulează cu dificultate.

Un al doilea mod de abordare, care elimină aceste dezavantaje, este cel utilizat de autor în cadrul pct.5.6.2. şi 5.6.3. In cadrul acestui punct se stabilesc relaţiile generale de calcul corespunzătoare lui. Ideea de bază este cea a echivalării sistemului (5.160) cu SLEM-1L proiectate la pct.5.5. şi nu cu SES-1L. Aceste sisteme fiind stabile şi avînd dinamica dorită problema de alocare (5.169) nu se mai pune. In consecinţă, pentru a realiza SLEM-1L cu compensarea perturbaţiilor F_e şi/sau Z_{su} sau Z_{sp} mai sînt necesare numai blocurile de compensare. Obţinerea lor constituie o problemă care se încadrează în problema generală de la pct. 5.6.1.1, corespunzînd cazului particular cînd reglarea are drept scop doar compensarea perturbaţiei $\underline{u}_p(t)$ şi ca urmare compensatorul de stabilizare trebuie exclus. Deci $\underline{\mathcal{K}} = \underline{0}$ şi

$$\underline{\mathcal{K}}_1 = [\underline{0}\ \ \underline{\mathcal{K}}_p]\ . \qquad (5.175)$$

Algoritmul de proiectare a blocului de compensare va conține în consecință două etape: (b) proiectarea OS (5.166), (rezolvarea problemei de alocare (5.170) astfel încît OS să estimeze numai stările sistemului auxiliar (5.161)); (c) calculul compensatorului de perturbaţie $\underline{\mathcal{K}}_p$ cu rel.(5.171) şi (5.172).

Asimilînd SES-1L cu un proces cu ecuaţiile de forma (5.160) stabilizat prin utilizarea unui OFLS cu ecuaţiile de forma:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{z}}_1(t) &= \underline{F}\,\underline{z}_1(t) + \underline{G}\,\underline{y}(t) \\ \hat{u}_1(t) &= \underline{e}^T\underline{z}_1(t) + \underline{h}^T\underline{y}(t) \\ u(t) &= \hat{u}_1(t) + \tilde{z}_\delta(t) \quad , \end{aligned} \tag{5.176}$$

SLEM-1L rezultate la pct. 5.5.3. şi 5.5.4. au aspectul (v. ec.(5.143) şi ec.(5.156)):

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_S(t) &= \begin{bmatrix} \underline{A} + \underline{B}\underline{h}^T\underline{C} & \underline{B}\,\underline{e}^T \\ \underline{G}\,\underline{C} & \underline{F} \end{bmatrix} \underline{x}_S(t) + \begin{bmatrix} \underline{B}\,\underline{h}^T\underline{C}'_p + \underline{B}_p \\ \underline{G}\,\underline{C}'_p \end{bmatrix} \underline{u}_p(t) + \begin{bmatrix} \underline{B} \\ \underline{0} \end{bmatrix} \tilde{z}_\delta(t) \\ \underline{y}_S(t) &= \begin{bmatrix} \underline{C} & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{I}_{n_{z1}} \end{bmatrix} \underline{x}_S(t) + \begin{bmatrix} \underline{C}'_p \\ \underline{0} \end{bmatrix} \underline{u}_p(t) \\ \tilde{\underline{y}}_S(t) &= \begin{bmatrix} \tilde{\underline{C}} & \underline{0} \end{bmatrix} \underline{x}_S(t) + \begin{bmatrix} \tilde{\underline{C}}'_p \end{bmatrix} \underline{u}_p(t) \ . \end{aligned} \tag{5.177}$$

S-a notat:

$$\underline{x}_S(t) = \begin{bmatrix} \underline{x}(t) \\ \underline{z}_1(t) \end{bmatrix} \quad \text{cu } \underline{z}_1 \ , \ (n_{z1},1) \ ; \quad \underline{y}_S(t) = \begin{bmatrix} \underline{y}(t) \\ \underline{z}_1(t) \end{bmatrix} \ . \tag{5.178}$$

Sistemul (5.177) pentru care, în acord cu cele mai sus menţionate, se vor proiecta blocurile de compensare se poate scrie prescurtat sub forma (S = indice pentru menţiunea „stabilizat"):

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}_S(t) &= \underline{A}_S\underline{x}_S(t) + \underline{B}_{pS}\underline{u}_p(t) + \underline{B}_S\underline{u}_2(t) \quad , \quad \underline{x}_S(0) = \underline{x}_{So} \\ \underline{y}_S(t) &= \underline{C}_S\underline{x}_S(t) + \underline{C}'_{pS}\underline{u}_p(t) \\ \tilde{\underline{y}}_S(t) &= \tilde{\underline{C}}_S\underline{x}_S(t) + \tilde{\underline{C}}'_p\underline{u}_p(t) \ . \end{aligned} \tag{5.179}$$

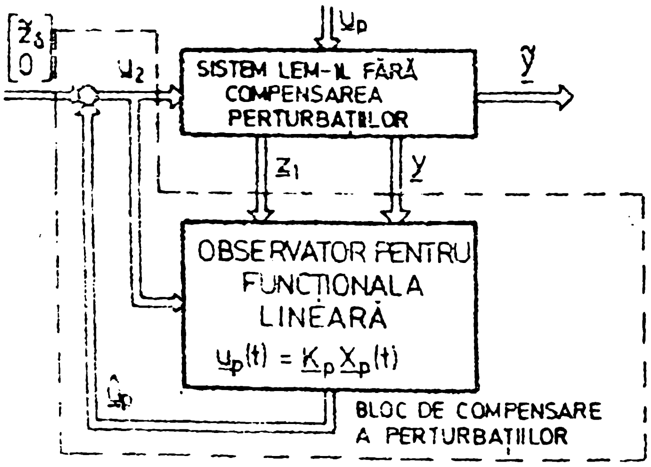


Fig. 5.20. Schema bloc a SLEM-1L cu compensarea perturbaţiilor.

Compensarea perturbaţiilor ce acţionează asupra sistemului (5.179) se face conform schemei alăturate. Avînd în vedere că pentru compensare sînt necesare numai stările sistemului auxiliar (5.161), în locul observatorului identic (5.166) se va utiliza observatorul de ordin redus (5.181) al funcţionalei liniare:

$$\underline{u}_p(t) = \underline{\mathcal{K}}_p\,\underline{x}_p(t) \ . \tag{5.180}$$

$$\begin{aligned} \dot{\underline{z}}_p(t) &= \underline{F}_p\underline{z}_p(t) + \underline{G}_p\underline{y}_S(t) + \underline{\mathcal{T}}_p\underline{B}_{1S}\underline{u}_2(t) \\ \hat{\underline{u}}_p(t) &= \underline{E}_p\underline{z}_p(t) + \underline{H}_p\underline{y}_S(t) \ . \end{aligned} \tag{5.181}$$

Matricile acestui observator vor trebui să satisfacă următoarele condiţii (ele sînt de forma (5.120)):

(i) $\sigma(\underline{F}_p) \neq \sigma(\underline{A}_S)$ (5.182-1)

(ii) $\underline{\mathcal{T}}_p \underline{A}_{1S} - \underline{F}_p \underline{\mathcal{T}}_p = \underline{G}_p \underline{C}_{1S}$ (5.182-2)

(iii) $\underline{E}_p \underline{\mathcal{T}}_p + \underline{H}_p \underline{C}_{1S} = [\underline{0} \mid \underline{X}_p]$, (5.182-3)

matricea $\underline{X}_p$ determinîndu-se potrivit ecuaţiilor:

$$\begin{aligned} \underline{V}\,\underline{A}_o &= \underline{A}_S \underline{V} + \underline{A}_{pS} + \underline{B}_S \underline{X}_p \\ \underline{0} &= \underline{\tilde{C}}_S \underline{V} + \underline{\tilde{C}}'_p \end{aligned} \tag{5.183}$$

rezultate din rel.(5.161), (5.172) şi (5.175). S-a notat:

$$\underline{A}_{1S} = \begin{bmatrix} \underline{A}_S & \underline{A}_{pS} \\ \underline{0} & \underline{A}_o \end{bmatrix} ; \quad \underline{B}_{1S} = \begin{bmatrix} \underline{B}_S \\ \underline{0} \end{bmatrix} ; \quad \underline{C}_{1S} = [\underline{C}_S \quad \underline{C}_{pS}] ;$$
$$\underline{A}_{pS} = \underline{B}_{pS} \underline{A}_o \quad ; \qquad \underline{C}_{pS} = \underline{C}'_{pS} \underline{A}_o \quad . \tag{5.184}$$

5.6.2. Sisteme cu levitaţie electromagnetică cu un grad de libertate cu compensarea efectului modificării forţei exterioare.

Relaţiile pentru calculul blocurilor de compensare ale regulatoarelor SLEM-1L stabilite la pct. 5.6.1.2. au un caracter general. Considerînd în particular sistemul (5.156) ca un SLEM-1L fără compensarea perturbaţiilor şi (v. fig.5.20):

$$\underline{u}_2 = [u_2] \;, \quad \underline{u}_p = [F_e \; \dot{F}_e]^T \;,$$

cu F_e de MM asociat (4.38), respectiv

$$\underline{u}_2 = [u_2] \;, \quad \underline{u}_p = [F_e] \;,$$

cu F_e de MM asociat (4.36), se obţin două scheme de SLEM-1L cu compensarea efectului modificării forţei exterioare, prezentate la pct. 5.6.2.1. şi 5.6.2.2.

5.6.2.1. Compensarea efectului forţei exterioare cu un compensator de ordinul II.

SLEM-1L stabilizat considerat are ec.(5.156) în care $\tilde{Z}_\delta$ se înlocuieşte prin:

$$u_2 := U_a - \hat{u} = \hat{u}_p + \tilde{Z}_\delta \;, \tag{5.185}$$

$\hat{u}$ avînd expresia din ec.(5.155). Forţa exterioară şi derivata ei se presupun generate de sistemul asociat (4.38). Vectorul ieşirilor reglate se consideră identic cu vectorul ieşirilor măsurate ale SLEM-1L necompensat. Această alegere asigură pe de-o parte o reglare asimptotică care corespunde performanţelor impuse SLEM-1L în raport cu forţa exterioară, iar pe de altă parte asigură posibilitatea proiectării unui OFLS de ordin minim pentru blocul de compensare al perturbaţiei (fig.5.20).

In aceste condiţii pentru SLEM-1L necompensat se obţin ec.(5.186) şi (5.187). Ele corespund formelor canonice (5.170) şi (5.162).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \end{bmatrix}^{\bullet}}_{\underline{x}_S} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ b(K_p-K_{po})+bf_oK_v & -bK_{vo} & b(K_a+K_{ao}) & bK_v \\ -f_o^2 & 0 & 1 & -f_o \end{bmatrix}}_{\underline{A}_S} \underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \end{bmatrix}}_{\underline{x}_S} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b_{p1} & b_{p2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_{pS}} \underbrace{\begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \end{bmatrix}}_{\underline{u}_p} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} u_2}_{\underline{B}_S u_2} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \ddot{z}_s \tag{5.186}$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix}}_{\underline{y}_S \equiv \tilde{\underline{y}}_S} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{C}_S \equiv \tilde{\underline{C}}_S} \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \end{bmatrix}.$$

$$\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \\ F_e \\ \dot{F}_e \end{bmatrix}^{\bullet} = \underbrace{\left[\begin{array}{cccc|cc} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ b(K_p-K_{po})+bf_oK_v & -bK_{vo} & b(K_a+K_{ao}) & bK_v & b_{p1} & b_{p2} \\ -f_o^2 & 0 & 1 & -f_o & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array}\right]}_{\underline{A}_{1S}} \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \\ F_e \\ \dot{F}_e \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_{1S}} u_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \ddot{z}_s \tag{5.187}$$

(upper right block: $\underline{A}_{pS}$; lower right block: $\underline{A}_o$; state vector: $\begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix}$, with $\underline{x}_p = [F_e \;\; \dot{F}_e]^T$)

$$\underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix}}_{\underline{y}_S \equiv \tilde{\underline{y}}_S} = \underbrace{\left[\begin{array}{cccc|cc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{array}\right]}_{\underline{C}_{1S} = [\underline{C}_S \equiv \tilde{\underline{C}}_S \;\; \underline{C}_{pS} \equiv \tilde{\underline{C}}_{pS}]} \begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix}$$

5.6.2.1.1. Construcţia blocului de compensare a perturbaţiei $\underline{x}_p=[F_e \;\; \dot{F}_e]^T$.

Etapele de calcul ale acestui bloc de compensare sînt următoarele:

a) Se calculează compensatorul de perturbaţie $\underline{\mathcal{K}}_p$ cu ec.(5.183). Matricile $\underline{V}$ şi $\underline{\mathcal{K}}_p$ au forma:

$$\underline{V} = \begin{bmatrix} v_{11} & v_{21} & v_{31} & v_{41} \\ v_{12} & v_{22} & v_{32} & v_{42} \end{bmatrix}^T \quad ; \qquad \underline{\mathcal{K}}_p = \begin{bmatrix} K_{p1} & K_{p2} \end{bmatrix} \quad , \tag{5.188}$$

iar restul matricilor corespund notaţiilor făcute în ec.(5.186) şi în ec.(5.187). Rezultă $\underline{V} = \underline{0}$, respectiv

$$\underline{\mathcal{K}}_p = \begin{bmatrix} -\frac{b_{p1}}{b} & -\frac{b_{p2}}{b} \end{bmatrix}. \tag{5.189}$$

b) Se calculează observatorul funcţionalei liniare

$$u_p(t) = \underline{\mathcal{K}}_p^T \, \underline{x}_p = -\frac{1}{b}(b_{p1}F_e + b_{p2}\dot{F}_e) \quad . \tag{5.190}$$

Perechea $(\underline{C}_{1S}, \underline{A}_{1S})$ are indicele de observabilitate $\nu_{Fe} = 4$, ordinul minim posibil al OFLS (5.190) fiind $\nu_{Fe}-1 = 2$. In continuare se proiectează un astfel de observator. In esenţă se parcurg aceleaşi etape ca şi la pct. 5.5.3. Astfel, se adoptă pentru $\underline{F}_p$ forma:

$$\underline{F}_p = \begin{bmatrix} -2\eta\omega_{Fe} & 1 \\ -\omega_{Fe}^2 & 0 \end{bmatrix} \qquad (5.191)$$

Considerînd apoi că celelalte matrici ale observatorului sînt de forma:

$$\underline{G}_p = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix};\quad \underline{T}_p = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} & t_{14} & t_{15} & t_{16} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} & t_{24} & t_{25} & t_{26} \end{bmatrix};\quad \underline{e}_p = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix};\quad \underline{h}_p = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix}. \qquad (5.192)$$

condiţiile (5.182-2) şi (5.182-3) conduc la următorul sistem de 18 ecuaţii cu 20 de nedeterminate:

$$\begin{aligned}
&\alpha_{31}t_{13}-f_o^2t_{14}+2\eta\omega_{Fe}t_{11}-t_{21}=g_{11}; &&\alpha_{34}t_{23}-f_ot_{24}+\omega_{Fe}^2t_{14}=0;\\
&t_{11}+\alpha_{32}t_{13}+2\eta\omega_{Fe}t_{12}-t_{22}=0; &&b_{p1}t_{23}+\omega_{Fe}^2t_{15}=0;\\
&t_{12}+\alpha_{33}t_{13}+t_{14}+2\eta\omega_{Fe}t_{13}-t_{23}=g_{12}; &&b_{p2}t_{23}+t_{25}+\omega_{Fe}^2t_{16}=0;\\
&\alpha_{34}t_{13}+(2\eta\omega_{Fe}-f_o)t_{14}-t_{24}=0; &&e_1t_{11}+e_2t_{21}+h_1=0;\\
&b_{p1}t_{13}+2\eta\omega_{Fe}t_{15}'-t_{25}=0; &&e_1t_{13}+e_2t_{23}+h_2=0;\\
&b_{p2}t_{13}+t_{15}+2\eta\omega_{Fe}t_{16}-t_{26}=0; &&e_1t_{15}+e_2t_{25}=K_{p1};\\
&\alpha_{31}t_{23}-f_o^2t_{24}+\omega_{Fe}^2t_{11}=g_{21}; &&e_1t_{12}+e_2t_{22}=0;\\
&t_{21}+\alpha_{32}+\omega_{Fe}^2t_{12}=0; &&e_1t_{14}+e_2t_{24}=0;\\
&t_{22}+\alpha_{33}t_{23}+t_{24}+\omega_{Fe}^2t_{13}=g_{22}; &&e_1t_{16}+e_2t_{26}=K_{p2}; \qquad (5.193)
\end{aligned}$$

în care $\alpha_{31},\ldots,\alpha_{34}$ reprezintă elementele de pe cea de-a treia linie a matricii $\underline{A}_S$.

Tinînd seama de faptul că valorile lui ω_{Fe} şi η nu au fost stabilite rezultă că pentru rezolvarea sistemului (5.193) se dispune de patru grade de libertate. Analizînd diferitele posibilităţi s-a constatat că pentru OFLS căutat cea mai simplă structură rezultă dacă se adoptă:

$$\eta = \frac{1}{2},\quad \omega_{Fe} = f_o,\quad e_1 = 0,\quad e_2 = f_o. \qquad (5.194)$$

Fără a mai detalia rezolvarea se precizează că în final se obţine:

$$\begin{bmatrix} z_{p1}(t) \\ z_{p2}(t) \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} -f_o & 1 \\ -f_o^2 & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z_{p1}(t) \\ z_{p2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (K_v-K_{vo}) & -\frac{1}{b} \\ (K_p-K_{po}) & (K_a+K_{ec}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z_\delta(t) \\ \bar{z}_m(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}u_2(t)$$

$$\hat{u}_p(t) = \begin{bmatrix} 0 & f_o \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z_{p1}(t) \\ z_{p2}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_o(K_v-K_{vo}) & -\frac{f_o}{b} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} z_\delta(t) \\ \bar{z}_m(t) \end{bmatrix}. \qquad (5.195)$$

Parametrul f_o reprezintă polul observatorului (5.142) amplasat în bucla de stabilizare. Observatorul (5.195) are schema bloc din fig. 5.21.

5.6.2.1.2. Analiza SLEM-1L prevăzut cu compensarea efectului perturbaţiei $\underline{x}_p = [F_e\ \dot{F}_e]^T$.

SLEM-1L prevăzut cu posibilitatea de compensare a perturbaţiei $[F_e\ \dot{F}_e]^T$ are ec.(5.196) şi structura din fig. 5.22. Regulatorul său este alcătuit din OFLS (5.155) şi OFLS (5.195). Singurul parametru variabil, disponibil pentru proiectarea regulatorului este f_o.

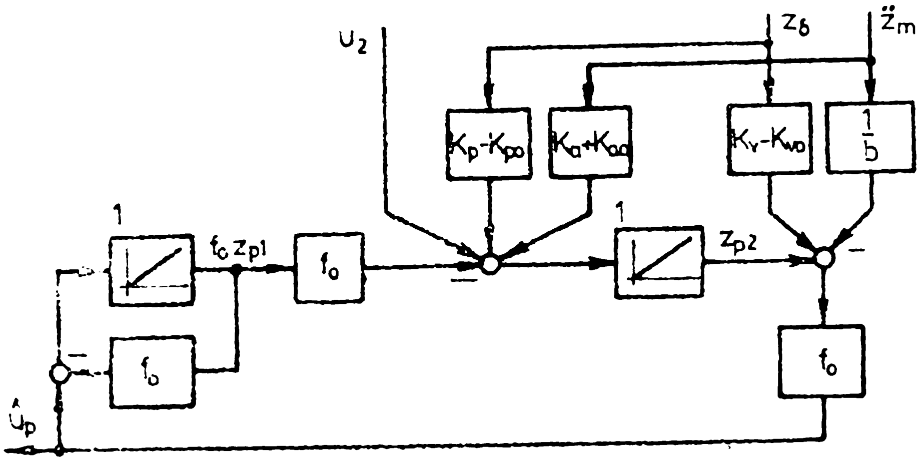


Fig. 5.21. Observatorul funcționalei liniare $u_p = -(b_{p1}/b)F_e - (b_{p2}/b)\dot{F}_e$ utilizat pentru compensarea efectului forței exterioare conform schemei bloc din fig.5.20.

$$\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \\ z_{p1} \\ z_{p2} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ b(K_p-K_{po})+2bf_oK_v-bf_oK_{vo} & -bK_{vo} & b(K_a+K_{ao})-f_o & bK_v & 0 & bf_o \\ -f_o^2 & 0 & 1 & -f_o & 0 & 0 \\ K_v-K_{vo} & 0 & -\frac{1}{b} & 0 & -f_o & 1 \\ (K_p-K_{po})+f_o(K_v-K_{vo}) & 0 & K_a+K_{ao}-\frac{f_o}{b} & 0 & -f_o^2 & f_o \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \\ z_1 \\ z_{p1} \\ z_{p2} \end{bmatrix}}_{\underline{X}} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tilde{z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ b_{p1} & b_{p2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \\ \ddot{z}_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} z_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{X} \qquad (5.196)$$

Polinomul caracteristic al acestui sistem are expresia:

$$\Delta_{SO}(s) = \Delta(s)\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s) , \qquad (5.197)$$

în care: $\Delta(s)$ este polinomul caracteristic (5.7) al SLIM-B, $\Delta_{OS}(s)$ este polinomul caracteristic (5.157) al OFLS (5.155), iar

$$\Delta_{OP}(s) = s^2 + f_o s + f_o^2 \qquad (5.198)$$

este polinomul caracteristic al OFLS (5.195).

Procedînd ca şi la stabilirea rel.(5.9), de data aceasta se obţine:

$$\begin{bmatrix} z_\delta(s) \\ \ddot{z}_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{b}{\Delta(s)} \\ \frac{bs^2}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \tilde{z}_\delta(s) + \begin{bmatrix} \frac{1+Ts}{MT\,\Delta(s)}\cdot\frac{s^2}{\Delta_{OP}(s)} & -\frac{[s-b(K_a+K_{ao})]\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s)-bK_vs^2}{\Delta(s)\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s)} \\ \frac{s^2(1+Ts)}{MT\,\Delta(s)}\cdot\frac{s^2}{\Delta_{OP}(s)} & \frac{[b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)]\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s)+bK_vs^4}{\Delta(s)\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e(s) \\ \ddot{z}_s(s) \end{bmatrix} \qquad (5.199)$$

Comparînd acest rezultat cu rel. (5.9) şi rel.(5.144) se constată că: (i) comportarea sistemului în raport cu mărimea de conducere $\tilde{z}_\delta$ este

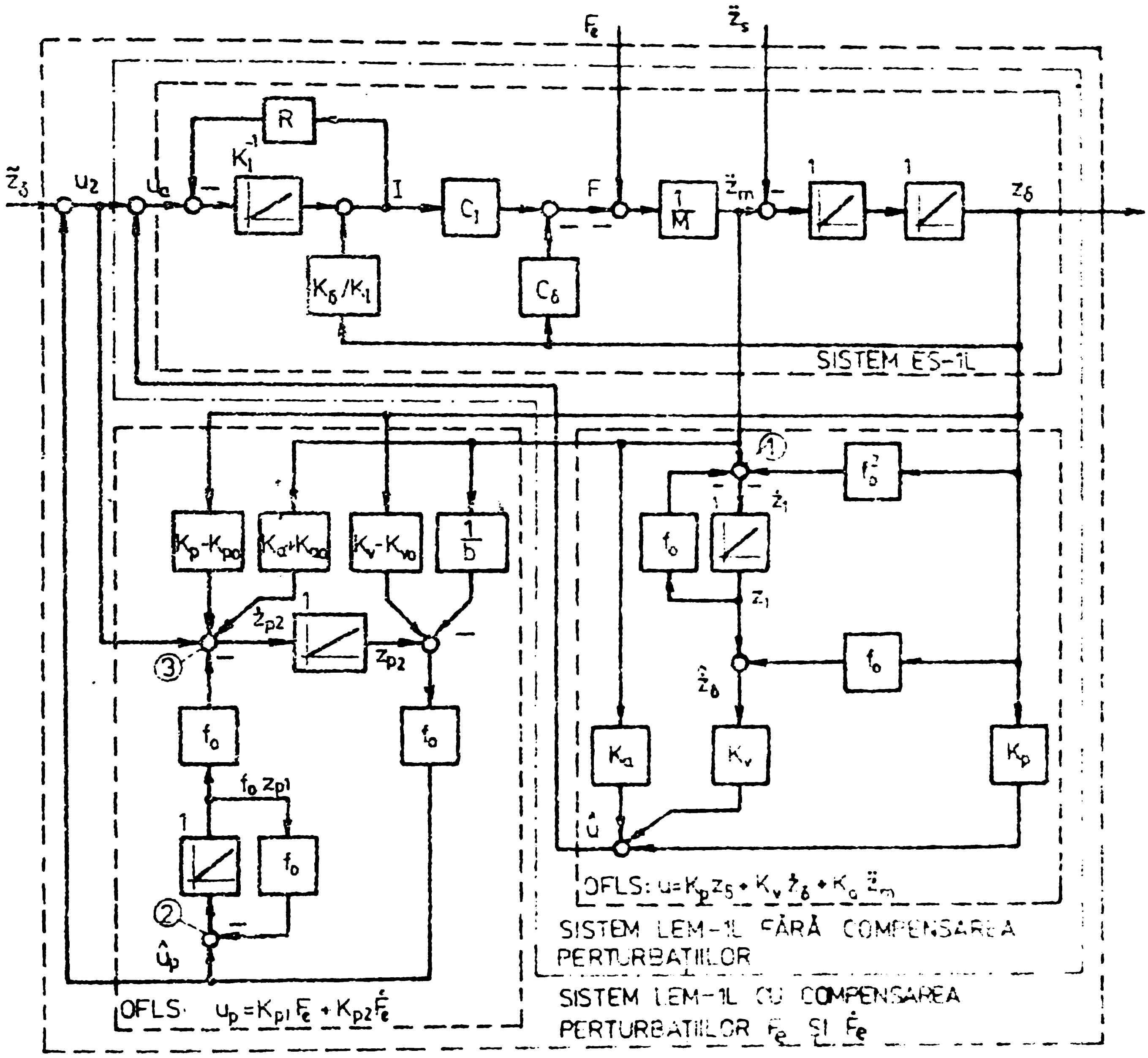


Fig. 5.22. Schema bloc a SLEM-1L cu regulator cu acţiune după vectorul de stare $\underline{X}_1 = [z_\delta\ \dot z_\delta\ \ddot z_m]^T$ şi vectorul de perturbaţie $\underline{x}_1 = [F_e\ \dot F_e]^T$.

aceeaşi; (ii) compensarea perturbaţiei F_e se manifestă prin factorul $s^2/\Delta_{OP}(s)$ care apare în f.d.t. $G_{F_e z_\delta}(s)$ şi $G_{F_e \ddot z_m}(s)$ şi care conferă SLEM-1L un caracter astatic faţă de variaţiile staţionare ale lui F_e (erori de reglare staţionare nule); (iii) comportarea SLEM-1L în raport cu $\ddot Z_s$ este diferită de la caz la caz întrucît

$$G_{\ddot Z_s z_\delta}(s) = -\frac{s-b(K_a+K_{ao})}{\Delta(s)} + \left\{0\ ,\ \frac{bK_v}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)}\ ,\ \frac{bK_v s^2}{\Delta(s)\,\Delta_{OS}(s)\,\Delta_{OP}(s)}\right\} \quad (5.200\text{-}1)$$

rel.: (5.9) (5.144) (5.199)

$$G_{\ddot Z_s \ddot z_m}(s) = \frac{b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)}{\Delta(s)} + \left\{0\ ,\ \frac{bK_v s^2}{\Delta(s)\Delta_{OS}(s)}\ ,\ \frac{bK_v s^4}{\Delta(s)\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s)}\right\} \quad (5.200\text{-}2)$$

rel.: (5.9) (5.144) (5.199)

Aprecierea efectului termenilor adiţionali în cazul general este dificilă. Ea se poate face în cazuri concrete.

5.6.2.2. Compensarea efectului forței exterioare cu un compensator de ordinul I.

Compensarea efectului lui F_e cu un bloc de compensare de ordinul I este posibilă atunci cînd pentru F_e se consideră sistemul auxiliar (4.36), iar pentru sistemul stabilizat se consideră fie varianta cu OS identic (pct. 5.5.2), fie schema cu OFLS-varianta MBB (pct.5.5.3). Problema se dezvoltă în continuare numai pentru cel de-al doilea caz cînd: (i) SLEM-1L stabilizat considerat are ecuațiile de stare (5.143) în care $\tilde{Z}_\delta$ se înlocuiește prin $u_2 := U_a - \hat{u} = \hat{u}_p + \tilde{Z}_\delta$, $\hat{u}$ avînd expresia (5.142); (ii) vectorul ieșirilor reglate se consideră (din aceleași motive ca și la pct.5.6.2.1) identic cu vectorul ieșirilor măsurate ale SLEM-1L necompensat. Blocul de compensare are structura din fig. 5.20. In aceste condiții pentru SLEM-1L necompensat se obțin ec.(5.201) și (5.202). Ele corespund formelor canonice (5.179) și (5.162).

$$\underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \\ Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix}^{\cdot}}_{\dot{x}_S} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ b(h_1-K_{po}) & -bK_{vo} & b(h_2+K_{ao}) & be_1 & be_2 \\ 2\zeta\omega_{OS} & 0 & 0 & -2\zeta\omega_{OS} & 1 \\ \omega_{OS}^2 & 0 & 1 & -\omega_{OS}^2 & 0 \end{bmatrix}}_{A_S} \underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \\ Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix}}_{x_S} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b_{p1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{pS}} \underbrace{F_e}_{u_p} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_S} \underbrace{u_2}_{u_2} + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \ddot{Z}_s$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix}}_{y_S} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C_S} x_S \; ; \qquad \underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix}}_{\tilde{y}_S} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{C}_S} x_S \qquad (5.201)$$

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \\ Z_1 \\ Z_2 \\ \hline F_e \end{bmatrix}^{\cdot} = \underbrace{\left[\begin{array}{ccccc|c} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ b(h_1-K_{po}) & -bK_{vo} & b(h_2+K_{ao}) & be_1 & be_2 & b_{p1} \\ 2\zeta\omega_{OS} & 0 & 0 & -2\zeta\omega_{OS} & 1 & 0 \\ \omega_{OS}^2 & 0 & 1 & -\omega_{OS}^2 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array}\right]}_{A_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \\ Z_1 \\ Z_2 \\ F_e \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} x_S \\ x_p \end{bmatrix}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{1S}} u_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \ddot{Z}_s$$

(the last column of A_{1S} above the dashed line is A_{pS}, the last row is A_o; F_e is x_p)

$$\underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix}}_{y_S} = \underbrace{\left[\underbrace{\begin{array}{ccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{array}}_{C_S} \Bigg| \underbrace{\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \end{array}}_{C_{pS}}\right]}_{C_{1S}} \begin{bmatrix} x_S \\ x_p \end{bmatrix} \; ; \qquad \underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix}}_{\tilde{y}_S} = \left[\underbrace{\begin{array}{ccccc} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{array}}_{\tilde{C}_S} \Bigg| \underbrace{\begin{array}{c} 0 \\ 0 \end{array}}_{\tilde{C}_{pS}}\right] \begin{bmatrix} x_S \\ x_p \end{bmatrix} \qquad (5.202)$$

Cantitățile e_1, e_2, h_1 și h_2 corespund matricilor (5.141).

5.6.2.2.1. Construcţia blocului de compensare a perturbaţiei $\underline{x}_p = [F_e]$.

Etapele de calcul ale acestui bloc de compensare sînt următoarele:

a) Compensatorul de perturbaţie $\underline{K}_p$, calculat cu ec.(5.183), este:

$$\underline{K}_p = [K_{p1}] = [-b_{p1} / b] \quad . \tag{5.203}$$

totodată rezultă $\underline{V} = \underline{0}$.

b) Se calculează OFLS:

$$u_p(t) = \underline{K}_p \, \underline{x}_p(t) = -(b_{p1} / b) \, F_e(t) \quad ; \tag{5.204}$$

avînd în vedere că perechea $(\underline{C}_{1S}, \underline{A}_{1S})$ are indicele de observabilitate $\nu_{Fe} = 2$, ordinul minim posibil al observatorului este $\nu_{Fe}-1 = 1$. In continuare se proiectează un observator de un astfel de ordin considerînd în (5.181):

$$\underline{F}_p = [-f_p]; \quad \underline{G}_p = [g_1 \; g_2 \; g_3] \; ; \; \underline{T}_p = [t_1 \; t_2 \; t_3 \; t_4 \; t_5 \; t_6] \; ; \; \underline{e}_p = [e_p]; \; \underline{h}_p = \begin{bmatrix} h_{p1} \\ h_{p2} \\ h_{p3} \end{bmatrix} \tag{5.205}$$

Condiţiile (5.182-2) şi (5.182-3) conduc la următorul sistem de 12 ecuaţii cu 14 nederminate:

$$\begin{array}{lll}
b(h_1-K_{po})t_3+2\zeta\omega_{0S}t_4+\omega_{0S}^2t_5+f_pt_1=g_1 & ; & e_pt_1+h_{p1}=0 \quad ; \\
t_1-bK_{vo}t_3+f_pt_2 = 0 & ; & e_pt_2 = 0 \quad ; \\
t_2+b(h_2+K_{ao})t_3+t_5+f_pt_3 = g_2 & ; & e_pt_3+h_{p2} = 0 \; ; \\
be_1t_3-2\zeta\omega_{0S}t_4-\omega_{0S}^2t_5+f_pt_4 = g_3 & ; & e_pt_4+h_{p3} = 0 \; ; \\
be_2t_3+t_4+f_pt_5 = 0 & ; & e_pt_5 = 0 \quad ; \\
b_{p1}t_3+f_pt_6 = 0 & ; & e_pt_6 = K_{p1} \quad .
\end{array} \tag{5.206}$$

Valoarea lui f_p considerîndu-se adoptată „puţin la stînga" polilor (5.8) ai sistemului necompensat, pentru rezolvarea sistemului (5.206) se dispune de un grad de libertate. Sistemul (5.206) este compatibil numai cînd acest grad de libertate este reprezentat de e_p; prin intermediul lui este posibilă modificarea amplificărilor de pe canalele de intrare ale observatorului. Astfel, adoptînd:

$$e_p = f_p \quad , \tag{5.207}$$

rezultă:

$$\begin{aligned}
\dot{Z}_p(t) &= -f_pZ_p(t)+\left[h_1-K_{po}-2\zeta\omega_{0S}e_2+f_pK_{vo}, \; h_2+K_{ao}+\frac{f_p}{b}, \; e_1+2\zeta\omega_{0S}e_2-f_pe_2\right]\begin{bmatrix} Z_\delta(t) \\ \bar{Z}_m(t) \\ Z_1(t) \end{bmatrix} + u_2(t) \\
\hat{u}_p(t) &= f_pZ_p(t) + \left[-f_pK_{vo}, \; -\frac{f_p}{b}, \; f_pe_2\right]\begin{bmatrix} Z_\delta(t) \\ \bar{Z}_m(t) \\ Z_1(t) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{5.208}$$

OFLS (5.208) are schema bloc din fig. 5.23.

5.6.2.2.2. Analiza SLEM-1L cu compensarea perturbaţiei $\underline{x}_p = [F_e]$.

SLEM-1L prevăzut cu posibilitatea de compensare a efectului perturbaţiei $\underline{u}_p = [F_e]$ are ec.(5.209) şi structura din fig. 5.24. Regulatorul său este alcătuit din OFLS (5.142) şi OFLS (5.208). Pentru proiectarea regulatorului sînt disponibili trei parametrii şi anume: ω_{OS}, ζ şi f_p. Primii doi afectează amplificările întregului regulator, iar ultimul numai amplificările OFLS (5.208).

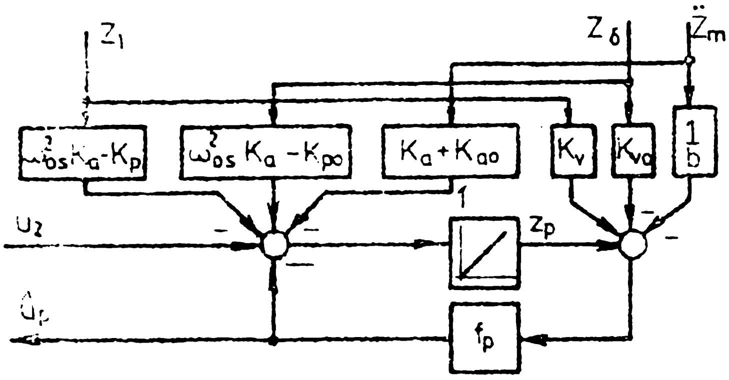


Fig. 5.23. Observatorul funcţionalei liniare $u_p = -(b_{pl} / b)F_e$ utilzat pentru compensarea efectului forţei exterioare, corespunzător schemei din fig.5.20.

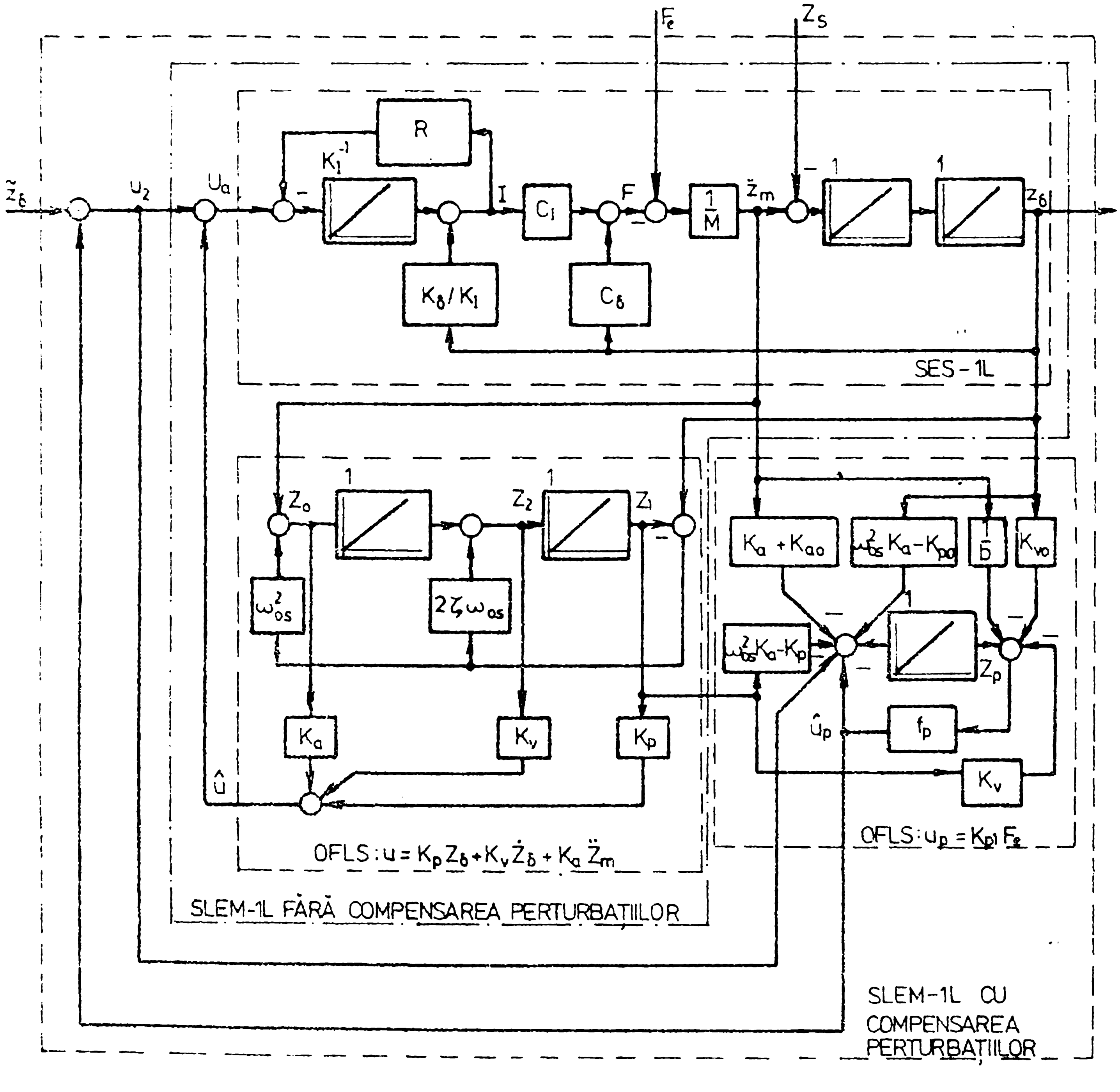


Fig. 5.24. Schema bloc a SLEM-1L cu regulator cu acţiune continuă după vectorul de stare $\underline{X}_1 = [z_\delta \;\; \dot{z}_\delta \;\; \ddot{z}_m]^T$ şi vectorul de perturbaţie $x_p = [F_e]$.

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ \ddot Z_m \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_p \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ b(h_1-K_{po})-bf_pK_{vo} & -bK_{vo} & b(h_2+K_{ao})-f_p & be_1+bf_pK_v & be_2 & bf_p \\ 2\zeta\omega_{OS} & 0 & 0 & -2\zeta\omega_{OS} & 1 & 0 \\ \omega_{OS}^2 & 0 & 1 & -\omega_{OS}^2 & 0 & 0 \\ \omega_{OS}^2K_a-K_{po} & 0 & K_a+K_{ao} & K_p-\omega_{OS}^2K_a & 0 & 0 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot Z_\delta \\ \ddot Z_m \\ Z_1 \\ Z_2 \\ Z_p \end{bmatrix}}_{\underline{x}} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tilde Z_\delta +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ b_{p1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \tilde Z_s \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot Z_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \underline{x} \qquad (5.209)$$

Polinomul caracteristic al acestui sistem are expresia (5.197) în care $\Delta(s)$ este polinomul caracteristic al SLEM-B, $\Delta_{OS}(s)$ este polinomul caracteristic (5.133) al OFLS (5.142), iar

$$\Delta_{OP}(s) = s + f_p \qquad (5.210)$$

este polinomul caracteristic al OFLS (5.209). In locul rel.(5.199) în acest caz se obţine:

$$\begin{bmatrix} Z_\delta(s) \\ \ddot Z_m(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{b}{\Delta(s)} \\ \dfrac{bs^2}{\Delta(s)} \end{bmatrix} \tilde Z_\delta(s) + \begin{bmatrix} \dfrac{s}{MT\Delta(s)\Delta_{OP}(s)} & -\dfrac{[s-b(K_a+K_{ao})]\Delta_{OS}(s)-b(K_vs+K_p-\omega_{OS}^2K_a)}{\Delta(s)\Delta_{OS}(s)} \\ \dfrac{s^3}{MT\Delta(s)\Delta_{OP}(s)} & G_{\tilde Z_s \ddot Z_m}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e(s) \\ \tilde Z_s(s) \end{bmatrix} \qquad (5.211)$$

unde:

$$G_{\tilde Z_s \ddot Z_m}(s) = \frac{[b(K_{vo}-K_v)s+b(K_{po}-K_p)]\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s)+bs[s(sK_v+K_p-\omega_{OS}^2K_a)\Delta_{OP}(s)+f_p(K_v-K_{vo})\Delta_{OS}(s)]}{\Delta(s)\Delta_{OS}(s)\Delta_{OP}(s)} .$$

Comportarea sistemului (5.209) în raport cu mărimea de conducere este aceeaşi ca şi în cazurile anterioare. Compensarea perturbaţiei se manifestă prin factorii s şi s^3 ai numărătorilor f.d.t. $G_{F_eZ_\delta}(s)$ şi $G_{F_e\ddot Z_m}(s)$, iar comportarea în raport cu perturbaţia $\tilde Z_s$ este diferită de cazurile anterioare.

5.6.3. SLEM-1L cu compensarea efectului neregularităţilor căii de glisare.

Compensarea efectului neregularităţilor căii de glisare se asigură în principiu cu regulatoare proiectate tot pe baza relaţiilor stabilite la pct. 5.6.1.2. Spre deosebire de cazul compensării efectului forţei exterioare, proiectarea acestor regulatoare este mai dificilă. Faptul se datorează pe de-o parte structurii mărimii Z_s

$(z_s = Z_{su} + Z_{sp})$ şi a modelelor matematice asociate componentelor acesteia, iar pe de altă parte modului diferit în care se cere să se comporte SLEM-1L în raport cu cele două componente. Privind componenta perturbatoare Z_{sp} se precizează că în cadrul paragrafului se consideră numai partea deterministă a acesteia, adică $Z_{sp} = Z_{spl}$, în loc de Z_{spl} utilizîndu-se notaţia Z_{sp}.

5.6.3.1. Principiul de realizare a SLEM-1L cu compensarea efectului neregularităţilor căii de glisare.

La pct. 4.2.2. s-au stabilit pentru componentele Z_{su} şi Z_{sp} ale lui Z_s diferite sisteme asociate ce pot fi luate în consideraţie în vederea compensării efectului nedorit al acestor mărimi asupra SLEM-1L.

Dacă SES-1L se consideră prin ec.(5.126) atunci compensarea efectului variaţiilor lui $\ddot{Z}_s$, respectiv al variaţiilor componentelor menţionate, nu este posibilă întrucît vectorii $[0\ 0\ b]^T$ şi $[0\ \ -1\ 0]^T$, aferenţi lui U_a şi $\ddot{Z}_s$ sînt liniari independenţi. Altfel spus, nu există matrici $\underline{V}$ şi $\underline{M}$ care, pentru acest caz, să satisfacă prima ec.(5.171) [88,87].

Acest inconvenient poate fi ocolit utilizînd ca variabile de stare mărimile:

$$X_{z1} = Z_m - Z_{su}\ , \quad X_{z2} = \dot{Z}_m - \dot{Z}_{su}\ , \quad X_{z3} = \ddot{Z}_m - \ddot{Z}_{su}\ . \qquad (5.212)$$

In adevăr, din rel.(5.126) şi (5.212) rezultă:

$$\begin{bmatrix} \dot X_{z1} \\ \dot X_{z2} \\ \dot X_{z3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -bK_{po} & -bK_{vo} & bK_{ao} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} U_a + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ bK_{po} & bK_{vo} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{sp} \\ \dot Z_{sp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ bK_{ao} & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot Z_{su} \\ \dddot Z_{su} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b_{p1} & b_{p2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot F_e \end{bmatrix} \qquad (5.213\text{-}1)$$

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot Z_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{sp} \\ \dot Z_{sp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot Z_{su} \\ \dddot Z_{su} \end{bmatrix}, \qquad (5.213\text{-}2)$$

toţi vectorii din ec.(5.213-1), aferenţi mărimilor Z_{sp}, $\dot{Z}_{sp}$, $\ddot{Z}_{su}$, $\dddot{Z}_{su}$, F_e şi $\dot{F}_e$ fiind coliniari cu vectorul mărimii de comandă U_a. Această transformare, prezentată în [31,62], a fost utilizată la firma MBB. In aceste lucrări se precizează că plecînd de la un astfel de model +) s-a proiectat un SLEM-1L folosind o reglare după stare bazată pe utilizarea unui observator de ordinul 9. Ordinul observatorului corespunde extinderii sistemului (5.213) prin sistemele asociate (4.24) şi (VI-5). O astfel de variantă prin care se reglează asimptotic diferenţele dintre variaţiile poziţiilor şi acceleraţiilor electromagnetului şi şinei prezintă următoarele dezavantaje:

+) In [62] mărimea Z_{sp} se omite fără nici o justificare.

(i) SLEM-1L rezultă complicat şi prezintă o mare sensibilitate în raport cu parametrii SES-1L extins prin cele două sisteme asociate. Practic sistemul este utilizabil numai pentru o singură valoare a vitezei de croazieră (v. rel.(4.23') şi (VI-1)).

(ii) Sistemul nu permite deconectarea unor canale de compensare a perturbaţiilor, deconectarea oricărui canal afectînd atît stabilitatea, cît şi dinamica sistemului.

Din aceste motive lucrările menţionate s-au orientat spre variante de SLEM-1L de ordin mai redus care compensează fie efectul modificării lui Z_{su}, fie efectul modificării lui Z_{sp}. Avantajul obţinut îl constituie reducerea complexităţii sistemului. In fiecare din cele două cazuri se apreciază că rezultă o îmbunătăţire a comportării SLEM-1L şi în raport cu Z_{sp}, respectiv Z_{su}. Din cauza primului dezavantaj +) în [62] se renunţă în final la această variantă de reglaj.

In continuare se va observa că variabilele de stare (5.212) pot fi utilizate în cazul oricăruia din sistemele (5.143), (5.156), (5.196) şi (5.209), rezultînd posibilitatea compensării efectului lui Z_{su} şi Z_{sp} prin adăugarea unor noi bucle de compensare la sistemele din fig.5.13, 5.22 şi 5.24, la fel cum s-a procedat şi la pct.5.6.2. Acest principiu de realizare a SLEM-1L, observat de autor, elimină complet dezavantajul (ii) şi reduce considerabil sensibilitatea în raport cu modificarea parametrilor în funcţie de viteza v. Dacă, în plus, mărimea de intrare Z_{su} se modelează prin sistemul asociat (4.33) cu parametrii independenţi de v, acest ultim dezavantaj este diminuat într-o măsură şi mai mare.

Schema bloc generală a sistemelor ce intră în consideraţie este prezentată în fig.5.25.

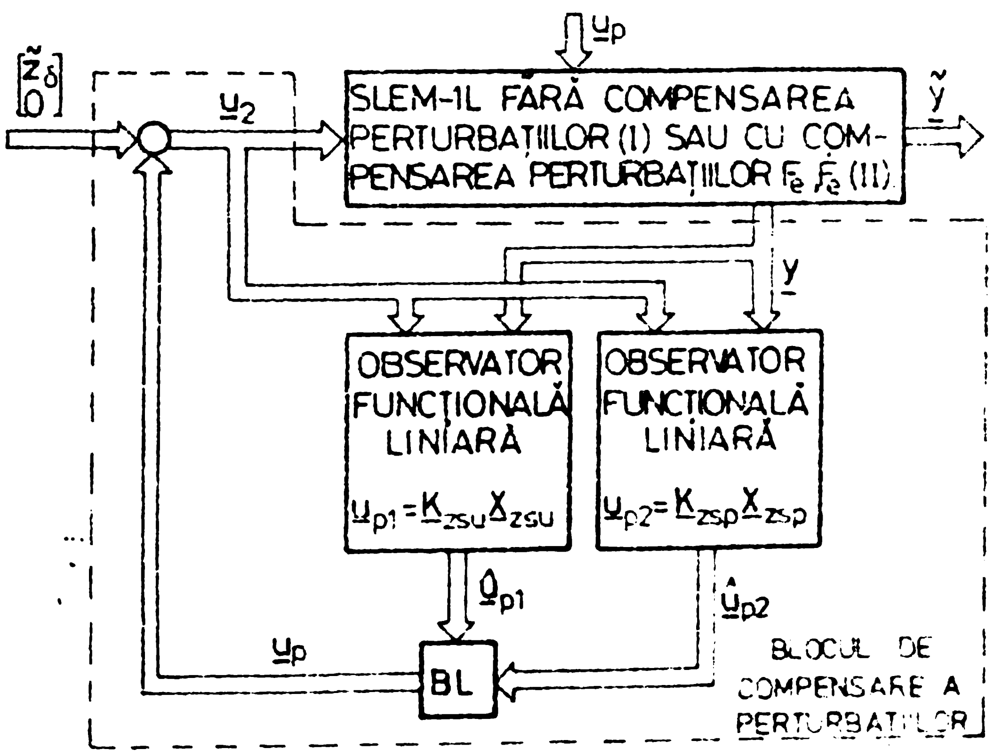


Fig. 5.25. Schemă bloc generală a SLEM-1L cu compensarea efectului perturbaţiilor datorate căii de glisare şi forţei exterioare. BL = bloc logic, care, la comandă, realizează $\underline{u}_p = \underline{0}$, $\hat{\underline{u}}_{p1}$, $\hat{\underline{u}}_{p2}$ sau $u_{p1}+u_{p2}$.

+) In [31,62] nu se face menţiunea (ii).

In cazul cînd se consideră SLEM-1L fără compensarea perturbaţiilor (cazul I), în proiectarea blocului de compensare se pleacă de la ecuaţiile de stare:

$$\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \end{bmatrix}^{\cdot} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \alpha_{31} & \alpha_{32} & \alpha_{33} & \alpha_{34} \\ \alpha_{41} & 0 & 1 & \alpha_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\alpha_{31} & -\alpha_{32} \\ -\alpha_{41} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{sp} \\ \dot{Z}_{sp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \alpha_{33} & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ \dddot{Z}_{su} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b_{p1} & b_{p2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \end{bmatrix} \qquad (5.214)$$

obţinute din ec.(5.156) şi (5.212), iar în cazul cînd se consideră SLEM-1L cu compensarea perturbaţiilor F_e şi $\dot{F}_e$ (cazul II) se pleacă de la ecuaţiile de stare:

$$\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \\ Z_{p1} \\ Z_{p2} \end{bmatrix}^{\cdot} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \beta_{31} & \beta_{32} & \beta_{33} & \beta_{34} & 0 & \beta_{36} \\ \beta_{41} & 0 & 1 & \beta_{44} & 0 & 0 \\ \beta_{51} & 0 & \beta_{53} & 0 & \beta_{55} & 1 \\ \beta_{61} & 0 & \beta_{63} & 0 & \beta_{65} & \beta_{66} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \\ Z_{p1} \\ Z_{p2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_a \\ \tilde{Z}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\beta_{31} & -\beta_{32} \\ -\beta_{41} & 0 \\ -\beta_{51} & 0 \\ -\beta_{61} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{sp} \\ \dot{Z}_{sp} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \beta_{33} & -1 \\ \beta_{43} & 0 \\ \beta_{53} & 0 \\ \beta_{63} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ \dddot{Z}_{su} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b_{p1} & b_{p2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \end{bmatrix} \qquad (5.215)$$

obţinute din ec.(5.196) şi (5.212). Aceste două modele corespund SLEM-1L realizate prin utilizarea OFLS de la pct.5.5.4. Asemănător se pot stabili MM corespunzătoare cazurilor ce folosesc OFLS-varianta MBB (pct.5.5.3 şi 5.6.2.2). Referitor la ec.(5.214) şi (5.215) se fac următoarele precizări:

1°-Transformarea (5.212) nu modifică matricile sistemelor de bază. In consecinţă notaţiile utilizate au următoarea semnificaţie:

$$\alpha_{31} = b(K_p-K_{po})+bf_oK_v \;;\; \alpha_{32} = -bK_{vo} \;;\; \alpha_{33} = b(K_a+K_{ao})$$
$$\alpha_{34} = bK_v \;;\; \alpha_{41} = -f_o^2 \;;\; \alpha_{44} = -f_o \qquad (5.216)$$

respectiv:

$$\beta_{31}=b(K_p-K_{po})+2bf_oK_v-bf_oK_{vo} \;;\; \beta_{32}=-bK_{vo} \;;\; \beta_{33}=b(K_a+K_{ao})-f_o \;;$$
$$\beta_{34}=bK_v \;;\; \beta_{36}=bf_o \;;\; \beta_{41}=\beta_{65}=-f_o^2 \;;\; \beta_{44}=\beta_{55}=-\beta_{66}=-f_o \;;\; \beta_{51}=K_v-K_{vo} \;;$$
$$\beta_{53}=-\frac{1}{b} \;;\; \beta_{61}=(K_p-K_{po})+f_o(K_v-K_{vo}) \;;\; \beta_{63}=K_a+K_{ao}-f_o/b \,. \qquad (5.217)$$

2^o - Fiecare din cele două sisteme utilizează în afară de $\tilde{Z}_\delta$ şi alte mărimi de comandă: $\tilde{Z}_s$, respectiv $\tilde{Z}_s$ şi $\tilde{Z}_p$. Ele acţionează în locurile de însumare ①, ② şi ③ din fig. 5.18.1 şi 5.22, toate aceste puncte fiind accesibile întrucît aparţin regulatorului.

3^o - Pentru fiecare din cele două sisteme observabilitatea este asigurată de diferite configuraţii ale vectorului de ieşire. Spre exemplu, în cazul sistemului (5.214) se pot lua în consideraţie următoarele variante:

$$\underline{y} = \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} Z_\delta \\ Z_1 \end{bmatrix} \text{ sau } \begin{bmatrix} \ddot{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix}. \qquad (5.218)$$

Blocul logic BL din schema bloc generală are rostul de a permite realizarea mai multor variante de compensare şi anume:

(i) $\underline{u}_p = \underline{0}$ cînd nu se compensează efectul modificării lui Z_s;

(ii) $\underline{u}_p = \hat{\underline{u}}_{p1}$ cînd se compensează numai efectul modificării lui Z_{sn} (la mersul în arce de tranziţie);

(iii) $\underline{u}_p = \hat{\underline{u}}_{p2}$ cînd se compensează numai efectul modificării lui Z_{sp} (mers normal cu suspensie secundară puţin elastică) la o viteză cunoscută;

(iv) $\underline{u}_p = \hat{\underline{u}}_{p1} + \hat{\underline{u}}_{p2}$ cînd, (teoretic), se însumează efectele de la (ii) şi (iii).

Principiul de realizare a compensării permite trecerea de la o variantă la alta pentru oricare din grupele:

$$\begin{tikzcd}[column sep=small] (i) \arrow[dr, shift left] \arrow[d, shift left] & \\ & (ii) \arrow[ul, shift left] \arrow[dl, shift left] \\ (iv) \arrow[u, shift left] \arrow[ur, shift left] & \end{tikzcd} \quad Ⓐ \quad ; \quad \begin{tikzcd}[column sep=small] (i) \arrow[dr, shift left] \arrow[d, shift left] & \\ & (iii) \arrow[ul, shift left] \arrow[dl, shift left] \\ (iv) \arrow[u, shift left] \arrow[ur, shift left] & \end{tikzcd} \quad Ⓑ \quad , \qquad (5.219)$$

fără a periclita stabilitatea sistemului. Structurile blocurilor de compensare din variantele (iv) aferente celor două grupe vor diferi întrucît posibilităţile de comutare (ii)$\rightleftarrows$(iv), respectiv (iii)$\rightleftarrows$(iv) se bazează pe două variante (iv) ce rezultă prin completarea regulatoarelor din variantele (ii), respectiv (iii). Spre exemplu, pentru grupa Ⓐ varianta (iv) se realizează prin păstrarea regulatorului din varianta (ii) şi adăugarea unui bloc de compensare a efectului lui Z_{sp} avînd structura dependentă de cea a regulatorului din varianta (ii).

Prezentarea de mai sus permite să se intuiască numărul relativ mare de variante de SLEM-1L ce se pot lua în consideraţie. Intrucît, principial, proiectarea lor nu diferă, în continuare se analizează doar tipurile de SLEM-1L din variantele (ii) şi (iii) aferente cazului I: varianta (ii) - cazul I la pct.5.6.3.2. în situaţia particulară a adoptărilor (5.228) şi (5.232) şi varianta (iii) - cazul I la pct.5.6.3.3. în situaţia particulară a adoptărilor (5.241) şi (5.250). Opţiunea pentru cazul I s-a făcut avînd în vedere și faptul că în cazul „roții magnetice" (pct.6.1), unde aceste variante au aplicabilitate directă, forța exterioară F_e nu mai acționează direct asupra electromagnetului (fig.6.1).

5.6.3.2. Variantă de SLEM-1L cu compensarea efectului modificării componentei Z_{su} a poziției căii de glisere.

SLEM-1L are în acest caz structura din fig. 5.25 - cazul I, fără OFLS: $\underline{u}_{p2}$. Ecuațiile SLEM-1L necompensat sînt:

$$\begin{bmatrix}X_{z1}\\X_{z2}\\X_{z3}\\Z_1\\\ddot Z_{su}\\\dddot Z_{su}\end{bmatrix}^{\bullet} = \underbrace{\left[\begin{array}{c|c} \overbrace{\begin{matrix}0&1&0&0\\0&0&1&0\\\alpha_{31}&\alpha_{32}&\alpha_{33}&\alpha_{34}\\\alpha_{41}&0&1&\alpha_{44}\end{matrix}}^{\underline{A}_S} & \overbrace{\begin{matrix}0&0\\0&0\\\alpha_{33}&-1\\1&0\end{matrix}}^{\underline{A}_{pS}} \\ \hline \begin{matrix}0&0&0&0\\0&0&0&0\end{matrix} & \underbrace{\begin{matrix}0&1\\0&0\end{matrix}}_{\underline{A}_o}\end{array}\right]}_{\underline{A}_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix}X_{z1}\\X_{z2}\\X_{z3}\\Z_1\\\dot Z_{su}\\\ddot Z_{su}\end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix}\underline{x}_S\\\underline{x}_p\end{bmatrix}} + \underbrace{\left[\begin{array}{c}\overbrace{\begin{matrix}0&0\\0&0\\b&0\\0&1\end{matrix}}^{\underline{B}_S}\\ \hline \begin{matrix}0&0\\0&0\end{matrix}\end{array}\right]}_{\underline{B}_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix}\tilde Z_\delta\\\tilde Z_a\end{bmatrix}}_{\underline{u}_2} + \begin{bmatrix}0&0\\0&0\\-\alpha_{31}&-\alpha_{32}\\-\alpha_{41}&0\\0&0\\0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}Z_{sp}\\\dot Z_{sp}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}0&0\\0&0\\b_{p1}&b_{p2}\\0&0\\0&0\\0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}F_e\\\dot F_e\end{bmatrix} \qquad (5.220)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix}\ddot Z_m\\Z_1\end{bmatrix}}_{\underline{y}_S} = \underbrace{\left[\begin{array}{c|c}\underbrace{\begin{matrix}0&0&1&0\\0&0&0&1\end{matrix}}_{\underline{C}_S} & \underbrace{\begin{matrix}1&0\\0&0\end{matrix}}_{\underline{C}_{pS}}\end{array}\right]}_{\underline{C}_{1S}}\begin{bmatrix}\underline{x}_S\\\underline{x}_p\end{bmatrix} \;;\quad \underbrace{\begin{bmatrix}X_{z1}\\X_{z3}\end{bmatrix}}_{\underline{\tilde y}_S} = \left[\begin{array}{c|c}\underbrace{\begin{matrix}1&0&0&0\\0&0&1&0\end{matrix}}_{\underline{\tilde C}_S} & \underbrace{\begin{matrix}0&0\\0&0\end{matrix}}_{\underline{\tilde C}_{pS}}\end{array}\right]\begin{bmatrix}\underline{x}_S\\\underline{x}_p\end{bmatrix}$$

Ecuațiile de stare ale acestui sistem au rezultat prin extinderea sistemului (5.214) cu sistemul asociat (4.33). Ieșirile de măsură $\underline{y}_S$ s-au ales astfel încît ele să nu fie afectate de perturbațiile $[Z_{sp}\ \dot Z_{sp}]^T$ și $[F_e\ \dot F_e]^T$. Ieșirile de apreciere s-au ales de așa manieră încît prin reglarea lor asimptotică vehiculul ajunge să urmărească traseul nominal păstrînd un întrefier constant și accelerația impusă de traseu:

$$X_{z1} = 0 \longrightarrow Z_m = Z_{su} = Z_s\big|_{Z_{sp}=0} \;; \qquad X_{z3} = 0 \longrightarrow \ddot Z_m = \ddot Z_{su} \;.$$

In condițiile menționate proiectarea SLEM-1L cu compensarea lui Z_{su} se rezumă la proiectarea OFLS: $\underline{u}_{p1} = \underline{K}_{z\ su} \cdot \underline{X}_{z\ su}$.[+)] Pentru a putea utiliza rel.(5.180) ÷ (5.184) aceeași funcțională se scrie sub forma:

$$\underline{u}_p = \underline{\mathcal{K}}_p\, \underline{x}_p \;. \qquad (5.221)$$

Etapele de calcul ale acestui observator sînt următoarele:

a) Se calculează compensatorul de perturbație $\underline{\mathcal{K}}_p$ folosind ec.(5.183). Rezultă $\underline{V} = \underline{0}$ și

$$\underline{\mathcal{K}}_p = \begin{bmatrix}-\dfrac{\alpha_{33}}{b} & \dfrac{1}{b}\\ -1 & 0\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}-(K_a+K_{ao}) & \dfrac{1}{b}\\ -1 & 0\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\underline{K}_{p1}^T\\ \underline{K}_{p2}^T\end{bmatrix} \;. \qquad (5.222)$$

+) Notația corespunde fig. 5.25, în care $\underline{X}_{z\ su} = [\ddot Z_{su}\ \dddot Z_{su}]^T$.

In consecință:

$$\underline{u}_p = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{\delta 1} \\ \tilde{Z}_{a1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\alpha_{33}}{b} & \frac{1}{b} \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ \dddot{Z}_{su} \end{bmatrix} . \tag{5.223}$$

b_1) Se calculează OFLS (5.223) avînd în vedere că indicele de observabilitate al perechii ($\underline{C}_{1S}$, $\underline{A}_{1S}$) este $\vartheta_{Zsu} = 4$. Cu toate că ordinul minim al OFLS:$\underline{u}_p$ rezultă tocmai ϑ_{Zsu}, se adoptă un observator de ordinul 6 compus din doi OFLS autonomi de ordinul 3 și anume cîte unul pentru fiecare din funcționalele liniare ce apar în rel.(5.223). Ecuațiile acestui observator sînt:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \underline{Z}_{o1} \\ \underline{Z}_{o2} \end{bmatrix}^{\bullet} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{F}_1 & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{F}_2 \end{bmatrix}}_{\underline{F}_p} \begin{bmatrix} \underline{Z}_{o1} \\ \underline{Z}_{o2} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{G}_1 \\ \underline{G}_2 \end{bmatrix}}_{\underline{G}_p} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix}}_{\underline{y}_S} + \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{\mathcal{T}}_1 \\ \underline{\mathcal{T}}_2 \end{bmatrix}}_{\underline{\mathcal{T}}} \underline{B}_{1S} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_a \end{bmatrix}}_{\underline{u}_2} . \\ \hat{\underline{u}}_{pi} &= \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{e}_1^T & \underline{0} \\ \underline{0} & \underline{e}_2^T \end{bmatrix}}_{\underline{E}_p} \begin{bmatrix} \underline{Z}_{o1} \\ \underline{Z}_{o2} \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{h}_1^T \\ \underline{h}_2^T \end{bmatrix}}_{\underline{H}_p} \begin{bmatrix} \ddot{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{5.224}$$

cu i = 1. Matricile primului observator conținut în OFLS (5.224) au aspectul

$$\underline{F}_1 = \begin{bmatrix} -2\zeta_1\omega_{u1} & 1 & 0 \\ -\omega_{u1}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\tilde{\omega}_{u1} \end{bmatrix} ; \quad \underline{G}_1 = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \\ g_{31} & g_{32} \end{bmatrix} ; \quad \underline{\mathcal{T}}_1 = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & t_{13} & t_{14} & t_{15} & t_{16} \\ t_{21} & t_{22} & t_{23} & t_{24} & t_{25} & t_{26} \\ t_{31} & t_{32} & t_{33} & t_{34} & t_{35} & t_{36} \end{bmatrix}$$

$$\underline{e}_1^T = \begin{bmatrix} e_{11} & e_{12} & e_{13} \end{bmatrix} ; \quad \underline{h}_1^T = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \end{bmatrix} , \tag{5.225}$$

iar ale celui de-al doilea aspectul:

$$\underline{F}_2 = \begin{bmatrix} -2\zeta_2\omega_{u2} & 1 & 0 \\ -\omega_{u2}^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\tilde{\omega}_{u2} \end{bmatrix} ; \quad \underline{G}_2 = \begin{bmatrix} g_{41} & g_{42} \\ g_{51} & g_{52} \\ g_{61} & g_{62} \end{bmatrix} ; \quad \underline{\mathcal{T}}_2 = \begin{bmatrix} t_{41} & t_{42} & t_{43} & t_{44} & t_{45} & t_{46} \\ t_{51} & t_{52} & t_{53} & t_{54} & t_{55} & t_{56} \\ t_{61} & t_{62} & t_{63} & t_{64} & t_{65} & t_{66} \end{bmatrix}$$

$$\underline{e}_2^T = \begin{bmatrix} e_{24} & e_{25} & e_{26} \end{bmatrix} ; \quad \underline{h}_2^T = \begin{bmatrix} h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} . \tag{5.226}$$

Matricile fiecărui observator trebuie să satisfacă condiții de forma (5.182).

b_2) Se calculează primul observator folosind, în ordine, următoarele relații:

$$t_{11} = 0 \quad ; \quad t_{21} = 0 \quad ; \quad t_{31} = 0 \quad ;$$

$$t_{16} = \frac{\alpha_{33}(\omega_{u1}^2 + \tilde{\omega}_{u1}^2) - \omega_{u1}^2\tilde{\omega}_{u1}}{b(\omega_{u1}^2 - 2\zeta_1\omega_{u1}\tilde{\omega}_{u1} + \tilde{\omega}_{u1}^2)\,\omega_{u1}^2 e_{12}} ; \quad t_{26} = \frac{2\alpha_{33}\zeta_1\omega_{u1} + \tilde{\omega}_{u1}^2 - 2\zeta_1\omega_{u1}\tilde{\omega}_{u1}}{b(\omega_{u1}^2 - 2\zeta_1\omega_{u1}\tilde{\omega}_{u1} + \tilde{\omega}_{u1}^2)\,e_{12}}$$

$$t_{36} = \frac{\omega_{u1}(\omega_{u1} - 2\zeta_1\alpha_{33})}{b(\omega_{u1}^2 - 2\zeta_1\omega_{u1}\tilde{\omega}_{u1} + \tilde{\omega}_{u1}^2)\,e_{12}e_{13}} ;$$

$$t_{12} = \omega_{u1}^2(1 - 4\zeta_1^2)t_{16} + 2\zeta_1\omega_{u1}t_{26} ; \quad t_{22} = -2\zeta_1\omega_{u1}^3 t_{16} + \omega_{u1}^2 t_{26} ; \quad t_{32} = -\tilde{\omega}_{u1}^2 t_{36}$$

$$t_{13} = -\frac{2\zeta_1\omega_{u1}}{\alpha_{32}} t_{12} + \frac{1}{\alpha_{32}} t_{22} \; ; \quad t_{23} = -\frac{\omega_{u1}^2}{\alpha_{32}} t_{12} \; ; \quad t_{33} = -\frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\alpha_{32}} t_{32} \; ;$$

$$t_{14} = -\frac{\alpha_{31}}{\alpha_{41}} t_{13} \; ; \quad t_{24} = -\frac{\alpha_{31}}{\alpha_{41}} t_{23} \; ; \quad t_{34} = -\frac{\alpha_{31}}{\alpha_{41}} t_{33} \; ;$$

$$t_{15} = t_{13} - 2\zeta_1\omega_{u1}t_{16} + t_{26} \; ; \quad t_{25} = t_{23} - \omega_{u1}^2 t_{16} ; \quad t_{35} = t_{33} - \tilde{\omega}_{u1} t_{36} \; ;$$

$$g_{11} = t_{12} + (\alpha_{33} + 2\zeta_1\omega_{u1})t_{13} + t_{14} - t_{23} ; \quad g_{12} = \alpha_{34}t_{13} + (\alpha_{44} + 2\zeta_1\omega_{u1})t_{14} - t_{24} \; ;$$

$$g_{21} = \omega_{u1}^2 t_{13} + t_{22} + \alpha_{33}t_{23} + t_{24} \; ; \quad g_{22} = \omega_{u1}^2 t_{14} + \alpha_{34}t_{23} + \alpha_{44}t_{24} \; ;$$

$$g_{31} = t_{32} + (\alpha_{33} + \tilde{\omega}_{u1})t_{33} + t_{34} \; ; \quad g_{32} = \alpha_{34}t_{33} + (\alpha_{44} + \tilde{\omega}_{u1})t_{34} \; ;$$

$$h_{11} = -e_{12}t_{23} - e_{13}t_{33} \; ; \quad h_{12} = -e_{12}t_{24} - e_{13}t_{34} \; . \qquad (5.227)$$

Relaţiile anterioare s-au dedus impunînd matricilor (5.225) condiţiile (5.182). Dintre cele 9 grade de libertate ale sistemului rezultat patru s-au utilizat adoptînd:

$$t_{11} = 0 \; , \quad t_{21} = 0 \; , \quad t_{31} = 0 \; , \quad e_{11} = 0 \; . \qquad (5.228)$$

Celelalte cinci grade de libertate constau în:

adoptarea valorilor lui ω_{u1}, ζ_1, $\tilde{\omega}_{u1}$, e_{12}, e_{13} , (5.229)

în acord cu condiţia (5.182-1), adică $\mathcal{G}(\underline{F}_1) \neq \mathcal{G}(\underline{A}_S)$, şi astfel încît:

$$(\omega_{u1}^2 - 2\zeta_1\omega_{u1}\tilde{\omega}_{u1} + \tilde{\omega}_{u1}^2)\omega_{u1}e_{12}e_{13} \neq 0 \; . \qquad (5.230)$$

Aceste grade de libertate pot fi utilizate în continuare pentru a asigura o dinamică dorită pentru primul observator, respectiv pentru a simplifica structura acestuia prin anularea unora din elementele matricilo $\underline{G}_1$ şi $\underline{h}_1$.

b_3) Se calculează cel de-al doilea observator folosind, în ordine, următoarele relaţii:

$$t_{41} = 0 \; ; \quad t_{51} = 0 \; ; \quad t_{61} = 0 \; ;$$

$$t_{46} = \frac{\omega_{u2}^2 + \tilde{\omega}_{u2}^2}{(\omega_{u2}^2 - 2\zeta_2\omega_{u2}\tilde{\omega}_{u2} + \tilde{\omega}_{u2}^2)\omega_{u2}^2 e_{25}} \; ; \quad t_{56} = \frac{2\zeta_2\omega_{u2}}{(\omega_{u2}^2 - 2\zeta_2\omega_{u2}\tilde{\omega}_{u2} + \tilde{\omega}_{u2}^2)e_{25}} \; ;$$

$$t_{66} = -\frac{2\zeta_2\omega_{u2}}{(\omega_{u2}^2 - 2\zeta_2\omega_{u2}\tilde{\omega}_{u2} + \tilde{\omega}_{u2}^2)e_{26}} \; ;$$

$$t_{42} = \omega_{u2}^2(1 - 4\zeta_2^2)t_{46} + 2\zeta_2\omega_{u2}t_{56} ; \quad t_{52} = -2\zeta_2\omega_{u2}^2 t_{46} + \omega_{u2}^2 t_{56} ; \quad t_{62} = -\tilde{\omega}_{u2}^2$$

$$t_{43} = \frac{1}{\alpha_{32}}(t_{52} - 2\zeta_2\omega_{u2}t_{42}) \; ; \quad t_{53} = -\frac{\omega_{u2}^2}{\alpha_{32}} t_{42} \; ; \quad t_{63} = -\frac{\tilde{\omega}_{u2}}{\alpha_{32}} t_{62} \; ;$$

$$t_{44} = -\frac{\alpha_{31}}{\alpha_{41}} t_{43} \; ; \quad t_{54} = -\frac{\alpha_{31}}{\alpha_{41}} t_{53} \; ; \quad t_{64} = -\frac{\alpha_{31}}{\alpha_{41}} t_{63} \; ;$$

$$t_{45} = t_{43} - 2\zeta_2\omega_{u2}t_{46} + t_{56} \; ; \quad t_{55} = t_{53} - \omega_{u2}^2 t_{46} \; ; \quad t_{65} = t_{63} - \tilde{\omega}_{u2}t_{66} \; .$$

Aceste relaţii s-au obţinut impunînd matricilor (5.226) condiţiile (5.182). Patru din cele nouă grade de libertate ale sistemului rezultat s-au folosit adoptînd:

$$t_{41} = 0\ ,\quad t_{51} = 0\ ,\quad t_{61} = 0\ ,\quad e_{24} = 0\ . \tag{5.232}$$

Celelalte cinci grade de libertate constau în :

adoptarea valorilor lui $\omega_{u2},\ \zeta_2,\ \tilde{\omega}_{u2},\ e_{25},\ e_{26}$, (5.233)

în acord cu condiţia (5.182-1) +) şi astfel încît:

$$(\omega_{u2}^2 - 2\zeta_2\omega_{u2}\tilde{\omega}_{u2} + \tilde{\omega}_{u2}^2)\ \omega_{u2}e_{25}e_{26} \neq 0\ . \tag{5.234}$$

Aceste cinci grade de libertate pot fi utilizate în continuare pentru a asigura dinamica dorită pentru al doilea observator şi pentru a simplifica eventual structura acestuia prin anularea unora din elementele matricilor $\underline{G}_2$ şi $\underline{h}_2$.

Ecuaţiile SLEM-1L cu compensarea efectului modificării componentei Z_{su} a poziţiei căii de glisare sînt alcătuite din ec.(5.220), (5.224) şi din ecuaţia de legătură

$$\underline{u}_2 = \hat{\underline{u}}_{p1} + \begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{\delta 1} + \tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_{a1} \end{bmatrix}. \tag{5.235}$$

Asemănător sistemelor (5.196) şi (5.209), în acest caz se obţine un sistem de ordinul zece. Ecuaţiile acestuia nu se mai detaliază. El permite decuplarea şi recuplarea observatorului (5.224) fără a apare pericolul pierderii stabilităţii. Totodată se precizează că datorită utilizării sistemului asociat (4.33) el rezultă invariant în raport cu viteza v. Sistemul de ordinul zece permite proiectarea unui compensator pentru componenta Z_{sp} a lui Z_s, structura acestuia fiind dependentă de cea a sistemului de ordinul zece. Pentru acest nou compensator nu este permisă cuplarea independentă la sistemul necompensat (5.214).

5.6.3.3. Variantă de SLEM-1L cu compensarea efectului modificării componentei Z_{sp} a poziţiei căii de glisare.

SLEM-1L are în acest caz structura din fig. 5.25 - cazul I, fără OFLS: $\underline{u}_{p1}$. Ecuaţiile SLEM-1L necompensat sînt:

$$\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \\ Z_{sp} \\ \dot{Z}_{sp} \end{bmatrix}^{\bullet} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha_{31} & \alpha_{32} & \alpha_{33} & \alpha_{34} & \alpha_{31} & \alpha_{32} \\ \alpha_{41} & 0 & 1 & \alpha_{44} & \alpha_{41} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_s^2 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{A}_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \\ Z_{sp} \\ \dot{Z}_{sp} \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_a \end{bmatrix}}_{\underline{u}_2} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \alpha_{33} & -1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{su} \\ \dot{\tilde{Z}}_{su} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b_{p1} & b_{p2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \end{bmatrix} \tag{5.236}$$

In the first matrix: the first four columns of the first four rows form $\underline{A}_S$, the last two columns of the first four rows form $\underline{A}_{pS}$, the lower-right 2×2 block forms $\underline{A}_0$; the first 6×2 input matrix is $\underline{B}_S$.

+) $G(\underline{F}_2) \neq G(\underline{A}_S)$.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ Z_1 \end{bmatrix}}_{\tilde{y}_S} = \underbrace{\left[\underbrace{\begin{matrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{matrix}}_{\underline{C}_S} \;\vdots\; \underbrace{\begin{matrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \end{matrix}}_{\underline{C}_{pS}}\right]}_{\underline{C}_{1S}} \begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix} \; ; \quad \underbrace{\begin{bmatrix} X_{z3} \end{bmatrix}}_{\underline{y}_S} = \left[\underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{matrix}}_{\tilde{\underline{C}}_S} \;\vdots\; \underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 \end{matrix}}_{\tilde{\underline{C}}_{pS}}\right] \begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix} .$$

Ecuaţiile de stare ale acestui sistem au rezultat prin extinderea sistemului (5.214) cu sistemul asociat (4.24). Ieşirile de măsură s-au ales astfel încît ele să nu fie afectate de perturbaţiile $\begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ \ddot{Z}_{su} \end{bmatrix}$ şi $\begin{bmatrix} F_e \\ \dot{F}_e \end{bmatrix}$. S-a ales o singură ieşire de apreciere X_{z3}.

Prin reglarea asimptotică a acesteia vehiculul ajunge să urmărească acceleraţia prescrisă prin traseul nominal:

$$X_{z3} = 0 \longrightarrow \ddot{Z}_m = \ddot{Z}_{su} \; . \tag{5.237}$$

In aceste condiţii proiectarea SLEM-1L cu compensarea lui Z_{sp} revine la proiectarea OFLS:$\underline{u}_{p2} = \underline{K}_{zsp}\underline{X}_{zsp}$ +). Pentru a evidenţia utilizarea rel. (5.180) + (5.184) aceeaşi funcţională se scrie sub forma:

$$\underline{u}_p = \underline{\mathcal{K}}_p \, \underline{x}_p \; . \tag{5.238}$$

Etapele de calcul ale acestui observator sînt aceleaşi cu ale observatorului de la pct. 5.6.3.2:

a) Se calculează compensatorul de perturbaţie $\underline{\mathcal{K}}_p$ cu rel.(5.183). Rezultă: $\underline{Y} = \underline{0}$ şi

$$\underline{\mathcal{K}}_p = \begin{bmatrix} \alpha_{31}/b & \alpha_{32}/b \\ \alpha_{41} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_p - K_{po} + f_o K_v & -K_{vo} \\ -f_\delta^2 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{K}_{p1}^T \\ \underline{K}_{p2}^T \end{bmatrix} . \tag{5.239}$$

In consecinţă:

$$\underline{u}_p = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{\delta 2} \\ \tilde{Z}_{a2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{31}/b & \alpha_{32}/b \\ \alpha_{41} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{sp} \\ \dot{Z}_{sp} \end{bmatrix} . \tag{5.240}$$

b_1) Se calculează OFLS (5.240) avînd în vedere că indicele de observabilitate al perechii ($\underline{C}_{1S}$, $\underline{A}_{1S}$) este $\nu_{Zsp} = 4$. Cu toate că şi în acest caz ordinul minim al OFLS:$\underline{u}_{p2}$ rezultă tocmai ν_{Zsp}, se va utiliza un observator de ordinul 6, compus din doi OFLS autonomi de ordinul 3 şi anume cîte unul pentru fiecare din funcţionalele liniare care apar în rel.(5.240). Observatorul compus are ec.(5.224), cu i = 2, matricile (5.225) corespunzînd primului observator, iar matricile (5.226) celui de-al doilea observator. Fiecare dintre acestea trebuie să satisfacă condiţii de forma (5.182).

b_2) Se calculează matricile primului observator. Matricea $\underline{\mathcal{T}}_1$ se calculează folosind, în ordine, relaţiile:

$$t_{16} = \frac{\alpha_{32}}{b} \cdot \frac{\left[1 + 2\zeta_1 \frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\omega_{u1}} + \left(\frac{\omega_{u1}}{\omega_s}\right)^2\right] e_{11} - \tilde{\omega}_{u1}\left[1 - 4\zeta_1^2 - \left(\frac{\omega_{u1}}{\omega_s}\right)^2\right] e_{12}}{2\left(1 - 2\zeta_1^2 + \zeta_1 \frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\omega_{u1}}\right)\left(e_{11}^2 + 2\zeta_1 \omega_{u1} e_{11} e_{12} + \omega_{u1}^2 e_{12}^2\right)}$$

+) Notaţia corespunde fig. 5.25 în care $\underline{X}_{zsp} = [Z_{sp} \; \dot{Z}_{sp}]^T$.

$$t_{26}=\frac{\alpha_{32}}{b}\cdot\frac{\omega_{u1}\left\{\left[1-\left(\frac{\omega_{u1}}{\omega_s}\right)^2\right]\frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\omega_{u1}}+\left[1+\left(\frac{\omega_{u1}}{\omega_s}\right)^2 2\zeta_1\right]\right\}e_{11}+\omega_{u1}^2\left[1+\left(\frac{\omega_{u1}}{\omega_s}\right)^2-2\zeta_1\frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\omega_{u1}}\right]e_{12}}{2\left(1-2\zeta_1^2+\zeta_1\frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\omega_{u1}}\right)\left(e_{11}^2+2\zeta_1\omega_{u1}e_{11}e_{12}+\omega_{u1}^2e_{12}^2\right)}\ ;$$

$$t_{36}=\frac{\alpha_{32}}{2be_{13}}\cdot\frac{1-4\zeta_1^2-\left(\frac{\omega_{u1}}{\omega_s}\right)^2}{1-2\zeta_1^2+\zeta_1\frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\omega_{u1}}}\ ;$$

$$t_{11}=\frac{\omega_s^2}{\omega_{u1}^2}t_{26}\ ;\quad t_{21}=\left(\frac{2\zeta_1}{\omega_{u1}}t_{26}-t_{16}\right)\omega_s^2\ ;\quad t_{31}=\frac{\omega_s^2}{\tilde{\omega}_{u1}}t_{36}\ ;$$

$$t_{13}=\frac{1}{\alpha_{32}}(2\zeta_1\omega_{u1}t_{16}-t_{26})\ ;\quad t_{23}=\frac{1}{\alpha_{32}}\omega_{u1}^2t_{16}\ ;\quad t_{33}=\frac{1}{\alpha_{32}}\tilde{\omega}_{u1}t_{36}\ ;$$

$$t_{12}=-\frac{1}{\omega_{u1}^2}(t_{21}+\alpha_{32}t_{23})\ ;\quad t_{22}=t_{11}+\alpha_{32}t_{13}+2\zeta_1\omega_{u1}t_{12};\quad t_{32}=-\frac{1}{\tilde{\omega}_{u1}}(t_{31}+\alpha_{32}t_{33})$$

$$t_{14}=-t_{12}-(\alpha_{33}+2\zeta_1\omega_{u1})t_{13}+t_{23};\quad t_{24}=-t_{22}-\alpha_{33}t_{23};\quad t_{34}=-t_{32}-(\alpha_{33}+\tilde{\omega}_{u1})t_{33};$$

$$t_{15}=0\ ;\quad t_{25}=0\ ;\quad t_{35}=0\ . \tag{5.241}$$

Relaţiile anterioare s-au dedus impunînd matricilor (5.225) condiţiile (5.182). Din cele 8 grade de libertate ale sistemului rezultat trei s-au utilizat adoptînd:

$$t_{15}=0\ ,\quad t_{25}=0\ ,\quad t_{35}=0\ . \tag{5.242}$$

Celelalte cinci grade de libertate constau în:

adoptarea valorilor lui ω_{u1}, ζ_1 sau $\tilde{\omega}_{u1}$ şi a valorilor lui e_{11}, e_{12}, e_{13} (5.243)

în acord cu condiţia (5-182-1) +) şi cu condiţiile de compatibilitate:

$$\left[1+(1-4\zeta_1^2)\frac{\omega_{u1}^2}{\tilde{\omega}_{u1}^2}\right]\frac{\omega_s^2}{\tilde{\omega}_{u1}^2}=\left(1-\frac{\omega_{u1}}{\tilde{\omega}_{u1}}\right)^2+\frac{2}{\tilde{\omega}_{u1}}\left(1-2\zeta_1^2+\zeta_1\frac{\tilde{\omega}_{u1}}{\omega_{u1}}\right)\frac{\alpha_{31}}{\alpha_{32}} \tag{5.244}$$

$$\omega_s\omega_{u1}(\omega_{u1}-4\zeta_1^2\omega_{u1}+\zeta_1\tilde{\omega}_{u1})(e_{11}^2+2\zeta_1\omega_{u1}e_{11}e_{12}+\omega_{u1}^2e_{12}^2)\neq 0\ . \tag{5.245}$$

In particular, adoptînd

$$\omega_{u1}=\tilde{\omega}_{u1}\ , \tag{5.246}$$

din ec.(5.244) rezultă:

$$\omega_{u1}=\frac{1-2\zeta_1^2}{1+\zeta_1-2\zeta_1^2}\cdot\frac{\alpha_{32}}{\alpha_{31}}\omega_s^2\ ,\quad \zeta_1\in\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\ ,\ 1\right)\ , \tag{5.247}$$

respectiv o problemă cu patru grade de libertate: ζ_1, e_{11}, e_{12}, e_{13}. Aceste grade de libertate sau cele din rel.(5.243) pot fi utilizate în continuare pentru a asigura o dinamică dorită pentru primul observator, respectiv pentru a simplifica structura acestuia prin anularea unora din elementele matricilor $\underline{G}_1$ şi $\underline{h}_1$ calculabile cu relaţiile:

+) $\sigma(\underline{F}_1)\neq\sigma(\underline{A}_s)$.

$$g_{11}=\alpha_{31}t_{13}+\alpha_{41}t_{14}+2\zeta_1\omega_{u1}t_{11}-t_{21};\quad g_{12}=\alpha_{34}t_{13}+(\alpha_{44}+2\zeta_1\omega_{u1})t_{14}-t_{24};$$
$$g_{21}=\omega^2_{u1}t_{11}+\alpha_{31}t_{23}+\alpha_{41}t_{24};\quad g_{22}=\alpha_{34}t_{23}+\alpha_{44}t_{24}+\omega^2_{u1}t_{14};$$
$$g_{31}=\tilde{\omega}_{u1}t_{31}+\alpha_{31}t_{33}+\alpha_{41}t_{34};\quad g_{32}=\alpha_{34}t_{33}+(\alpha_{44}+\tilde{\omega}_{u1})t_{34};$$
$$h_{11}=-\alpha_{31}/b;\quad h_{12}=-e_{11}t_{14}-e_{12}t_{24}-e_{13}t_{34}. \tag{5.248}$$

b$_3$) Se calculează matricile celui de-al doilea observator. Matricea $\underline{T}_2$ se calculează folosind, în ordine, relaţiile:

$$t_{45}=0;\quad t_{55}=0;\quad t_{65}=0;$$
$$t_{56}=\frac{\omega^2_{u2}e_2+2\zeta_2\omega_{u2}e_{24}-\tilde{\omega}_{u2}e_{24}}{\tilde{\omega}_{u2}e_{25}+e_{24}}t_{46};\quad t_{66}=-\frac{\omega^2_{u2}e^2_{25}+2\zeta_2\omega_{u2}e_{24}e_{25}+e^2_{24}}{\tilde{\omega}_{u2}e_{25}+e_{24}}\cdot\frac{t_{46}}{e_{26}}$$
$$t_{41}=\frac{\omega^2_s}{\omega^2_{u2}}t_{56};\quad t_{51}=-\omega^2_s t_{46}+2\zeta_2\frac{\omega^2_s}{\omega_{u2}}t_{56};\quad t_{61}=\frac{\omega^2_s}{\tilde{\omega}_{u2}}t_{66};$$
$$t_{42}=\left(\frac{\omega^2_s}{\omega^2_{u2}}-1\right)t_{46}-\frac{2\zeta_2}{\omega^3_{u2}}\omega^2_s t_{56};\quad t_{52}=-\left(1+\frac{\omega^2_s}{\tilde{\omega}^2_{u2}}\right)t_{66};$$
$$t_{62}=2\zeta_2\frac{\omega^2_s}{\omega_{u2}}t_{46}+\left(\frac{\omega^2_s}{\omega^2_{u2}}-1-\frac{4\zeta^2_2\omega^2_s}{\omega^2_{u2}}\right)t_{56};$$
$$t_{43}=\frac{1}{\alpha_{32}}(2\zeta_2\omega_{u2}t_{46}-t_{56});\quad t_{53}=\frac{1}{\alpha_{32}}\omega^2_{u2}t_{46};\quad t_{63}=\frac{\tilde{\omega}_{u2}}{\alpha_{32}}t_{66};$$
$$t_{44}=-t_{42}-(\alpha_{33}+2\zeta_2\omega_{u2})t_{43}+t_{53};\quad t_{54}=-t_{52}-\alpha_{33}t_{53};\quad t_{64}=-t_{62}-(\alpha_{33}+\tilde{\omega}_{u2})t_{63}. \tag{5.249}$$

Aceste relaţii s-au obţinut impunînd matricilor (5.226) condiţiile (5.182). Trei din cele 8 grade de libertate ale sistemului rezultat s-au epuizat adoptînd:

$$t_{45}=0;\quad t_{55}=0;\quad t_{65}=0. \tag{5.250}$$

Celelalte cinci grade de libertate constau în:

adoptarea valorilor lui ω_{u2}, ζ_2 sau $\tilde{\omega}_{u2}$ şi a valorilor lui e_{24}, e_{25}, e_{26} sau t_{46}, (5.251)

în acord cu condiţia (5.182-1)[+)] şi cu condiţiile de compatibilitate:

$$\frac{\tilde{\omega}_{u2}}{\omega_{u2}}=\frac{2\zeta^2_2-1}{\zeta_2};\quad \zeta_2>\frac{1}{\sqrt{2}};\quad \zeta_2\neq 1; \tag{5.252}$$

$$(e^2_{24}+2\zeta_2\omega_{u2}e_{24}e_{25}+\omega^2_{u2}e^2_{25})e_{26}\neq 0; \tag{5.253}$$

$$-e_{25}+\frac{e_{24}+2\zeta_2\omega_{u2}e_{25}}{\omega^2_{u2}}\cdot\frac{\omega^2_{u2}e_{25}+2\zeta_2\omega_{u2}e_{24}-\tilde{\omega}_{u2}e_{24}}{\tilde{\omega}_{u2}e_{25}+e_{24}}-$$
$$-\frac{\omega^2_{u2}e^2_{25}+2\zeta_2\omega_{u2}e_{24}e_{25}+e^2_{24}}{\tilde{\omega}_{u2}(\tilde{\omega}_{u2}e_{25}+e_{24})}=\frac{\alpha_{41}}{\omega^2_s}\cdot\frac{1}{t_{46}} \tag{5.254}$$

+) $\sigma(\underline{F}_2)\neq\sigma(\underline{A}_3)$.

In particular, adoptînd

$$e_{25} = 0 \;, \tag{5.255}$$

condiţia (5.206) devine:

$$e_{24}t_{46} = \frac{\omega_{u2}}{\omega_s^2} \cdot \frac{2\zeta_2^2 - 1}{\zeta_2^2 - 1}\, \alpha_{41} \;, \tag{5.256}$$

iar relaţiile de calcul ale lui t_{56} şi t_{66} obţin aspectul:

$$t_{56} = (2\zeta_2\omega_{u2} - \tilde{\omega}_{u2})\, t_{46} \;; \qquad t_{66} = -\, t_{46}/e_{25} \;, \tag{5.257}$$

rămînînd disponibile patru grade de libertate.

Aceste grade de libertate sau cele din rel.(5.251) pot fi utilizate în continuare pentru a asigura o dinamică dorită pentru al doilea observator, respectiv pentru a simplifica structura acestuia prin anularea unora din elementele matricilor $\underline{G}_2$ şi $\underline{h}_2$ calculabile cu relaţiile:

$$\begin{aligned}
g_{41} &= 2\zeta_2\omega_{u2}t_{41}+\alpha_{31}t_{43}+\alpha_{41}t_{44}-t_{51}; & g_{42} &= \alpha_{34}t_{43}+(\alpha_{44}+2\zeta_2\omega_{u2})t_{44}-t_{54};\\
g_{51} &= \omega_{u2}^2 t_{41}+\alpha_{31}t_{53}+\alpha_{41}t_{54}\;; & g_{52} &= \omega_{u2}^2 t_{44}+\alpha_{34}t_{53}+\alpha_{44}t_{54};\\
g_{61} &= \tilde{\omega}_{u2}t_{61}+\alpha_{31}t_{63}+\alpha_{41}t_{64}\;; & g_{62} &= \alpha_{34}t_{63}+(\alpha_{44}+\tilde{\omega}_{u2})t_{64}\;;\\
h_{21} &= -\alpha_{41}; \qquad h_{22} = -e_{24}t_{44}-e_{25}t_{54}-e_{26}t_{56}.
\end{aligned} \tag{5.258}$$

Ecuaţiile SLEM-1L cu compensarea efectului modificării componentei Z_{sp} a poziţiei şinei sînt alcătuite din ec.(5.236), (5.224) pentru i = 2 şi din ecuaţia de legătură

$$\underline{u}_2 = \hat{\underline{u}}_{p2} + \begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{Z}_{\delta 2}+\tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_{a2} \end{bmatrix} . \tag{5.259}$$

Asemănător sistemelor (5.196) şi (5.209) în acest caz se obţine un sistem de ordinul zece. Ecuaţiile acestuia nu se mai detaliază. Sistemul permite decuplarea şi recuplarea OFLS (5.224) fără a apare pericolul pierderii stabilităţii. Avînd în vedere că a fost utilizat sistemul asociat (4.24), rezultă că sistemul de ordinul 10 este dependent de viteza v. Privind sistemul de ordinul 10 se mai menţionează că el permite proiectarea unui compensator în raport cu componenta Z_{su} a lui Z_s, cu o structură dependentă de structura sistemului de ordinul 10. Pentru acest nou compensator nu se permite cuplarea la sistemul necompensat (5.214).

CAPITOLUL 6

SISTEME CU LEVITATIE ELECTROMAGNETICA CU MAI MULTE GRADE DE LIBERTATE.

La baza realizării VPM stau SLEM-ML. D.p.d.v. al structurii sistemului de reglare se disting două categorii de SLEM-ML: sisteme descentralizate şi sisteme centralizate. Ele se deosebesc prin destinaţia funcţională a blocurilor de reglare. In primul caz fiecărui electromagnet îi este destinat, atît d.p.d.v. informaţional cît şi d.p.d.v. funcţional, un bloc de reglare propriu, care asigură controlul automat în circuit închis al electromagnetului respectiv în cadrul unei unităţi funcţionale numită roată magnetică (pct. 6.1). In cel de-al doilea caz blocurile de reglare sînt destinate d.p.d.v. informaţional conducerii subsistemelor autonome proprii fiecărui grad de libertate, iar d.p.d.v. funcţional controlului simultan, centralizat, al mai multor electromagneţi (pct. 6.2).

In literatura de specialitate există mai multe lucrări cari se referă la VPM bazate pe principiile de reglare menţionate. Ideea roţii magnetice aparţine colectivului de la MBB [63,61,62,60], care are şi meritul de a o fi transpus în practică prin vehiculul demonstrativ de la Hamburg [141,195]. Rezultatele obţinute permit să se aprecieze că viitorul vehiculele pe pernă magnetică este asigurat tocmai de performanţele foarte bune de care sînt capabile aceste SLEM descentralizate.

Primele VPM construite au fost prevăzute cu SLEM centralizate [191, 169,168,84,81]. Toate lucrările menţionate tratează problema calculului SLEM-ML centralizate doar în mod descriptiv. De la această notă generală fac excepţie lucrările colectivului de la Brington [68,84,82] (şi în acest caz precizările sînt de cele mai multe ori vagi sau generale) şi ale colectivului de la IPTV Timişoara [48,49,202,71,73, 166,35].

Analizarea critică a rezultatelor prezentate pînă acum în literatură cu privire la cele două categorii de SLEM-ML au impus: prezentarea unitară a problemei VPM cu roată magnetică, precizarea modului de calcul al blocului de reglare al unei roţi magnetice (pct. 6.1.2) şi aprecierea critică a unei variante de roată magnetică recomandată în literatură [62] (pct. 6.1.3) precum şi dezvoltarea unui SLEM-5L centralizat aferent SKS-5L studiat la pct. 2.2. Principalul rezultat obţinut rezidă în faptul că d.p.d.v. algoritmic atît proiectarea roţii magnetice cît şi proiectarea SLEM-5L menţionat se reduc la proiectarea blocului de reglare al SLEM-1L dezvoltate în cap. 5.

6.1. SLEM-ML descentralizat cu roată magnetică.

6.1.1. Sistemul electromagnet-şină cu suspensie elastică cu un grad de libertate.

Sistemul electromagnet-şină cu suspensie elastică cu un grad de libertate (SESSE-1L) este prin definiţie sistemul alcătuit din electromagnet, şină şi resortul de legătură dintre electromagnet şi boghiu, electromagnetul avînd posibilitatea de a se deplasa numai în direcţia z (fig.6.1). In stare relaxată resortul are lungimea l_r; constanta sa de elasticitate este c. Spre deosebire de sistemul electromagnet-şină cu un grad de libertate, în cazul SESSE-1L forţa F_e nu mai acţionează asupra electromagnetului ci asupra boghiului.

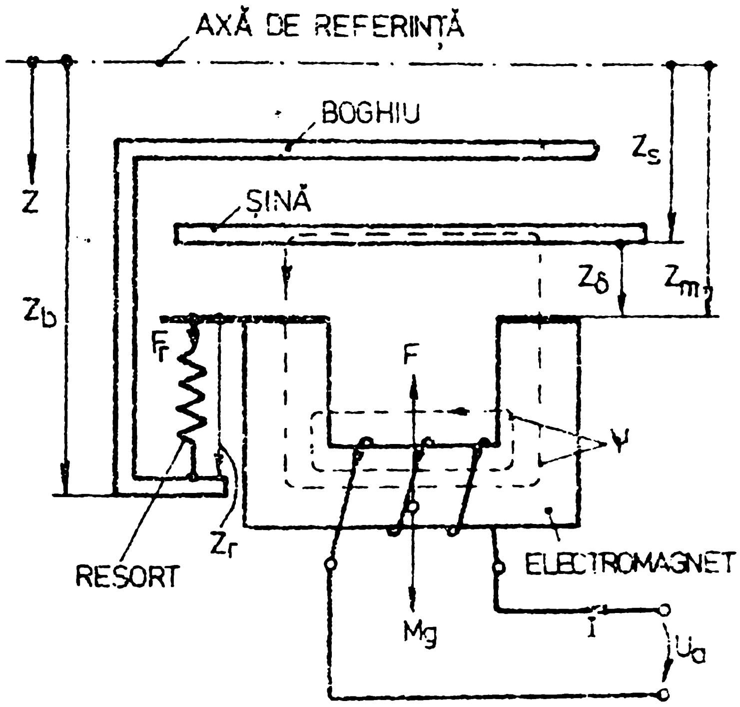


Fig. 6.1. Relativă la definirea sistemului electromagnet-şină cu suspensie elastică cu un grad de libertate (SESSE-1L).

Studiul întreprins în continuare se referă numai la comportarea SESSE-1L în ipoteza că ansamblul SESSE-1L + boghiu este separabil, astfel că interacţiunea SESSE-1L cu boghiul se surprinde doar prin considerarea poziţiei boghiului, cota Z_b, ca mărime de intrare. Cu F_r s-a notat forţa cu care resortul acţionează asupra electromagnetului, lungimea în stare tensionată fiind Z_r. O astfel de ipoteză este valabilă în primă aproximaţie, doar pentru mici deplasări ale electromagnetului. Ea conduce însă la rezultate corecte în proiectarea SLEM-ML. Ipotezele făcute la pct. 2.1.1. se extind şi pentru acest caz, ecuaţiile SESSE-1L avînd, în consecinţă, aspectul (6.1).

$$\begin{aligned} U_a(t) &= R\,I(t)+\dot{\Psi}(t)\\ \Psi(t) &= \Psi(I(t),Z_\delta(t))\\ F(t) &= F(I(t),Z_\delta(t))\\ M\ddot{Z}_m(t) &= Mg-F(t)+F_r(t)\\ Z_m(t) &= Z_s(t)+Z_\delta(t)\\ Z_r(t) &= -Z_m(t)+Z_b(t)\\ F_r(t) &= c(Z_r(t)-l_r) \end{aligned} \qquad (6.1)\ ;$$

$$\begin{aligned} U_a(t) &= R\,I(t)+\dot{\Psi}(t)\\ \Psi(t) &= K_I I(t)-K_\delta Z_\delta(t)\\ F(t) &= C_I I(t)-C_\delta Z_\delta(t)\\ M\,\ddot{Z}_m(t) &= -F(t)+F_r(t)\\ Z_m(t) &= Z_s(t)+Z_\delta(t)\\ Z_r(t) &= -Z_m(t)+Z_b(t)\\ F_r(t) &= c\,Z_r(t)\,. \end{aligned} \qquad (6.2)$$

Ec.(6.2) sînt omoloagele ec.(2.9), reprezentînd un MM liniarizat al SESSE-1L, valabil în vecinătatea punctului de funcţionare staţionară

Λ_o caracterizat de ecuaţiile:

$$U_{ao} = R\, I_o; \quad \Psi_o = \Psi(I_o, Z_{\delta o}); \quad F_o = F(I_o, Z_{\delta o}) = Mg + F_{ro} = Mg + c(Z_{ro} - l_r);$$

$$Z_{mo} = Z_{so} + Z_{\delta o}; \quad Z_{ro} = -Z_{mo} + Z_{bo}\,. \tag{6.3}$$

Ecuaţiilor de stare (5.3) ale SES-1L le corespund în cazul SESSE-1L ecuaţiile de stare:

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_\delta \\ \dot{\tilde{Z}}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -bK'_{po} & -bK'_{vo} & bK_{ao} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} U_a + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b'_{p1} & b'_{p2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_b \\ \dot{Z}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -b'_{p1} & -b'_{p2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_s \\ \dot{Z}_s \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \tag{6.4}$$

în care: K_{ao} şi b au expresiile din (3.28) şi (3.29), K'_{po} şi K'_{vo} se obţin formal din K_{po} şi K_{vo} prin înlocuirea lui C_δ cu $C_\delta - c$ (v. rel.(3.28), (3.29)):

$$K'_{po} = -\frac{C_\delta - c}{Mb T}, \quad K'_{vo} = -\frac{(C_\delta - c)T'_d}{Mb T}, \quad T'_d = T - \frac{K_\delta C_I}{(C_\delta - c)R}, \tag{6.5}$$

iar (v. rel.(5.4)):

$$b'_{p1} = c\, b_{p1}, \quad b'_{p2} = c\, b_{p2}. \tag{6.6}$$

Coeficienţii K_I, K_δ, C_I, C_δ şi T corespund definiţiilor (2.10) şi (2.11).

Spre deosebire de MM (5.3) al SES-1L, în MM (6.4) al SESSE-1L în loc de C_δ şi $F_e(t)$ apar diferenţele $(C_\delta - c)$ şi $c[Z_b(t) - Z_s(t)]$. Fizic, ele se datoresc prezenţei resortului, SESSE-1L fiind echivalabil cu un SES-1L având:

$$C'_\delta = -\frac{\partial F}{\partial Z_\delta}\Big|_{\Lambda_o} = C_\delta - c \quad \text{şi} \quad F_e = c(Z_b - Z_s) = c(Z_\delta + Z_r),$$

adică cu un SES-1L având o caracteristică statică $F(Z_\delta)$ modificată şi asupra căruia acţionează o forţă exterioară dependentă de variaţia întrefierului şi de variaţia distanţei dintre boghiu şi electromagnet.

6.1.2. Roata magnetică.

Roata magnetică (RM) reprezintă prin definiţie MELLE aferentă SESSE-1L. Structura ei este similară structurii MELLE din fig. 1.4., RM constituind aşadar ansamblul alcătuit din SESSE-1L şi blocurile de alimentare BA, -de traductoare BT şi -de comandă şi reglare BCR.

Având în vedere analogia dintre MM (5.3) al SES-1L şi MM (6.4) al SESSE-1L, rezultă că marea majoritate a rezultatelor obţinute în cap. 5 sînt aplicabile în mod nemijlocit în cazul RM. Astfel, prin utilizarea legii de reglare (5.1), similar SLEM-B, se obţine roata magnetică de bază (RM-B) cu ecuaţiile de stare:

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_\delta \\ \dot{\tilde{Z}}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ b(K_p - K'_{po}) & b(K_v - K'_{vo}) & b(K_a + K_{ao}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b'_{p1} & b'_{p2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_b \\ \dot{Z}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -b'_{p1} & -b'_{p2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_s \\ \dot{Z}_s \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \tag{6.7}$$

Trecînd ec.(6.7) în operaţional se obţine MM-II (6.8), asemănător cu MM-II (5.9):

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{b}{\Delta'(s)} \\ \dfrac{bs^2}{\Delta'(s)} \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} \dfrac{c(1+sT)}{MT\Delta'(s)} \\ \dfrac{s^2c(1+sT)}{MT\Delta'(s)} \end{bmatrix} Z_b - \begin{bmatrix} \dfrac{s^3-s^2b(K_a+K_{ao})+sb'_{p2}+b'_{p1}}{\Delta'(s)} \\ \dfrac{s^3[cb'_{p2}+b(K_v-K'_{vo})]+s^2[b'_{p1}+b(K_p-K'_{po})]}{\Delta'(s)} \end{bmatrix} Z_s, \quad (6.8)$$

$$\Delta'(s) = s^3-b(K_a+K_{ao})s^2-b(K_v-K'_{vo})s-b(K_p-K'_{po}) \quad (6.9)$$

este polinomul caracteristic al RM-B. Din rel.(6.8) rezultă dependenţa de regim staţionar constant:

$$Z_\delta(\infty) = -\frac{1}{K_p-K'_{po}}\left[\tilde{Z}_\delta(\infty) + \frac{b'_{p1}}{b} Z_b(\infty) - \frac{b'_{p1}}{b} Z_s(\infty)\right] . \quad (6.10)$$

Relaţiile de mai sus conduc la următoarele observaţii:

(i) Comportarea RM-B în raport cu mărimea de conducere $\tilde{Z}_\delta$ este formal aceeaşi ca a SLEM-B, aspectele prezentate în cap. 5 fiind valabile şi în acest caz.

(ii) Comportarea RM-B în raport cu mărimile perturbatoare poate fi tratată în diverse maniere, dintre care în continuare se prezintă trei:

(ii-1) Un prim mod de abordare are la bază echivalarea menţionată la pct. 6.1.1. cu privire la forţa F_e, sistemul (6.7) scriindu-se sub forma:

$$\begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ b(K_p-K'_{po}) & b(K_v-K'_{vo}) & b(K_a+K_{ao}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ b'_{p1} & b'_{p2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_b-Z_s \\ (\dot{Z}_b-\dot{Z}_s) \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix}. \quad (6.11)$$

Formal ec.(5.5-1) şi (6.11) sînt identice, locul lui F_e, K_{po}, K_{vo}, b_{p1} şi b_{p2} fiind luat respectiv de Z_b-Z_s, K'_{po}, K'_{vo}, b'_{p1} şi b'_{p2}. Ca urmare, în ipoteza că Z_b-Z_s prezintă variaţii de aceeaşi formă ca şi F_e (fig. 4.10), toate rezultatele din cap. 5 sînt nemijlocit utilizabile.

Faptul că Z_b-Z_s şi $(Z_b-Z_s)^{\bullet}$ au coeficienţi vectoriali coliniari cu $\tilde{Z}_\delta$ permite o rezolvare simplă şi a altor cazuri, spre exemplu a celor cînd perturbaţiei Z_b-Z_s i se asociază MM-II: $(Z_b-Z_s)^{\bullet\bullet\bullet} = 0$, compatibil cu MM-II (4.35).

(ii-2) Un al doilea mod de abordare constă în tratarea independentă a perturbaţiilor Z_b şi Z_s conform ec.(6.7). Astfel:

(ii-2.1) Modificarea poziţiei ocghiului în direcţie verticală are, în principiu, asupra RM-B acelaşi efect ca şi modificarea forţei exterioare asupra SLEM-B (pct.5.2.2.2). In regim staţionar constant aceasta este caracterizat de statismul $\gamma_{Zb} = -b'_{p1}/(K_p-K'_{po})$, care este cu atît mai mare cu cît resortul este mai rigid. In ceea ce priveşte regimul dinamic, dacă se admite că $Z_b(t)$ prezintă variaţii în treaptă sau sub formă de linie frîntă, ca şi variaţiile lui $F_e(t)$ din fig.4.10, compensarea efectului lui Z_b se face asemănător cu a lui F_e, fiind valabile rezultatele obţinute la pct.5.6.2. cu menţiunea că $F_e(t)$, K_{po}, K_{vo}, b_{p1} şi b_{p2} se înlocuiesc respectiv cu $Z_b(t)$, K'_{po}, K'_{vo}, b'_{p1} şi b'_{p2}. Totodată se remarcă faptul că o astfel de compensare, bazată doar pe măsurarea întrefierului Z_δ şi acceleraţiei $\tilde{Z}_m$ acţionează în mod automat şi la variaţii ale lui $Z_s(t)$ de forma celor din fig.4.10.

(ii-2.2) Comportarea RM-B în raport cu Z_s este diferită de cea a SLEM-B datorită prezenţei variabilelor Z_s şi $\dot{Z}_s$ în sistemul (6.7) precum şi în sistemele (6.12) şi (6.13), omoloagele sistemelor (5.143) şi (5.156):

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_\delta \\ \dot{\tilde{Z}}_m \\ \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ b(h_1-K'_{po}) & -bK'_{vo} & b(h_2+K'_{ao}) & be_1 & be_2 \\ 2\zeta\omega_{OS} & 0 & 0 & -2\zeta\omega_{OS} & 1 \\ \omega_{OS}^2 & 0 & 1 & -\omega_{OS}^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_m \\ Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ b'_{p1} & b'_{p2} & -b'_{p1} & -b'_{p2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_b \\ \dot{Z}_b \\ Z_s \\ \dot{Z}_s \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \tag{6.12}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_\delta \\ \ddot{Z}_\delta \\ \dot{\tilde{Z}}_m \\ \dot{Z}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ b(K_p-K'_{po})+bf_oK_v & -bK'_{vo} & b(K_a+K_{ao}) & bK_v \\ -f_o^2 & 0 & 1 & -f_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_\delta \\ \dot{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{Z}_\delta + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ b'_{p1} & b'_{p2} & -b'_{p1} & -b'_{p2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_b \\ \dot{Z}_b \\ Z_s \\ \dot{Z}_s \\ \ddot{Z}_s \end{bmatrix} \tag{6.13}$$

Compensarea efectului modificării poziţiei şinei se poate realiza pe baza principiului prezentat la pct. 5.6.3.1. Spre exemplu, în cazul sistemului (6.13) punctele de plecare pentru calculul regulatoarelor aferente compensării componentelor Z_{su} şi Z_{sp} sînt sistemele (6.14) şi (6.15) cari înlocuiesc sistemele (5.220) şi (5.236):

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_{z1} \\ \dot{X}_{z2} \\ \dot{X}_{z3} \\ \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_{su} \\ \ddot{Z}_{su} \\ \dddot{Z}_{su} \\ \ddddot{Z}_{su} \end{bmatrix} = \underbrace{\left[\begin{array}{cccc|cccc} \alpha & & & & & & & \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha'_{31} & \alpha'_{32} & \alpha_{33} & \alpha_{34} & -b'_{p1} & -b'_{p2} & \alpha_{33} & -1 \\ \alpha_{41} & 0 & 1 & \alpha_{44} & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \hline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{array}\right]}_{\underline{A}'_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \\ Z_{su} \\ \dot{Z}_{su} \\ \ddot{Z}_{su} \\ \dddot{Z}_{su} \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_a \end{bmatrix}}_{\underline{u}_2} - \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b'_{p1}+\alpha'_{31} & b'_{p2}+\alpha'_{32} \\ \alpha_{41} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_s \\ \dot{Z}_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b'_{p1} & b'_{p2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_b \\ \dot{Z}_b \end{bmatrix} \tag{6.14}$$

(In the first block matrix, the upper-left 4×4 block is $\underline{A}_S$, the upper-right block is $\underline{A}_{pS}$, the lower-right block is $\underline{A}_o$; the first four rows of the $\underline{B}_{1S}$ matrix form $\underline{B}_S$.)

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \ddot{Z}_m \\ Z_1 \end{bmatrix}}_{\underline{y}_S} = \underbrace{\left[\underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{matrix}}_{\underline{C}_S} \;\vdots\; \underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{matrix}}_{\underline{C}_{pS}}\right]}_{\underline{C}_{1S}} \begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix} \qquad (6.14\text{-}2)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z3} \end{bmatrix}}_{\underline{\tilde{y}}_S} = \left[\underbrace{\begin{matrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{matrix}}_{\underline{\tilde{C}}_S} \;\vdots\; \underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{matrix}}_{\underline{\tilde{C}}_{pS}}\right] \begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix} \qquad (6.14\text{-}3)$$

Ecuaţiile de stare (6.14-1) au rezultat prin extinderea sistemului (6.13) cu sistemul asociat (4.30), coeficienţii α'_{31} şi α'_{32} calculîndu-se cu aceleaşi relaţii ca şi α_{31} şi α_{32} folosind însă expresiile (6.5).

$$\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \\ Z_{sp} \\ \dot{Z}_{sp} \end{bmatrix}^{\bullet} = \underbrace{\left[\begin{array}{cccc:cc} \multicolumn{4}{c}{\overbrace{\hphantom{00000000}}^{\underline{A}_S}} & \multicolumn{2}{c}{\overbrace{\hphantom{0000}}^{\underline{A}_{pS}}} \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha'_{31} & \alpha'_{32} & \alpha_{33} & \alpha_{34} & -b'_{p1}-\alpha_{31} & -b'_{p2}-\alpha_{32} \\ \alpha_{44} & 0 & 1 & \alpha_{44} & -\alpha_{41} & 0 \\ \hdashline 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_s^2 & 0 \\ & & & & \multicolumn{2}{c}{\underbrace{\hphantom{0000}}_{\underline{A}_0}} \end{array}\right]}_{\underline{A}_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix} X_{z1} \\ X_{z2} \\ X_{z3} \\ Z_1 \\ Z_{sp} \\ \dot{Z}_{sp} \end{bmatrix}}_{\begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix}} + \underbrace{\overbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}^{\underline{B}_S}}_{\underline{B}_{1S}} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{Z}_\delta \\ \tilde{Z}_a \end{bmatrix}}_{\underline{u}_2} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ -b'_{p1} & b'_{p2} & \alpha_{33} & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_{su} \\ \dot{Z}_{su} \\ \ddot{Z}_{su} \\ \dddot{Z}_{su} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ b'_{p1} & b'_{p2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_b \\ \dot{Z}_b \end{bmatrix} \qquad (6.15\text{-}1)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} Z_\delta \\ Z_1 \end{bmatrix}}_{\underline{y}_S} = \overbrace{\left[\overbrace{\begin{matrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{matrix}}^{\underline{C}_S} \;\vdots\; \overbrace{\begin{matrix} -1 & 0 \\ 0 & 0 \end{matrix}}^{\underline{C}_{pS}}\right]}^{\underline{C}_{1S}} \begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix} \qquad (6.15\text{-}2)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} X_{z3} \end{bmatrix}}_{\underline{\tilde{y}}_S} = \left[\underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 & 1 & 0 \end{matrix}}_{\underline{\tilde{C}}_S} \;\vdots\; \underbrace{\begin{matrix} 0 & 0 \end{matrix}}_{\underline{\tilde{C}}_{pS}}\right] \begin{bmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{x}_p \end{bmatrix} \qquad (6.15\text{-}3)$$

Ecuaţiile de stare (6.15-1) s-au obţinut prin extinderea sistemului (6.13) cu sistemul asociat (4.24).

(ii-3) Cel de-al treilea mod de abordare se bazează pe de-o parte pe sistemul (6.11), iar pe de altă parte pe faptul că mărimea Z_b-Z_s cu semnificaţia de distanţă dintre boghiu şi şină poate fi măsurată: $(Z_b-Z_s)_M$. Intr-o primă etapă se compensează efectul lui (Z_b-Z_s) şi $(Z_b-Z_s)^{\bullet}$ prelucrînd mărimea măsurată după o lege de reglare de tip PD cu constanta de timp derivativă egală cu constanta de timp T a SESSE-1L:

$$\tilde{Z}_\delta = \tilde{\tilde{Z}}_\delta - \frac{b'_{p1}}{b}(Z_b-Z_s)_M - \frac{b'_{p2}}{b}(Z_b-Z_s)^{\bullet}_M = \tilde{\tilde{Z}}_\delta - \frac{b'_{p1}}{b}\left[(Z_b-Z_s)_M + T(Z_b-Z_s)^{\bullet}_M\right],$$

$\tilde{\tilde{Z}}_\delta$ reprezentînd mărimea de prescriere.

(iii) Faţă de SLEM-1L derivate din SLEM-B, RM derivate din RM-B prezintă datorită suspensiei elastice avantajul acordării unei importanţe mult mai reduse confortului de călătorie în cadrul proiectării blocului de reglare. Principalul obiectiv urmărit îl constituie reducerea variaţiilor întrefierului în vederea asigurării unui întrefier nominal cît mai redus ($z_{\delta_0} = 5 \div 7$ mm).

6.1.3. Observaţie asupra unei variante de roată magnetică.

În [62] se menţionează că în cazul RM-B compensatorul de stabilizare $\underline{K}$, după vectorul de stare $\underline{X}_1 = [z_\delta\ \dot{z}_\delta\ \ddot{z}_m]^T$, poate fi transformat fără nici o omisiune într-un compensator de stabilizare $\underline{K}_y$, după ieşirea $\underline{y} = [z_\delta\ \dot{z}_\delta\ I\ \ z_r]^T$, obţinîndu-se SLEM-1L identice în ambele cazuri. Afirmaţia nu este corectă, în continuare analizîndu-se critic unele aspecte referitoare la această alternativă de RM.

Din MM (6.2) al SESSE-1L rezultă că vectorii $\underline{y}$ şi $\underline{X}_1$ sînt legaţi prin relaţia:

$$\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ I \\ z_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{C_\delta - c}{C_I} & 0 & -\frac{M}{C_I} \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{c}{C_I} & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_b \\ \dot{z}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{c}{C_I} & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_s \\ \dot{z}_s \\ \ddot{z}_s \end{bmatrix} \qquad (6.16)$$

Omiţînd mărimile perturbatoare rel.(6.16) conduce la transformarea exprimată prin relaţiile:

$$\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ I + \frac{c}{C_I} z_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{C_\delta}{C_I} & 0 & -\frac{M}{C_I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ \ddot{z}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{C_\delta}{M} & 0 & -\frac{C_I}{M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ I + \frac{c}{C_I} z_r \end{bmatrix} \qquad (6.17)$$

Compensatorul $\underline{K}_y$ după ieşirea $\underline{y}$ se obţine aplicînd legii de comandă (5.1) transformarea (6.17):

$$u_a = \underline{K}^T \underline{X}_1 + \tilde{z}_\delta = \underbrace{\left[K_p + \frac{C_\delta}{M} K_a, K_v, -\frac{C_I}{M} K_a\right]}_{\underline{K}_x^T} \underbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ I + \frac{c}{C_I} z_r \end{bmatrix}}_{\underline{X}'} + \tilde{z}_\delta =$$

$$= \underbrace{\left[K_p + \frac{C_\delta}{M} K_a, K_v, -\frac{C_I}{M} K_a, \frac{c}{M} K_a\right]}_{\underline{K}_y^T} \overbrace{\begin{bmatrix} z_\delta \\ \dot{z}_\delta \\ I \\ z_r \end{bmatrix}}^{\underline{y}} \qquad (6.18)$$

Prima formă $\underline{K}_x^T \underline{X}'$ se poate utiliza în cazul unei proiectări independente a RM cu reacţie după vectorul de stare $\underline{X}'$. Cea de a doua formă explicitează matricea $\underline{K}_y$. Se observă că două dintre elementele lui $\underline{K}_x$ şi $\underline{K}_y$ sînt puternic dependente de parametrii C_δ şi C_I ai SESSE-1L. O astfel de variantă de RM necesită trei traductoare: un traductor de întrefier pentru Z_δ, un traductor de deplasare pentru Z_r şi un traductor de curent pentru I (cu filtru pentru variaţiile de curent datorate choppării). Ea prezintă în consecinţă avantajul eliminării traductorului de acceleraţie.

Principalul dezavantaj al RM analizate îl reprezintă faptul că pentru implementarea legii de comandă $U_a = \underline{K}_x^T \underline{X}' = \underline{K}_y^T \underline{y}$ nu este posibilă proiectarea unor observatori de stare invarianţi în raport cu parametrii SESSE-1L, soluţiile depinzînd întotdeauna de C_δ şi C_I. Spre exemplu, pentru FLS: $\underline{K}_x^T \underline{X}'$ se obţine observatorul:

$$\begin{aligned} \dot{z} &= -f_0' z + g_1' Z_\delta + g_2' \left(I + \frac{c}{C_I} Z_r\right) \\ \hat{u}_a &= e_0' z + h_1' Z_\delta + h_2' \left(I + \frac{c}{C_I} Z_r\right) + \tilde{Z}_\delta , \end{aligned} \tag{6.19}$$

avînd parametrii legaţi prin relaţiile:

$$e_0' = -\frac{C_I K_v}{M g_2'} ;\ g_1' = \frac{M f_0'^2 - C_\delta}{C_I} g_2' ;\ h_1' = K_p + f_0' K_v + \frac{C_\delta}{M} ;\ h_2' = -\frac{C_I}{M} K_a . \tag{6.20}$$

Proiectarea observatorului (6.19) necesită adoptarea polului f_0' al acestuia şi a unuia din parametrii e_0', g_2' şi g_1'. Valoarea lui h_2' nu depinde de aceste adoptări.

Pe lîngă erorile de estimare pe care le determină, dezavantajul menţionat are drept consecinţă (negativă) şi o dependenţă mai pronunţată a compensatorului în raport cu parametrii SESSE-1L . Toate acestea împietează asupra acurateţii reglajului acestei variante de RM, motiv pentru care autorul tezei optează pentru RM de la pct. 6.1.2.

6.1.4. Utilizarea roţii magnetice pentru realizarea VPM.

Roţile magnetice sînt destinate VPM cu structură mecanică modulară, ca în fig. 6.2.a [61,62,66,65]. In mod simplificat structura se reprezintă ca în fig. 6.2.b. Sustentarea şi ghidarea VPM cu RM se obţine printr-un SLEM-ML descentralizat, ierarhizat pe două nivele, în cadrul căruia fiecare RM este independentă şi doar anumite funcţii de comandă şi de control se întreprind în mod centralizat.

Primul nivel al sistemului descentralizat (nivelul inferior) conţine: electromagnetul cu suspensie elastică (cu sau fără instalaţie de răcire), sursa de energie, blocul de alimentare (comandabil), traductoarele de măsură, blocul de comandă şi reglare (în variantă analogică, digitală sau hibridă) şi dispozitivele de afişaj. Se observă că, în principal, primul nivel este alcătuit din RM a cărei proiectare se efectuează în acord cu cele precizate la pct.6.1.2. Reglarea separată, descentralizată, a electromagneţilor este posibilă prin faptul că fiecare electromagnet se prinde „foarte elastic" în direcţia mişcării de translaţie (folosind un resort primar de frecvenţă proprie scăzută, adică cu coeficient de elasticitate c de valoare redusă) şi rigid în direcţia mişcărilor de rotaţie posibile, prin intermediul unor resorturi cu foi, prinderea elastică menţionată permiţînd ca, practic, magneţii să se considere decuplaţi. Din punct de vedere teoretic decuplarea nu este valabilă, o proiectare riguroasă a SLEM-ML descentralizat fiind mult mai pretenţioasă. In acest scop se pot utiliza metodele de calcul prezentate în [29,30].

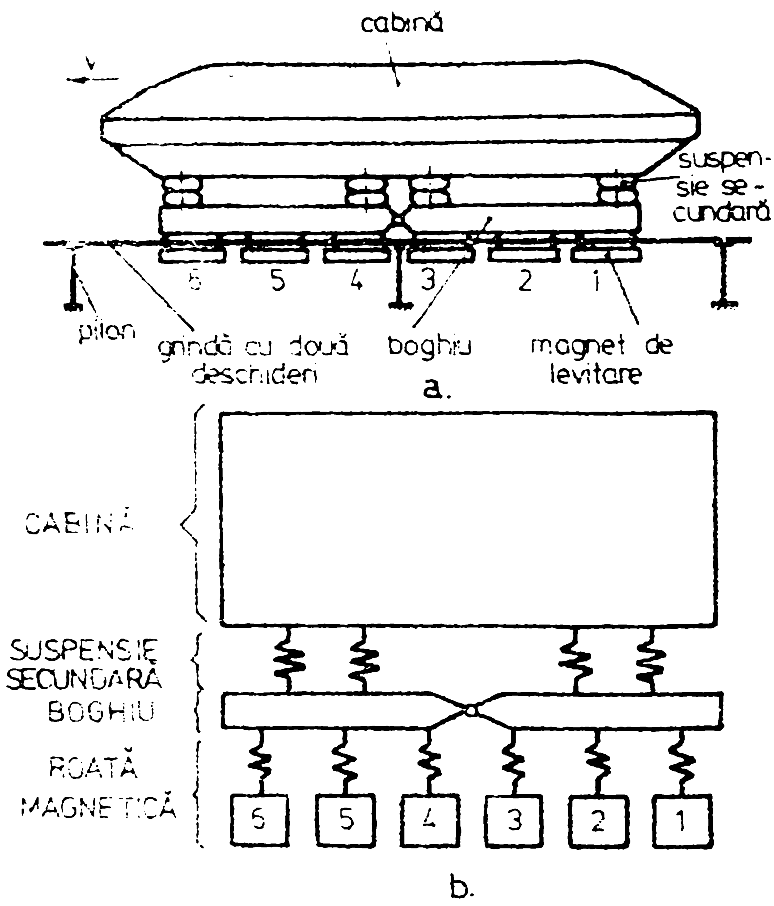


Fig. 6.2. Structura mecanică a unui VPM cu RM (reprezentare de principiu).

Cel de al doilea nivel al sistemului descentralizat este în general condus de un calculator de bord. El comandă primul nivel al SLEM-ML asigurînd realizarea următoarelor funcţiuni:

- înclinarea cabinei în curbe,
- compensarea modificării poziţiei boghiurilor şi cabinei ca urmare a modificării sarcinei statice a VPM,
- controlul decolării şi aterizării vehiculului,
- afişare şi înregistrare de date
- identificarea şi indicarea defecţiunilor,
- operaţii de verificare.

O astfel de structură ierarhizată prezintă avantajul că nivelul 1 funcţionează şi dacă nivelul 2 cade. Pe de altă parte prezenţa unui număr mare de roţi magnetice asigură funcţionarea VPM chiar şi atunci cînd unele roţi magnetice „cad", indiferent dacă nivelul 2 se păstrează sau nu.

Aşa cum s-a menţionat la pct. 6.1.2., VPM cu RM pot funcţiona cu întrefier nominal de valoare redusă datorită faptului că, la nivelul roţii magnetice, condiţia de confort de călătorie este mai puţin importantă decît condiţiile de variaţie redusă a întrefierului şi de consum de energie redus. Aceasta înseamnă că faţă de VPM cu comandă centralizată, în indicele de calitate (8.3) ponderea q_a poate lua valori reduse. Aprecierea corectă a confortului de călătorie este posibilă numai prin simularea comportării întregului VPM. Simulările efectuate la firma MBB au evidenţiat pe lîngă faptul că pentru VPM cu RM confortul de călătorie este mai bun decît pentru VPM cu comandă centralizată, un alt aspect avantajos şi anume faptul că în regim de croazieră electromagneţii sînt solicitaţi relativ identic, variaţiile întrefierurilor, curenţilor şi tensiunilor fiind, respectiv, de valori egale pentru toţi electromagneţii. Toate aceste avantaje se traduc totodată printr-un consum de putere mai redus pentru levitare.

6.2. SLEM-5L centralizat.

6.2.1. Structura SLEM-5L centralizat.

SLEM-5L centralizat considerat are schema bloc din fig. 6.3. El este prin definiţie sistemul de reglare automată al SES-5L din fig. 2.20 şi are schema bloc structurală din fig. 6.4. rezultată prin completarea schemelor bloc din fig. 2.25 şi fig. 2.27 cu blocuri de reglare.

In mare, SLEM-5L centralizat este alcătuit din SES-5L, care reprezintă procesul reglat, şi din blocul de reglare şi conducere. Operaţia de conducere a întregului sistem este asigurată de către blocul de prescriere. Spre deosebire de SLEM-ML cu RM în cazul de faţă fiecare electromagnet este comandat în funcţie de toate mărimile măsurate în cadrul subsistemului de reglare aferent (subsistemul de sustentare al SLEM-5L sau subsistemul de ghidare al SLEM-5L), iar prin acţiunea lui determină modificarea tuturor acestor mărimi. In consecinţă fiecare dintre cele două subsisteme ale SLEM-5L, subsistemul de sustentare şi subsistemul de ghidare, constituie un sistem de reglare centralizat.

Din punct de vedere algoritmic, în ipotezele făcute la începutul pct. 2.2., cele două subsisteme sînt compuse din trei, respectiv două subsisteme de reglare independente (autonome), corespunzătoare celor cinci grade de libertate $k = z, \varphi, \psi, y$ şi λ, fiecare - în parte - avînd structura unui SLEM-1L. Acest lucru este posibil întrucît: (i) SES-5L prezintă autonomii după cele cinci grade de libertate (v. pct. 2.2.5); (ii) blocurile de reglare ale subsistemelor de sustentare, respectiv de ghidare, au structura din fig. 6.3, ele prezentînd, prin concepţie, autonomii. In fig. 6.4. acestea apar fără a mai fi detaliate, mărimile de reacţie obţinîndu-le de la traductoarele de întrefier T-$\underline{Z}_\delta$, T-$\underline{Y}_\delta$ şi de acceleraţie T-$\underline{\ddot{Z}}_m$, T-$\underline{\ddot{Y}}_m$, prin intermediul blocurilor de reducere de matrici $\underline{R}_S$, $\underline{R}_G$ şi $\underline{R}_G^*$ (v. fig. 2.25, 2.27 şi observaţiile de la pct. 2.2.3 şi 2.2.4). Intrucît din punct de vedere informaţional sînt considerate ca mărimi de reacţie numai $\underline{G}_S$, $\underline{\ddot{Z}}_{\delta o}$ (pentru subsistemul de sustentare al SLEM-5L) şi $\underline{G}_G$, $\underline{Y}_{\delta o}$ (pentru subsistemul de ghidare al SLEM-5L), traductoarele şi blocurile de reducere care furnizează aceste mărimi nu apar în structura informaţională a SLEM-5L. Pentru a atrage atenţia asupra acestei situaţii, în fig. 6.4. ele au fost reprezentate cu linie întreruptă. Conform celor precizate la pct. 2.2.3. şi 2.2.4. în aceeaşi situaţie se află şi blocurile de distribuţie.

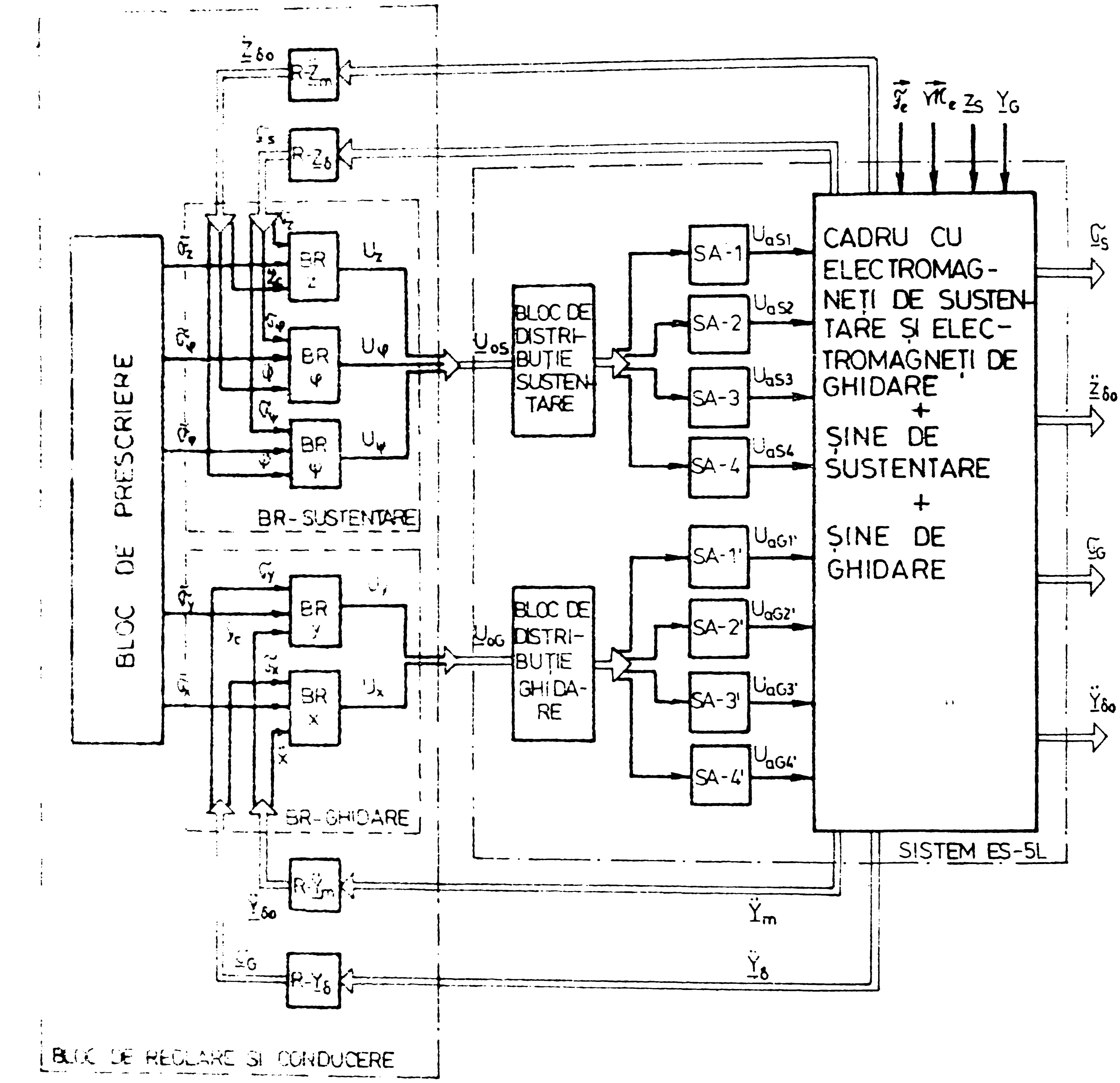


Fig. 6.3. Schema bloc a SLEM-5L centralizat.

($\tilde{\mathfrak{S}}_S$, $\tilde{\mathfrak{S}}_G$ - întrefieruri echivalente prescrise; $\vec{\mathcal{F}}_e$, $\vec{\mathcal{M}}_e$ - forţe şi momente exterioare ce acţionează asupra cadrului cu electromagneţi; Z_S şi Y_G - cotele şinelor de sustentare şi ordonatele şinelor de ghidare faţă de un referenţial fix; $\mathfrak{S}_S$, $\mathfrak{S}_G$- întrefieruri echivalente corespunzătoare celor cinci grade de libertate; $\ddot{Z}_{\delta o}$, $\ddot{Y}_{\delta o}$ - acceleraţiile mişcării cadrului după cele cinci grade de libertate; U_{oS}, U_{oG} - tensiuni de comandă; BR - bloc de reglare; R - bloc de reducere; SA - sursă de alimentare a unui electromagnet; U_{aS}, U_{aG} - tensiuni de alimentare a electromagneţilor; S şi G - indici pentru mărimile şi blocurile aferente subsistemelor de sustentare şi de ghidare).

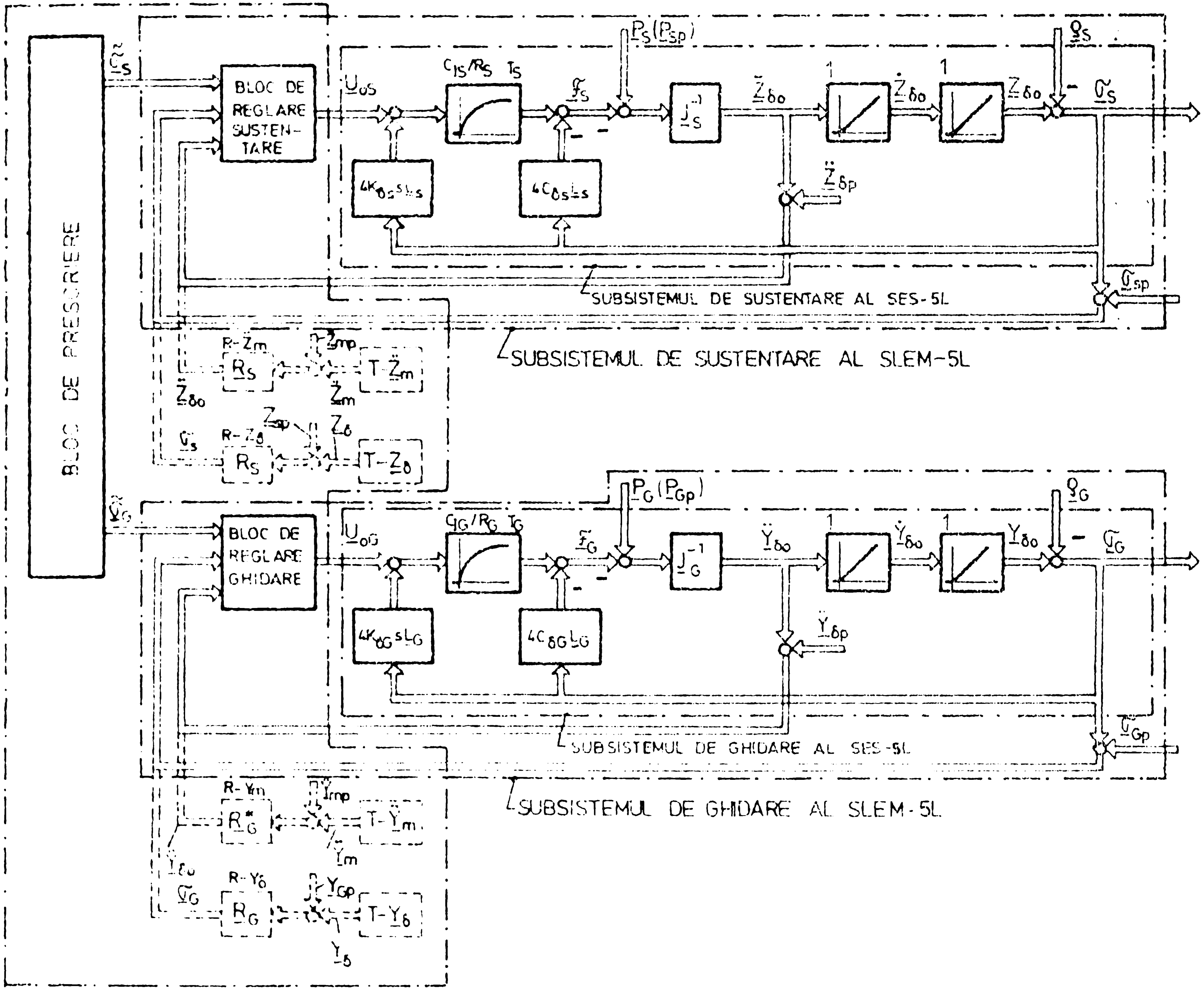


Fig.6.4. Schema bloc structurală a SLEM-5L centralizat (notațiile corespund pct. 2.2 și fig. 6.3; $T-\ddot{Z}_m$, $T-\ddot{Y}_m$ - blocurile traductoarelor de accelerație; $T-Z_\delta$, $T-Y_\delta$ blocurile traductoarelor de întrefier; P_{Sp}, P_{Gp} - mărimi pondero-motoare virtuale echivalente avarierii electromagneților; $\mathcal{G}_{Sp}$, $\mathcal{G}_{Gp}$, Z_{Sp}, Y_{Gp} - întrefieruri perturbatoare virtuale echivalente avarierii canalelor de măsurare; $\ddot{Z}_{\delta p}$, $\ddot{Y}_{\delta p}$, $\ddot{Z}_{mp}$, $\ddot{Y}_{mp}$ - accelerații perturbatoare echivalente avarierii canalelor de măsurare; R_S, R_G, R^*_G - blocuri de reducere).

In fig. 6.4. apar o serie de mărimi denumite „mărimi perturbatoare virtuale echivalente avarierii electromagneţilor, -canalelor de măsurare ale întrefierurilor şi -canalelor de măsurare ale acceleraţiilor". Ele sînt mărimi de calcul care vor fi definite în continuare în cadrul pct. 6.2.4.

6.2.2. Calculul blocului de reglare al SLEM-5L centralizat.

După cum s-a arătat mai sus, din punct de vedere algoritmic SLEM-5L centralizat este compus din cinci subsisteme de reglare independente, subsistemele SLEM-1L-k aferente mişcărilor de suspensie ($k = z$), -de ruliu ($k = \varphi$), -de tangaj ($k = \psi$), -de alunecare ($k = y$) şi -de giraţie ($k = \chi$). Ele au o structură de SLEM-1L întrucît în fiecare caz procesul reglat îl constituie cîte unul din subsistemele autonome ale SES-5L (toate avînd structura SES-B), iar blocul de reglare BR-k al fiecărui subsistem este independent de blocurile de reglare ce conduc celelalte grade de libertate. In consecinţă rezultatele obţinute în cap. 5 sînt utilizabile şi pentru calculul blocurilor de reglare BR-k, $k = z, \varphi, \psi$, y şi χ, care intră în componenţa blocului de conducere şi reglare al SLEM-5L centralizat.

In principiu structura fiecărui bloc de reglare este independentă şi la fel şi calculul său, în consideraţie intrînd una din următoarele configuraţii:

- SLEM-1L cu OFLS-varianta MBB (fig.5.15 şi ec.(5.142));
- SLEM-1L cu OFLS-varianta II (fig. 5.18 şi ec.(5.155));
- SLEM-1L cu compensarea efectului forţei exterioare (fig. 5.22 şi ec.(5.195));
- SLEM-1L cu compensarea efectului forţei exterioare (fig. 5.24 şi ec.(5.208));
- SLEM-1L cu compensarea efectului uneia dintre componentele perturbaţiei introduse de modificarea poziţiei căii de glisare (ec.(5.224)).

La utilizarea rezultatelor din cap. 5 trebuie avute în vedere relaţiile de echivalare din tabelul 2.2 precum şi indexarea cu indicele k a tuturor mărimilor introduse prin aceste rezultate. Spre exemplu, în ipoteza că SLEM-1L-φ se realizează utilizînd OFLS-varianta II, BR-φ va avea structura din fig. 5.18.b, reluată în fig. 6.5. In cea de a doua apar ca mărimi de intrare mărimile furnizate de subsistemul de ruliu al SES-5L şi mărimea de conducere $\tilde{\sigma}_\varphi$. Parametrii şi variabilele interne ale observatorului au fost indexate. Ecuaţiile acestui observator reproduc, exceptînd mărimea de conducere, ec.(5.155):

$$\begin{aligned} \dot{z}_{1\varphi} &= -f_{o\varphi}\, z_{1\varphi} - f_{o\varphi}^2 \sigma_\varphi + \ddot{\varphi} \\ U_\varphi &= \hat{u}_\varphi + \tilde{\sigma}_\varphi = (K_{p\varphi} + f_{o\varphi} K_{v\varphi})\sigma_\varphi + K_{v\varphi} z_{1\varphi} + K_{a\varphi}\ddot{\varphi} + \tilde{\sigma}_\varphi \end{aligned} \quad . \quad (6.21)$$

Parametrii $K_{p\varphi}$, $K_{v\varphi}$ şi $K_{a\varphi}$ din ec.(6.21) se calculează în acelaşi mod ca parametrii K_p, K_v şi K_a ai observatorului (5.155), plecînd însă de la următoarele relaţii de corespondenţă ce rezultă pe baza tabelului 2.2.:

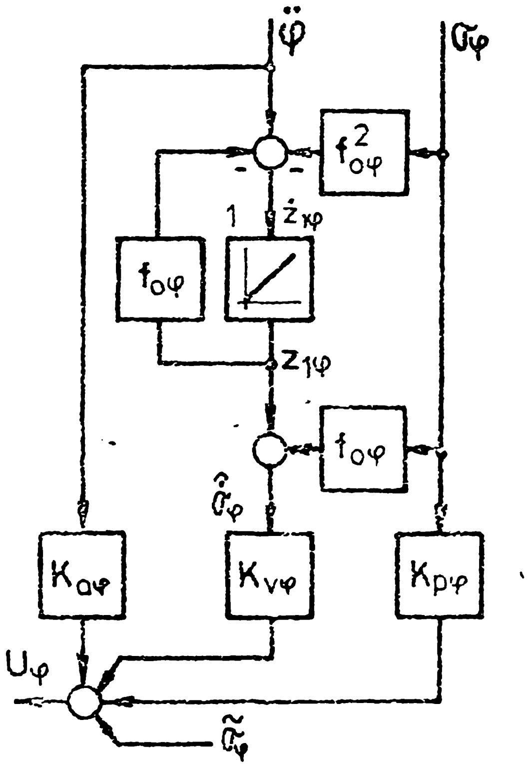


Fig. 6.5. Variantă de BR-φ pentru SLEM-1L-φ .

$$b = -\frac{C_I}{MK_I} \longrightarrow b_\varphi = -\frac{C_{IS}}{\frac{J_{x'}}{\ell^*} K_{IS}} ;$$

$$K_{po} = -\frac{C_\delta}{MbT} \longrightarrow K_{po\varphi} = \frac{4C_{\delta S}R_S}{C_{IS}} ;$$

$$K_{vo} = -\frac{C_\delta T_d}{MbT} \longrightarrow K_{vo\varphi} = K_{po\varphi}\left(T_S - \frac{C_{IS}K_{\delta S}}{C_{\delta S}\cdot R_S}\right)$$

$$K_{ao} = -\frac{1}{bT} \longrightarrow K_{ao\varphi} = -\frac{1}{b_\varphi T_S} .$$

Dintre diversele considerente care, alături de aspectele dezvoltate în cap. 5., contribuie la stabilirea valorilor parametrilor K_{pk}, K_{vk} şi K_{ak} ai compensatoarelor de stabilizare ale blocurilor de reglare BR-k sînt mai importante următoarele:

(i) Aprecierea confortului de călătorie la nivelul cadrului cu electromagneţi se face numai pe baza mărimilor $\ddot{z}_C$ şi $\ddot{y}_C$, întrucît se dispune de caracteristici etalon numai pentru deplasări pe verticală şi pentru deplasări pe orizontală (v. pct. 4.2.2.1. şi fig. 4.6). In calcule, cele două mărimi care apar în ec.(2.86-1), respectiv ec.(2.110-1) vor lua locul acceleraţiei $\ddot{Z}_m$ din cazul SES-1L (v. tabelul 2.2). In locul mărimii perturbatoare $\ddot{Z}_g$ trebuie considerate mărimile $\ddot{\rho}_z$ şi $\ddot{\rho}_y$ care reprezintă acceleraţiile perturbatoare echivalente datorate modificării în timp a poziţiei şinelor de sustentare, respectiv de ghidare ale căii de glisare. Intrucît astfel de perturbaţii apar numai la VPM şi avînd în vedere relaţiile de definiţie (2.80-5) şi (2.104-4), rezultă că fiecare în parte depinde de mărimi ce au, într-o anumită măsură, o variaţie corelată. Spre exemplu, considerînd că VPM se deplasează cu viteza v = const. în sensul pozitiv al axei x (fig. 2.21 şi fig. 2.22) rezultă:

$$z_{6S}(t) = z_{5S}\left(t-\frac{v}{2L}\right) \quad ; \quad z_{7S}(t) = z_{8S}\left(t-\frac{v}{2L}\right) \qquad (6.22)$$

$$y_{6G}(t) = y_{5G}\left(t-\frac{v}{2L}\right) \quad ; \quad y_{7G}(t) = y_{8G}\left(t-\frac{v}{2L}\right)$$

(ii) In vederea asigurării unui confort cît mai bun la nivelul cadrului cu electromagneţi, se impune corelarea vitezelor de acţionare ale SLEM-1L-k. Aceasta se realizează prin adoptarea valorilor parametrilor K_{pk}, K_{vk} şi K_{ak} de aşa manieră încît constantele de timp $T_{LEM\ k} = 1/(d_k\omega_{ok})$

şi/sau amortizările d_k aferente polilor dominanţi (v. rel.(5.8))

$$p_{2,3\,k} = -d_k\,\omega_{ok} \pm j\sqrt{1 - d_k^2}\,\omega_{ok}, \quad k = z, \varphi, \psi, y, \chi, \tag{6.23}$$

să satisfacă anumite relaţii de ordine sau de echivalenţă. Se consideră că sînt de interes practic următoarele trei cazuri:

a) $T_{LEM\,z} = T_{LEM\,\varphi} = T_{LEM\,\psi} = T_{LEM\,y} = T_{LEM\,\chi}$;

b) $T_{LEM\,z} = T_{LEM\,\varphi} > T_{LEM\,\psi}$, $T_{LEM\,y} > T_{LEM\,\chi}$, $T_{LEM\,z} \geqslant T_{LEM\,y}$;

c) $T_{LEM\,z} > T_{LEM\,\varphi} = T_{LEM\,\psi}$, $T_{LEM\,y} > T_{LEM\,\chi}$, $T_{LEM\,z} \geqslant T_{LEM\,y}$.

Cazurile b) şi c) urmăresc totodată să asigure şi aducerea cît mai rapidă a cadrului cu electromagneţi într-o poziţie „paralelă" cu şinele de sustentare şi cu şinele de ghidare. Un studiu comparativ riguros al acestor cazuri este complicat de realizat.

(iii) Datorită dependenţelor ce există pe de-o parte între cotele extremităţilor cadrului cu electromagneţi, iar pe de altă parte între ordonatele aceloraşi puncte, ca urmare a rigidităţii corpului cadrului şi datorită faptului că SLEM-B prezintă în raport cu forţa exterioară statismul δ_{Fe}, de expresie (5.21), problema compensării efectului mărimilor pondero-motoare ce acţionează asupra SLEM-5L este foarte importantă.

Un prim aspect practic îl constituie faptul că SES-5L real, se abate de la SES-5L ideal (pct. 2.2.1) datorită: 1°- abaterii cadrului de la forma de placă dreptunghiulară rigidă subţire şi a necoincidenţei centrului de masă C cu centrul de simetrie; 2°- efectelor de interacţiune; 3°- erorilor de montare a electromagneţilor şi a traductoarelor de măsură ş.a.m.d. Drept urmare compensarea tuturor mărimilor perturbatoare pondero-motoare echivalente F_{ez}, $\mathcal{M}_{e\varphi}$, $\mathcal{M}_{e\psi}$, F_{ey} şi $\mathcal{M}_{e\chi}$, care acţionează respectiv asupra subsistemelor SLEM-1L-k poate conduce practic fie la instabilitate, fie la suprasolicitarea unor electromagneţi. Din acest motiv pentru subsistemul de sustentare al SLEM-5L compensarea discutată se recomandă numai pentru SLEM-1L-z şi SLEM-1L-ψ, iar pentru subsistemul de ghidare al SLEM-5L numai pentru SLEM-1L-y.

Un al doilea aspect îl reprezintă maniera de compensare, în sensul că, în acord cu cele prezentate în cap. 5, există două variante de compensare: o compensare prin structură, conform pct. 5.6.2., şi o compensare prin modificarea intermitentă a mărimilor de conducere, conform schemei din fig. 5.5. Decizia pentru o variantă sau alta depinde de condiţiile concrete de funcţionare ale SLEM-5L, a doua manieră de compensare recomandîndu-se în cazul unor modificări lente ale mărimilor pondero-motoare.

Compensarea efectelor componentelor perturbaţiilor $\ddot{\varrho}_z$, $\ddot{\varrho}_\varphi$, $\ddot{\varrho}_\psi$, $\ddot{\varrho}_y$ şi $\ddot{\varrho}_\chi$ este posibilă numai pe calea precizată la pct. 5.6.3. Din aceleaşi considerente ca şi mai sus, dintre subsistemele SLEM-1L-k cel mult trei pot fi prevăzute cu acest tip de compensare.

6.2.3. Pretensionarea electromagneţilor SLEM-5L centralizat.

Modelarea SES-5L s-a făcut în ipoteza că MM ale electromagneţilor de sustentare sînt de forma (2.63), iar MM ale electromagneţilor de ghidare sînt de forma (2.91). Acestea sînt MM obţinute prin liniarizarea ec. (2-1) $\div$ (2.3) în vecinătatea unui punct de funcţionare Λ_0, variabilele care apar în cadrul lor reprezentînd, în acord cu convenţia ce urmează rel.(2.7), creşterile mărimilor de acelaşi nume în vecinătatea punctului Λ_0.

Forţei electromagnetice F din rel.(2.3) îi este specific faptul că poate lua numai valori pozitive, întrucît este o forţă de atracţie. In consecinţă punctul Λ_0 se caracterizează prin (v. rel.(2.6)): $F_0 > 0$. Forţa F_0 reprezintă o valoare absolută a forţei F şi corespunde unei pretensionări a electromagneţilor în punctul Λ_0.

Pentru electromagneţii de sustentare pretensionarea se asigură, la fel ca şi în cazul SES-1L, prin faptul că în stare levitată forţele de sustentare echilibrează greutatea Mg a cadrului cu electromagneţi (inclusiv încărcătura sa). In ipoteza omogenităţii şi simetriei cadrului forţa de pretensionare a electromagneţilor de sustentare este aceeaşi pentru toţi electromagneţii şi anume:

$$F_{So} = \frac{M}{4} \quad . \tag{6.24}$$

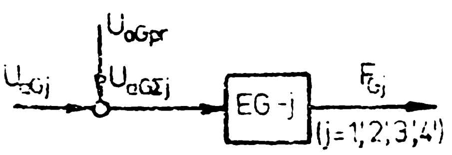


Fig.6.6. Schemă bloc relativă la pretensionarea electromagneţilor de ghidare.

In cazul electromagneţilor de ghidare, care nu au de compensat forţe gravitaţionale, pretensionarea este de asemenea necesară întrucît numai prin prevederea ei se poate asigura un domeniu de funcţionare liniară a întregului SLEM-5L centralizat. Electromagneţii de ghidare trebuie pretensionaţi cu o forţă:

$$F_{Go} = \Delta F_{G\ max} \quad , \tag{6.25}$$

unde $\Delta F_{G\ max}$ reprezintă o variaţie maximă estimată pentru forţele F_{Gj}. Practic pretensionarea se realizează ca în fig. 6.6. prin componenta U_{aGpr} a mărimii de comandă $U_{aG\Sigma j}$ (tensiune de alimentare) a electromagneţilor: $U_{aG\Sigma j} = U_{aGj} + U_{aGpr}$, $j = 1', 2', 3', 4'$.

6.2.4. Simularea SLEM-5L centralizat.

Comportarea şi performanţele SLEM-5L centralizat se pot studia prin simularea acestuia pe calculator numeric sau analogic. Ecuaţiile sistemului sînt alcătuite din ecuaţiile SES-5L, ec.(2.113) sau ec.(2.86) împreună cu ec.(2.110), şi din ecuaţiile blocurilor de reglare BR-k.

Mărimile de intrare ale SLEM-5L centralizat sînt: mărimile de conducere $\tilde{\delta}_z, \tilde{\delta}_\varphi, \tilde{\delta}_\psi, \tilde{\delta}_y, \tilde{\delta}_\chi$, mărimile perturbatoare $\underline{P}$ (pondero-motoare) şi $\underline{\ddot{\varsigma}}$ (acceleraţiile echivalente modificării poziţiei şinelor). Ca mărimi de ieşire se consideră întrefierurile echivalente $\underline{\delta}$ şi acceleraţiile cadrului cu electromagneţi $\underline{\ddot{\xi}}$, după cele cinci direcţii independente.

Dintre mărimile de intrare doar mărimile de conducere se pot considera independente. Mărimile perturbatoare $\underline{P}$ sînt deobicei corelate întrucît provin din forţe şi cupluri care afectează dinamica sistemului simultan după mai multe grade de libertate. Spre exemplu, o forţă perturbatoare perpendiculară pe planul cadrului este echivalentă cu modificarea simultană a lui F_{ez}, $\mathcal{M}_{e\varphi}$ şi $\mathcal{M}_{e\psi}$. Mărimile perturbatoare $\underline{\ddot{\varsigma}}$, depinzînd de modul de variaţie al componentelor vectorilor $\underline{Z}_S$ şi $\underline{Y}_G$, corelarea lor pentru şinele de sustentare, pe de-o parte, şi pentru şinele de ghidare, pe de altă parte, rezultă din considerente similare cu cele care au condus la rel.(6.22).

In afara mărimilor de ieşire menţionate, în studiu pot interesa încă două categorii de mărimi: o categorie formată din variabilele ce apar în mod distinct în ecuaţiile SLEM-5L centralizat, cum sînt spre exemplu variabilele de comandă $\underline{U}_c$, vitezele de modificare a întrefierurilor echivalente $\underline{\mathring{\delta}}$ şi variabilele de stare ale blocurile de reglare BR-k, şi o a doua categorie formată din variabilele care au fost eliminate în cursul operaţiilor de stabilire a MM (2.113). Din aceasta de a doua categorie fac parte: întrefierurile electromagneţilor, acceleraţiile extremităţilor cadrului, tensiunile de alimentare şi curenţii de excitaţie ai bobinelor electromagneţilor şi forţele dezvoltate de ei. In continuare se stabilesc relaţii de calcul pentru aceste mărimi.

(i) Intrefierurile electromagneţilor de sustentare se obţin cu relaţiile:

$$z_{\delta i} = z_{mi} - z_{iS}\ , \quad i = 1,\dots,4\ , \tag{6.26}$$

în care cotele z_{mi} şi z_{iS} au expresiile:

$$\begin{aligned}
z_{m1} &= z_C + L^*(\sin\varphi\sin\chi + \cos\varphi\sin\psi\cos\chi) - \ell^*(\sin\psi\cos\chi+\cos\varphi\sin\psi\sin\chi)\\
z_{m2} &= z_C + L^*(\sin\varphi\sin\chi + \cos\varphi\sin\psi\cos\chi) - \ell^*(\sin\psi\cos\chi+\cos\varphi\sin\psi\sin\chi)\\
z_{m3} &= z_C - L^*(\sin\varphi\sin\chi + \cos\varphi\sin\psi\cos\chi) + \ell^*(\sin\psi\cos\chi+\cos\varphi\sin\psi\sin\chi)\\
z_{m4} &= z_C + L^*(\sin\varphi\sin\chi + \cos\varphi\sin\psi\cos\chi) + \ell^*(\sin\psi\cos\chi+\cos\varphi\sin\psi\sin\chi)
\end{aligned} \tag{6.27-1}$$

$$\begin{bmatrix} z_{1S}\\ z_{2S}\\ z_{3S}\\ z_{4S}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5(1+L^*/L) & 0,5(1-L^*/L) & 0 & 0\\ 0,5(1-L^*/L) & 0,5(1+L^*/L) & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0,5(1+L^*/L) & 0,5(1-L^*/L)\\ 0 & 0 & 0,5(1-L^*/L) & 0,5(1+L^*/L)\end{bmatrix} \underline{Z}_S\ , \tag{6.27-2}$$

$\underline{Z}_S = [z_{5S}\ z_{6S}\ z_{7S}\ z_{8S}]^T$ (v. rel.(2.80-5)) fiind, în acord cu cele mai sus prezentate, mărime de intrare a SLEM-5L. Rel.(6.27-1) s-au obţinut avînd în vedere că în raport cu centrul de masă C punctele 1, 2, 3, 4 au vectorii de poziţie:

$$\overline{r}_1 = L^{*}\,\overline{i}' - \ell^{*}\,\overline{j}' \;; \qquad \overline{r}_3 = -L^{*}\,\overline{i}' + \ell^{*}\,\overline{j}'$$
$$\overline{r}_2 = -L^{*}\,\overline{i}' - \ell^{*}\,\overline{j}' \;; \qquad \overline{r}_4 = L^{*}\,\overline{i}' + \ell^{*}\,\overline{j}' \qquad (6.27\text{-}3)$$

In mod asemănător întrefierurile electromagneţilor de ghidare se calculează cu relaţiile:

$$y_{\delta j} = y_{mj} - y_{jG}\ ,\ j = 1',2'\ ;\quad y_{\delta j} = y_{jG} - y_{mj}\ ,\ j = 3',4', \qquad (6.28)$$

care fac uz de rel.(6.29), omoloagele relaţiilor (6.27) în cazul subsistemului de ghidare (s-a notat cu $\underline{L}_{SG}$ matricea de legătură din rel. (6.27.2)):

$$y_{m1'} = y_C + L^{*}(\cos\varphi\sin\lambda + \sin\varphi\sin\psi\cos\lambda) + \ell(\cos\varphi\cos\lambda - \sin\varphi\sin\psi\sin\lambda)$$
$$y_{m2'} = y_C - L^{*}(\cos\varphi\sin\lambda + \sin\varphi\sin\psi\cos\lambda) + \ell(\cos\varphi\cos\lambda - \sin\varphi\sin\psi\sin\lambda)$$
$$y_{m3'} = y_C - L^{*}(\cos\varphi\sin\lambda + \sin\varphi\sin\psi\cos\lambda) - \ell(\cos\varphi\cos\lambda - \sin\varphi\sin\psi\sin\lambda)$$
$$y_{m4'} = y_C + L^{*}(\cos\varphi\sin\lambda + \sin\varphi\sin\psi\cos\lambda) - \ell(\cos\varphi\cos\lambda - \sin\varphi\sin\psi\sin\lambda) \qquad (6.29\text{-}1)$$

$$\left[y_{1'G}\ \ y_{2'G}\ \ y_{3'G}\ \ y_{4'G}\right]^T = \underline{L}_{SG}\,\underline{Y}_G \qquad (6.29\text{-}2)$$

$$\overline{r}_{1'} = L^{*}\,\overline{i}' - \ell\,\overline{j}' \;; \qquad \overline{r}_{3'} = -L^{*}\,\overline{i}' + \ell\,\overline{j}'$$
$$\overline{r}_{2'} = -L^{*}\,\overline{i}' - \ell\,\overline{j}' \;; \qquad \overline{r}_{4'} = L^{*}\,\overline{i}' + \ell\,\overline{j}' \qquad (6.29\text{-}3)$$

$\underline{Y}_G = [y_{5G}\ y_{6G}\ y_{7G}\ y_{8G}]^T$ (v. rel.(2.104.-4)) este de asemenea mărime de intrare.

(ii) Acceleraţia unui punct π, oarecare, al cadrului cu electromagneţi se calculează cu relaţia [160]:

$$\overline{a}_{\pi} = \overline{a}_C + \overline{\varepsilon}\times\overline{r}_{\pi} + \overline{\omega}\times(\overline{\omega}\times\overline{r}_{\pi}) \qquad (6.30)$$

în care: $\overline{r}_{\pi}$ este vectorul de poziţie al punctului π, $\overline{\omega}$ are expresia (2.52), $\overline{\varepsilon} = \dfrac{d\overline{\omega}}{dt}$, iar $\overline{a}_C$ este acceleraţia centrului de masă $\overline{a}_C = \ddot{x}_C\,\overline{i} + \ddot{y}_C\,\overline{j} + \ddot{z}_C\,\overline{k}$. In particular, pentru $\pi = 5, 6, 7$ şi 8 se obţin acceleraţiile extremităţilor cadrului cu electromagneţi.

(iii) Tensiunile de alimentare a electromagneţilor se determină cu relaţiile:

$$\underline{U}_{aS} = \underline{D}_S\,\underline{U}_{oS}\ ;\quad \underline{U}_{aG} = \underline{D}_G\,\underline{U}_{oG}\ , \qquad (6.31)$$

obţinute din (2.71), (2.74) şi (2.76), respectiv (2.98) şi (2.101).

(iv) Curenţii I_{Si}, $i = 1, 2, 3, 4$ şi I_{Gj}, $j = 1', 2', 3', 4'$ din bobinele de excitaţie ale electromagneţilor se calculează cu rel.(6.32), rezultate din (2.9), (2.63) şi (2.91):

$$\left.\begin{aligned} \dot{\Psi}_{Si} &= -(R_S/K_{IS})\Psi_{Si} - (R_S K_{\delta S}/K_{IS})\,z_{\delta i} + U_{aSi} \\ I_{Si} &= \frac{1}{R_S}(U_{aSi} - \dot{\Psi}_{Si}) \end{aligned}\right\};\ i = 1,2,3,4; \qquad (6.32\text{-}1)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{\Psi}_{Gj} &= -(R_G/K_{IG})\Psi_{Gj} - (R_G K_{\delta G}/K_{IG})\,y_{\delta j} + U_{aGj} \\ I_{Gj} &= \frac{1}{R_G}(U_{aGj} - \dot{\Psi}_{Gj}) \end{aligned}\right\};\ j = 1',2',3',4' \qquad (6.32\text{-}2)$$

(v) Forțele dezvoltate de electromagneți F_{Si}, $i = 1,2,3,4$ și F_{Gj}, $j = 1',2',3',4'$ se calculează cu rel.(2.63) și (2.91) în funcție de înlănțuirile magnetice și întrefierurile aferente.

Precizările făcute pînă aici, în cadrul pct. 6.2., oferă toate elementele necesare pentru simularea comportării SLEM-5L centralizat în regimuri de funcționare normale, la variații bine precizate ale mărimilor de intrare. La fel de importantă este însă și studierea comportării sistemului în regimuri de avarie. In continuare se fac referiri la trei regimuri de avarie potențiale, determinate de:

1^o - „căderea unui electromagnet" de sustentare sau de ghidare, prin aceasta înțelegîndu-se situația în care, datorită unor defecțiuni, electromagnetul nu mai dezvoltă forță de atracție;

2^o - întreruperea unui canal de măsurare al unuia din cele opt întrefieruri măsurate;

3^o - întreruperea unui canal de măsurare al uneia din cele opt accelerații măsurate.

Principiul de studiu a acestor regimuri constă în introducerea unor mărimi perturbatoare virtuale care, prin acțiunea lor, compensează valorile absolute ale forțelor dezvoltate de electromagneți, valorile semnalelor date de traductoarele de întrefier, respectiv valorile semnalelor furnizate de traductoarele de accelerație. Astfel:

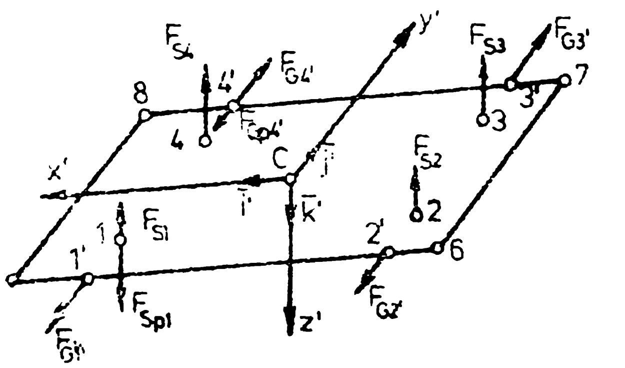
1^o - Căderea electromagnetului de sustentare $i = 1,2,3,4$ sau a electromagnetului de ghidare $j = 1',2',3',4'$ se echivalează prin introducerea unei forțe perturbatoare virtuale:

$$F_{Spi}(t) = F_{Si}(t) + F_{So} \quad , \; i = 1,2,3,4, \tag{6.33}$$

care acționează în punctul i al cadrului cu electromagneți și este orientată în sens opus forței electromagnetice F_{Si}, respectiv prin introducerea unei forțe perturbatoare virtuale F_{Gpj}:

$$F_{Gpj}(t) = F_{Gj}(t) + F_{Go} \quad , \; j = 1',2',3',4', \tag{6.34}$$

care acționează în punctul j al cadrului și este orientată în sens opus forței electromagnetice F_{Gj}. In relațiile de mai sus $F_{Si}(t)$ și $F_{Gj}(t)$ au expresiile (2.63), respectiv (2.91), iar F_{So} și F_{Go} expresiile (6.24), respectiv (6.25).



In calcule forțele perturbatoare virtuale apar prin intermediul mărimilor pondero-motoare perturbatoare $\underline{P}_S$, componentele aferente subsistemelor de sustentare și de

Fig.6.7. Relativă la regimul de avarie al SLEM-5L centralizat produs de căderea electromagnetului de sustentare $i = 1$ și electromagnetului de ghidare $j=4'$.

ghidare fiind notate în fig. 6.4 cu $\underline{P}_{Sp}$ şi $\underline{P}_{Gp}$. Spre exemplu, căderea simultană a electromagnetului de sustentare i = 1 şi a electromagnetului de ghidare j = 4' se echivalează considerînd că asupra cadrului acţionează forţele perturbatoare virtuale F_{Sp1} şi $F_{Gp4'}$ - de expresii (6.33), respectiv (6.34) - ca în fig. 6.7. In calcule, în acord cu rel.(2.61-3), ele se introduc prin relaţiile:

$$\underline{P}_S = \underline{P}_{Sp} + \left[F_{ez} \quad \frac{1}{\ell^*}\mathcal{M}_{e\varphi} \quad \frac{1}{L^*}\mathcal{M}_{e\psi}\right]^T; \quad \underline{P}_G = \underline{P}_{Gp} + \left[F_{ey} \quad \frac{1}{L^*}\mathcal{M}_{e\chi}\right]^T , \qquad (6.35)$$

în care:

$$\underline{P}_{Sp}(t) = \begin{bmatrix} F_{Sp1}(t) \\ -\ell^* F_{Sp1}(t) \\ -L^* F_{Sp1}(t) \end{bmatrix} ; \qquad \underline{P}_{Gp}(t) = \begin{bmatrix} -F_{Gp4'}(t) \\ -L^* F_{Gp4'}(t) \end{bmatrix} . \qquad (6.36)$$

Stabilirea semnelor din aceste expresii s-a făcut ţinînd seama de sensurile pozitive ale forţelor şi momentelor exterioare perturbatoare definite prin ec.(2.59) şi (2.60).

2^o - Intreruperea unui canal de măsurare a unuia din cele opt întrefierurile $z_{\delta i}$ şi $y_{\delta j}$, i = j = 5,6,7,8 se echivalează prin introducerea unor semnale perturbatoare virtuale pe canalele de măsurare a întrefierurilor:

$$z_{\delta pi}(t) = - z_{\delta i}(t) \quad , \quad i = 5,6,7 \text{ sau } 8 \qquad (6.37\text{-}1)$$

la intrarea blocului de reducere R-$\underline{Z}_\delta$, aditiv cu semnalele măsurate de traductoarele T-$\underline{Z}_\delta$ (fig.6.4), respectiv

$$y_{\delta pj}(t) = - y_{\delta j}(t) \quad , \quad j = 5,6,7 \text{ sau } 8 \qquad (6.37\text{-}2)$$

la intrarea blocului de reducere R-$\underline{Y}_\delta$, aditiv cu semnalele măsurate de traductoarele T-$\underline{Y}_\delta$. In fig. 6.4. semnalele perturbatoare virtuale au fost cuprinse în vectorii:

$$\underline{Z}_{Sp} = [z_{\delta p5} \ z_{\delta p6} \ z_{\delta p7} \ z_{\delta p8}]^T; \quad \underline{Y}_{Gp} = [y_{\delta p5} \ y_{\delta p6} \ y_{\delta p7} \ y_{\delta p8}]^T. \qquad (6.38)$$

La fel ca şi întrefierurile măsurate $\underline{Z}_\delta$ şi $\underline{Y}_\delta$, nici semnalele perturbatoare virtuale $\underline{Z}_{Sp}$ şi $\underline{Y}_{Gp}$ nu apar în mod explicit în ecuaţiile sistemului. Aşa cum $\underline{Z}_\delta$ şi $\underline{Y}_\delta$ apar prin întrefierurile echivalente $\underline{\mathcal{G}}_S$ şi $\underline{\mathcal{G}}_G$, perturbaţiile $\underline{Z}_{Sp}$ şi $\underline{Y}_{Gp}$ apar prin

$$\underline{\mathcal{G}}_{Sp} = \underline{R}_S \underline{Z}_{Sp} \quad , \quad \underline{\mathcal{G}}_{Gp} = \underline{R}_G \underline{Y}_{Gp} , \qquad (6.39)$$

însă numai la intrarea blocurilor de reglare, însumîndu-se cu $\underline{\mathcal{G}}_S$ şi $\underline{\mathcal{G}}_G$.

Rel.(6.37) sînt scrise în ipoteza că traductoarele de întrefier sînt ajustate astfel încît pentru întrefierurile nominale, în vecinătatea cărora sînt valabile MM (2.63) şi (2.91), furnizează la ieşire semnale de valoare egală cu zero.

3^o - Similar punctului anterior, întreruperea unui canal de măsurare al uneia din acceleraţiile $\ddot{z}_{mi}$, $\ddot{y}_{mj}$, i = j = 5,6,7,8 se ia în consideraţie prin semnalele perturbatoare $\ddot{\underline{Z}}_{\delta p}$ şi $\ddot{\underline{Y}}_{\delta p}$, de expresii (6.40), care se însumează cu semnalele $\ddot{\underline{Z}}_{\delta o}$ şi $\ddot{\underline{Y}}_{\delta o}$ la intrarea în blocurile de reglare (fig.6.4).

$$\ddot{\underline{Z}}_{\delta p} = \underline{R}_S \ddot{\underline{Z}}_{mp} \quad , \quad \ddot{\underline{Y}}_{\delta p} = \underline{R}^*_G \ddot{\underline{Y}}_{mp} \quad . \qquad (6.40)$$

$\ddot{\underline{Z}}_{mp}$ reprezintă vectorul semnalelor perturbatoare virtuale pe canalele de măsurare a acceleraţiilor în plan vertical:

$$\ddot{\underline{Z}}_{mp} = \left[\ddot{z}_{mp5}\ \ddot{z}_{mp6}\ \ddot{z}_{mp7}\ \ddot{z}_{mp8}\right]^T \ ; \quad \ddot{z}_{mpi}(t) = -\ddot{z}_{mi}(t)\ ,\ i = 5,6,7,8, \qquad (6.41)$$

iar $\ddot{\underline{Y}}_{mp}$ reprezintă vectorul semnalelor perturbatoare virtuale pe canalele de măsurare a acceleraţiilor în planul cadrului cu electromagneţi:

$$\ddot{\underline{Y}}_{mp} = \left[\ddot{y}_{mp5}\ \ddot{y}_{mp6}\ \ddot{y}_{mp7}\ \ddot{y}_{mp8}\right]^T \ ; \quad \ddot{y}_{mpj}(t) = -\ddot{y}_{mj}(t)\ ,\ j = 5,6,7,8. \qquad (6.42)$$

In final, ca exemplu de abordare a problemelor dezvoltate în cadrul punctelor 2° şi 3° de mai sus, se consideră un regim de avarie determinat de întreruperea canalelor de măsurare ale întrefierului $z_{\delta 6}$ şi acceleraţiei $\ddot{z}_{m8}$, în cazul unui SLEM-5L centralizat la care blocul de reglare BR-φ acţionează în regim normal de funcţionare după ec.(6.21). Interesează noua expresie a tensiunii de comandă U_φ.

Avînd în vedere autonomia subsistemelor de sustentare şi de ghidare ale SLEM-5L şi faptul că avariile s-au produs numai pe canalele de măsurare ale primului subsistem, situaţia precizată nu afectează subsistemul de ghidare. In acord cu rel.(6.38), (6.37-1) şi (6.41) ea se modelează prin:

$$\underline{Z}_{Sp} = 0\left[-z_{\delta 6}\ \ 0\ \ 0\right]^T \quad \text{şi} \quad \ddot{\underline{Z}}_{mp} = \left[0\ \ 0\ \ 0\ -\ddot{z}_{m8}\right]^T .$$

Inlocuind în rel.(6.39) şi (6.40) rezultă

$$\begin{bmatrix} \sigma_{zp}(t) \\ \sigma_{\varphi p}(t) \\ \sigma_{\psi p}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{4}\, z_{\delta 6}(t) \\ \frac{1}{4\ell}\, z_{\delta 6}(t) \\ -\frac{1}{4L} z_{\delta 6}(t) \end{bmatrix} \ ; \quad \begin{bmatrix} \ddot{z}_{Cp}(t) \\ \ddot{\varphi}_p(t) \\ \ddot{\psi}_p(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{4}\, \ddot{z}_{m8}(t) \\ -\frac{1}{4}\, \ddot{z}_{m8}(t) \\ \frac{1}{4}\, \ddot{z}_{m8}(t) \end{bmatrix} .$$

Dintre aceste semnale perturbatoare virtuale numai semnalele $\sigma_{\varphi p}$ şi $\ddot{\varphi}_p$ afectează BR-φ, ele însumîndu-se cu semnalele reale σ_{S6}, respectiv $\ddot{\varphi}$. Noua expresie a lui U_φ se obţine înlocuind, aşadar, în ec.(6.21) σ_φ prin $(\sigma_\varphi + \sigma_{\varphi p})$ şi $\ddot{\varphi}$ prin $(\ddot{\varphi} + \ddot{\varphi}_p)$. Rezultă:

$$\dot{z}_1 = -f_{o\varphi}\, z_1 - f_{o\varphi}^2\left(\sigma_\varphi + \frac{1}{4\ell}\, z_{\delta 6}\right) + \left(\ddot{\varphi} - \frac{1}{4}\, \ddot{z}_{m8}\right)$$

$$U_\varphi = \left(K_{p\varphi} + f_{o\varphi} K_{v\varphi}\right)\left(\sigma_\varphi + \frac{1}{4\ell}\, z_{\delta 6}\right) + K_{v\varphi}\, z_{1\varphi} + K_{a\varphi}\left(\ddot{\varphi} - \frac{1}{4}\, \ddot{z}_{m8}\right),$$

variabilele $z_{\delta 6}$ şi $\ddot{z}_{m8}$ calculîndu-se conform precizărilor de la punctele (i) şi (ii) de la începutul acestui paragraf.

CAPITOLUL 7

EXEMPLE DE PROIECTARE SI ANALIZA A UNOR SISTEME CU LEVITATIE ELECTROMAGNETICA CU UN GRAD DE LIBERTATE. INCERCARI EXPERIMENTALE.

Elementele de analiză, sinteză şi proiectare a SLEM-1L prezentate în capitolele anterioare au făcut posibilă abordarea unor exemple numerice concrete, atît prin simulare pe calculator numeric cît şi pe cale experimentală. Rezultatele obţinute la pct. 7.1. prin simularea comportării unor SLEM-1L (SLEM-B, SLEM-1L-varianta MBB şi SLEM-1L-varianta II) pe calculator numeric şi rezultatele obţinute la pct. 7.2. pe cale experimentală confirmă valabilitatea celor mai importante aspecte prezentate în cap. 2 ÷ 5. In consecinţă, se verifică în practică şi elementele de proiectare algoritmică a SLEM-1L prezentate în lucrare.

Studiul efectuat pe baza simulării SLEM-1L a urmărit atît aspectul energetic cît şi cel funcţional. S-a constatat că d.p.d.v. energetic cele două variante de SLEM-1L nu se deosebesc decît în regimuri tranzitorii, în sensul că SLEM-1L-varianta MBB este cu ceva mai avantajos decît SLEM-1L-varianta II. D.p.d.v. funcţional, în raport cu neregularităţile de categoria a doua ale căii de glisare, apare mai avantajos SLEM-1L-varianta II, întrucît la nivelul electromagnetului rezultă oscilaţii de nivel mai redus decît în cazul variantei MBB. Se precizează că în literatură nu figurează exemple numerice de proiectare şi analiză a SLEM-1L.

Studiul experimental a fost întreprins pe standul din fig. 1.1. S-a studiat un SLEM-1L-varianta II.

7.1. Proiectarea şi analizarea unor SLEM-1L.

Sistemul electromagnet-şină cu un grad de libertate pentru care în acest paragraf se dezvoltă diverse SLEM-1L are aspectul şi datele din fig. 7.1. Totodată se menţionează că:

- înfăşurarea de excitaţie are rezistenţa $R = 1,75\ \Omega$ (la cald);
- permeabilitatea magnetică a miezului de fier este $\mu_{Fe} = 6,66 \cdot 10^{-3}$ $H \cdot m^{-1}$ [119];
- încărcătura statică exterioară este $F_{eo} = 0$ N.

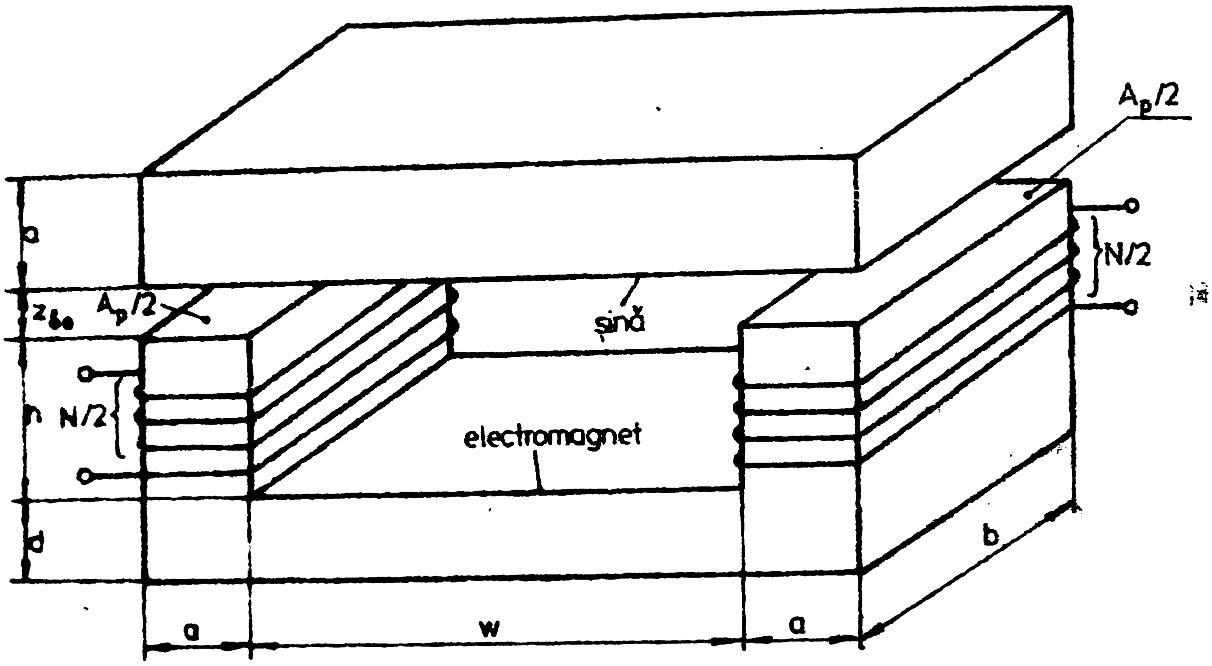


Fig. 7.1. SES-1L considerat. ($Z_{\delta o}$ = 0,0075 m, a = 0,027 m, b = 0,24 m, d = 0,02 m, h = 0,038 m, w = 0,118 m, A_p = 0,0129 m^2, N = 314 spire, M_o = 176,1 kg).

7.1.1. Punctul nominal şi parametrii SES-1L.

Folosind datele mai sus precizate şi rel. (2.6), (3.2) şi (3.15), pentru punctul nominal al SES-1L se obţin următoarele date caracteristice:

$Z_{\delta o} = 7{,}5\cdot 10^{-3}$ m ; F_{eo} = 0 N ; F_o = 1727,54 N ; I_o = 16,51 A ;
U_{ao} = 28,56 V. (7.1)

Parametrii primari ai SES-1L calculaţi în funcţie de aceste date, pe baza cazului T-5 de la pct. 3.1.2., au valorile:

$K_I = 0{,}102\ Wb\cdot A^{-1}$; $K_\delta = 209{,}17\ Wb\cdot m^{-1}$;
$C_I = 209{,}17\ N\cdot A^{-1}$; $C_\delta = 456{,}54\cdot 10^3\ N\cdot m^{-1}$, (7.2-1)

constanta de timp a electromagnetului fiind:

T = 0,059 s. (7.2-2)

In calculele de proiectare SES-1L se consideră prin ec.(5.5) în care intervin parametrii derivaţi ai SES-1L (rel.(3.28), (3.29) şi (5.4)):

$b = -11{,}64\ m\cdot V^{-1}\cdot s^{-3}$;
$K_{po} = 3776\ V\cdot m^{-1}$; $K_{vo} = 13{,}52\ V\cdot m^{-1}\cdot s$; $K_{ao} = 1{,}4565\ V\cdot m^{-1}\cdot s^2$ (7.3)
$b_{p1} = 0{,}0962\ kg^{-1}\cdot s^{-1}$; $b_{p2} = 5{,}678\cdot 10^{-3}\ kg^{-1}$.

7.1.2. Calculul compensatorului de stabilizare al SLEM-B.

Pentru calculul compensatorului de stabilizare (5.2) al SLEM-B se utilizează procedura prezentată la pct. 5.4.3, varianta P-2. Astfel, adoptînd restricţiile $K_{p\ max}$ = 46.000 $V\cdot m^{-1}$, $K_{v\ max}$ = 1060 $V\cdot m^{-1}\cdot s$, $K_{a\ max}$ = 24,27 $V\cdot m^{-1}\cdot s^2$, pentru parametrii K_p şi K_a rezultă domeniul din fig. 7.2.a. Faţă de cazul general din fig. 5.8. el este delimitat de un număr mai redus de arce de curbă. Fiecare punct din acest domeniu reprezintă o soluţie a problemei de la pct. 5.4.1. corespunzătoare SES-1L de la punctul 7.1.1. și indicelui de calitate (5.82). Pentru stabilirea unui punct H în acest domeniu se utilizează metoda euristică precizată la pct. 5.4.3.

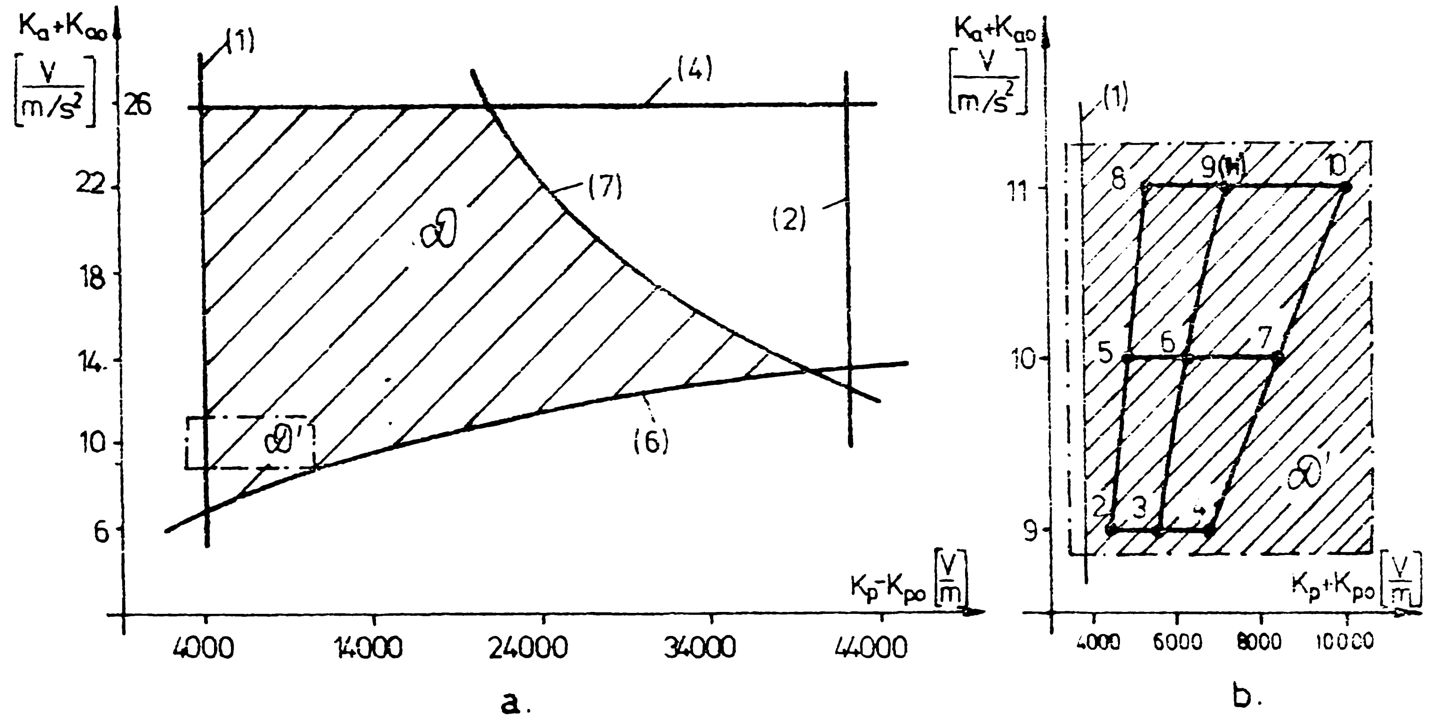


Fig. 7.2. Domeniul $\mathcal{D}$ în care perechea de parametrii $\{K_p, K_a\}$ poate lua valori: a) Aspect general; b) Subdomeniul $\mathcal{D}'$ și rețeaua de puncte auxiliare utilizate pentru stabilirea punctului H.

Astfel se consideră o rețea alcătuită din nouă puncte notate cu 2, 3, ..., 10 (fig.7.2.b) amplasate într-un subdomeniu $\mathcal{D}' \subset \mathcal{D}$. Coordonatele acestor puncte și parametrii f.d.t. (5.15) și (5.19) se dau în tabelul 7.1.

Performanțele SLEM-B în raport cu mărimea de conducere $\tilde{Z}_\delta$, calculate potrivit anexei IV - cazul IV-1, pentru fiecare din cele 9 puncte sînt precizate în tabelul 7.2. O imagine intuitivă asupra modului de variație al performanțelor - amortizarea d, suprareglajul σ_1, timpul de primă reglare t_1, timpul primului extrem t_m și timpul de reglare t_r - în lungul celor 6 laturi ale rețelei de puncte: 2-3-4, 5-6-7, 8-9-10, 2-5-8, 3-6-9 și 4-7-10 este redată de caracteristicile din fig. 7.3.

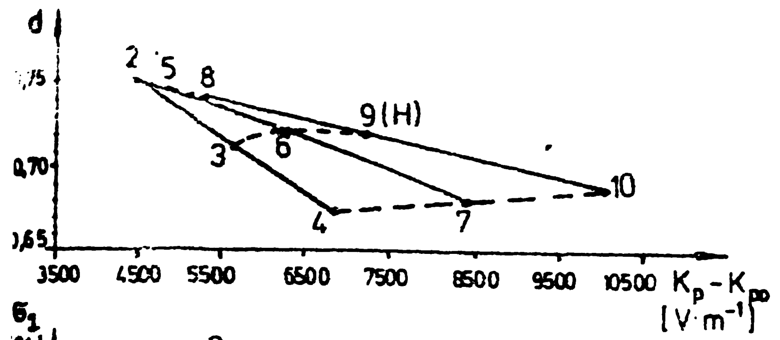
Performanțele aceluiași sistem în raport cu mărimea de perturbație F_e, calculate potrivit anexei IV - cazul IV-2, pentru fiecare din punctele rețelei nu au mai fost tabelate, ci redate prin caracteristicile de performanță din fig. 7.4.

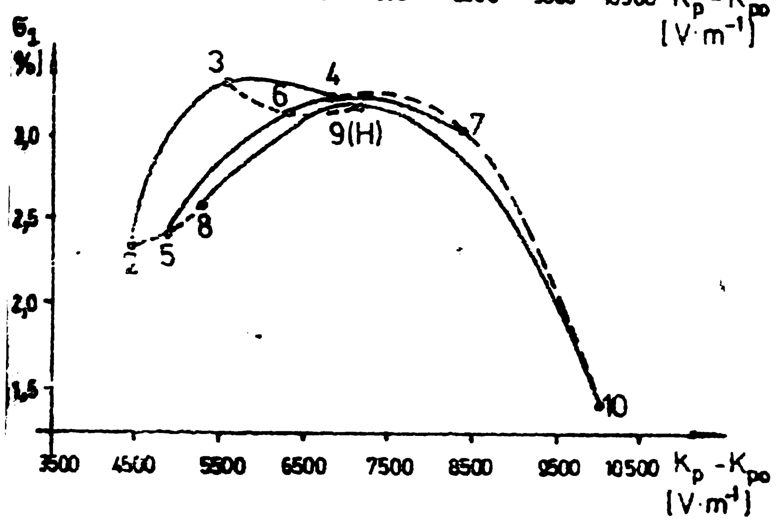
Pe baza caracteristicilor de performanță în raport cu $\tilde{Z}_\delta$ și F_e se apreciază că cea mai bună comportare se obține prin dimensionarea compensatorului de stabilizare în punctul 9. Ca atare, drept punct de optim H (v. fig. 5.8 și fig. 5.11) se consideră punctul 9 (s-a notat 9(H)) în care:

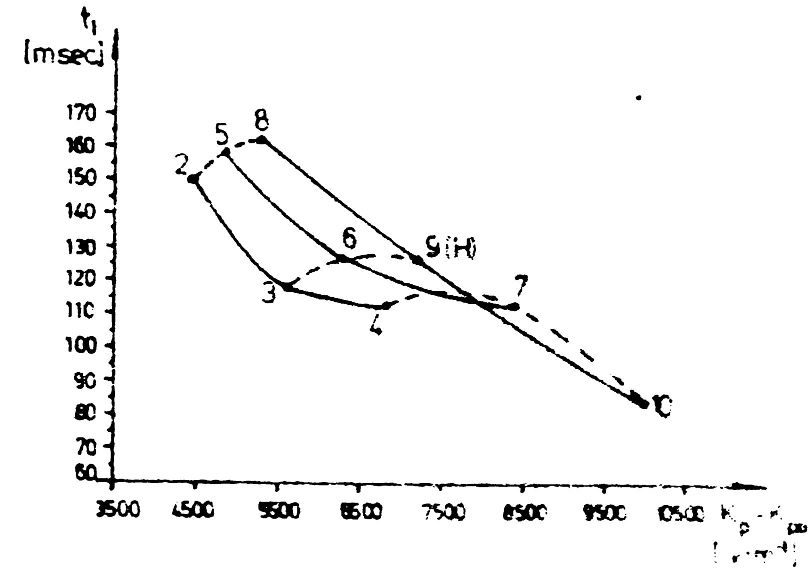
TABELUL 7.1. VARIANTE DE COMPENSATOARE (5.2) CONSIDERATE PENTRU STABILIZAREA SES-1L DE LA PCT. 7.1.1. SI PARAMETRII AFERENTI F.D.T. (5.15) SI (5.19).

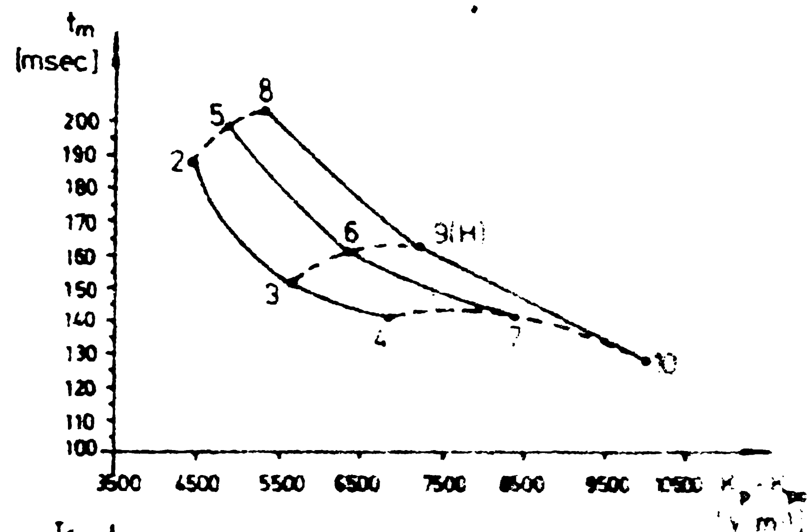
Punctul	Parametrii compensatorului			Coordonatele punctului		Parametrii f.d.t. (5.15)					Parametrii f.d.t. (5.19)	
	K_p $[V \cdot m^{-1}]$	K_v $[V \cdot m^{-1} \cdot s]$	K_a $[V \cdot m^{-1} \cdot s^2]$	$K_p - K_{po}$ $[V \cdot m^{-1}]$	$K_a + K_{ao}$ $[V \cdot m^{-1} \cdot s^2]$	$(K_p - K_{po})^{-1}$ $[m \cdot V^{-1}]$	ω_o $[s^{-1}]$	ω_1 $[s^{-1}]$	β	d	ω_d $[s^{-1}]$	α
2	8226	265,09	7,5435	4450	9	$0,178 \cdot 10^{-3}$	29,12	61,07	2,09	0,75	16,95	0,581
3	9376	348,15	7,5435	5600	9	$0,147 \cdot 10^{-3}$	34,12	55,99	1,64	0,71	16,95	0,496
4	10576	379,00	7,5435	6800	9	$0,215 \cdot 10^{-3}$	38,86	52,40	1,34	0,67	16,95	0,436
5	8626	342,43	8,5435	4850	10	$0,206 \cdot 10^{-3}$	27,31	75,67	2,77	0,74	16,95	0,620
6	10076	383,90	8,5435	6300	10	$0,158 \cdot 10^{-3}$	32,45	69,60	2,14	0,72	16,95	0,522
7	12176	436,81	8,5435	8400	10	$0,119 \cdot 10^{-3}$	39,49	62,69	1,58	0,68	16,95	0,429
8	9076	370,98	9,5435	5300	11	$0,188 \cdot 10^{-3}$	26,31	89,13	3,38	0,74	16,95	0,644
9	10976	425,32	9,5435	7200	11	$0,138 \cdot 10^{-3}$	31,95	82,10	2,56	0,72	16,95	0,530
10	13776	494,33	9,5435	10000	11	$0,100 \cdot 10^{-3}$	39,82	73,41	1,84	0,68	16,95	0,425

Notații: $\beta = \omega_1/\omega_o$, $\omega_d = 1/T$, $\alpha = \omega_d/\omega_o$ (v. anexa IV).









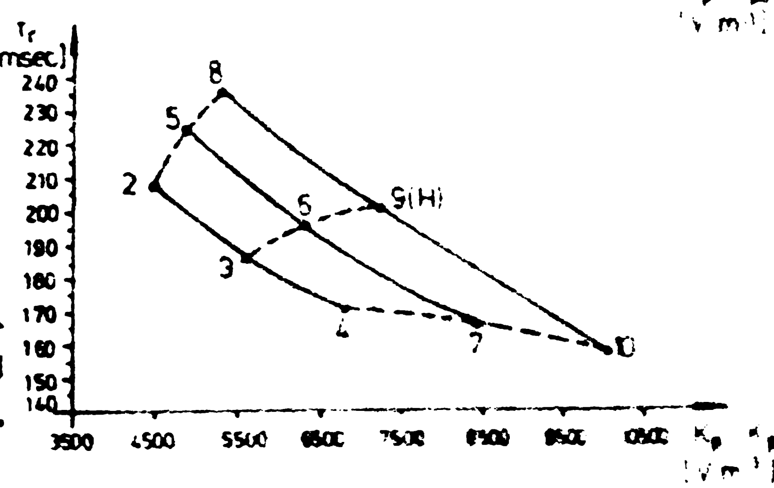


Fig. 7.3. Performanţe empirice ale SLEM-B în raport cu mărimea de conducere $\tilde{Z}_\delta$.

TABELUL 7.2. PERFORMANTELE EMPIRICE ALE SLEM-B IN RAPORT CU MARIMEA DE CONDUCERE, PENTRU CAZUL COMPENSATOARELOR DIN TABELUL 7.1.

Punctul	d	σ_1%	t_1 [s]	t_m [s]	t_r [s]
2	0,75	2,31	0,150	0,188	0,209
3	0,714	3,3	0,120	0,152	0,187
4	0,763	3,22	0,113	0,142	0,171
5	0,745	2,44	0,159	0,199	0,225
6	0,721	3,12	0,127	0,161	0,196
7	0,68	3,02	0,113	0,141	0,167
8	0,739	2,6	0,163	0,204	0,236
9	0,719	3,18	0,129	0,163	0,199
10	0,689	1,42	0,085	0,129	0,158

$K_p = 10976\ V\cdot m^{-1}$; $K_v = 425{,}32\ V\cdot m^{-1}\cdot s$; $K_a = 9{,}5435\ V\cdot m^{-1}\cdot s^2$ (7.4-1)

$\omega_0 = 31{,}952\ s^{-1}$; $d = 0{,}719$; $\omega_1 = 82{,}099\ s^{-1}$. (7.4-2)

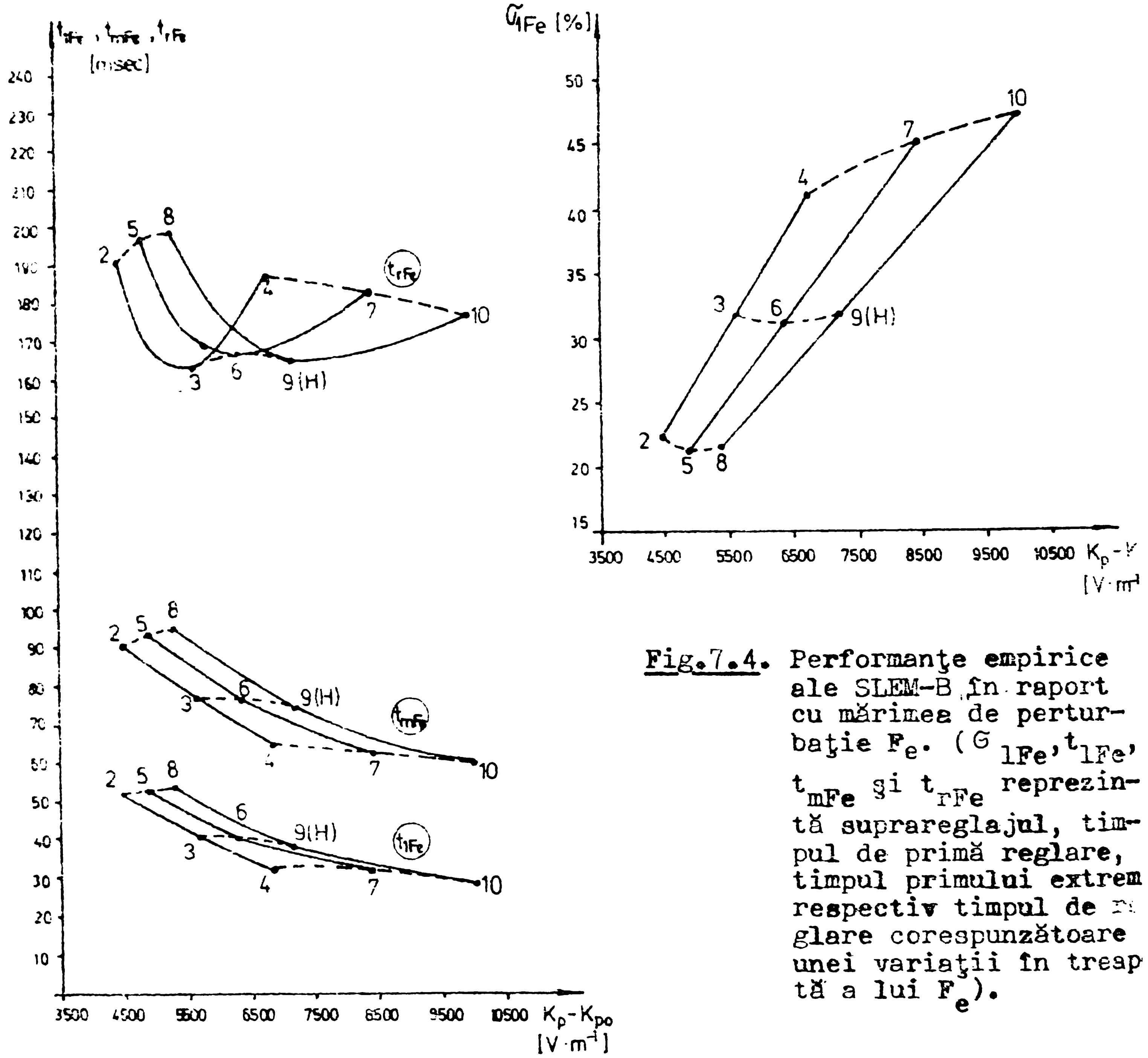


Fig.7.4. Performanţe empirice ale SLEM-B în raport cu mărimea de perturbaţie F_e. (σ_{1Fe}, t_{1Fe}, t_{mFe} şi t_{rFe} reprezintă supracreglajul, timpul de primă reglare, timpul primului extrem respectiv timpul de reglare corespunzătoare unei variaţii în treaptă a lui F_e).

Această alegere asigură o soluţie de compromis caracterizată prin supraregla je şi timpi caracteristici cu valori relativ reduse. D.p.d.v. al caracteristicilor (5.109) şi (5.110) punctul $\{Z_{\delta 0}, \omega_0\}$ astfel obţinut ocupă o poziţie similară cu punctul B din fig. 5.10.a, rezultînd că puterea de comandă necesitată de electromagnet este mai redusă la funcţionarea SLEM-B la întrefier constant.

7.1.3. Calculul OFLS-varianta MBB.

OFLS-varianta MBB are ec.(5.142), calculul lui reducîndu-se la adoptarea parametrilor săi, ζ şi ω_{OS}, în concordanţă cu rel.(5.146); ca urmare parametrii observatorului trebuie să satisfacă condiţiile:

$$\zeta\cdot\omega_{OS} \geq 82{,}099 \quad \text{şi} \quad \zeta \geq 0{,}5 \ . \tag{7.5}$$

Se adoptă:

TABELUL 7.3. PARAMETRII OFLS-VARIANTA MBB.

ω_{OS} \ ζ	0,5	0,6	0,7
175	x	x	x
200	-	x	x
225	-	-	x

$$\zeta = 0{,}6 \text{ şi } \omega_{OS} = 175\ s^{-1} \qquad (7.6)$$

In afara acestui observator s-au studiat şi cazurile marcate cu „x" în tabelul 7.3. Au fost confirmate toate observaţiile făcute la pct. 5.5.3.2. privind comportarea comparativă a tuturor SLEM-1L - varianta MBB în raport cu $\tilde{Z}_\delta$ şi F_e, între aceste cazuri şi SLEM-B neapărînd deosebiri. Principalele concluzii sînt prezentate în cadrul pct. 7.1.5.

7.1.4. Calculul OFLS-varianta II.

OFLS-varianta II are ec. (5.155), calculul său reducîndu-se la adoptarea parametrului f_o, astfel încît:

$$f_o > \max\{\omega_1,\ d\omega_o\} = 82{,}1. \qquad (7.7)$$

TABELUL 7.4. PARAMETRUL OFLS-VARIANTA II.

f_o	87,5	105	122,5	140	157,5

Se adoptă

$$f_o = 122{,}5\ s^{-1}. \qquad (7.8)$$

In afara acestui observator s-au mai studiat încă patru cazuri, toate menţionate în tabelul 7.4. Au fost confirmate observaţiile de la pct. 5.5.4.2. privind comportarea sistemelor în raport cu $\tilde{Z}_\delta$ şi F_e. Principalele concluzii sînt prezentate în cadrul punctului următor.

7.1.5. Studiul comportării SLEM-B, SLEM-1L-varianta MBB şi SLEM-1L-varianta II de la pct. 7.1.2. ÷ 7.1.4.

Studiul celor trei variante de SLEM-1L la care se referă paragraful de faţă s-a efectuat prin simulare pe calculator numeric cu ajutorul programului SLEM1GL prezentat în anexa IX.

7.1.5.1. Comportarea în raport cu mărimea de conducere $\tilde{Z}_\delta$.

Studiul s-a efectuat prin analizarea proceselor tranzitorii determinate de variaţii ale mărimii de conducere în formă de treaptă şi variaţii de forma exponenţială exprimată de rel. (5.59) şi reprezentate în fig. 4.1. Comportarea sistemelor aparţinînd aceleiaşi variante nu a fost influenţată de parametrii OFLS. Din acest motiv în cele ce urmează nu se face distincţie între cazurile din tabelul 7.3. sau între cazurile din tabelul 7.4.

1° - In primul caz, cînd $\tilde{Z}_\delta$ variază în formă de treaptă, sînt semnificative procesele tranzitorii prezentate în fig. 7.5. Ele redau răspunsurile celor trei variante de SLEM-1L la o variaţie treaptă a mărimii de conducere cu amplitudinea $\tilde{Z}_\delta = \tilde{Z}_\delta^* = 22$ V. In acord cu rel. (5.12), (5.144), (5.158) şi (5.15) ea determină în final o variaţie a întrefierului:

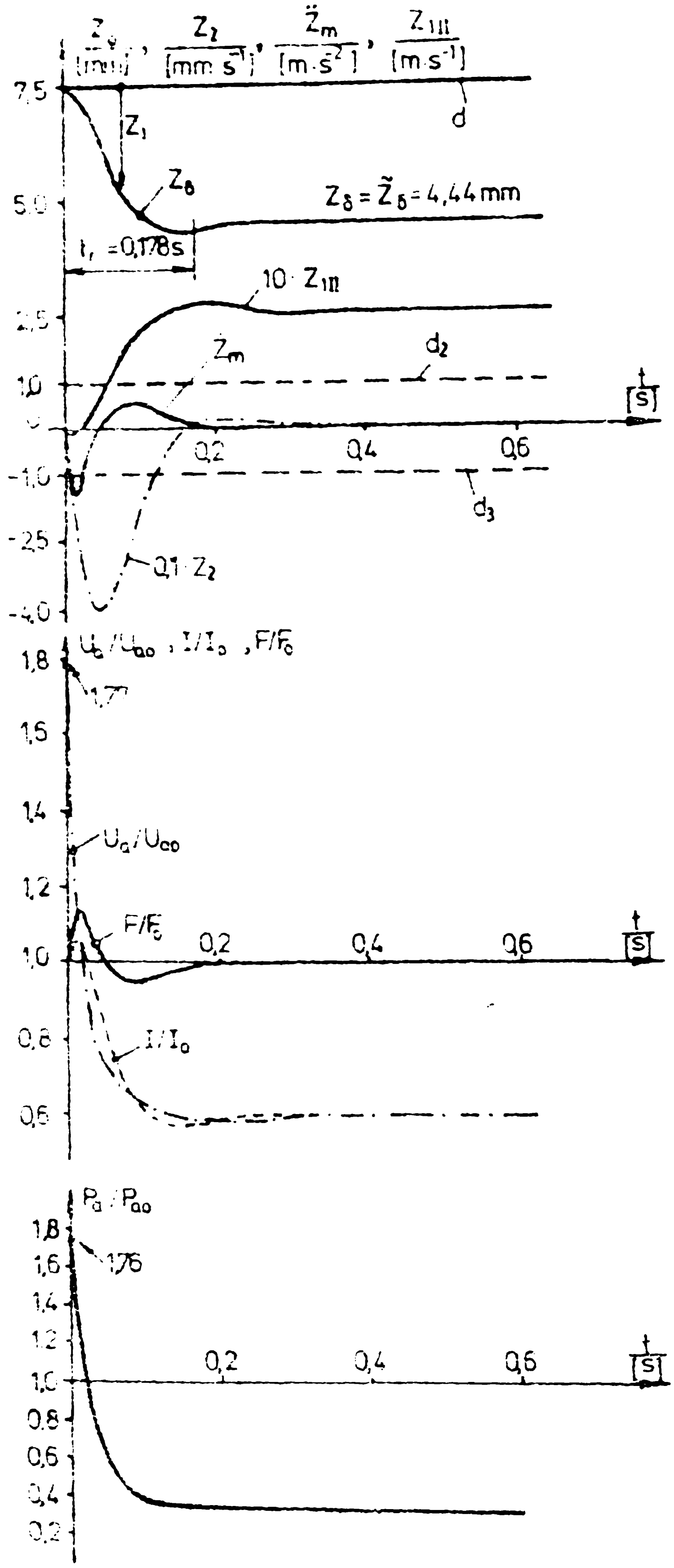


Fig. 7.5 Procese tranzitorii ale SLEM-B, SLEM-1L-varianta MBB şi SLEM-1L-varianta II determinate de o variaţie în treaptă $\tilde{Z}_\delta$ = 22 V a mărimii de conducere. Procesele $Z_1(t)$ şi $Z_2(t)$ sînt specifice SLEM-1L-varianta MBB, iar $Z_{1II}(t)$ SLEM-1L-varianta II. Celelalte caracteristici sînt comune celor trei variante.

$$\Delta Z_\delta = G_{\tilde{Z}_\delta Z_\delta}(0)\cdot\tilde{Z}_\delta = -\frac{\tilde{Z}^*_\delta}{K_p - K_{po}} =$$

$$= -3,056\cdot 10^{-3}\ \text{m},$$

de la $Z_\delta(0)$ = 7,5 mm la $Z_\delta(\infty)$ = 4,44 mm. Procesele tranzitorii s-au calculat cu un pas de calcul maxim de 0,5 msec. Curba întrefierului prezintă un suprareglaj de 2,4 % şi un timp de reglare de 0,178 s. (Aceste valori sînt puţin mai mici decît cele corespunzătoare punctului 9 din tabelul 7.2). Alura curbei acceleraţiei se explică ţinînd seamă de sensurile pozitive din fig. 2.1. şi de faptul că prin variaţia treaptă a lui $\tilde{Z}_\delta$ s-a prescris o reducere a întrefierului. Dreptele d_2 şi d_3 delimitează domeniul de acceleraţii admisibile $|\ddot{Z}_m| \leqslant 1$ m·s El este depăşit la începutul procesului tranzitoriu, valoarea maximă de -1,411 $m\cdot s^{-2}$ apărînd la t = 0,015 s. Aspectul căzător al curbelor valorilor raportate ale tensiunii de alimentare a electromagnetului U_a/U_{ao}, curentului de excitaţie I/I_o şi puterii de comandă $P/P_o = (U_a/U_{ao})\cdot(I/I_o)$ se expli că prin micşorarea întrefierulu La momentul t = 0 tensiunea şi ca urmare şi puterea de comandă, efectuează un salt datorită saltului mărimii de conducere (rel.(5.1)). Ca ur mare a caracterului inductiv a circuitului de excitaţie curentul reproduce variaţia crescătoare cu întîrziere şi într-o proporţie mult redusă.

Caracteristica forței are același aspect cu cea a accelerației (ele au sensuri pozitive diferite, fig. 2.1). U_0, I_0 și F_0 au valorile din rel. (7.1). Fig. 7.5. redă totodată și variația variabilelor de stare Z_1 și Z_2 ale OFIS (5.142) din fig. 5.15 și a variabilei de stare Z_1 a OFIS (5.155) din fig. 5.18. Ultima a fost notată în fig. 7.5. cu $Z_{1\ II}$. Din modul de reprezentare se observă că Z_1 redă chiar variația întrefierului, cu alte cuvinte în cazul SLEM-1L-varianta MBB

$$Z_1(t) \approx Z_\delta(t) \quad . \tag{7.9}$$

Avînd în vedere liniaritatea sistemelor studiate rezultă că pentru variații treaptă ale mărimii de conducere cu amplitudinea $\tilde{Z}_\delta \neq \tilde{Z}_\delta^*$, cu excepția caracteristicii puterii, se obțin caracteristici dinamice cu amplitudinile variațiilor proporționale cu variațiile mărimilor reprezentate în fig. 7.5. Din condiția de limitare superioară a accelerației $|\ddot{Z}_m|$ la valoarea de 1 $m \cdot s^{-2}$ și ca urmare a proprietății menționate și a valorii maxime din fig. 7.5., rezultă că valoarea limită a treptei $\tilde{Z}_\delta$ aplicabile SLEM-1L pentru care se mai asigură condițiile de confort este:

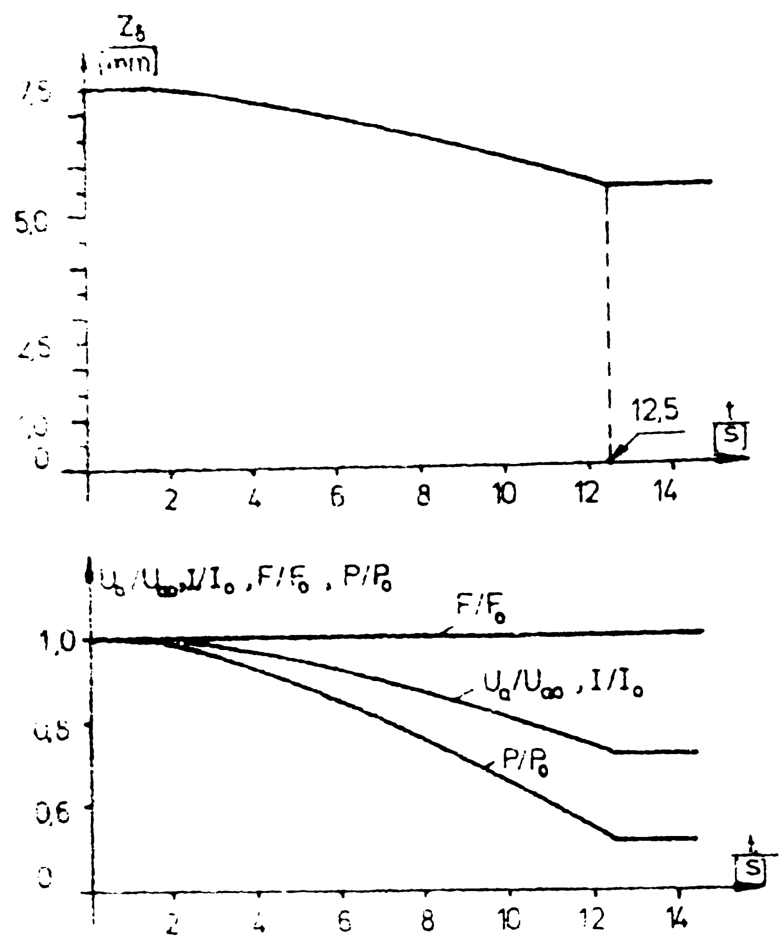
$$\tilde{Z}_{\delta\ max} = \tilde{Z}_\delta^*/\ddot{Z}_{m\ max}(\tilde{Z}_\delta^*) = \tilde{Z}_\delta^*/1{,}411 = 15{,}59\ V \ . \tag{7.10}$$

Ei îi corespunde o variație a întrefierului $\Delta Z_\delta = 2{,}165$ mm.

Din punctul de vedere al VPM rezultă că : (i) limitarea șocurilor din cabină în cursul manevrelor de ridicare-coborîre sau de modificare a întrefierului de levitare se poate face și prin variații ale întrefierului prescris în trepte de amplitudine limitată; (ii) amplitudinea maximă a treptelor este dependentă de punctul de funcționare staționară al SLEM-1L; (iii) amplitudinea maximă a treptelor poate fi determinată și ca urmare a liniarității SLEM-1L, pe baza analizării caracteristicii dinamice $\ddot{Z}_m(t)$ corespunzătoare oricărei trepte $\tilde{Z}_\delta^*$ cu ajutorul primei egalități din rel.(7.10), în care $\ddot{Z}_{m\ max}(\tilde{Z}_\delta^*)$ reprezintă valoarea absolută maximă a accelerației absolute $\ddot{Z}_m$ aferentă caracteristicii menționate.

2° - Privind comportarea SLEM-1L la variații exponențiale ale mărimii de conducere s-a constatat că acestea posedă calități bune de sistem de urmărire, întrefierul real urmărind întrefierul prescris cu erori practic neglijabile. Mărimile caracteristice prezintă variații continue, iar confortul de călătorie este asigurat fără aportul unei suspensii secundare. Astfel, fig. 7.6. redă răspunsurile celor trei variante de SLEM-1L în cazul cînd întrefierul prescris are expresia:

$$\tilde{Z}_\delta(t) = \begin{cases} \dfrac{1-2\ e^{-t/20}+e^{-t/10}}{1-2\ e^{-0{,}625}+e^{-1{,}25}} \cdot 2{,}0834\ \text{mm} & \text{pentru } t \leq 12{,}5\ \text{s} \\ 2{,}0834\ \text{mm} & \text{pentru } t > 12{,}5 \ . \end{cases} \tag{7.11}$$



Pe întreg parcursul regimului tranzitoriu diferența $\tilde{Z}_\delta - Z_\delta$ nu depășește 0,015 mm, iar accelerațiile nivelul de 0,0031 $m \cdot s^{-2}$. Variația tensiunii, curentului și puterii se fac fără salturi la începutul procesului tranzitoriu, forța de levitație electromagnetică rămînînd practic constantă.

Această comportare se păstrează practic pentru durate de ridicare sau coborîre de pînă la 1 s (rel.(7.11) corespunde unei durate de 12,5 s)

Fig. 7.6. Procese tranzitorii ale SLEM-B, SLEM-1L-varianta MBB și SLEM-1L-varianta II determinate de variația (7.11) a mărimii de conducere. Caracteristicile sînt comune tuturor variantelo

7.1.5.2. <u>Comportarea în raport cu forța exterioară.</u>

S-au studiat două categorii de situații corespunzătoare variației lui F_e de la 0 la 0,3 Mg : (i) în treaptă ideală și (ii) în treaptă reală pe un interval de timp t_1 (fig. 4.10). Comportarea celor trei categorii de sisteme a fost similară.

In fig. 7.7. s-au redat cele mai semnificative caracteristici pentru cazul t_1 = 1 sec. SLEM-1L studiate fiind necompensate, ele prezintă în raport cu F_e un caracter static. Variațiile în treaptă ideală, mai puțin plauzibile în realitate, se soldează cu șocuri de tensiune și de putere avînd amplitudinea proporțională cu amplitudinea treptei lui F_e. Variațiile în treaptă reală, mult mai apropiate de realitate, se soldează practic cu perturbații neînsemnate în accelerația $\ddot{Z}_m$, fără a periclita confortul de călătorie. In tensiunea și puterea de comandă a electromagneților nu apar vîrfuri. Vîrfurile de amplitudine redusă care apar în caracteristicile accelerației, tensiunii și puterii la începutul și la sfîrșitul intervalului de creștere a lui F_e se datorează variației discontinue a lui $\dot{F}_e$.

Avînd în vedere aceste aspecte rezultă că d.p.d.v. practic se impune în primul rînd compensarea efectului forței exterioare în regim staționar constant și de abia în al doilea rînd în regim dinamic.

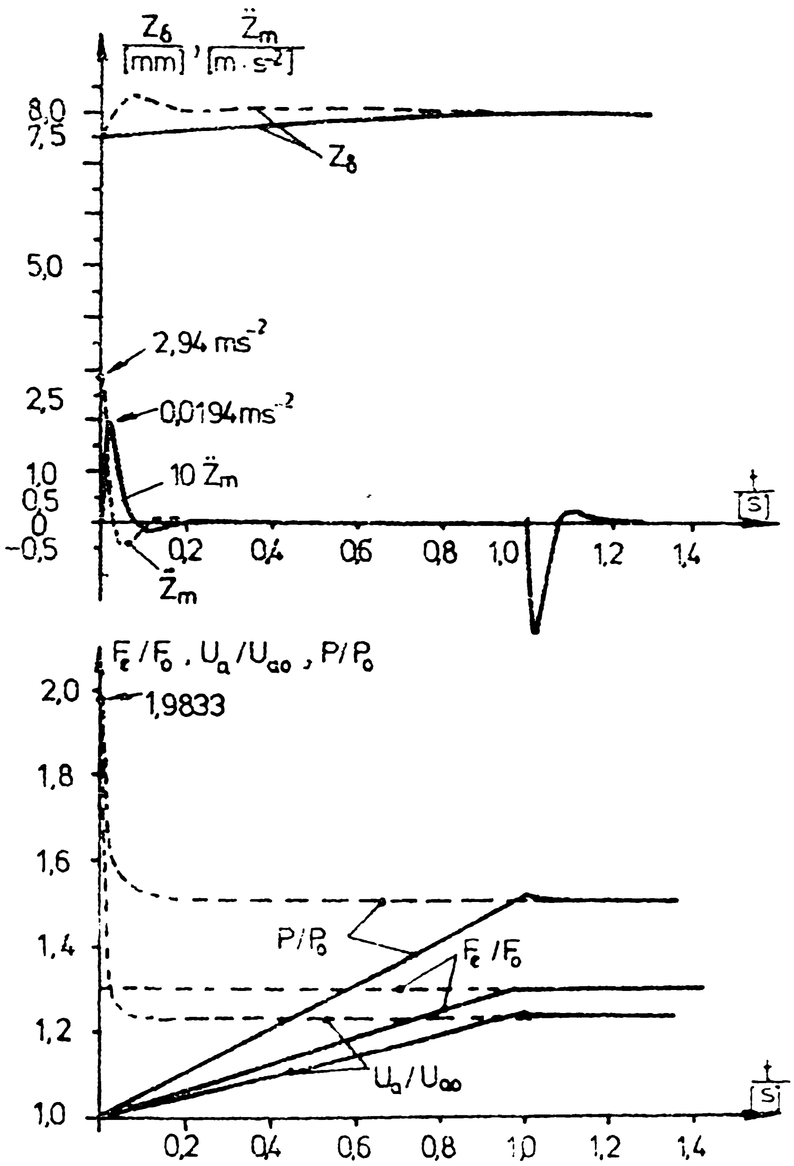


Fig.7.7. Procese tranzitorii ale SLEM-B, SLEM-1L-varianta MBB şi SLEM-1L-varianta II determinate de variaţia forţei exterioare F_e de la 0 la 0,3 Mg în: (i) treaptă ideală (- - - -); (ii) treaptă reală (————). Caracteristicile sînt comune tuturor variantelor. Durata de creştere a forţei în cazul treptei reale este de 1 s.

7.1.5.3. Comportarea în raport cu neregularităţile de categoria I-a ale căii de glisare.

S-au studiat două categorii de situaţii corespunzătoare parcurgerii unui arc de tranziţie de lungime dată cu viteză constantă dată, profilul arcului corespunzînd variaţiei lui Z_{su}: (i) după curba 1 din fig. 4.9.b, respectiv (ii) după curba 2 din fig. 4.9.b. Aspectele analizate au fost:

a) influenţa profilului arcului;

b) influenţa tipului de SLEM-1L;

c) influenţa razei de curbură minime (R_{min} din rel.(4.26)).

Rezultatele numerice prezentate în tabelul 7.5 se referă la parcurgerea unor trasee în pantă, cu lungimea de 1080 m, cu o viteză de 100 km·h^{-1} (durata de parcurgere fiind 38,88 s). Variaţiile ΔZ_δ,..., ΔP din tabel s-au calculat ca diferenţe dintre valorile extreme care au apărut pe parcursul regimurilor tranzitorii studiate şi valorile nominale corespunzătoare momentului iniţial.

TABELUL 7.5. DATE REFERITOARE LA COMPORTAREA SLEM-1L ÎN RAPORT CU Z_{su}.

Tipul sistemului	R_{min} [km]	$\ddot{Z}_{s\,max}$ [$m\cdot s^{-2}$]	ΔZ_s [m]	$\ddot{Z}_{m\,max}$ [$m\cdot s^{-2}$]	ΔZ_δ [mm]	ΔF [N]	ΔI [A]	ΔU [V]	ΔP [W]
SLEM-B	10	0,0771	29,2	0,0771	-0,08	-13,6	-0,24	-0,40	-12,5
SLEM-B	5	0,1543	58,3	0,1543	-0,24	-36,0	-0,79	-1,23	-32,0
SLEM-1L var.MBB	5	0,1543	58,3	0,1543	-0,04	-27,0	-0,22	-0,37	-12,5

Principalele concluzii referitoare la aspectele a), b) şi c) sînt respectiv următoarele:

a) La viteza considerată profilul arcului nu este important. Pentru razele de curbură considerate, între situaţiile (i) şi (ii) apar deosebiri numai pentru viteze $v \geqslant 250\ km\cdot h^{-1}$.

b) Variaţiile întrefierului, forţei, curentului, tensiunii şi puterii de comandă au, în ansamblu, valori reduse, comportarea SLEM-1L-varianta MBB şi -varianta II fiind mai favorabilă decît a SLEM-B.

c) Solicitarea SLEM-1L este cu atît mai uşoară cu cît raza de curbură R_{min} este de valoare mai mare.

În plus trebuie menţionat că în fiecare caz $\ddot{Z}_m$ a urmărit variaţia lui $\ddot{Z}_s$. Importanţa acestei observaţii este deosebită, ea confirmînd posibilitatea de control a confortului prin intermediul formei traseului parcurs.

7.1.3.4. Comportarea în raport cu neregularităţile de categoria a II-a ale căii de glisare.

În acest caz viteza v reprezintă un parametru foarte important, la o cale de glisare dată pulsaţia perturbaţiilor fiind dependentă de aceasta (v. pct. 4.2.2.1.4). Studiile întreprinse în literatură cu privire la regimul staţionar armonic au arătat că d.p.d.v. al confortului de călătorie este critic domeniul de frecvenţe (1 ÷ 6)Hz [16,17,18]. În acest context, în continuare se fac referiri doar cu privire la comportarea sistemelor studiate în cazul parcurgerii unei căi suspendate (fig. 4.7), cu parametrii $l_s = 15$ m şi $Z_{sp\,1\,max} = 5\cdot10^{-3}$m, cu o viteză $v = 100\ km\cdot h^{-1} = 27,7\ m\cdot s^{-1}$, rezultînd $f_s = 1,85$ Hz. Tabelul 7.6. sintetizează cîteva din rezultatele obţinute aferente: (i) regimului tranzitoriu corespunzător trecerii VPM dintr-o porţiune de cale de glisare netedă într-o porţiune cu ondulaţii (perturbaţii de tip $Z_{spl}(t)$); (ii) regimului staţionar (armonic) corespunzător parcurgerii căii cu ondulaţii. Tot la primul regim se referă şi fig. 7.8.

Principalele constatări sînt următoarele:

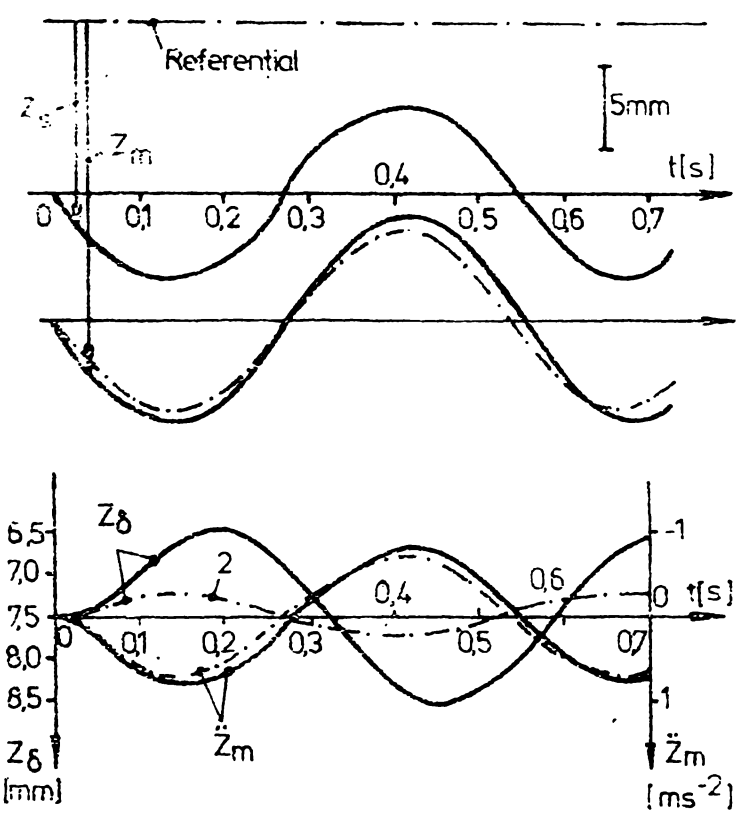


Fig. 7.8. Procese tranzitorii ale SLEM-B (———) şi ale SLEM-1L-varianta MBB (— • — • —) la intrarea dintr-o porţiune de cale de glisare netedă într-o porţiune ondulată (se interpretează conform fig. 2.1 şi fig. 4.7).

- In regim tranzitoriu comportarea SLEM-1L-varianta II este foarte apropiată de cea a SLEM-B, comportarea SLEM-1L-varianta MBB fiind însă superioară acestora prin faptul că domeniile de variaţie ale principalelor mărimi caracteristice sînt mai reduse.
- In regim staţionar armonic SLEM-1L-varianta MBB sînt superioare SLEM-B şi SLEM-1L-varianta II d.p.d.v. al confortului de călătorie însă inferioare d.p.d.v. funcţional, ca urmare a unor variaţii mult mai mari ale întrefierului în jurul valorii nominale.
- In toate cazurile confortul de călătorie este necorespunzător, nivelul lui $\ddot{Z}_{m\ max}$ depăşind valoarea limită $\sqrt{2}\ \ddot{Z}_{m\ ef}(f_s) = 0{,}334\ m\cdot s^{-2}$ rezultată din caracteristicile ISO-4 ore şi SMA (fig. 4.6), amplitudinea oscilaţiilor mişcării electromagneţilor fiind mai mare decît amplitudinea oscilaţiilor căii de glisare.

TABELUL 7.6. DATE REFERITOARE LA COMPORTAREA SLEM-1L IN RAPORT CU Z_{sp}

Tipul sistemului	Intervale de variaţie în regim tranzitoriu (i) (Amplitudinea oscilaţiilor în regim staţionar (ii))						
	$Z_\delta(\Delta Z_{\delta max})$ [mm]	$(Z_{m\ max})$ [mm]	$\ddot{Z}_m(\ddot{Z}_{m\ max})$ [$m\cdot s^{-2}$]	F [N]	I [A]	U_a [V]	P [W]
SLEM-B	6,49÷8,51 (1,015)	(5,2)	-0,79÷0,79 (0,794)	1588÷ 1867	13,7÷ 19,33	23,92÷ 33,24	328÷ 642
SLEM-1L-var. MBB cu OFLS din tab. 7.3	7,26÷7,74 (1,85)	(5,2)	-0,71÷0,72 (0,71)	1600÷ 1852	15,4÷ 17,62	26,5÷ 30,6	408÷ 540
SLEM-1L-var.II cu OFLS din tab.7.4.	6,18÷8,82 (1,3)	(6,12)	-0,83÷0,82 (0,82)	1582÷ 1873	13,0÷ 20,0	22,1÷ 34,4	298÷ 688

7.1.5.5. Comportarea în regimuri determinate de acțiunea simultană a perturbaţiilor.

Studiul s-a efectuat în condiţiile specificate în anexa IX pentru regimurile R9 ÷ R14, fiind analizate regimurile tranzitorii determinate de acţiunea simultană, cu diferite semne algebrice, a perturbaţiilor în raport cu care, la pct. 7.1.5.2 ÷ 7.1.5.4, s-a tratat în mod separat comportarea celor trei tipuri de SLEM-1L. Ca urmare a liniarităţii MM utilizate pentru aceste sisteme, variaţiile tuturor mărimilor rezultă, în principiu, prin superpoziţia variaţiilor de la punctele menţionate. Intrucît valorile extreme ale diferitelor mărimi nu pot fi determinate în mod concret pe cale analitică nici în acest caz, posibilitatea de analiză prin simulare a acestor regimuri este de o mare importanţă fiindcă oferă o cale sigură pe care pot fi determinate limitele de variaţie ale principalelor mărimi caracteristice ale SLEM-1L, respectiv domeniile limită în care trebuie să se asigure o funcţionare liniară a diferitelor părţi componente ale unei MELLE (fig. 1.4) într-un caz real. D.p.d.v. al subansamblului format de traductoare, blocul de reglare (compensator) şi sursa de alimentare a electromagnetului astfel de informaţii sînt de primă utilitate întrucît, ca urmare a valorilor mari ale amplificărilor de pe canalele compensatorului $\underline{K}$, se cere o repartizare potrivită a acestora pe elementele componente ale subansamblului. Rezultatele obţinute în acest context în cazul simulărilor efectuate sînt consemnate în tabelul 7.7.

TABELUL 7.7. DOMENII LIMITA PENTRU FUNCTIONAREA LINIARA IN REGIMURI TRANZITORII A SLEM-1L IN CAZUL ACTIUNII SEPARATE SAU SIMULTANE A PERTURBATIILOR F_e, Z_{spl}, Z_{su}.

Tipul sistemului	Mărimi caracteristice			
	Z_δ [mm] (100%=7,5mm)	$\ddot{Z}_{m\,max}$ [m·s^{-2}]	I [A] (100%=16,51A)	U_a [V] (100% = 28,56 V)
SLEM-B	5,6 ÷ 9,1 (74,6÷121)%	-3 ÷ 3 -	9,9 ÷ 23,1 (59,9÷139,9)%	0,47 ÷ 56,94 (1,6÷199,3)%
SLEM-1L var. MBB cu OFLS din tab.7.3.	6,5 ÷ 8,4 (86,6÷112)%	-3 ÷ 3 -	11,3 ÷ 21,5 (68,4÷130,2)%	0,47 ÷ 56,94 (1,6÷199,3)%
SLEM-1L var. II cu OFLS din tab.7.4.	5,55÷9,65 (74÷128,6)%	-3 ÷ 3 -	9,2 ÷ 23,8 (55,7÷144,1)%	0,47÷ 56,94 (1,6÷199,3)%

Se apreciază că valorile procentuale din tabel sînt de valabilitate generală. In primul rînd se remarcă necesitatea aceloraşi domenii de variaţie liniară pentru acceleraţie, tensiunea de alimentare, respectiv putere (ultima nu figurează în tabel). Domeniile de variaţie liniară pentru întrefier şi curent sînt aparent diferite, întrucît tabelul se referă la regimuri tranzitorii. Corelînd însă aceste rezultate cu cele de la pct. 7.1.5.2 şi pct. 7.1.5.4 referitoare la regimurile staţionare rezultă în final tot domenii comune de variaţie şi anume (0,7 ÷ 1,3)·Z_{δ_0} pentru întrefier şi (0,5 ÷ 1,5) I_0 pentru curentul de excitaţie.

7.2. Studiul experimental al SLEM-1L-varianta II aferent unei MELLE.

Studiul s-a efectuat pe ştandul din fig. 1.1 [202/1979, 206], redat în mod schematic în fig. 7.9 împreună cu blocul de comandă şi reglare al MELLE.

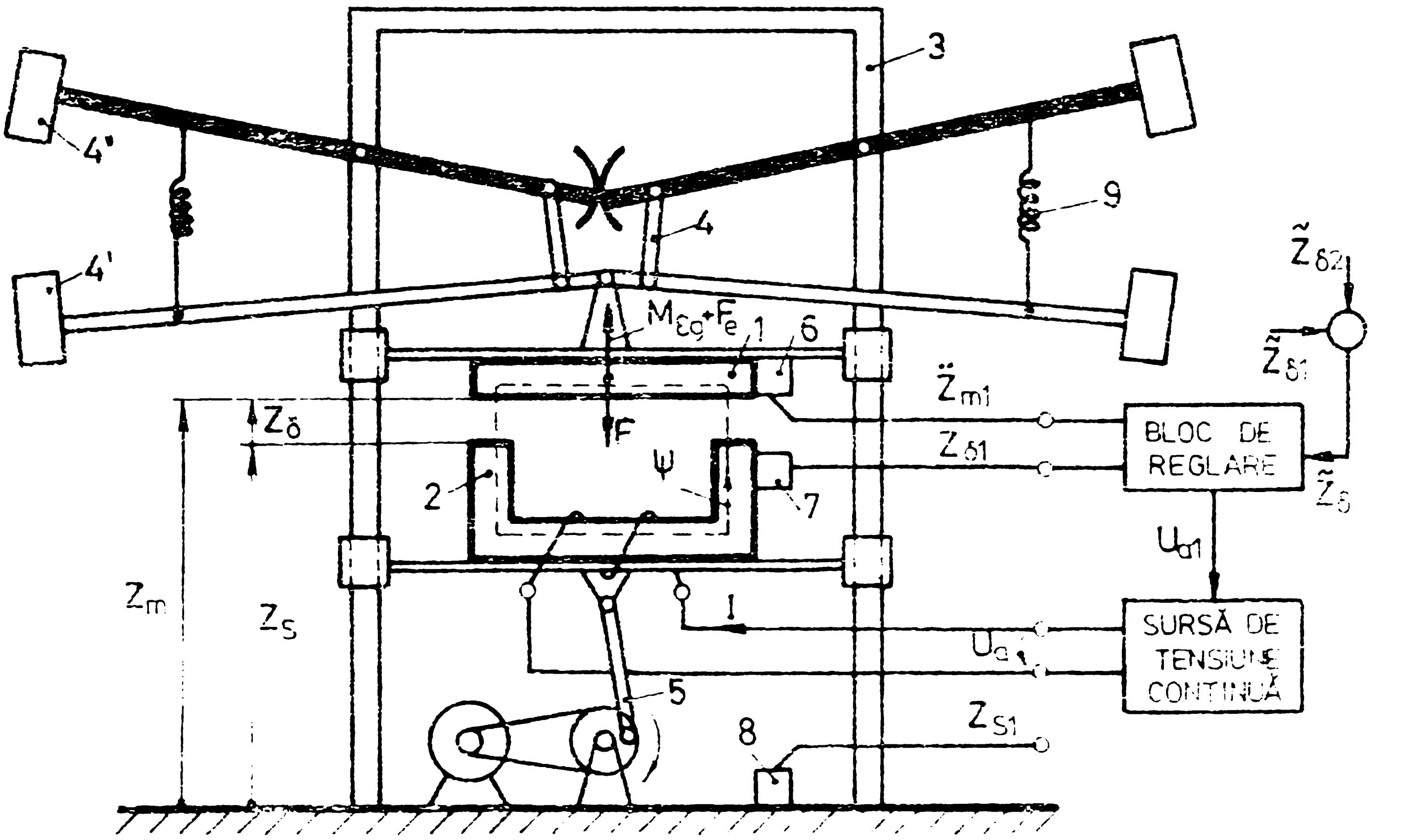


Fig. 7.9. Reprezentarea schematică a standului pentru studiul experimental al MELLE: 1 - placă feromagnetică (şină); 2 - electromagnet de c.c.; 3 - ramă de susţinere, ghidare şi limitare; 4 - mecanism de modificare a sarcinii F_e şi a masei M_ε a SES-1L (= 1 + 2) prin intermediul greutăţilor 4' şi 4"; 5 - mecanism cu excentric utilizat pentru generarea perturbaţiilor de tip Z_{spl}; 6 - traductor primar de acceleraţie; 7,8 - traductoare primare de întrefier pentru măsurarea lui Z_δ, respectiv Z_s; 9 - element de amortizare al mecanismului 4.

Faţă de SES-1L din fig. 2.1., SES-1L de pe stand se deosebeşte prin faptul că electromagnetul este partea fixă, iar şina partea mobilă. Ca urmare, în raport cu planul de referinţă (suprafaţa soclului pe care este fixată rama) electromagnetul are cota Z_s iar şina cota Z_m, traductorul de acceleraţie fiind solidar cu şina.

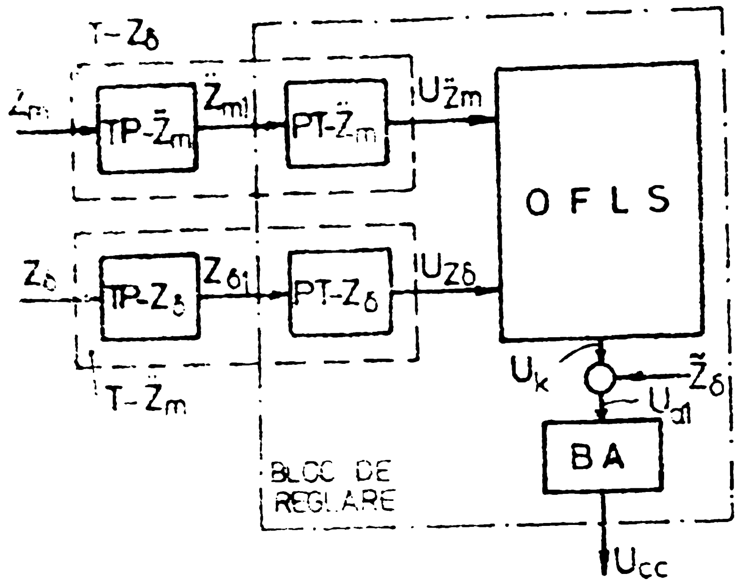


Fig. 7.10. Structurile blocului de reglare și traductoarelor de măsură ale standului din fig. 7.9 (T-... traductor; TP-...traductor primar; PT-...punte tensometrică de tip N 2302; OFLS - observator de funcțională liniară de stare; BA - bloc de adaptare).

Blocul de reglare are structura din fig. 7.10. El conține în afara OFLS punțile tensometrice aferente traductoarelor $T\text{-}Z_\delta$ și $T\text{-}\tilde{Z}_m$ și un bloc de adaptare BA (al OFLS la sursa de tensiune continu (chopper)). Fiecare traducto este alcătuit din două p... un traductor primar (TP-...) atașat SES-1L și o punte tensometrică (PT-...) aparținînd blocului de reglare.

Standul permite studiul comportării MELLE, respectiv al SLEM-1L în raport cu toate mărimile de intrare:

(i) Mărimea de conducere $\tilde{Z}$ se aplică sub formă de tensiune la ieșirea OFLS. Ea are două componente: $\acute{Z}_{\delta 1}$ care asigură punctul de funcționare staționară Λ_0 și $\tilde{Z}_{\delta 2}$ prin care se perturbă starea de echilibru determinînd variații ale punctului de funcționare curent Λ în vecinătatea lui Λ_0. Semnalul $\tilde{Z}_{\delta 2}$ poate fi determinist sau aleator, obținîndu-se de la un generator de semnale adecvat.

(ii) Modificarea forței exterioare F_e se asigură cu aproximație prin modificarea masei de încărcare 4", iar modificarea masei levitate echivalente M_ε se asigură prin modificarea masei de încărcare 4'. Trebuie precizat însă că mecanismul 4 nu asigură M_ε = const.

(iii) Standul permite studierea efectului perturbațiilor introduse de neregularitățile de categoria a II-a ale căii de glisare ($Z_s = Z_{spl}$) prin intermediul mecanismului cu excentric 5, acționat de un motor de c.c. Modificarea frecvenței f_s a perturbațiilor ($f_s = v/\ell_s$) (v. rel.(4.23')) se obține prin modificarea turației motorului de c.c., iar modificarea amplitudinii $Z_{spl\ max}$ prin modificarea gradului de excentricitate. Modificarea lui Z_s se măsoară cu traductorul 8 (furnizează semnalul Z_{sl}).

Incercările s-au efectuat cu un SES-1L avînd dimensiunile geometrice din fig. 7.1 și

$$Z_{\delta 0} = 10\cdot 10^{-3}\mathrm{m}\ ;\ M_0 = 200\ \mathrm{kg};\ R = 1{,}532\ \Omega . \qquad (7.12)$$

In condițiile unei încărcări statice exterioare suplimentare nule F_{eo} = 0 N, levitarea electromagneților s-a asigurat cu un curent nominal I_o = 26 A, respectiv cu o tensiune nominală U_{ao} = 39,8 V. In funcţie de aceste date, pe baza cazului T-5 de la pct. 3.1.2, pentru parametrii primari ai SES-1L au rezultat valorile:

$$K_I = 8{,}21\cdot 10^{-2}\ Wb\cdot A^{-1};\quad K_\delta = 153{,}56\ Wb\cdot m^{-1};$$
$$C_I = 153{,}56\ N\cdot A^{-1};\qquad C_\delta = 3{,}92\cdot 10^5\ N\cdot m^{-1}. \qquad (7.13\text{-}1)$$

constanta de timp a electromagnetului fiind

$$T = 0{,}053\ s. \qquad (7.13\text{-}2)$$

Parametrii derivaţi ai SES-1L au valorile:

$$b = -9{,}35\ m\cdot V^{-1}s^{-3};$$
$$K_{po} = 3954{,}35\ V\cdot m^{-1};\ K_{vo} = 56{,}94\ V.m^{-1}\cdot s;\ K_{ao} = 2{,}01\ V\cdot m^{-1}\cdot s^2.$$

Parametrii compensatorului de stabilizare determinaţi conform variantei P-2 de la pct. 5.4.3, în condiţiile restricţiilor limitative $K_{p\ max}$ = 60.000 $V\cdot m^{-1}$, $K_{v\ max}$ = 1250 $V\cdot m^{-1}\cdot s$, $K_{a\ max}$ = 10 $V\cdot m^{-1}\cdot s^2$ sînt [27]:

$$K_p = 7126{,}97\ V\cdot m^{-1};\quad K_v = 271{,}39\ V\cdot m^{-1}\cdot s;\quad K_a = 6\ V\cdot m^{-1}\cdot s^2, \qquad (7.14)$$

iar parametrii f.d.t. (5.15):

$$(K_p-K_{po})^{-1} = 0{,}3151\cdot 10^{-3} m\cdot V^{-1};$$
$$\omega_o = 25{,}67\ s^{-1};\quad \omega_1 = 45\ s^{-1};\quad d = 0{,}582\ . \qquad (7.15)$$

Analizînd punctul $\{Z_{\delta o}, \omega_o\}$ prin prisma fig. 5.10.a rezultă că în raport cu caracteristicile (5.109) şi (5.110) acesta ocupă poziţia B, SLEM-1L proiectat avînd d.p.d.v. energetic o comportare bună la funcţionarea la întrefier constant.

In continuare se fac referiri numai cu privire la experimentarea unui SLEM-1L-varianta II. Avînd în vedere parametrii (7.15) şi condiţia (5.150), pentru OFLS s-a adoptat polul

$$f_o = 50\ s^{-1}, \qquad (7.16)$$

astfel încît ec.(5.155) ale OFLS obţin aspectul:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= -50\cdot Z_1 - 2500\cdot Z_\delta + \ddot{Z}_m \\ U_a &= 20696{,}5\cdot Z_\delta + 271{,}39\cdot Z_1 + 6\cdot\ddot{Z}_m + \tilde{Z}_\delta\ . \end{aligned} \qquad (7.17)$$

Coeficienţii de transfer ai traductoarelor şi chopperului au fost:

$$K_{T-Z_\delta} = 250\ V\cdot m^{-1};\quad K_{T-\ddot{Z}_m} = 0{,}045\ V\cdot m^{-1}s^2;\quad K_C = 12{,}5\ V/V. \qquad (7.18)$$

In acest caz, făcînd abstracţie de blocul de adaptare (K_{BA} = 1 V/V), pentru OFLS din fig. 7.10 rezultă ecuaţiile (v. şi rel.(4.1)):

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= -50\cdot Z_1 - 10\cdot U_{Z_\delta} + 22{,}22\cdot U_{\ddot{Z}_m} \\ U_c &= 6{,}62\cdot U_{Z_\delta} + 21{,}71\cdot Z_1 + 10{,}66\cdot U_{\ddot{Z}_m} + \tilde{K}\ U_{\tilde{Z}_\delta}\ , \end{aligned} \qquad (7.17')$$

pentru a cărui modelare fizică a fost folosită schema electronică, cu patru amplificatoare operaţionale ①, ... , ④, din fig.7.11 [50].

In fig.7.12 este reprezentat un set de caracteristici dinamice temporale obţinute prin experimentări pe stand [15]. Acestea redau variaţiil

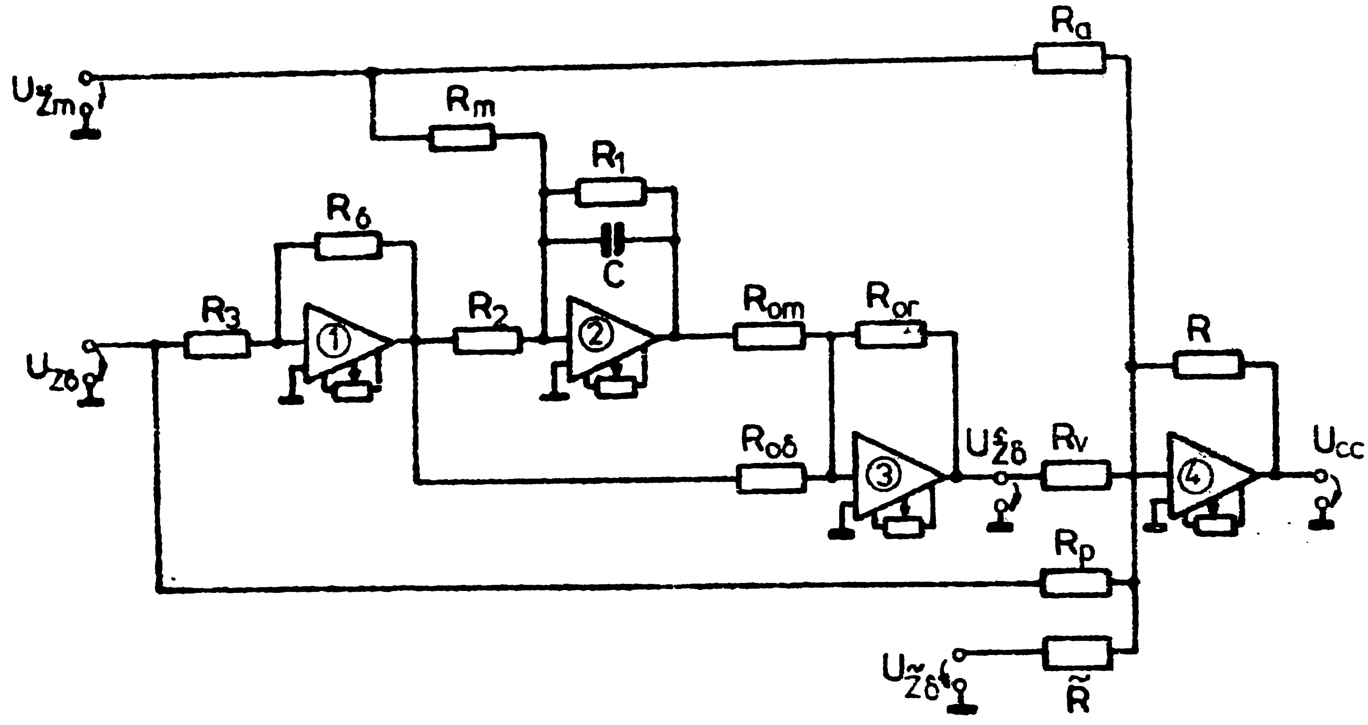


Fig.7.11. Schema electronică de principiu utilizată pentru modelarea fizică a OFLS (7.17').

întrefierului, accelerației, estimatei vitezei de variație a întrefierului și tensiunii de comandă a chopperului, cauzate de variațiile semnalului de conducere $\tilde{Z}_{\delta 2}$ sub forma unei succesiuni de impulsuri aproximativ dreptunghiulare și de polarități diferite (fiecare impuls fiind asimilabil cu un semnal treaptă). Se observă că la nivelul întrefierului Z_δ variațiile în treaptă ale lui $\tilde{Z}_{\delta 2}$ se soldează cu variații în treaptă fără suprareglaje. Variațiile de polaritate ale lui $\tilde{Z}_{\delta 2}$ crează însă în semnalele $\ddot{Z}_m$ și $\dot{Z}_\delta$ impulsuri de amplitudine mai mare, cu o durată de ≈ 45 msec, ca urmare a mișcării șinei în sus și în jos. Datorită diverselor perturbații (cauzate de choppare, vibrații, zgomote radio sau de zgomotele provenite de la punțile tensometrice) SLEM-1L se află într-un permanent echilibru dinamic, mărimile de stare executînd mici oscilații. Avînd în vedere amplificările mari ale canalelor compensatorului K, efectul perturbațiilor depinde în mare măsură de punctele în care acestea atacă canalele de reacție și blocul de reglare. Diminuarea efectului lor se obține prin ecranarea acestora și prin filtrarea diverselor mărimi de reacție și a unora dintre mărimile intermediare din compensator.

Aspectul general al caracteristicilor dinamice temporale s-a păstrat pentru comenzi care au determinat variații de întrefier de pînă la 2 mm; peste această valoare nu s-au efectuat încercări ca urmare a capacității limitate de suprasolicitare termică a electromagnetului.

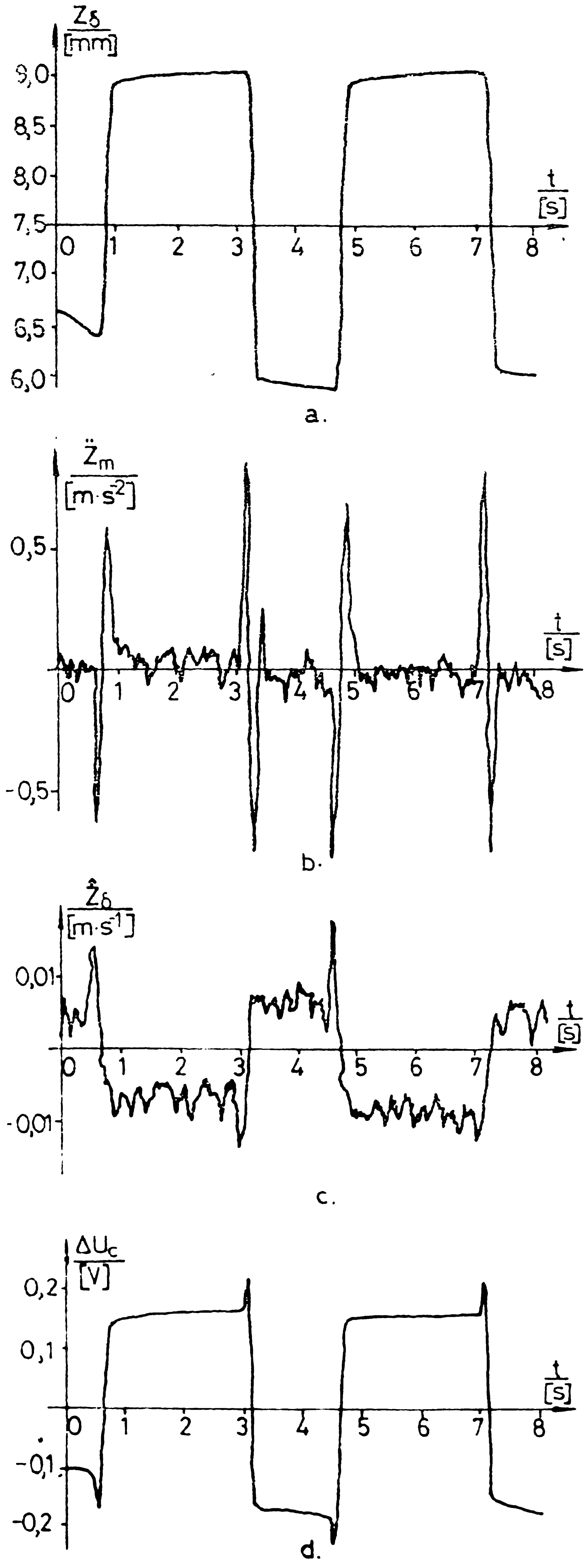


Fig.7.12. Caracteristici dinamice temporale ale SLEM-1L studiat:

a - variaţia întrefierului,
b - acceleraţia absolută,
c - estimata vitezei de variaţie a întrefierului,
d - variaţia tensiunii de comandă a chopperului.

In fig. 7.13 şi 7.14 sînt prezentate caracteristici dinamice în domeniul frecvenţă (caracteristici amplitudine-frecvenţă) obţinute prin experimentări pe stand [202/1979]. Ca urmare a condiţiilor în care s-au efectuat încercările a fost necesară modificarea punctului de funcţionare staţionară Λ_0 corespunzător unui întrefier nominal $Z_{\delta o}$ = 4,5 mm. Caracteristicile din fig. 7.13 şi caracteristica 1 din fig. 7.14 s-au determinat, ca urmare a acestei modificări, pentru K_p = 2688,18 $V \cdot m^{-1}$, K_v = 99 $V \cdot m^{-1} \cdot s$, K_a = 0,56 $V \cdot m^{-1} \cdot s^2$.

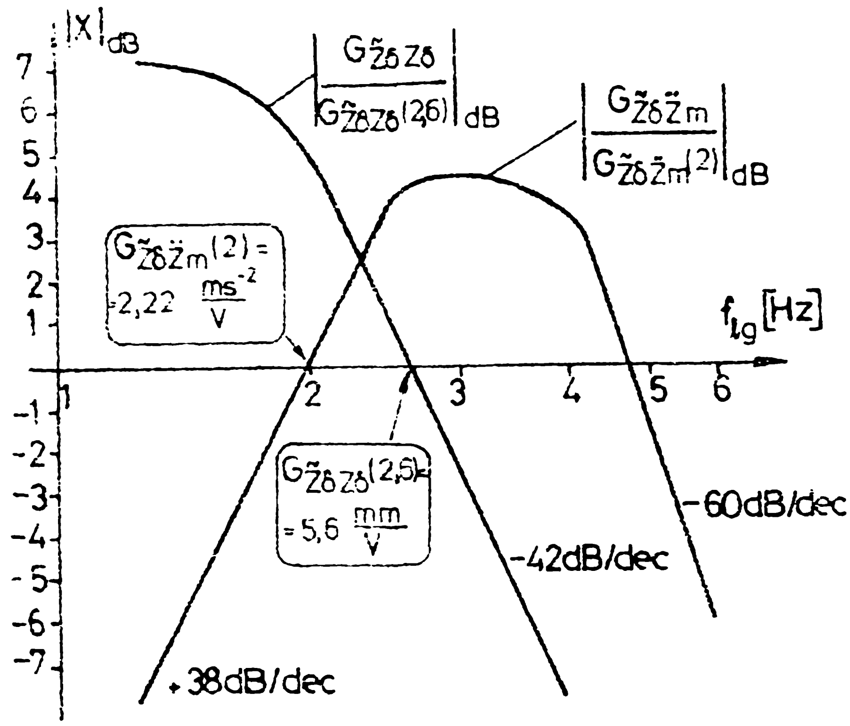


Fig. 7.13. Caracteristici de frecvenţă în raport cu mărimea de conducere (obţinute experimental).

Aspectul caracteristicilor obţinute experimental corespunde celor calculate. Spre exemplu caracteristicile din fig. 7.14 sînt asemănătoare celor din fig. 5.17

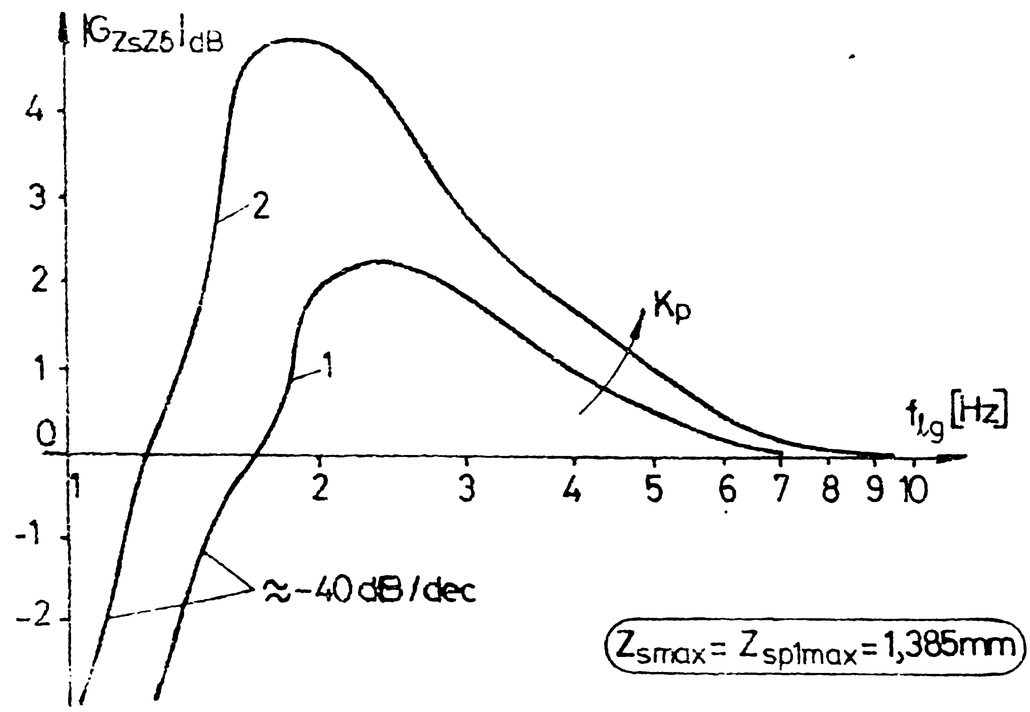


Fig. 7.14. Caracteristici de frecvenţă în raport cu mărimea perturbatoare $Z_s = Z_{spl}$ (obţinute experimental).

Toate caracteristicile corespund atît d.p.d.v. calitativ cît şi d.p.d.v. cantitativ cu alte caracteristici cunoscute din literatură [192,63,64]. Se confirmă aşadar valabilitatea studiului întreprins. Domeniul frecvenţelor de lucru ale sistemului studiat a fost limitat superior de valoarea f_{max} = 6 Hz.

CAPITOLUL 8

CONCLUZII

Constrirea VPM constituie un domeniu tehnic cu ample implicaţii ştiinţifice, intens abordat în ultimul deceniu. O categorie importantă de VPM o reprezintă vehiculele bazate pe utilizarea MELLE, numite şi „vehicule cu levitaţie electromagnetică" sau „vehicule cu sustentaţie electromagnetică", care sînt în fond sisteme de MELLE. Principial o MELLE constituie un sistem automat de reglare care asigură conducerea în circuit închis a unui electromagnet de c.c. comandat în tensiune sau în curent. Privită din punctul de vedere al problemei de control automat MELLE este numită în teză „sistem cu levitaţie electromagnetică" (SLEM).

Teza este o amplă sinteză a problemelor de calcul ce intervin în general în modelarea, analizarea, proiectarea şi simularea SLEM şi în special a categoriei de SLEM-1L cu reacţie după întrefier şi acceleraţie absolută, respectiv a SLEM-ML reductibile la primele. După cunoştinţa autorului abordarea problemei într-o astfel de manieră reprezintă prima încercare sistematică de acest fel din ţară, iar prin aria şi numărul problemelor tratate este una dintre cele mai cuprinzătoare şi documentate lucrări pe plan mondial. Văzută sub acest unghi, teza se înscrie în primul rînd, în ansamblu, ca o contribuţie originală la:

(i) dezvoltarea şi sistematizarea aspectelor referitoare la sistemele electromagnet-şină, care reprezintă procesul condus din cadrul SLEM şi

(ii) dezvoltarea şi aprofundarea problemelor de analiză, proiectare şi simulare ale categoriei de SLEM-1L şi SLEM-ML cu reacţie după întrefier şi acceleraţie absolută,

iar în al doilea rînd aduce contribuţii de ansamblu sau de detaliu atît în aceste două domenii cît şi în domeniul:

(iii) teoriei sistemelor de reglare liniare constante.

Principalele contribuţii originale pe care lucrarea le aduce, în ideea menţionată, în aceste domenii sînt următoarele:

(i)

1. Dezvoltarea conceptelor de:
   - maşină electrică liniară cu levitaţie electromagnetică (MELLE),
   - sistem electromagnet-şină cu un grad de libertate (SES-1L), - cu mai multe grade de libertate (SES-ML), - cu suspensie elastică cu un grad de libertate (SESSE-1L).

2. Sistematizarea aspectelor referitoare la modelarea şi analiza SES-1L şi SES-5L prin:

2.1. Prezentarea sistematică şi analizarea critică a MM liniare şi neliniare ale SES-1L existente în literatură.

2.2. Dezvoltarea MM teoretice de ordin redus ale SES-1L şi definirea sistemului electromagnet-şină de bază (SES-B).

2.3. Analizarea dependenţei parametrilor primari ai SES-1L şi a coeficienţilor MM-ISI de ordin redus al aceluiaşi sistem în raport cu punctul nominal de funcţionare cu formularea concluziilor că:

- variaţiile parametrilor primari sînt reduse;
- variaţiile coeficienţilor în raport cu masa şi întrefierul SES-1L şi cu rezistenţa bobinei de excitaţie sînt cu aproximaţie liniare.

2.4. Stabilirea unui nou MM teoretic, liniar, pentru SES-5L alcătuit din subsisteme autonome, corespunzătoare fiecărui grad de libertate, avînd structura SES-B.

3. Dezvoltarea unor noi MM liniare pentru SES-1L şi anume:

3.1. Un MM de ordinul 5 obţinut prin liniarizarea unui MM neliniar rezultat pe baza aplicării unui principiu de modelare cunoscut din literatură.

3.2. Un MM obţinut prin modificarea structurii schemelor bloc aferente MM de ordin redus, prin înlocuirea unor blocuri neinerţiale cu blocuri inerţiale.

4. Sistematizarea pentru prima oară în literatură, a problemei estimării parametrilor primari ai SES-1L prin:

4.1. Distingerea utilizării sau aplicabilităţii unor procedee de:

- estimare teoretică (analitică),
- estimare experimentală: - în circuit deschis
  - în circuit închis prin: - procedee de măsurare directă
    - procedee de măsurare adaptivă.

4.2. Stabilirea a două noi relaţii de calcul a inductivităţii SES-1L în ipoteze mai apropiate de realitate decît ipotezele care stau la baza expresiilor inductivităţii utilizate în cadrul procedeelor de estimare teoretică cunoscute în literatură (pct.3.1 - cazurile T-4 şi T-5).

4.3. Analizarea critică a procedeelor de estimare experimentală în circuit deschis utilizate pînă în prezent şi sublinierea deficienţelor acestora.

4.4. Propunerea estimării experimentale în circuit închis a parametrilor primari ai SES-1L, prin estimarea parametrilor SLEM-1L folosind procedee deterministe bazate pe perturbarea stării de echilibru a sistemului închis prin intermediul mărimii de conducere şi pe măsurarea variaţiei întrefierului. SLEM-1L avînd un compensator dat, calculat pe baza estimării teoretice a parametrilor SES-1L, estimarea acestor parametrii în modul precizat se apreciază a fi cea mai corectă.

4.5. Propunerea a două noi scheme de identificare adaptivă, în circuit închis, a parametrilor SES-1L bazate, la fel ca şi un alt caz prezentat în literatură, pe extrapolarea procedeului de identificare adaptivă propus de autor (v. pct. 18) şi pentru identificarea sistemelor avînd o parte din variabilele de stare măsurabile direct, iar altă parte măsurabile indirect prin intermediul unor observatori de stare avînd doar structura dependentă de sistemul identificat.

(ii)

5. Sistematizarea, pentru prima oară în literatură, a problemei performanţelor impuse SLEM, prin distingerea următoarelor aspecte:

5.1. Aspecte calitative:

- argumentarea dependenţei structurii şi performanţelor SLEM-1L în raport cu parametrii nominali ai sistemului, printre care: încărcătura statică, rezistenţa bobinajului de excitaţie, coeficienţii compensatorului de stabilizare şi coeficientul de transfer al sursei de alimentare a electromagnetului;
- definirea ieşirilor de apreciere ale SLEM-1L utilizate în cadrul VPM sau al maselor vibratoare şi stabilirea modurilor de variaţie ale mărimilor de intrare care trebuie luate în consideraţie;
- precizarea manierei de tratare a neregularităţilor căii de glisare şi anume ca mărimi de intrare în care sînt prezente atît semnale deterministe cît şi semnale aleatoare, respectiv ca mărime cu o componentă cu caracter de mărime de conducere şi cu două componente cu caracter de mărimi perturbatoare.

5.2. Aspecte cantitative:

- analizarea critică şi sintetizarea elementelor referitoare la modurile de descriere matematică a semnalelor de intrare ale SES-1L, respectiv SLEM-1L şi la criteriile de apreciere a calităţii SLEM-1L în raport cu aceste semnale;
- analizarea critică şi sintetizarea rezultatelor referitoare la MM asociate dezvoltate pentru mărimile de intrare în raport cu care se pune problema realizării SLEM-1L ca sisteme cu adaptare la o anumită clasă de semnale de intrare, precum şi propunerea unor noi MM în acest scop;
- analizarea critică şi sintetizarea aspectelor, odată cu propunerea unor noi procedee, referitoare la modul de verificare a adoptării corecte a valorii nominale a întrefierului, la aprecierea şi verificarea confortului de călătorie atît în condiţiile acţiunii

separate a componentelor neregularităţilor căii de glisare, cît şi în condiţiile acţiunii concomitente a acestor componente;

- adaptarea unor caracteristici ISO pentru aprecierea confortului de călătorie la VPM şi propunerea în acelaşi scop, pentru situaţiile cele mai restrictive, a unor caracteristici de solicitare minim admisibilă;
- efectuarea unei sinteze asupra metodelor şi posibilităţilor de determinare a puterii necesare pentru comanda SES-1L în cadrul SLEM-1L
- justificarea unor afirmaţii şi rezultate ce figurează în literatură, fără a fi demonstrate, cu privire la unele din aspectele de mai sus, printre care: dezvoltarea MM de ordinul IV asociat componentei utile a neregularităţilor căii de glisare şi justificarea relaţiei de verificare a întrefierului nominal în cazul acţiunii singulare asupra SLEM-1L a perturbaţiilor de tip aleator, introduse de calea de glisare.

6. Analizarea SLEM-B format prin stabilizarea SES-1L cu un compensator după stare (mărimile de stare fiind întrefierul Z_δ, viteza de variaţie a acestuia $\dot{Z}_\delta$ şi acceleraţia absolută $\ddot{Z}_m$) prin:

6.1. Stabilirea performanţelor dinamice ale sistemului în raport cu mărimea de conducere, forţa exterioară şi poziţia şinei, în vederea optimizării comportării sistemului la variaţii tip ale acestora.

6.2. Argumentarea necesităţii analizei sensibilităţii SLEM-1L şi stabilirea în acest scop a modelelor de sensibilitate în raport cu patru parametrii nominali ai SES-1L, -cu permeabilitatea magnetică a acestui sistem şi -cu parametrii compensatorului; stabilirea expresiilor f.d.t. necesare pentru analizarea sensibilităţii în raport cu aceeaşi parametrii prin metoda locului rădăcinilor.

6.3. Stabilirea performanţelor de regim staţionar constant în raport cu masa electromagnetului, componenta statică a forţei exterioare ce acţionează asupra sistemului şi rezistenţa bobinei de excitaţie; propunerea unor scheme de reglare pentru optimizarea comportării staţionare a sistemului.

7. Elaborarea unei metode sistematice de proiectare a compensatorului (de stabilizare) după stare al SLEM-B ca soluţie a unei probleme liniar pătratice de stabilizare optimală cu restricţii de limitare superioară a valorilor parametrilor compensatorului şi cu restricţii impuse de optimizarea (funcţională) în raport cu toate mărimile de intrare şi de optimizarea (energetică) în raport cu perturbaţiile introduse de neregularităţile căii de glisare.

8. Construirea a doi observatori de stare de ordin redus utilizabili pentru implementarea legii de comandă a SLEM-B în cazul cînd sînt măsurabile doar întrefierul şi acceleraţia absolută, observatorii

bucurîndu-se de proprietatea de a avea parametrii independenţi de parametrii SES-1L pe care îl stabilizează. Astfel:

8.1. Se stabilesc relaţiile de proiectare ale unei clase de observatori de funcţională liniară (OFLS) de ordinul II care oferă proiectantului cinci grade de libertate, clasă care conţine ca un caz particular subclasa de OFLS cu două grade de libertate căreia îi aparţine observatorul utilizat pentru stabilizarea aceluiaşi sistem de către firma MBB, numit în lucrare „OFLS-varianta MBB".

8.2. Se stabilesc relaţiile de proiectare ale unui OFLS de ordinul I, cu un singur grad de libertate, numit în lucrare „OFLS-varianta II", SLEM-1L rezultat prin implementarea lui asigurînd practic performanţe similare cu SLEM-1L cu OFLS-varianta MBB. În felul acesta se propune pentru prima dată în literatură stabilizarea SES-1L cu un compensator de ordinul I care d.p.d.v. al implementării reprezintă cea mai simplă soluţie posibilă.

9. Prezentarea principiului de construcţie a unor noi algoritmi de reglare a SES-1L în cadrul unor SLEM-1L destinate VPM, implementabili în principal în variantă numerică, regulatoarele rezultate în principiu prin construcţia în cascadă a unor blocuri de compensare peste SLEM-1L stabilizate, avînd o structură mai simplă. Folosind principiul menţionat, în lucrare se construiesc următoarele regulatoare în două etaje:

9.1. Un regulator pentru stabilizarea SES-1L cu OFLS-varianta MBB şi compensarea efectului forţei exterioare;

9.2. Un regulator pentru stabilizarea SES-1L cu OFLS-varianta II şi compensarea efectului forţei exterioare;

9.3. Un regulator pentru stabilizarea SES-1L cu OFLS-varianta II şi compensarea efectului datorat modificării profilului căii de glisare;

9.4. Un regulator pentru stabilizarea SES-1L cu OFLS-varianta II şi compensarea efectului perturbaţiilor deterministe introduse de calea de glisare.

În fiecare caz se stabilesc relaţiile de calcul ale tuturor parametrilor regulatorului, se precizează gradele de libertate existente la îndemîna proiectantului şi se discută diverse aspecte ale implementării algoritmului. După cunoştinţa autorului algoritmii de la pct. 9.1 şi 9.2 sînt primii algoritmi de reglare propuşi în literatură care asigură compensarea efectului forţei exterioare; totodată algoritmii de la pct. 9.3 şi 9.4 sînt superiori, din diferite puncte de vedere, celor existenţi în literatură. O trăsătură comună, esenţială, a celor patru regulatoare propuse o reprezintă posibilitatea de conectare şi deconectare a etajului superior, de compensare fără stînjenirea stării şi stabilităţii SLEM-1L.

10. Sistematizarea aspectelor referitoare la SLEM-ML de tip descentralizat, cu roţi magnetice, prin:

10.1. Analizarea proprietăţilor roţii magnetice de bază rezultate prin stabilizarea SESSE-1L cu un compensator după stare (Z_δ, $\dot{Z}_\delta$, $\tilde{Z}_m$).

10.2. Stabilirea modului de aplicare nemijlocită a rezultatelor menţionate mai sus la pct. 5 ÷ 8 pentru cazul roţii magnetice.

10.3. Precizarea modului de aplicare a principiului de la pct. 9 pentru compensarea efectului perturbaţiilor introduse de neregularităţile căii de glisare.

10.4. Analizarea critică a unei variante de roată magnetică prezentată în literatură şi demonstarea imposibilităţii de sinteză pentru aceasta a unui OFLS cu parametrii independenţi de cei ai SESSE-1L, aşa cum sînt OFLS de la pct. 8.

11. Conceperea în detaliu a unui SLEM-5L centralizat rezultat prin comanda independentă, în circuit închis, a fiecărui grad de libertate al SES-5L menţionat la pct. 3.4 printr-un sistem avînd structura SLEM-1 la care s-au referit pct. 6 ÷ 9 de mai sus, stabilirea particularităţilor de simulare a funcţionării acestui sistem şi stabilirea tuturor elementelor algoritmice necesare unei astfel de simulări.

12. Prezentarea unui exemplu de proiectare şi analiză (prin intermediul unui amplu program FORTRAN de simulare) a unor SLEM-1L de tipul celor menţionate la pct. 6 ÷ 8 de mai sus şi analizarea comparativă a acestor sisteme cu evidenţierea caracteristicilor asemănătoare şi a elementelor de diferenţiere.

13. Experimentarea, în colaborare, a unui SLEM-1L cu OFLS-varianta II şi evidenţierea valabilităţii concluziilor stabilite prin analiza teoretică şi simulările întreprinse cu privire la aceste sisteme.

(iii)

14. Deducerea unor noi relaţii pentru identificarea prin metode de frecvenţă a unui element de transfer derivativ cu întîrziere de ordinul

15. Stabilirea a două procedee de identificare experimentală deterministă a sistemelor liniare constante de ordinul III, fără anticipare, stabile şi subamortizate şi anume:

- un procedeu bazat pe utilizarea caracteristicilor de performanţă (cazul ID-1, pct.3.2.3.1.2) datorat exclusiv autorului;
- un procedeu intitulat „metoda primului extrem" (cazul ID-2, pct. 3.2.3.1.2) elaborat de autor în colaborare.

16. Elaborarea, în colaborare, a unui procedeu de identificare experimentală deterministă a sistemelor liniare constante, procedeu care face

parte din categoria metodelor de identificare bazate pe integrale asociate (cazul ID-6); acesta a fost propus alături de procedeele de la pct. 15 pentru identificarea experimentală în circuit închis prin măsurare directă a parametrilor primari ai SES-1L.

17. Stabilirea de către autor, în colaborare, a unei metode de determinare a indicilor de calitate empirici ai sistemelor liniare constante de ordinul III utilizate în contextul lucrării la stabilirea caracteristicilor de performanţă ale unor sisteme fără anticipare sau cu anticipare de ordinul I, stabile şi subamortizate.

18. Stabilirea unui procedeu de identificare adaptivă a sistemelor liniare constante cu variabile de stare măsurabile, stabilitatea schemelor de identificare fiind garantată, cu excepţia unui caz particular, de obţinerea unor funcţii Liapunov.

19. Elaborarea unei metode de proiectare sistematică a compensatorului de stabilizare a unui sistem liniar constant de ordinul III, adus în forma canonică controlabilă, ca soluţie a problemei liniar patratice de stabilizare optimală cu restricţii de diverse tipuri. După cunoştinţa autorului, în literatură nu există lucrări care să trateze problema într-o manieră similară sau apropiată.

20. Prezentarea unor exemple de stabilizare şi compensare în cascadă a unui proces multivariabil, liniar,constant cu regulatoare care prezintă facilitatea deconectării şi conectării selective a etajelor superioare de compensare, fără afectarea stabilităţii sistemului.

Pentru elaborarea lucrării a fost utilizată o bibliografie ce cuprinde 206 titluri. Ea include şi 21 lucrări ale căror autor sau coautor este autorul tezei, după cum urmează: 6 lucrări individuale, 14 lucrări în colaborare şi un titlu ce înglobează protocoalele contractelor elaborate la IPTV Timişoara cu privire la domeniul VPM şi care înglobează şi aportul autorului la rezolvarea problemelor ce s-au pus.

ANEXE

ANEXA I. RELATII PENTRU IDENTIFICAREA ET-PDT2 PE BAZA CARACTERISTICILOR DE FRECVENTA.

Prin definiţie ET-PDT2 are f.d.t.:

$$G(s) = \frac{K(s+\omega_d)}{s^2+2d\,\omega_o s+\omega_o^2} \quad . \tag{I-1}$$

Identificarea experimentală a ET-PDT2 pe baza caracteristicilor de frecvenţă urmăreşte determinarea valorilor coeficienţilor K, ω_d, ω_o şi d din c.d.f. determinate experimental.

In [78,163] ca şi în numeroase alte lucrări sînt expuse o serie de procedee generale de identificare a unui ET raţional oarecare folosind c.d.f. In cazul ET-PDT2 pot fi deduse însă relaţii particulare, a căror utilizare simplifică esenţial volumul calculelor. Utilizarea este condiţionată însă de siguranţa cu care se poate afirma că sistemului identificat îi corespunde sau nu f.d.t. (I-1), validarea unui rezultat numeric făcîndu-se prin compararea c.d.f. corespunzătoare rezultatului identificării cu cele determinate experimental.

La baza procedeului propus în continuare stau expresiile corespunzătoare c.a-p. (I-2) şi c.f-p. (I-3) ale ET-PDT2:

$$|G(j\omega)| = K\sqrt{\frac{\omega_d^2+\omega^2}{(\omega_o^2-\omega^2)^2+(2d\,\omega_o\,\omega)^2}} = M(\omega) \quad , \tag{I-2}$$

$$\mathrm{tg}\ \underline{/G(j\omega)} = \frac{\omega\left[(\omega_o^2-\omega^2)-2d\,\omega_o\,\omega_d\right]}{\omega_d(\omega_o^2-\omega^2)+2d\,\omega_o\,\omega^2} = \varphi(\omega) \quad . \tag{I-3}$$

Procedeul este următorul: Se stabilesc două pulsaţii ω_1 şi ω_2 semnificative pentru intervalul (ω_{min}, ω_{max}) pe care s-au determinat c.d.f.; fie M_1 şi φ_1, respectiv M_2 şi φ_2 valorile modulelor (amplitudinilor) şi defazajelor corespunzătoare lui ω_1, respectiv ω_2. Parametrii ω_d, ω_o, d şi K sînt în consecinţă soluţiile următorului sistem algebric:

$$\begin{aligned} |G(j\omega_1)| &= M_1 \ ; \quad \mathrm{tg}\ \underline{/G(j\omega_1)} = \mathrm{tg}\,\varphi_1 \ ; \\ |G(j\omega_2)| &= M_2 \ ; \quad \mathrm{tg}\ \underline{/G(j\omega_2)} = \mathrm{tg}\,\varphi_2 \ , \end{aligned} \tag{I-4}$$

expresiile detaliate rezultînd prin utilizarea rel.(I-2) şi (I-3). Soluţiile sistemului (I-4) se obţin după cum urmează:

- se determină ω_d ca soluţie a ec.(I-5):

$$\frac{\omega_d-\omega_1\,\mathrm{ctg}\,\varphi_1}{\omega_d-\omega_2\,\mathrm{ctg}\,\varphi_2} = \pm\frac{\omega_1}{\omega_2}\frac{M_1}{M_2}\sqrt{\frac{1+\mathrm{ctg}^2\varphi_1}{1+\mathrm{ctg}^2\varphi_2}} \tag{I-5}$$

- cu ω_d calculat anterior se determină apoi ω_o^2 ca soluţie a ec.(I-6)

$$\frac{\omega_o^2-\omega_1^2}{\omega_o^2-\omega_2^2}=\frac{\omega_1}{\omega_2}\,\frac{\omega_1+\omega_d\,\mathrm{ctg}\varphi_1}{\omega_2+\omega_d\,\mathrm{ctg}\varphi_2}\,\frac{\omega_d-\omega_2\,\mathrm{ctg}\varphi_2}{\omega_d-\omega_1\,\mathrm{ctg}\varphi_1}\quad; \qquad \text{(I-6)}$$

- avînd pe ω_d şi ω_o, d şi K se obţin succesiv cu rel.(I-7) şi (I-8)

$$d=\frac{(\omega_1\,\mathrm{ctg}\,\varphi_1-\omega_d)(\omega_o^2-\omega_1^2)}{2\omega_o\omega_1\,(\omega_1+\omega_d\,\mathrm{ctg}\,\varphi_1)} \qquad \text{(I-7)}$$

$$K=M_1\sqrt{\frac{(\omega_o^2-\omega_1^2)^2+(2d\,\omega_o\omega_1)^2}{\omega_d^2+\omega_1^2}}\quad; \qquad \text{(I-8)}$$

- în cazul în care din cele două soluţii corespunzătoare ec.(I-5) nu se elimină una, ca urmare a unor situaţii de forma: $\omega_d<0$, $\omega_o^2<0$ sau $d<0$, cea mai bună aproximare se selectează prin compararea c.d.f. calculate cu cele determinate experimental.

Ca exemplu se consideră c.d.f. Λ_2 din fig.2.8, pentru care se apreciază ca frecvenţe semnificative: f_1 = 0,4 Hz şi f_2 = 10 Hz (fig.2.8.a), respectiv f_1 = 0,4 Hz şi f_2 = 8 Hz (fig.2.8.b):

- în primul caz: M_1 = 8 kN/A, $\varphi_1 = -10^o$, M_2 = 3,3 kN/A, $\varphi_2 = -38,5^o$, rezultînd:

$$G_{①}(s)=\frac{415(s+20,27)}{s^2+123,84s+1019,35}=\frac{5,03}{1+0,1128s}+\frac{3,22}{1+0,008697s}\quad; \qquad \text{(I-9)}$$

verificînd rezultatul obţinut pentru f = 1 Hz, rezultă: $M=|G(j2\pi)| \approx 7$ kN/A şi $\varphi = \underline{/G(j2\pi)} \approx -21^o$, adică valori foarte apropiate de cele experimentale;

- în al doilea caz: M_1 = 1,4 kN/mm, $\varphi_1 = -6^o$, M_2 = 1 kN/mm, $\varphi_2 = -12,5^o$, rezultînd:

$$G_{②}(s)=\frac{319(s+10,5047)}{s^2+326,37s+2327,58}=\frac{0,45}{1+0,137s}+\frac{0,9897}{1+0,00313s}\quad; \qquad \text{(I-10)}$$

şi în acest caz verificarea pentru f = 1 Hz, conduce la rezultate foarte apropiate de cele experimentale: $M = |G(j2\pi)| = 1,27$ kN/mm şi $\varphi = \underline{/G(j2\pi)} = -10,98^o$.

ANEXA II. OBSERVATIE REFERITOARE LA POSIBILITATEA DE REDUCERE A NUMARULUI TRADUCTOARELOR DE ACCELERATIE ALE SES-5L.

Detaliind rel.(2.84) şi rel.(2.108) se obţin expresiile:

$$\left.\begin{aligned}\ddot{z}_C &= \frac{1}{4}(\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m2}+\ddot{z}_{m3}+\ddot{z}_{m4})\\ \ddot{\varphi} &= \frac{1}{4l}(-\ddot{z}_{m1}-\ddot{z}_{m2}+\ddot{z}_{m3}+\ddot{z}_{m4})\\ \ddot{\psi} &= \frac{1}{4L}(-\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m2}+\ddot{z}_{m3}-\ddot{z}_{m4})\end{aligned}\right\}\quad, \qquad \text{(II-1)}$$

respectiv

$$\left.\begin{aligned} \ddot{y}_C &= \frac{1}{4}(\ddot{y}_{m1} + \ddot{y}_{m2} + \ddot{y}_{m3} + \ddot{y}_{m4}) \\ \ddot{\lambda} &= \frac{1}{4L}(\ddot{y}_{m1} - \ddot{y}_{m2} - \ddot{y}_{m3} + \ddot{y}_{m4}) \end{aligned}\right\} . \qquad \text{(II-2)}$$

Datorită asimilării cadrului cu electromagneţi cu o placă dreptunghiulară plană, între coordonatele extremităţilor lui există relaţiile (v. fig. 2.21):

$$y_{m1} + y_{m3} = y_{m2} + y_{m4} \quad , \qquad \text{(II-3.1)}$$

$$z_{m1} + z_{m3} = z_{m2} + z_{m4} \quad . \qquad \text{(II-3.2)}$$

Acestea conduc la două relaţii de legătură, de aceeaşi formă, între acceleraţiile măsurate:

$$\ddot{y}_{m1} + \ddot{y}_{m3} = \ddot{y}_{m2} + \ddot{y}_{m4} \quad , \qquad \text{(II-4.1)}$$

$$\ddot{z}_{m1} + \ddot{z}_{m3} = \ddot{z}_{m2} + \ddot{z}_{m4} \quad , \qquad \text{(II-4.2)}$$

care permit reducerea numărului de traductoare de acceleraţie necesare pentru estimarea lui $\ddot{z}_C$, $\ddot{\varphi}$, $\ddot{\psi}$, $\ddot{y}_C$ şi $\ddot{\lambda}$.

In adevăr, eliminînd din rel.(II-2) şi (II-4.1) una dintre acceleraţiile $\ddot{y}_{m1}, \ldots, \ddot{y}_{m4}$, rezultă posibilitatea estimării lui $\ddot{y}_C$ şi $\ddot{\lambda}$ cu numai trei traductoare de acceleraţie în loc de patru, conform egalităţilor:

$$\ddot{\underline{X}}_{\delta 0} = \begin{bmatrix} \ddot{y}_C \\ \ddot{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{y}_{m2}+\ddot{y}_{m4}) \\ \frac{1}{2L}(-\ddot{y}_{m3}+\ddot{y}_{m4}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{y}_{m1}+\ddot{y}_{m3}) \\ \frac{1}{2L}(-\ddot{y}_{m3}+\ddot{y}_{m4}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{y}_{m2}+\ddot{y}_{m3}) \\ \frac{1}{2L}(\ddot{y}_{m1}-\ddot{y}_{m2}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{y}_{m1}+\ddot{y}_{m3}) \\ \frac{1}{2L}(\ddot{y}_{m1}-\ddot{y}_{m2}) \end{bmatrix} . \qquad \text{(II-5)}$$

In mod analog, din rel.(II-1) şi (II-4.2) rezultă posibilitatea estimării lui $\ddot{z}_C$, $\ddot{\varphi}$ şi $\ddot{\psi}$ cu numai trei traductoare de acceleraţie în loc de patru, conform egalităţilor:

$$\ddot{\underline{Z}}_{\delta 0} = \begin{bmatrix} \ddot{z}_C \\ \ddot{\varphi} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{z}_{m2}+\ddot{z}_{m4}) \\ \frac{1}{2l}(-\ddot{z}_{m2}+\ddot{z}_{m3}) \\ \frac{1}{2L}(\ddot{z}_{m3}-\ddot{z}_{m4}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m3}) \\ \frac{1}{2l}(-\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m4}) \\ \frac{1}{2L}(\ddot{z}_{m3}-\ddot{z}_{m4}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{z}_{m2}+\ddot{z}_{m4}) \\ \frac{1}{2l}(-\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m4}) \\ \frac{1}{2L}(-\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m2}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m3}) \\ \frac{1}{2l}(-\ddot{z}_{m2}+\ddot{z}_{m3}) \\ \frac{1}{2L}(-\ddot{z}_{m1}+\ddot{z}_{m2}) \end{bmatrix} \qquad \text{(II-6)}$$

Numărul traductoarelor de acceleraţie necesare pentru măsurarea lui $\ddot{y}_C$ şi $\ddot{\lambda}$ poate fi redus la doi dacă acestea se amplasează la mijlocul laturilor $\overline{5-8}$ şi $\overline{6-7}$ ale cadrului cu electromagneţi, adică în punctele 9 şi 10 (fig.2.21 şi fig.2.22), astfel încît să măsoare acceleraţiile în direcţia y. Astfel, întrucît

$$\left.\begin{aligned} y_{m9} &= \frac{1}{2}(y_{m1} + y_{m4}) \\ y_{m10} &= \frac{1}{2}(y_{m2} + y_{m3}) \end{aligned}\right\} \Longrightarrow \left\{\begin{aligned} \ddot{y}_{m1} + \ddot{y}_{m4} &= 2\ddot{y}_{m9} \\ \ddot{y}_{m2} + \ddot{y}_{m3} &= 2\ddot{y}_{m10} \end{aligned}\right.$$

rel.(II-2) se reduc la:

$$\begin{bmatrix} \ddot{y} \\ \ddot{\lambda} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(\ddot{y}_{m9} + \ddot{y}_{m10}) \\ \frac{1}{2L}(\ddot{y}_{m9} - \ddot{y}_{m10}) \end{bmatrix} \qquad \text{(II-7)}$$

In consecinţă, din rel.(II-6) şi (II-7) rezultă că numărul minim de traductoare de acceleraţie necesare pentru realizarea unui SLEM-5L este 5.

ANEXA III. PRESCRIEREA INTREFIERURILOR SES-5L.

Poziţionarea cadrului cu electromagneţi în raport cu şinele de sustentare şi cu şinele de ghidare se face prescriind valorile întrefierurilor echivalente $\underline{\delta}$ din rel.(2.113). Datorită separabilităţii SES-5L, problema se analizează separat pentru fiecare din subsistemele de ghidare şi de sustentare. Analiza se bazează pe rel.(2.94), respectiv pe rel.(2.66).

(i) Astfel din rel.(2.94), pentru subsistemul de ghidare, se obţine:

$$y_{\delta 5} - y_{\delta 8} = 2(\delta_y + 2L\delta_x) \quad , \qquad \text{(III-1.1)}$$

$$y_{\delta 6} - y_{\delta 7} = 2(\delta_y - 2L\delta_x) \quad . \qquad \text{(III-1.2)}$$

In consecinţă, prescriind $\underline{\delta}_G = \underline{\delta}^*_G$, adică valorile δ^*_y şi δ^*_x pentru δ_y şi δ_x, se prescrie o poziţie bine determinată a cadrului în raport cu şinele de ghidare şi anume: valoarea $2(\delta^*_y + 2L\delta^*_x)$ pentru diferenţa întrefierurilor $y_{\delta 5}, y_{\delta 8}$, respectiv valoarea $2(\delta^*_y - 2L\delta^*_x)$ pentru diferenţa $y_{\delta 6} - y_{\delta 7}$ (v.fig. 2.21). In particular, dacă $\underline{\delta}^*_G = \underline{0}$, rezultă $y_{\delta 5} = y_{\delta 8}$ şi $y_{\delta 6} = y_{\delta 7}$, adică o poziţie a cadrului caracterizată prin întrefieruri (măsurate) anterioare de valoare egală şi prin întrefieruri (măsurate) posterioare de valoare egală. Dacă faţă de această situaţie se modifică δ^*_y, atunci pentru $\delta^*_y < 0$ rezultă o alunecare spre stînga a cadrului (în sensul negativ al axei y - v. fig.2.22), iar pentru $\delta^*_y > 0$ o alunecare spre dreapta a acestuia. Asemănător, prin modificarea lui δ^*_x se produce o mişcare de rotaţie în jurul axei Oz: în sensul pozitiv al direcţiei x cînd $\delta^*_x > 0$, respectiv în sensul negativ cînd $\delta^*_x < 0$.

(ii) Pentru subsistemul de sustentare, din rel.(2.66) rezultă:

$$\begin{aligned} 0{,}5\,(z_{\delta 5} + z_{\delta 6}) &= \delta_z - \ell\delta_\varphi \\ 0{,}5\,(z_{\delta 6} + z_{\delta 7}) &= \delta_z + L\delta_\psi \\ 0{,}5\,(z_{\delta 7} + z_{\delta 8}) &= \delta_z + \ell\delta_\varphi \\ 0{,}5\,(z_{\delta 8} + z_{\delta 5}) &= \delta_z - L\delta_\psi \end{aligned} \qquad \text{(III-2)}$$

In consecinţă, prescriind $\underline{\delta}_S = \underline{\delta}^*_S$, adică valorile δ^*_z, δ^*_φ, δ^*_ψ pentru δ_z, δ_φ respectiv δ_ψ, se prescrie o poziţie bine determinată a cadrului faţă de şinele de sustentare şi anume: valorile $\delta^*_z-\ell\delta^*_\varphi$, $\delta^*_z+L\delta^*_\psi$, $\delta^*_z+\ell\delta^*_\varphi$ şi $\delta^*_z-L\delta^*_\psi$ pentru întrefierurile (fictive) din dreptul mijloacelor laturilor $\overline{5-6}$, $\overline{6-7}$, $\overline{7-8}$, respectiv $\overline{8-5}$ ale cadrului. Prin acestea se înţeleg distanţele dintre mijloacele acestor laturi şi segmentele $\overline{5_S-6_S}$, $\overline{6_S-7_S}$, $\overline{7_S-8_S}$, respectiv $\overline{8_S-5_S}$, punctele 5_S, 6_S, 7_S, 8_S reprezentînd proiecţiile punctelor 5, 6, 7, 8, după direcţie verticală, pe şinele de sustentare (fig. 2.21).

In particular, pentru

$$\underline{\delta}^*_S = \begin{bmatrix} \delta^*_z & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad , \qquad \text{(III-3)}$$

BUPT

din rel.(III-2) rezultă pe de-o parte egalitățile:

$$0,5(z_{\delta 5}+z_{\delta 6}) = 0,5(z_{\delta 6}+z_{\delta 7}) = 0,5(z_{\delta 7}+z_{\delta 8}) = 0,5(z_{\delta 8}+z_{\delta 5}) = \sigma_z^*, \quad \text{(III-4)}$$

iar pe de altă parte egalitățile:

$$z_{\delta 5} = z_{\delta 7} \quad ; \quad z_{\delta 6} = z_{\delta 8} \,. \quad \text{(III-5)}$$

Ca urmare, prin adoptarea (III-3) se prescrie aceeași valoare $-\sigma_z^*-$ pentru toate întrefierurile din dreptul mijloacelor laturilor cadrului, respectiv valori egale pentru întrefierurile din dreptul punctelor de la capetele fiecărei diagonale. Această poziție se poate interpreta ca o poziție de quasiparalelism a cadrului cu șinele de sustentare. Prin $\sigma_z^* > 0$ se asigură coborîrea cadrului, iar prin $\sigma_z^* < 0$ ridicarea acestuia. Față de poziția (III-4) înclinarea cadrului în sensul pozitiv al direcției φ se obține prescriind $\sigma_\varphi^* > 0$, iar în sensul negativ prin $\sigma_\varphi^* < 0$. Asemănător, înclinarea cadrului în sensul pozitiv al direcției ψ se obține prescriind $\sigma_\psi^* > 0$, iar în sensul negativ prin $\sigma_\psi^* < 0$.

Valorile întrefierurilor prescrise (III-6) se obțin din rel.(III-2), (2.77) și (II-3.2) considerînd pentru $\underline{\sigma}_S = \underline{\sigma}_S^*$ expresia (III-3):

$$z_{\delta 5}^* = z_{\delta 7}^* = \sigma_z^* + \frac{1}{4}(z_{6S}+z_{8S}) - \frac{1}{4}(z_{5S}+z_{7S})$$
$$z_{\delta 6}^* = z_{\delta 8}^* = \sigma_z^* - \frac{1}{4}(z_{6S}+z_{8S}) + \frac{1}{4}(z_{5S}+z_{7S}) \quad . \quad \text{(III-6)}$$

Rezultatele de la pct.(i) și (ii) de mai sus au fost preluate în cadrul pct. 2.2.5 sub forma $\sigma_y = 0$, $\sigma_\chi = 0 \Longrightarrow y_{\delta 1'} = y_{\delta 4'}$, $y_{\delta 2'} = y_{\delta 3'}$ și rel.(III-3) $\Longrightarrow$ rel.(2.115) și rel.(2.116). Formele utilizate corespund egalităților $y_{\delta 5} = y_{\delta 8}$, $y_{\delta 6} = y_{\delta 7}$, respectiv rel.(III-4) și rel.(III-5), aproximările bazîndu-se pe ipotezele utilizate și în cadrul rel.(2.66) și rel.(2.94).

In cazul SLEM-5L centralizat cvintuplul $\{\sigma_z^*, \sigma_\varphi^*, \sigma_\psi^*, \sigma_y^*, \sigma_\chi^*\}$ se asigură prin mărimile de conducere $\tilde{\sigma}_z$, $\tilde{\sigma}_\varphi$, $\tilde{\sigma}_\psi$, $\tilde{\sigma}_y$ și $\tilde{\sigma}_\chi$ (v. fig.6.3).

Se face mențiunea că, în acord cu convenția de notare de la pct. 2.1.2.1 mărimile mai sus utilizate trebuie interpretate ca variații (creșteri) față de valorile corespunzătoare punctului nominal de funcționare Λ_0.

ANEXA IV. ASUPRA PERFORMANTELOR DE RASPUNS INDICIAL ALE UNOR CLASE DE SISTEME LINIARE DE ORDINUL III.

Caracteristicile performanțelor de răspuns indicial reprezintă un mijloc important de analiză și proiectare a SRA [24,57,99,33,52,190]. Ele se referă la indicii de performanță empirici de tipul timpului de reglare t_r, timpului de primă reglare t_1, suprareglajului σ_1 și momentului producerii lui, t_m (fig. IV-1), redînd modul în care aceștia se modifică, pentru diferite clase de sisteme, în funcție de un parametru (de obicei amortizarea d), atunci cînd ceilalți parametrii sînt menținuți constanți

Clasele de sisteme pentru care s-au determinat, pînă de curînd, astfel de caracteristici sînt în număr redus. Cazul cel mai complicat luat în considerare este cel al sistemelor de ordinul III fără anticipare [88, 54,89], adică al sistemelor cu f.d.t. (normată):

$$G(s) = \frac{\omega_1 \omega_o^2}{(s+\omega_1)(s^2+2d\,\omega_o s+\omega_o^2)}, \quad d \in (0,\ 1) \qquad \text{(IV-1)}$$

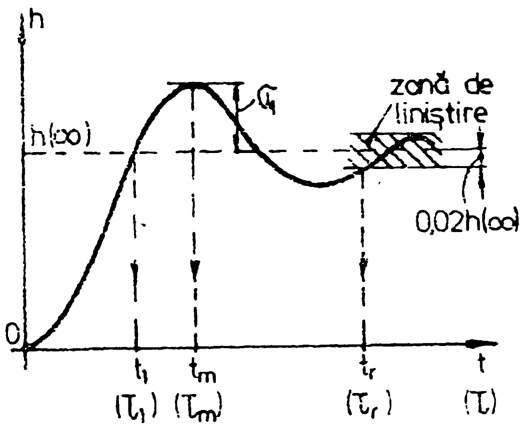


Fig.IV-1. Relativă la definirea indicilor de performanţă empirici aferenţi răspunsului indicial.

In vederea rezolvării problemelor abordate în teză s-a conceput un procedeu de calcul al caracteristicilor mai sus menţionate, valabil pentru toate clasele de sisteme de ordinul III, stabile şi subamortizate, adică pentru sistemele cu f.d.t.:

$$G(s) = \frac{b_3 s^3+b_2 s^2+b_1 s+b_o}{(s+\omega_1)(s^2+2d\,\omega_o s+\omega_o^2)}, \quad d \in (0,1) \qquad \text{(IV-2)}$$

Procedeul este prezentat în [72], iar organigrama unui program de calcul bazat pe acest procedeu este redată în [70].

In continuare se fac referiri la caracteristicile de performanţă utilizate în teză, calculate pe baza procedeului din [70].

Cazul IV-1 se referă la clasa de sisteme liniare de ordinul III fără anticipare, stabile şi subamortizate avînd f.d.t. (IV-1), respectiv răspunsul indicial:

$$h(t) = 1 - \frac{e^{-\omega_1 t}}{\beta^2-2d\beta+1} + \frac{\beta e^{-d\omega_o t}}{\sqrt{1-d^2}\,\sqrt{\beta^2-2d\beta+1}} \sin(\sqrt{1-d^2}\,\omega_o t-\psi), \qquad \text{(IV-3)}$$

în care: $\psi = \mathrm{arctg}\,(\sqrt{1-d^2})/(-d)) + \mathrm{artg}(\sqrt{1-d^2})/(\beta-d)$. In fig. IV-1 sînt prezentate cîteva din caracteristicile de performanţă corespunzătoare acestei clase de sisteme:

$$\sigma_1 = f_1(d),\quad \tau_m = f_2(d),\quad \tau_1 = f_3(d),\quad \tau_r/\tau_1 = f_4(d). \qquad \text{(IV-4)}$$

Parametrul lor este $\beta = \omega_1/\omega_o$, iar

$$\tau = t\,\omega_o \qquad \text{(IV-5)}$$

reprezintă timpul normat. Deci $t_m = \tau_m/\omega_o$, $t_1 = \tau_1/\omega_o$ şi $t_r = \tau_r/\omega_o$.

Caracteristicile $\sigma_1 = f_1(d)$ şi $\tau_m = f_2(d)$ sînt practic identice cu cele din [88], iar caracteristicile $\tau_1 = f_3(d)$ şi $\tau_r/\tau_1 = f_4(d)$ le corectează pe cele din [88].

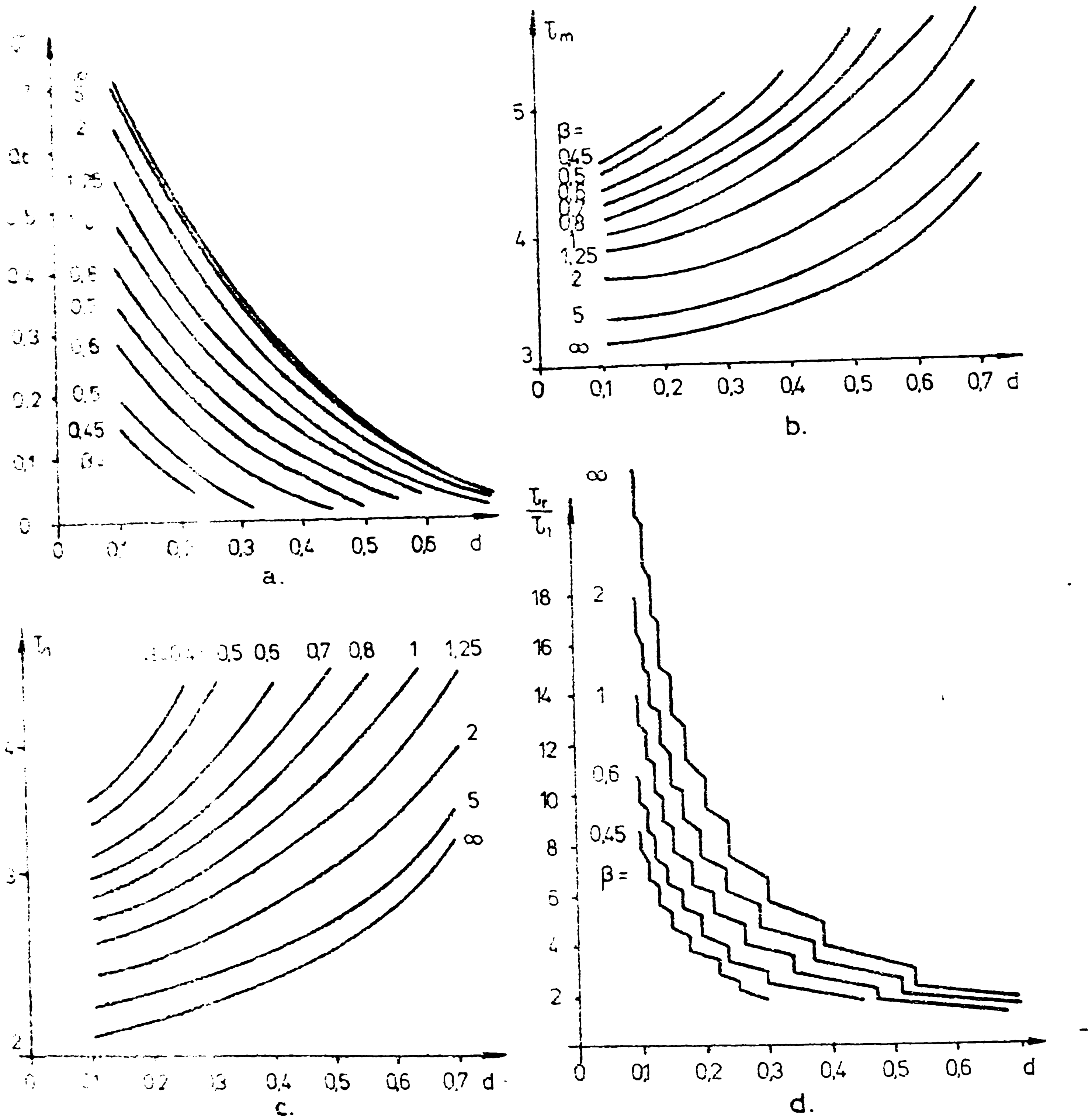


Fig.IV-2. Caracteristicile performanţelor de răspuns indicial ale clasei de sisteme cu f.d.t. (IV-1); $\beta = \omega_1 / \omega_0$.

Cazul IV-2 se referă la clasa de sisteme liniare de ordinul III cu anticipare de ordinul I, stabile şi subamortizate, avînd f.d.t.:

$$G^{*}(s) = \frac{\omega_1 \omega_0^2}{\omega_d} \frac{s+\omega_d}{(s+\omega_1)(s^2+2d\,\omega_0 s+\omega_0^2)} , \qquad \text{(IV-6)}$$

respectiv răspunsul indicial

$$h^{*}(t) = \frac{1}{\omega_d} \dot{h}(t) + h(t) , \qquad \text{(IV-7)}$$

h(t) avînd expresia (IV-2).

Pentru această clasă de sisteme se pot utiliza diverse categorii de caracteristici de performanţă în funcţie de modul de normare a timpului.

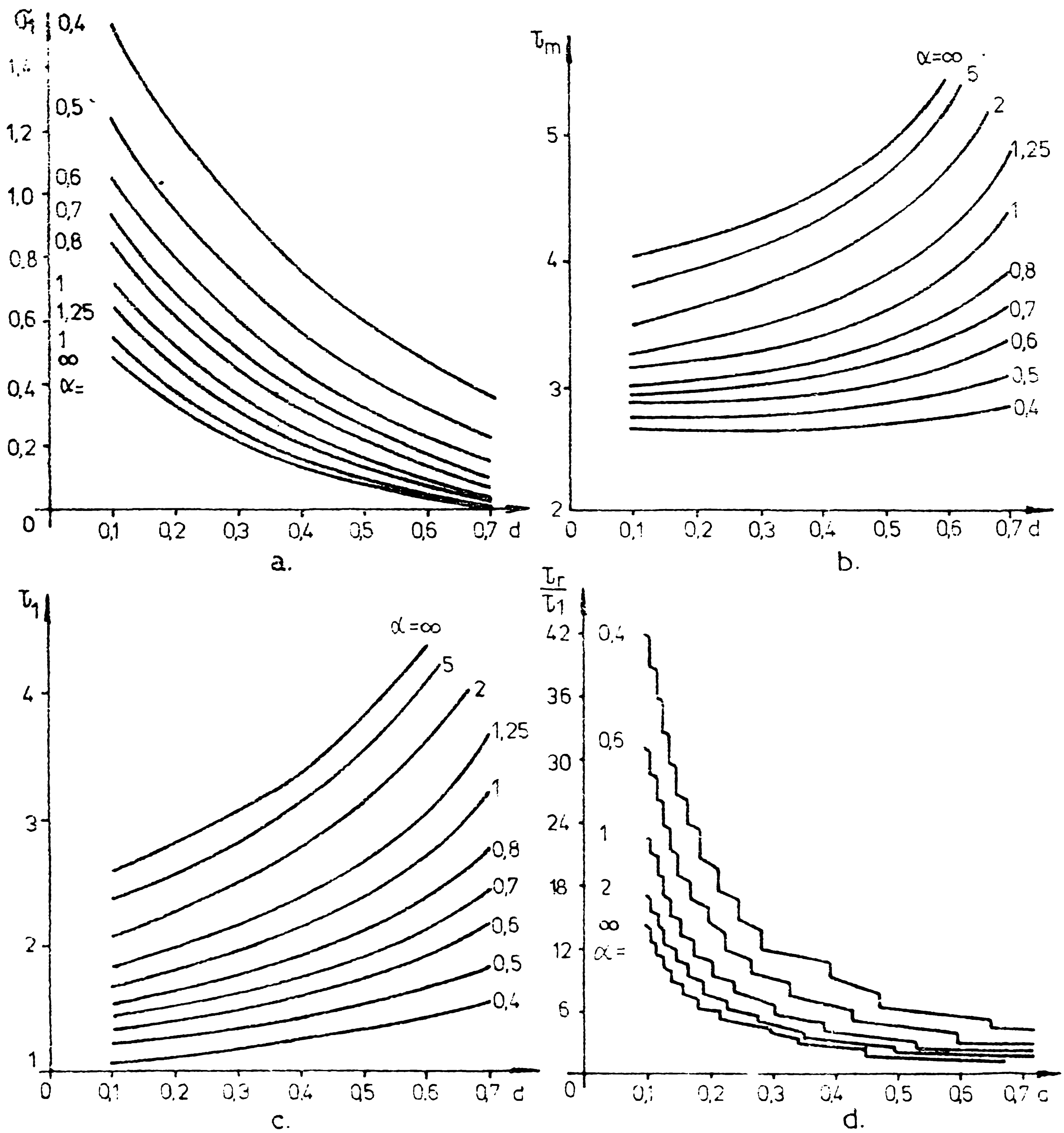


Fig.IV-3. Caracteristicile performanţelor de răspuns indicial ale clasei de sisteme liniare de ordinul III cu f.d.t. (IV-6), de parametru $\beta=\omega_1/\omega_0 = 1$. S-a notat $\alpha = \omega_d/\omega_0$.

Situaţia se explică prin faptul că numărul parametrilor este mai mare cu unu decît în cazul IV-1. Spre exemplu, atunci cînd normarea se efectuează conform rel.(IV-5) se pot utiliza următoarele două categorii de caracteristici de performanţă:

(i) $\sigma_1 = f_1(d)$, $\tau_m = f_2(d)$, $\tau_1 = f_3(d)$, $\tau_r/\tau_1 = f_4(d)$, de parametru $\alpha = \omega_d/\omega_0$, pentru o valoare dată a parametrului $\beta = \omega_1/\omega_0$;

(ii) $\sigma_1 = f_1(d)$, $\tau_m = f_2(d)$, $\tau_1 = f_3(d)$, $\tau_r/\tau_1 = f_4(d)$, de parametru $\beta = \omega_1/\omega_0$, pentru o valoare dată a parametrului $\alpha = \omega_d/\omega_0$.

In fig.IV-3 este reprezentată o familie de caracteristici de tipul (i) de parametru $\beta = 1$.

în unele aplicații ω_d are o valoare constantă, bine determinată. Acesta este și cazul SLEM-1L pentru care f.d.t. $G_{FeZ\delta}(s)$ este de forma (IV-6) și $\omega_d = 1/T$ (T = constanta de timp a electromagnetului). Obținerea unor caracteristici de performanță de parametru ω_d, pentru astfel de situații, nu este posibilă întrucît prin ω_d nu se fixează nici unul dintre parametrii α și β. Din acest motiv, pentru astfel de probleme, procedeul prezentat în [72] nu este utilizabil în calculele de proiectare decît pentru validarea blocurilor de reglare calculate pe baza altor considerente (validare în raport cu canalele pe care transmiterea informației este caracterizată de f.d.t. de forma (IV-6). Acesta este modul în care cazul IV-2 este utilizat la pct. 5.2.2.2 și în capitolul 7.

ANEXA V. METODA DE IDENTIFICARE ADAPTIVA A UNUI SISTEM LINIAR INVARIANT IN TIMP.

Se consideră sistemul liniar invariant în timp (V-1) avînd variabilele de intrare și variabilele de stare - $\underline{u}$, (r,1), respectiv $\underline{x}$, (n,1) - măsurabile, la fel ca și variabilele de ieșire $\underline{y}$, (m,1).

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A}\,\underline{x} + \underline{B}\,\underline{u} \quad , \quad \underline{y} = \underline{C}\,\underline{x} + \underline{D}\,\underline{u} \quad . \tag{V-1}$$

Elementele matricilor $\underline{A} = [a_{ij}]$, $\underline{B} = [b_{ik}]$, $\underline{C} = [c_{li}]$ și $\underline{D} = [d_{lk}]$ cu $i,j = \overline{1,n}$, $k = \overline{1,r}$ și $l = \overline{1,m}$ pot fi identificate experimental utilizînd procedeul de identificare adaptivă prezentat în continuare. Pentru identificarea elementelor matricilor $\underline{A}$ și $\underline{B}$ trebuie cunoscute, suplimentar semnele elementelor a_{ii}, de pe diagonala principală a matricii $\underline{A}$ - matricea sistemului. Influența perturbațiilor asupra strategiilor de adaptare prezentate nu se analizează.

(i) Identificarea elemetelor matricilor $\underline{C}$ și $\underline{D}$ ale sistemului (V-1) se face asociind fiecărei ecuații de ieșire:

$$y_l = c_{l1}x_1 + \dots + c_{ln}x_n + d_{l1} + \dots + d_{lr}u_r \tag{V-2}$$

cîte un model cu o structură similară însă cu coeficienți variabili (indicele M denotă mărimi aferente modelului):

$$y_{lM} = c_{l1M}x_1 + \dots + c_{lnM}x_n + d_{l1M}u_1 + \dots + d_{lrM}u_r \quad . \tag{V-3}$$

Estimînd eroarea de adaptare global, prin diferența mărimilor de ieșire ale procesului și modelului $e_y := y - y_M$, rezultă:

$$e_{y_l} = (c_{l1}-c_{l1M})x_1 + \dots + (c_{ln}-c_{lnM})x_n + (d_{l1}-d_{l1M})u_1 + \dots + (d_{lr}-d_{lrM})u_r \tag{V-4}$$

In procesul de adaptare coeficienții c_{liM} și d_{lkM} fiind variabili, în continuare se stabiliște o strategie de adaptare astfel încît:

$$V := \sum_{i=1}^{n} \lambda_{c_{li}}(c_{li} - c_{liM})^2 + \sum_{k=1}^{r} \lambda_{d_{lk}}(d_{lk} - d_{lkM})^2 \tag{V-5}$$

cu $\lambda_{c_{li}} > 0$, $\lambda_{d_{lk}} > 0$, să fie o funcție Liapunov. Pentru aceasta este necesar ca derivata ei:

$$\frac{dV}{dt} = -2\sum_{i=1}^{n}\lambda_{c_{\ell i}}\dot{c}_{\ell i\bar{M}}(c_{\ell i}-c_{\ell i\bar{M}}) - 2\sum_{k=1}^{r}\lambda_{d_{\ell k}}\dot{d}_{\ell k\bar{M}}(d_{\ell k}-d_{\ell k\bar{M}}). \qquad (V-6)$$

să fie strict negativă. In acest scop se adoptă:

$$\lambda_{c_{\ell i}}\dot{c}_{\ell i\bar{M}} = K_{ci}\, e_{y_\ell} \quad ; \quad \lambda_{d_{\ell k}}\dot{d}_{\ell k\bar{M}} = K_{dk}\, e_{y_\ell} \quad ; \qquad (V-7)$$

rel.(V-6) devine:

$$\frac{dV}{dt} = -2\, e_{y_\ell}\Big[(c_{\ell 1}-c_{\ell 1\bar{M}})K_{c1}+\dots+(c_{\ell n}-c_{\ell n\bar{M}})K_{cn}+(d_{\ell 1}-d_{\ell 1\bar{M}})K_{d1}+\dots$$
$$+(d_{\ell r}-d_{\ell r\bar{M}})K_{d\bar{M}}\Big] \qquad (V-8)$$

Adoptînd în continuare

$$K_{ci} = x_i \quad ; \quad K_{dk} = u_k \quad , \qquad (V-9)$$

rel.(V-8) devine:

$$\frac{dV}{dt} = -2\, e^2_{y_\ell} < 0 \quad .$$

Strategia de adaptare a parametrilor modelului (V-3) obţinută în final din (V-7) şi (V-9) este aşadar:

$$\dot{c}_{\ell i\bar{M}} = \frac{1}{\lambda_{c_{\ell i}}}\, x_i e_{y_\ell} \quad ; \quad \dot{d}_{\ell k\bar{M}} = \frac{1}{\lambda_{d_{\ell k}}}\, u_k e_{y_\ell} \quad , \qquad (V-10)$$

mărimea e_{y_ℓ} fiind furnizată de model. Rezultatul este rezumat în schema bloc din fig. V-1. Cercurile simbolizează înregistratoarele aferente mărimilor notate în interior.

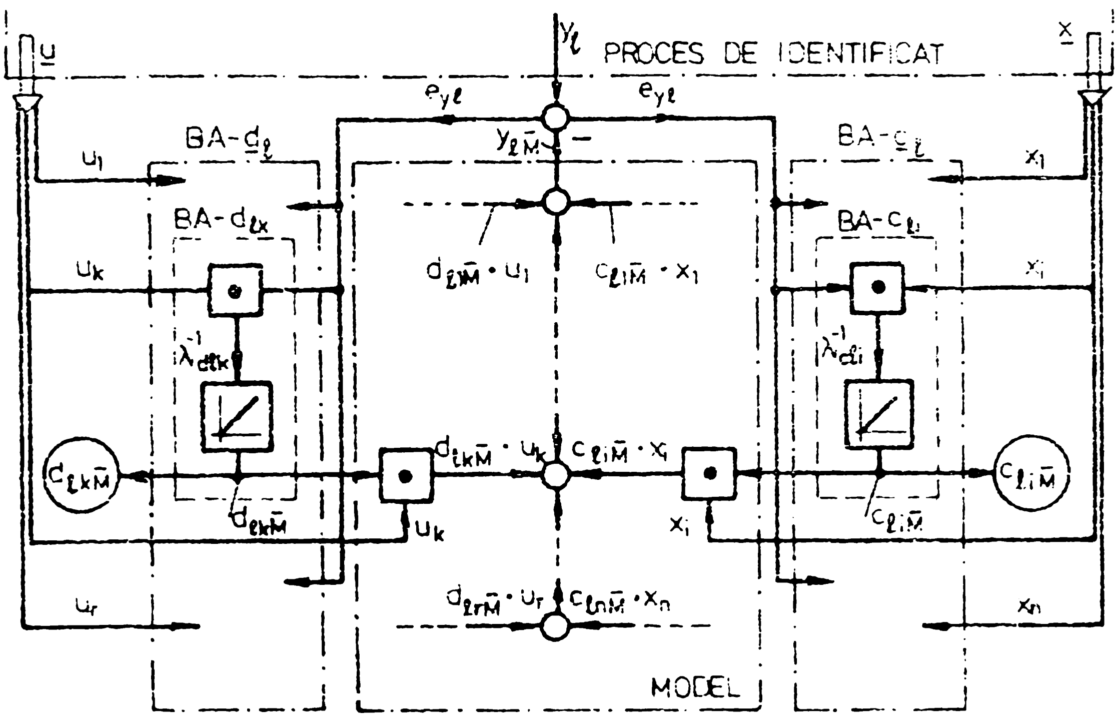


Fig.V-1. Schemă bloc pentru identificarea adaptivă a elementelor liniei ℓ a matricilor $\underline{C}$ şi $\underline{D}$ ale sistemului (V-1), $\ell=\overline{1,m}$; BA-x = bloc de adaptare a coeficientului x.

Utilizînd metoda prezentată pentru toate liniile $\ell = \overline{1,m}$ ale ecuaţiei de ieşire a sistemului (V-1), elementele matricilor $\underline{C}$ şi $\underline{D}$ se pot identifica prin m scheme de tipul celei din fig. V-1.

(ii) Identificarea elementelor matricilor $\underline{A}$ şi $\underline{B}$ se face asociind fiecărei ecuaţii de stare:

$$\dot{x}_i = a_{i1}x_1+\ldots+a_{ii}x_i+\ldots+a_{in}x_n+b_{i1}u_1+\ldots+b_{ir}u_r \qquad (V-11)$$

cîte un model cu o structură similară, însă cu coeficienţi variabili:

$$\dot{x}_{i\overline{M}} = a_{i1\overline{M}}x_1+\ldots+a_{ii\overline{M}}\tilde{x}_i+\ldots+a_{in\overline{M}}x_n+b_{i1\overline{M}}u_1+\ldots+b_{ir\overline{M}}u_r \quad . \qquad (V-12)$$

Semnificaţia variabilei $\tilde{x}_i$ se va preciza ulterior. Eroarea de adaptare se estimează global prin:

$$e_{x_i} := x_i - x_{i\overline{M}} \quad . \qquad (V-13)$$

In vederea identificării adaptive a coeficienţilor ec.(V-11) cu ajutorul modelului (V-12) se disting două situaţii, după cum coeficientul $a_{ii} < 0$ sau $a_{ii} > 0$. Evident, în acest sens sînt necesare informaţii apriorice. Cazul $a_{ii} = 0$ (element de transfer integrator) nu se ia în consideraţie în mod distinct, din două motive: 1° - în practică se întîlnesc foarte rar blocuri integratoare propriu-zise care trebuie identificate, dispozitivele „integratoare" fiind de cele mai multe ori elemente de ordinul I cu constante de timp mari; 2° - un bloc integrator poate fi identificat prevăzîndu-i o reacţie negativă proporţională, stabilizatoare şi identificînd ansamblul (element de ordinul I) conform cazului ii-1.

(ii-1) Cazul $a_{ii} < 0$. In acest caz se consideră:

$$\tilde{x}_i = x_{i\overline{M}} \quad . \qquad (V-14)$$

Notînd:

$$\omega_i = - a_{ii} > 0 \quad ; \quad \omega_{i\overline{M}} = - a_{ii\overline{M}} \quad , \qquad (V-15)$$

ecuaţia modelului devine:

$$\dot{x}_{i\overline{M}} + \omega_i x_{i\overline{M}} = \sum_{j=1, j\neq i}^{n} a_{ij\overline{M}}\, x_j + \sum_{k=1}^{r} b_{ik\overline{M}}\, u_k \quad . \qquad (V-12')$$

Din rel.(V-11), (V-12') şi (V-13) se obţine:

$$\dot{e}_{x_i} + \omega_i e_{x_i} = \sum_{j=1, j\neq i}^{n} (a_{ij}-a_{ij\overline{M}})x_j + \sum_{k=1}^{r} (b_{ik}-b_{ik\overline{M}})u_k - (\omega_i - \omega_{i\overline{M}})x_{i\overline{M}} \qquad (V-16)$$

Strategia de adaptare rezultă impunînd ca:

$$V := e_{x_i}^2 + \sum_{j=1, j\neq i}^{n} \lambda_{a_{ij}}(a_{ij}-a_{ij\overline{M}})^2 + \sum_{k=1}^{r} \lambda_{b_{ik}}(b_{ik}-b_{ik\overline{M}})^2 + \lambda_{\omega_i}(\omega_i - \omega_{i\overline{M}})^2, \qquad (V-17)$$

cu $\lambda_{a_{ij}} > 0$, $\lambda_{b_{ik}} > 0$, $\lambda_{\omega_i} > 0$, să fie o funcţie Liapunov. Din rel. (V-17) şi rel.(V-16) rezultă succesiv:

$$\frac{dV}{dt} = 2\, e_{x_i}\dot{e}_{x_i} - 2\sum_{j=1, j\neq i}^{n} \lambda_{a_{ij}}\dot{a}_{ij\overline{M}}(a_{ij}-a_{ij\overline{M}}) - 2\sum_{k=1}^{r} \lambda_{b_{ik}}\dot{b}_{ik\overline{M}}(b_{ik}-b_{ik\overline{M}}) - 2\cdot\lambda_{\omega_i}\dot{\omega}_{i\overline{M}}(\omega_i - \omega_{i\overline{M}})$$

$$\frac{dV}{dt} = -2\,e_{x_i}^2 - 2\sum_{j=1, j\neq i}^{n} (e_{x_i}x_j - \lambda_{a_{ij}}\dot{a}_{ij\overline{M}})(a_{ij}-a_{ij\overline{M}}) - 2\sum_{k=1}^{r} (e_{x_i}u_k - \lambda_{b_{ik}}\dot{b}_{ik\overline{M}})(b_{ik}-b_{ik\overline{M}}) - 2(e_{x_i}x_{i\overline{M}} + \lambda_{\omega_i}\dot{\omega}_{i\overline{M}})(\omega_i - \omega_{i\overline{M}}). \qquad (V-18)$$

Adoptînd

$$\dot{\omega}_{i\overline{M}} = -\frac{1}{\lambda_{\omega_i}} e_{x_i}x_{i\overline{M}} \quad ; \quad \dot{a}_{ij\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{a_{ij}}} e_{x_i}x_j \quad ; \quad \dot{b}_{ik\overline{M}} = \frac{1}{\lambda_{b_{ik}}} e_{x_i}u_k \quad , \qquad (V-19)$$

parantezele din rel.(V-18) ce conţin derivatele coeficienţilor modelului (V-12) se anulează, rezultînd:

$$\frac{dV}{dt} = -2\,\omega_i\, e_{x_i}^2 < 0\,. \qquad (V-20)$$

Funcţia definită prin rel.(V-17), fiind o sumă de patrate şi fiind îndeplinită condiţia (V-20), rezultă că V este o funcţie Liapunov şi că procesul de adaptare a modelului (V-12) este stabil.

In fig.V-2 este prezentată schema bloc corespunzătoare strategiei de adaptare găsite. Spre deosebire de cazul (i), de data aceasta modelul este inerţial şi furnizează blocului de adaptare mărimea $x_{i\bar{M}}$. Pentru a simplifica aspectul schemei blocul de adaptare s-a reprezentat şi în acest caz prin două subblocuri: BA-$\underline{a}_i$ şi BA-$\underline{b}_i$.

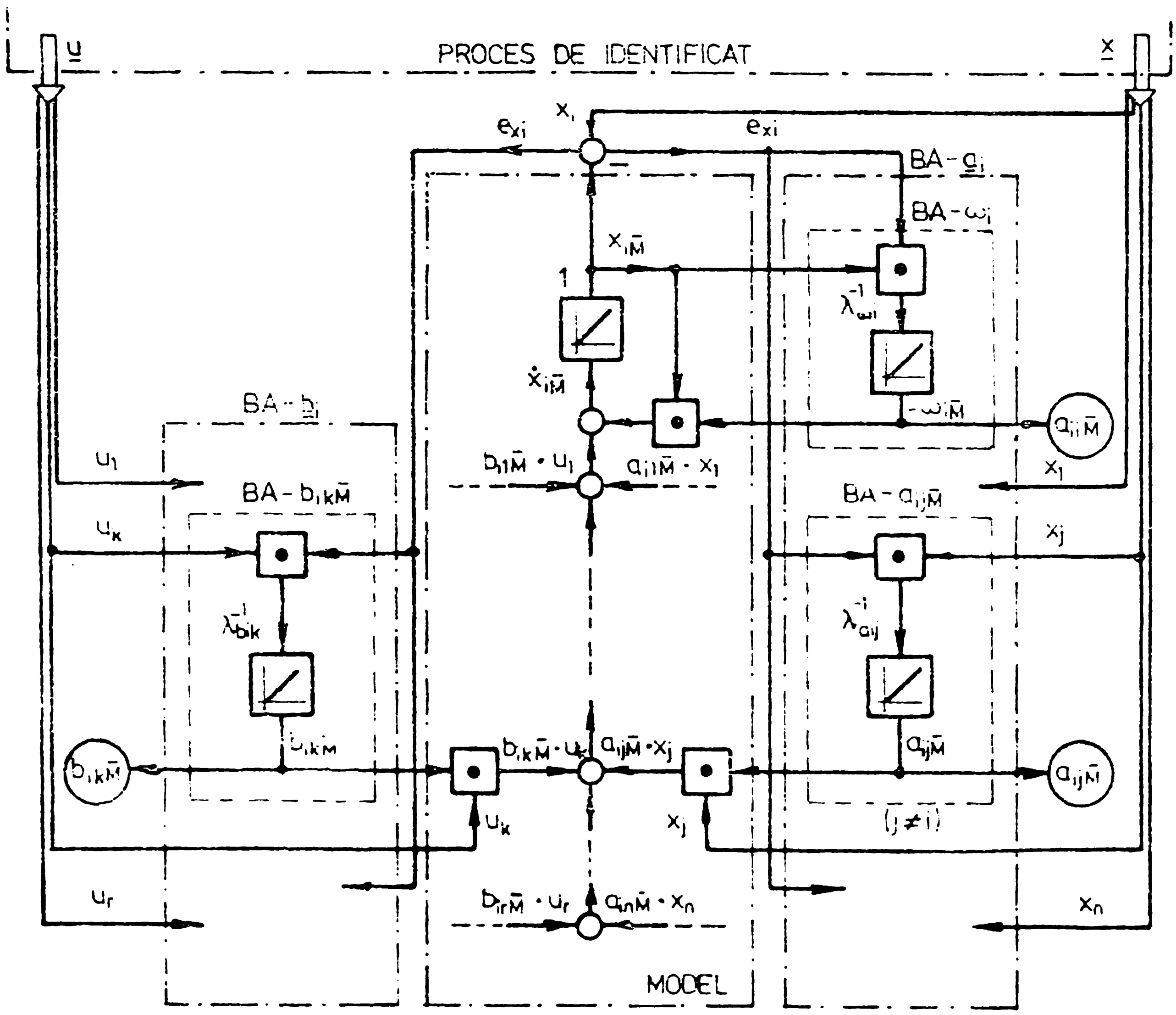


Fig.V-2. Schemă bloc pentru identificarea adaptivă a elementelor liniei i a matricilor **A** şi **B** ale sistemului (V-1) în cazul $\omega_i = -a_{ii} > 0$; $i = \overline{1,n}$; BA-x = bloc de adaptare a coeficientului x.

Strategia de adaptare prezentată nu este adecvată situaţiilor în care $a_{ii} > 0$, întrucît în acest caz $\frac{dV}{dt}$ nu mai satisface condiţia (V-20).

(ii-2) <u>Cazul</u> $a_{ii} > 0$. De data aceasta se consideră:

$$\bar{x}_i = x_i \; , \tag{V-21}$$

ecuaţia modelului devenind:

$$\dot{x}_{i\bar{M}} = \sum_{j=1}^{n} a_{ij\bar{M}}\, x_j + \sum_{k=1}^{r} b_{ik\bar{M}}\, u_k \; . \tag{V-12''}$$

Din rel.(V-11), (V-12") şi (V-13) se obţine:

$$\dot{e}_{x_i} = \sum_{j=1}^{n} (a_{ij} - a_{ij\bar{M}})\, x_j + \sum_{k=1}^{r} (b_{ik} - b_{ik\bar{M}})\, u_k \; . \tag{V-22}$$

Impunînd ca funcţie Liapunov pe

$$V: = \sum_{j=1}^{n} \lambda_{a_{ij}} (a_{ij} - a_{ij\bar{M}})^2 + \sum_{k=1}^{r} \lambda_{b_{ik}} (b_{ik} - b_{ik\bar{M}})^2 \tag{V-23}$$

şi procedînd asemănător cazului (i) se găseşte că acest lucru este posibil dacă strategia de adaptare este:

$$\dot{a}_{ij\bar{M}} = \frac{1}{\lambda_{a_{ij}}}\, \dot{e}_{x_i} x_i \quad ; \quad \dot{b}_{ik\bar{M}} = \frac{1}{\lambda_{b_{ik}}}\, \dot{e}_{x_i} u_k \; . \tag{V-24}$$

In adevăr din rel.(V-23), (V-24) şi (V-22) se obţine:

$$\frac{dV}{dt} = -2\, \dot{e}_{x_i}^2 < 0 \; . \tag{V-25}$$

Din punct de vedere practic utilizarea acestui rezultat este mai anevoioasă întrucît mărimea

$$\dot{e}_{x_i} = \dot{x}_i - \dot{x}_{i\bar{M}}$$

nu se mai obţine în mod simplu, ca şi e_{y_i} şi e_{x_i} din cazurile anterioare: mărimea $\dot{x}_{i\bar{M}}$ se poate obţine ca mărime de ieşire a modelului (V-12"), la fel ca şi în celelalte două cazuri, însă $\dot{x}_i$ este în general nemăsurabilă, pentru obţinerea ei fiind necesară derivarea mărimii x_i, operaţie însoţită de unele neajunsuri. Este de remarcat totuşi un caz particular de importanţă practică: atunci cînd <u>A</u> este o matrice Frobenius, $\dot{x}_i = x_{i+1}$, ($\forall$) $i < n$, strategia de adaptare (V-24) permiţînd o identificare uşoară a elementelor matricii <u>B</u> întrucît

$$\dot{e}_{x_i} = x_{i+1} - \dot{x}_{i\bar{M}} \; , (\forall)\; i < n \; .$$

<u>Observaţii:</u>

1° - Ideea utilizării unor funcţii Liapunov în vederea dezvoltării unei strategii de adaptare a fost utilizată de diverşi cercetători. O lucrare de referinţă în acest sens este [130]. Tangenţa dintre această lucrare şi procedeul prezentat în teză îl constituie sistemul de ordinul I:

$$\dot{x} + \omega x = a\, u \quad , \quad \omega > 0 \tag{V-26}$$

care reprezintă o situaţie particulară ce se încadrează în cazul (ii-1). Pentru sisteme de ordin $n > 1$ lucrarea [130] propune soluţii doar pentru situaţii particulare, prin utilizarea unei funcţii Liapunov scrisă cu ajutorul matricii de stabilitate Hermite [131].

2^o - Posibilitatea de utilizare practică a procedeului prezentat în această anexă este limitată de ipoteza că „toate variabilele de stare sînt măsurabile". Din acest punct de vedere este important de observat că practic procedeul poate fi utilizat pentru identificarea elementelor matricilor sistemului (V-1) care intervin în acele expresii de forma (V-3) şi (V-13) în care apar numai variabile măsurabile şi/sau obţinute cu observatori de stare cu parametrii independenţi de elementele matricilor sistemului. Identificarea SES-1L pe baza metodei propuse la pct. 3.2.3.2. se încadrează tocmai în această ultimă situaţie.

ANEXA VI. STABILIREA UNUI MODEL MATEMATIC DE PRECIZIE MAI MARE ASOCIAT MARIMII $\ddot{Z}_{su}$.

MM (4.34) al mărimii $\ddot{Z}_{su}(t)$ este valabil numai în cazul diagramei 2 - simplificate, a acceleraţiei - din fig. 4.9.b. Această diagramă aproximează suficient de bine curba 1, mai apropiată de realitate, din aceeaşi figură. Apar însă diferenţe notabile în diagramele şocului $\dddot{Z}_{su}(t)$ reprezentate în fig. 4.9.a. Considerînd că în arcele de tranziţie VPM se deplasează cu viteză constantă, deci $x = v \cdot t$, şi notînd:

$$\Omega = 2\pi v / l_t \quad , \tag{VI-1}$$

rel.(4.26) şi (4.27) devin:

$$\frac{1}{R(t)} = \frac{1}{2\pi R_{min}} (\Omega t - \sin \Omega t) \ , \tag{VI-2}$$

şi

$$\ddot{Z}_{su}(t) \approx a_n(t) = \frac{v^2}{R(t)} = \frac{v^2}{2\pi R_{min}} (\Omega t - \sin \Omega t) \ . \tag{VI-3}$$

Prin această aproximare în expresia lui $\ddot{Z}_{su}(t)$ apar două funcţii de bază [86]: $f_1(t) = t \circ\!\!-\!\!\bullet \frac{1}{s^2}$ şi $f_2(t) = \sin\Omega t \circ\!\!-\!\!\bullet \frac{\Omega}{s^2+\Omega^2}$, produsul numitorilor imaginilor Laplace ale acestora conducînd la MM-II:

$$\ddot{Z}_{su}^{(4)}(t) + \Omega^2 \ddot{Z}_{su}^{(2)}(t) = \omega^*(t) \ , \tag{VI-4}$$

respectiv la MM-ISI:

$$\begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ Z'_{su} \\ Z''_{su} \\ Z'''_{su} \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\Omega^2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \ddot{Z}_{su} \\ Z'_{su} \\ Z''_{su} \\ Z'''_{su} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} f_1(\delta_1, \delta_2) \\ f_2(\delta_1, \delta_2) \\ f_3(\delta_1, \delta_2) \\ f_4(\delta_1, \delta_2) \end{bmatrix} \tag{VI-5}$$

Funcţiile $f_i(\delta_1, \delta_2)$, $i=\overline{1,4}$ conferă MM-ISI (VI-5) posibilitatea modificării aleatoare a coeficienţilor funcţiilor de bază din expresia (VI-3), reprezentînd patru funcţii neliniare de variabilele independente $\delta_1(\cdot)$ şi $\delta_2(\cdot)$, care sînt două impulsuri Dirac ce apar aleator în timp şi cu amplitudini aleatoare. Dispunîndu-se de expresia (VI-3) a lui $\ddot{Z}_{su}(t)$

precizarea acestor funcţii nu este necesară. $\omega^{*}(t)$ simbolizează o serie complet necunoscută de aceleaşi impulsuri Dirac. Prezenţa ei în ecuaţia (VI-4), ca şi a funcţiilor $f_i(\delta_1,\delta_2)$ în ec.(VI-5), are un caracter formal.

Rezultatul obţinut fiind valabil în măsura în care aproximarea din rel.(VI-3) este valabilă, este necesar să se arate că, plecînd de la expresia (VI-3) a lui $\ddot{Z}_{su}(t)$, pentru raza de curbură a traseului nominal al căii rezultă, prin aproximare, expresia (VI-2). Demonstraţia este imediată. Astfel, din condiţia ca $\ddot{Z}_{su}(t)$ să fie o funcţie continuă rezultă:

$$\dot{Z}_{su}(t) = \frac{v^2}{2\pi R_{min}}\left(\frac{\Omega}{2}t^2 + \frac{1}{\Omega}\cos\Omega t\right).$$

Dezvoltînd relaţia de calcul a razei de curbură [38] se obţine:

$$\frac{1}{R(t)} = \frac{\dfrac{d^2Z_{su}}{dx^2}}{\left[1+\left(\dfrac{dZ_{su}}{dx}\right)^2\right]^{3/2}} = \frac{\dfrac{1}{v^2}\ddot{Z}_{su}(t)}{\left[1+\dfrac{1}{v^2}\dot{Z}su(t)\right]^{3/2}} = \frac{\dfrac{1}{2\pi R_{min}}(\Omega t-\sin\Omega t)}{1+\left[\dfrac{v}{2\pi R_{min}}\left(\dfrac{\Omega}{2}t^2+\dfrac{1}{\Omega}\cos\Omega t\right)\right]^{2\ 3/2}} \qquad \text{(VI-6)}$$

Considerînd v=500 km/h = 138,89 m/sec, l_t = 540 m, R_{min} = 20 km (v. p. 4.2.3.2) şi $t = l_t/v$ = 3,888 sec, cantitatea din paranteza dreaptă din rel.(VI-6) obţine valoarea maximă de $1,82\cdot10^{-4} \ll 1$, rezultînd că expresia (VI-2) constituie o foarte bună aproximaţie a expresiei exacte (VI-6).

Ordinul n = 4 al MM (VI-5) şi dependenţa acestuia în raport cu Ω reprezintă principalele dezavantaje ale acestui model în comparaţie cu MM de ec.(4.32) şi (4.35). El este valabil numai pentru un anumit Ω, adică pentru v/l_t = const.

ANEXA VII. ANALIZA SENSIBILITATII SISTEMELOR LINIARE CONTINUE, INVARIANTE IN TIMP, CU AJUTORUL MODELELOR DE SENSIBILITATE.

Se consideră sistemul liniar invariant în timp:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}}(t,\underline{\alpha}) &= \underline{A}(\underline{\alpha})\,\underline{x}(t,\underline{\alpha}) + \underline{B}(\underline{\alpha})\,\underline{u}(t) \qquad \text{(VII-1)}\\ \underline{y}(t,\underline{\alpha}) &= \underline{C}(\underline{\alpha})\,\underline{x}(t,\underline{\alpha}) + \underline{D}(\underline{\alpha})\,\underline{u}(t) \end{aligned}$$

cu $\underline{x}$, (n,1), $\underline{y}$, (q,1), $\underline{u}$, (p,1) şi cu $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$, $\underline{D}$ matrici de dimensiuni adecvate avînd elementele componente funcţii derivabile în raport cu vectorul $\underline{\alpha} = [\alpha_j]$, (r,1), vector ce cuprinde parametrii sistemului.

Fie $\underline{X}(t) = \underline{x}(t,\underline{\alpha}_0)$ traiectoriile de stare corespunzătoare unei stări iniţiale $\underline{x}_0 = \underline{x}(t_0)$ şi unei funcţii de intrare $\underline{u}(t)$, $t > t_0$ pentru cazul cînd parametrii sistemului iau valorile idealizate $\underline{\alpha}_0 = [\alpha_{jo}]$. In cazul real valorile parametrilor $\underline{\alpha}$ sînt diferite de cele idealizate, astfel că traiectoriile de stare reale $\underline{x}^{*}(t) = \underline{x}(t,\underline{\alpha})$ corespunzătoare aceloraşi condiţii iniţiale şi aceleiaşi funcţii de intrare, vor diferi de traiectoriile idealizate $\underline{x}(t)$. Aceleaşi considerente sînt valabile şi cu privire la traiectoriile reale şi idealizate - $\underline{y}^{*}(t)$, respectiv $\underline{y}(t)$ - ale variabilei de ieşire.

Măsura în care traiectoriile $\underline{x}^{*}(t)$ şi $\underline{y}^{*}(t)$ pot diferi faţă de traiectoriile $\underline{x}(t)$ şi $\underline{y}(t)$ ca urmare a modificării parametrului $\underline{\alpha}$ poate fi determinată cu aproximaţie pe baza analizei sensibilităţii sistemelor dinamice [58,32]. Astfel, considerînd că

$$\underline{\alpha} = \underline{\alpha}_0 + \underline{\Delta\alpha}\,, \qquad \text{(VII-2)}$$

în primă aproximaţie rezultă

$$\underline{x}^{*}(t) = \underline{x}(t) + \underline{\lambda}(t,\underline{\alpha}_0)\,\underline{\Delta\alpha}\;. \qquad \text{(VII-3)}$$

In această relaţie

$$\underline{\lambda}(t,\underline{\alpha}_0) = \left[\, \underline{\lambda}_1(t,\underline{\alpha}_0) \vdots \dots \vdots \underline{\lambda}_j(t,\underline{\alpha}_0) \vdots \dots \vdots \underline{\lambda}_r(t,\underline{\alpha}_0) \right] \qquad \text{(VII-4)}$$

este matricea sensibilităţilor traiectoriilor de stare ale sistemului (VII-1) în raport cu $\underline{\alpha}$. O coloană oarecare $\underline{\lambda}_j(t,\underline{\alpha}_0)$, $j = \overline{1,r}$ a acestei matrici conţine funcţiile de sensibilitate ale variabilelor de stare ale sistemului (VII-1) în raport cu parametrul α_j, aceste funcţii rezultînd ca soluţii ale sistemului (VII-5) numit „modelul de sensibilitate al sistemului (VII-1) în raport cu parametrul α_j ":

$$\dot{\underline{\lambda}}_j(t,\underline{\alpha}_0) = \underline{A}(\underline{\alpha}_0)\,\underline{\lambda}_j(t,\underline{\alpha}_0) + \left.\frac{\partial \underline{A}(\underline{\alpha})}{\partial \alpha_j}\right|_{\underline{\alpha}_0} \underline{x}(t) + \left.\frac{\partial \underline{B}(\underline{\alpha})}{\partial \alpha_j}\right|_{\underline{\alpha}_0} \underline{u}(t)\;;\; \underline{\lambda}_j(t_0,\underline{\alpha}_0) = \underline{0} \qquad \text{(VII-5)}$$

Pentru variabilele de ieşire este valabilă relaţia:

$$\underline{y}^{*}(t) = \underline{y}(t) + \underline{\sigma}(t,\underline{\alpha}_0)\,\underline{\Delta\alpha}$$

în care

$$\underline{\sigma}(t,\underline{\alpha}_0) = \left[\underline{\sigma}_1(t,\underline{\alpha}_0) \vdots \dots \vdots \underline{\sigma}_j(t,\underline{\alpha}_0) \vdots \dots \vdots \underline{\sigma}_r(t,\underline{\alpha}_0)\right] \qquad \text{(VII-6)}$$

este matricea sensibilităţilor variabilelor de ieşire ale sistemului (VII-1). Vectorul $\underline{\sigma}_j(t,\underline{\alpha}_0)$ are expresia:

$$\underline{\sigma}_j(t,\underline{\alpha}_0) = \underline{C}(\underline{\alpha}_0)\,\underline{\lambda}_j(t,\underline{\alpha}_0) + \left.\frac{\partial \underline{C}(\alpha)}{\partial \alpha_j}\right|_{\underline{\alpha}_0} \underline{x}(t) + \left.\frac{\partial \underline{D}(\underline{\alpha})}{\partial \alpha_j}\right|_{\underline{\alpha}_0} \underline{u}(t)\;. \qquad \text{(VII-7)}$$

Se observă că pentru $\underline{\alpha} = \underline{\alpha}_0$ modelul de sensibilitate (VII-5) are expresia matricii sistemului identică cu a sistemului original (VII-1), deci şi acelaşi polinom caracteristic. Deosebirile faţă de sistemul original se referă la variabilele de intrare şi la condiţiile iniţiale. Astfel, modelul de sensibilitate are condiţii iniţiale nule şi ca variabile de intrare atît variabilele de intrare ale sistemului original cît şi variabilele de stare ale acestuia corespunzătoare lui $\underline{\alpha} = \underline{\alpha}_0$.

Pentru a simplifica integrarea modelelor de sensibilitate se procedează la integrarea simultană a sistemului original şi a celor r modele de sensibilitate, prin integrarea aşa-numitului „sistem general", adică a sistemului (VII-8) care înglobează sistemul original şi cele r modele de sensibilitate.

$$
\begin{bmatrix} \underline{x}(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\lambda}_1(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\lambda}_2(t,\underline{\alpha}_0) \\ \vdots \\ \underline{\lambda}_r(t,\underline{\alpha}_0) \end{bmatrix}^{\bullet}
=
\begin{bmatrix}
\underline{A}(\alpha) & \underline{0} & \underline{0} & \cdots & \underline{0} \\
\dfrac{\partial \underline{A}(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \underline{A}(\alpha) & \underline{0} & \cdots & \underline{0} \\
\dfrac{\partial \underline{A}(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \underline{0} & \underline{A}(\alpha) & \cdots & \underline{0} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
\dfrac{\partial \underline{A}(\alpha)}{\partial \alpha_r} & \underline{0} & \underline{0} & \cdots & \underline{A}(\alpha)
\end{bmatrix}_{\underline{\alpha}_0}
\begin{bmatrix} \underline{x}(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\lambda}_1(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\lambda}_2(t,\underline{\alpha}_0) \\ \vdots \\ \underline{\lambda}_r(t,\underline{\alpha}_0) \end{bmatrix}
+
\begin{bmatrix} \underline{B}(\alpha) \\ \dfrac{\partial \underline{B}(\alpha)}{\partial \alpha_1} \\ \dfrac{\partial \underline{B}(\alpha)}{\partial \alpha_2} \\ \vdots \\ \dfrac{\partial \underline{B}(\alpha)}{\partial \alpha_r} \end{bmatrix}_{\underline{\alpha}_0}
\underline{u}(t)
\qquad \text{(VII-8.1)}
$$

$$
\begin{bmatrix} \underline{y}(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\sigma}_1(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\sigma}_2(t,\underline{\alpha}_0) \\ \vdots \\ \underline{\sigma}_r(t,\underline{\alpha}_0) \end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix}
\underline{C}(\alpha) & \underline{0} & \underline{0} & \cdots & \underline{0} \\
\dfrac{\partial \underline{C}(\alpha)}{\partial \alpha_1} & \underline{C}(\alpha) & \underline{0} & \cdots & \underline{0} \\
\dfrac{\partial \underline{C}(\alpha)}{\partial \alpha_2} & \underline{0} & \underline{C}(\alpha) & \cdots & \underline{0} \\
\vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\
\dfrac{\partial \underline{C}(\alpha)}{\partial \alpha_r} & \underline{0} & \underline{0} & \cdots & \underline{C}(\alpha)
\end{bmatrix}_{\underline{\alpha}_0}
\begin{bmatrix} \underline{x}(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\lambda}_1(t,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\lambda}_2(t,\underline{\alpha}_0) \\ \vdots \\ \underline{\lambda}_r(t,\underline{\alpha}_0) \end{bmatrix}
+
\begin{bmatrix} \underline{D}(\alpha) \\ \dfrac{\partial \underline{D}(\alpha)}{\partial \alpha_1} \\ \dfrac{\partial \underline{D}(\alpha)}{\partial \alpha_2} \\ \vdots \\ \dfrac{\partial \underline{D}(\alpha)}{\partial \alpha_r} \end{bmatrix}_{\underline{\alpha}_0}
\qquad \text{(VII-8.2)}
$$

Sistemul general se integrează pentru $\underline{u}(t)$, $t > t_0$ considerat şi pentru condiţiile iniţiale:

$$
\begin{bmatrix} \underline{x}(t_0,\underline{\alpha}_0) \\ \underline{\lambda}_1(t_0,\underline{\alpha}_0) \\ \vdots \\ \underline{\lambda}_r(t_0,\underline{\alpha}_0) \end{bmatrix}
=
\begin{bmatrix} \underline{x}_0 \\ \underline{0} \\ \vdots \\ \underline{0} \end{bmatrix} .
\qquad \text{(VII-9)}
$$

ANEXA VIII. PROIECTAREA ALGORITMICA A UNOR BLOCURI DE REGLARE ADAPTIVA PENTRU SLEM-B.

Se consideră SLEM-B din fig. 5.1 cu compensatorul de stabilizare $\underline{K}$, de expresie (5.2), calculat conform metodologiei prezentate la pct. 5.4. Compensatorul astfel obţinut asigură pentru SLEM-B: (i) o comportare optimă în regimuri libere în acord cu indicele de calitate (5.83) sau (5.82), de forma:

$$
I(U_a) = \frac{1}{2}\int_0^{\infty} (\underline{X}_1^T \, \underline{Q} \, \underline{X}_1 + U_a^2)\, dt \; ; \qquad \text{(VIII-1)}
$$

(ii) o comportare optimă în regimuri forţate bine determinate. Elementele matricei

$$
\underline{Q} = \operatorname{diag}\left[q_p^2 \, , \; 0 \, , \; q_a^2\right] \quad \text{sau} \quad \underline{Q} = \operatorname{diag}\left[q_p^2 \, , \; q_v^2 \, , \; q_a^2\right] . \qquad \text{(VIII-2)}
$$

se obţin în funcţie de parametrii compensatorului cu rel.(5.96) şi şi (5.104), q_v adoptîndu-se.

Se consideră în continuare vectorul

$$\underline{\beta} = [\beta_i] = [Z_{\delta o} \quad M_o \quad R_o \quad F_{eo}]^T \qquad \text{(VIII-3)}$$

care conţine date nominale independente ale SLEM-B. Prin ipoteză se admite că numai unul din elementele lui $\underline{\beta}$ se poate modifica. Fie β_i parametrul considerat şi $[\beta_{i\,min}, \beta_{i\,max}]$ domeniul în care el poate lua valori. Se consideră şirul de valori

$$\beta_{i1} = \beta_{i\,min} < \beta_{i2} < \ldots < \beta_{i,k-1} < \beta_{ik} = \beta_{i\,max}, \qquad \text{(VIII-4)}$$

ale lui β_i şi şirurile de valori

$$q_{p1}, q_{p2}, \ldots, q_{pk} \quad \text{şi} \quad q_{a1}, q_{a2}, \ldots, q_{ak} \qquad \text{(VIII-5)}$$

ale lui q_p şi q_a rezultate în funcţie de compensatoarele $\underline{K}(\beta_{ij})$, $j=\overline{1,k}$, calculate pe baza metodologiei menţionate (q_{pj} şi q_{aj} corespund lui β_{ij}). Fie

$$q_p = f_1(\beta_i), \quad q_a = f_2(\beta_i), \quad \beta_i \in [\beta_{i\,min}, \beta_{i\,max}], \qquad \text{(VIII-6)}$$

relaţiile de legătură între parametrul β_i şi elementele matricei $\underline{Q}$ estimate pe baza şirurilor (VIII-4) şi (VIII-5) printr-un procedeu oarecare de aproximare (spre exemplu prin aproximare polinomială).

Anterior compensatorul $\underline{K}$ a trebuit să fie recalculat pentru fiecare β_{ij}, $j=\overline{1,k}$ întrucît coeficienţii MM-ISI (5.3) depind de β_i, adică:

$$\dot{\underline{X}}_1 = \underline{A}(\beta_i)\,\underline{X}_1 + \underline{B}_c(\beta_i)\,\underline{U}_c \qquad \text{(VIII-7)}$$

Matricile $\underline{A}(\beta_i)$ şi $\underline{B}(\beta_i)$ fiind funcţii continuu diferenţiabile, compensatorul $\underline{K}(\beta_i)$ se poate calcula în continuare (pentru $(\forall)\ \beta_i$) folosind metoda propusă în [80]. Conform acesteia, în cazul indicelui (VIII-1), rezultă:

$$\underline{K}^T(\beta_i) = -\underline{B}_c^T(\beta_i)\,\underline{P}(\beta_i), \qquad \text{(VIII-8)}$$

$\underline{P}(\beta_i)$ fiind soluţia ecuaţiei Riccati (VIII-9) avînd pe β_i ca parametru independent, integrată în condiţiile iniţiale $\underline{P}(\beta_{i\,min})$.

$$\frac{d\underline{P}}{d\beta_i}(\underline{A} - \underline{S}\,\underline{P}) + (\underline{A} - \underline{S}\,\underline{P})^T\frac{d\underline{P}}{d\beta_i} = -\underline{P}\,\underline{\eta} - \underline{\eta}^T\underline{P} + \underline{P}\,\underline{\zeta}\,\underline{P} - \underline{\mathcal{G}}\,. \qquad \text{(VIII-9)}$$

In aceste ecuaţii: $\underline{P}$ are aspectul (5.89), $\underline{A}(\beta_i)$ şi $\underline{B}_c(\beta_i)$ sînt matricile de coeficienţi din MM (5.3), iar celelalte matrici se calculează cu relaţiile (argumentul nu a mai fost notat):

$$\underline{S} = \underline{B}_c\underline{B}_c^T; \quad \underline{\eta} = \frac{d\underline{A}}{d\beta_i}; \quad \underline{\zeta} = \frac{d\underline{S}}{d\beta_i}; \quad \underline{\mathcal{G}} = \frac{d\underline{Q}}{d\beta_i}, \qquad \text{(VIII-10)}$$

în care $\underline{Q}$ rezultă înlocuind (VIII-6) în (VIII-2). Matricea $\underline{P}(\beta_{i\,min})$ este practic cunoscută, avînd în vedere că pentru stabilirea rel. (VIII-6) a trebuit calculat compensatorul $\underline{K}(\beta_{i1})$, $\beta_{i1} = \beta_{i\,min}$.

Principial reglarea adaptivă a SLEM-B în funcţie de parametrul β_i corespunde schemei din fig. VIII-1.

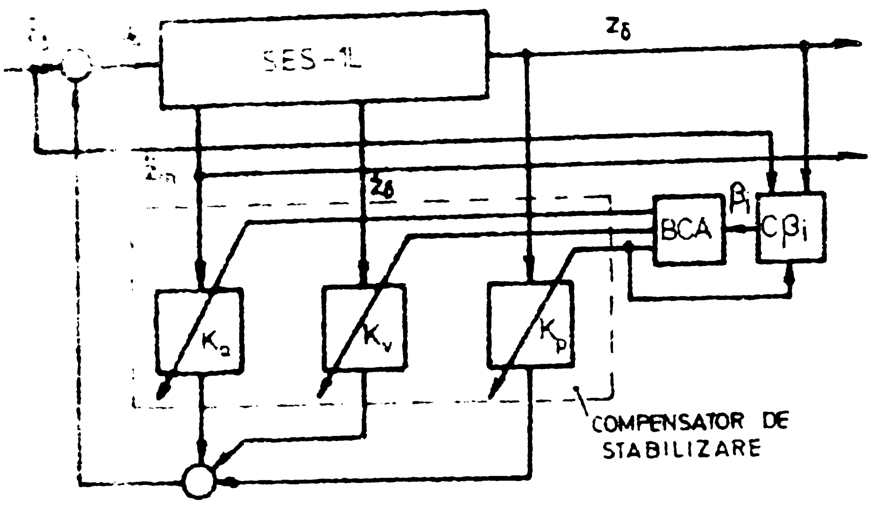


Fig. VIII-1. Schemă de reglare adaptivă a SLEM-B în funcţie de parametrul β_i (v.rel.(VIII-3)).

Blocul $C\beta_i$ calculează valoarea parametrului β_i pe baza dependenţei

$$\beta_i = f(Z_\delta, \tilde{Z}_\delta, K_p) \quad \text{(VIII-11)}$$

rezultată din rel.(5.75) şi (5.76), iar blocul de comandă-adaptare BCA modifică valorile parametrilor compensatorului $\underline{K}$ la valorile (VIII-8). Cu toată prezentarea succintă a problemei reglării adaptive a SLEM-B este uşor de întrevăzut că rezolvarea ei implică dificultăţi apreciabile de ordin analitic şi ordin tehnic.

ANEXA IX. PROGRAMUL DE CALCUL AL REGIMURILOR TRANZITORII ALE SLEM-1L.

Pentru studiul regimurilor tranzitorii ale SLEM-1L a fost conceput programul SLEM1GL scris în limbaj FORTRAN. El este destinat calculului a 14 tipuri de regimuri tranzitorii, notate cu R1 ÷ R14, pentru cinci tipuri de SLEM-1L, notate cu S1 ÷ S5.

Regimurile tranzitorii considerate sînt:

R1 - regim liber şi R2 ÷ R14 = regimuri forţate determinate de:

R2 - modificarea întrefierului prescris $\tilde{Z}_\delta$ în treaptă ideală de amplitudine dată;

R3 - modificarea continuă a întrefierului prescris pînă la o valoare dată, conform rel.(4.4);

R4 - modificarea forţei exterioare F_e în treaptă ideală de amplitudine dată (fig. 4.10.a);

R5 - modificarea forţei exterioare F_e în treaptă reală de amplitudine şi de durată de creştere date (fig.4.10.b);

R6 - modificarea lui Z_{su} la parcurgerea unui arc de tranziţie de lungime dată, cu viteză constantă dată, profilul arcului corespunzînd variaţiei lui Z_{su} aferente modificării lui $\ddot{Z}_{su}(t)$ după curba 1 din fig.4.9.b;

R7 - modificarea lui Z_{su} la parcurgerea unui arc de tranziţie de lungime dată, cu viteză constantă dată, profilul arcului corespunzînd variaţiei lui Z_{su} aferente modificării lui $\ddot{Z}_{su}(t)$ după curba 2 din fig.4.9.b;

R8 - modificarea lui Z_{sp} la parcurgerea, cu viteză constantă dată, a unei căi suspendate pe stîlpi amplasaţi echidistant în lungul căii, profilul acesteia fiind descris de ec.(4.23), iar amplitudinea oscilaţiilor $Z_{sp\ 1\ max}$ fiind dată;

R9 - modificarea lui F_e ca la R4 + modificarea lui Z_{su} ca la R6 (forţa exterioară acţionează în sens pozitiv din momentul intrării SLEM-1L pe o porţiune coborîtoare);

R10 - modificarea lui F_e ca la R4 - modificarea lui Z_{su} ca la R6 (forţa exterioară acţionează în sens pozitiv din momentul intrării SLEM-1L pe o porţiune de urcuş);

R11 - modificarea lui Z_{sp} ca la R8 + modificarea lui F_e ca la R4 (forţa exterioară acţionează asupra SLEM-1L, în sensul creşterii întrefierului, din momentul trecerii sistemului prin dreptul unui stîlp de susţinere);

R12 - modificarea lui Z_{sp} ca la R8 - modificarea lui F_e ca la R4 (spre deosebire de R11 forţa exterioară acţionează în sensul reducerii întrefierului);

R13 - modificarea lui F_e ca la R4 + modificarea lui Z_{su} ca la R6 + modificarea lui Z_{sp} ca la R8 (forţa exterioară acţionează asupra SLEM-1L în sensul creşterii întrefierului, din momentul trecerii sistemului prin dreptul unui stîlp de susţinere care se găseşte la începutul unui tronson de coborîre);

R14 - modificarea lui F_e ca la R4 - modificarea lui Z_{su} ca la R6 + modificarea lui Z_{sp} ca la R8 (spre deosebire de R13 stîlpul de susţinere se găseşte la începutul unui tronson de urcare) +).

Tipurile de sisteme pentru care se poate studia fiecare dintre aceste regimuri sînt:

S1 - SLEM-B cu ec.(5.5);

S2 - SLEM-1L cu OFLS-varianta MBB cu ec.(5.143);

S3 - SLEM-1L cu OFLS-varianta II cu ec.(5.156);

S4 - SLEM-1L cu OFLS-varianta II şi cu compensarea forţei exterioare cu ec.(5.196);

S5 - SLEM-1L cu OFLS-varianta MBB şi cu compensarea forţei exterioare avînd ec.(5.209).

Programul este conceput astfel încît oferă posibilităţi de extindere, fără complicaţii deosebite, şi pentru studiul altor categorii de sisteme.

Opţional, programul listează pas cu pas variaţia în timp a principalelor mărimi caracteristice ale sistemului studiat (k = 0), reprezintă grafic curbele de variaţie în timp ale acestor mărimi după ce ele au fost

+) Interpretarea regimurilor s-a precizat între paranteze numai pentru cazurile mai complicate, R9 ÷ R14.

calculate şi memorate (k = 1) sau efectuează succesiv ambele operaţii: listare + reprezentare grafică (k = 2).

Datele de intrare ale programului sînt:

- numerele de ordine ale cazului studiat (identificator de catalogare), ale regimului analizat şi sistemului considerat precum şi valoarea lui k;
- parametrii SES-1L şi valorile mărimilor caracteristice ale acestui sistem corespunzător punctului de funcţionare staţionară Λ_o considerat;
- parametrii compensatorului de stabilizare $\underline{K}$;
- parametrii curbelor de variaţie ale mărimilor perturbatoare: valoarea întrefierului prescris, amplitudinea treptei lui F_e, durata frontului ei (fig. 4.10.b), raza de curbură a traseului, viteza de parcurgere a acestuia, distanţa dintre stîlpii de susţinere a căii şi săgeata maximă a acesteia (fig. 4.7);
- parametrii necesari pentru calculul regimului tranzitoriu pe un interval de timp folosind o metodă numerică de tip Runge-Kutta-Gill: momentul iniţial şi momentul final ale intervalului în care se produce regimul tranzitoriu, pasul de calcul maxim pe interval, eroarea maxim admisibilă pe un pas de calcul, valorile iniţiale ale variabilelor dependente, ponderile de eroare aferente variabilelor şi numărul intervalelor de integrare succesive (deci durata de studiu a regimului tranzitoriu);
- parametrii OFLS (în cazul sistemelor S2, S3, S4 şi S5) şi parametrii blocurilor de compensare a perturbaţiilor (în cazurile S4 şi S5).

Programul SLEM1GL este segmentat conţinînd următoarele proceduri:

- programul principal = segmentul SLEM1GL ;
- subprogramul RKGS (Runge-Kutta-Gill-Subroutine) = segmentul F; el efectuează integrarea unui sistem de ecuaţii diferenţiale de ordinul I; ecuaţiile sînt conţinute în subprogramul FCT1, iar listarea rezultatelor integrării se face prin subprogramul OUTP1 [40];
- subprogramul FCT1 = segmentul FCT1; el calculează valorile derivatelor care apar în ecuaţiile de stare ale diverselor sisteme S1 ÷ S5 în cazul regimurilor R1 ÷ R14 ;
- subprogramul OUTP1 = segmentul OUTP1; acesta listează în cazurile k = 0 şi k = 2 diverse variabile ce aparţin SLEM-1L studiat precum şi variabile ce aparţin SES-1L aferent; pentru unele variabile se dau valorile absolute, iar pentru altele doar creşterile în raport cu valorile staţionare corespunzătoare punctului Λ_o; valorile menţionate sînt listate la momentul t = 0 şi la momentul final al fiecărui pas de integrare; totodată valorile mărimilor ce urmează să fie reprezentate grafic se memorează în tabloul AG ;

- subprogramul REPGRAF = segmentul REP, reprezintă o procedură care are scopul de a grupa datele din tabloul AG, încărcat cu valorile tuturor mărimilor ce trebuie reprezentate grafic, în subgrupe mai mici, pregătind toate datele necesare reprezentărilor grafice în două variante: a) reprezentări la scară diferită a tuturor variabilelor dintr-o subgrupă, astfel încît graficul fiecărei variabile să se extindă pe întregul segment de ordonată disponibil; b) reprezentări la aceeași scară a tuturor variabilelor dintr-o subgrupă astfel încît ansamblul graficelor să ocupe segmentul de ordonată disponibil (101 puncte); subprogramul REPGRAF pregătește aceste două variante în parte și în mod adecvat pentru fiecare regim R1 ÷ R14 și fiecare sistem S1 + S5 ;
- subprogramul GRAPH = segmentul GRAPH (scris în limbaj ASSIRIS); el reprezintă grafic, utilizînd caracterele alfanumerice „A, B, ..., J" și „ * " (ultimul în cazul cînd punctele a două grafice se suprapun), un număr de pînă la 10 variabile, în lungul unei abscise cu un număr finit de puncte echidistante, în una din cele două variante menționate anterior [109].

Pentru transmiterea de date de la o procedură la cealaltă se folosesc atît listele de parametrii formali ce însoțesc denumirile procedurilor cît și patru blocuri CØMMØN ce reunesc datele comune unor grupuri alcătuite cu procedurile mai sus prezentate.

BIBLIOGRAFIE

1. ALEXANDROVA, R. Magnetolet, Sputnik, 4, 148-150, 1980.

2. APPUN, P., RITTER, G.R. Calculation and optimizationof the magnets for an electromagnetic levitation systems, IEEE Trans. MAG-11, 1, 39-44, 1975.

3. APPUN, P., von THUN, H.-J. Ein elektromagnetisches Trag- und Führungs-system für schienengebundene Hochgeschwindigkeitsfahrzeuge, Elektrische Bahnen, 46, 4, 86-94, 1975.

4. ATHANS, M., FALB, P.L. Optimal control. An introduction to the theory and its applications, New York, Mc.Graw-Hill, 1966.

5. BABUTIA, I., BUDISAN, N. Teoria sistemelor automate, vol.2, Timişoara, IPTVT, 1972.

6. BAIBAKOV, S.N. ş.a. Structure of magnetic levitation and motion systems for cargo and passanger ground vehicles, Moskova, World electr. Congr., Section 7, Paper 08, 21-25 June, 1977.

7. BAIER, W. Kommt die Magnetschwebebahn zu spät ? ETZ-B, 26, 3, 60-61, 1974.

8. BOHN, G., LANGERHOLC, J. Theoretical calculations of the electrodynamic properties of ferromagnetic levitation systems, J. Appl. Phys., 48, 7, 3093-3099, 1977.

9. BOHN, G., ROMSTEDT, P., ROTHMAYER, W., SCHWÄRZLER, P. A contribution to magnetic technology, Proc. 4th ICEC, Eindhoven, 202-208, 1972.

10. BOLDEA, I. Calculul electromagneţilor de ghidaj la vehiculul experimental MAGNIBUS 01, Timişoara, IPTVT, 1978.

11. BOLDEA, I. Vehicule pe pernă magnetică, Bucureşti, Ed. Academiei RSR, 1981.

12. BOLDEA, I., NASAR, S.A. Field windig drag and normal forces of linear syschronous homopolar motors, EME int. quat., 2, 2, 253-268, 1978.

13. BOPP, K. Probleme des spurgebundenen Landverkehrs der Zukunft mit höchsten Geschwindigkeiten aus der Sicht des Elektrotechnikers, Elektrische Bahnen, 45, 10, 1974.

14. BOPP, K. ş.a. Entwicklung auf dem Gebiet der unkonventionellen Trag-, Antriebs- und Führungskomponenten in der BRD, Int. Congr. Elektrische Bahnen, 7.2.01-7.2.18, 1971.

15. BORACI, R., DRAGOMIR, T. Incercarea pe stand a unui sistem cu sustentaţie electromagnetică cu un singur grad de libertate, Sesiune de communicări tehnico-ştiinţifice Timişoara, IPTVT, oct. 1979.

16. BORCHERTS, R.H., DANNIS, F.W., DAVIS, L.C., REITZ, J.R. Preliminary design studies of magnetic suspension for high speed ground ...ion, Rep. No. FRA-RT-73-27A, SUA, NTIS PB 230489,1973.

17. BORCHERTS, R.H., WILKIE, D.F., DAVIS, L.C., REITZ, J.R. Preliminary design studies of magnetic suspension for high speed ground transportation, vol.II (Experimental ride simulation studies), Rep. No. FRA-RT-73-27A, Final rep. (Task III), 1972-1973.

18. BROGAN, W.L. Modern control theory, New York, Quantum Publ. Inc.,1974

19. BRZEZINA, W., LANGERHOLC, J. Lift and side forces on rectangular pole pieces in two dimensions, J. Appl. Phys., 45, 1869-1872, 1974.

20. BRZEZINA, W., LANGERHOLC, J. Calculation of the pole dimension corrections for the treatment of stray flux in electromagnetic suspension magnets, ETZ-A, 95, 524-525, 1974.

21. BUDISAN, N., DRAGOMIR, T., BABUTIA, I., DRAGOMIR, E. Determinarea modelului matematic al proceselor liniare cu ajutorul calculatorului numeric, Bul. ştiinţific şi tehnic al I.P.Timişoara, 18, 1, 71-81, 1973.

22. BUDISAN, N., DRAGOMIR, T., BABUTIA, I., DRAGOMIR, E. Über einige Identifizierungsmethoden der Schwingungsprozesse und über Vergleichsbetrachtungen dieser Identifizierungsmethoden, Wiss. Zeitschrift der T.H. Otto von Guericke Magdeburg, 18, 4, 409-411, 1974.

23. BUZDUGAN, GH., MIHAILESCU, E., RADES, M. Măsurarea vibraţiilor, Bucureşti, Ed. Academiei RSR, 1979.

24. CALIN, S. Regulatoare automate, Bucureşti, Ed. Did. şi Ped., 1976.

25. CALIN, S. ş.a. Optimizări în automatizări industriale, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1979.

26. CHELU, P., DRAGOMIR, T. Procedure of deterministic identification of a class of vari-linear systems, Bul. ştiinţific şi tehnic al IPTVT, 23, 1,146-148, 1978.

27. CIORTUZ, D. Optimizarea sistemului automat de reglare al unui stand cu sustentaţie magnetică, Timişoara, Proiect de diplomă IPTVT (cond. T.L. Dragomir), 1978.

28. COFFEY, H.T., CHILTON, F., HOPPIE, L.C. The feasibility of magnetically levitating high speed ground vehicles, Rep. No. FRA-RT-72-39, SUA, NTIS 210505, 1972.

29. CORFMAT, J.P., MORSE, A.S. Decentralized control of linear multivariable systems, SUA, Massachusetts, 6th IFAC Congr. Boston/Cambridge, Paper 43.3, August 1975.

30. CORFMAT, J.P., MORSE, A.S. Decentralized control of linear multivariable systems, Automatica, 12, 479-495, 1976.

31. CRÄMER, W., ROCHE, CH. Einsatz erweiterter Zustandsbeobachter zur Verbesserung des Fahrverhaltens von Magnetfahrzeugen, Frankfurt/M, VDI/VDE-Gesellschaft für Mess- und Regelungstechnik, Aussprachetag „Filterverfahren und Beobachtersysteme", Februar, 1975.

32. CRUZ, J.B. Feedback systems, New York, Mc.Graw-Hill, 1972.

33. CSÁKI, F. Automatika, Budapest, T.K., 1972.

34. CSÁKI, F. Szabályozások dinamikája, Budapest, A.K., 1974.

35. CZEGLEDI, I., MARGITTAI, G., MIKLOS, A. Proiectarea sistemului de reglare al vehiculului experimental cu levitaţie electromagnetică MAGNIBUS 01, Timişoara, Proiect de diplomă IPTVT (cond. T.L. Dragomir), 1981.

36. DAVISON, E.J., GOLDENBERG, A. Robust control of a general servomechanism problem: The servo compensator, Boston, IFAC, Session 9.5, August 1975.

37. D'AZZO, J.J., HOUPIS, C.H. Feedback control systems analysis and synthesis, New York - Sydney, Mc.Graw-Hill, 1966.

38. DOBRESCU, A. Geometrie diferenţială, Bucureşti, Ed. Did. şi Ped., 1963.

39. DORDEA, T. Maşini electrice, Bucureşti, Ed. Did. şi Ped., 1970.

40. DRAGOMIR, E. Subprograme în limbaj FØRTRAN, Timişoara, IPTVT, 1972.

41. DRAGOMIR, T.L. Regimul dinamic al sistemului magnet-şină al vehiculelor cu sustentaţie electromagnetică, Timişoara, Referat de doctorat IPTVT, nov. 1976.

42. DRAGOMIR, T.L. Modelul dinamic al sistemului magnet-şină al unui ştand cu sustentaţie electromagnetică cu un singur grad de libertate, Braşov, Comunicare la a V-a Sesiune a inginerilor şi tehnicienilor, nov. 1976.

43. DRAGOMIR, T.L. Reglarea optimală a unui sistem cu sustentaţie electromagnetică cu un singur grad de libertate, Timişoara, Referat de doctorat IPTVT, iunie 1978.

44. DRAGOMIR, T.L. Sinteza unor observatori de stare particulari, Bul. ştiinţific şi tehnic al I.P.Timişoara, 24, 2, 189-205, 1979.

45. DRAGOMIR, T.L. Stadiul actual de dezvoltare al vehiculelor cu sustentaţie magnetică, Timişoara, Referat de doctorat IPTVT, oct. 1975.

46. DRAGOMIR, T.L. Asupra unor sisteme cu levitaţie electromagnetică cu un grad de libertate, Preprints of the 4th Int. Conf. on Contr. syst. and Computer Sc., vol. III, Bucureşti, 265-270, 1981.

47. DRAGOMIR, T.L., BUDISAN, N., DRAGOMIR, E. Procedeu pentru identificarea unor sisteme liniare, Bul. ştiinţific şi tehnic al I.P. Timişoara, seria Electrotehnică, 18, 2, 153-161, 1973.

48. DRAGOMIR, T.L., BORACI, R. ş.a. Electromagnetical levitation system, Proc. 2nd Nat. Conf. Electrical drives, Cluj-Napoca, A-75 ÷ A-78 1978.

49. DRAGOMIR, T.L., BORACI, R. ş.a. Reglarea vehiculelor cu levitaţie electromagnetică, Timişoara, Sesiune de comunicări IPTVT, oct. 1979.

50. DRAGOMIR, T.L., CIORTUZ, D. Observatori de stare pentru reglarea întrefierului unui sistem electromagnet-şină, Cluj-Napoca, Lucr. tehn.-şt. I.P.Cluj-Napoca, Seria electrotehnică, E-I-125 ÷ E-L-130, 1978.

51. DRAGOMIR, T.L., CIORTUZ, D. Sistem automat de reglare a unui ştand pentru studiul sustentaţiei electromagnetice, Bucureşti, Simpozion IPA, Lucr. thhn.-şt., vol.A, Lucrarea A-9, 1978.

52. DRAGOMIR, T.L., PREITL, S. Teoria sistemelor şi reglării automate, Timişoara, Lit. IPTVT, 1978.

53. DRAGOMIR, T.L., PREITL, S. Elemente de teoria sistemelor şi reglaj automat, vol.II, cap. IX, Timişoara, Lit. IPTVT, 1979.

54. DUYTSCHAEVER, D.V. Comment „On the step response of a class of third-order linear systems", IEEE Trans. AC-13, 1, 134-135,1968.

55. EYKHOFF, P. Identificarea sistemelor (trad. l. engleză - SUA), Bucureşti, Ed. Tehnică, 1977.

56. FEHER, P. Subprograme FØRTRAN pentru probleme de automatică, Timişoara, Proiect de diplomă IPTVT (cond. T.L. Dragomir), 1974.

57. FÖLLINGER, O. Regelungstechnik, Berlin, Elitera-Verlag, 1972.

58. FRANK, P.M. Empfindlichkeitsanalyse dynamischer Systeme, München - Wien, R.Oldenbourg-Verlag, 1976.

59. GÂRLAŞU, S. Prelucrarea în timp real a semnalelor fizice, Craiova, Ed. Scrisul românesc, 1978.

60. GEARY, P.J. Magnetic and electric suspension (A survey of instr. parts, Nr.6), London, Britisch Sc.Instr.Research Ass., Sira Research Rep. R 314, 1964

61. GOTTZEIN, E., BROCK, K.-H., SCHNEIDER, E., PFEFFERL, J. Control aspects of a tracked magnetic levitation high speed test vehicle, Automatica, 13, 205-223, 1977.

62. GOTTZEIN, E., CRÄMER, W. Critical evaluation of multivariable control techniques based on MAGLEV vehicle design, 4th Symposium on multivariable technological systems IFAC, 1977.

63. GOTTZEIN, E., LANGE, B. Magnetic suspension control system for the MBB high speed train, Automatica, 11, 271-284, 1975.

64. GOTTZEIN, E., LANGE, B., OSSENBERG-FRANCES, E. Control system concept for a passenger carrying MAGLEV vehicle, High Speed Ground Transp. J., 9, 1, 435-447, 1975.

65. GOTTZEIN, E., MEISINGER, R., MILLER, L. Anwendung des „Magnetischen Rades" in Hochgeschwindigkeitsmagnetschwebebahnen, ZEV-Glasers Annalen, 103, 5, 227-232, 1979.

66. GOTTZEIN, E., MILLER, L., MEISINGER, R. Magnetic suspension control system for high speed ground transportation vehicles, Moskova, World electr. Congr., Section 7, Paper 07, 21-25 June, 1977.

67. GÜNTHER, C.R., HAYM, K.D., NAVÉ, P.M.W. Das EMS-Trag- und Führungssystem aus dynamischer Sicht, ETZ-A, 96, 9, 373-377, 1975.

68. HAZLERIGG, A.D.G., SINHA, P.K. Design of a multivariable controller for a magnetically supported vehicle, London, IEE Conference 117, 233-239, aug. 1974.

69. HEDRICH, S.H. Entwicklung einer magnetischen Schnellbahn, ETR, 22, 1/2, 62-68, 1973.

70. HETTMAN, E. Asupra performanţelor unor sisteme de ordinul III, Timişoara, Sesiune de comunicări IPTVT, mai 1979.

71. HETTMAN, E. Proiectarea sistemului de reglare automată a unui sistem cu sustentaţie electromagnetică cu mai multe grade de libertate, Proiect de diplomă IPTVT (cond. T.L. Dragomir), 1979.

72. HETTMAN, E., DRAGOMIR, T.L., VACARESCU, E. Berechnungsverfahren für Einheitssprungantwortgütekriterien Systemer dritter Ordnung, Bul. ştiinţific şi tehnic al IPTVT, Seria electrotehnică, 25, 1, 1980.

73. HETTMAN, E., TAKACS, B.I., SZABO, B. Reglarea unui sistem cu sustentaţie electromagnetică, Timişoara/Bucureşti, Sesiune de comunicări stud. mai 1979/dec. 1979.

74. HIPPE, P. Zustandsregler in einläufigen Regelkreisen, Regelungstechnik, 22, 12, 388-394, 1974.

75. HODKINDSON, R.L. Power amplifier and magnet techniques in controlled levitation systems, London, IEE Conf. 117, 184-192, aug. 1974.

76. HORTOPAN, G. Aparate electrice, Bucureşti, Ed. Did. şi Ped., 1972.

77. HUGEL, J. Der schwebende Körper veränderlichen Gewichts mit selbstanpassender Regelung, Regelungstechnik, 16, 1, 10-14, 1968.

78. ISERMANN, R. Experimentelle Analyse der Dynamik von Regelsystemen (Identifikation I), Mannheim-Wien-Zürich, HTB-Verlag, 1971.

79. JAMSHIDI, M. ş.a. Application of a parameter-imbedded Riccati equation, IEEE Trans. AC-15 (Correspondence), 682-683, 1970.

80. JAMSHIDI, M., KOKOTOVIC, P. Optimal tension regulation of a strip winding process, Proc. JACC (Atlanta, Ga.), pp. 1-6, 1970.

81. JAYAWANT, B.V. Magnetic suspension systems; posibilities for urban and high speed systems, Sydney, Proc. Conf. on Transport in the Years Ahead, Chartered Institute of Transport, Sept. 1975.

82. JAYAWANT, B.V., REA, D.P. New electromagnetic suspension and its stabilization. Proc. IEE, 115, 4, 549-554, 1968.

83. JAYAWANT, B.V., SINHA, P.K. Low speed vehicle dynamics and ride quality using controlled d.c. electromagnets, Automatica, 13, 605-610, 1977.

84. JAYAWANT, B.V. ş.a. Development of 1-ton magnetically suspended vehicle using controlled d.c. electromagnets, Proc. IEE, 123, 9, 941-948, 1976.

85. JOHNSON, C.D. Accomodation of external disturbances in linear regulator and servomechanism problems, IEEE Trans. AC-16, 6, 635-644, 1971.

86. JOHNSON, C.D. Theory of disturbance-accomodating controllers (Cap. 7) Control and dynamic systems, Vol. 12, Edited by Leondes, C.T., New York - San Francisco - London, Academic Press, 1976.

87. JOHNSON. C.D. On observers for systems with unknown and inaccesible inputs, Int. J. Control, 21, 5, 825-831, 1975.

88. JONES, G.A. Transient descriptors for a class of linear third order systems, IEEE Trans. AC-14, 5, 579-580, 1969.

89. JONES, G.A. On the step response of a class of third-order linear systems, IEEE Trans. AC-12, 341, 1967.

90. KEMPER, H. Schwebende Aufhängung durch elektromagnetische Kräfte: eine Möglichkeit für eine grundsätzlich neue Fortbewegungsart, Elektrotechnische Zeitschrift, 59, 15, 391-395, 1938.

91. KEMPER, H. Elektrisch angetriebene Eisenbahnfahrzeuge mit elektromagnetischer Schwebeführung, ETZ-A, 11-14, 1 Jan. 1953.

92. KRASOVSKII, A.A., POSPELOV, G.S. Osnovî avtomatiki i tehniceskoi kibernetiki, Moskova, GEJ, 1962.

93. KROGMANN, U. Dynamische Probleme bei der selbsttätigen Ausrichtung einer Trägheitsplattform unter Berücksichtigung von Kopplungen, Regelungstechnik, 17, 108, 1969.

94. KUHLMANN, J.H. Design of electrical apparatus, New York, J.Wiley, 73-74, 1954.

95. LAITHWAITE, E.R. Electromagnetic levitation, Proc. IEE, 112, 2361-2375, 1965.

96. LAITHWAITE, E.R. (editor). Transport without wheels, London, Electrical Science, 1977.

97. LAITHWAITE, E.R., BARWELL, F.T. Applications of linear induction motors to high-speed transport systems, Proc. IEE, 116, 713-724, 1969.

98. LAITHWAITE, E.R., NASAR, S.A. Linear-motion electrical machines, Proc. IEEE, 58, 4, 531-542, 1970.

99. LANDGRAF, C., SCHNEIDER, G. Elemente der Regelungstechnik, Berlin-Heildelberg-New York, Springer-Verlag, 1970.

100. LANGE, F.H. Korrelationselektronik, §2.3, Berlin, VEB Verlag Technik, 1959.

101. LEITGEB, W. Diskussionsbeitrag zu H. Weh „Der asynchrone Linearmotor, sein Betriebsverhalten und seine Anwendungsmöglichkeiten", ETZ-A, 91, 12, 717, 1970.

102. LEPERS, H. Integrationsverfahren zur Systemidentifizierung aus gemessenen Systemantworten, Regelungstechnik, 20, 10, 1972.

103. LORENZEN, H.W., WILD, W. Der synchrone Linear-Motor, München, T.U.München-Bericht, 1975.

104. LÜCKEL, J., MÜLLER, P.C. Verallgemeinerte Störgrössenaufschaltung bei unvollstandiger Zustandskompensation am Beispiel einer aktiven Federung, Frankfurt/M, VDI/VDE - Aussprachetag „Regelungssynthese im Zustandsraum", 14/15.2.1977.

105. LÜCKEL, J., MÜLLER, P.C. Verallgemeinerte Störgrössenaufschaltung bei unvollständiger Zustandskompensation am Beispiel einer aktiven Federung, Regelungstechnik, 27, 9, 281-288, 1979.

106. LUENBERGER, D.G. An introduction to observers, IEEE Trans. AC-16, 6, 596-602, 1971.

107. LUENBERGER, D.G. Observers for multivariable systems, IEEE Trans. AC-11, 2, 190-197, 1966.

108. LUENBERGER, D.G. Canonical forms for linear multivariable systems, IEEE Trans. AC-12, 3, 290-293, 1967.

109. LUSTREA, B. Subprogram pentru reprezentare grafică a mai multor funcţii de aceeaşi variabilă, date sub formă tabelată, Timişoara, IPTVT, 1980.

110. MANGERON, D., IRIMICIUC, N. Mecanica rigidelor cu aplicaţii în inginerie, Vol. I, Bucureşti, Ed. Academiei RSR, 1978.

111. MATSUMURA, F., TACHIMORI, S. Magnetic suspension system suitable for wide range operation, Electrical Eng. in Jap., 99, 1, 29-35, 1979.

112. MEISENHOLDER, S., WANG, T.C., Dynamic analysis of an electromagnetic suspension system for a suspended vehicle system, Rep. No. FRA-RT-73-1, 1973.

113. MEISINGER, R. Control systems for flexible MAGLEV vehicles riding over flexible guidways, Delft, Proc. of IUTAM Symposium, 1975.

114. MEISINGER, R. Analog simulation of magnetically levitated vehicles on flexible guideways - Simulation of control systems, Trans. IMACS, 207-214, 1978.

115. MEISINGER, R. Optimale Regelung periodischer Systeme mit sprungförmiger Zustandsänderung, ZAMM, 57, 79-81, 1977.

116. MEISINGER, R. Optimale Filterung periodischer Systeme mit sprungförmiger Zustandsänderung, ZAMM, 59, 137-139, 1979.

117. MIKIRTICHEV, A.A., KIM, K.J. Electrodinamics of MAGLEV systems of repulsive tipe, Moskova, World electr. Congr., Section 7, Paper 77, 21-25 June, 1977.

118. MORGAN, B.S. Computational procedure for the sensitivity of an eigenvalue, Electronic Letters, 2, 197-198, 1966.

119. MÖCKEL, R. Berechnung eines elektromagnetischen Tragsystem mit einem stabilen Kennlinienbereich, Diss., Karlsruhe, Fak. Elektrotechnik der Univ. Karlsruhe, 1974.

120. MÜLLER, P.C. Elektromagnetisches Trag- und Führungsregelsystem für spurgebundene Hochgeschwindigkeitsfahrzeuge, Frankfurt/M, VDI/VDE - Aussprachetag „Regelungssynthese im Zustandsraum", 1977.

121. MÜLLER, P.C. Schnelligkeitsoptimales Ausrichten von Trägheitsplattformen, Ing. Arch., 40, 248-265, 1971.

122. MÜLLER, P.C., BREMER, H., BREINL, W. Tragregelsysteme mit Störgrössenaufschaltung für Magnetschwebefahrzeuge, Regelungstechnik, 24, 8, 257-265, 1976.

123. MÜLLER, P.C., LÜCKEL, J. Zur Theorie der Störgrössenaufschaltung in linearen Mehrgrössen - Regelsystemen, Regelungstechnik, 25, 54-59, 1977.

124. NASAR, S.A., BOLDEA, I. Linear motion electric machines, New York-London-Sidney-Toronto, J.Willey & Sons, Interscience Publ.,1976

125. NAVÉ, P.M.W. Elektromagnetische Schwebetechnik, Berna, Comunicare la „Informationstagung über Linearmotoren, Magnerschwebetechnik und deren Anwendungen" - Tagungsbericht des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, 13.3.1975.

126. NAVÉ, P.M.W. Stand der Magnetentwicklung für MBB, III Statusseminar: Spurgebundener Schnellverkehr mit berührungsfreier Fahrtechnik, München, ZLDI, BMFT-Forschungsbericht T-74-40, 1974.

127. NAVÉ, P.M.W. Maglev test facilities at MBB Munich, High Speed Ground Transp. J., 8, 3, 255-260, 1974.

128. OBERRETL, K. Vergleich von Linearmotorantriebs- und Schwebesystemen für Schnellbahnen, ETZ-A, 99, 8, 512, 1978.

129. PADULO, L., ARBIB, M. System theory, Philadelphia-London-Toronto, W.B.Saunders Co., 1974.

130. PARKS, P.C. Liapunov redesign of model reference adaptive control system, IEEE Trans. AC-11, 3, 362-367, 1966.

131. PARKS, P.C. A new look at the Routh-Hurwitz problem using Liapunov's second method, Bull. l'Acad. Polonaise de Sc., XII, 6, 439-441, 1964.

132. PAVLIK, E. Aspekte des praktischen Einsatzes von „Beobachtern" für die Prozessautomatisierung, Regelungstechnische Praxis, 21, 2, 37-44, 1979.

133. PAVLIK, E. Anschauliche Darstellung des Beobachters nach Luenberger, Regelungstechnik, 26, A5-A10, 1978.

134. PECIORINA, I.N. ş.a. Rasciot sistem avtimaticeskovo upravlenia, Moskova, GNT Izd., 1962.

135. PENESCU, C. ş.a. Identificarea experimentală a proceselor automatizate, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1971.

136. PENESCU, C., IONESCU, V., ROSINGER, E. Procese optimale, Bucureşti, Ed. Acad. RSR, 1970.

137. PENESCU, C. Sisteme, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1975.

138. POLGREEN, G.R. New applications of modern magnets, Cap. 10, London, Mc. Donald, 1966.

139. PREITL, S., DRAGOMIR, T.L. Posibilităţi de identificare a sistemului electromagnet-şină la un stand pentru studiul sustentaţiei electromagnetice, Comunicare la Ses. jub. I.P.Cluj-Napoca, oct. 1978.

140. PREITL, S., DRAGOMIR, T.L. Identificarea experimentală a sistemului electromagnet-şină la standuri cu sustenataţie electromagnetică cu ajutorul modelelor adaptive, Baia-Mare, Bul. şt. al Sesiunii interjudeţene de la Baia-Mare, vol. I, 243-246, 1980.

141. RASCHBICHLER, H.-G. IVA pilot-plant based on electromagnetic suspension technique, Hamburg, Int. Symposium on Traffic and Transportation Technology, 283-309, June 1979.

142. REISTER, D., WEH, H., ROGG, D. Berührungsloser spurgebundener Schnellverkehr als Ergänzung zur Rad-Schiene-Technik, ETZ-A, 97, 1, 50-52, 1976.

143. REITZ, J.R., BORCHERTS, R.H., DAVIS, L.C., HUNT, T.K., WILKIE, D.F Preliminary design studies of magnetic suspensions for high speed ground transportation, Rep. No. FRA-RT-73-27, SUA, 103-127, march 1973.

144. REITZ, J.R., BORCHERTS, R.H., DAVIS, L.C., WILKIE, D.F. Technical feasibility of magnetic levitation as a suspension system for high-speed ground transportation, Rep. No. FRA-RT-72-40, Feb. 1971 - Feb. 1972.

145. ROGG, D. The development of the magnetically suspended transportation system in the Federal Republic of Germany, Hamburg, Int. Symposium on Traffic and Transportation Technology, 89-121, June 1979.

146. ROGG, D., SCHULZ, H. Systementscheidung bei der Magnetschwebetechnik, ETR-Eisenbahntechnische Rundschau, 11, 721-728, 1978.

147. ROSENBROCK, H.H. The sensitivity of an eigenvalue to changes in the matrix, Electronics Letters, 1, 1-4, 1965.

148. SALAMON, M. Berechnung der Konstanten von Ersatzregelstrecken aus Betriebsmessungen, Zmsr, 3, 5, 200-205, 1960.

149. SCHMIDTS, W. On-line-Identification von Magnetparametern, München, MBB-Bericht Nr. TN-RE 11 - 11/74, 1974.

150. SEBASTIAN, L. Automatica, Bucureşti, Ed. Did. şi Ped., 1973.

151. SENATORI, L. Rechenmodell zur Simulation des Systems Magnet-Schiene für Schnellbahnen, ETZ-A, 97, 3, 173-178, 1976.

152. SHAVE, B.A., BARNETT, S. Sensitivity of Stable linear system, IEEE Trans. AC-17, 1, 148-150, 1972.

153. SIMIĆ, D. Beitrag zur Optimierung der Schwingungseingenschaften des Fahrzeugs, Berlin-West, Diss. T.U.Berlin, 1970.

154. SIMOIU, M.P. Opredelenie koeffiţientov peredatocinîh funcţii liniarizovannîh zveniev i sistem avtoregulirovania, Moskova, Avtomatika i telemehanika, 18, 6, 514-528, 1957.

155. SINHA, P.K., JAYAWANT, B.V. Analytical and design aspects of magnetically suspended vehicles, Automatica, 15, 539-552, 1979.

156. SMITH, C.C. On using the ISO standard to evaluate the ride quality of broad-band vibration spectra in transportation vehicles, Trans. ASME - J. dyn. syst., measurement and control, 440 - 443, 1976.

157. SOMMERER, J. Simulation und Veriefizierung komplexer Systeme am Beispiel der Magnetschwebebahn, Regelungstechnik, 26, 6, 177-182, 1978.

158. STEIMEL, K. Einige kritische Gedanken zum spurgebundenen Schnellverkehr, ETZ-A, 96, 10, 1975.

159. STEIMEL, K. Noch einige kritische Gedanken zum spurgebundenen Schnellverkehr, ETZ-A, 97, 2, 126-127, 1976.

160. STOENESCU, AL., SILAS, G. Mecanică teoretică, Bucureşti, Ed. Tehnică, 1959.

161. STREJC, V. Auswertung der dynamischen Eigenschaften von Regelstrecken bei gemessenen Ein- und Ausgangssignalen allgemeiner Art, Zmsr, 3, 1, 7-11, 1960.

162. STREJC, V. Evaluation of general signals with non-zero initial condition, Praga, Acta technica, 6, 4, 378-391, 1961.

163. STROEBEL, H. Systemanalyse mit determinierten Testsignalen, Berlin, VEB-Verlag, 1968.

164. SUCIU, I. Aparate electrice, Bucureşti, Ed. Did. şi Ped., 1968.

165. SUCIU, I. Teoria electromagneţilor, aparate de automatizare, aparate de pornire şi reglare, Timişoara, IPT lit., 1968.

166. TAKÁCS, B.I., SARKADI, I. Sistem automat de reglare al vehiculului experimental MAGNIBUS 01, Timişoara, Proiect de diplomă IPTVT (cond. T.L. Dragomir), 1980.

167. TAKANO, I., SAITO, Y., OGIWARA, H. Design and comparation of ultra-high-speed ground transportation systems, Electrical Eng. in Jap., 95, 2, 26-33, 1975.

168. Von THUN, H.-J. Die elektromagnetische Schweberegelung als Mehrgrössensystem, Mannheim, II Statusseminar, NT 248-250 BMFT, 1973.

169. Von THUN, H.-J., ZIMMERMANN, H. A control system for the electromagnetic levitation of a high-speed ground vehicle, Monte-Carlo, Preprints of 2nd IFAC/IFIP/IFORS Symposium of the „Traffic control and transportation systems", 565-576, 1974.

170. Von THUN, H.-J., ZIMMERMANN, H. A controled electromagnetic levitating frame of a track-bound vehicle, London, IEE Conf. 117, 193-199, aug. 1974.

171. TIMOTIN, A., HORTOPAN, V., IFRIM, A., PREDA, M. Lecţii de bazele electrotehnicii, Bucureşti, Ed. Did. şi Ped., 1970.

172. TRUXAL, J.G. Entwurf automatischer Regelsysteme, Wien-München, R. Oldenbourg Verlag, 1960.

173. UMEMORI, T. ş.a. Development of DC linear motor (Fundamental Construction and feasibility), IEEE Power Engineering Society, F 78-757-7, May 1978.

174. URANKAR, L. Basic magnetic levitation systems with a continuos sheet track, Siemens F.u.E. Berichte, 4, 1, 25-32, 1975.

175. WAGNER, F.E., GAST, T.H. Gleichungen der Strecke einfacher abstandgeregelter Schwebesysteme, Regelungstechnik und Prozess-Datenverarbeitung, 22, 5, 143-149, 1974.

176. WEH, H. Die Integration der Funktionen magnetisches Schweben und elektrischer Vortrieb, ETZ-A, 96, 3, 131-135, 1975.

177. WEH, H. Synchroner Langstatorantrieb mit geregelten, anziehend wirkenden Normalkräften, ETZ-A, 96, 9, 409-412, 1975.

178. WEH, H. Magnetische Schwebetechnik für Schnellbahnen, Bull. ASE, 64, 9, 564-571, 1973.

179. WEH, H. ş.a. Modell eines integrierten Trag- und Vortriebsaggregats auf elektromagnetischer Grundlage, ETZ-A, 95, 12, 684-685, 1974.

180. WEH, H., MOSEBACH, H., MAY, H. Design and technology of the ironcore linear syanchronous motor for advanced ground transportation, Braunschweig, T.U.-Bericht, 1978.

181. WEIRICH, G. Optimale Regelung linearer deterministischer Prozesse, Münche-Wien, R. Oldenbourg Verlag, 1973.

182. WEIRICH, G. Mehrgrössen-Zustandsregelung unter Einwirkung von Stör- und Führungssignalen, Regelungstechnik, 25, 6/7, 166-177/204-209, 1977.

183. WILKIE, D.F. Dynamics, control and ride quality of a magnetically levitated high speed ground vehicle, Transp. Res., 6, 343-369, 1972.

184. YAMAMURA, S. Theory of linear induction motors, J.Wiley, 1972.

185. YAMAMURA, S. Magnetic levitation technology of tracked vehicles; present status and prospects, IEEE Trans. MAG-12, 6, 1976.

186. YAMAMURA, S. Performance analysis of magnetically levitated vehicle, Moskova, World electr. Congr., Section 7, Paper 09, 21-25 June, 1977.

187. YAMAMURA, S., ABE, S., HAYASHI, T. Attractive electromagnet levitation of vehicles, Electrical Eng. in Jap., 94, 3, 72-79, 1974.

188. YAMAMURA, S., ABE, S. Control and speed characteristics of magnetically levitated vehicles of attracting-magnet type, Electrical Eng. in Jap., 96, 3, 41-49, 1976.

189. YAMAMURA, S., ITO, T. Analysis of speed characteristics of the attractive electromagnet for the magnetic levitation vehicles, Electrical Eng. in Jap., 95, 84-89, 1975.

190. ZACH, F. Technisches Optimieren, Wien-New York, Springer Verlag, 1974.

191. ZANDER, P. Das Regelungssystem des MBB-Prinzipfahrzeugs, München, MBB-Bericht Nr. TN-RE11 121/71, 1972.

192. ZIMMERMANN, H. Die dynamischen Eigenschaften der elektromagnetischen Aufhängung, Mannheim, II Statusseminar Forschungsaufgaben, NT 248-250, BMFT, 1973.

193. ZAWAWI, A., BAUDON, Y., IVANES, M. Dynamic analysis of an electromagnetically levitated vehicle using linear sysnchronous motors, Grenoble, ENS d'Ing. Electr. de Grenoble, Report, 1980.

194. ZUREK, R. Stand der Entwicklung des elektromagnetischen Schnellbahnsystems, ZEV-Glas. Ann., 104, 8/9, 233-240, 1980.

195. ZUREK, R. Les transports terrstres sans roues, La Rechearche, 9, 984-991, 1978.

196. * * * HSST Information - Development of the Japan Air Lines High Speed Surface Transport, JAL, Tokyo, 1979.

197. * * * ISO - Guide for the evaluation of human, exposure to whole-body vibration, Int. Standard ISO 2631, New York, 1974.

198. * * * Istoria generală a ştiinţei, vol. III: Stiinţa contemporană, Bucureşti, Ed. Stiinţifică, 1972.

199. * * * IEE Conference on Control aspects of new forms of guided land transport nr. 117, London, 28/30.8.1974.

200. * * * I.P.Iaşi - CCSIT Electroputere Craiova, Sisteme electrice de transport acţionate cu motoare liniare, protocol, 1980.

201. * * * Kleine Enzyklopädie - Mathematik, Leipzig, VEB Verlag Enzyklopädie, 1968.

202. * * * I.P.T.V.Timişoara - CCSIT Electroputere Craiova, Sisteme electrice de transport acţionate cu motoare liniare, protocoale, 1976, 1977, . . . , 1981.

203. * * * Technologien für Bahnsysteme, Frankfurt/M, Umschau Verlag - Forschung Aktuell, Hrsg. H.Matthöfer, 1977.

204. * * * TDC Project Directory - Department of supply and sevices of transport Canada research and development centre, Toronto, Cataloque No. T 48-17/1978.

205. * * * Spurgebundener Schnellverkehr mit berührungsfreier Fahrtechnik, III Statusseminar, München, ZLDI, BMFT - Forschungsbericht T 74-40, Vol. III: Fahrbahnen, Tragen und Führen, Sicherheit, Zuverlässigkeit, 1974.

206. ORGOVICI, I., CIOARA, T. Stand pentru studiul dinamicii sistemului cu sustentaţie magnetică, Conferinţa de vibraţii, Timişoara, pp. 175-180, 1978.