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

ING. OCTAVIAN PROŞTEAN

T E Z A D E D O C T O R A T

REGULATOARE ADAPTIVE AUTOACORDABILE PENTRU CONDUCEREA PROCESELOR COMPLEXE CU APLICATIE LA COMANDA SISTEMULUI DE EXCITATIE A HIDROGENERATOARELOR

CONDUCATOR STIINTIFIC
PROF.DR.ING. TIBERIU MURESAN

T I M I S O A R A

1 9 8 9

CUPRINSUL TEZEI DE DOCTORAT

CAP.1. INTRODUCERE

1.1. Oportunitatea şi obiectivele tezei

Dezvoltarea şi fundamentarea teoriei moderne a conducerii, precum şi impactul creat de progresele spectaculoase ale tehnologiei microprocesoarelor au creat baza teoretică şi practică fără de care construcţia sistemelor de conducere adaptivă (SCAD) este de neconceput.

Limitările sistemelor convenţionale de reglaj datorate neliniarităţilor, a necunoaşterii exacte a valorilor unor parametrii, a variaţiei în timp a unor caracteristici de funcţionare precum şi a unor perturbaţii de natură aleatoare, în contextul introducerii masive a sistemelor de calcul numeric - microcalculatoarelor - în sistemele automate, fac posibilă şi necesară utilizarea sistemelor discrete de conducere adaptivă. Ele se impun din ce în ce mai mult ca soluţii moderne în practica conducerii automate a proceselor industriale complexe.

SCAD necesită informaţie apriori redusă, modificîndu-şi structura şi/sau parametrii pe măsură ce se obţin informaţii noi despre proces.

Există multe posibilităţi de abordare şi deşi problemei conducerii adaptive i s-au dedicat în ultimul timp un important număr de lucrări, totuşi nici pînă în prezent nu există o teorie unitară în acest domeniu, ea rămînînd în continuare o problemă deschisă.

O abordare de dată relativ recentă, care formează de altfel obiectul preocupării acestei lucrări - o constituie sistemele adaptive autoacordabile (SAAC). Acestea oferă proprietăţi atrăgătoare în cazul conducerii proceselor complexe, a căror comportare dinamică nu este cunoscută integral şi a căror caracteristici de funcţionare se modifică în timp în condiţiile acţiunii perturbaţiilor parametrice şi/sau aditive nemăsurabile.

Principiul SAAc are la bază o combinaţie între o procedură de estimare a parametrilor cu o schemă de reglare, estimarea parametrilor eliminînd nedeterminismul cauzat de necunoaşterea lor apriori.

In cadrul SAAc s-au dezvoltat o gamă largă de algoritmi, obţinuţi prin combinarea diferitelor structuri de modele, metode de estimare şi procedee de sinteză, dar libertatea de alegere a algoritmilor de adaptare poate conduce la nereuşită şi chiar la rezultate eronate. Apare astfel necesitatea unei sinteze fundamentate a algoritmilor de comandă adaptivă autoacordabilă.

Unul dintre obiectivele acestei lucrări constă tocmai în studiul într-un cadru unitar atît al tehnicilor şi algoritmilor de estimare on-line a parametrilor cît şi a sintezei propriu-zise a strategiilor de comandă autoacordabilă, pentru o gamă largă de procese perturbate stohastic, în scopul de a furniza cercetătorilor şi proiectanţilor de SAAC un instrument de lucru şi o metodologie de implementare a acestor strategii.

Un alt obiectiv al tezei, ţinînd cont de aplicaţia considerată, şi de faptul că sinteza regulatoarelor autoacordabile(RAA) se bazează pe un model al procesului, constă în identificarea analitică, analiza şi validarea unor modele matematice (MM) de complexităţi diferite ele unui hidrogenerator (HG), modele utilizabile atît în sinteza cît şi în simularea conducerii adaptive a sistemului de excitaţie al HG.

Un al treilea obiectiv propus şi realizat constă în sinteza şi implementarea unei strategii de comandă adaptivă autoacordabilă(unui RAA) pentru conducerea în buclă închisă a sistemului de excitaţie al unui HG cuplat la sistemul electroenergetic (SEE) prin intermediul unei reţele electrice.

In fine, ultimul obiectiv avut în vedere constă în prezentarea contribuţiilor autorului în problemetica conducerii adaptive autoacordabile în general şi în conducerea cu RAA a sistemului de excitaţie a unui HG cuplat la SEE, în particular, ca rezultat al unei activităţi de cercetare fundamentală şi contractuală desfăşurată pe parcursul mai multor ani.

O bună parte din rezultatele tezei au fost utilizate în cadrul a cinci contracte de cercetare ştiinţifică /Prot.83/Prot.84/Prot.86/ Prot.87/Prot.88/ la care a participat autorul (beneficiar UCMITEH - Reşiţa), o altă parte au constituit subiecte a unor comunicări ştiinţifice şi a unor lucrări publicate iar restul sînt prezentate în premieră.

Contribuţiile de ordin teoretic şi rezultatele concrete obţinute conferă lucrării un real caracter de aplicabilitate practică.

1.2. Prezentarea conţinutului tezei

Obiectivele propuse au condus la structurarea lucrării într-un număr de 6 capitole, a căror conţinut este prezentat în continuare.

In Cap.2 se face o sistemetizare în tabloul destul de caleidoscopic de noţiuni, structuri şi rezultate acumulate în teoria sistemelor de conducere adaptivă. Avîndu-se în vedere că există de fapt o serie întreagă de definiţii ale SCAD, se precizează din start accepţiunea utilizată în lucrare pentru această categorie de sisteme automate.

Se consideră pe rînd două din abordările care prezintă un interes major în conducerea proceselor complexe şi anume sistemele adaptive cu model etalon (SAME) şi sistemel adaptive autoacordabile (SAAc), ultima constituind de altfel, după cum s-a menţionat deja, obiectul lucrării de faţă.

Pentru clasa de regulatoare corespunzătoare SAAc, cunoscută sub denumire de regulatoare autoacordabile (RAA), (self-tuning) este prezentată atît structura explicită cît şi cea implicită. Prima, în terminologia conducerii stohastice, corespunde principiului echivalenţei certe, parametri estimaţi fiind utilizaţi în sinteza algoritmului de comandă ca şi cînd ar fi parametrii reali, cea de-a doua corespunzînd unei adaptări directe, estimîndu-se parametrii algoritmului de comandă direct.

Cu toate deosebirile aparente dintre cele două abordări de bază, SAME şu SAAc, este evidenţiată similitudinea de fond dintre ele, care se manifestă atît în ceea ce priveşte algoritmii de actualizare a parametrilor cît şi proprietăţile de stabilitate şi convergenţă.

Este propusă o clasificare care oglindeşte particularităţile esenţiale ale sistemelor adaptive văzute prin prisma teoriei conducerii stohastice. In ultimul paragraf al capitolului sînt abordate principalele probleme care se cer rezolvate în cadrul sintezei SAAc, definite de tipurile alese pentru funcţia obiectiv.

Performanţele RAA sînt influenţate în mod decisiv de calitatea estimării parametrilor procesului sau a legii de comandă. Prima parte a Cap.3 este dedicată tocmai problemei estimării recursive a parametrilor, fiind discutate în detaliu aspecte practice legate de implementarea algoritmilor recursivi.

Accepţiunile utilizate în lucrare pentru principalele caracteristici ale estimatorilor (marcare, eficienţă, consistenţă, suficienţă) precum şi pentru convergenţa stohastică sînt cele definite în /Pro.85/.

Se debutează cu aspecte privind formalizarea problemei estimării parametrilor. Se definește problema estimării utilizînd metoda CMMP, avîndu-se în vedere că este abordarea utilizată cu precădere în cadrul conducerii autoacordabile. Pentru introducerea ipotezelor de lucru, a notațiilor și a relațiilor de bază se fac cîteva considerații asupra variantei ei off-line.

Deși metoda se poate aplica oricărui MM care descrie dinamica sistemului, pentru dezvoltările ulterioare se consideră ca model al sistemului, ecuația de regresie liniară, generalizată în variantă discretă (atît pentru SISO cît și pentru MIMO). Sînt efectuate considerații privind calculul numeric al estimatorului CMMP off-line utilizînd transformările ortogonale (TO). Este prezentat un algoritm de calcul în care pentru eliminările ortogonale se preferă utilizarea algoritmului Givens deoarece pe baza lui este posibilă obținerea directă a unui estimator recursiv. Se realizează astfel trecerea la metodele on-line, care conduc nu numai la avantaje legate de calcul ci și la posibilitatea colectării datelor măsurate pînă la atingerea unei anumite precizii a parametrilor, sau în cazul în care procesele sînt lent variante, variațiile parametrilor pot fi urmărite.

Algoritmii capabili să rezolve recursiv sistemul liniar de ecuații supradeterminat în sensul obținerii noului estimat al parametrilor sînt numiți în lucrare algoritmi recursivi. Algoritmii de estimare sînt numiți în timp real, dacă sînt recursivi și dacă au în plus proprietatea de a urmării în timp real variațiile lente ale parametrilor. In contrast cu algoritmii off-line, ambele variante de algoritmi, se vor referi - atunci cînd nu este necesară delimitarea exactă a lor - ca algoritmi de tip on-line. De asemenea, după cum în calculul estimatului parametrilor se utilizează matricea de covarianță sau matricea de informație, algoritmii de estimare se vor numi: algoritm al matricii de covarianță, respectiv algoritm al matricii de informație.

Sînt discutate metode de estimare, viabile practic, pentru care metoda CMMP constituie procedura nucleu și care depășesc dificultățile implicate de corelarea zgomotului. Astfel, pe lîngă varianta on-line a metodei CMMP (CMMP-R) sînt considerate variante on-line a metodei celor mai mici pătrate generalizate (CMMPG-R), a variabilei instrumentale (VI-R), a celor mai mici pătrate extinse (CMMPE-R) și a verosimilității maxime (VM-R).

Este realizată o abordare unitară a acestor metode, prin considerarea unui algoritm on-line general al matricii de covarianță care cuprinde atît versiunea lor recursivă propriu-zisă cît şi cea în timp real. Algoritmii corespunzători diverselor metode se obţin ca nişte cazuri particulare a algoritmului general, postulînd diferite structuri pentru modelul de zgomot şi definind diferit mărimile implicate.

Pentru algoritmii în timp real s-au abordat variantele care prezintă interes în practica implementării strategiilor de comandă autoacordabilă. Discuţiile referitoare la alegerea factorului de uitare sînt făcute pentru versiunea în timp real a algoritmului CMMP, rezultatele obţinute fiind aplicabile direct şi celorlalte metode on-line, datorită legăturii strînse dintre acestea şi algoritmul CMMP-R.

Deşi în cadrul algoritmilor recursivi consideraţi calculele care trebuiesc efectuate, precum şi mărimile care intervin sînt unic definite, există mai multe posibilităţi, echivalente din punct de vedere algebric de organizare a aceloraşi calcule care influenţează direct caracteristicile numerice şi performanţele algoritmului.

O alternativă de calcul considerată în lucrare, o oferă tehnicile de factorizare matriceală care conferă proprietăţi numerice superioare algoritmilor de estimare. Elementul principal adoptat pentru actualizarea factorizărilor îl constituie rotaţiile plane standard sau modificate care creează baza pentru o tratare unitară a diferiţilor algoritmi de factorizare.

Au fost considerate variante de algoritmi recursivi de estimare utilizînd factorizarea de tip Cholesky şi factorizarea UD, atît pentru algoritmi ai matricii de informaţie cît şi pentru algoritmi ai matricii de covarianţă. Sînt prezentaţi şi analizaţi acei algoritmi din categoriile menţionate, consideraţi ca fiind adecvaţi implementării regulatoarelor autoacordabile.

Este propusă o variantă de algoritm de filtrare discretă cu rădăcina pătrată, a matricii de informaţie, obţinută pe o cale directă din estimatorul CMMP off-line utilizînd o transformare ortogonală de tip Givens.

Prin prisma analizei algoritmilor on-line prezentaţi se evidenţiază concluzii utilizabile în etapa de sinteză a strategiei de comandă adaptivă autoacordabilă în cazul unor aplicaţii particulare.

Problema care se cere rezolvată în continuare şi căreia îi este dedicată partea a doua a Cap.3 constă în proiectarea unui

RAA (algoritm de reglare numerică) care să genereze o astfel de secvenţă de comandă, încît să se asigure minimul varianţei ieşirii procesului supus acţiunii unor perturbaţii stohastice, sau în terminologia teoriei sistemelor de reglare stohastică, sinteza unei strategii de comandă autoacordabilă (SCAA) de varianţă minimă.

Se subliniază legătura cu problema de predicţie /Ast.7o/, problema de control stohastic fiind rezolvată prin defalcarea ei într-o problemă de predicţie, care constă în construcţia predictorului (optimal) peste k paşi a ieşirii şi o problemă de reglare în care se determină strategia de comandă care minimizează funcţia obiectiv.

Este abordată sinteza strategiei de comandă autoacordabilă de bază precum şi modificări ale acesteia în vederea extinderii ariei de utilizare şi îmbunătăţirii performanţelor SAAc.

Se prezintă în acest sens o posibilitate de obţinere a unor strategii de varianţă minimă care să fie insensibile la modificări ale parametrilor procesului pentru cazul sistemelor de fază minimă.

Pentru situaţia în care unele dintre perturbaţiile care acţionează asupra procesului sînt măsurabile, este sintetizat un algoritm de varianţă minimă care compensează efectul acestor perturbaţii.

Strategiile de comandă considerate în continuare reprezintă o generalizare a strategiilor de minimă varianţă de bază sau modificate, ele obţinîndu-se ca soluţii ale unei probleme liniar-pătratice.

Funcţia obiectiv conţinînd un termen suplimentar de penalizare a comenzii este reprezentată de un criteriu pătratic cu orizont de timp redus, variante de strategii de comandă obţinîndu-se prin particularizări ale polinoamelor de filtrare a mărimii de ieşire, prescrierii şi a intrării.

Pentru situaţia în care parametrii procesului se consideră cunoscuţi este sintetizat un RAA explicit. Este prezentată structura sistemului automat prevăzut cu RAA, legea de comandă fiind constituită dintr-o prescriere, o reacţie şi un precompensator. Sînt făcute consideraţii privind stabilitatea sistemului în buclă închisă şi convergenţa RAA obţinut către regulatorul care utilizează valorile reale ale parametrilor procesului.

Abordarea problemei sintezei comanzii pentru cazul în care parametrii procesului se consideră necunoscuţi conduce la obţinerea RAA implicit. Este prezentat un algoritm de desfăşurare a procedurii de sinteză a RAA cu identificare implicită, atît pentru situaţia în care zgomotul din ieşire este unul alb cît şi pentru unul colorat.

Capitolul 4 își propune să prezinte principalele etape și probleme care intervin în identificarea analitică a hidrogeneratoarelor în vederea conducerii adaptive a sistemului lor de excitație. Se analizează rezultatele obținute prin utilizarea în simulare a unor MM de complexități diferite, propunîndu-se în final MM continue considerate ca fiind cele mai indicate scopului menționat.

Necesitatea dezvoltărilor din acest capitol rezidă din faptul că, pe de o parte, în implementarea SCAA a excitației HG, pentru faza de testare prin simulare a algoritmilor propuși este nevoie de MM complexe ale procesului, datorită dificultăților deosebite legate de realizarea în procesul real a regimurilor de funcționare care trebuie studiate, iar pe de altă parte, avîndu-se în vedere că structurile de conducere autoacordabilă implică estimarea parametrilor procesului sau a legii de comandă, din considerente de eficiență de calcule sînt necesare MM de ordin redus cu un număr cît mai mic de parametrii de estimat dar care să respecte esența dinamicii procesului.

Ecuațiile mașinii sincrone obținute în cadrul teoriei de bază, trebuie să descrie fenomenele esențiale pe o cale, cît mai directă și mai accesibilă. In acest scop s-au acceptat anumite simplificări față de caracteristicile și fenomenele din mașina reală care împreună cu convențiile adoptate pentru sensurile pozitive, au permis reprezentarea simplificată a mașinii sincrone reale.

Aplicînd legea circuitului electric pentru fiecare înfășurare, relațiile lui Maxwell referitoare la inductivități, teorema momentului cinetic și teorema generalizată a forțelor magnetice s-au determinat ecuațiile de funcționare ale mașinii sincrone liniarizate în sistemul de coordonate a mărimilor de fază.

Se impune însă adoptarea unui sistem de referință mobil, legat de rotor astfel încît configurația circuitului magnetic privită dinspre rotor să rămînă neschimbată. In lucrare s-a adoptat un sistem de referință cu axele suprapuse peste axele d și q rotorice determinîndu-se ecuațiile de funcționare ale mașinii sincrone echivalente.

Deoarece interesează funcționarea mașinii ca și componentă a sistemului electroenergetic, la care mașina este conectată prin înfășurările statorice, s-a efectuat reducerea variabilelor și parametrilor mașinii, astfel încît mărimile statorice s-au menținut neschimbate iar mărimile din celelalte înfășurări s-au redus la nivelul acestora. Ecuaţiile obţinute s-au exprimat în unităţi relative alegîndu-se mărimile de bază identice pentru rotor şi stator şi egale cu mărimile nominale statorice. Pentru cele trei etape s-au determinat matrici totale de transformare pentru fiecare tip de variabilă care permit obţinerea ecuaţilor maşinii sincrone liniarizate, transformată şi redusă la stator, cu mărimile exprimate în unităţi relative, care în final s-au organizat sub forma unui MM-ISI. S-a ajuns astfel pentru HG, la un sistem multivariabil de ordinul 8 cu 5 mărimi de intrare şi 6 mărimi de ieşire care reprezintă MM complet (MMC) şi care respectă cel mai fidel fenomenele ce au loc în maşina sincronă (în lipsa considerării saturaţiei).

In continuare în lucrare s-au propus trei categorii de MM de ordin redus (MMR) obţinute prin trei etape succesive de simplificări în MMC. Astfel într-o primă etapă s-a neglijat componenta continuă din curenţii statorici care se opun modificărilor instantanee a fluxului, care a permis obţinerea unui prim model simplificat al HG, MMR1 de ordinul 5.

Neglijînd în continuare influenţa înfăşurărilor de amortizare rezultă un al doilea MM simplificat, MMR2 de ordinul 3.

O a treia şi ultimă treaptă de simplificare luată în considerare constă în neglijarea fenomenelor tranzitorii corespunzătoare înfăşurării de excitaţie. S-a obţinut astfel un MM simplificat la maxim, MMR3 de ordinul 2 care constă dintr-o t.e.m. constantă în spatele reactanţei sincrone.

Pentru simularea cît mai corectă a fenomenelor din HG, s-a considerat şi influenţa saturaţiei miezului magnetic, care a condus la obţinerea celui mai complex MM, MMCS capabil să descrie comportarea HG în orice regim.

Pentru a putea compara şi valida MM deduse şi analiza care dintre ele este cel mai adacvat pentru a fi utilizat în sinteza conducerii adaptive a HG s-au simulat pentru fiecare MM în parte cîteva regimuri de funcţionare considerate ca fiind tipice pentru un HG, rezultatele simulărilor fiind listate sub formă de diagrame.

Pentru realizarea unei comparaţii mai elocvente a MM deduse s-au prezentat pe aceeaşi diagramă rezultatele simulărilor aceluiaşi regim cu MM diferite.

Pe baza analizei comparative a rezultatelor simulărilor s-au formulat în finalul capitolului concluzii referitoare la calitatea MM, recomandîndu-se din punctul de vedere al realizării compromisului simplitate-fidelitate utilizarea în conducerea adaptivă a excitaţiei HG, a modelelor reduse MMR1 sau MMR2.

Capitolul 5 abordează şi rezolvă probleme care concură în final la sinteza unui regulator adaptiv autoacordabil pentru conducerea sistemului de excitaţie a unui HG.

Astfel, în primul paragraf al capitolului se dezvoltă pe baza MMR2 dedus în Cap.4, un MM discret, de forma ecuaţiei cu diferenţe stohastică pentru un HG cuplat la SEE prin intermediul unei reţele electrice, care să fie direct utilizabil în sinteza strategiilor de conducere autoacordabilă a excitaţiei HG.

In acest sens a fost necesară parcurgerea următoarelor etape: liniarizarea ecuaţiilor în jurul punctului de funcţionare, rezolvarea sistemului de ecuaţii în sensul obţinerii unei relaţii intrare/ieşire, discretizarea acesteia şi completarea ei cu un termen corespunzător perturbaţiilor stohastice.

A rezultat în final, o relaţie intrare/ieşire monovariabilă în care mărimea de ieşire (reglată) este tensiunea la borne (abaterea) iar mărimea de intrare (comandă) este tensiunea de excitaţie a excitatoarei (abaterea).

Este de menţionat că structura considerată pentru reţea corespunde situaţiei concrete existente la CHE Grebla. De asemenea valorile parametrilor excitatoarei şi ale HG utilizate în calcule corespund aceleiaşi instalaţii.

Utilizîndu-se un program de calcul al valorilor parametrilor MM al HG s-a efectuat o analiză a influenţei principalelor regimuri de funcţionare ale HG şi a unor parametrii importanţi ai acestuia asupra coeficienţilor MM utilizat în conducerea adaptivă a excitaţiei. S-au stabilit limitele domeniilor şi modul de variaţie al acestora, informaţii necesare în procesul de startare a algoritmilor de estimare şi la aprecierea calităţii estimatorilor. Se face de asemenea o analiză a repartiţiei poli-zerouri a funcţiei de transfer continuă şi discretă a sistemului considerat.

Avîndu-se în vedere rolul important al calităţii estimatorilor asupra performanţelor RAA, în continuarea materialului se face o analiză comparativă a patru dintre estimatorii recursivi prezentaţi în Cap.3, consideraţi ca fiind indicaţi implementării RAA şi anume estimatorul CMMPR, estimatorul bazat pe filtrarea cu ajutorul rădăcinii pătrate (SQ), estimatorul bazat pe TO Givens (TO) şi estimatorul bazat pe factorizarea UD.

S-au simulat cîteva situaţii considerate ca fiind elocvente în ceea ce priveşte evidenţierea unor concluzii referitoare la corectitudinea estimării valorilor parametrilor, viteza de calcul, convergenţa şi stabilitatea numerică.

Au fost formulate criterii care fac posibilă evaluarea critică a estimatorilor recursivi propuşi.

Se prezintă principalele rezultate obţinute în urma unui mare număr de simulări privind estimarea parametrilor unui proces funcţionînd în buclă deschisă, proces particularizat prin HG-CHE Grebla.

Analiza rezultatelor obţinute a permis formularea de concluzii referitoare la calitatea estimatorilor consideraţi şi de recomandări privind utilizarea lor în cadrul structurilor de conducere autoacordabilă.

Ultimul paragraf al capitolului, dezvoltă aspecte legate de sinteza propriu-zisă şi implementarea unui RAA explicit, avîndu-se la bază informaţia de construcţie (structură şi parametrii) obţinută în faza de indentificare a MM şi de estimare recursivă a parametrilor, astfel încît secvenţa de comandă să satisfacă obiectivul impus prin fixarea funcţiei criteriu.

Este prezentată structura rezultată a sistemului de conducere adaptivă prevăzut cu RAA, a excitaţiei HG cuplat la SEE.

A fost elaborat un program FORTRAN în variantă conversaţională prin care s-a simulat funcţionarea în buclă închisă a HG-CHE Grebla condus cu RAA, analizîndu-se atît influenţa alegerii mărimii factorului de penalizare a comenzii cît şi influenţa modificării regimului de funcţionare a HG asupra calităţii reglajului adaptiv a excitaţiei.

Se evidenţiază concluzii de interes practic privind implementarea RAA.

In sfîrşit, în Cap.6 sînt prezentate concluzii şi principalele contribuţii teoretice şi practice ale lucrării precum şi cîteva direcţii de cercetare viitoare.

1.3. Lista principalelor abrevieri şi notaţii utilizate

Abrevieri

SRC	-	sistem de reglare convenţională
SRAD/SCAD	-	sistem de reglare/conducere adaptivă
SAD	-	sistem adaptiv
SAME	-	sistem adaptiv cu model etalon
SAAc	-	sistem adaptiv autoacordabil

RAA	-	regulator autoacordabil
SCAA	-	strategie de comandă autoacordabilă
MM	-	model matematic
MM-ISI	-	model matematic intrare-stare-ieşire
model AR	-	model autoregresiv
model MA	-	model de medie alunecătoare
model CARMA	-	model ARMA controlabil
MMC/CS/Ri, $i=\overline{1,3}$	-	MM complet/complet cu saturaţie/redus, $i=\overline{1,3}$
f.d.t.	-	funcţie de transfer
LQG	-	liniar patratic gaussian
CMMP	-	cele mai mici pătrate
CMMPP	-	cele mai mici pătrate ponderate
CMMPG	-	cele mai mici pătrate generalizate
CMMPE	-	cele mai mici pătrate extinse
EM	-	estimatorul Markov
VI	-	variabilă instrumentală
VM	-	verosimilitate maximă sau variantă minimă-funcţie de context
...-R	-	variantă recursivă (ex.CMMP-R)
CMMP-RTR	-	algoritm CMMP în timp real
SISO	-	sistem monovariabil în intrare şi ieşire
MIMO	-	sistem multivariabil în intrare şi ieşire
SP	-	semnal persistent
c.p.1	-	convergenţa în probabilitate 1
TO	-	transformări ortogonale
HG	-	hidrogenerator
SEE	-	sistem electroenergetic
CHE	-	centrală hidroelectrică
u.r.	-	unităţi relative
t.e.m.	-	tensiune electromotoare

<u>Notaţii</u>

tr/./	-	urma matricii /./
E/./	-	operator de mediere
$\lVert\cdot\rVert$	-	norma euclidiană
$\hat{\ }$	-	estimatul mărimii "."
σ^2	-	varianţa
cov/./	-	matrice de covarianţă
R,(m,n)	-	dimensiunea matricii R
Π_n	-	mulţimea polinoamelor de grad n
Δ	-	semnifică mica perturbaţie

t	- timp discret (în perioade de eşantionare)
k	- timp mort (în perioade de eşantionare)
$u(t)/y(t)$	- intrare/ieşirea sistemului la momentul t
$z(t)/w(t)$	- zgomotul aditiv din ieşire/mărime de referinţă (a ieşirii)
Θ	- vectorul parametrilor
s	- vectorul observaţiilor (datelor de măsură)
S	- matricea observaţiilor
z^{-1}	- operator de întîrziere ($z^{-1}n(t) = n(t-1)$)
$A(z^{-1})/B(z^{-1})/C(z^{-1})/D(z^{-1})$	- polinoame corespunzînd ieşirii/intrării/secvenţei de zgomot colorat/perturbaţiei nemăsurabile
$P(z^{-1}),Q(z^{-1}),R(z^{-1})$	- filtre de ponderare în funcţia obiectiv corespunzînd ieşirii/intrării/mărimii de referinţă
$e(t)$	- secvenţă de variabile aleatoare necorelată şi de medie nulă (zgomot alb discret)
$r(t)$	- proces stohastic cu densitatea spectrală raţională (zgomot colorat)
$\varepsilon(t)$	- reziduu sau eroarea ecuaţiei
d	- constantă reprezentînd ieşirea sistemului în regim staţionar pentru comandă nulă
$\xi(t+k)$	- eroarea de predicţie peste k paşi
P	- matricea de covarianţă a parametrilor estimaţi
J	- matricea de informaţie a parametrilor estimaţi
$\alpha(t)$	- factor de "uitare"
ρ	- factor de penalizare a comenzii în funcţia obiectiv
λ	- valoare proprie
$L,\ U^T$	- matrici superior triunghiulare cu diagonala unitară
$D_1,\ D$	- matrici diagonale
$R,\ G^T$	- matrice superior triunghiulară numită rădăcină pătrată a lui J respectiv P
S^+	- pseudoinversa matricii S
W	- matrice de ponderare simetrică şi pozitiv definită

Notă

- Lista cuprinde principalele notaţii utilizate majoritar în lucrare. In cazul că o anumită notaţie este atribuită şi altor mărimi, acest lucru este specificat de fiecare dată, astfel că posibilitatea unor confuzii este exclusă.
- Abrevierile sînt introduse la prima apariţie din text a noţiunii respective.

- Nu s-a considerat necesară, în general, utilizarea unor notaţii distinctive pentru vectori şi matrici, semnificaţia mărimilor rezultînd de fiecare dată din context (excepţie fac doar relaţiile de explicitare a diagramei fazoriale a HG cuplat la reţeaua electrică - paragraful 5.1.1.1).
- Lista nu cuprinde notaţiile şi indicii specifici HG, ei fiind introduşi şi utilizaţi doar în etape de identificare analitică.

*

* *

Autorul îşi exprimă consideraţia şi respectul faţă de conducătorul ştiinţific, prof.dr.ing.Tiberiu Mureşan căruia îi este profund recunoscător şi îi adresează vii mulţumiri pentru îndrumarea plină de solicitudine acordată pe toată perioada stagiului de doctorat şi de elaborare a tezei.

Pentru discuţiile utile şi pline de conţinut avute încă din perioada conturării acestei lucrări autorul îşi exprimă întreaga sa gratitudine prof.dr.ing.Nicolae Budişan şi prof.dr.ing.Marius Mîngănuţ de la I.P.Cluj Napoca.

Aduc sincere mulţumiri conf.dr.ing.Crişan Strugaru, şeful Catedrei de Automatică şi Calculatoare, pentru ajutorul real acordat în perioada finalizării tezei.

In mod deosebit adresez calde mulţumiri colegilor şi prietenilor şef lucr.dr.ing.Bucur Luştrea pentru colaborarea constructivă şi fructuoasă avută şi şef lucr.dr.ing.Stefan Holban pentru întregul sprijin acordat.

Mulţumesc tuturor celor care m-au încurajat şi au fost alături de mine în realizarea acestei teze.

CAP.2. SISTEME DE CONDUCERE ADAPTIVA. REGULATOARE AUTOACORDABILE

2.1. Preliminarii

Sinteza sistemelor de reglare convenţională (SRC) urmăreşte satisfacerea unor condiţii de performanţă impuse, presupunîndu-se disponibile pentru proces modele matematice (MM) deterministe, liniarizate în jurul unor puncte de funcţionare, în ipoteza parametrilor constanţi. In plus se consideră cunoscut un MM al semnalelor exogene care acţionează asupra procesului.

Rezultatul sintezei SRC îl reprezintă un algoritm de conducere (reglare) a cărui implementare pe un suport hardware (regulatorul) asigură dinamica dorită în prezenţa acţiunii perturbaţiilor externe, în ipoteza că aceste perturbaţii nu modifică MM, efectul lor cumulîndu-se cu efectul comenzii.

In condiţiile în care atît MM al procesului cît şi modelul semnalelor exogene se modifică în timpul funcţionării procesului se impun tipuri speciale de sisteme de reglare (conducere): sisteme de reglare (conducere) adaptive (SRAD/SCAD) sau pe scurt sisteme adaptive (SAD). O schemă de principiu în acest sens, care face distincţie între cele două situaţii menţionate, (săgeţile cu linie întreruptă implicînd SAD) este reprezentată în fig.2.1.1.

Introducerea masivă a sistemelor de calcul numeric - microcalculatoarelor - în sistemele automate a determinat un interes deosebit pentru sistemele discrete de conducere adaptivă (SDCA). Acestea vor face de altfel şi obiectul lucrării de faţă, lor dedicîndu-se, în special în ultimul timp, numeroase publicaţii. Deşi problema conducerii adaptive nu este de dată foarte recentă /Ase.58/Str.59/Don.65/, dezvoltarea şi fundamentarea teoriei moderne a conducerii, precum şi impactul creat de progresele spectaculoase ale tehnologiei microprocesoarelor, au creat baza teoretică şi practică fără de care construcţia sistemelor adaptive de conducere este de neconceput.

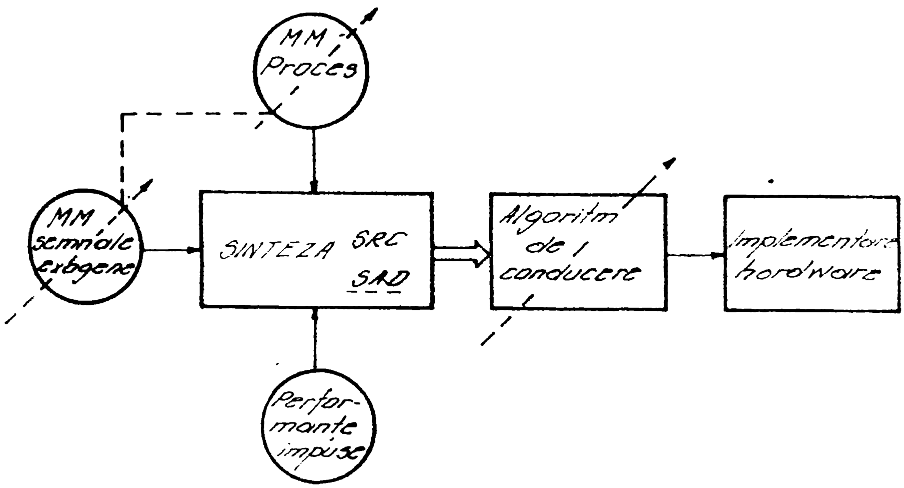


Fig.2.1.1. Structura unui SRC/SAD

Deşi între timp problemei de conducere adaptivă i s-au dedicat un important număr de lucrări de sinteză /Lan.74/Unb.75/ Wit.75/Ast.8o/Lan.81/Sra.81/Ise.82/Ast.83/, au apărut de asemenea numeroase monografii asupra principiilor construcţiei şi teoriei sistemelor adaptive:/Web.71/Sra.76/Sar.77/Ega.79/Lan,79/ Nar.8o/Unb.8o/Fom.81/Ioa.83/Goo.84/Lju.84/Jak.85/, totuşi nici pînă în prezent nu există o teorie unitară în acest domeniu, şi nici măcar o definiţie unanim acceptată a SAD. Există de fapt o serie întreagă de definiţii ale SAD, o privire asupra lor şi formularea concepţiilor în acest domeniu se găseşte de exemplu în /Sar.77/, dar pînă în prezent nu s-a putut impune în general nici una.

In /Cal.85/ se defineşte adaptarea drept proprietatea unui sistem automat de reglare de a asigura automat modificarea corespunzătoare a unor parametri ai algoritmului de reglare (şi eventual a structurii) astfel încît să fie compensate efectele perturbaţiilor parametrice şi ca urmare să fie menţinute performanţele sistemului de reglare. Dacă se efectuează numai modificarea automată a unuia sau mai multor parametri ai regulatorului (fără modificarea structurii), adaptarea este denumită autoacordare - iar sistemul adaptiv se numeşte autoacordabil. Evident că şi această definiţie are limitările ei.

In continuare, prin sistem adaptiv se va înţelege un sistem care se caracterizează prin faptul că are capacitatea de a adapta în mod automat strategia de conducere la varianţa modelului procesului, la varianţa structurală a lui, precum şi la varianţa semnalelor exogene care determină modificări ale modelului procesului, asigurînd invarianţa performanţelor sistemului de reglare. Această accepţiune este în sensul celei formulate de Comitetul "Adaptive Geräte und Systeme", Freiburg 2-3 aprilie 1973.

Sistemele adaptive necesită informaţie apriori redusă şi îşi modifică structura şi parametri pe măsură ce se obţin informaţii despre proces. Deoarece estimarea parametrilor procesului se face permanent, sistemele adaptive sînt utilizabile şi în cazul proceselor neliniare sau variante în timp.

2.2. Principii de conducere adaptivă. Clasificări.

Pentru formularea şi rezolvarea problemei de sinteză a SCAD se impune o sistematizare în tabloul destul de caleidoscopic de noţiuni, structuri şi rezultate acumulate în teoria sistemelor adaptive.

Există multe posibilităţi de abordare, conducerea adaptivă rămînînd o problemă deschisă pentru mult timp. Au fost propuse, studiate şi tratate o largă varietate de tipuri de sisteme de conducere adaptivă.

In cele ce urmează se va propune o clasificare pornind de la tehnicile conducerii stohastice. Evident că prezintă interes sistemele care realizează adaptarea în circuit închis, ele impunîndu-se ori de cîte ori modificările structurale ale procesului nu pot fi observate direct, mărimile exogene nefiind accesibile măsurătorilor. Aceasta este situaţia practică curentă în conducerea proceselor industriale complexe, ele constituind obiectul de studiu al acestei lucrări.

O ramificare posibilă a SCAD cu adaptare în buclă închisă este cea care le subîmparte în sisteme autoadaptive (SAA) şi sisteme adaptive cu model etalon (SAME).

Principiul SAME constă în definirea comportării dorite a sistemului în buclă închisă printr-un model etalon şi modificarea parametrilor dispozitivului de conducere a procesului astfel încît să se elimine sau reducă eroarea dintre mărimile de ieşire ale procesului şi modelului etalon,care au fost excitate de una şi aceeaşi mărime de intrare (referinţă) fig.2.2.1, (v(t) - reprezintă alte mărimi disponibile din proces funcţie de care se realizează adaptarea).

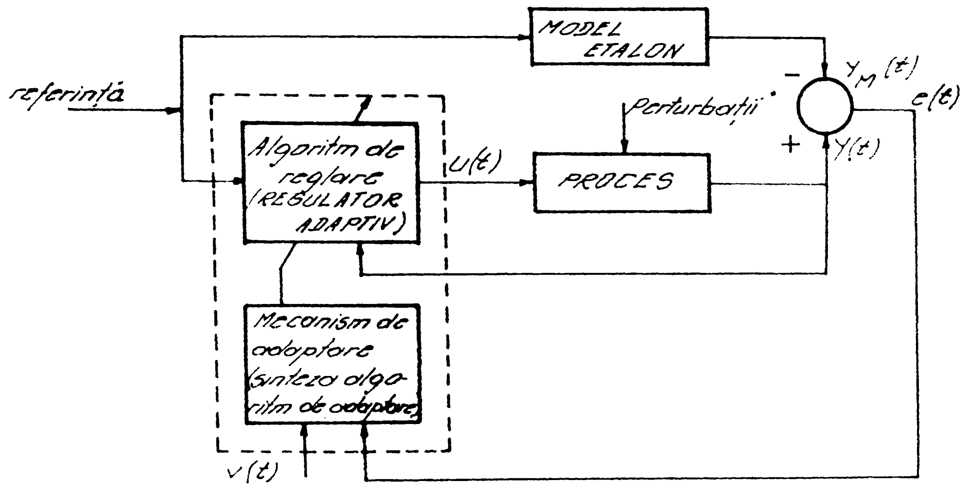


Fig.2.2.1. Structura unui SAME cu reglare explicită

Cercetările asupra SAME discrete au început cu /Mon.74/Lan.74/ şi au făcut ulterior obiectul unei intense preocupări /Goo.8o/ Goo.81/Lan.81-a/Cri.82/Lan.82/.

Deci problema conducerii adaptive cu ME se reduce la modificarea continuă a parametrilor ajustabili ai regulatorului astfel încît să se determine la fiecare moment de timp t (t = =o,1,2,...), comanda u(t) în aşa fel încît eroarea de urmărire:

$$e(t) = y(t) - y_M(t) \qquad (2.2.1)$$

să satisfacă

$$\lim_{t \to \infty} \left[e(t) \right] = o \qquad (2.2.2)$$

Dacă parametrii procesului sînt direct ajustabili, regulatorul adaptiv poate fi omis, (ca parte distinctă) ajungîndu-se la structura reprezentată în fig.2.2.2., aceasta fiind una dintre primele soluţii de realizare a SAME /Lin.73/. Este uşor de observat că în acest din urmă caz avem de a face cu un SAME cu reglare implicită sau ceea ce se poate numi conducere adaptivă indirectă, spre deosebire de cazul precedent în care proiectarea se bazează pe comparaţia între ME şi bucla de reglare cu regulator adaptiv, care reprezintă un SAME cu reglare explicită sau conducere adaptivă directă /Lan.79/Ast.8o/Pet.8o/.

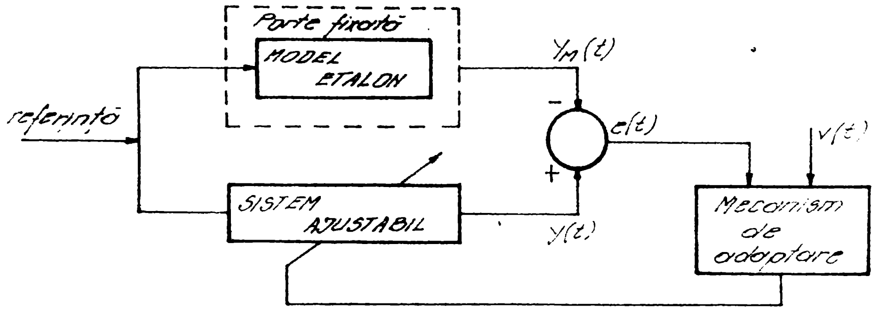


Fig.2.2.2. Structura unui SAME cu reglare implicită

In ceea ce priveşte SAA, pornind de la informaţiile disponibile prin măsurători, intrarea u(t) şi respectiv ieşirea y(t), t=o,1,2,..., se construieşte un model al procesului estimîndu-se vectorul parametrilor $\hat{\theta}(t)$ la fiecare pas de eşantionare, utilizîndu-se o metodă de estimare recursivă, valorile estimate fiind ulterior utilizate în sinteza on-line a algoritmului de reglare (fig.2.2.3). Se vorbeşte în acest caz de sisteme adaptive cu autoacordare (SAAc), ele regăsindu-se de altfel în primele abordări privind SAD. Acest lucru este firesc, avîndu-se în vedere că dacă ar fi fost cunoscuţi parametrii procesului atunci n-ar fi existat nici o dificultate în determinarea parametrilor dispozitivului de conducere. Estimarea parametrilor procesului elimină nedeterminismul cauzat de necunoaşterea lor apriori. Ideea SAAc a fost formulată de către Kalman în /Kal.58/, principiul conducerii (reglării) cu autoacordare fiind fundamentat de Aström şi colaboratorii /Ast.7o/Ast.71/Ast.73/Ast.74/Ast.74a/ şi extins de Clarke şi Gawthrop /Cla.75/Cla.79/, care au denumit clasa de regulatoare corespunzătoare, regulatoare autoacordabile (RAA) (self-tuning).

Principiul SAAc are la bază combinaţia între o procedură de estimare a parametrilor cu o schemă de reglare, funcţiile de identificare şi de sinteză a algoritmului de reglare putînd fi izolate, rezultînd un RAA explicit, sau contopite într-o procedură implicită de calcul direct al parametrilor regulatorului, rezultînd un RAA implicit.

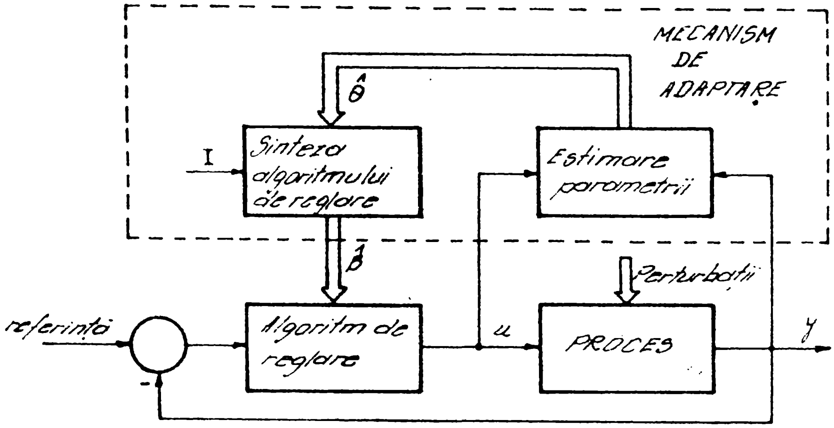


Fig.2.2.3. Structura unui SAAc

O structură de RAA explicit în care sînt evidenţiate cele două nivele ierarhice de conducere, este reprezentată în fig.2.2.4 /Ast.77/.

Primul nivel ierarhic, de reglare, este constituit dintr-o lege de reglare standard (sub forma unei ecuaţii cu diferenţe), iar al doilea nivel, de adaptare, realizează identificarea on-line a procesului, sinteza algoritmului de reglare şi ajustarea parametrilor de acord $\hat{\beta}$ ai algoritmului de reglare. Avem de a face în acest caz cu o comandă adaptivă indirectă cu identificare explicită, parametrii regulatorului fiind acordaţi indirect în urma estimării parametrilor modelului procesului şi calculelor de sinteză /Nar.79/.

Deci practic, parametri estimaţi sînt utilizaţi în sinteza algoritmului de comandă ca şi cînd ar fi parametrii reali. In terminologia conducerii stohastice aceasta corespunde principiului echivalenţei certe (certainty equivalence principle) - vorbindu-se în acest caz despre regulatoare certe /Ast.74/.

O alternativă a structurii prezentate în fig.2.2.4. o oferă posibilitatea ca printr-o modelare corespunzătoare să se estimeze direct parametrii algoritmului de comandă. O astfel de structură corespunde unei adaptări directe cu identificare implicită (structură implicită) şi este reprezentată în fig.2.2.5.

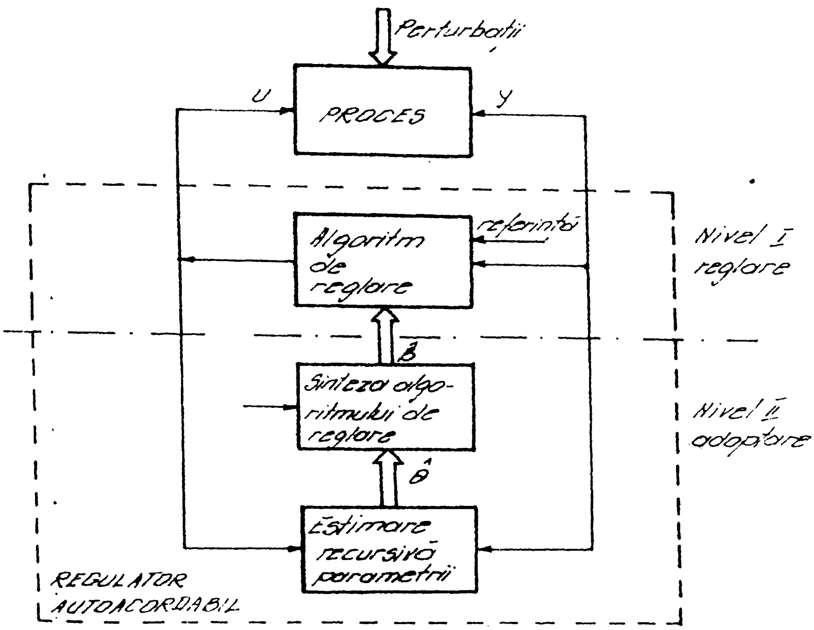


Fig.2.2.4. Structură de RAA explicit

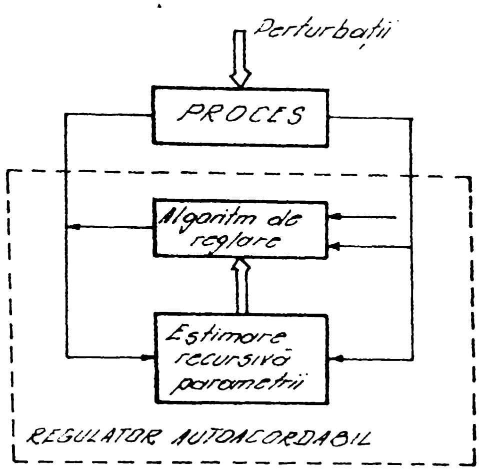


Fig.2.2.5. Structura unui RAA implicit

In locul estimării parametrilor modelului procesului se estimează direct parametrii algoritmului de reglare cu un efort de calcul on-line mai redus decît în cazul precedent.

Pentru ambele structuri prezentate, algoritmii rezultaţi sînt autoacordabili, dacă conform principiului certitudinii, la convergenţa valorilor parametrilor către parametrii reali, comanda tinde către comanda optimală, obţinută în situaţia în care parametrii procesului sînt cunoscuţi.

În cadrul SAD cu regulatoare autoacordabile s-a dezvoltat o gamă largă de algoritmi, obţinuţi prin combinarea diferitelor structuri de modele, metode de identificare şi procedee de sinteză.

Iniţial identificarea s-a realizat cu algoritmul celor mai mici pătrate în formă recursivă, deşi procesul s-a considerat neperturbat /Ase.58/. Ulterior un asemenea algoritm s-a utilizat în prezenţa zgomotelor /You.65/Cha.68/Pet.72/Ast.73/, ceea ce a condus la SAAc cu varianţă minimă. Procedeul s-a generalizat la criterii pătratice mai complicate, care ţin seama de mărimea de conducere. S-au studiat de asemenea SAAc cu distribuţie poli-zerouri dată a funcţiilor de transfer ale sistemului închis /Ast.8ob/Well.8o/Well.81/Cla.82/. Studiului SAAc şi a diverselor modalităţi de identificare a sistemelor le sînt consacrate numeroase lucrări /Ast.77/Nar.8oa/Kus.82/Ise.82/Kus.82/Cai.84/.

În ciuda multitudinii de lucrări, algoritmii de adaptare nu se deosebesc prea mult prin varietate. De regulă aceştia sînt liniari în raport cu abaterile şi reprezintă variante ale algoritmilor recursivi specifici metodei celor mai mici pătrate sau metodei aproximării stohastice. Modificările aduse acestor algoritmi adesea urmăresc simplificări în ceea ce priveşte implementarea sau studiul analitic. Libertatea de alegere a algoritmilor de adaptare poate duce la nereuşită şi chiar la rezultate eronate.

Apare astfel necesitatea unei sinteze fundamentate a algoritmilor de adaptare, în sensul unei optimalităţi dintr-un anumit punct de vedere.

Este recomandabilă utilizarea unei metode de sinteză, care să asigure dezideratele dorite ale sistemului de reglare, cînd parametrii procesului sînt cunoscuţi, şi un algoritm de estimare recursivă care se comportă bine pentru o clasă particulară de perturbaţii.

După cum s-a menţionat deja, fundamentarea SAAc şi SAME s-a făcut independent. Specificul abordării SAME constă în faptul că în cadrul sintezei lor este utilizată teoria stabilităţii (a lui Lyapunov sau hiperstabilităţii a lui Popov) spre deosebire de SAAc la care teoria stabilităţii nu este prezentă în faza de proiectare.

SAME au avantajul unei adaptări rapide în cazul modificării referinţei, impunîndu-se o atenţie deosebită alegerii ME care trebuie să acopere o clasă cît mai largă de procese şi semnale exogene ce acţionează asupra proceselor.

SAAc au avantajul unei adaptări continue în funcţie de rezultatele identificării în buclă închisă a procesului, în condiţiile perturbaţiilor parametrice nemăsurabile. Cu toate deosebirile aparente dintre cele două abordări, în multe lucrări de dată mai recentă /Ega.79/Ega.8o/Nar.8ob/Jon.8o/Lan.79/Lan.82a/, se scoate în evidenţă similitudinea din multe puncte de vedere dintre SAAc şi SAME, similitudine care se manifestă atît în ceea ce priveşte algoritmii de actualizare ai parametrilor cît şi proprietăţile de stabilitate şi convergenţă.

Au fost efectuate modificări ale procedeelor adaptive pentru a simplifica problemele de stabilitate şi pentru a lua în considerare şi gradul de incertitudine al parametrilor estimaţi, rezultînd aşa numitele "regulatoare prudente". La baza proiectării lor stă presupunerea că reglarea şi identificarea pot fi exact separate (principiul separaţiei), ele conducînd însă în general la o identificare mai proastă.

Comanda adaptivă trebuie să urmărească nu numai dezideratele impuse de reglare ci şi influenţa pe termen lung a reglajului asupra identificării. Astfel comanda trebuie să asigure o bună compensare a perturbaţiilor ce acţionează asupra procesului şi o identificare viitoare corespunzătoare. Aceste două cerinţe pot fi, în anumite cazuri, contradictorii, impunîndu-se, la alegerea metodelor de estimare şi de sinteză, realizarea unor cerinţe de performanţă globală cît mai bună. O comandă adaptivă care satisface simultan ambele cerinţe de performanţă enunţate a fost numită de Feldbaum /Fel.65/ comandă adaptivă duală (regulator dual),

Regulatoarele duale, ca de altfel şi principiul echivalenţei certe şi principiul separaţiei au fost formulate iniţial în domeniul tehnicilor de reglare stohastică pentru probleme de estimare a stării, ele dobîndind însă o importanţă deosebită şi în problema estimării parametrilor în cadrul SAD /Wit.75/. Sinteza regulatoarelor duale poate fi realizată utilizînd programarea dinamică a lui Bellman /Bel. 61/, care conduce însă la dezvoltări complexe abordabile numai numeric; aceasta face ca în cele mai multe situaţii practice de conducere adaptivă să se apeleze la regulatoare suboptimale care pot asigura satisfacerea unor performanţe impuse pentru clase largi de situaţii.

In literatură se vorbeşte, în cazul utilizării în cadrul conducerii adaptive a regulatoarelor duale, de adaptare activă, spre deosebire de celelalte cazuri considerate adaptare pasivă /Bar.74/.

Astfel, o propunere de clasificare, care oglindeşte particularităţile esenţiale ale sistemelor adaptive, este prezentată în fig.2.2.6.

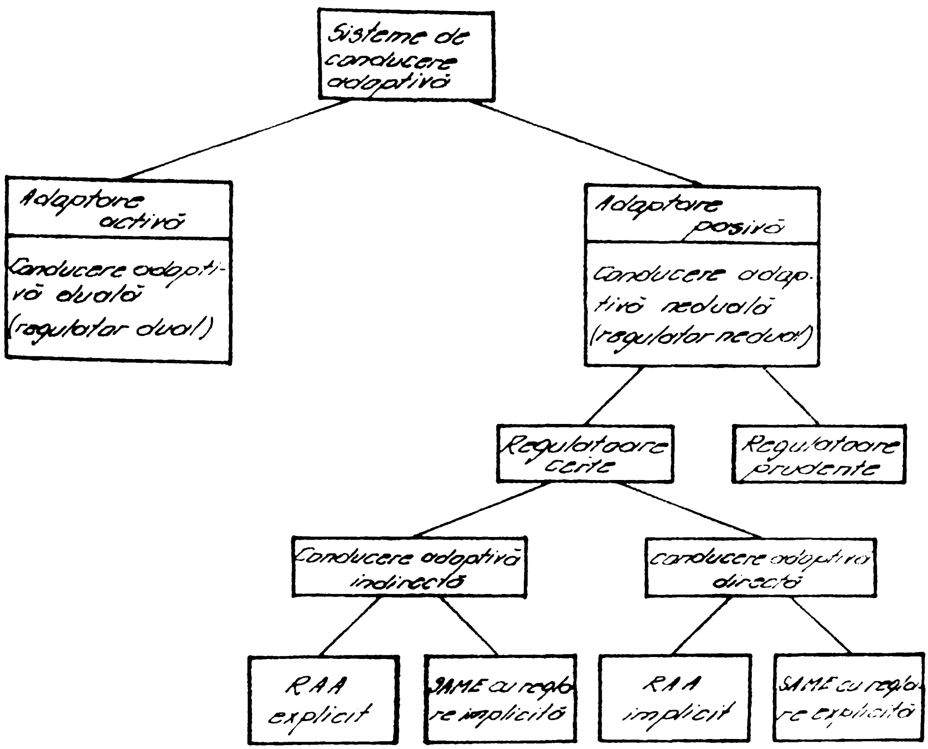


Fig.2.2.6. Clasificare a SCAD

2.3. Probleme ale sintezei SAAc

Sinteza SAAc presupune rezolvarea următoarelor problematici:

- construcţia MM al procesului şi al semnalelor exogene care acţionează asupra acestuia;
- stabilirea obiectivelor conducerii şi alegerea criteriului de performanţă ce urmează a fi minimizat;

- selectarea procedurii de sinteză în funcţie de tipul MM utilizat şi de tipul criteriului de performanţă adoptat;
- sinteza propriu-zisă a algoritmului de conducere adaptivă autoacordabilă;
- analiza proprietăţilor de convergenţă şi stabilitate;
- analiza posibilităţilor de implementare hardware a algoritmului de conducere rezultat din sinteză.

In cazul în care sistemul ar fi liniar, funcţia de cost pătratică, iar mărimile exogene procese gaussiene, problema sintezei SAAc s-ar reduce la o problemă de optimizare clasică de tipul liniar pătratică gaussiană (LQG), regulatorul rezultat fiind unul optimal. Avîndu-se în vedere însă că procesele reale conţin neliniarităţi, că cerinţele de performanţă nu pot fi în general incluse într-un criteriu pătratic standard, iar mărimile exogene adesea nu sînt gaussiene, regulatoarele obţinute prin sinteză sînt suboptimale. Acesta este şi cazul SAAc pentru care MM ale proceselor conduse includ neliniarităţi determinate şi de necunoaşterea parametrilor procesului.

Regulatoarele adaptive cu autoajustarea parametrilor sînt utilizate în conducerea proceselor cu parametrii necunoscuţi dar constanţi, dar utilizarea lor poate fi extinsă şi în cazul proceselor cu parametri lent variabili.

Analiza algoritmilor adaptivi cu autoajustare este îngreunată de faptul că aceştia reprezintă de fapt regulatoare stohastice, neliniare şi variabile în timp, ceea ce face ca în multe situaţii practice stabilirea proprietăţilor acestora să se facă prin simulare.

Pentru elaborarea algoritmului de comandă, utilizînd parametrii obţinuţi printr-o procedură de estimare recursivă, se pot folosi legi de comandă de tip PID, algoritmi de tip dead-beat şi dead-beat extins (regulator cu răspuns minimal) sau proceduri de alocare a polilor în cazul sistemelor deterministe şi respectiv algoritmi de varianţă minimă sau algoritmi de comandă cu criteriu pătratic cu orizont de timp redus pentru sisteme stohastice.

Pentru acest din urmă caz, în funcţie de obiectivele impuse conducerii (prin alegerea corespunzătoare a funcţiei obiectiv) şi de modelul matematic adoptat pentru proces şi semnalele exogene, se pot dezvolta diferite metode de sinteză a strategiei de comandă adaptivă.

In continuare se vor considera funcţiile obiectiv tipice care definesc principalele probleme ce se cer rezolvate în cadrul sintezei SAAc pentru sisteme monovariabile. Extinderea la cazul multivariabil reprezintă o chestiune formală.

Minimizarea varianţei ieşirii

Avîndu-se în vedere că ieşirea y(t) a procesului este contaminată de zgomot stohastic, unul dintre obiectivele naturale ale conducerii îl constituie obţinerea unei varianţe minime a acesteia. Strategia de comandă admisibilă se obţine atunci minimizînd un criteriu de forma:

$$I_1 = E\left[y^2(t+k)\right] \qquad (2.3.1)$$

O strategie de comandă admisibilă se defineşte ca o funcţie de tipul:

$$u(t) = f(y(t), y(t-1), \ldots, u(t-1), u(t-2), \ldots) \qquad (2.3.2)$$

Rezultă deci că problema de comandă adaptivă în acest caz constă în sinteza unui algoritm de conducere astfel încît să se minimizeze varianţa ieşirii.

Observaţie: Criteriul de performanţă (2.3.1), ca de altfel şi cele care vor fi considerate în continuare, trebuie privit în sensul predicţiei:

$$I_1 = E\left[y^2(t+k/t)\right] \qquad (2.3.3)$$

adică trebuie să se dispună de predicţia ieşirii peste k paşi, bazată pe datele existente la momentul t (predicţia peste k paşi).

Problema de urmărire

Criteriul de performanţă (2.3.1) poate fi modificat astfel încît strategia de comandă obţinută să permită şi rezolvarea problemei de urmărire. In acest caz obiectivul comenzii constă în minimizarea unui criteriu de forma:

$$I_2 = E\left[y(t+k) - w(t)\right]^2 \qquad (2.3.4)$$

unde w(t) reprezintă mărimea de referinţă cunoscută.

Problema penalizării comenzii

Algoritmii de comandă autoacordabili cu criteriu de varianţă minimă sînt simpli, dar uneori neadecvaţi unor situaţii practice, deoarece nu iau în considerare valoarea amplitudinii comenzii care se aplică procesului. Astfel comanda poate lua valori inadmisibil de mari care să impingă sistemul de reglare adaptivă în zona de instabilitate.

Situaţia poate fi evitată prin introducerea unei limitări a mărimii de comandă /Toi.83/Toi.83a/ considerînd în funcţia obiectiv un factor de penalizare a comenzii ρ. In acest caz strategia de comandă se obţine minimizînd criteriul:

$$I_3 = E\left\{\left[y(t+k) - w(t)\right]^2 + \rho u^2(t)\right\} \qquad (2.3.5)$$

Forma criteriului I_3, care este un criteriu pătratic cu orizont de timp redus, permite rezolvarea simultană a problemelor de reglare şi de urmărire.

Criteriul pătratic (2.3.5) reprezintă o extindere a criteriului de varianţă minimă, dar domeniul său de aplicabilitate este mai redus.

Efectul utilizării criteriului (2.3.5) constă în realizarea compromisului între reducerea varianţei comenzii şi creşterea corespunzătoare a varianţei ieşirii. Introducerea factorului de penalizare ρ conduce în general la realizarea unui compromis adecvat, în sensul că, chiar o ponderare puternică a comenzii are ca efect doar o creştere nesemnificativă a varianţei ieşirii.

Strategia de comandă adaptivă autoacordabilă poate fi obţinută minimizînd o funcţie obiectiv care reprezintă o generalizare a criteriului (2.3.5):

$$I_4 = E\left\{\left[P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t)\right]^2 + \left[Q'(z^{-1})u(t)\right]^2\right\} \qquad (2.3.6)$$

unde polinoamele în operatorul de întîrziere $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ şi $Q'(z^{-1})$ pot fi particularizate în funcţie de obiectivele impuse conducerii adaptive. In /All.8o/ se arată că funcţia criteriu (2.3.6) printr-o alegere potrivită a filtrelor $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ şi $Q'(z^{-1})$ se poate utiliza şi pentru rezolvarea problemei de alocare de poli.

CAP.3. SINTEZA SISTEMELOR DE CONDUCERE ADAPTIVA AUTOACORDABILA

3.1. Introducere

După cum s-a menționat deja, structura unui SAAc evidențiază ca funcții principale: estimarea recursivă a parametrilor și sinteza propriu zisă a strategiei de comandă.

Strategia de comandă autoacordabilă este calculată în funcție de vectorul $\hat{\beta}(t)$ al parametrilor ajustabili ai regulatorului și de vectorul s(t) compus din datele măsurate ale intrărilor și ieșirilor trecute ale procesului condus:

$$u(t) = f\left[s(t), \hat{\beta}(t)\right] \tag{3.1.1}$$

Parametrii incluşi în vectorul $\hat{\beta}$ sînt ajustați la fiecare pas în funcție de parametrii procesului determinați printr-o procedură de estimare

$$\hat{\beta}(t) = \hat{\beta}\left[\hat{\theta}(t)\right] \tag{3.1.2}$$

unde $\hat{\theta}(t)$ reprezintă vectorul parametrilor estimați pe baza măsurătorilor efectuate asupra intrărilor și ieșirilor anterioare pasului t. $\hat{\theta}(t)$ se calculează cu o relație recursivă de forma:

$$\hat{\theta}(t) = \hat{\theta}(t-1) + F\left[t, \hat{\theta}(t-1), s(t), y(t)\right] \tag{3.1.3}$$

Relațiile (3.1.1.-3.1.3.) definesc astfel un RAA.

Conducerea adaptivă combină deci un algoritm de estimare recursivă a parametrilor, considerînd pentru modelul procesului și al zgomotului o ecuație cu diferențe, cu un algoritm de reglare.

Avîndu-se în vedere că în general semnalele stohastice acționează asupra ieșirii procesului prin intermediul unui filtru de perturbație, se impune selectarea acelei metode de estimare care se poate aplica modelului de zgomot considerat.

Paragraful 3.2. al acestui capitol taratează pe larg tocmai problema estimării recursive a parametrilor procesului, fiind discutate în detaliu aspecte practice legate de implementarea algoritmilor recursivi.

Sintezei propriu zise a strategiilor de comandă autoacordabilă de bază (RAA), precum și modificări ale acesteia în vederea extinderii ariei lor de utilizare și imbunătățirii performanțelor SAAc îi este dedicat paragraful 3.3.

3.2. Estimarea on-line a parametrilor sistemelor

3.2.1. Formalizarea problemei estimării parametrilor

Considerîndu-se definite: o colecţie de date $\mathcal{D}$, o colecţie de modele $\mathcal{M}$ şi un criteriu ℓ, problema identificării constă în determinarea unui model din $\mathcal{M}$ care să justifice cît mai bine colecţia de date $\mathcal{D}$ în sensul criteriului ℓ.

Colecţia de date $\mathcal{D}$ reprezintă o secvenţă de perechi intrare-ieşire $\{u(t), y(t), t=1,N\}$, generată de un sistem $\mathcal{S}$ în condiţiile experimentale $\mathcal{E}$. Condiţiile experimentale descriu modul în care se generează semnalul de intrare al sistemului. Acesta poate fi specificat aprioric sau poate fi generat prin reacţie de la ieşirea sistemului. Alegerea condiţiilor experimentale este primordială pentru rezultatele obţinute.

Colecţia de modele (descrieri intrare-ieşire sau în spaţiul stărilor) este o clasă de sisteme dinamice care pot motiva colecţia de date $\mathcal{D}$ şi este parametrizată după vectorul parametrilor necunoscuţi θ_M (care poate conţine ca element şi ordinul sistemului). Criteriul ℓ este specificat printr-o funcţie criteriu (sau de cost) care trebuie extremizată (de regulă minimizată).

Ipoteza că sistemul $\mathcal{S}$ care generează colecţia de date $\mathcal{D}$ aparţine colecţiei de modele $\mathcal{M}$ corespunde punctului de vedere că există un sistem real, caracterizat de parametrii θ, scopul estimării fiind să "descopere" acest sistem. Cu alte cuvinte, trebuie determinată o funcţie de secvenţele de observaţii ale intrării şi ieşirii:

$$\hat{\theta} = \hat{\theta}\{u(1),\dots,u(N),y(1),\dots,y(N)\} = \hat{\theta}(U^T, Y^T) \qquad (3.2.1.1.)$$

cu:

$$U = [u(1),\dots,u(N)]^T$$
$$Y = [y(1),\dots,y(N)]^T$$

care să aproximeze într-o cît mai bună măsură pe θ. Funcţia $\hat{\theta}(\cdot,\cdot)$ reprezintă un estimator, iar valoarea numerică luată pentru secvenţele $\{u(t), y(t), t=1,N\}$ precizate reprezintă un estimat sau o estimaţie.

Problema teoretică de bază este să se investigheze apoi dacă estimatul parametrilor θ converge (cu probabilitatea unu) la θ pe măsură ce lungimea colecţiei de date creşte (proprietate denumită consistenţă).

Problema consistenţei este strîns legată de problema indentificabilităţii, adică a problemei dacă parametri pot fi determinaţi pe baza unui experiment dat. Identificabilitatea depinde de colecţia de modele aleasă cît şi de condiţiile experimentale.

Procesele reale sînt în marea lor majoritate neliniare şi adesea nu sînt finit dimensionale. In aplicaţiile tipice de reglare automată, modelele colecţiei $\mathcal{M}$ sînt adesea de ordin mic (redus) din cauza complexităţii impuse a regulatorului dorit. Ipoteza că $\mathcal{S} \in \mathcal{M}$ este ca atare adesea nerealistă. Dacă se acceptă că $\mathcal{S} \notin \mathcal{M}$, problema identificării poate fi văzută ca o problemă de aproximare, adică găsirea unui model din $\mathcal{M}$ care aproximează cel mai bine în sensul criteriului ℓ colecţia de date $\mathcal{D}$.

In procesul de estimare de parametrii, nu există garanţii că modelul cu structura şi parametrii aleşi reprezintă cea mai bună alegere. Se poate întîmpla ca experimentul să fi fost proiectat de aşa natură încît să nu ofere posibilitatea extragerii informaţiei dorite din colecţia disponibilă de date, sau clasa de modele să nu fi fost corespunzător aleasă.

Testul cel mai bun pentru model este bineînţeles acela de a-l încerca în scopul propus. Pentru sistemele de reglare automată aceasta înseamnă (de exemplu) că trebuie aleasă o strategie de comandă bazată pe model şi apoi evaluate performanţele sistemului în buclă închisă.

După cunoştinţele disponibile apriori se poate face o distincţie între diferitele tipuri de estimatori. Aceste cunoştinţe se pot exprima de exemplu prin funcţia densităţii de probabilitate $f(\theta,t)$, care reprezintă de altfel tipul cel mai complet de cunoaştere ce se poate deduce prin aplicarea procedeelor statistice. Utilizarea funcţiei de probabilitate deseori devine greoaie şi nepractică (în special pentru $\hat{\theta} > 2$), motiv pentru care, în majoritatea cazurilor se reduce interesul la caracteristicile sale cele mai semnificative:

speranţa sau media: $E/\hat{\theta}/$

marcarea sau devierea: $E/\hat{\theta}/ - \theta$

covarianţa: $cov/\hat{\theta}/ = E\{\hat{\theta} - E/\theta/\}\{\hat{\theta} - E/\theta/\}^T$

(E/·/ - operator de mediere

Există o relaţie strînsă între volumul de cunoştinţe despre proces care sînt disponibile iniţial şi procedeul cel mai indicat care se poate utiliza pentru estimarea parametrilor.

Accepţiunile utilizate în lucrarea de faţă pentru principalele caracteristici ale estimatorilor (marcare, eficienţă, consistenţă, suficienţă) precum şi pentru convergenţă stohastică sînt cele definite în /Pro.85/.

3.2.2. Definirea problemei de estimare utilizînd metoda CMMP. Estimatorul CMMP off-line

Inainte de a aborda metodele recursive de estimare necesare în sinteza RAA, pentru introducerea ipotezelor de lucru, a notaţiilor şi a relaţiilor de bază se vor face cîteva consideraţii asupra metodei off-line a celor mai mici pătrate (CMMP).

Deşi metoda se poate aplica oricărui model matematic care descrie dinamica sistemului, pentru dezvoltările ulterioare se consideră ca model al sistemului invariant, ecuaţia de regresie liniară, generalizată în variantă discretă.

Pentru sisteme monovariabile la intrare şi la ieşire (SISO) modelul se poate aduce la forma:

$$y(t) = \sum_{i=1}^{na} a_i y(t-i) + \sum_{i=0}^{nb} b_i u(t-i) + z(t) \qquad (3.2.2.1)$$

unde: y(t), u(t) şi z(t) reprezintă ieşirea, intrarea şi respectiv zgomotul (aditiv din ieşire) la momentele discrete de timp t, t=1,2,... , iar a_i şi b_i sînt parametri constanţi ai modelului.

Modelul regresiei generalizate poate fi înlocuit prin modele de regresie mai simple, care pot fi deduse din forma generalizată:

$$y(t) = \sum_{i=0}^{nb} b_i u(t-i) + z(t)$$; modelul regresiei liniare ordinare.

$$y(t) = \sum_{i=1}^{na} a_i y(t-i) + z(t)$$; modelul autoregresiei liniare.

Deşi în general $na \lesseqgtr nb$, se poate considera fără restrîngerea generalității că: na = nb = N (simplificarea este realistă, deoarece în cazurile practice cînd na și nb sînt necunoscute, valorile optime pentru aceste variabile sînt estimate prin evaluarea datelor măsurate succesiv pentru na = nb = N.

Pentru sisteme multivariabile la intrare și la ieșire (MIMO) cu r intrări și m ieșiri și na = nb = N, modelul (3.2.2.1) ia forma:

$$y^T(t) = \sum_{i=1}^{N} y^T(t-i)A_i + \sum_{i=o}^{N} u^T(t-i)B_i + z^T(t) \qquad (3.2.2.2)$$

unde:

$$y^T(\cdot) = \left[y_1(\cdot), y_2(\cdot), \ldots, y_m(\cdot) \right]$$
$$u^T(\cdot) = \left[u_1(\cdot), u_2(\cdot), \ldots, u_r(\cdot) \right]$$
$$z^T(\cdot) = \left[z_1(\cdot), z_2(\cdot), \ldots, z_m(\cdot) \right]$$

și

$$A_i^T = \begin{bmatrix} a_{11}^i & \cdots & a_{im}^i \\ \vdots & & \vdots \\ a_{m1}^i & \cdots & a_{mm}^i \end{bmatrix} ; \quad i = \overline{1,N} ;$$

$$B_i^T = \begin{bmatrix} b_{11}^i & \cdots & b_{1r}^i \\ \vdots & & \vdots \\ b_{m1}^i & \cdots & b_{mr}^i \end{bmatrix} ; \quad i = \overline{o,N} \qquad (3.2.2.3)$$

Se impun acum cîteva precizări referitoare la zgomot. Astfel dacă zgomotul este gaussian nu se pierde informație prin restrîngerea la matricea de medie $E/z^T/ = E/z(1), z(2), \ldots/$ și respectiv matricea de covarianță $R_z = E/zz^T/$ deoarece funcțiile de densitate gaussiană sînt complet descrise prin primele două momente statistice.

Densitatea de probabilitate de tip gaussian nu este o ipoteză necesară pentru deducerea estimatorului utilizînd metoda CMMP. Ea servește însă la dezvoltarea unor relații de bază și la introducerea estimatorului de varianță minimă.

Se presupune de asemenea că valorile zgomotului sînt mutual independente, că zgomotul nu este corelat cu intrarea u

şi nici cu valoarea virtuală (neafectată de zgomot) a ieşirii y_v.
Proprietăţile zgomotului pot fi exprimate în acest caz prin:

$$E/z(t)z(t-k)/ = o \qquad k=1,2,... \qquad (3.2.2.4)$$

$$E/z(t)u(t-k)/ = o \qquad k=o,1,2,... \qquad (3.2.2.5)$$

$$E/z(t)y_v(t-k)/ = o \qquad k=o,1,2,... \qquad (3.2.2.6)$$

Deşi neesenţială din punct de vedere teoretic, se introduce ipoteza esenţială pentru o estimare corectă:

$$E/z(t)/ = o \qquad (3.2.2.7)$$

De cele mai multe ori se ştie puţin despre adevăratele proprietăţi ale zgomotului; ca atare matricea de covarianţă este puţin convenabilă în calcule datorită valorilor diferite ale elementelor de pe diagonala principală:

$$R_z = \mathrm{diag}/\sigma_i^2/ \qquad i=\overline{1,t} \qquad (3.2.2.8)$$

O simplificare considerabilă o oferă ipoteza unor valori identice a dispersiei la toate momentele de măsură, adică

$$R_z = \sigma^2 I \qquad (3.2.2.9)$$

(σ^2 - dispersie, I - matricea unitate)

Matricea de covarianţă (3.2.2.9) indică că măsurătorile efectuate la diverse momente de timp sînt corupte de zgomot avînd aceleaşi proprietăţi statistice sau altfel spus că toate măsurătorile sînt realizate cu aceeaşi precizie. Acest fapt este în bună concordanţă cu cele mai multe situaţii practice.

Pe de altă parte dacă nu se poate acorda aceeaşi încredere tuturor măsurătorilor, dar dacă se poate pondera această încredere, se substituie matricea $\sigma^2 I$ cu o matrice W de formă diagonală.

In cazul şi mai general, dacă ipoteza (3.2.2.4) nu este valabilă, adică dacă erorile de măsurare sînt mutual independente, matricea de ponderare W are o formă generală pătratică.

In cele mai multe referiri bibliografice, W este considerată simetrică şi pozitiv definită.

Pentru rezolvarea problemei de estimare a parametrilor necunoscuţi a_i, (A_i), $i=\overline{1,N}$ şi b_j, (B_j), $j=\overline{o,N}$, ordinele $n_a=n_b=N$ din (3.2.2.1) şi respectiv (3.2.2.2) se presupun cunoscute.

Ambele modele pot fi rescrise în formă vectorială matriceală. Notînd (de exemplu) cu:

$\theta^T = [b_N,...,b_o,a_N,...,a_1]$ - vectorul parametrilor

$$s^T(t) = \left[u(t-N),\dots,u(t),y(t-N),\dots,y(t-1)\right] \quad (3.2.2.10)$$ – vectorul de date (măsurători)

modelul (3.2.2.1) devine:

$$y(t) = s^T(t)\theta + z(t) \quad (3.2.2.11)$$

observaţia= semnal + zgomot

Estimarea parametrilor procesului constă în stabilirea valorilor vectorului θ, avînd la dispoziţie un ansamblu de $t \gg 2N+1$ măsurători (perechi de date intrare-ieşire). Rezultă un sistem de ecuaţii algebrice liniare, supradeterminat, care poate fi scris în forma vectorial matricială:

$$Y(t) = S(t)\theta + z(t) \quad (3.2.2.12)$$

cu:

$$Y(t) = \left[y(1),y(2),\dots,y(t)\right]^T$$

$$S(t) = \left[s(1),s(2),\dots,s(t)\right]^T$$ – matricea observaţiilor $(t, 2N+1)$

Notînd estimatul lui θ, bazat pe t eşantioane prin $\hat{\theta}(t)$, vectorul

$$\varepsilon(t) = y(t) - s^T(t)\hat{\theta} \quad (3.2.2.13)$$

este reziduul sau eroarea de ecuaţie.

Forma corespunzătoare modelului (3.2.2.12) este:

$$\varepsilon = Y(t) - S(t)\hat{\theta}(t) \quad (3.2.2.14)$$

unde: $\varepsilon^T = \left[\varepsilon(1), \varepsilon(2),\dots, \varepsilon(t)\right]$

Problema de estimare utilizînd metoda CMMP are ca scop determinarea "celei mai probabile" valori a lui θ, adică $\hat{\theta}$, definită ca valoarea care minimizează suma pătratelor reziduurilor. Funcţia criteriu (obiectiv) este de forma:

$$I = \left[Y(t)-S(t)\hat{\theta}(t)\right]^T R^{-1}\left[Y(t)-S(t)\hat{\theta}(t)\right] = \varepsilon^T R^{-1}\varepsilon = = \left\|\varepsilon R^{-1/2}\right\|^2 = \left\|\varepsilon^*\right\|^2 \quad (3.2.2.15)$$

Elementele r_{ij} ale matricii de ponderare R^{-1} indică gradul de încredere ce poate fi acordat măsurătorilor. In bibliografia recentă a teoriei estimaţiei se disting în special trei tipuri ale metodei CMMP în funcţie de forma matricei de ponderare R^{-1}.

Pentru R=I, minimizarea sumei (3.2.2.15) reprezintă metoda celor mai mici pătrate, CMMP (sau CMMP normală). Pentru R de forma generală pozitiv definită W se obţine procedura celor mai mici pătrate ponderate, CMMPP, iar pentru $R = E/zz^T/$ calculele conduc la estimatul Markov, EM sau al varianţei minime VM.

In mod similar, pentru cazul MIMO, ecuaţia (3.2.2.2) poate fi rescrisă:

$$y^T(t) = s^T(t)\theta + z^T(t) \qquad t=1,2,... \qquad (3.2.2.16)$$

sau matriceal:

$$Y(t) = S(t)\theta + Z(t) \qquad (3.2.2.17)$$

unde:

$$Y(t) = \left[y(1), y(2), ..., y(t)\right]^T \; ; \; Y,(t,m)$$

$$S(t) = \begin{bmatrix} u^T(1-N), ..., u^T(1), y^T(1-N), ... y^T(o) \\ \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ u^T(t-N), ..., u^T(t), y^T(t-N), ..., y^T(t-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s^T(1) \\ \vdots \\ s^T(t) \end{bmatrix} \; ; \qquad (3.2.2.18)$$

$$S,(t,\nu) \qquad \nu = N(m+r) + r$$

$$\theta^T = \left[B_N^T, ..., B_o, A_N^T, ..., A_1^T\right] \; ; \; \theta^T,(m,\nu)$$

Pentru modelul (3.2.2.17) funcţia criteriu poate fi formulată într-o formă convenabilă calculului numeric:

$$I = tr\left\{\left[Y(t) - S(t)\hat{\theta}(t)\right] R^{-1}\left[Y(t) - S(t)\hat{\theta}(t)\right]^T\right\} =$$

$$= \left\|\left[Y(t) - S(t)\hat{\theta}(t)\right] R^{-1/2}\right\|^2 = \|\varepsilon^*\| \qquad (3.2.2.19)$$

mărimile care intervin avînd semnificaţiile menţionate, $R,(m,m)$ iar prin $tr/\cdot/$ s-a notat urma matricei $/\cdot/$.

<u>Observaţie</u>. Este evident că în ambele cazuri: SISO şi MIMO, modul de alegere al lui S şi θ nu este unic. Mai mult, modelul regresiei nu este unica posibilitate pentru introducerea şi aplicarea metodei CMMP în problemele de estimare. Dimpotrivă ea se poate aplica aproape oricărui model matematic ce descrie dinamica sistemului (funcţia pondere, ecuaţiile de stare, ecuaţia Wiener-Hopf, etc.).

Minimul funcţiei criteriu se obţine anulînd derivata în raport cu $\hat{\theta}$. Considerînd (3.2.2.15), pentru $R=I$ se va obţine:

$$S^T(t)\left[Y(t) - S(t)\hat{\theta}(t)\right] = o \qquad (3.2.2.20)$$

a cărei rezolvare conduce la ecuaţia normală a estimatorului CMMP sau pe scurt la estimatorul CMMP

$$\hat{\theta}_{CMMP}(t) = S^T(t)S(t)^{-1}S^T(t)Y(t) \qquad (3.2.2.21)$$

Din considerente de simplificare de notaţii, în continuarea dezvoltărilor se renunţă la indicele lui $\hat{\theta}$ referitor la specificarea metodei prin care se obţine estimatorul, aceasta rezultînd de fiecare dată din context.

Trebuie remarcat că deşi sistemul a fost considerat invariant, estimatul vectorului parametrilor $\hat{\theta}$ furnizat de (3.2.2.21) este dependent de numărul măsurătorilor disponibile.

Ţinînd cont de (3.2.2.14) condiţia (3.2.2.2o) conduce la

$$S^T(t)\varepsilon = 0 \qquad (3.2.2.22)$$

adică reziduul în acest caz este ortogonal faţă de coloanele matricii observaţiilor - ceea ce constituie o altă formă de exprimare a condiţiei de minimizare a funcţiei de cost. Introducînd notaţiile:

$$P(t) = \left[S^T(t)S(t)\right]^{-1} \qquad (3.2.2.23)$$

şi

$$J(t) = P^{-1}(t) = S^T(t)S(t) \qquad (3.2.2.24)$$

estimatorul CMMP -off line se poate calcula ca:

$$\hat{\theta}(t) = P(t)S^T(t)Y(t) \qquad (3.2.2.25)$$

Este de remarcat că atît P(t) cît şi J(t) sînt matrici pozitiv definite şi simetrice faţă de diagonala principală:

$$P(t) = P^T(t) \; ; \quad J(t) = J^T(t) \qquad (3.2.2.26)$$

Observaţia va fi utilizată în dezvoltările legate de tehnicile de factorizare.

Dacă se defineşte eroarea estimatorului ca

$$\tilde{\theta}(t) = \theta - \hat{\theta}(t) \qquad (3.2.2.27)$$

ţinînd cont de (3.2.2.12), (3.2.2.21) şi (3.2.2.23), rezultă:

$$\tilde{\theta}(t) = -P(t)S^T(t)z(t) \qquad (3.2.2.28)$$

In consecinţă, pentru ipotezele adoptate se pot formula următoarele proprietăţi esenţiale ale estimatorului CMMP:

Proprietatea 1: Erorile estimatorului sînt funcţii liniare de zgomot. In plus: $E/\tilde{\theta}/ = 0$

Proprietatea 2: Estimatorul CMMP este nemarcat:

$$E/\hat{\theta}/ = E/\theta - \tilde{\theta}(t)/ = \theta \qquad (3.2.2.29)$$

Proprietatea 3: Estimatorul CMMP este consistent /Pro.85/

Calculînd matricea de covarianţă a estimatorului ca:

$$\mathrm{cov}/\hat{\theta}/ = R_{\theta} = E/\theta(t)\theta^T(t)/ \qquad (3.2.2.3o)$$

se poate demonstra că /Pro.85/

$$\mathrm{cov}/\hat{\theta}/_{CMMP} = \delta^2 P(t) \qquad (3.2.2.31)$$

Deci P(t) este proporţională cu matricea de covarianţă a estimatorului, factorul de proporţionalitate fiind estimaţia dispersiei reziduurilor (se poate calcula cu uşurinţă /Ter.81/). In lucrarea de faţă, în scopul simplificării terminologiei, matricea P(t) definită prin (3.2.2.23) se va numi matrice de covarianţă. Similar avîndu-se în vedere că matricea J(t), definită prin (3.2.2.24) este proporţională cu matricea de informaţie a lui Fischer /Ter.81/, /Pro.85/, va fi referită în continuare ca matrice de informaţie.

Pentru estimatorul CMMPP rezultă în mod similar

$$\hat{\theta} = (S^TW^{-1}S)^{-1}S^TW^{-1}y = Qy \qquad (3.2.2.32)$$

şi pentru aceleaşi ipoteze:

$$cov/\hat{\theta}/_{CMMPP} = QE/zz^T/Q^T \qquad (3.2.2.33)$$

Estimatorul Markov (al varianţei minime) se obţine pentru $R = R_z = E/zz^T/$:

$$\hat{\theta} = (S^TR_z^{-1}S)^{-1}S^TR_z^{-1}y \qquad (3.2.2.34)$$

cu:

$$cov/\hat{\theta}/_{EM} = (S^TR_z^{-1}S)^{-1} \qquad (3.2.2.35)$$

Rezultatele obţinute în cazul monovariabil sînt direct generalizabile şi pentru sistemele multivariabile (cu adaptările necesare de matrici).

Pentru MIMO, soluţia off-line CMMP se poate obţine într-o formă mai adecvată calculului numeric /Pet.76/; funcţia criteriu se poate scrie:

$$I = tr\left\{R^{-1}\left[I_m, -\theta^T\right]V_t\begin{bmatrix}I_m\\ -\theta\end{bmatrix}\right\} \qquad (3.2.2.36)$$

unde:

$$V_t = \sum_{i=1}^{t}\begin{bmatrix}y(i)\\ s(i)\end{bmatrix}\left[y^T(i), s^T(i)\right] \qquad (3.2.2.37)$$

Pe măsură ce devin disponibile noi măsurători, matricea V_t poate fi reactualizată cu relaţia:

$$V_t = V_{t-1} + \begin{bmatrix}y(t)\\ s(t)\end{bmatrix}\left[y^T(t)s^T(t)\right] \qquad (3.2.2.38)$$

Partajînd matricea V_t în modul următor:

$$V_t = \begin{bmatrix}V_{ty} & V_{tsy}^T\\ V_{tsy} & V_{ts}\end{bmatrix} \qquad (3.2.2.39)$$

$\hat{\theta}$ este soluţia ecuaţiei matriceale /Pro.85/:

$$V_{ts}\hat{\theta} = V_{tsy} \qquad (3.2.2.4o)$$

Dacă V_{ts} este o matrice nesingulară, atunci $\hat{\theta}$ este soluţia unică a lui (3.2.2.4o).

Cele mai reprezentative rezultate sînt sintetizate în tabelul 1.

In cazul unui zgomot z(t) corelat, estimaţia CMMP va fi însă în general neconsistentă. Metode de estimare viabile practic, pentru care metoda CMMP constituie procedura de bază şi care depășesc dificultățile implicate de corelarea zgomotului vor fi discutate în cadrul procedurilor recursive, chiar dacă se vor considera necesare și unele considerații privind variantele lor off-line.

3.2.2.1. Considerații privind calculul numeric al estimatorului CMMP off-line utilizînd transformările ortogonale. Algoritmul TO

Estimatorul off-line (3.2.2.21) reprezintă pseudosoluția în sensul CMMP a sistemului de ecuații supradeterminat

$$S(t)\hat{\theta}(t) = Y(t) \qquad (3.2.2.41)$$

Notînd cu:

$$S^{+}(t) = \left[S^{T}(t)S(t)\right]^{-1}S^{T}(t) \qquad (3.2.2.42)$$

pseudoinversa matricii $S(t)$, va rezulta pentru (3.2.2.21) expresia

$$\hat{\theta}(t) = S^{+}(t)Y(t) \qquad (3.2.2.43)$$

Calculul pseudoinversei cu (3.2.2.42) nu este însă numeric stabil, erori mici de rotunjire putînd conduce la erori grosolane pentru S^{+}, deci implicit la rezultate false pentru $\hat{\theta}$. O soluție practică, recomandată în literatură, constă în utilizarea transformărilor ortogonale (TO) care se constituie ca procedee de calcul numeric stabile /Buc.83/Sim.84/Cal.88/. Aplicarea TO nu modifică valoarea funcționalei $I(\theta)$.

Dezvoltările ulterioare, atît din cadrul versiunii off-line cît și din cele on-line se bazează pe următorul rezultat remarcabil al teoriei transformărilor ortogonale /Buc.83/:

Orice matrice $S \in R^{m\times n}$ admite o factorizare QR, adică:

$$S = QR \qquad (3.2.2.44)$$

unde: a). Q este o matrice ortogonală, ceea ce implică:

$$QQ^{T} = I \qquad (3.2.2.45)$$

b) R este superior triunghiulară, de forma:

$$R = \begin{bmatrix} R' \\ 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} \}\, n \\ \}\, m-n \end{matrix} \qquad (3.2.2.46)$$

cu R' pătrată și superior triunghiulară.

Din (3.2.2.44) și (3.2.2.45) rezultă:

$$Q^{T}S = R \qquad (3.2.2.47)$$

<u>Algoritmul TO</u> - de calcul al estimatorului CMMP off-line va consta atunci din următoarele două etape:

1. Aplicarea TO sistemului de ecuații (3.2.2.41). Notînd $Q^{T}Y(t) = w$ și ținînd cont de (3.2.2.47) se ajunge la:

$$R\hat{\theta}(t) = w \qquad (3.2.2.48)$$

2. Rezolvarea prin substituţie inversă (ţinînd cont de (3.2.2.46)) a sistemului de ecuaţii linear:

$$R'\hat{\theta}(t) = w' \qquad (3.2.2.49)$$

unde w' reprezintă primele (2N+1) elemente din w.

Calculul matricei Q^T se realizează prin eliminarea ortogonală, ce poate opera asupra elementelor:

a) a unei coloane a matricei S - în cazul algoritmului propus de Householder /Hou.64/.

b) a unei linii a matricei S - în cazul algoritmului propus de Givens /Wan.84/.

Se preferă utilizarea algoritmului Givens deoarece pe baza lui este posibilă realizarea directă a unui estimator recursiv aşa cum se va arăta în paragraful 3.2.4.2.

Pentru eliminarea unui element $s_{j,i}$ din matricea extinsă S_e care se obţine prin adăugarea vectorului Y(t) la matricea S(t) /Prot.87/:

$$S_e = \left[S, Y\right] \qquad (3.2.2.5o)$$

se utilizează o rotaţie plană definită de:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} c_1 & c_2 \\ -c_2 & c_1 \end{bmatrix}}_{Q^T_{j,i}} \begin{bmatrix} s_e(i) \\ s_e(j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s'_e(i) \\ s'_e(j) \end{bmatrix} \qquad (3.2.2.51)$$

$Q_{j,i}$ reprezintă o transformare ortogonală elementară, care realizează o rotaţie plană elementară astfel încît $s'_{ej,i} = o$.

Presupunînd că:

$$\begin{bmatrix} s_e(i) \\ s_e(j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} o,\dots,o,s_{ei,i},\dots,s_{ei,k},\dots,s_{ei,n+1} \\ o,\dots,o,s_{ej,i},\dots,s_{ej,k},\dots,s_{ej,n+1} \end{bmatrix} \qquad (3.2.2.52)$$

transformarea (3.2.2.51) conduce la:

$$\begin{bmatrix} s'_e(i) \\ s'_e(j) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} o,\dots,o,s'_{ei,i},\dots,s'_{ei,k},\dots,s'_{ei,n+1} \\ o,\dots,o,o,\ \dots,\ \ s'_{ej,k},\dots,s'_{ej,n+1} \end{bmatrix} \qquad (3.2.2.53)$$

(cu n - numărul parametrilor de estimat).

Ţinînd cont de condiţia de ortogonalitate a lui $Q^T_{j,i}$ şi de (3.2.2.51) rezultă /Prot.87/:

$$c_1 = s_{ei,i}/(s^2_{ei,i} + s^2_{ej,i})^{1/2} \qquad (a)$$

$$c_2 = s_{ei,j}/(s^2_{ei,i} + s^2_{ej,i})^{1/2} \qquad (b) \qquad (3.2.2.54)$$

$$s'_{ei,k} = c_1 s_{ei,k} + c_2 s_{ej,k} \qquad (c)$$

$$s'_{ej,k} = c_1 s_{ej,k} - c_2 s_{ei,k} \qquad (d)$$

Algoritmul Givens presupune aplicarea unei strategii de factorizare a matricii S_e, anulînd rînd pe rînd termenii subdiagonali prin transformări ortogonale $Q^T_{i,j}$ pornindu-se din colţul Nord-West al matricii S_e şi parcurgînd liniile în ordine crescătoare.

Ca urmare indicii i,j,k din relaţiile (3.2.2.54, a ÷ d) se vor modifica în ordinea de mai jos

$$j = \overline{2,t}$$
$$i = \overline{1,p} \qquad \text{unde} \qquad p = \begin{cases} j-1 & \text{dacă } j \leq n \\ n & \text{dacă } j > n \end{cases} \qquad (3.2.2.55)$$
$$k = 1,n+1$$

Prin urmare TO dată de algoritmul Givens poate fi definită ca un produs de rotaţii plane elementare:

$$Q^T = \prod_{j,i} Q^T_{j,i} \qquad (3.2.2.56)$$

In final S'_e va avea forma data de:

$$S'_e = [R,\ w] \qquad (3.2.2.57)$$

3.2.3. Metode on-line de estimare. Algoritmi recursivi

3.2.3.1. Preliminarii

Algoritmii de estimare recursivi sînt de cea mai mare importanţă în ceea ce priveşte problemele de reglare, şi în special în cadrul structurilor de reglare autoadaptivă. O metodă on-line conduce nu numai la avantaje legate de calcul cît şi la posibilitatea colectării datelor măsurate pînă la atingerea unei anumite precizii a parametrilor, sau în cazul în care procesele sînt lent variante, variaţiile parametrilor pot fi urmărite.

Algoritmii recursivi permit calculul noului estimat prin actualizarea celui vechi, ţinînd cont de ultimele observaţii. Nu mai trebuie deci memorate toate datele obţinute prin măsurători, cerinţele de memorie şi de calcul fiind reduse semnificativ.

Estimarea recursivă utilizează datele S(t), estimatul parametrilor $\hat{\theta}(t)$ la momentul t, şi noile măsurători u(t+1), y(t+1) pentru determinarea estimatului $\hat{\theta}(t+1)$ la momentul (t+1).

Prin urmare sistemul liniar de ecuaţii supradeterminat (3.2.2.41) considerat la momentul (t+1) devine:

$$S(t+1)\hat{\theta}(t+1) = Y(t+1) \qquad (3.2.3.1)$$

sau explicit:

$$\begin{bmatrix} S(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} \hat{\theta}(t+1) = \begin{bmatrix} Y(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.3.2)$$

Tinînd cont de (3.2.2.41) se ajunge la:

$$\left[S^T(t)S(t) + s(t+1)s^T(t+1)\right]\hat{\theta}(t+1) = S^T(t)S(t)\hat{\theta}(t) + s(t+1)y(t+1) \qquad (3.2.3.3)$$

Va trebui deci să se dispună de un algoritm capabil să rezolve recursiv sistemul de ecuaţii liniare (3.2.3.3) în sensul obţinerii lui $\hat{\theta}(t+1)$.

Un astfel de algoritm va fi numit în cele ce urmează recursiv. Algoritmul de estimare se va numi în timp real dacă este recursiv şi dacă are în plus proprietatea de a "urmări" în timp real variaţiile lente ale parametrilor.

In contrast cu algoritmii off-line, ambele variante de algoritmi, atît cel recursiv, cît şi cel în timp real se vor referi - atunci cînd nu este necesară delimitarea exactă a lor - ca algoritmi de tip on-line.

De asemenea după cum în expresia (3.2.3.3) pentru termenul $\left[S^T(t)S(t)\right]$ se utilizează notaţiile (3.2.2.23) sau (3.2.2.24) algoritmii de estimare se vor numi algoritm al matricii de covarianţă şi respectiv algoritm al matricii de informaţie.

Trebuie menţionat totuşi că reducerea volumului de calcul şi implicit de memorie se face cu preţul unei precizii mai mici faţă de metodele nerecursive, lucru firesc dacă se ţine cont de faptul că, în general varianta on-line este o aproximaţie a celei off-line.

Estimarea recursivă a parametrilor poate fi abordată în principal prin următoarele categorii de metode /God.86/.

- variante on-line ale metodelor standard off-line (de tipul CMMP sau verosimilitate maximă)
- metode de aproximare stohastică /Sak.76/
- metode utilizînd model de referinţă /Lan.74/

In lucrarea de faţă se va discuta doar prima categorie de metode, avîndu-se în vedere că ele sînt utilizate cu precădere în cadrul conducerii autoadaptive. Se vor considera următoarele metode on-line care prezintă interes practic şi pot fi abordate în mod unitar.

- metoda celor mai mici pătrate: CMMP-R
- metoda celor mai mici pătrate generalizate: CMMPG-R
- metoda variabilei instrumentale: VI-R
- metoda celor mai mici pătrate extinse: CMMPE-R
- metoda verosimilităţii maxime: VM-R

Similar estimatorului CMMP off-line, algoritmul CMMP-R va da un estimat nemarcat doar în ipoteza reziduurilor independente; celelalte metode furnizează estimaţii consistente ale parametrilor şi în situaţia corelării reziduurilor.

3.2.3.2. Abordare unitară a metodelor de estimare on-line

Pentru abordarea unitară a metodelor on-line menţionate se vor considera aspecte legate atît de structura modelului (şi a sistemului), cît şi referitoare la algoritmii de estimare propriuzişi.

Structura modelului

Din considerente implicînd consistenţa algoritmilor, se face presupunerea că sistemul real şi modelul care îl descrie au aceeaşi formă. Astfel, presupunînd disponibilă secvenţa de intrare: $u(1)$, $u(2)$...şi respectiv secvenţa de ieşire: $y(1)$, $y(2)$,...se consideră sistemul stohastic (3.2.2.21) adus la forma:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t) + r(t) \qquad (3.2.3.4)$$

unde:

$$A(z^{-1}) \in \prod_{na} , \quad B(z^{-1}) \in \prod_{nb} ,$$

cu $\prod_{ni}$ - mulţimea polinoamelor de grad ni în operatorul de întîrziere z^{-1} ($z^{-1}x(t) = x(t-1)$); (operatorul z^{-1} posedă proprietăţile transformatei z).

Polinoamele:

$$A(z^{-1}) = 1 + a_1 z^{-1} +...+ a_{na} z^{-na} \; ; \; B(z^{-1}) = b_1 z^{-1} +...+ b_{nb} z^{-nb}$$

au toate zerourile stabile. $r(t)$ este un proces stohastic cu densitatea spectrală raţională, care poate fi obţinut - conform teoremei de reprezentare a proceselor stohastice cu densităţi spectrale raţionale /Ast.70/-prin trecerea unui zgomot alb printr-un filtru (raţional) stabil.

$$r(t) = F(z^{-1})e(t) \qquad (3.2.3.5)$$

unde $e(t)$ reprezintă o secvenţă de variabile aleatoare independente şi identic distribuite (zgomot alb discret) de medie $E/e(t)/ = 0$ şi dispersie $E/e^2(t)/ = \sigma^2$, iar $F(z^{-1})$ este un filtru raţional stabil.

Modelul (3.2.3.4) este referit în literatură ca model CARMA (Controlled Auto-Regressive Moving Average).

Modelul care urmează să fie determinat utilizînd metodele on-line menţionate este de aceeaşi formă cu (3.2.3.4):

$$\hat{A}(z^{-1})y(t) = \hat{B}(z^{-1})u(t) + \hat{r}(t) \qquad (3.2.3.6)$$

în care:

$$\hat{A}(z^{-1}) = 1 + \hat{a}_1 z^{-1} + \ldots + \hat{a}_{na} z^{-na}; \quad \hat{B}(z^{-1}) = \hat{b}_1 z^{-1} + \ldots + \hat{b}_{nb} z^{-nb}$$

şi

$$\hat{r}(t) = \hat{F}(z^{-1})\,\varepsilon(t) \qquad (3.2.3.7)$$

unde $\varepsilon(t)$ este eroarea ecuaţiei sau reziduul modelului, iar filtrul raţional $\hat{F}(z^{-1})$ care este de aceeaşi formă cu $F(z^{-1})$, are diferite expresii funcţie de metoda considerată.

Pentru metoda CMMP-R:

$$\hat{F}(z^{-1}) = 1 \qquad (3.2.3.8)$$

Pentru metoda VI-R forma filtrului raţional $F(z^{-1})$ nu este specificată, fiind în principiu indeferentă. Fără restrîngerea generalităţii tratării, se va considera:

$$\hat{F}(z^{-1}) = 1 \qquad (3.2.3.9)$$

Pentru metoda CMMPG-R se alege:

$$\hat{F}(z^{-1}) = \frac{1}{\hat{C}(z^{-1})} \qquad (3.2.3.1o)$$

cu:

$$\hat{C}(z^{-1}) = 1 + \hat{c}_1 z^{-1} + \ldots + \hat{c}_{nc} z^{-nc} \qquad (3.2.3.11)$$

Pentru metodele CMMPE-R şi VM-R:

$$\hat{F}(z^{-1}) = \frac{\hat{C}(z^{-1})}{\hat{D}(z^{-1})} \qquad (3.2.3.12)$$

cu:

$$\hat{D}(z^{-1}) = 1 + \hat{d}_1 z^{-1} + \ldots + \hat{d}_{nd} z^{-nd} \qquad (3.2.3.13)$$

Nu există nici o restricţie în a presupune toate polinoamele de acelaşi grad, deoarece unii din coeficienţi pot fi nuli.

In /You.7o a / You.7o b /, metoda CMMPE se dezvoltă pentru cazul general (3.2.3.12). Totuşi, arareori metodele de estimare consideră pentru zgomotul $\hat{r}(t)$ un model de acest tip. In practica identificării se utilizează particularizări ale modelului CARMA, cu (3.2.3.12). /Tal.73/ consideră formą simplificată cu $\hat{C}(z^{-1}) = 1$, (model autoregresiv AR), sau $\hat{D}(z^{-1}) = 1$ (model de medie alunecătoare MA). In cele ce urmează se va considera cazul $\hat{D}(z^{-1}) = 1$.

Referitor la modelul (3.2.3.6) se impune în general ca polinoamele $\hat{A}(z^{-1})$, $\hat{B}(z^{-1})$, $\hat{C}(z^{-1})$ şi respectiv $\hat{C}(z^{-1})$,$\hat{D}(z^{-1})$ să fie prime între ele (cerinţă cu implicaţii asupra controlabilităţii sistemului), şi de asemenea ca polinoamele $\hat{A}(z^{-1})$ şi $\hat{D}(z^{-1})$ să aibă toate zerourile în exteriorul cercului unitar. (ipoteza de stabilitate asimptotică). $\hat{O}(z^{-1})$ poate fi ales şi el cu toate zerourile în exteriorul cercului unitar, fără a se afecta cu nimic generalitatea abordării /Ast.7o/, asigurîndu-se în acest fel o dispersie finită a reziduurilor (CMMPE-R şi VM-R).

Condiţiile experimentale impuse de metodele de estimare necesită semnale de intrare persistent (SP) /Lju.71/Sto.79/, ipoteză strîns legată de problema consistenţei metodelor de estimare.

Numai din considerentul simplificării notaţiilor se va considera cazul sistemelor monovariabile, fără timp mort. Extinderea la cazul multivariabil şi la explicitarea timpului mort este trivială.

3.2.3.2.1. Algoritm on-line general al matricii de covarianţă

Metodele de estimare recursivă considerate anterior pot fi descrise printr-un algoritm on-line general al matricii de covarianţă, care cuprinde atît versiunea recursivă propriu-zisă cît şi cea în timp real a algoritmilor de estimare respectivi. Demonstraţia se bazează pe dezvoltările (3.2.3.1), (3.2.3.2), pe lema de inversare matricială /Ter.81/ şi se găseşte detaliată în /Pro.85/. Algoritmul general este de următoarea formă:

$$\begin{aligned}
\hat{\theta}(t+1) &= \hat{\theta}(t) + M(t+1)\varepsilon(t+1) && (a)\\
M(t+1) &= P(t)s'(t+1)\left[\alpha(t)+s^T(t+1)P(t)s'(t+1)\right]^{-1} && (b)\\
P(t+1) &= \left[I - M(t+1)s^T(t+1)\right]P(t)/\alpha(t) && (c)\\
\varepsilon(t+1) &= y(t+1) - s^T(t+1)\hat{\theta}(t) && (d)
\end{aligned}$$
$$(3.2.3.14)$$

Pentru $\alpha(t) = 1$ se obţin algoritmi de estimare recursivi iar pentru $\alpha(t) \neq 1$ se obţin versiunile lor în timp real. In această secţiune se va considera numai cazul $\alpha(t) = 1$, corespunzător sistemelor invariante, semnificaţia şi modul de alegere a factorului $\alpha(t) \neq 1$, (pentru sisteme lent variante) discutîndu-se în paragraful următor.

Algoritmii corespunzători metodelor CMMP-R, CMMPG-R, VI-R, CMMPE-R, VM-R se obţin ca nişte cazuri particulare a algoritmului general (3.2.3.14), cu deosebirea că mărimile implicate sînt definite în diverse moduri.

$\hat{\theta}(t)$ este estimatul vectorului parametrilor, obţinut pe baza măsurătorilor efectuate pînă la momentul t (datele intrare/ieşire, u(1),...,u(t) şi y(1),...,y(t)).

Pentru CMMP-R şi VI-R:

$$\hat{\theta}(t) = \left[\hat{a}_1(t),\ldots,\hat{a}_{na}(t),\hat{b}_1(t),\ldots,\hat{b}_{nb}(t)\right]^T \qquad (3.2.3.15)$$

(s-a pus în evidenţă dependenţa de numărul de măsurători disponibile, în continuare din motive de simplificare a scrierii se renunţă la forma explicită).

Pentru CMMPG-R, CMMPE-R, VM-R:

$$\hat{\theta}(t) = \left[\hat{a}_1,\ldots,\hat{a}_{na},\hat{b}_1,\ldots,\hat{b}_{nb},\hat{c}_1,\ldots,\hat{c}_{nc}\right]^T \qquad (3.2.3.16)$$

parametrii $\hat{c}$ avînd semnificaţii diferite pentru cele trei metode. Pentru CMMPG-R vectorul $\hat{\theta}$ poate fi considerat ca fiind constituit din doi vectori separaţi, de forma:

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_1 &= \left[\hat{a}_1,\ldots,\hat{a}_{na},\hat{b}_1,\ldots,\hat{b}_{nb}\right]^T = \left[\hat{A},\hat{B}\right], \ \hat{a}_o = 1 \\ \hat{\theta}_2 &= \left[\hat{c}_1,\ldots,\hat{c}_{nc}\right]^T = \hat{C} \end{aligned} \qquad (3.2.3.17)$$

<u>Observaţie</u>. Termenul $s^T(t+1)\hat{\theta}(t)$ poate fi considerat ca o predicţie a valorii y(t+1) bazată pe estimatul $\hat{\theta}(t)$ şi măsurătorile $s^T(t+1)$. In această interpretare (3.2.3.15) se poate considera ca un criteriu pătratic de predicţie şi, corespunzător, metoda CMMP ca o procedură de minimizare a erorii de predicţie.

<u>Algoritmul CMMP-R</u>

Algoritmul CMMP-R se obţine din algoritmul general (3.2.3.14) în care:

$$s(t) = \left[-y(t-1),\ldots,-y(t-na),u(t-1),\ldots,u(t-nb)\right]^T \qquad (3.2.3.18)$$

$$s'(t) = s(t) \qquad (3.2.3.19)$$

In ipotezele menţionate, matricea P(t) (pentru t suficient de mare) are aceeaşi semnificaţie fizică directă ca şi în cazul variantei off-line şi anume este proporţională cu matricea de covarianţă a estimatorului.

<u>Algoritmul VI-R</u>

Metoda variabilei instrumentale (VI) conduce la un estimator care va da întotdeauna estimaţi asimptotici nemarcaţi. Ideea constă în generarea unui semnal suplimentar, variabila instrumentală, corelat cu semnalele utile ale procesului, dar necorelat cu zgomotul /You.7o a/.

Notînd:

$$S' = \left[s'^T(1), \ldots, s'^T(K) \right]^T \qquad (3.2.3.2o)$$

cu:

$$s'(t) = \left[-y_v(t-1), \ldots, -y_v(t-na), u(t-1), \ldots, u(t-nb) \right]^T \qquad (3.2.3.21)$$

atunci y_v este variabila instrumentală, iar matricea S' este o matrice instrumentală dacă sînt îndeplinite condiţiile:

$$\lim_{K \to \infty} \left[\frac{1}{K} S'^T S \right] = R \quad \text{cpl} \qquad (3.2.3.22)$$

$$\lim_{K \to \infty} \left[\frac{1}{K} S'^T r \right] = o \quad \text{cpl} \qquad (3.2.3.23)$$

cu: R - matrice pozitiv definită, S şi r avînd semnificaţiile date, K - numărul de măsurători.

Condiţiile (3.2.3.22) şi (3.2.3.23) sînt condiţii de consistenţă a estimatorului VI. Algoritmul VI-R se obţine deci din forma generală (3.2.3.14) în care s(t) este de forma (3.2.3.18), iar s'(t) este dat de (3.2.3.21).

Rămîne doar problema precizării variabilelor instrumentale. Există un număr relativ mare de posibilităţi de alegere a VI astfel încît condiţiile (3.2.3.22) şi (3.2.3.23) să fie satisfăcute. Astfel o posibilitate comodă o oferă filtrarea intrării u(t).

$$y_v(t-i) = \frac{\tilde{B}(z^{-1})}{\tilde{A}(z^{-1})} u(t-i) \quad ; \qquad (3.2.3.24)$$

cu:

$$\tilde{A}(z^{-1}) = 1 + \tilde{a}_1 z^{-1} + \ldots + \tilde{a}_{na} z^{-na} \qquad (3.2.3.25)$$

$$\tilde{B}(z^{-1}) = \tilde{b}_1 z^{-1} + \ldots + \tilde{b}_{nb} z^{-nb} \qquad (3.2.3.26)$$

prime între ele şi $A(z^{-1})$ stabil /Fin.73/Söd.79/.

Dacă din relaţia (3.2.3.24):

$$\tilde{B}(z^{-1}) = \hat{B}(z^{-1}) \; ; \qquad \tilde{A}(z^{-1}) = \hat{A}(z^{-1}) \; ;$$

atunci y_v este partea deterministă a ieşirii sistemului y(t). Acest mod de alegere a variabilei instrumentale este cvasioptimal /Won.67/.

Din (3.2.3.24) este evident că $\hat{A}(z^{-1})$ şi $\hat{B}(z^{-1})$ sînt necesare pentru calculul lui s'(t), dar ele sînt tocmai rezultatele finale ale estimării care nu sînt deci disponibile în momentul cînd este calculat s'(t+1). Pentru a face posibil acest calcul trebuie utilizate valorile parametrilor calculate în etapele precedente. Dificultatea menţionată poate fi depăşită introducînd /Row.7o/You.76/

$$s'(t) = \left[-x(t-1), \ldots, -x(t-na), u(t-1), \ldots, u(t-nb) \right]^T \qquad (3.2.3.27)$$

$$x(t) = s'^T(t)\hat{\theta}(t) \qquad (3.2.3.28)$$

Relaţia (3.2.3.28) poate fi uşor modificată, pentru a se evita eventuala corelare a lui x(t) cu r(t) prin intermediul lui $\hat{\theta}(t)$, retartînd vectorul parametrilor estimaţi:

$$x(t) = s'^{T}(t)\hat{\theta}(t-t') \qquad (3.2.3.29)$$

unde t' este un număr (mic) întreg pozitiv.

Limitarea metodei VI-R constă în faptul că se estimează doar parametrii părţii deterministe neoferindu-se un model şi pentru zgomot. In /You.76/ se propune o schemă de estimare prin VI care permite şi determinarea unui model al zgomotului dar cu preţul unui efort de calcul sporit, ceea ce o face neadecvată calculului online.

Algoritmul CMMPG-R

Considerînd modelul de forma generală (3.2.3.5), cu (3.2.3.7) în care filtrul raţional are forma (3.2.3.1o), se poate scrie:

$$\hat{A}(z^{-1})y_f(t) = \hat{B}(z^{-1})u_f(t) + \varepsilon(t) \qquad (3.2.3.3o)$$

în care:

$$y_f(t) = \hat{C}(z^{-1})y(t) = y(t) + \sum_{i=1}^{nc} \hat{c}_i y(t-i) \qquad (3.2.3.31)$$

$$u_f(t) = \hat{C}(z^{-1})u(t) = u(t) + \sum_{i=1}^{na} \hat{c}_i u(t-i) \qquad (3.2.3.32)$$

sînt mărimi filtrate.

Schema de principiu care conduce la albirea zgomotului colorat $\hat{r}(t)$ este reprezentată în figura (3.2.3.1). Faptul că varianta off-line a CMMPG /Cla.67/ este constituită din două proceduri off-line CMMP, sugerează ideea /Has.69/ că algoritmul CMMPG-R poate fi obţinut din doi algoritmi recursivi CMMP.

Presupunînd astfel modelul (3.2.3.6) adus pe baza consideraţiilor făcute la forma (3.2.3.3o), metoda de calcul constă în combinarea prin intermediul filtrării a doi estimatori recursivi CMMP, primul estimator fiind utilizat pentru estimarea lui $\hat{A}$ şi $\hat{B}$ iar al doilea pentru estimarea lui $\hat{C}$.

Utilizînd notaţiile (3.2.3.17), (3.2.3.31), (3.2.3.32), s(t) dat de (3.2.3.18), $\hat{\theta}_1$, $\hat{\theta}_2$ de forma (3.2.3.17), na = nb = nc = N şi introducînd:

$$s_1(t) = \left[-y_f(t-1),\ldots,-y_f(t-N),u_f(t),u_f(t-1),\ldots,u_f(t-N)\right]^T \qquad (3.2.3.33)$$

$$s_2(t) = \left[-e_2(t-1),\ldots,-e_2(t-N)\right] \qquad (3.2.3.34)$$

$$e_2(t) = y(t) - s^T(t)\hat{\theta}_1(t) \qquad (3.2.3.35)$$

algoritmul CMMPG-R devine:

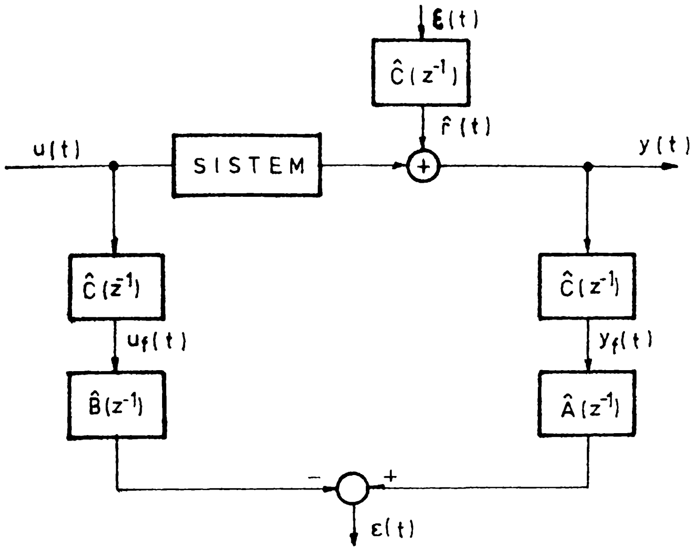


fig.3.2.3.1
Schemă de albire a zgomotului colorat

$$
\text{(I)}\quad \hat{\theta}_1^T=\left[A,B\right]\quad
\begin{cases}
\hat{\theta}_1(t+1) = \hat{\theta}_1(t) + M_1(t+1)\,\varepsilon_1(t+1) & \text{(a)}\\[4pt]
M_1(t+1) = \dfrac{P_1(t)s_1(t+1)}{1+s_1^T(t+1)P_1(t)s_1(t+1)} & \text{(b)}\\[4pt]
P_1(t+1) = P_1(t)-M_1(t+1)s_1^T(t+1)P_1(t) & \text{(c)}\\[4pt]
\varepsilon_1(t+1) = y_f(t+1)-s_1^T(t+1)\hat{\theta}_1(t) & \text{(d)}
\end{cases}
$$

$$
\text{(II)}\quad \hat{\theta}_2 = \hat{C}\quad
\begin{cases}
\hat{\theta}_2(t+1) = \hat{\theta}_2(t) + M_2(t+1)\,\varepsilon_2(t+1) & \text{(e)}\\[4pt]
M_2(t+1) = \dfrac{P_2(t)s_2(t+1)}{1+s_2^T(t+1)P_2(t)s_2(t+1)} & \text{(f)}\\[4pt]
P_2(t+1) = P_2(t)-M_2(t+1)s_2^T(t+1)P_2(t) & \text{(g)}\\[4pt]
\varepsilon_2(t+1) = e_2(t+1) - s_2^T(t+1)\hat{\theta}_2(t) & \text{(h)}
\end{cases}
\qquad (3.2.3.36)
$$

Se observă că nu este necesar ca polinoamele $\hat{A}$, $\hat{B}$ şi $\hat{C}$ să aibe acelaşi grad. Acest lucru nu introduce nici o modificare în algoritmul descris.

In cazul în care sînt disponibile din măsurători şi calcule anterioare: $M_1(t)$, $\hat{\theta}_1(t)$, $P_1(t)$, $M_2(t)$, $\hat{\theta}_2(t)$, $P_2(t)$ şi $s_2(t)$ şi s-au obţinut noile măsurători $u(t+1)$, $y(t+1)$ atunci secvenţa următoare de calcul este:

$u_f(t+1), y_f(t+1), s_1(t+1), M_1(t+1)$, $\varepsilon_1(t+1), \hat{\theta}_1(t+1), P_1(t+1)$, s(t+1), $e_2(t+1)$, $s_2(t+1)$, $M_2(t+1)$, $\varepsilon_2(t-1)$, $\hat{e}_2(t-1)$, $\hat{s}_2(t-1)$.

In aplicarea algoritmului CMMPG-R secvenţa I, se pot considera variante care aplică variaţii minore, astfel /Tar.81/ :

- $s_1(t+1)$ poate fi construit filtrînd toate datele cu $\hat{C}(z^{-1},t)$:

$$s_1^T(t+1) \doteq \left[-\hat{C}(z^{-1},t)y(t),\ldots,-\hat{C}(z^{-1},t)y(t+1-N),\hat{C}(z^{-1},t)u(t),\ldots \right.$$
$$\left. \ldots,\hat{C}(z^{-1},t)u(t+1-N)\right]$$

sau filtrînd numai noile măsurători

$$s_1^T(t+1) = \left[-\hat{C}(z^{-1},t)y(t),-\hat{C}(z^{-1},t-1)y(t-1),\ldots\right]$$

- la fel în calculul lui $s_2(t+1)$ toate reziduurile pot fi reestimate pe baza noii estimaţii $\hat{\theta}_1(t+1)$, sau se poate determina numai $e_2(t)$ pe baza acestui estimat, păstrînd pentru restul estimaţiile calculate anterior.

Acest tip de modificări nu afectează proprietăţile asimptotice ale algoritmului CMMPG-R, dar pot avea o influenţă importantă asupra comportării tranzitorii a acestuia.

Alte variante ale algoritmului descris sînt prezentate de exemplu în /Ger.74/Sen.73/. Estimatorul CMMPG-R dă rezultate bune (estimatul converge la valorile reale) dacă raportul semnal util/zgomot este suficient de mare.

Algoritmul CMMPE-R

Metoda CMMPE reprezintă o altă posibilitate de îmbunătăţire a proprietăţilor schemelor de estimare recursivă de tip CMMP.
In /You.7o a/ şi /You.7o b/, metoda se dezvoltă pentru cazul general al modelului (3.2.3.6) cu filtrul dat de (3.2.3.12). /Pan.68/ şi /Tal.73/ consideră forma simplificată cu: $\hat{C}(z^{-1}) = 1$ respectiv $\hat{D}(z^{-1}) = 1$.

In cele ce urmează se va considera cazul $\hat{D}(z^{-1}) = 1$ şi $c_0 = 1$. Algoritmul CMMPE-R, se obţine atunci din algoritmul general (3.2.3.14) în care $\hat{\theta}(t)$ este de forma (3.2.3.16), iar:

$$s'(t) = s(t) = s_a(t) = \left[-y(t-1),\ldots,-y(t-N),u(t),u(t-1),\ldots,u(t-N),\right.$$
$$\left.\varepsilon_a(t-1),\ldots,\varepsilon_a(t-N)\right]^T \qquad (3.2.3.37)$$

Calculul reziduului $\varepsilon_a(t)$ se face prin intermediul estimatului anterior al parametrilor, cu o relaţie de forma (3.2.3.14 -a) (algoritmul nu este afectat dacă gradele polinoamelor diferă).
In /You.72/ se propune o variantă de algoritm în care reziduul se calculează cu ajutorul ultimului estimat al parametrilor. In acest caz:

$$s'(t) = s(t) = s_b(t) = \left[-y(t-1),\ldots,-y(t-N),u(t),u(t-1),\ldots,u(t-N),\varepsilon_b(t-1),\ldots,\varepsilon_b(t-N)\right]^T \quad (3.2.3.38)$$

în care:

$$\varepsilon_b(t) = y(t) - s_b^T(t)\hat{\theta}(t) \quad (3.2.3.39)$$

/Lju.75/ consideră un algoritm CMMPE-R care garantează că valoarea reală a lui θ este întotdeauna un punct de convergență. In acest caz vectorul:

$$s'(t) = s(t) = s_c(t) = \left[-\tilde{y}(t-1),\ldots,-\tilde{y}(t-N),\tilde{u}(t),\tilde{u}(t-1),\ldots,\tilde{u}(t-N),\tilde{\varepsilon}(t-1),\ldots,\tilde{\varepsilon}(t-N)\right]^T \quad (3.2.3.40)$$

este definit prin:

$$\hat{C}(z^{-1},t-1)s_c(t) = s_a(t) \quad (3.2.3.41)$$

cu:

$$y(t) + \hat{c}_1 y(t-1) + \ldots + \hat{c}_N y(t-N) = y(t)$$
$$u(t) + \hat{c}_1 u(t-1) + \ldots + \hat{c}_N u(t-N) = u(t)$$
$$\tilde{\varepsilon}(t) + \hat{c}_1 \tilde{\varepsilon}(t-1) + \ldots + \hat{c}_N \tilde{\varepsilon}(t-N) = \varepsilon_a(t)$$

Parametrii: $\hat{c}_1, \hat{c}_2,\ldots,\hat{c}_N$ din $C(z^{-1})$ sînt obținuți cu estimatul $\hat{\theta}(t-1)$.

Algoritmul VM-R

Metoda verosimilității maxime (VM), off-line, propusă în /Ast.67/ reduce problema estimării parametrilor la maximizarea unei funcții reale de parametrii necunoscuți θ și datele disponibile din experiment $y(t)$, $t=1,2,\ldots$, numită funcție de verosimilitate /Pro.85/Bab.85/. Valoarea acestei funcții este chiar funcția de densitate de probabilitate a observațiilor(măsurătorilor)evaluate în observațiile date y și parametrii θ, fiind evident necesară o cantitate de informații apriorice care să facă posibilă aprecierea ei.

In cazul în care densitățile de probabilitate sînt gaussiene, se poate arăta cu ușurință /Pro.85/ că problema maximizării funcției de verosimilitate, pentru situația în care deviația standard este cunoscută, este echivalentă cu minimizarea funcției de cost (în raport cu parametrul θ):

$$I(\theta) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{K}\varepsilon^2(i) \quad (3.2.3.42)$$

($\varepsilon(i)$ - reziduurile modelului), care este chiar criteriul CMMP.

Dacă parametrul σ este și el necunoscut, după o prealabilă minimizare a criteriului (3.2.3.42) în raport cu parametrii, estimaţia dispersiei zgomotului se poate obţine cu /Fro.85/:

$$\sigma^2 = \frac{2}{K}\min_{\theta} I(\theta) \qquad (3.2.3.43)$$

Algoritmul recursiv propus (care corespunde unei proceduri VM off-line aproximative /Söd.75/) se referă la modelul (3.2.3.6) (3.2.3.7) în care zgomotul este modelat ca un proces MA ($D(z^{-1}) = 1$ în (3.2.3.12)).

Se consideră eroarea de predicţie:

$$\varepsilon(t) = y(t) - \hat{y}(t/t-1) \qquad (3.2.3.44)$$

asociată cu datele $\mathfrak{D}$ (măsurătorile intrării şi ieşirii) şi parametrii necunoscuţi, prin relaţia:

$$\hat{C}(z^{-1})\,\varepsilon(t) = \hat{A}(z^{-1})y(t) - \hat{B}(z^{-1})u(t) \qquad (3.2.3.45)$$

Algoritmul VM-R se obţine din algoritmul general (3.2.3.14) în care vectorul $\hat{\theta}(t)$ este de forma (3.2.3.16), iar vectorul de date se construieşte ca:

$$s'(t) = s(t) = -\varepsilon_{\theta}(t) \qquad (3.2.3.46)$$

unde ε_{θ} este gradientul lui $\varepsilon(t)$ în raport cu θ. Ţinînd cont de (3.2.3.45) va rezulta/Ter,81/Bab.85/:

$$s'(t) = s(t) = s_a(t) = \Big[-\frac{1}{\hat{C}(z^{-1})}\,y(t-1)\ldots,-\frac{1}{\hat{C}(z^{-1})}\,y(t-N),$$
$$\frac{1}{\hat{C}(z^{-1})}\,u(t-1),\ldots,\frac{1}{\hat{C}(z^{-1})}u(t-N),\frac{1}{\hat{C}(z^{-1})}\;(t-1),\ldots,\frac{1}{\hat{C}(z^{-1})}(t-N)\Big]^T$$
$$(3.2.3.47)$$

Pentru a calcula eroarea de predicţie este necesară rezolvarea ecuaţiei (3.2.3.45) de la t=o, pentru fiecare nou set de date, ceea ce implică memorarea întregului şir de măsurători şi un volum mare de calcule la fiecare moment de eşantionare. In consecinţă se impune luarea în considerare a unor aproximări în determinarea erorii de predicţie $\varepsilon(t)$/Ter.81/Fur.76/Söd.73/.

O astfel de aproximare este cea care permite determinarea erorii de predicţie prin iterarea o singură dată a unei ecuaţii cu diferenţe, de forma

$$\varepsilon(t+1,\hat{\theta}(t)) = y(t+1)-\big[-y(t),\ldots,-y(t+1-N),u(t),\ldots$$
$$\ldots,u(t+1-N),\ \varepsilon(t,\hat{\theta}(t-1)),\ldots,\ (t+1-N),\hat{\theta}(t-N))\big]\,\hat{\theta}(t) \qquad (3.2.3.48)$$

care descrie de fapt un sistem discret liniar variant.

Pentru acest din urmă caz, algoritmul VM -R se obţine din algoritmul general în care:

$$s'(t) = s(t) = s_b(t) = \big[-y(t),\ldots,-y(t+1-N),u(t),\ldots$$
$$\ldots,u(t+1-N),\ \varepsilon(t),\ldots,\ \varepsilon(t+1-N)\ ^T \qquad (3.2.3.49)$$

Concluzii

Se poate afirma deci că pentru toate metodele recursive considerate, principiul de estimare este acelaşi - minimizarea criteriului pătratelor reziduurilor. Sistemul este descris de ecuaţiile generale (3.2.3.2)÷(3.2.3.3) iar modelul (3.2.3.6)÷(3.2.3.7) are aceeaşi formă cu sistemul. Procedurile recursive se obţin postulînd diferite structuri pentru modelul de zgomot (prin particularizarea filtrului raţional din (3.2.3.7)) şi sînt descrise prin acelaşi algoritm recursiv general (3.2.3.14) cu deosebirea că mărimile implicate sînt diferit definite.

Abordările alese sînt cele mai reprezentative şi acoperă cu prisosinţă necesităţile reglajului adaptiv.

Particularităţile algoritmului on-line general al matricii de covarianţă

Din analiza algoritmului general al matricii de covarianţă (3.2.3.14) se pot desprinde următoarele particularităţi:

- nu este necesară rezolvarea niciunui sistem de ecuaţii, rezultînd avantaje legate de viteza de calcul
- permite calculul lejer al matricii de covarianţă a estimatorului
- apar probleme legate de iniţializarea matricii $P(t)$ şi a estimatului vectorului parametrilor, $\hat{\theta}(t)$; există tehnici de iniţializare a lor, dar performanţele procesului de estimare pentru primii $100 \div 150$ de paşi de eşantionare depind de valorile de iniţializare alese
- pot să apară dificultăţi legate de păstrarea pozitivităţii matricii $P(t)$ (datorită semnului (-) din relaţia (3.2.3.14 - c))
- în unele situaţii efectul acumulării (propagării) erorilor numerice de calcul în cadrul algoritmului poate fi destul de important. O posibilitate de reducere a acestui efect o oferă înlocuirea relaţiei (3.2.3.14-c) de calcul a lui $P(t+1)$ cu relaţia echivalentă /Ter.81/

$$P(t+1) = \left[I - M(t+1)s^T(t+1)\right] P(t) \left[I - M(t+1)s^T(t+1)\right]^T + M(t+1)M^T(t+1) \qquad (3.2.3.50)$$

care are şi avantajul important al conservării pozitivităţii matricii $P(t)$. Totuşi implementarea acesteia necesită un efort de calcul sporit.

Iniţializarea algoritmului

Algoritmul on-line general (3.2.3.14) trebuie iniţializat cu valorile $\hat{\theta}(o)$ şi $P(o)$. Deşi în cazul în care algoritmul on-line converge la valorile adevărate, alegerea valorilor de inițializare nu va influența asimptotic convergența, totuși o alegere potrivită a valorilor inițiale ale parametrilor (cît mai apropiate de valorile finale) va influența în mod clar comportarea tranzitorie a lui.

In cazul în care nu se dispune de nici o indicație apriorică privind aceste valori inițiale, atunci se poate alege:

$$\hat{\theta}(o) = o \qquad (3.2.3.51)$$

In ceea ce privește valoarea inițială a matricii de covarianță a parametrilor P(o), se recomandă să se aleagă cu elemente diagonale mari /Ise.74/Söd.74/

$$P(o) = \gamma I \; ; \; \text{cu} \quad \gamma \gg o \qquad (3.2.3.52)$$

Este necesar realizarea unui compromis în alegerea lui γ, care pe de o parte trebuie să aibă valori mari pentru o estimare corectă, dar totuși nu prea mari din motive de stabilitate numerică.

3.2.3.2.2. Algoritmi în timp real

Algoritmii recursivi prezentați anterior, de forma (3.2.3.14) cu $\alpha(t) = 1$ corespund situației în care parametrii sistemului sînt constanți în timp. In cazul în care parametrii sistemului supus identificării sînt lent varianți, acești algoritmi, în care toate eșantioanele u(t), y(t), t = 1,2,... sînt egal ponderate, nu mai dau rezultate bune. Situația poate fi rezolvată euristic, utilizînd tehnica cunoscută sub denumirea de supraponderare a ultimelor date sau uitare exponențială /Pet.75/Pro.85/. Aceasta se bazează pe considerentul că pe măsură ce datele obținute sînt tot mai "vechi", ca urmare a variației lente în timp a parametrilor, gradul de încredere acordat lor este tot mai redus. Se pune deci problema ca eșantioanele mai vechi să fie deponderate în favoarea celor de dată mai recentă - ajungîndu-se astfel la un algoritm în timp real. Dintre soluțiile propuse în literatura de specialitate se vor considera cele care prezintă interes în practica implementării strategiilor de comandă adaptive.

Un mod natural de abordare constă în introducerea unui factor de ponderare a reziduurilor în expresia criteriului de minimizat /Wie.69/Tal.73/Ter.81/. In această variantă algoritmul de estimare în timp real este de forma (3,2.3.14). Discuțiile referitoare la alegerea factorului de ponderare $\alpha(t)$ se vor face în continuare numai pentru versiunea în timp real a algoritmului CMMP (CMMP-RTR).

Rezultatele obţinute sînt aplicabile direct şi celorlalte metode on-line, datorită legăturii strînse, subliniate deja, dintre acestea şi algoritmul CMMP-R.

Astfel, criteriul de minimizat în cazul algoritmului de estimare CMMP-RTR este de forma:

$$\sum_{j=1}^{t}\left[\prod_{i=j}^{t}\alpha(i)\right]\varepsilon^{2}(j) \qquad (3.2.3.53)$$

cu $\alpha(i)$, $i=1,2,\ldots$ alese în funcţie de aplicaţie.

Pentru procese în care parametri sînt lent variabili în mod continuu este recomandată o alegere:

$$\alpha(i) = \alpha\ ,\ (\forall)i \qquad 0 \leqslant \alpha < 1 \qquad (3.2.3.54)$$

Valoarea atribuită factorului de "uitare" α depinde de viteza de variaţie a parametrilor. Pentru $\alpha = 1$, algoritmul (3.2.3.14) corespunde versiunii recursive în care toate eşantioanele sînt egal ponderate (cazul invarianţei parametrilor). Pentru $\alpha \ll 1$ cele mai recente eşantioane capătă o pondere foarte mare în defavoarea celor vechi. Este cazul variaţiei mai rapide a parametrilor "memoria" estimatorului (3.2.3.14) trebuind să fie mai redusă pentru a se putea urmări aceste variaţii.

Se impune evident un compromis între viteza mare de adaptabilitate la noile cerinţe pe de o parte şi pierderea de precizie datorată trunchierii şirului de date disponibile pe de altă parte. In acelaşi timp un α prea mic conduce la estimaţii cu fluctuaţii importante.

Valorile tipice ale factorului de "uitare" sînt: $\alpha = 1$ - corespunde memoriei infinite; $\alpha = 0{,}995$ - corespunde unei memorii medii; $\alpha = 0{,}98$ - memorie redusă /Cal.88/.

Creşterea vitezei de convergenţă se poate obţine considerînd factorul de ponderare $\alpha(t)$ în (3.2.3.14) generat de următoarea ecuaţie cu diferenţe de ordinul întîi /Fur.75/

$$\alpha(t) = \alpha_0\,\alpha(t-1) + (1-\alpha_0), \quad 0 \ll \alpha(0)\ ,\ \alpha_0 < 1 \qquad (3.2.3.55)$$

a cărei soluţie este

$$\alpha(t) = 1 - \alpha_0^{t}\left[1 - \alpha(0)\right] \qquad (3.2.3.56)$$

Rezultă deci că $\alpha(t)$ tinde exponenţial la unu, estimatorul făcînd paşi artificial măriţi doar la începutul procesului recursiv de estimare, ceea ce are ca efect un regim tranzitoriu bun. Estimaţia este adusă rapid în apropierea valorii adevărate.

TABELUL 1: Tabel sintetizator privind estimatorii off-line

	CMMP (SISO)	CMMP (MIMO) u,(t,1); y(m.1); z(m,1)	CMMP (SISO)	EM(VM) SISO
Ipoteze	$E/z/=o$ $z^T=/z(1),\dots,z(t)/$ $R_z=\sigma^2 I, R_z,(t,t)$ $E/z(t)z(t-k)/=o$ $k=1,2\dots$ $\left.\begin{array}{l}E/z(t)u(t-k)/=o\\ E/z(t)y_v(t-k)/=o\end{array}\right\} k=o,1,2\dots$	$E/z(t)/=o, z^T(\cdot)=\left[z_1(\cdot),z_2(\cdot),\dots z_m(\cdot)\right]$ $R=E/z\ z^T/, R,(m,m)$ $R_{tm}^{-1}\begin{bmatrix}R^{-1}, & o & ,\dots & o\\ o & ,R^{-1} & ,\dots & o\\ \dots & \dots & \dots & \dots\\ o & , o & ,\dots & R^{-1}\end{bmatrix}, R_{t_m},(tm,tm)$	$E/z/=o$ $z^T=\left[z(1),\dots,z(t)\right]$ $R=W,R,(t,t)$	$E/z/=o$ $z^T=\left[z(1),\dots,z(t)\right]$ $R=R_z=E/zz^T/$ $R,(t,t)$
Funcțiile densității de prob.	$f(z)=(2\pi)^{-t/2}\sigma^{-t}\times$ $\exp\left\{-(1/2)z^T z\ (1/\sigma^2)\right\}$ $(f(z)=f_1(z_1)f_2(z_2)\dots f_t(z_t))$ $z_i=z(i),\ i=\overline{1,t}$	$f\left[z(1),\dots,z(t)\right]=(2\pi)^{-mt/2}\left\|R^{-1}\right\|^{t/2}$ $\exp\left\{-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{t} z^T(k)R^{-1}z(k)\right\}=ct\times\exp\left\{-\frac{1}{2}\times\right.$ $\left.\left[z^T(1),\dots,z^T(t)\right]R_{tm}^{-1}\left[z^T(1),\dots,z^T(t)\right]^T\right\}=$ $=ct\times\exp\left\{-\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{t}\left[y(k)-\theta^T s(k)\right]^T R^{-1}\left[y(k)-\theta^T\times\right.\right.$ $\left.\left.\times s(k)\right]\right\}=ct\ \exp\left\{-\frac{1}{2}tr\left[(Y-S\hat{\theta})R^{-1}(Y-S\hat{\theta})^T\right]\right\}$		$f(z)=(2\pi)^{-t/2}\times$ $\times\left\|R_z\right\|^{-1/2}\times$ $\times\exp\left\{-\frac{1}{2}z^T\ R_z^{-1}\ z\right\}$
Funcția criteriu	$I=\sum_{k=1}^{t}\left[y(k)-s^T(k)\theta\right]^2=$ $=\left[Y-S\hat{\theta}\right]^T\left[Y-S\hat{\theta}\right]=$ $=\sum_{k=1}^{t}\varepsilon^2(k)=\varepsilon^T\varepsilon=\ \|\varepsilon\|^2$	$I=\sum_{k=1}^{t}\left[y(k)-\hat{\theta}^T s(k)\right]^T R^{-1}\left[y(k)-\hat{\theta}^T s(k)\right]=$ $=\left[e^T(1),\dots,e^T(t)\right]R_{tm}^{-1}\left[e(1),\dots,e(t)\right]^T=$ $=tr\left[(Y-S\hat{\theta})R^{-1}(Y-S\hat{\theta})^T\right]$	$I=\left[y-S\hat{\theta}\right]^T W^{-1}\times$ $\left[y-S\hat{\theta}\right]=\varepsilon^T W^{-1}\varepsilon=$ $=\left\|\varepsilon W^{-1/2}\right\|^2=\left\|\varepsilon^*\right\|^2$	$I=\left[y-S\hat{\theta}\right]^T R_z^{-1}$ $\left[y-S\hat{\theta}\right]=\ \varepsilon^T R^{-1}\varepsilon\ =$ $\left\|\varepsilon R_z^{-1/2}\right\|^2=\left\|\varepsilon^*\right\|^2$
Estimator	$\hat{\theta}=\left[S^T S\right]^{-1}S^T y$	$\hat{\theta}=V_s^{-1}V_{sy};\begin{bmatrix}V_y & ,V_{sy}\\ V_{sy}, & V_s\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Y^T\\ S^T\end{bmatrix}\left[Y,S\right]$	$\hat{\theta}=\left[S^T W^{-1}S\right]^{-1}S^T\times$ $\times W^{-1}y$	$\hat{\theta}=\left[S^T R_z^{-1}S\right]^{-1}\times$ $\times S^T R_z^{-1}y$
Proprietăți	liniaritate, nemarcare $E/(\hat{\theta}-\theta)(\hat{\theta}-\theta)^T/=$ $=\sigma^2(S^T S)^{-1}$	liniaritate, nemarcare $E/(\hat{\theta}_{ir}-\theta_{ir})(\hat{\theta}_{js}-\theta_{js})/=R_{rs}C_{ij}$ $C=V_s^{-1}$, dacă V_s e nesingulară	liniaritate, nemarc. $E/(\hat{\theta}-\theta)(\hat{\theta}-\theta)^T/=$ $=\left[S^T W^{-1}S\right]^{-1}S^T W^{-1}\times$ $\times R_z W^{-1}S\left[S^T W S\right]$	liniaritate, nemarc. $cov/\theta/minim$ $E/(\hat{\theta}-\theta)(\hat{\theta}-\theta)/^T=$ $=(S^T R_z^{-1}S)^{-1}$

TABELUL 2. ABORDARE UNITARĂ A METODELOR DE ESTIMARE ON LINE

<table>
<tr><th>ALGORITMUL ON LINE GENERAL AL MATRICII DE COVARIANTĂ</th><th>STRUCTURA SISTEMULUI SI MODELULUI</th><th>ME-TO-DA</th><th>$F(z^{-1})$</th><th>$\hat{\theta}(t)$</th><th colspan="2">$s(t)$</th><th>$s'(t)$</th></tr>
<tr>
<td rowspan="10">$\hat{\theta}(t+1)=\hat{\theta}(t)+M(t+1)\varepsilon(t+1)$
$M(t+1)=\dfrac{P(t)s'(t+1)}{\alpha(t)+s^T(t+1)P(t)s'(t+1)}$
$P(t+1)=\dfrac{[I-M(t+1)s^T(t+1)]P(t)}{\alpha(t)}$
$\varepsilon(t+1)=y(t+1)-s^T(t+1)\hat{\theta}(t)$

(a) $\alpha=1$: algoritmi recursivi
variantă:
$P(t+1)=[I-M(t+1)s^T(t+1)]\times P(t)[I-M(t+1)s^T(t+1)]+M(t+1)M^T(t+1)$

(b) $\alpha\neq 1$ $0\leq\alpha<1$
algoritmi în timp real
$\alpha(t)=\alpha$, $(\forall)t$
$\alpha(t)=\alpha_0\alpha(t-1)+(1-\alpha_0)$
$\alpha_0<1$; $0<<\alpha(0)$;

variantă:
$P(t+1)=[I-M(t+1)s^T(t+1)]P(t)+R_1$
R_1 - matrice semipozitiv definită</td>
<td rowspan="10">SISTEM
$A(z^{-1})y(t)=B(z^{-1})u(t)+r(t)$
$r(t)=F(z^{-1})e(t)$

MODEL:
$\hat{A}(z^{-1})y(t)=\hat{B}(z^{-1})u(t)+\hat{r}(t)$
$\hat{r}(t)=\hat{F}(z^{-1})\varepsilon(t)$

$A(z^{-1}),\hat{A}(z^{-1})\in\Pi_{na}$
$a_0,\hat{a}_0=1$

$B(z^{-1}),\hat{B}(z^{-1})\in\Pi_{nb}$</td>
<td>CMMP-R</td><td>$F(z^{-1})=1$</td>
<td rowspan="2">$\hat{\theta}(t)=[\hat{a}_1,\dots,\hat{a}_{na},\hat{b}_1,\dots,\hat{b}_{nb}]^T$</td>
<td colspan="2" rowspan="2">$s(t)=[-y(t-1),\dots,-y(t-na),u(t-1),\dots,u(t-nb)]^T$</td>
<td>$s'(t)=s(t)$</td></tr>
<tr><td>VI-R</td><td>indiferent
$(F(z^{-1})=1)$</td><td>$s'(t)=[-y_v(t-1),\dots,-y_v(t-na),u(t-1),\dots,u(t-nb)]^T$
$y_v(t-1)=\dfrac{\hat{B}(z^{-1})}{\hat{A}(z^{-1})}u(t-1)$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">CMMPG-R</td><td rowspan="3">$F(z^{-1})=\dfrac{1}{\hat{C}(z^{-1})}$
$\hat{C}(z^{-1})\in\Pi_{nc}$
$\hat{c}_0=1$</td><td colspan="3">2 algoritmi CMMP-R cuplaţi</td><td></td></tr>
<tr><td>$\hat{\theta}_1(t)=[\hat{a}_1,\dots,\hat{a}_{na},\hat{b}_1,\dots,\hat{b}_{nb}]^T$</td><td>alg. 1</td><td>$s_1(t)=[-y_f(t-1),\dots,-y_f(t-na),u_f(t),u_f(t-1),\dots,u_f(t-nb)]^T$
$\varepsilon_1(t+1)=y_f(t+1)-s_1^T(t+1)\hat{\theta}_1(t)$; $u_f=\hat{C}(z^{-1})u(t)$; $y_f=\hat{C}(z^{-1})y(t)$</td><td>$s_1(t)=s_1'(t)$</td></tr>
<tr><td>$\hat{\theta}_2(t)=[\hat{c}_1,\dots,\hat{c}_{nc}]^T$</td><td>alg. II</td><td>$s_2(t)=[-e_2(t-1),\dots,-e_2(t-nc)]^T$
$\varepsilon_2(t+1)=e_2(t+1)-s_2^T(t+1)\hat{\theta}_2(t)]$;
$e_2(t)=y(t)-s^T(t)\hat{\theta}_1(t)$
$s(t)=[-y(t-1),\dots,-y(t-na),u(t-1),\dots,u(t-nb)]^T$</td><td>$s_2(t)=s_2'(t)$</td></tr>
<tr><td rowspan="3">CMMPE-R</td><td rowspan="3">$F(z^{-1})=\dfrac{\hat{C}(z^{-1})}{\hat{D}(z^{-1})}$
$\hat{D}(z^{-1})\in\Pi_{nd}$</td>
<td rowspan="5">$\hat{\theta}(t)=[\hat{a}_1,\dots,\hat{a}_{na},\hat{b}_1,\dots,\hat{b}_{nb},\hat{c}_1,\dots,\hat{c}_{nc}]^T$</td>
<td>var. (a)</td><td>$s_a(t)=[-y(t-1),\dots,-y(t-na),u(t),u(t-1),\dots,u(t-nb),\varepsilon_a(t-1),\dots,\varepsilon_a(t-nc)]^T$;
$\varepsilon_a(t)=y(t)-s_a^T(t)\hat{e}(t-1)$;</td><td>$s'(t)=s_a(t)$</td></tr>
<tr><td>var. (b)</td><td>$s_b(t)=[-y(t-1),\dots,-y(t-na),u(t-1),\dots,u(t-nb),\varepsilon_b(t-1),\dots,\varepsilon_b(t-nc)]^T$
$\varepsilon_b(t)=y(t)-s_b^T(t)\hat{\theta}(t)$</td><td>$s'(t)=s_b(t)$</td></tr>
<tr><td>var. (c)</td><td>$s_c(t)=[-\tilde{y}(t-1),\dots,-\tilde{y}(t-na),\tilde{u}(t-1),\dots,\tilde{u}(t-nb),\tilde{\varepsilon}(t-1),\dots,\tilde{\varepsilon}(t-nc)]^T$
$\hat{C}(z^{-1},t-1)s_c(t)=s_a(t)$</td><td>$s'(t)=s_c(t)$</td></tr>
<tr><td rowspan="2">VM-R</td><td rowspan="2">$d_0=1$
$(\hat{D}(z^{-1})=1)$</td><td>var. (a)</td><td>$s_a(t)=[-\dfrac{1}{\hat{C}(z^{-1})}y(t-1),\dots,-\dfrac{1}{\hat{C}(z^{-1})}y(t-na),\dfrac{1}{\hat{C}(z^{-1})}u(t-1),\dots,\dfrac{1}{\hat{C}(z^{-1})}u(t-nb),\dfrac{1}{\hat{C}(z^{-1})}\varepsilon(t-1),\dots,\dfrac{1}{\hat{C}(z^{-1})}\varepsilon(t-nc)]^T$</td><td>$s'(t)=s_a(t)$</td></tr>
<tr><td></td><td>$s_b(t)=[-y(t),\dots,-y(t+1-na),u(t),\dots,u(t+1-nb),\varepsilon(t),\dots,\varepsilon(t+1-nc)]^T$</td><td>$s'(t)=s_b(t)$</td></tr>
</table>

Algoritmul în timp real general (3.2.3.14) poate fi adus la o formă mai convenabilă analizei teoretice de convergenţă /Lju.74/ /Lju.77.a/ , definind următoarea secvenţă recursivă:

$$\gamma(t) = \frac{\gamma(t-1)}{\alpha(t) + \gamma(t-1)} \qquad (3.2.3.57)$$

şi introducînd:

$$\tilde{P}(t) = \frac{1}{\gamma(t)} P(t); \quad \tilde{M}(t) = \frac{1}{\gamma(t)} M(t) \qquad (3.2.3.58)$$

In aceste condiţii algoritmul (3.2.3.14) se poate scrie:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + \gamma(t+1)\tilde{M}(t+1)\,\varepsilon(t+1)$$
$$\tilde{M}(t+1) = \tilde{P}(t)s'(t+1)/\left[1+ \gamma(t+1)(s^T(t+1)\tilde{P}(t)s'(t+1)-1)\right]$$
$$\tilde{P}^{-1}(t+1)=\tilde{P}^{-1}(t)+ \gamma(t+1)\left[s'(t+1)s^T(t+1)-\tilde{P}(t+1)\right] \qquad (3.2.3.59)$$

sau pentru valori mari ale lui t (interesează convergenţa) algoritmul devine /Lju.74/Ter.81/:

$$\hat{\theta}(t+1)\simeq \hat{\theta}(t) + \gamma(t+1)R(t)s'(t+1)\,\varepsilon(t+1)$$
$$R(t+1)\simeq R(t) + \gamma(t+1)\left[s'(t+1)s^T(t+1) - R(t)\right] \qquad (3.2.3.60)$$
$$R(t) = \tilde{P}^{-1}(t)$$

O altă variantă de obţinere a algoritmului în timp real consideră interpretarea de filtru Kalman dată metodei CMMP. Algoritmul obţinut /Boh.68/ este de forma generală (3.2.3.14) în care doar relaţia (c) se modifică forţat:

$$P(t+1) = \left[I - M(t+1)s^T(t+1)\right]P(t) + R_1 \qquad (3.2.3.61)$$

unde R_1 este o matrice semipozitivă definită.

Algoritmul rezultat are o comportare asemănătoare cu algoritmul (3.2.3.14), (3.2.3.54), în ambele variante P(t) (şi deci şi factorul de amplificare M(t)) este impiedicat să tindă la zero pentru $t \to \infty$.

Abordarea unitară a metodelor de estimare on-line face posibilă comparaţia tuturor relaţiilor de bază şi a algoritmilor rezultaţi în tabelul sintetizator nr.2, atît pentru versiunea recursivă cît şi pentru cea în timp real.

3.2.3.2.3. Algoritm on-line al matricii de informaţie

In cele ce urmează, fără a se mai intra în detalii de procedură de estimare, se formulează şi se caracterizează algoritmul on-line al matricii de informaţie pentru metoda CMMP, prin prisma intereselor legate de tehnicile de factorizare.

Astfel considerînd (3.2.3.1) şi (3.2.3.24) se ajunge la:

$$J(t+1)\hat{\theta}(t+1) = \alpha J(t)\hat{\theta}(t) + s(t+1)y(t+1) \qquad (3.2.3.62)$$
$$J(t+1) = \alpha J(t) + s(t+1)s^T(t+1) \qquad (3.2.3.63)$$

Rezultă că estimatul $\hat{\theta}(t+1)$ la momentul $(t+1)$ se obţine cunoscînd estimatul $\hat{\theta}(t)$ şi matricea de informaţie $J(t)$ la momentul t şi noile observaţii $y(t+1)$, $s(t+1)$ de la momentul $(t+1)$.

Algoritmul recursiv al matricii de informaţie presupune deci parcurgerea următorilor paşi:

1. se determină $J(t+1)$ cu relaţia (3.2.3.63)
2. se calculează membrul drept al relaţiei (3.2.3.62)
3. se rezolvă sistemul de ecuaţii liniare (3.2.3.62) (utilizînd spre exemplu algoritmul Gauss (adică triunghiularizare $J(t+1)$ şi substituţie inversă).

Principalele particularităţi ale algoritmului sînt următoarele:

- nu apar probleme referitoare la iniţializarea matricii de informaţie J deoarece ea poate fi uşor calculată pe baza relaţiei de definiţie
- nu apar dificultăţi la iniţializarea estimatului vectorului parametrilor $\hat{\theta}$ deoarece la prima iteraţie relaţia (3.2.3.62) se utilizează sub forma:

$$J(t+1)\hat{\theta}(t+1) = \alpha S^T(t)Y(t) + s(t+1)y(t+1) \qquad (3.2.3.64)$$

- calculul matricii de informaţie prin relaţia (3.2.3.63) asigură ca ea să rămînă în permanenţă pozitiv definită
- rezolvarea în fiecare etapă a unui sistem de ecuaţii liniare are repercursiuni negative asupra duratei calculelor
- nu este posibil calculul rapid al matricii de covarianţă a estimatorului, relaţia (3.2.2.31) impunînd inversarea matricii de informaţie

3.2.4. Algoritmi on-line de estimare bazaţi pe tehnici de factorizare matriceală

Necesitatea dezvoltărilor din acest paragraf rezidă din considerentul că problemele numerice sînt de importanţă primordială pentru implementarea algoritmilor de conducere adaptivă. Aceşti algoritmi trebuie să funcţioneze on-line pe perioade de timp îndelungate. Mai mult, pentru conducerea adaptivă, în aplicaţiile industriale se utilizează frecvent microcalculatoare cu lungime de cuvînt mică, deci cu precizie de reprezentare a numerelor reale redusă.

3.2.4.1. Preliminarii

Deşi atît în cadrul algoritmului on-line general al matricii de covarianţă cît şi în cel al matricii de informaţie mărimile care intervin şi calculele care trebuiesc efectuate sînt unic definite, există mai multe posibilităţi, echivalente din punct de vedere algebric, de organizare a aceloraşi calcule cu repercursiuni directe asupra caracteristicilor numerice şi performanţelor algoritmului.

Necesităţile legate de implementarea algoritmilor consideraţi pe calculatoare de proces, implică luarea în considerare a unor aspecte practice cum ar fi: viteza de execuţie a unei iteraţii, necesarul de memorie, dificultăţi numerice datorate preciziei limitate a calculelor etc. Programarea directă a relaţiei de actualizare a matricii de covarianţă poate conduce la calcule rău condiţionate, în sensul că se pot obţine elemente diagonale negative în P(•) (covarianţe negative) /Tho.78/ sau chiar matrici de covarianţă negativ definite/Bie.77/. In plus calculele pot conduce şi la instabilitate numerică.

O alternativă de calcul, care permite surmontarea dificultăţilor menţionate de altfel şi în cadrul analizei algoritmilor recursivi ai matricii de covarianţă şi respectiv de informaţie, o oferă tehnicile de factorizare matriceală. Ele permit exprimarea lui P(•) şi J(•) ca un produs de factori matriceali care trebuiesc reactualizaţi, conferindu-se în acest mod proprietăţi numerice superioare algoritmilor de estimare, evitîndu-se dificultăţile numerice asociate implementării directe.

Principial există două tipuri de factorizări utilizate:

- factorizarea tip Cholestky /Pet.75/Sim.84/:

$$J = R^T R \; ; \quad P = GG^T \qquad (3.2.4.1)$$

- factorizarea UD /Bie.76/Bie.77/Tho.78/

$$P = UDU^T \; ; \quad J = L^T D_1 L \qquad (3.2.4.2)$$

în care: R, G^T - matrici superior triunghiulare, numite rădăcina pătrată a lui J, respectiv P; L, U^T - matrici superior triunghiulare cu diagonala unitară; D_1, D - matrici diagonale.

Sînt evidente relaţiile:

$$R = G^{-1} \; ; \quad D_1 = D^{-1} \; ; \quad G = UD^{1/2} \; ; \; R = D_1^{1/2} L \; ; \; L = (U^{-1}) ; \qquad (3.2.4.3)$$

ele subliniind faptul că factorizarea Cholesky poate fi definită ca un caz particular al factorizării UD.

Principiul de bază al algoritmilor de estimare bazaţi pe tehnici de factorizare constă în utilizarea în calcule a matricilor factori R sau D_1 şi L în locul lui J, respectiv G sau D, U în locul lui P.

Procedînd astfel se ating obiectivele propuse:

- se asigură păstrarea pozitivităţii matricilor J(·), respectiv P(·)
- calculele devin mai eficiente prin utilizarea unor matrici triunghiulare
- se economiseşte memorie calculator
- se obţine o precizie deosebită a calculelor (corespunzătoare operării în dublă precizie)

Elementul principal adoptat pentru actualizarea factorizărilor îl constituie rotaţiile plane standard /Ste.73/Don.79/, sau modificate /Law.79/, care oferă baza pentru o tratare unitară a diferiţilor algoritmi de factorizare şi asigură proprietăţi numerice bune ale acestora. Astfel, prin prisma celor menţionate o posibilă clasificare a algoritmilor recursivi de estimare utilizînd tehnicile de factorizare este următoarea:

- algoritmi utilizînd matricea de informaţie:
  - filtrarea discretă cu rădăcina pătrată
  - factorizare $L^T D_1 L$
- algoritmi utilizînd matricea de covarianţă
  - filtrare discretă cu rădăcina pătrată
  - factorizare UD

In continuare sînt prezentaţi şi analizaţi acei algoritmi din categoriile menţionate, consideraţi ca fiind adecvaţi implementării regulatoarelor autoadaptive. Este propusă şi o variantă de algoritm de filtrare discretă cu rădăcina patrată a matricii de informaţie care în urma testelor comparative efectuate se remarcă prin relativa simplitate şi bune caracteristici numerice şi care poate fi implementată direct pornind de la estimatorul CMMP off-line.

3.2.4.2. Algoritmi utilizînd matricea de informaţie
/Bie.77/Goo.84/Sim.84/Cal.88/Lus.88 b/Pro.88 a/

<u>Filtrare discretă cu rădăcina pătrată</u>

Ideea principală a filtrării prin metoda rădăcinii pătrate constă, în acest caz, în faptul că matricea J(t) rămîne întotdeauna pozitiv definită dacă în locul ei se propagă rădăcina ei patrată (vezi (3.2.4.1))

Utilizînd factorizarea definită de (3.2.4.1), relaţia (3.2.3.63) poate fi adusă la forma:

$$R^T(t+1)R(t+1) = \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}R(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} QQ^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}R(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.4)$$

(Q - matrice ortogonală) deci:

$$R(t+1) = Q^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}R(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.5)$$

Similar, relaţia (3.2.3.62) poate fi scrisă sub forma matriceală:

$$\begin{bmatrix} \alpha^{1/2}R(t) \\ s(t+1) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}R(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} \hat{\theta}(t+1) = \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}R(t) \\ s(t+1) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}w(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.6)$$

cu: $w(t) = R(t)\hat{\theta}(t)$ (3.2.4.7)

Deci ţinînd cont de (3.2.4.5) şi (3.2.4.7), relaţia (3.2.4.6) devine:

$$R(t+1)\hat{\theta}(t+1) = Q^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}w(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.8)$$

Este util să se evidenţieze următorul aspect care simplifică mult calculele: ţinînd cont de (3.2.4.5), ecuaţia (3.2.4.8) devine:

$$\begin{bmatrix} \alpha^{1/2}R(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} \hat{\theta}(t+1) = \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}w(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.9)$$

aplicînd ambilor membrii transformarea ortogonală Q^T se obţine:

$$\begin{bmatrix} R(t+1) \\ 0 \end{bmatrix} \hat{\theta}(t+1) = \begin{bmatrix} w(t+1) \\ y_f \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.10)$$

unde:

$$\begin{bmatrix} w(t+1) \\ y_f \end{bmatrix} = Q^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2}w(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.11)$$

Prin urmare <u>algoritmul</u> filtrării discrete cu ajutorul rădăcinii pătrate utilizînd matricea de informaţie parcurge etapele:

1. - formarea sistemului de ecuaţii (3.2.4.9) folosindu-se ca date: matricea $R(t)$, vectorii $s^T(t+1)$, $w(t)$ şi scalarii α, $y(t+1)$
2. - aplicarea TO care să conducă la relaţia (3.2.4.1o)
3. - calculul noului estimat al parametrilor $\hat{\theta}(t+1)$ din (3.2.4.1o) prin substituţie inversă

Etapa 2-a este esenţială pentru caracteristicile numerice ale algoritmului, matricea de transformare Q^T putînd fi determinată ca produs de p rotaţii plane /Don.79/:

$$Q^T = Q_p^T\, Q_{p-1}^T \ldots Q_i^T \ldots Q_2^T\, Q_1^T \qquad (3.2.4.12)$$

unde Q_i^T este o rotaţie în planul $(p+1,i)$, (care anulează elementul $(p+1,i)$ al matricii coeficienţilor sistemului de ecuaţii (3.2.4.9):

$$\underbrace{\begin{array}{c|cccc} & \overbrace{\;}^{i-1} & i & \overbrace{\;}^{p-i} & \overbrace{\;}^{p+1} \\ \hline i-1 & I & o & o & o \\ i & o & c_1 & o & c_2 \\ p-i & o & o & I & o \\ p+1 & o & -c_2 & o & c_1 \end{array}}_{Q_i^T}
\left[\begin{array}{ccc|c} \multicolumn{3}{c|}{\overbrace{\qquad R^{i-1} \qquad}^{p}} & \overbrace{w^{i-1}}^{p+1} \\ \hline \underbrace{0}_{i-1} & \underset{i}{s_i^{i-1}} & s_{i+1}^{i} \ldots & y_{i-1} \end{array}\right] =$$

$$= \left[\begin{array}{cccc|c} \multicolumn{4}{c|}{\overbrace{\qquad R^{i} \qquad}^{p}} & \overbrace{w^{i}}^{p+1} \\ \hline \underbrace{o}_{i-1} & \underset{i}{o} & s_{i+1}^{i-1} & \ldots & y_i \end{array}\right] \qquad (3.2.4.13)$$

prin indicele superior i s-a simbolizat rezultatul după aplicarea TO elementare Q_i^T.

Se observă că inițial:

$$R^o = \alpha^{1/2}R(t); \quad w^o = \alpha^{1/2}w(t); \quad s^o = s^T(t+1); \quad s_{p+1}^o = y(t+1) \qquad (3.2.4.14)$$

iar în final, după aplicarea Q_p^T rezultă:

$$R^p = R(t+1); \quad w^p = w(t+1); \quad s^p = o; \quad y_1^p = y \qquad (3.2.4.15)$$

Elementele c_1 şi c_2 se determină din următoarele două condiţii:

- transformarea Q_i să fie ortogonală: $c_1^2 + c_2^2 = 1$
- termenul $s_i^i = o$

Rezultă algoritmul de calcul:

$$c_1 = r_{i,i}^{i-1} / \left[(r_{i,i}^{i-1})^2 + (s_i^{i-1})^2\right]^{1/2}; \quad c_2 = s_i^{i-1} / \left[(r_{i,i}^{i-1})^2 + (s_i^{i-1})^2\right]^{1/2}$$

$$\left.\begin{array}{l} r_{i,k}^i = r_{i,k}^{i-1}c_1 + s_k^{i-1}c_2 \\ s_k^i = s_k^{i-1}c_1 - r_{i,k}^{i-1}c_2 \end{array}\right\} k=\overline{i,p}; \qquad \begin{array}{l} w_i^i = w_i^{i-1}c_1 + y_{i-1}c_2^{i-1} \\ y_i = y_{i-1}c_1 - w_i^{i-1}c_2 \end{array} \qquad (3.2.4.16)$$

$$\left.\begin{array}{l} r_{j,k}^i = r_{j,k}^{i-1} \\ w_j^i = w_j^{i-1} \end{array}\right\} \begin{array}{l} k=\overline{1,p} \\ j=\overline{1,p} \end{array} \quad ; \; i \neq j$$

Pentru o implementare eficientă a algoritmului, în vederea economisirii de memorie este indicat să se ţină cont că:

- R^i este superior triunghiulară şi din cele p^2 elemente este necesară reţinerea doar a $[0,5\ p(p+1)]$ elemente, restul fiind nule.
- R^i, s^i, w^i, y_i, să fie stocate în aceleaşi locaţii de memorie ca şi R^{i-1}, s^{i-1}, w^{i-1}, y_{i-1}.

Algoritmul de calcul prezintă bune calităţi numerice, este convergent, stabil numeric şi rapid. Păstrează pozitivitatea matricii de informaţie şi simplifică la maximum rezolvarea sistemului de ecuaţii în vederea obţinerii lui $\hat{\theta}(t+1)$, reducînd problema la o simplă substituţie inversă.

Acest algoritm poate fi obţinut direct din estimatorul off-line - algoritmul TO dacă transformarea utilizată este de tip Givens. In acest caz trecerea la o variantă recursivă este favorizată de proprietatea TO Givens de a lăsa matricea S_e deschisă, cu alte cuvinte este posibilă continuarea calculelor de unde au fost lăsate prin adăugarea unui nou vector $s_e(t+k)$ (vezi paragraful 3.2.2.1).

Deducerea algoritmului recursiv din cel TO de tip of-line /Prot.87/Pro.88/ se bazează pe observaţia faptului că la determinarea estimatului $\hat{\theta}$ ce are loc în etapa a doua a algoritmului nu sînt necesare ultimile (t-n) linii din S_e', ceea ce oferă soluţia de a folosi spaţiul liniei (n+1) din S pentru calculul oricărei linii cu $j > n$.

Orice achiziţie pentru o nouă pereche de date intrare/ieşire va conduce la formarea unei noi linii s_e care va fi stocată în memoria calculatorului în locaţiile corespunzătoare liniei $s_e(n+1)$.

Din compararea relaţiilor (3.2.2.52) cu (3.2.4.16) se observă că algoritmul recursiv dedus din varianta TO off-line este echivalent cu algoritmul filtrării discrete cu rădăcina pătrată utilizînd matricea de informaţie.

Calea directă de obţinere a algoritmului recursiv utilizînd matricea de informaţie are avantajul de a furniza informaţii referitoare la posibilitatea startării corecte a algoritmului filtrării discrete utilizînd rădăcina pătrată. Astfel startarea algoritmului recursiv bazat pe TO Givens se poate face direct, fără iniţializări, propunîndu-se în acest sens parcurgerea următoarelor etape:

etapa 1: Pentru $R(1)$ prima linie este $s^T(1)$, restul elementelor se consideră nule; $w(1) = y(1)$, restul nule.

etapele 2-p: $R(i)$ se determină din $R^{i-1}(i-1)$ pentru care linia i este identică cu $s^{i-1}(i-1)$, obţinut la rîndul lui prin (i-1)TO aplicate pentru $s^T(i)$. $w(i)=w^{i-1}(i-1)$ cu $w_i(i)=y_{i-1}(i-1)$

La sfîrşitul startării se obţine:

$$R(p)\hat{\theta}(p) = w(p)$$

Calculele se conduc în continuare conform algoritmului descris,

<u>Algoritmul $L^T D_1 L$</u>

Algoritmul considerat, utilizînd în locul factorizării Cholesky o factorizare $L^T D_1 L$, face posibilă evitarea evaluării radicalului din cazul precedent /Bie.77/Sin.84/Cal.88/.

Ţinînd cont de (3.2.4.3) şi (3.2.4.7) ecuaţia (3.2.4.9) devine

$$\begin{bmatrix} \alpha^{1/2} D_1^{1/2}(t) L(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} \hat{\theta}(t+1) = \begin{bmatrix} \alpha^{1/2} D_1^{1/2}(t) w(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.17)$$

cu: $w(t) = L(t)\hat{\theta}(t)$. (3.2.4.18)

Aplicînd TO definită de:

$$Q^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2} D_1^{1/2}(t) L(t) \\ s^T(t+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1^{1/2}(t+1) L(t+1) \\ o \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.19)$$

relaţia (3.2.4.17) devine:

$$\begin{bmatrix} D_1^{1/2}(t+1) L(t+1) \\ o \end{bmatrix} \hat{\theta}(t+1) = \begin{bmatrix} w(t+1) \\ y_1 \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.2o)$$

cu:
$$\begin{bmatrix} w(t+1) \\ y_1 \end{bmatrix} \triangleq Q^T \begin{bmatrix} \alpha^{1/2} D_1^{1/2}(t) w(t) \\ y(t+1) \end{bmatrix} \qquad (3.2.4.21)$$

<u>Algoritmul</u> de estimare $L^T D_1 L$ utilizînd matricea de informaţie constă atunci din următorii paşi:

1. - se formează sistemul de ecuaţii (3.2.4.17) cunoscînd $D_1(t)$, $L(t)$, $w(t)$, $y(t+1)$, α.
2. - se aplică TO care să conducă la sistemul (3.2.4.2o).
3. - se rezolvă sistemul de ecuaţii (3.2.4.2o) în două etape
   - prin substituţie inversă rezultă $\hat{\theta}_1(t+1)$ din:

$$L(t+1)\hat{\theta}_1(t+1) = w(t+1) \qquad (3.2.4.22)$$

   - se calculează:

$$\hat{\theta}(t+1) = D_1^{-1/2} \hat{\theta}_1(t+1) \qquad (3.2.4.23)$$

Calculul estimatului pe baza relaţiei (3.2.4.23) necesită evaluarea a p radicali. In cazul în care se doreşte evitarea calculelor cu radicali se utilizează relaţia (3.2.3.64) adusă la următoarea formă:

$$L^T(t+1)D_1(t+1)L(t+1)\hat{\theta}(t+1) = w_1(t+1) \qquad (3.2.4.24)$$

cu:

$$w_1(t+1) = \alpha^2 w_1(t) + s(t+1)y(t+1)$$

In acest caz, pentru calculul lui $\hat{\theta}(t+1)$ sînt necesare trei etape:

etapa 1 - substituţia directă pentru rezolvarea sistemului

$$L^T(t+1)\hat{\theta}_1(t+1) = w_1(t+1) \qquad (3.2.4.25)$$

etapa 2 - p împărţiri pentru rezolvarea sistemului

$$D_1(t+1)\hat{\theta}_2(t+1) = \hat{\theta}_1(t+1)$$

etapa 3 - substituţia inversă pentru sistemul

$$L(t+1)\hat{\theta}(t+1)=\hat{\theta}_2(t+1) \qquad (3.2.4.26)$$

Problemele de startare ale algoritmului $L^T D_1 L$ se rezolvă similar cu cele de startare ale algoritmului rădăcinii pătrate.

In acest caz, ţinînd cont de (3.2.4.3), relaţia (3.2.4.13) devine:

$$\underbrace{\begin{array}{c} \\ i \\ \\ p+1 \end{array}\begin{array}{c} \begin{array}{cccc} & i & & p+1 \end{array} \\ \begin{bmatrix} I & o & o & o \\ o & c_1 & o & c_2 \\ o & o & I & o \\ o & -c_2 & o & c_1 \end{bmatrix}\end{array}}_{Q^T} (D_2^{i-1})^{1/2} \underbrace{\left[\begin{array}{cccc|c} & L^{i-1} & & & w^{i-1} \\ \hline \underbrace{o}_{i-1} & s_i^{i-1} & s_{i+1}^{i-1} & \dots & y^{i-1} \end{array}\right]}_{L_2^{i-1}} =$$

$$= (D_2^i)^{1/2} \underbrace{\left[\begin{array}{cccc|c} & L^i & & & w^i \\ \hline \underbrace{o \;\; o}_{i-1} & \underbrace{o}_{i} & s_{i+1}^i & & y^i \end{array}\right]}_{L_2^i} \qquad (3.2.4.27)$$

unde:

$$(D_2^i)^{1/2} = \begin{bmatrix} (D_1^i)^{1/2} & o \\ o & (d_2^i)^{1/2} \end{bmatrix} \quad \text{cu } d_2^o = 1 \qquad (3.2.4.28)$$

Matricea din membrul drept al relaţiei (3.2.4.27) poate fi descompusă ca un produs de doi factori

$$\begin{array}{cc} & \begin{array}{ccc} \quad & i & p+1 \end{array} \\ \begin{array}{c} \\ i \\ \\ p+1 \end{array} & \underbrace{\begin{bmatrix} I & o & \\ & h_1 & h_2 \\ o & I & \\ & h_3 & h_4 \end{bmatrix}}_{H} \end{array} \underbrace{\left[\begin{array}{c|c} L^{i-1} & w^{i-1} \\ \hline \underbrace{o}_{i-1} \quad s_i^{i-1} \quad s_{i+1}^{i-1} \cdots & y^{i-1} \end{array}\right]}_{L_2^{i-1}} \qquad (3.2.4.29)$$

Impunînd ca

$$Q^T(D_2^{i-1})^{1/2} = (D_2^i)^{1/2}H^i \qquad (3.2.4.30)$$

se pot calcula D_2^i, H^i şi L_2^i din D_2^{i-1} şi L_2^{i-1} fără a se utiliza radicali.

In final rezultă următorul <u>algoritm de calcul</u>:

$$d_{1i}^i = d_{1i}^{i-1}\left(\frac{c_1}{h_1}\right)^2 = d_{1i}^{i-1} + d_2^{i-1}(s_i^{i-1})^2$$

$$d_2^i = d_2^{i-1}(c_1)^2 = d_2^{i-1}\frac{d_{1i}^{i-1}}{d_{1i}^i}$$

$$s_k^i = s_k^{i-1} - s_i^{i-1}l_{i,k}^{i-1}$$

$$l_{i,k}^i = \frac{d_{1i}^{i-1}l_{i,k}^{i-1} + d_2^{i-1}s_i^{i-1}s_k^{i-1}}{d_{1i}^i} \qquad k=\overline{1,p} \qquad (3.2.4.31)$$

$$w_i^i = \frac{d_{1i}^{i-1}w_i^{i-1} + d_2^{i-1}s_i^{i-1}y^{i-1}}{d_{1i}^i}$$

$$y^i = y^{i-1} - s_i^{i-1}w_i^{i-1}$$

Calculul matricilor $D_2(t+1)$, $L_2(t+1)$ din $D_2(t)$ şi $L_2(t)$ presupune:

- iniţializarea: $D_2^o = D_2(t)$; $L^o = L_2(t)$
- aplicarea recursivă a relaţiilor (3.2.4.31) pentru $i=\overline{1,p}$
- în final: $D_2^p = D_2(t+1)$; $L^p = L(t+1)$ care se menţin mereu diagonală respectiv superior triunghiulară

Problemele de startare ale algoritmului factorizării L^TD_1L se rezolvă similar cu cele de startare ale algoritmului rădăcinii patrate.

3.2.4.3. <u>Algoritmi utilizînd matricea de covarianţă</u>

Inainte de a aborda tehnicile de factorizare propriu-zise pentru acest caz, este util să se precizeze că la implementarea estimatorului recursiv CMMP utilizînd matricea de covarianţă, relaţiile din cadrul algoritmului au fost ordonate sub următoarea formă direct utilizabilă în calcule:

$$
\left.
\begin{array}{ll}
g(t+1) = P(t)s(t+1) & (a) \\
\beta^2(t+1) = \alpha(t) + s^T(t+1)g(t+1) & (b) \\
M(t+1) = \dfrac{g(t+1)}{\beta^2(t+1)} & (c) \\
\varepsilon(t+1) = y(t+1) - s^T(t+1)\hat{\theta}(t) & (d) \\
\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + M(t+1)\varepsilon(t+1) & (e) \\
P(t+1) = \dfrac{1}{\alpha(t)}\left[P(t) - M(t+1)g^T(t+1)\right] & (f) \\
\alpha(t) = 1 & (g)
\end{array}
\right. \qquad (3.2.4.32)
$$

Filtrarea discretă prin metoda rădăcinii pătrate

In continuare se va prezenta un algoritm modificat al rădăcinii pătrate /Pet.75/Pro.85/Prot.87/ care realizează o factorizare Cholesky de forma (3.2.4.1), considerat ca fiind reprezentativ şi care a fost implementat în cadrul strategiilor autoacordabile.

Algoritmul include următorii paşi de calcul /Prot.87/:

$$
\left.
\begin{array}{ll}
\beta_o = \alpha^{1/2} & (a) \\
\beta_o^2 = \alpha & (b) \\
j = 1,2,\ldots,p \quad (p = na+nb) & (c) \\
f_j = \sum_{i=1}^{j} G_{ij}(t)s_i(t+1) & (d) \\
a = \beta_{j-1}/\alpha^{1/2} & (e) \\
b = f_j/\beta_{j-1}^2 & (f) \\
\beta_j^2 = \beta_{j-1}^2 + f_j^2 & (g) \\
\beta_j = (\beta_j^2)^{1/2} & (h) \\
c = a/\beta_j & (i) \\
g_j = G_{j,j}(t)f_j & (j) \\
G_{jj}(t+1) = cG_{jj}(t) & (k) \\
i = 1,2,\ldots,j-1 & (\ ) \\
d = G_{i,j}(t) & (m) \\
G_{i,j}(t+1) = c(d-bg_i) & (n) \\
g_i = df_j + g_i & (p)
\end{array}
\right. \qquad (3.2.4.33)
$$

<u>Particularităţi</u> ale algoritmului şi recomandări de implementare: - la implementarea acestui algoritm variabilele f_j, β_j, β_j^2 nu trebuie indexate, putînd fi considerate ca scalari (pentru economie de memorie)

- din aceleaşi motive a şi c pot să folosească acelaşi identificator

- G(t) şi G(t+1) pot fi stocate în aceeaşi zonă de memorie fără a afecta algoritmul.

Se observă că la încheierea algoritmului, rezultatele g_i vor fi chiar componentele vectorului g(t+1) dat de (3.2.4.32-a) iar valoarea finală β_p^2 reprezintă tocmai $\beta^2(t+1)$ din (3.2.4.32-b).

Prin urmare estimatorul on-line CMMP, utilizînd filtrarea cu ajutorul rădăcinii pătrate în cazul matricii de covarianţă necesită la un pas de calcul (t+1):

1. Parcurgerea algoritmului (3.2.4.33) care avînd ca date iniţiale pe G(t), s(t+1), α furnizează în final pe G(t+1), g(t+1), $\beta^2(t+1)$.

2. Calculul noului estimat al vectorului parametrilor $\hat{\theta}(t+1)$ utilizînd relaţiile (3.2.4.32-c,d şi e).

Problemele legate de iniţializările G(o), $\hat{\theta}(o)$ sînt cele comentate în paragraful (3.2.3.2.1).

<u>Algoritmul UDU^T</u>

Algoritmul luat în considerare /Bie.77/Tho.78/ este un algoritm CMMP utilizînd matricea de covarianţă factorizată UDU^T (vezi relaţia (3.2.4.2)) şi constă în următoarea secvenţă de calcul.

1.
$$\varepsilon(t+1) = y(t+1) - \sum_{k=1}^{p} s_k(t+1)\hat{\theta}(t)$$
$$f_1 = s_1(t+1)$$
$$v_1 = D_1(t)f_1$$
$$h_1 = v(1)$$
$$\beta_1^2 = \alpha^2 + v_1 f_1$$
$$D_1(t+1) = D_1(t)/\beta_1^2$$

2.
$$i = 2,\ldots,n$$
$$f_i = s_i(t+1) + \sum_{k=1}^{i-1} s_k(t+1)u_{ki}(t)$$
$$v_i = D_i(t)f_i$$
$$h_i = v_i$$

$$\gamma_i = -f_i / \beta^2_{i-1}$$

$$\beta_i^2 = \beta^2_{i-1} + v_i f_i$$

$$D_i(t+1) = D_i(t)\, \beta^2_{j-1} / \alpha^2 \beta^2_{j-1}$$

$$j = 1,\ldots,i-1$$

$$s = u_{j,i}(t) + \gamma_i h_j$$

$$h_j = h_j + u_{ji}(t) v_i$$

$$u_{ji}(t) = s$$

3. $$a = \varepsilon(t+1)/\beta_p^2$$

$$i = 1,\ldots,p$$

$$\hat{\theta}_i(t+1) = \hat{\theta}_i(t) + a h_i$$

La pasul $(t+1)$, datele de intrare sînt $U(t)$, $D(t)$, α, $\hat{\theta}(t)$, $y(t+1)$, $s(t+1)$ obţinîndu-se în final: $U(t+1)$, $D(t+1)$, $\hat{\theta}(t+1)$.

Particularităţi ale algoritmului şi recomandări de implementare:

- memoria necesară în acest caz este mai mare decît în cazul algoritmului prin filtrare discretă deoarece apare un vector suplimentar γ (vectorul f corespunde vectorului g, dar valorile nu sînt egale);
- variabilele β_i^2, β^2_{i-1}, v_i nu necesită indici nefiind necesare a fi utilizate ca elemente de tablou;
- pentru aproximativ acelaşi volum de calcule, algoritmul UDU^T nu necesită evaluarea unor radicali, ceea ce oferă avantaje legate de calcul faţă de algoritmul prin filtrare discretă;
- rămîn de soluţionat problemele legate de iniţializarea $U(o)$, $D(o)$, $\hat{\theta}(o)$.

Concluzii finale

Prin prisma analizei algoritmilor on-line prezentaţi anterior se pot scoate în evidenţă cîteva aspecte utilizabile în faza de sinteză a strategiei de comandă autoacordabilă în cazul unei aplicaţii particulare:

- algoritmii care utilizează matricea de informaţie au avantajul evitării problemelor legate de iniţializare, ceea ce îi recomandă în situaţiile în care lipsesc date apriorice despre valorile parametrilor procesului.

- algoritmii bazaţi pe filtrarea cu rădăcină patrată necesită evaluarea funcţiei radical ceea ce poate constituii un inconvenient în unele aplicaţii, faţă de algoritmii bazaţi pe factorizările de tip UD.
- este de remarcat faptul că algoritmul LD_1L^T este mai lent decît algoritmul filtrării cu ajutorul rădăcinii patrate utilizînd matricea de informaţie datorită dificultăţilor de rezolvare a sistemului de ecuaţii rezultat.

3.3. Strategii de comandă adaptivă autoacordabilă

Problema care se cere rezolvată constă în proiectarea unui RAA (algoritm de reglare numerică) care să genereze o astfel de secvenţă de comandă u(t) încît să se asigure minimul varianţei ieşirii procesului supus acţiunii unor perturbaţii stohastice sau în terminologia teoriei sistemelor de reglare stohastică, sinteza unei strategii de comandă adaptivă autoacordabilă de varianţă minimă sau, mai simplu, a unei strategii de comandă de varianţă minimă.

Pentru rezolvarea unei astfel de probleme,se impune mai întîi predictarea ieşirii $y(t+k/t)$ şi apoi minimizarea varianţei acesteia. Acest fapt sugerează ideia că algoritmul de varianţă minimă, pentru un proces perturbat stohastic, poate fi obţinut ca şi soluţie a problemei de predicţie /Ast.7o/. Astfel, într-o primă etapă, se impune determinarea unui predictor (optimal) în k paşi, $\hat{y}(t+k/t)$ iar în cea de a doua, strategia de comandă se determină astfel încît valoarea de predicţie a ieşirii să se suprapună peste valoarea dorită a ieşirii (eroarea de reglare să fie egală cu eroarea de predicţie). Deci, practic, problema de control stohastic, care devine (într-un anumit sens) o problemă de control optimal, poate fi separată în două probleme distincte: o problemă de predicţie şi una de reglare. Variantele de strategii de varianţă minimă sînt determinate de complexitatea procesului, de modelul utilizat pentru filtrul de zgomot precum şi de funcţia obiectiv considerată. In destul de puţine cazuri se consideră pentru zgomot un model autoregresiv de medie alunecătoare. Cel mai adesea zgomotul este reprezentat fie ca un proces de medie alunecătoare fie ca o autoregresie, ceea ce va fi precizat pentru fiecare caz în parte.

3.3.1. Strategie de comandă de varianţă minimă de bază

Se consideră structura de SAAc reprezentată în fig.3.3.1.1., în care filtrul de zgomot (3.2.3.4) se alege astfel încît $D(z^{-1})$ este egal cu $A(z^{-1})$, iar $n_a = n_b = n_c = n$.

Modelul procesului poate fi scris atunci sub forma următoarei ecuaţii cu diferenţe stohastică:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-k) + C(z^{-1})e(t) \qquad (3.3.1.1)$$

în care k reprezintă timpul mort ca număr întreg de perioade de eşantionare, secvenţele y(t), u(t), e(t) şi operatorul z^{-1} au semnificaţiile menţionate şi $A(z^{-1})$, $(a_o=1)$; $B(z^{-1})$, $(b_o\neq o)$; $C(z^{-1})$,

$(c_0=1) \in \Pi_n$.

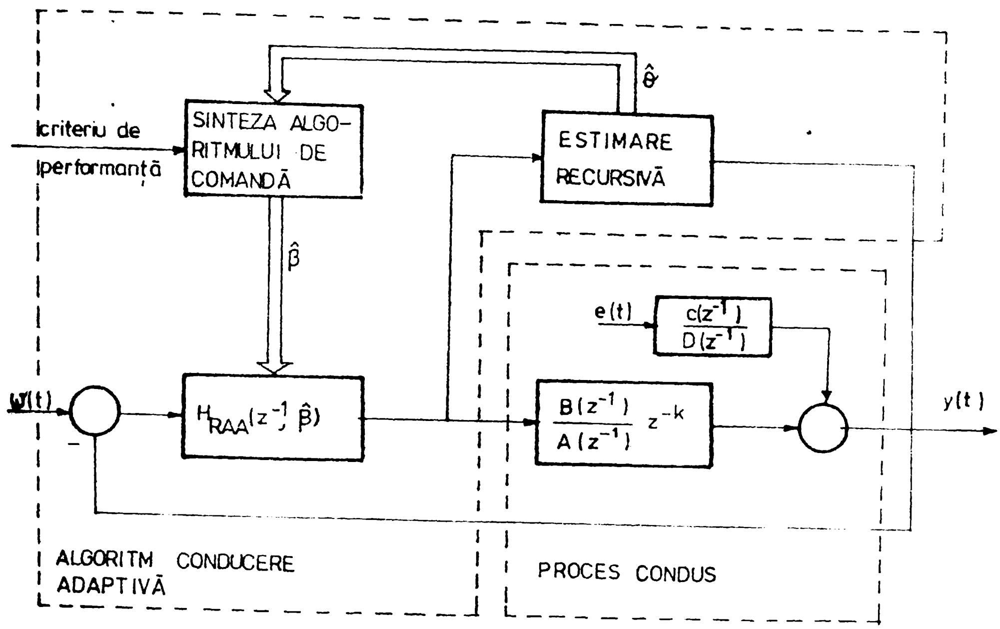


Fig.3.3.1.1. Structura unui sistem adaptiv cu autoacordare

Se impune ca procesul să fie de fază minimă (toate polinoamele stabile). De asemenea se consideră că $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ şi $C(z^{-1})$ nu au nici un factor comun (stările sistemului (3.3.1.1) sînt controlabile fie din u(t), fie din e(t)).

Funcţia obiectiv care se cere minimizată şi care asigură rezolvarea problemei de reglare este de forma (2.3.8) respectiv (2.3.10).

Rezolvînd în timp înainte ecuaţia stohastică (3.3.1.1) se poate scrie:

$$y(t+k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t+k) \qquad (3.3.1.2)$$

Se consideră satisfăcută identitatea polinominală:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-k}G(z^{-1}) \qquad (3.3.1.3)$$

în care: $F(z^{-1}) \in \Pi_{k-1}$; $G(z^{-1}) \in \Pi_{n-1}$ sînt de forma:

$$F(z^{-1}) = 1 + f_1 z^{-1} + \ldots + f_{k-1} z^{-k+1} \qquad (3.3.1.4)$$
$$G(z^{-1}) = g_0 + g_1 z^{-1} + \ldots + g_{n-1} z^{-n+1}$$

Coeficienţii f_i şi g_i se determină recursiv din relaţia (3.3.1.3), polinomul $F(z^{-1})$ fiind cîtul împărţirii polinoamelor $C(z^{-1})$ şi $A(z^{-1})$ iar polinomul $z^{-k}G(z^{-1})$ reprezintă restul împărţirii. Există doar două polinoame unice care satisfac relaţia (3.3.1.3). In aceste condiţii (3.3.1.2) se poate scrie:

$$y(t+k) = F(z^{-1})e(t+k) + \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} u(t) + \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})} e(t) \qquad (3.3.1.5)$$

Pe de altă parte, considerînd (3.3.1.1), secvenţa de zgomot alb discret poate fi modelată ca:

$$e(t) = \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) - \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})} z^{-k} u(t) \qquad (3.3.1.6)$$

Atunci din (3.3.1.5) şi (3.3.1.6) rezultă:

$$y(t+k) = F(z^{-1})e(t+k) + \left[\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} - z^{-k}\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}\frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})}\right] u(t) + $$
$$+ \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) \qquad (3.3.1.7)$$

sau ţinînd cont de (3.3.1.3):

$$y(t+k) = F(z^{-1})e(t+k) + \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) + \frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) \qquad (3.3.1.8)$$

In acest caz, funcţia obiectiv (2.3.1o) devine:

$$E\left[y^2(t+k)/t\right] = E\left[F(z^{-1})e(t+k)\right]^2 + E\left[\frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) + \frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t)\right]^2 \qquad (3.3.1.9)$$

întrucît $e(t+1), \ldots, e(t+k)$ sînt independente de $y(t)$, $y(t-1)$,..şi $u(t-1), u(t-2), \ldots$ termenii micşti se anulează. In consecinţă

$$E\left[y^2(t+k)/t\right] \geqslant \sigma^2\left[1 + f_1^2 + \ldots + f_{n-1}^2\right] \qquad (3.3.1.1o)$$

Valoarea minimă a variantei ieşirii, deci egalitatea în relaţia (3.3.1.1o) se obţine prin:

$$G(z^{-1})y(t) + B(z^{-1})F(z^{-1})u(t) = 0 \qquad (3.3.1.11)$$

şi depinde de valoarea timpului mort şi de dispersia zgomotului. Este de remarcat faptul că valori mari ale timpului mort k conduc la creşteri ale variantei ieşirii.

Pentru strategia de varianță minimă se obține astfel expresia:

$$u(t) = - \frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})} y(t) \qquad (3.3.1.12)$$

Notînd cu $H_{RVM}(z^{-1})$ funcția de transfer a regulatorului de varianță minimă (z - variabilă complexă), atunci:

$$H_{RVM}(z^{-1}) = - \frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})} \qquad (3.3.1.13)$$

Interpretînd rezultatele obținute prin prisma soluției problemei de predicție /Ast.7o/ expresia:

$$\frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})} y(t) + \frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})} u(t) = \hat{y}(t+k/t) \qquad (3.3.1.14)$$

reprezintă predictorul(optimal)peste k pași a ieșirii y(k+t) bazat pe datele pînă la momentul t. Este ușor de remarcat în acest caz faptul că eroarea de reglare (ε_r)este egală cu eroarea de predicție (ε_p) și reprezintă o medie alunecătoare de ordin k:

$$\varepsilon_r(t+k) = F(z^{-1})e(t+k) = \varepsilon_p(t+k) \qquad (3.3.1.15)$$

Devine evidentă acum afirmația că sinteza strategiei de comandă de varianță minimă este separabilă într-o problemă de predicție (determinarea predictorului peste k pași $\hat{y}(t+k/t)$ și una de reglare (alegerea variabilei de comandă astfel încît ieșirea predictată să coincidă cu ieșirea dorită).

Concluzionînd cele expuse rezultă că sinteza strategiei de minimă varianță presupune parcurgerea următorului algoritm de calcul:

Date inițiale: n,k,valori de inițializare, valori intrare/ieșire.

1. Utilizînd o metodă recursivă de estimare se estimează vectorul parametrilor:

$$\hat{\theta} = \left[\hat{a}_1,\dots,\hat{a}_n,\hat{b}_o,\dots,\hat{b}_n,\hat{c}_1,\dots,\hat{c}_n\right] \qquad (3.3.1.16)$$

2. Se consideră că valorile estimate ale parametrilor sînt chiar valorile reale:

$$\hat{A}(z^{-1}) = A(z^{-1}),\ \hat{B}(z^{-1}) = B(z^{-1}),\ \hat{C}(z^{-1}) = C(z^{-1}) .$$

Utilizînd identitatea polinomială (3.3.1.3) se calculează coeficienții f_i și g_i cu relațiile recursive:

$$f_o = 1$$

$$f_i = c_i - \sum_{j=o}^{i-1} f_j a_{i-j} \ ; \quad i=\overline{1,k} \qquad (3.3.1.17)$$

$$g_i = c_{i+k} - \sum_{j=o}^{k} a_{i+k-j} f_j \; ; \quad i = \overline{o,n-1}$$

3. Se generează strategia de comandă u(t) utilizînd relația (3.3.1.12).

4. La momentul de eșantionare următor se revine la pasul 1.

Strategia de comandă de varianță minimă prezentată poate fi, în unele situații sensibilă la variațiile parametrilor sistemului. Trebuie avut în vedere ca procesul să fie de fază minimă.

Considerînd că pentru sinteza algoritmului de comandă se utilizează modelul estimat al procesului, de forma:

$$\hat{A}(z^{-1})y(t) = \hat{B}(z^{-1})u(t-k) + \hat{C}(z^{-1})e(t) \qquad (3.3.1.18)$$

avînd același ordin de mărime ca și modelul (3.3.1.1) și în care $\hat{A}(z^{-1})$, $\hat{B}(z^{-1})$ și $\hat{C}(z^{-1})$ sînt estimațiile lui $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$ și respectiv $C(z^{-1})$, obținute printr-o procedură de estimate recursivă, va rezulta pentru strategia de comandă, analog relației (3.3.1.12):

$$u(t) = - \frac{\hat{G}(z^{-1})}{\hat{B}(z^{-1})\hat{F}(z^{-1})} y(t) \qquad (3.3.1.19)$$

unde polinoamele $\hat{F}(z^{-1})$ și $\hat{G}(z^{-1})$ se determină prin identitatea:

$$\hat{C}(z^{-1}) = \hat{A}(z^{-1})\hat{F}(z^{-1}) + z^{-k}\,\hat{G}(z^{-1}) \qquad (3.3.1.2o)$$

<u>Observație</u>. Presupunerea că datele de intrare/ieșire sînt în mod real "generate" cu un sistem avînd aceiași formă cu modelul, este necesară pentru stabilirea consistenței estimației $\hat{\theta}$.

Considerînd procesul (3.3.1.1) comandat prin algoritmul (3.3.1.19), sistemul în buclă închisă va fi descris de ecuația:

$$\left[A(z^{-1}) + \frac{z^{-k}B(z^{-1})\hat{G}(z^{-1})}{\hat{B}(z^{-1})\hat{F}(z^{-1})}\right]y(t) = \hat{C}(z^{-1})e(t) \qquad (3.3.1.21)$$

cu ecuația caracteristică de forma:

$$B(z^{-1})\hat{C}(z^{-1}) + \left[A(z^{-1})\hat{B}(z^{-1}) - \hat{A}(z^{-1})B(z^{-1})\right]\hat{F}(z^{-1}) = 0 \qquad (3.3.1.22)$$

Se observă că dacă valorile estimate ale coeficienților procesului coincid cu valorile lor reale, adică $\hat{A}(z^{-1}) = A(z^{-1})$, $\hat{B}(z^{-1}) = B(z^{-1})$ și $\hat{C}(z^{-1}) = C(z^{-1})$, ecuația caracteristică se reduce la:

$$B(z^{-1})C(z^{-1}) = 0 \qquad (3.3.1.23)$$

ceea ce implică necontrolabilitatea prin intrarea e(t).

Conform teoremei de reprezentare pentru procese stohastice cu densităţi spectrale raţionale /Ast.7o/, $C(z^{-1})$ poate fi ales astfel încît să aibă zerouri stabile (sau cel mult pe cercul unitar), comportarea sistemului fiind determinată de singularităţile lui $B(z^{-1})$.

Dacă coeficienţii estimaţi ai modelului procesului diferă de valorile reale, intrarea poate influenţa toate modurile ecuaţiei caracteristice şi în cazul în care sistemul este de fază neminimă (singularităţile lui $B(z^{-1})$ sînt instabile) chiar erori mici în estimarea parametrilor pot conduce la rezultate extrem de deformate. Pentru sisteme de fază minimă strategia de comandă propusă dă rezultate bune chiar în situaţia menţionată.

Se impune deci ca şi în cazul sistemelor de fază neminimă să se încerce obţinerea unor strategii de varianţă minimă care să fie insensibile la modificări ale parametrilor modelului.

<u>**Sisteme de fază neminimă**</u>

Una din variantele propuse de determinare a unei strategii de comandă în sensul celor menţionate, presupune factorizarea polinomului $B(z)$ în modul următor: /Ast.77/

$$B(z) = B^{+}(z)B^{-}(z) \qquad (3.3.1.24)$$

(z - variabila complexă) în care factorul $B^{+}(z)$ este un polinom de grad n_1 avînd toate zerourile în exteriorul cercului de rază unitate iar $B^{-}(z)$ este un polinom de grad n_2 avînd toate zerourile în interiorul sau pe cercul unitate.

Se impune în plus condiţia ca polinomul $G(z)$ să conţină factorul $B^{-}(z)$, adică identitatea polinomială (3.3.1.3) devine:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})F'(z^{-1}) + z^{-k-n_2}B^{-}(z^{-1})G'(z^{-1}) \qquad (3.3.1.25)$$

(z^{-1} - operator de întîrziere). In aceste condiţii, pentru strategia de varianţă minimă se obţine pe baza unui raţionament analog, o relaţie de forma:

$$u(t) = -\frac{z^{-n_2}G'(z^{-1})}{B^{+}(z^{-1})F'(z^{-1})}\,y(t) \qquad (3.3.1.26)$$

Pentru $\hat{A}(z^{-1}) = A(z^{-1})$, $\hat{B}(z^{-1}) = B(z^{-1})$, $\hat{C}(z^{-1}) = C(z^{-1})$ ecuaţia caracteristică a sistemului închis devine:

$$z^{n_2}B^{+}(z^{-1})C(z^{-1}) = 0 \qquad (3.3.1.27)$$

şi are toate singularităţile stabile, algoritmul păstrîndu-şi insensibilitatea şi pentru variaţii mici ale parametrilor sistemului.

3.3.2. Strategii de comandă de varianță minimă modificate

Utilizarea algoritmului de varianță minimă de bază prezentat nu asigură comportarea dorită în raport cu mărimea de referință, aceasta nefiind inclusă în dezideratele proiectării. In fapt, semnalul de referință acționează asupra sistemului în același mod ca şi zgomotul stohastic. Dacă se impune ca pe lîngă varianța minimă a ieşirii în raport cu perturbația stohastică $e(t)$, strategia de comandă să asigure şi urmărirea valorilor mărimii de referință $w(t)$, criteriul de performanță trebuie modificat corespunzător. Dacă, spre exemplu, la intrarea sistemului se aplică o treaptă unitară se pot proiecta algoritmi de reglare de minimă varianță modificați astfel încît să se asigure pentru sistemul de reglare atît varianța minimă a ieşirii în prezența perturbațiilor stohastice cît şi eroare staționară nulă pentru intrarea treaptă.

O metodă "clasică" pentru obținerea erorii staționare nule constă în adăugarea la algoritmul de minimă varianță a unei componente integratoare. Astfel, algoritmul de reglare, în condițiile utilizării unui compensator de tip PI devine:

$$H_R(z^{-1}) = H_{RVM}(z^{-1})H_{PI}(z^{-1}) \qquad (3.3.2.1)$$

în care compensatorul $H_{PI}(z^{-1})$ poate fi ales de forma/Cal.85/:

$$H_{PI}(z^{-1}) = 1 + \frac{k_i}{z-1} = \frac{1-(1-k_i)z^{-1}}{1-z^{-1}} \qquad (3.3.2.2)$$

rezultînd pentru $k_i=0$ o comportare proporțională iar pentru $k_i = 1$ una integratoare.

Este uşor de remarcat că includerea unui compensator de tip PI în structura regulatorului de minimă varianță, deşi asigură comportarea dorită în regim staționar pentru o referință treaptă, comportarea în raport cu semnalele perturbatoare stohastice este suboptimală (varianța ieşirii nu mai este minimă).

Asigurarea dezideratelor dorite a sistemului de reglare, atît în raport cu referința cît şi cu semnalele stohastice ce acționează asupra procesului, se pot realiza prin sinteza unei strategii de comandă care să asigure minimizarea unei funcții obiectiv de tipul (2.3.11).

Dinamica procesului se consideră descrisă de ecuația cu diferențe stohastică:(3.3.11) cu polinoamele $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ stabile iar criteriul se alege de forma:

$$I = E\left\{\left[y(t+k) - w(t+k)\right]^2/t\right\} \qquad (3.3.2.3)$$

cu w(t+k) mărime de referință cunoscută.

Definind intrarea de referință $u_r(t)$ ca:

$$u_r(t) = \frac{A(z^{-1})}{B(z^{-1})} w(t+k) \qquad (3.3.2.4)$$

ecuația procesului (3.3.1.1) poate fi rescrisă sub forma:

$$A(z^{-1})\left[y(t)-w(t)\right] = B(z^{-1})\left[u(t-k) - u_r(t-k)\right] + C(z^{-1})e(t) \qquad (3.3.2.5)$$

Rezultă deci, că strategia de varianță minimă modificată, care minimizează funcția obiectiv (3.3.2.3) se poate obține printr-o procedură similară cu cea utilizată în pragraful precedent pentru sinteza strategiei de varianță minimă de bază, rezultînd în final un algoritm de comandă de forma:

$$u(t) - u_r(t) = - \frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})}\left[y(t) - w(t)\right] \qquad (3.3.2.6)$$

cu $F(z^{-1})$ și $G(z^{-1})$ furnizate de identitatea polinomială (3.3.1.3) sau echivalent:

$$u(t) = - \frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})} y(t) + \frac{C(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})} w(t+k) \qquad (3.3.2.7)$$

Dacă se aplică transformata z relației (3.3.2.7) și introducînd notațiile:

$$H_{RVM}(z^{-1}) = - \frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})} \qquad (3.3.2.8)$$

și

$$H_{RW}(z^{-1}) = \frac{z^k G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})} \qquad (3.3.2.9)$$

rezultă comanda U(z) în funcție de ieșirea Y(z) și de referința W(z):

$$U(z) = - H_{RVM}(z^{-1})Y(z) + H_{RW}(z^{-1})W(z) \qquad (3.3.2.1o)$$

Relația (3.3.2.1o) evidențiază faptul că pentru obținerea unei comportări dorite în raport cu mărimile exogene care acționează asupra procesului, se impune calculul comenzii atît în funcție de măsurătorile efectuate asupra lui y(t) cît și în funcție de programul impus w(t).

Se observă că pentru generarea secvenței de comandă este necesară cunoașterea valorilor viitoare ale referinței pentru cel puțin k pași.

Pentru referință constantă, intrarea de referință poate fi calculată cu ușurință din relația:

$$u_r = \frac{A(1)}{B(1)} w \qquad (3.3.2.11)$$

In situaţia în care în sistem există un element integrator (cel puţin), cu alte cuvinte A(z) are un zero suplimentar în $z = 1$, faţă de B(z) (cel puţin), rezultă că u_r=o, iar strategia de comandă devine de forma:

$$u(t) = -\frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})}\left[y(t)-w\right] \qquad (3.3.2.12)$$

fiind asemănătoare strategiei de comandă de varianţă minimă de bază, cu diferenţa că în locul ieşirii procesului y(t) se utilizează mărimea $\left[y(t)-w\right]$.

Dacă în sistem nu se poate evidenţia nici un element integrator, atunci dacă în locul variabilei de comandă se consideră incrementul corespunzător:

$$\Delta u(t) = u(t) - u(t-1) \qquad (3.3.2.13)$$

efectul obţinut echivalează cu introducerea în sistem a unui astfel de element.

Modelul care descrie dinamica procesului se modifică în modul următor:

$$A(z^{-1})(1-z^{-1})y(t) = B(z^{-1})\Delta u(t-k)+C(z^{-1})(1-z^{-1})e(t) \qquad (3.3.2.14)$$

rezultînd o strategie de varianţă minimă modificată de forma:

$$u(t) = -\frac{(1-z^{-1})G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})}\left[y(t)-w\right] \qquad (3.3.2.15)$$

Rezultă deci că modificarea regulatorului autoacordabil de bază în vederea urmăririi valorilor de referinţă constantă este posibilă în cazul în care în sistem există un element integrator, sau a fost introdus unul prin considerarea ca mărime de comandă a incrementului $\Delta u(t)$ în loc de u(t) şi a mărimii $\left[y(t)-w\right]$ în loc de y(t).

In cazul în care referinţa este variabilă în timp, şi asupra sistemului nu acţionează perturbaţii stohastice,regulatorul autoacordabil converge către un regulator de tip dead-beat /Wit.73/. Dacă sistemul este supus acţiunii perturbaţiilor stohastice, rezolvarea problemei de urmărire devine complexă, tipul de regulator spre care se converge depinzînd de la caz la caz,atît de raportul semnal util/zgomot cît şi de forma de variaţie a mărimii de referinţă.

Strategie de comandă de varianţă minimă cu compensarea perturbaţiilor măsurabile

In situaţia în care unele dintre perturbaţiile care acţionează asupra procesului sînt măsurabile, se poate sintetiza un algoritm de varianţă minimă care să compenseze efectul acestor perturbaţii /Wit.75/.

Considerăm ca model al procesului următoarea ecuaţie cu diferenţe stohastică:

$$A(z^{-1})y(t) = B(z^{-1})u(t-k) + C(z^{-1})e(t) + D(z^{-1})v(t-k) \qquad (3.3.2.16)$$

unde:

$$A(z^{-1}),\ B(z^{-1}) \text{ şi } D(z^{-1}) \in \Pi_n$$

iar v(t) este un zgomot necorelat cu zgomotul alb e(t), presupus cunoscut şi măsurabil la momentul t. Strategia de comandă care minimizează varianţa ieşirii şi care asigură totodată compensarea completă a efectului perturbaţiei măsurabile se obţine printr-o procedură similară cazului strategiei de varianţă minimă de bază.

Rezolvînd în timp înainte ecuaţia (3.3.2.16) şi utilizînd identitatea polinomială (3.3.1.3) se ajunge la:

$$y(t+k) = F(z^{-1})e(t+k) + \frac{1}{C(z^{-1})}\Big[G(z^{-1})y(t)+B(z^{-1})F(z^{-1})u(t) + D(z^{-1})F(z^{-1})v(t)\Big] \qquad (3.3.2.17)$$

In aceste condiţii comanda care minimizează varianţa mărimii y(t+k) va fi dată de:

$$u(t) = -\frac{G(z^{-1})}{B(z^{-1})F(z^{-1})}y(t) - \frac{D(z^{-1})}{B(z^{-1})}v(t) \qquad (3.3.2.18)$$

Aplicarea transformatei z relaţiei (3.3.2.18) conduce la

$$U(z) = H_{RVM}(z^{-1})Y(z) + H_V(z^{-1})V(z) \qquad (3.3.2.19)$$

expresiile funcţiilor de trasfer H_{RVM} şi H_V fiind imediate.

Dacă în relaţia (3.3.2.16) argumentul perturbaţiei măsurabile este (t-j), cu $j<k$, în algoritmul de reglare (3.3.2.18), v(t) trebuie înlocuit cu valoarea de predicţie v(t-k-j/t).

Algoritmii de varianţă minimă sintetizaţi pe baza minimizării unui criteriu de forma (2.3.1o) sau (3.3.2.3) nu iau în considerare valoarea amplitudinii comenzii care se aplică procesului. In aceste condiţii, comanda poate atinge valori excesiv de mari care să conducă la instabilitatea sistemului automat de reglare.

3.3.3. Strategii de comandă de varianţă minimă generalizate

Strategiile de comandă considerate în cele ce urmează reprezintă o generalizare a strategiilor de minimă varianţă de bază sau modificate, prezentate în paragrafele precedente, ele obţinîndu-se ca soluţii ale unei probleme liniar-pătratice.

Funcţia obiectiv, conţinînd un termen suplimentar de penalizare a comenzii, este reprezentată de un criteriu pătratic cu orizont de timp redus de forma generală (2.3.13), variante de strategii de comandă obţinîndu-se pentru particularizări ale polinoamelor $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ şi $Q'(z^{-1})$.
Aplicabilitatea strategiilor generalizate este mai largă, permiţînd obţinerea unor comenzi stabile şi pentru sistemele de fază neminimă.

Variante de astfel de algoritmi de reglare sînt prezentate în /Pet.73/Ast.77/Cla.79/Goo.81/. Vor reţine atenţia versiunile mai favorabile din punctul de vedere al volumului de calcul (care nu necesită rezolvarea unei ecuaţii Riccati) şi care acoperă un domeniu de utilizare cît mai larg.

Regulatorul autoacordabil explicit

Problema sintezei strategiei de comandă se abordează în acest caz pentru situaţia în care parametrii procesului se consideră cunoscuţi. Ca model al procesului se consideră ecuaţia cu diferenţe stohastică:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) + d \tag{3.3.3.1}$$

în care polinoamele $A(z^{-1})$, $B(z^{-1})$, $C(z^{-1}) \in \Pi_n$, $b_o \neq o$, $C(z^{-1})$ stabil, iar d este o constantă care reprezintă ieşirea sistemului în regim staţionar pentru o intrare nulă.

Strategia de comandă se obţine minimizînd o funcţie criteriu pătratică cu orizont de timp redus de forma:

$$I = \min_{u(t)} E\left\{\left[\sum_{i=o} p_i y(t+k-i) - \sum_{i=o} r_i w(t-i)\right]^2 + \left[\sum_{i=o} q'_i u(t-i)\right]^2\right\}. \tag{3.3.3.2}$$

sau echivalent:

$$I = \min_{u(t)} E\left\{\left[P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t)\right]^2 + \left[Q'(z^{-1})u(t)\right]^2\right\} \tag{3.3.3.3}$$

în care $P(z^{-1})$, $R(z^{-1})$ şi $Q'(z^{-1})$ sînt polinoame în operatorul de întîrziere care pot fi particularizate în funcţie de obiectivele comenzii. Fără a se afecta generalitatea abordării se consideră

$p_o = 1$; $Q'(z^{-1})$ este introdus în criteriu din necesitatea de a se evita creşterea necontrolată a comenzii.

Criteriul (3.3.3.3) include cazurile particulare importante:

$$I_1 = E\left\{\left[y(t+k) - w(t)\right]^2 + \rho' u^2(t)\right\} \qquad (3.3.3\text{-a})$$

şi

$$I_2 = E\left\{\left[y(t+k)-w(t)\right]^2 + \rho'\left[u(t)-u(t-1)\right]^2\right\} \qquad (3.3.3\text{-b})$$

cu implicaţiile menţionate deja în strategiile de comandă considerate anterior.

In cazul în care numai coeficientul (de ponderare) p_o este nenul, minimizarea criteriului I va conduce la regulatorul de varianţă minimă de bază.

In situaţia în care $E/w(t)/ \neq o$, utilizarea criteriului I_1 nu va asigura anularea erorii în regim staţionar decît pentru $\rho' = o$. Acest lucru este asigurat prin criteriul I_2, care de fapt inserează un integrator în bucla de comandă, însă cu preţul unei degradări a performanţelor tranzitorii ale sistemului în buclă închisă. Problema sintezei comenzii se rezolvă în aceeaşi manieră, prin defalcarea ei într-o problemă de predicţie, care constă în construcţia predictorului optimal peste k paşi a ieşirii şi o problemă de reglare în care se determină strategia de comandă care minimizează criteriul (3.3.3.3).

Strategia de comandă astfel obţinută va realiza anularea la fiecare moment de timp a valorii de predicţie a unei funcţii auxiliare de y(t), u(t) şi w(t), ceea ce face posibilă includerea strategiei de comandă într-o schemă autoacordabilă.

i) Problema de predicţie

Predictorul optimal peste j paşi, bazat pe datele pînă la momentul curent t, se poate defini ca o funcţie de valorile intrării şi ieşirii de forma:

$$\hat{y}(t+j/t) = f(y(t),y(t-1),\dots,u(t),u(t-1) \stackrel{\Delta}{=} y(t+j) - \xi(t+j) \qquad (3.3.3.4)$$

unde $\xi(t+j)$ este eroare de predicţie, necorelată cu y(t-i), u(t-i) pentru i ⩾ o şi în consecinţă necorelată nici cu $\hat{y}(t+j/t)$. Predicţia ieşirii se poate obţine rezolvînd înainte în timp ecuaţia stohatică (3.3.3.1), obţinîndu-se:

$$y(t+k) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) + z^k \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) + z^k \frac{d}{A(z^{-1})} \qquad (3.3.3.5)$$

Avîndu-se în vedere că pentru a sintetiza comanda la pasul t, secvenţa de zgomot e(t+1),e(t+2),...,e(t+k) este necunoscută, se va descompune ultimul termen al relaţiei (3.3.3.5) în două componente şi anume o componentă care descrie acea parte a zgomotului ce nu poate fi influenţată de comanda u(t) şi o componentă care descrie acea parte a zgomotului conţinută în y(t) şi care este influenţată de comanda u(t).

Astfel:

$$z^k \frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) = F(z^{-1})e(t+k)+ \frac{G'(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) = \xi(t+k)+ \xi'(t) \qquad (3.3.3.6)$$

unde polinoamele:

$$F(z^{-1}) = 1 + f_1 z^{-1} +\dots+ f_{k-1}z^{-k+1}$$

$$G'(z^{-1}) = g'_o + g'_1 z^{-1} +\dots+ g'_{n-1}z^{-n+1}$$

sînt definite de identitatea polinomială:

$$C(z^{-1}) = A(z^{-1})F(z^{-1}) + z^{-k}G'(z^{-1}) \qquad (3.3.3.7)$$

Introducînd (3.3.3.6) în (3.3.3.5) se obţine:

$$y(t+k) = \left[\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t)+ \frac{G'(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t)+ \frac{z^k}{A(z^{-1})}d\right]+\xi(t+k) \qquad (3.3.3.8)$$

ou:

$$\xi(t+k) = F(z^{-1})e(t+k)$$

Valoarea curentă a zgomotului poate fi determinată din relaţia (3.3.3.1) cunoscînd toate valorile anterioare ale intrării şi ieşirii:

$$e(t) = \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) - z^{-k} \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) - \frac{d}{C(z^{-1})} \qquad (3.3.3.9)$$

Substituind (3.3.3.9) în (3.3.3.8) şi utilizînd (3.3.3.7) se ajunge la:

$$y(t+k) = \left[\frac{G'(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t)+ \frac{B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t)+z^k \frac{F(z^{-1})}{C(z^{-1})}d\right] + \xi(t+k) \qquad (3.3.3.10)$$

Cum $\xi(t+k)$ este necorelat cu y(t-i) şi u(t-i), $i \geq 0$, rezultă că predicţia ieşirii peste k paşi, bazată pe datele pînă la momentul t va fi date de:

$$C(z^{-1})\hat{y}(t+k/t) = G'(z^{-1})y(t)+B(z^{-1})F(z^{-1})u(t)+ \gamma d \qquad (3.3.3.11)$$

unde, avînd în vedere că d este o constantă: $\gamma = F(1)$.

Secvenţa de zgomot $\xi(t+k)$ fiind necorelată cu valorile curente ale intrării şi ieşirii va fi necorelată şi cu predicţia ieşirii

$y(t+k)$. Tinînd cont de (3.3.3.11), (3.3.3.1o) şi (3.3.3.5) rezultă că $\xi(t+k)$ poate fi interpretat ca eroare de predicţie (cu k paşi) obţinîndu-se ca:

$$\xi(t+k) = y(t+k) - \hat{y}(t+k/t) \qquad (3.3.3.12)$$

Problema de predicţie fiind rezolvată odată cu construcţia predictorului (3.3.3.11), în continuare trebuie soluţionată şi problema de reglare.

ii) Problema de reglare

Inlocuind pe $y(t+k)$ din (3.3.3.12), în funcţia obiectiv (3.3.3.3) rezultă:

$$I = E\left\{\left\{P(z^{-1})\left[\hat{y}(t+k/t)+\xi(t+k)\right]-R(z^{-1})w(t)\right\}^2+\left[Q'(z^{-1})u(t)\right]^2\right\} \qquad (3.3.3.13)$$

Notînd: $E\left\{\left[P(z^{-1})\,\xi(t+k)\right]^2\right\} = \sigma^2$ şi avînd în vedere că $\left[P(z^{-1})\,\xi(t+k)\right]$ este necorelat cu $u(t-i)$, $y(t-i)$ şi prin ipoteză nici cu $w(t-i)$ pentru $i \geqslant o$ şi că $\hat{y}(t+k/t)$, $w(t)$ şi $u(t)$ sînt mărimi cunoscute la momentul t, criteriul (3.3.3.13) devine:

$$I = \left[P(z^{-1})\hat{y}(t+k/t)-R(z^{-1})w(t)\right]^2+\left[Q'(z^{-1})u(t)\right]^2+\sigma^2 \qquad (3.3.3.14)$$

Strategia de comandă $u(t)$ se determină astfel încît să minimizeze criteriul (3.3.3.14), ceea ce echivalează cu anularea derivatei parţiale în raport cu $u(t)$:

$$\frac{\partial I}{\partial u(t)} = 2\left[P(z^{-1})\hat{y}(t+k/t)-R(z^{-1})w(t)\right]\frac{\partial P(z^{-1})\hat{y}(t+k/t)}{\partial u(t)} +$$

$$+\ 2\,q_o' Q'(z^{-1})u(t) = o \qquad (3.3.3.15)$$

Avînd în vedere că: $\frac{\partial P(z^{-1})\hat{y}(t+k/t)}{\partial u(t)} = b_o$, şi definind un nou polinom: $Q(z^{-1}) = \frac{q_o' Q'(z^{-1})}{b_o}$, strategia de comandă va fi dată de:

$$P(z^{-1})\hat{y}(t+k/t) - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) = o \qquad (3.3.3.16)$$

Legea de comandă anulează astfel, la fiecare pas, predicţia unei funcţii auxiliare definite ca:

$$\Phi(t+k) \triangleq P(z^{-1})y(t+k) - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) \qquad (3.3.3.17)$$

(cu $w(t)$ şi $u(t)$ mărimi cunoscute) predicţie care, ţinînd cont de (3.3.3.11) şi (3.3.3.17) se poate scrie:

$$\hat{\Phi}(t+k/t) = P(z^{-1})\hat{y}(t+k/t) - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) =$$

$$= \frac{P(z^{-1})G'(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{P(z^{-1})B(z^{-1})F(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) +$$

$$+ \frac{P(z^{-1})\, d}{C(z^{-1})} - R(z^{-1})w(t) + Q(z^{-1})u(t) \qquad (3.3.3.18)$$

Legea de comandă se obţine în aceste condiţii din:

$$\hat{\Phi}(t+k/t) = 0 \qquad (3.3.3.19)$$

Utilizînd (3.3.3.5) şi avînd în vedere că $\xi(t+k)$ este necorelat cu $\hat{\varphi}(t+k/t)$ se poate scrie:

$$\Phi(t+k) = \hat{\Phi}(t+k/t) + \varepsilon(t+k) \qquad (3.3.3.20)$$

eroarea (de predicţie) $\varepsilon(t+k) = P(z^{-1})\,\xi(t+k)$ nefiind la rîndul ei corelată cu $\hat{\Phi}(t+k/t)$. Astfel $\hat{\Phi}(t+k/t)$ poate fi interpretat ca fiind predictorul optimal (în sensul CMMP) a lui $\Phi(t+k)$. Mai mult, definind o nouă funcţie de cost J:

$$J = E\left\{\Phi^2(t+k)\right\} \qquad (3.3.3.21)$$

pe baza considerentelor menţionate deja, se poate scrie:

$$J = \left[\Phi(t+k/t\right]^2 + \sigma^2 \qquad (3.3.3.22)$$

ceea ce înseamnă că minimizarea lui I sau J conduce la aceeaşi lege de comandă u(t).

Substituind (3.3.3.11) în (3.3.3.18) se obţine pentru predicţia peste k paşi a funcţiei auxiliare, expresia:

$$C(z^{-1})\,\hat{\Phi}(t+k/t) = G(z^{-1})y(t) + L(z^{-1})u(t) - H(z^{-1})w(t) + \delta \qquad (3.3.3.23)$$

în care:

$$L(z^{-1}) = P(z^{-1})B(z^{-1})F(z^{-1}) + Q(z^{-1})C(z^{-1})$$

$$G(z^{-1}) = P(z^{-1})G'(z^{-1})$$

$$H(z^{-1}) = R(z^{-1})C(z^{-1})$$

$$\delta = P(z^{-1})\,\gamma d$$

Strategia de comandă care anulează la fiecare moment de timp predicţia $\hat{\Phi}(t+k/t)$ este dată atunci de expresia:

$$u(t) = -\frac{1}{L(z^{-1})}\left[G(z^{-1})y(t) - H(z^{-1})w(t) + \delta\right] \qquad (3.3.3.24)$$

Structura legii de comandă conţine deci o prescriere, o reacţie şi un precompensator, care pot fi implementate simplu numeric. Ea este reprezentată în fig.3.3.3.1.

Se observă deci că algoritmul corespunzător sintezei RAA explicit este similar celui descris în paragraful 3.3.1. pentru regulatorul de varianţă minimă, generarea secvenţei de comandă realizîndu-se cu (3.3.3.24).

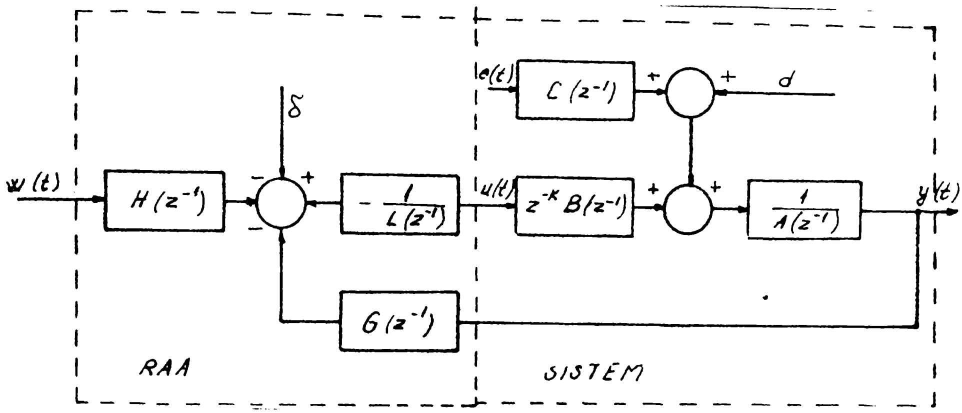


Fig.3.3.3.1. Structura sistemului automat prevăzut cu RAA

Ecuaţia caracteristică a sistemului în buclă închisă se obţine substituind comanda (3.3.3.24) în modelul procesului (3.3.3.1) utilizînd identitatea (3.3.3.7). Astfel, în ipotezele considerate, stabilitatea sistemului automat prevăzut cu regulator autoacordabil (pentru convergenţa identificării) este determinată de poziţia rădăcinilor ecuaţiei caracteristice:

$$P(z^{-1})B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) = o \qquad (3.3.3.25)$$

şi se poate analiza prin metode clasice.

Dacă în funcţia obiectiv, polinoamele scalare $P(z^{-1})$ şi $R(z^{-1})$ se aleg unitare şi $Q(z^{-1})$ se consideră de forma:

$$Q(z^{-1}) = \rho(1 - z^{-1}) \qquad (3.3.3.26)$$

ecuaţia caracteristică devine:

$$B(z^{-1}) + \rho(1 - z^{-1})A(z^{-1}) = o \qquad (3.3.3.27)$$

Alegerea (3.3.3.26) este echivalentă cu introducerea unui integrator în bucla de reglare, asigurîndu-se astfel anularea erorii staţionare. Deşi includerea componentei integratoare asigură comportarea dorită în regim staţionar, comportarea în raport cu semnalele exogene stohastice poate să nu mai fie optimală; testele însă indică performanţe bune.

Poziţia rădăcinilor ecuaţiei (3.3.3.27), depinde de valorile parametrului ρ. Dacă polinomul $B(z^{-1})$ este stabil, pentru un ρ suficient de mare sistemul în buclă închisă va fi întotdeauna stabil, independent de polinomul $A(z^{-1})$. Pentru valori mari ale lui ρ, valorile proprii ale sistemului vor fi determinate în principal de $A(z^{-1})$. Astfel, o alegere adecvată a lui ρ permite lărgirea aplicabilităţii strategiei de comandă (3.3.3.24) pentru procese de fază neminimă.

Studiile prin simulare confirmă faptul că o alegere corespunzătoare a lui ρ (suficient de mare), pentru cazul în care sistemul (3.3.3.1) este stabil în buclă deschisă, conduce la o strategie de comandă relativ insensibilă la erori în determinarea parametrilor.

Pentru $\rho = 0$ se obţine regulatorul de varianţă minimă.

Avînd în vedere că, comanda $u(t)$ este necorelată cu valorile viitoare ale zgomotului şi în plus anulează la fiecare pas predicţia funcţiei auxiliare ϕ, se poate scrie pe baza relaţiei (3.3.3.20)

$$\phi(t) = \hat{\phi}(t/t-k) + \varepsilon(t) = \varepsilon(t)$$

In aceste condiţii sînt adevărate următoarele expresii:

$$\begin{aligned} &E\ \phi(t)\,\phi(t-\tau) = 0\ ; \quad |\tau|\geqslant k \\ &E\ \phi(t)y(t-\tau) = 0\ ; \quad \tau\geqslant k \\ &E\ \phi(t)u(t-\tau) = 0\ ; \quad \tau\geqslant k \\ &E\ \phi(t)w(t-\tau) = 0\ ; \quad (\forall)\tau \end{aligned} \tag{3.3.3.28}$$

Funcţiile de corelaţie (3.3.3.28) se pot utiliza pentru verificarea convergenţei regulatorului autoacordabil obţinut prin sinteză către regulatorul care utilizează valorile reale ale parametrilor procesului.

Consideraţiile făcute în paragraful 3.3.1 privind posibilitatea de a asigura eroarea staţionară nulă în prezenţa semnalelor exogene de tip treaptă unitară prin introducerea în algoritmul de reglare a unui compensator de tip PI rămîn valabile şi în acest caz.

<u>Regulatorul autoacordabil implicit</u>

In acest caz se pune problema sintezei comenzii autoacordabile pentru sistemul descris de relaţia (3.3.3.1), parametrii considerîndu-se însă necunoscuţi.

S-a arătat în secţiunea precedentă că utilizarea criteriului (3.3.3.3) şi a sistemului (3.3.3.1) conduce la sistemul echivalent:

$$\begin{aligned} &C(z^{-1})\,\phi(t+k/t) = G(z^{-1})y(t) + L(z^{-1})u(t) - H(z^{-1})w(t) + \delta \\ &\phi(t+k) = \hat{\phi}(t+k/t) + \varepsilon(t+k) \end{aligned} \tag{3.3.3.29}$$

în care $\varepsilon(t+k)$ este necorelat cu $y(t-i)$, $u(t-i)$, $w(t-i)$, pentru $i>0$, deci nici cu $\hat{\Phi}(t+k/t)$.

In aceste condiţii, definind vectorul:

$$s^T(t) \triangleq \left[y(t), y(t-1), \ldots, u(t), u(t-1), \ldots, -w(t), -w(t-1), \ldots, 1\right] \qquad (3.3.3.30)$$

al datelor de măsură cunoscute şi:

$$\theta^T(t) \triangleq \left[g_0, g_1, \ldots; l_0, l_1, \ldots; h_0, h_1, \ldots; \delta\right] \qquad (3.3.3.31)$$

vectorul parametrilor necunoscuţi, ecuaţia (3.3.3.29) poate fi scrisă ca un model de regresie, care pentru cazul $C(z^{-1}) = 1$ are forma:

$$\Phi(t+k) = s^T(t)\theta(t) + \varepsilon(t+k) \qquad (3.3.3.32)$$

Pentru modelul (3.3.3.1) funcţia auxiliară Φ poate fi interpretată ca ieşire (auxiliară).

Cum $\varepsilon(t+k)$ este necorelat cu componentele vectorului (3.3.3.30) rezultă că estimatul $\hat{\theta}(t)$ al vectorului parametrilor $\theta(t)$ poate fi obţinut utilizînd un algoritm recursiv CMMP.

Pentru cazul general în care $C(z^{-1}) \in \Pi_n$, ecuaţia (3.3.3.32) devine:

$$\Phi(t+k) = s^T(t)\theta(t) + (1-C)\,\hat{\Phi}(t+k/t) + \varepsilon(t+k) \qquad (3.3.3.33)$$

In acest caz însă $\hat{\Phi}(t+k/t)$ este corelat cu $s(t)$, aşa că utilizarea doar a estimatorului recursiv CMMP va conduce la estimaţii marcate.

Iar de fapt estimarea parametrilor prin CMMP-R este urmată de aplicarea strategiei de comandă (3.3.3.24), care este aleasă astfel încît:

$$C\,\hat{\Phi}(t+k/t) = \hat{G}(z^{-1})y(t) + \hat{L}(z^{-1})u(t) - \hat{H}(z^{-1})w(t) + \hat{\delta} = s^T(t)\,\hat{\theta}(t) = 0 \qquad (3.3.3.34)$$

Deci, dacă $\hat{\theta} = \theta$, $\hat{\Phi}(t+k/t)$ se anulează la fiecare pas şi perturbaţia din ecuaţia (3.3.3.33) se reduce doar la $\varepsilon(t+k)$, care este necorelată cu $s(t)$. Rezultă deci că $\hat{\theta} = \theta$ este un punct fix al algoritmului.

Procedura de sinteză a regulatorului autoadaptiv cu identificare implicită se desfăşoară conform următorului algoritm:

Date iniţiale: valori anterioare $u(t-i)$, $y(t-i)$, $w(t-i)$, $i>0$; valori de iniţializare $\theta(0)$ şi $P(0)$ (dacă este cazul), date regulator.

1. Se citesc valorile curente $y(t)$, $w(t)$.

2. Se calculează funcţia auxiliară (ieşirea generalizată) la momentul t cu relaţia:

$$\Phi(t) = P(z^{-1})y(t) - R(z^{-1})w(t-k) + Q(z^{-1})u(t-k)$$

3. Se construieşte vectorul:

$$s^T(t-k) = \left[y(t-k), y(t-k-1), \ldots, u(t-k), u(t-k-1), \ldots, -w(t-k), -w(t-k-1), \ldots, 1\right]$$

4. Se estimează vectorul parametrilor:

$$\hat{\theta} = \left[\hat{g}_0, \hat{g}_1, \ldots, \hat{l}_0, \hat{l}_1, \ldots, \hat{h}_0, \hat{h}_1, \ldots, \delta\right]$$

utilizînd o metodă recursivă de estimare pentru modelul (3.3.3.32) sau (3.3.3.33).

In cazul în care termenul δ lipseşte din modelul (3.3.3.29) el nu mai apare în vectorul $\hat{\theta}$ şi corespunzător nu se mai trece elementul 1 în vectorul de date $s(t)$.

5. Se construieşte secvenţa de comandă

$$u(t) = -\frac{1}{\hat{l}_0}\left[\sum_{i=0} \hat{g}_i y(t-i) + \sum_{i=1} \hat{l}_i u(t-i) - \sum_{i=0} \hat{h}_i w(t-i) + \delta\right]$$

6. La momentul de eşantionare următor se revine la pasul 1.

Cap.4. IDENTIFICAREA ANALITICA SI ANALIZA UNOR MODELE MATEMATICE ALE HIDROGENERATOARELOR UTILIZABILE IN SINTEZA SI SIMULAREA CONDUCERII ADAPTIVE A SISTEMULUI LOR DE EXCITATIE

Se impune din start precizarea că în implementarea conducerii adaptive a excitaţiei hidrogeneratoarelor (HG), pentru faza de testare prin simulare a algoritmilor propuşi sînt necesare modele matematice (MM) complexe ale procesului, fapt ce se justifică prin dificultăţile deosebite legate de realizarea în procesul real a diverselor regimuri de funcţionare care trebuie studiate.

Pe de altă parte avîndu-se în vedere că structurile de conducere autoadaptivă implică estimarea parametrilor procesului sau a legii de comandă, din considerente de eficienţă de calcule sînt necesare MM de ordin redus cu un număr cît mai mic de parametri de estimat, dar care să respecte esenţa dinamicii procesului.

Cele menţionate se constituie ca motivaţii ale capitolului de faţă în care se prezintă principalele etape şi probleme care intervin în identificarea analitică a HG, se analizează rezultatele obţinute prin utilizarea în simulare a unor MM de complexităţi diferite, propunîndu-se în final MM considerate ca fiind cele mai indicate scopurilor amintite.

Cele expuse în continuare constituie în cea mai mare parte rezultatele cercetărilor cuprinse în /Prot.83/Prot.84/Prot.85/ /Luş.84/Luş.86/Pro.85/Luş.88/Pro.88/. Pentru o urmărire mai uşoară a ideilor se evită repetarea în extenso a demonstraţiilor, dîndu-se însă explicaţiile necesare fără a se menţiona de fiecare dată trimiterile de rigoare care se vor subînţelege de la sine.

4.1. Identificarea analitică a hidrogeneratoarelor

In prezent, ecuaţiile de funcţionare ale maşinii sincrone se folosesc cu predilecţie sub forma teoriei celor două axe, introdusă de Park. Dar, datorită faptului că această teorie a fost preluată simultan de şcoli diferite de cercetare, există un număr mare de forme de exprimare pentru aceste ecuaţii. Deosebirile esenţiale care se remarcă se referă la asocierea sensurilor pozitive ale curentului şi tensiunii la bornele înfăşurărilor, la modul de scriere a legii inducţiei electromagnetice, la alegerea poziţiei relative a celor două axe de simetrie rotorică, la asocierea curentului şi fluxului de înfăşurare, la alegerea coeficienţilor din matricele de transformare, la alegerea mărimilor de bază.

Din acest motiv este necesară o parcurgere atentă a etapelor care conduc la identificarea analitică a HG, care vor fi tratate în continuare.

4.1.1. Determinarea ecuaţiilor de funcţionare ale maşinii sincrone liniarizate (idealizate), în sistemul de coordonate ale mărimilor de fază

Ipoteze simplificatoare. Ecuaţiile maşinii sincrone, obţinute în cadrul unei teorii de bază, trebuie să descrie fenomenele esenţiale din maşină pe o cale cît mai directă şi mai accesibilă. In acest scop se acceptă anumite simplificări faţă de caracteristicile şi fenomenele din maşina reală.

La adoptarea simplificărilor se va avea în vedere faptul că maşina sincronă este o componentă a sistemului electroenergetic şi deci, este necesar să se scoată în evidenţă, în primul rînd, mărimile care reliefează fenomenele energetice esenţiale din maşină.

Ipotezele simplificatoare se vor împărţi în 4 categorii, în funcţie de natura lor şi de influenţa lor asupra funcţionării maşinii.

I. Ipoteze referitoare la aspectul constructiv al maşinii:

- din punct de vedere constructiv, maşina se consideră perfect simetrică faţă de axa centrală de rotaţie rotorică;
- înfăşurările se presupun repartizate simetric faţă de axa lor de simetrie şi aşezate simetric una faţă de alta, în concordanţă cu cerinţele impuse de construcţia trifazată; se precizează că pentru reprezentarea maşinii, se utilizează forma concentrată a

înfăşurărilor (fig.4.1.1,1);

- se consideră cunoscute toate dimensiunile componentelor mecanice, electrice şi izolante ale maşinii;

- se consideră cunoscute calităţile mecanice, electrice şi magnetice ale tuturor materialelor componente ale maşinii.

II. Ipoteze referitoare la fenomenele cu efect minor asupra fluxului rezultant în întrefier:

- se neglijează modificarea rezistenţei înfăşurărilor cu temperatura, precum şi fenomenul pelicular din conductoarele înfăşurărilor;

- se neglijează efectul crestăturilor asupra fluxului din întrefier;

- se neglijează efectul capacităţilor dintre spirele înfăşurărilor sau dintre înfăşurări, deoarece nu se vor urmări fenomenele de undă.

III. Ipoteze referitoare la fenomenele cu efect major asupra fluxului principal rezultat în întrefier, dar pentru care se acceptă o reprezentare simplificată;

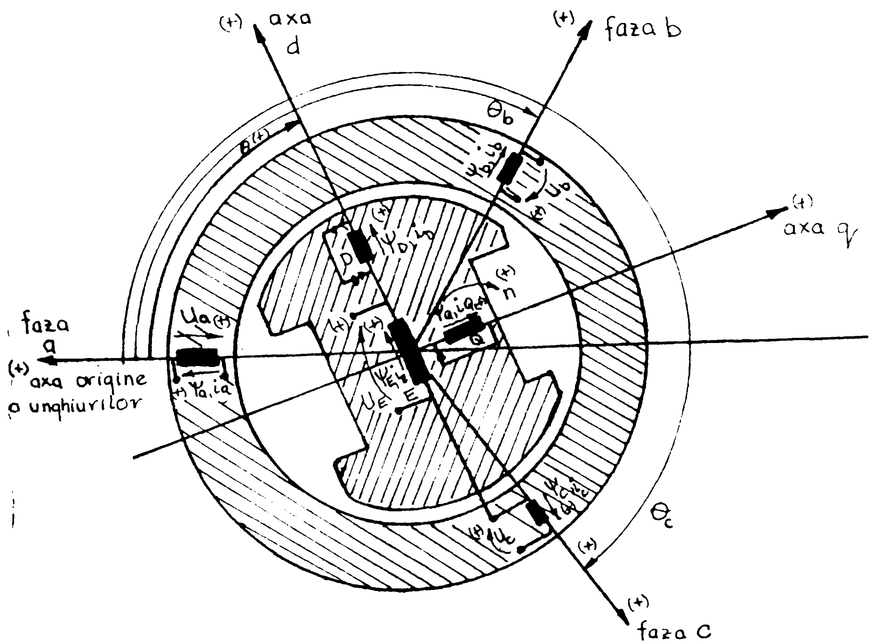


Fig.4.1.1.1. Reprezentarea simplificată a maşinii sincrone reale, cu principalele convenţii adoptate pentru sensurile pozitive ale mărimilor caracteristice

- înfăşurarea de amortizare, în conformitate cu efectul său rezultant se consideră formată din două înfăşurări scurtcircuitate, cu parametrii constanţi, fără cuplaje între ele, aşezate fiecare într-una din axele rotorice /Kaz.62/Kim.56/Oli.68/;

- tensiunile magnetomotoare ale tuturor înfăşurărilor din maşină se consideră repartizate în întrefier cosinusoidal în lungul pasului polar, în raport cu axele de simetrie ale înfăşurărilor respective /Kaz.62/Dor.69/Hum.67/;

IV. Ipoteze referitoare la fenomenele neliniare introduse de miezul magnetic al maşinii, dar care se neglijează în teoria liniară:

- se neglijează saturaţia maşinii, ceea ce corespunde faptului că toate inductivităţile sînt constante în raport cu tensiunea sau curentul. De asemenea, prin aceasta se poate aplica principiul suprapunerii tensiunilor electromotoare pentru obţinerea fluxului rezultant în întrefier /Adk.62/Oli.66/;

- se neglijează curenţii turbionari induşi în miezul magnetic de variaţia fluxului /Dor.66/Kam.68/Ned.68/;

- se neglijează fenomenul de histereză magnetică din miezul magnetic al maşinii /Dor.66/Kan.68/Ned.68/.

V. Notaţii şi convenţii adoptate pentru sensurile pozitive ale mărimilor caracteristice din maşină:

- pentru indicii înfăşurărilor de fază statorice: a, b, c;

- pentru indicii înfăşurărilor rotorice: E pentru excitaţie, D pentru amortizarea în axa polară, Q pentru amortizarea în axa interpolară;

- pentru parametrii înfăşurărilor: R pentru rezistenţa în /Ohmi/ şi L pentru inductivitatea în /Henry/, purtînd indicii înfăşurărilor la care se referă;

- pentru valorile momentane ale mărimilor variabile aferente înfăşurărilor: u pentru tensiunea la borne în /Volţi/, i pentru curentul în înfăşurări în /Amperi/, Ψ pentru înlănţuirea înfăşurărilor în /Weber x spire/, fiecare purtînd indicii înfăşurărilor la care se referă;

- pentru cuplurile raportate la întrefier: C_m pentru cuplul mecanic, C_e pentru cuplul electromagnetic, C_f pentru cuplul de frecare în /Newtoni x metru/;

- pentru axele de simetrie ale rotorului: d pentru axa polară şi q pentru axa interpolară;

- pentru poziţia momentană a rotorului: θ în grade electrice;

- pentru turaţia rotorului: n în /rotaţii/secundă/;
- pentru numărul perechilor de poli: p, în număr perechi de poli;
- pentru momentul de inerţie al rotorului, turbinei + generatorului (al maselor de rotaţie) redus la arborele maşinii: J în /kg x m^2/.

Considerentele de bază avute în vedere la adoptarea sensurilor pozitive ale mărimilor caracteristice din maşină sînt următoarele:

- să se respecte legile de bază din electromagnetism;
- valorile reale ale mărimilor să rezulte în majoritatea cazurilor pozitive, respectiv sensurile de referinţă adoptate să corespundă cu regimul normal de funcţionare a maşinii;

Principalele convenţii adoptate pentru sensurile pozitive sînt cele figurate prin săgeţi în fig.4.1.1.1. In plus se fac următoarele precizări:

- Se alege drept axă origine a unghiurilor, axa pozitivă a fazei "a". Toate unghiurile din maşină se determină în raport cu această axă şi se consideră pozitive în sensul pozitiv al rotaţiei rotorului.
- Poziţia momentană a rotorului se caracterizează prin unghiul θ dintre axele pozitive "a" şi "d", măsurat în sens pozitiv.
- Fluxul (înlănţuirea) în fiecare înfăşurare se consideră pozitiv dacă este orientat în acelaşi sens cu axa înfăşurării respective.
- Curenţii din înfăşurări se consideră pozitivi în acelaşi sens cu axele pozitive ale înfăşurărilor, acestea fiind considerate realizate înspre dreapta, dinspre borna de intrare a curentului; în acest mod legătura dintre înlănţuire şi curent se va exprima sub forma: $\Psi = + L\, i$
- Regimul de bază al maşinii se consideră regimul de generator. Ca urmare, asocierea curentului cu tensiunea la borne se adoptă în concordanţă cu situaţia fiecărei înfăşurări. Infăşurarea de excitaţie fiind alimentată din exterior reprezintă un consumator, iar înfăşurările statorice furnizează energia spre exterior, deci reprezintă o sursă, vectorul de energie Poynting trebuind să rezulte pozitiv pentru fiecare înfăşurare, în concordanţă cu rolul ei.
- Tensiunea electromotoare indusă în înfăşurare se obţine conform legii lui Lenz-Faraday sub forma: $e = -\frac{d\Psi}{dt}$ şi este echivalentă cu o cădere de tensiune în înfăşurare egală cu $e' = \frac{d\Psi}{dt}$.

Ca urmare, tensiunea la bornele înfăşurării se va exprima sub forma:

- pentru o înfăşurare consumatoare: $u = Ri + \frac{d\Psi}{dt}$
- pentru o înfăşurare sursă: $u = -(Ri + \frac{d\Psi}{dt})$

- Cuplurile care acţionează asupra rotorului se consideră pozitive dacă acţionează în sensul de rotaţie pozitiv.

<u>Ecuaţiile de funcţionare ale maşinii sincrone reale liniarizate</u>. Pe baza ipotezelor menţionate şi a convenţiilor adoptate se obţine reprezentarea simplificată a maşinii sincrone reale (fig.4.1.1.1).

Ecuaţiile de funcţionare ale acestei maşini rezultă aplicînd:

a) Legea circuitului electric pentru fiecare înfăşurare:

$$\begin{aligned} u_a &= -R_a i_a - \frac{d\Psi_a}{dt}\,; & u_E &= R_E i_E + \frac{d\Psi_E}{dt} \\ u_b &= -R_b i_b - \frac{d\Psi_b}{dt}\,; & u_D &= R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} = 0 \\ u_c &= -R_c i_c - \frac{d\Psi_c}{dt}\,; & u_Q &= R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} = 0 \end{aligned} \tag{4.1.1.1}$$

b) Relaţiile lui Maxwell referitoare la inductivităţi:

$$\begin{aligned} \Psi_a &= L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c + L_{aE}i_E + L_{aD}i_D + L_{aQ}i_Q \\ \Psi_b &= L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c + L_{bE}i_E + L_{bD}i_D + L_{bQ}i_Q \\ \Psi_c &= L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c + L_{cE}i_E + L_{cD}i_D + L_{cQ}i_Q \\ \Psi_E &= L_{Ea}i_a + L_{Eb}i_b + L_{Ec}i_c + L_{EE}i_E + L_{ED}i_D + L_{EQ}i_Q \\ \Psi_D &= L_{Da}i_a + L_{Db}i_b + L_{Dc}i_c + L_{DE}i_E + L_{DD}i_D + L_{DQ}i_Q \\ \Psi_Q &= L_{Qa}i_a + L_{Qb}i_b + L_{Qc}i_c + L_{QE}i_E + L_{QD}i_D + L_{QQ}i_Q \end{aligned} \tag{4.1.1.2}$$

c) Teorema momentului cinetic şi teorema generalizată a forţelor magnetice:

$$C_e + C_m = \frac{J}{p}\frac{d^2\theta}{dt^2} + C_f \tag{4.1.1.3}$$

sau

$$\frac{p}{2\,\frac{d\theta}{dt}}/i/_{ft}\left(\frac{d}{dt}/L/_{ft}\right) + C_m = \frac{Jd^2\theta}{pdt^2} + k_f\frac{d\theta}{dt}$$

<u>Observaţie</u>: Notaţiile matriciale utilizate pentru mărimile caracteristice înfăşurărilor maşinii reale sînt următoarele:

i) Indicii utilizaţi: s - pentru mărimile statorice; r - pentru mărimile rotorice; ss, rr - pentru mărimile proprii statorice, respectiv rotorice; sr, rs - pentru mărimile mutuale stator şi

rotor; f - pentru mărimile exprimate în coordonate de fază ale **maşinii, respectiv** în sistemul de coordonate fix al maşinii reale, **legat** de stator; t - pentru matricile transpuse.

ii) Notaţiile matriceale:

Matricile coloană ale variabilelor:

$$/u/_{sf} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \quad /u/_{rf} = \begin{bmatrix} u_E \\ u_D \\ u_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad /u/_f = \begin{bmatrix} /u/_{sf} \\ \cdot \\ /u/_{rf} \end{bmatrix}$$

$$/i/_{sf} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad /i/_{rf} = \begin{bmatrix} i_E \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}, \quad /i/_f = \begin{bmatrix} /i/_{sf} \\ \\ /i/_{rf} \end{bmatrix}$$

$$/\Psi/_{sf} = \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}, \quad /\Psi/_{rf} = \begin{bmatrix} \Psi_E \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix}, \quad /\Psi/_f = \begin{bmatrix} /\Psi/_{sf} \\ \\ /\Psi/_{rf} \end{bmatrix}$$

Matricile pătrate ale parametrilor:

$$/R/_{ssf} = \begin{bmatrix} R_{aa} & R_{ab} & R_{ac} \\ R_{ba} & R_{bb} & R_{bc} \\ R_{ac} & R_{cb} & R_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} = R/I/$$

$$/R/_{rrf} = \begin{bmatrix} R_{EE} & R_{ED} & R_{EQ} \\ R_{DE} & R_{DD} & R_{DQ} \\ R_{QE} & R_{QD} & R_{QQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_E & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix}$$

$/R/_{rsf} = /R/_{srf} = /0/$ şi deci se poate nota:

$/R/_{ssf} = /R/_{sf}$, $/R/_{rrf} = /R/_{rf}$

$$/R/_f = \left[\begin{array}{c|c} /R/_{sf} & /0/ \\ \hline /0/ & /R/_{rf} \end{array}\right]$$

$$/L/_{ssf} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \qquad /L/_{rsf} = \begin{bmatrix} L_{aE} & L_{aD} & L_{aQ} \\ L_{bE} & L_{bD} & L_{bQ} \\ L_{cE} & L_{cD} & L_{cQ} \end{bmatrix}$$

$$/L/_{rrf} = \begin{bmatrix} L_{EE} & L_{ED} & L_{EQ} \\ L_{DE} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{QE} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \qquad /L/_{rsf} = \begin{bmatrix} L_{Ea} & L_{Eb} & L_{Ec} \\ L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} \\ L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} \end{bmatrix}$$

$$/L/_{f} = \left[\begin{array}{c|c} /L/_{ssf} & /L/_{rsf} \\ \hline /L/_{rsf} & /L/_{rrf} \end{array}\right]$$

$$/\Psi/_{f} = /L/_{f}/i/_{f}$$

Cu această observaţie sistemele (4.1.1.1) şi (4.1.1.2) se pot exprima sub forma:

$$/u/_{sf} = -/R/_{sf}/i/_{sf} - \frac{d}{dt}/\Psi/_{sf}$$
$$/u/_{rf} = /R/_{rf}/i/_{rf} + \frac{d}{dt}/\Psi/_{rf} \qquad (4.1.1.4)$$

unde:

$$/\Psi/_{sf} = /L/_{ssf}/i/_{sf} + /L/_{srf}/i/_{rf}$$
$$/\Psi/_{rf} = /L/_{rsf}/i/_{sf} + /L/_{rrf}/i/_{rf} \qquad (4.1.1.5)$$

4.1.2. Maşina sincronă echivalentă. Transformarea d, q, o.

Inductivităţile sînt în general dependente de unghiul θ, sistemele de ecuaţii fiind astfel neliniare. Neliniaritatea amintită este cauzată de faptul că mărimile au fost exprimate în sistemul de coordonate de fază, care este un sistem de referinţă fix legat de stator; faţă de acest sistem, configuraţia circuitului magnetic se modifică o dată cu modificarea poziţiei rotorului.

Dacă se adoptă un sistem de referinţă legat de rotor, deoarece statorul este simetric, în orice moment, pentru orice poziţie a rotorului, configuraţia circuitului magnetic privit dinspre rotor rămîne neschimbată. In acest caz este necesar să se determine componentele mărimilor statorice faţă de noul sistem mobil de referinţă care se adoptă cu axele suprapuse peste axele "d" şi "q" rotorice. Toate mărimile variabile din maşină urmează să fie descompuse (proiectate) în componente după aceste axe. Deoarece înfăşurările rotorice sînt orientate după noile axe de referinţă, proiecţia mărimilor rotorice este egală chiar cu mărimile însăşi, adică transformarea mărimilor rotorice se efectuează cu o matrice unitară.

Proiecţia mărimilor statorice este funcţie de poziţia momentană a rotorului (fig.4.1.2.1). Astfel, mărimea rezultată în axa "d" (M_d), din partea mărimilor de fază (M_a, M_b, M_c) se obţine sub forma:

$$M_d = K_d\left[M_a \cos\theta + M_b \cos(\theta - 120) + M_c \cos(\theta - 240)\right]$$

iar în axa "q":

$$M_q = K_q\left[M_a \sin\theta + M_b \sin(\theta - 120) + M_c \sin(\theta - 240)\right]$$

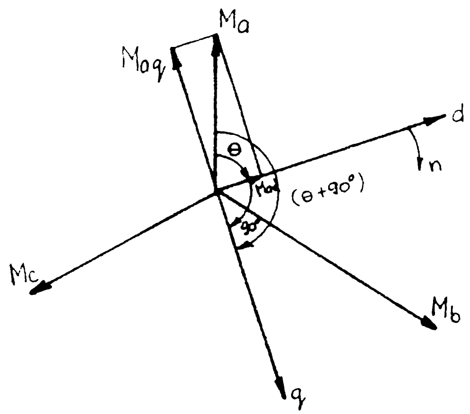


fig.4.1.2.1. Poziţia relativă a sistemelor de referinţă fix şi mobil

In scopul obţinerii unei transformări coerente, este necesar ca în noul sistem de coordonate să se introducă trei variabile, ca şi în vechiul sistem de coordonate. A treia componetă a noului sistem se defineşte analog ca şi componenta omopolară din sistemul de componente simetrice:

$$M_o = K_o\left[M_a + M_b + M_c\right]$$

K_d, K_q şi K_o sînt constante care trebuiesc determinate.

Maşina transformată echivalentă are următoarele caracteristici (fig.4.1.2.2):

- are aceeaşi configuraţie geometrică şi aceleaşi caracteristici mecanice ca şi maşina reală;
- are aceleaşi înfăşurări rotorice ca şi maşina reală;
- are trei înfăşurări statorice fixe, cu axele orientate la fel ca şi axele maşinii reale şi două înfăşurări statorice rotitoare cu axele orientate după axa "d", respectiv "q".

Transformarea se va face astfel încît maşina echivalentă să prezinte: aceeaşi inducţie în întrefier; aceeaşi energie magnetică momentană; aceeaşi putere electrică momentană ca şi maşina reală.

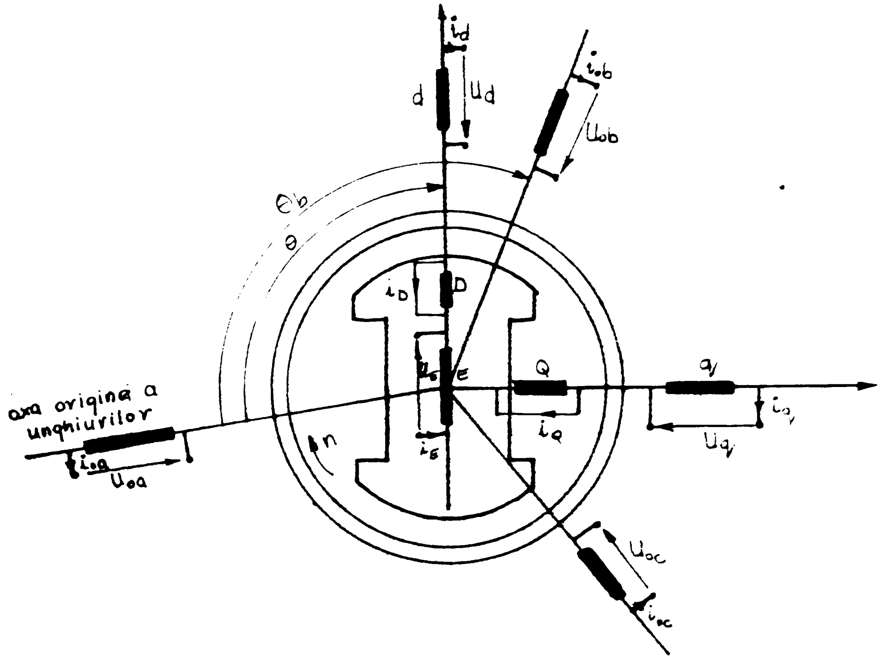


Fig.4.1.2.2. Reprezentarea maşinii sincrone transformată echivalentă.

Determinarea formei matricilor de transformare. În urma transformării, mărimile exprimate în noul sistem de coordonate (notate cu indicele d) se vor determina în funcţie de mărimile din vechiul sistem de coordonate (coordonatele de fază), prin intermediul unor matrici de transformare, în general distincte pentru fiecare tip de variabilă:

$$/u/_d = /T/_u /u/_f ; \quad /i/_d = /T/_i /i/_f ; \quad /\Psi/_d = /T/_\Psi /\Psi/_f ,$$

unde $/u/_d$, $/i/_d$, $/\Psi/_d$ sînt matricile coloană ale variabilelor, exprimate în sistemul de coordonate d, q, o.

Observaţie: Notaţiile matriceale utilizate pentru mărimile caracteristice înfăşurărilor maşinii transformate sînt următoarele:

$$/u/_{sd} = /u/_{sd} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_o \end{bmatrix} ; \quad /u/_{rd} = /u/_{rf}, \quad /u/_d = \begin{bmatrix} /u/_{sd} \\ \\ /u/_{rd} \end{bmatrix}$$

$$/i/_{sd} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} ; \quad /i/_{rd} = /i/_{rf}, \quad /i/_d = \begin{bmatrix} /i/_{sd} \\ \\ /i/_{rd} \end{bmatrix}$$

$$/\Psi/_{sd} = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_o \end{bmatrix} ; \quad /\Psi/_{rd} = /\Psi/_{rf}, \quad /\Psi/_d = \begin{bmatrix} /\Psi/_{sd} \\ \\ /\Psi/_{rd} \end{bmatrix}$$

Pentru a determina cele 3 matrici de transformare $/T/_u$, $/T/_i$ şi $/T/$ se utilizează condiţiile de echivalenţă energetică a celor două maşini.

Din condiţia de egalitate a energiei magnetice şi cea de egalitate a puterilor electrice momentane, rezultă:

$$/T/_u = /T/_\psi = /T/^{-1}_{it}$$

In plus se impune condiţia suplimentară ca matricea de trans formare pentru curenţi să fie egală cu matricea de transformare pentru tensiuni.

$$/T/_i = /T/_u = (/T/_\psi) = /T/$$

Matricea de transformare /T/ se referă la mărimile tuturor înfăşurărilor din maşină şi ea se poate descompune în submatrici de transformare pentru mărimile statorice, respectiv rotorice:

$$/T/ = \begin{bmatrix} /T/_s & /0/ \\ /0/ & /T/_r \end{bmatrix}$$

unde:

$$/T/_s = \begin{bmatrix} K_d & 0 & 0 \\ 0 & K_q & 0 \\ 0 & 0 & K_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 12o) & \cos(\theta - 24o) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 12o) & -\sin(\theta - 24o) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\text{şi } /T/_r = 1 \qquad (4...2.1)$$

Pentru determinarea constantelor K_d, K_q, K_o se impune respectarea relaţiei: $/T/ = /T/^{-1}_t$, ceea ce conduce la:

$$K_d = \sqrt{\frac{2}{3}} ; \quad K_q = \sqrt{\frac{2}{3}} ; \quad K_o = \sqrt{\frac{1}{3}}$$

astfel matricea de transformare pentru mărimile statorice devine:

$$/T/_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 12o) & \cos(\theta - 24o) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 12o) & -\sin(\theta - 24o) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

iar inversa ei:

$$/T/_s^{-1} = /T/_{st} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 12o) & -\sin(\theta - 12o) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 12o) & -\sin(\theta - 24o) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

<u>Ecuaţiile de funcţionare ale maşinii în sistemul de coordonate d, q, o</u>. Dacă se aplică sistemului de ecuaţii (4.1.1.4), (4.1.1.5) şi (4.1.1.3), transformările (4.1.2.1), ţinînd cont de dezvoltările şi notaţiile din /Cri.76/, /Cri.77/Prot.84/Prot.85/ se obţine în final:

$$\begin{cases} u_d = -Ri_d - \frac{d\Psi_d}{dt} + \omega\Psi_q \\ u_q = -Ri_q - \frac{d\Psi_q}{dt} - \omega\Psi_d \\ u_o = -Ri_o - \frac{d\Psi_o}{dt} \\ u_E = R_E i_E + \frac{d\Psi_E}{dt} \\ u_D = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} = o \\ u_Q = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} = o \\ C_m = p(i_d\Psi_q - i_q\Psi_d) + \frac{J}{p}\frac{d\omega}{dt} + k_F\omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \tag{4.1.2.2}$$

unde:

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_{dd}i_d + L_{dE}i_E + L_{dD}i_D \\ \Psi_q &= L_{qq}i_q + L_{qQ}i_Q \\ \Psi_o &= L_{oo}i_o + \\ \Psi_E &= L_{Ed}i_d + L_{EE}i_E + L_{ED}i_D \\ \Psi_D &= L_{Dd}i_d + L_{DE}i_E + L_{DD}i_D \\ \Psi_Q &= L_{QQ}i_q + L_{QQ}i_Q \end{aligned}$$

4.1.3. Reducerea mărimilor din maşina sincronă la nivelul mărimilor statorice

In urma rezolvării sistemului de ecuaţii (4.1.2.2) vor rezulta valorile mărimilor variabile transformate. Din cauză că numărul de spire al diferitelor înfăşurări este mult diferit, valorile reale ale curenţilor, tensiunilor, fluxurilor, parametrilor sînt diferite de la o înfăşurare la alta.

Această situaţie poate sugera ideea că participarea diferitelor înfăşurări la fenomenele din maşină este mult diferită. In realitate, contribuţia înfăşurării este dată de tensiunea magnetomotoare a înfăşurării (iN), care este de ordin de mărime apropiat pentru toate înfăşurările.

Cunoaşterea valorilor reale ale mărimilor este de interes pentru proiectarea circuitelor componente ale maşinii, dar din punct de vedere funcţional interesează efectul rezultant al fiecărei înfăşurări, deci tensiunea sa magnetomotoare. In acest scop se va efectua o reducere a variabilelor şi parametrilor la nivelul aceleiaşi înfăşurări. Deoarece interesează funcţionarea maşinii ca şi componentă a sistemului electro-energetic, la care maşina este conectată prin înfăşurările statorice, reducerea se va efectua astfel încît mărimile statorice se menţin neschimbate, iar mărimile din celelalte înfăşurări se reduc la nivelul acestora.

Reducerea se va efectua în aşa fel încît, pentru o anumită axă de simetrie un curent util de 1 A (real în stator, redus în rotor), în orice înfăşurare să producă acelaşi flux în întrefier indiferent de înfăşurare. Deoarece reactanţa magnetică utilă este mică pentru toate înfăşurările aflate în aceeaşi axă de simetrie, rezultă că toate înfăşurările, reale sau reduse, trebuie să aibă acelaşi număr de spire, egal cu numărul de spire al înfăşurărilor statorice din axa respectivă.

Notaţii: N - numărul de spire al înfăşurării respective

"'" - mărimile reduse

Se vor reduce toate mărimile variabile rotorice, ceea ce este echivalent cu aplicarea unor relaţii de transformarea mărimilor rotorice, de forma:

$$/u/'_{rd} = /T/'_r /u/_{rd} \; ; \quad /i/'_{rd} = \left\{ /T/'_r \right\}^{-1} /i/_{rd} \; ; \quad /\Psi/'_{rd} = /T/'_r /\Psi/_{rd}$$

$$/T/'_r = \begin{bmatrix} \frac{N_d}{N_E} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N_d}{N_D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_q}{N_Q} \end{bmatrix} \quad \text{respectiv:} \quad \left\{/T/'_r\right\}^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{N_E}{N_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{N_D}{N_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{N_Q}{N_q} \end{bmatrix}$$

Pentru parametrii reduşi rezultă relaţiile:

$$/R/'_{sd} = /R/_{sd} \quad \text{şi} \quad /R/'_{rd} = /T/'_r /R/_{rd} /T/'_r$$

$$/i/'_{srd} = /i/_{srd} /T/'_r; \quad /i/'_{rsd} = /T/'_r /i/_{rsd}; \quad /i/'_{rrd} = /T/'_r /i/_{rrd} /T/'_r$$

Observaţii: - Se notează cu σ indicii pentru inductivităţile de dispersie şi cu h indicii pentru inductivitatea utilă corespunzătoare fluxului util.

- Se vor nota în continuare cu R_m reductanţele circuitelor magnetice, cu indicii corespunzători.

- Se presupune că fiecare înfăşurare este înlănţuită de un flux de dispersie propriu şi de un flux util, comun pentru toate înfăşurările din axa respectivă.

In acest caz, reluctanţele magnetice utile proprii şi cele mutuale, după o anumită axă, sînt egale.

$$R_{mddh} = R_{mEEh} = R_{mDDh} = R_{mEd} = R_{mED} = R_{mdD}$$

4.1.4. Trecerea la sistemul de ecuaţii în unităţi relative

Pentru a se exprima ecuaţiile în unităţi relative se aleg mărimile de bază identice pentru rotor şi stator şi egale cu mărimile nominale statorice. Această alegere corespunde practicii abordate pentru problemele de sistem electroenergetic; de asemenea ea este raţională pentru cazul cînd ecuaţiile sînt exprimate cu mărimile reduse la stator.

Mărimile de bază ce se aleg sînt:

- pentru tensiune: $U_b = U_n$ (tensiunea nominală între faze a generatorului în /V/);
- pentru puteri: $S_b = S_n = \sqrt{3}\, U_n I_n$ (puterea nominală a generatorului /V.A/);
- pentru timp: $t_b = \frac{1}{\omega_n}$ (inversul pulsaţiei sincrone, în /s/rad/
- pentru unghiuri: $\theta_b = 1$ (în /radiani/)

Cunoscîndu-se mărimile de bază independente, rezultă mărimile de bază derivate:

- pentru curenţi: $I_b = \frac{S_b}{\sqrt{3}.U_b} = \frac{S_n}{\sqrt{3}.U_n}$; /A/

- pentru impedanţe: $Z_b = \frac{U_{bf}}{I_b} = \frac{U_b^2}{S_b}$; /Ω/

- pentru viteza unghiulară: $\omega_b = \omega_n$; /rad/s/

- pentru inductivităţi: $L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} = \frac{U_b^2}{\omega_b S_b}$; /H/

- pentru fluxuri: $\Psi_b = L_b.I_b = \frac{U_b}{\sqrt{3}\omega_n}$; /V.s/

- pentru cupluri: $C_b = \frac{S_b}{\sqrt{3}\omega_b}.p$; /N.m/

<u>Matricile totale de transformare</u>. Din consideraţiile precedente rezultă că transformarea maşinii reale idealizate într-o maşină echivalentă presupune parcurgerea următoarelor etape:

- se transformă mărimile statorice de la mărimile de fază la mărimi componente d, q, o aplicîndu-se matricea de transformare $/T/_s$.
- se reduc mărimile rotorice la nivelul mărimilor statorice, aplicîndu-li-se matricea $/T/'_r$.
- se raportează toate mărimile la cele de bază corespunzătoare, obţinînd mărimile exprimate în unităţi relative.

Cele trei etape se pot introduce în matrici totale de transformare, pentru toate mărimile, astfel încît între maşina reală şi maşina echivalentă trasformată, redusă şi cu mărimile exprimate în unităţi relative, au loc relaţiile:

$$/u/'_{dr} = /T/'_{ru}./u/_f;\quad /i/'_{dr} = /T/'_{ri}./i/_f;\quad /\Psi/'_{dr} = /T/'_r./\Psi/_f\ ; \tag{4.1.4.1}$$

unde matricile de transformare sînt de forma:

$$/T/'_{ru} = \frac{\sqrt{3}}{U_n}\begin{bmatrix} /T/_s & /0/ \\ /0/ & /T/'_r \end{bmatrix};\quad /T/'_{ri} = \frac{\sqrt{3}U_n}{S_n}\begin{bmatrix} /T/_s & /0/ \\ /0/ & /T/'^{-1}_r \end{bmatrix} \tag{4.1.4.2}$$

$$/T/'_{r\Psi} = \frac{\sqrt{3}\omega_n}{U_n}\begin{bmatrix} /T/_s & /0/ \\ /0/ & /T/'_r \end{bmatrix}$$

iar relaţiile de transformare pentru parametrii rezultă:

$$/Z/'_{rr} = /T/'_{ru}/Z/_f/T/'^{-1}_{ri} =$$

$$= \frac{S_n}{U_n^2}\begin{bmatrix} /T/_s & /0/ \\ /0/ & /T/'_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} /Z/_{ss} & /Z/_{sr} \\ /Z/_{rs} & /Z/_{rr} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} /T/_s^{-1} & /0/ \\ /0/ & /T/'_r \end{bmatrix} \qquad (4.1.4.3)$$

<u>Ecuaţiile maşinii sincrone liniarizate, transformată şi redusă la stator, cu mărimile exprimate în unităţi relative.</u>

Prin aplicarea mărimilor de fază a transformărilor date de relaţiile (4.1.4.1), (4.1.4.2) şi (4.1.4.3), se obţine următorul sistem de ecuaţii care descrie complect funcţionarea maşinii sincrone liniare în orice regim (fără a se mai preciza indicele "prim" pentru mărimile reduse şi r pentru unităţile relative):

$$\begin{cases} u_d = -Ri_d - \dfrac{d\Psi_d}{dt} + \Psi_q\omega \\ u_q = -Ri_q - \dfrac{d\Psi_q}{dt} + \Psi_d\omega \\ u_o = -Ri_o - \dfrac{d\Psi_o}{dt} \\ u_E = R_E i_E + \dfrac{d\Psi_E}{dt} \\ u_D = R_D i_D + \dfrac{d\Psi_D}{dt} = 0 \\ u_Q = R_Q i_Q + \dfrac{d\Psi_Q}{dt} = 0 \\ C_m + (i_q\Psi_d - i_d\Psi_q) = T_m\dfrac{d\omega}{dt} + K_f\omega \\ \omega = \dfrac{d\theta}{dt} \end{cases} \qquad (4.1.4.4a)$$

$$\begin{cases} \Psi_d = L_{dd\sigma}\, i_d + L_{ddh}(i_d + i_E + i_D) \\ \Psi_E = L_{EE\sigma}\, i_E + L_{ddh}(i_d + i_E + i_D) \\ \Psi_q = L_{qq\sigma}\, i_q + L_{qqh}(i_q + i_Q) \\ \Psi_o = L_{oo} i_o \\ \Psi_D = L_{DD\sigma}\, i_D + L_{ddh}(i_d + i_E + i_D) \\ \Psi_Q = L_{QQ\sigma}\, i_Q + L_{qqh}(i_q + i_Q) \end{cases} \qquad (4.1.4.4b)$$

cu:

$T_m = \dfrac{J}{p}\dfrac{\omega_n^2}{S_n}$ - constanta de timp mecanică în u.r.

4.1.5. Modelul matematic complet al HG

Din analiza sistemului de ecuaţii (4.1.4.4) se constată că el conţine patru categorii de mărimi, după cum urmează:

a) parametrii electrici, magnetici şi mecanici ai maşinii presupuşi cunoscuţi: R_d, R_q, R_o, R_E, R_D, R_Q, L_{dd}, L_{dE}, L_{dD}, L_{qq}, L_{qQ}, L_{oo}, L_{DE}, L_{DD}, L_{QQ}, J, p;

b) variabila independentă, în funcţie de care se exprimă celelalte variabile: t;

c) variabile de intrare: u_d, u_q, u_o, C_m, u_E;

d) variabile de stare: Ψ_d, Ψ_q, Ψ_o, Ψ_E, Ψ_D, Ψ_Q, ω, θ;

e) variabila de ieşire: i_d, i_q, i_o, i_E, i_D, i_Q.

S-a ajuns astfel, pentru HG, la un sistem multivariabil de ordinul 8, cu 5 mărimi de intrare şi 6 mărimi de ieşire.

Observaţie: Se menţionează că în cazul general unii parametrii (categoria a) de mărimi) nu sînt constanţi pentru orice regim şi în acest caz ei trebuie exprimaţi în funcţie de mărimile din categoriile d) şi e) (se ţine seama de fenomenele neliniare - saturaţia).

De asemenea mărimile din categoria c) depind de mărimile din categoriile d) şi e) şi anume după reguli care depind de natura legăturilor maşinii sincrone cu exteriorul (legătura cu reţeaua pentru u_d, u_q, u_o; legătura cu sistemul de excitaţie şi reglare a tensiunii pentru u_e; legătura cu sistemul de reglare a turaţiei şi instalaţia primară pentru C_m).

Sistemul de ecuaţii (4.1.4.4a) poate fi scris sub următoarea formă:

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi_d}{dt} = -u_d - Ri_d + \Psi_q\omega \\ \dfrac{d\Psi_q}{dt} = -u_q - Ri_q - \Psi_d\omega \\ \dfrac{d\Psi_o}{dt} = -u_o - Ri_o \\ \dfrac{d\Psi_E}{dt} = -u_E - R_E i_E \\ \dfrac{d\Psi_D}{dt} = -R_D i_D \\ \dfrac{d\Psi_Q}{dt} = -R_Q i_Q \\ \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{1}{T_m}(C_m - K_f\omega - C_e) \\ \dfrac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \tag{4.1.5.1}$$

Notînd:

$$/L/ = \begin{bmatrix} L_{dd\sigma}+L_{ddh} & L_{ddh} & L_{ddh} & 0 & 0 & 0 \\ L_{ddh} & L_{EE\sigma}+L_{ddh} & L_{ddh} & 0 & 0 & 0 \\ L_{ddh} & L_{ddh} & L_{DD\sigma}+L_{ddh} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{qq\sigma}+L_{qqh} & L_{qqh} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{qqh} & L_{QQ\sigma}+L_{qqh} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{oo} \end{bmatrix}$$

sistemul (4.1.4.4b) poate fi scris matriceal

$$/i/ = /L/^{-1}/\Psi/ \quad \text{sau} \quad /i/ = /V//\Psi/ \tag{4.1.5.2}$$

unde: $/V/ = /L/^{-1}$

Relaţiile (4.1.5.1), (4.1.5.2) reprezintă MM-ISI al HG. Ecuaţiile de stare pot fi scrise sub forma:

$$\begin{cases} \dfrac{d\Psi_d}{dt} = -u_d - R\sum\limits_{j=1}^{6} V_{dj}\Psi_j + \omega\Psi_q \\ \dfrac{d\Psi_D}{dt} = -R_D\sum\limits_{j=1}^{6} V_{Dj}\Psi_j \\ \dfrac{d\Psi_E}{dt} = u_E - R_E\sum\limits_{j=1}^{6} V_{Ej}\Psi_j \\ \dfrac{d\Psi_q}{dt} = -u_q - R\sum\limits_{j=1}^{6} V_{qj}\Psi_j - \omega\Psi_d \\ \dfrac{d\Psi_Q}{dt} = -R_Q\sum\limits_{j=1}^{6} V_{Qj}\Psi_j \\ \dfrac{d\Psi_o}{dt} = -u_o - \dfrac{R}{L_{oo}}\Psi_o \\ \dfrac{d\omega}{dt} = \dfrac{1}{T_m}(C_m - \sum\limits_{j=1}^{6} V_{dj}\Psi_j\Psi_q + \sum\limits_{j=1}^{6} V_{qj}\Psi_j\Psi_d - K_f\omega) \\ \dfrac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \tag{4.1.5.3}$$

Schema bloc corespunzătoare este reprezentată în fig.4.1.5.1.

Ecuaţiile (4.1.5.1) sau (4.1.5.3) şi respectiv (4.1.5.2) reprezintă MM complet (MMC) pentru HG, care respectă cel mai fidel fenomenele ce au loc în maşina sincronă (în lipsa considerării saturaţiei).

Avîndu-se în vedere că se preconizează o conducere adaptivă în timp real a HG se impune reducerea pe cît posibil a timpilor de calcul şi necesarului de memorie.

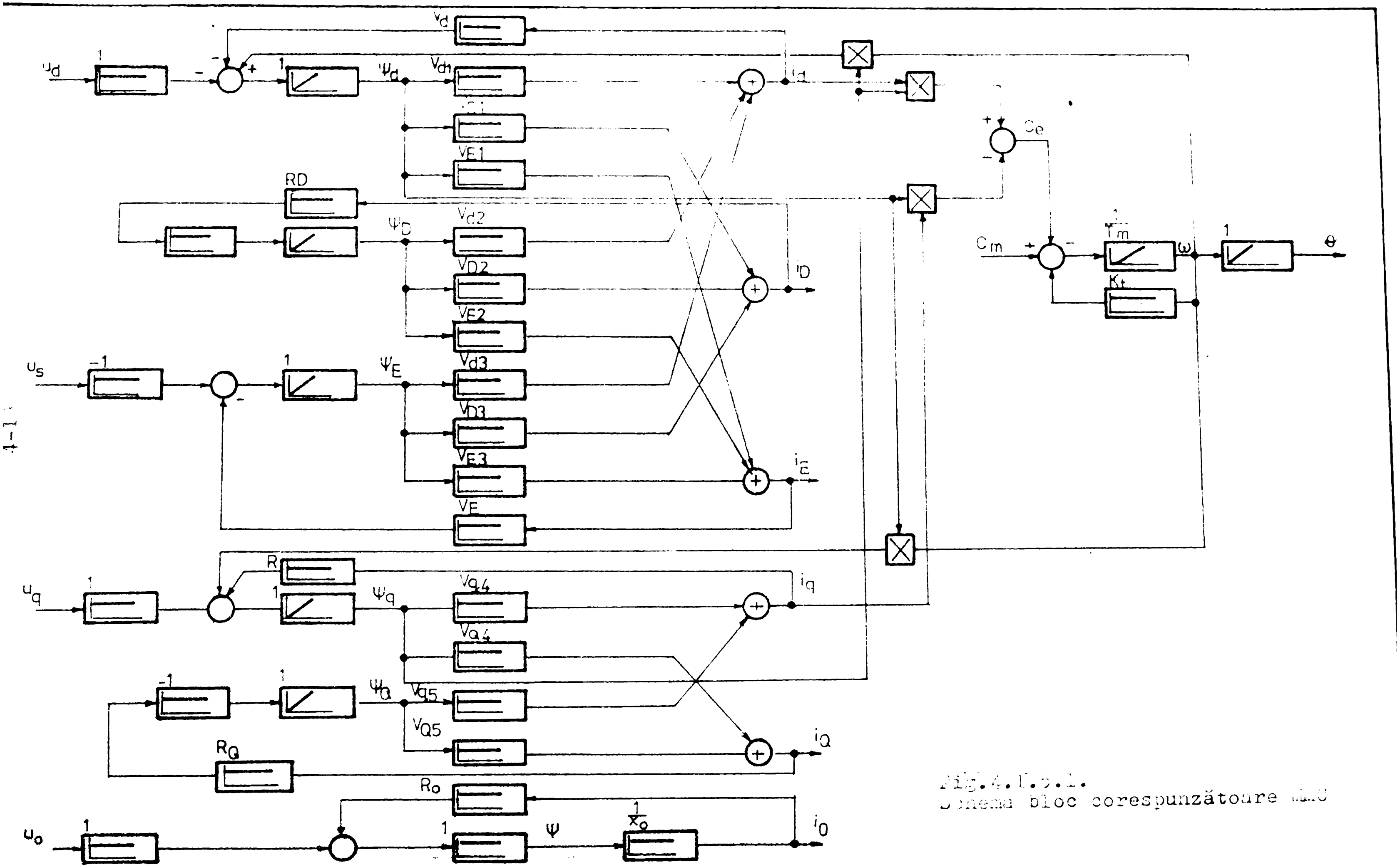


Fig.4.1.5.1.
Schema bloc corespunzătoare [illegible]

Apare astfel necesitatea determinării unor MM simplificate de ordin redus, derivate din MMC, care să realizeze un bun compromis între precizie şi viteza de calcul.

In această lucrare s-au definit 3 categorii de MM reduse obţinute prin 3 etape succesive de simplificări în MMC.

4.1.6. Modele matematice simplificate, de ordin redus ale HG

Studiul comportării HG în regim tranzitoriu se face utilizînd ecuaţiile sale de funcţionare (4.1.5.1), (4.1.5.2), (4.1.5.3). Se obişnuişte utilizarea calculului operaţional, care conduce la obţinerea unui sistem de ecuaţii algebrice mai simplu de soluţionat. Acest lucru se face în ipoteza considerării vitezei unghiulare $\omega = ct = \omega_N$ ceea ce nu deformează prea mult realitatea ştiind că în majoritatea proceselor tranzitorii variaţia ei nu depăşeşte cîteva procente. Condiţia $\omega = ct$ nu se poate aplica însă ecuaţiei de mişcare a rotorului deoarece la variaţia fluxurilor şi curenţilor, cuplul electromagnetic nu mai echilibrează cuplul mecanic de la arbore. Acest fapt nu deranjează prea mult, deoarece ecuaţia de mişcare serveşte doar la stabilirea poziţiei rotorului prin determinarea unghiului Θ care nu intervine explicit în celelalte ecuaţii.

Regimul se consideră simetric, ceea ce conduce la anularea componentelor homopolare şi prin urmare ecuaţiile corespunzătoare acestor componente se vor neglija în continuare.

Astfel ecuaţiile (4.1.5.1) şi (4.1.5.2) transpuse în domeniul complex devin:

$$\begin{cases} U_d = -R.I_d - s\,\Psi_d + \omega_N\cdot\Psi_q \\ U_q = -R.I_q - s\,\Psi_q - \omega_N\cdot\Psi_d \\ U_E = -R_E.I_E + s\,\Psi_E \\ o = -R_D.I_D - s\,\Psi_D \\ o = -R_Q.I_Q - s\,\Psi_Q \end{cases} \tag{4.1.6.1}$$

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d I_d + L_{dh}(I_E + I_D) \\ \Psi_q = L_q I_q + L_{qh} I_Q \\ \Psi_E = L_{dh}(I_d + I_D) + L_E I_E \\ \Psi_D = L_{dh}(I_d + I_E) + L_D I_D \\ \Psi_Q = L_{qh} I_q + L_Q I_Q \end{cases}$$

Observații: i) Imaginile variabilelor în operațional s-au notat cu majuscule.

ii) Mărimile sînt exprimate în unități relative.

iii) Condițiile inițiale s-au considerat nule, fapt ce se justifică prin aceea că termenii din ecuațiile diferențiale corespunzători condițiilor inițiale, determină soluția permanentă (de regim staționar) a sistemului, ei neinfluențînd comportarea de regim tranzitoriu.

Rezolvarea acestor ecuații se face prin eliminarea curenților rotorici I_E, I_D, I_Q (ultimii doi nefiind accesibili măsurătorilor directe) introducînd următorii parametrii operaționali ai mașinii sincrone: $L_d(s)$ - inductivitatea operațională longitudinală; $L_q(s)$ - inductivitatea operațională transversală; G_E - conductanța operațională, precum și constantele de timp T_E, T_D, T_Q, coeficienții de dispersie σ_{dE}, σ_{dD}, σ_{ED}, μ_E, μ_D, σ_{qQ} și inductivitatea supratranzitorie L_d (parametrii definiți în /Prot.84/.

Analiza fenomenelor din mașina sincronă conduce la definirea următoarelor constante de timp și inductivități cuprinse în TABELUL 4.1.6.1.

TABELUL 4.1.6.1.

Mărime	axa	Notație	Regimul cu Statorul	Regimul cu Excitația	Regimul cu Amortizorul	Formule, definiții
Constante timp tranzitorii	d	T'_{do}	gol	scurt	gol	$T'_{do}=T_E$
		T'_d	scurt	scurt	gol	$T'_d=\sigma_{dE}T_E$
		T'_D	scurt	gol	scurt	$T'_D=\sigma_{dD}T_D$
Constante timp supra/sub tranzitorii	d	T''_{do}	gol	scurt	scurt	$T''_{do}=\sigma_{ED}T_D$
		T''_d	scurt	scurt	scurt	$T''_d=\left[1-\frac{\mu_E^2(1-\sigma_{dD})}{\sigma_{dE}\,\sigma_{DE}}\right]T''_{do}$
	q	T''_{qo}	gol	-	scurt	$T''_{qo}=T_Q$
		T''_q	scurt	-	scurt	$T''_q=\sigma_{qQ}T_Q$
Inductivitatea tranzitorie	d	L'_d	scurt	scurt	gol	$L'_d=\sigma_{dE}L_d$
Inductivitate supratranzitorie	d	L''_d	scurt	scurt	scurt	$L''_d=\left[1-\frac{\mu_E^2(1-\sigma_{dD})}{\sigma_{dE}\,\sigma_{ED}}\right]L''_d$
	q	L''_q	scurt	-	scurt	$L''_q=\sigma_{qQ}L_q$

Exprimînd parametrii operaţionali funcţie de mărimile definite anterior şi descompunînd în factori se poate scrie:

$$L_d(s) = L_d \frac{1 + (T'_d + T'_D)s + T'_d T''_d s^2}{1 + (T'_{do} + T_D)s + T'_{do} T''_{do} s^2} = L_d \frac{(1 + \beta_1 s)(1 + \beta_2 s)}{(1 + \alpha_1 s)(1 + \alpha_2 s)} =$$

$$= L''_d + \frac{A}{1 + \alpha_1 s} + \frac{B}{1 + \alpha_2 s} \qquad (4.1.6.2)$$

$$L_q(s) = L_q \frac{1 + T''_q s}{1 + T''_{qo} s} = L''_q + \frac{C}{1 + T''_{qo} s}$$

$$G_E(s) = \frac{L_{dh}}{R_E} \frac{1 + \mu_D T_D s}{1 + (T'_{do} + T_D)s + T'_{do} T''_{do} s^2} = \frac{G_1}{1 + \alpha_1 s} + \frac{G_2}{1 + \alpha_2 s}$$

Coeficienţii introduşi rezultă prin identificare, obţinîndu-se în final:

$$A = \frac{(\alpha_1 L_d + \alpha_2 L''_d) - L_d(\beta_1 + \beta_2)}{\alpha_1 - \alpha_2} \; ; \; B = \frac{L_d(\beta_1 + \beta_2) - (\alpha_2 L_d + \alpha_1 L_d)}{\alpha_1 - \alpha_2};$$

$$C = L_q - L''_q \; ; \qquad (4.1.6.3)$$

$$G_1 = \frac{L_{dh}}{R_E} \frac{\alpha_1 - \mu_D T_D}{\alpha_1 - \alpha_2}; \qquad G_2 = \frac{L_{dh}}{R_E} \frac{\mu_D T_D - \alpha_2}{\alpha_1 - \alpha_2}$$

Se introduc următoarele notaţii cu semnificaţia fizică de tensiuni electromotoare:

$$E''_q = -(\Psi_d - L''_d I_d)\omega_N$$
$$E''_d = (\Psi_q - L''_q I_q)\omega_N \qquad (4.1.6.4)$$
$$E'_q = - \frac{\omega}{1 + \alpha_1 s}(A I_d + G_1 U_E)$$

Totuşi datorită faptului că nu se reduce ordinul de mărime al sistemului de ecuaţii, MM rezultat prezintă doar un interes metodologic, avantajul lui principal constînd din considerentul că permite obţinerea simplă a altor MM de ordin redus. De asemenea parametrii care intervin sînt cei care se determină în mod curent în practică.

Principalele ipoteze simplificatoare care conduc la determinarea MM de ordin redus sînt următoarele:

a) Intr-o primă etapă se neglijează componenta continuă din curenţii statorici care se opun modificărilor instantanee a fluxului. Analitic aceasta revine la a considera derivatele înlănţuirilor pe cele două axe ca fiind nule:

$$s\Psi_d = s\Psi_q = 0 \qquad (4.1.6.5)$$

Ipoteza este pe deplin justificată atunci cînd perturbaţia din sistem nu se produce în circuitul statoric.

Cu aceste considerente se ajunge în final, după substituţii succesive /Prot.84/Pro.85/ la un prim model simplificat al HG, MMR1, care după revenirea în domeniul timp are următoarea formă:

$$\frac{d}{dt}e'_q = -\frac{1}{\alpha_1}e'_q - \frac{A}{\alpha_1}\omega_N K_2 e''_q - \frac{A}{\alpha_1}\omega_N K_1 e''_d + \frac{A}{\alpha_1}\omega_N K_1 u_d + \frac{A}{\alpha_1}\omega_N K_2 u_q - \frac{G_1\omega_N}{\alpha_1}u_E$$

$$\frac{d}{dt}e''_q = K_6 e'_q - (K_2K_4 + \frac{1}{\alpha_2})e''_q - K_1K_4e''_d + K_1K_4u_d + K_2K_4u_q - K_5u_E$$

$$\frac{d}{dt}e''_d = \frac{L_qL''_q}{T''_{qo}}\omega_N K_1 e'_q - (\omega_N K_3\frac{L_q-L''_q}{T''_{qo}} + \frac{1}{T''_{qo}})e''_d + K_3\omega_N\frac{L_q-L''_q}{T''_{qo}}u_d - K_1\omega_N\frac{L_q-L''_q}{T''_{qo}}u_q$$

$$T_n\frac{d\omega_r}{dt} = C_m - C_e - K_f(\omega_r+1) \qquad (4.1.6.6)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

$$C_e = \frac{1}{\omega_N}(E''_d i_d + E''_q i_q) - (L''_d - L''_q)i_d i_q$$

$$i_d = -K_1u_d - K_2u_q + K_1e''_d + K_2e''_q$$

$$i_q = K_3u_d - K_1u_q - K_3e''_d + K_1e''_q$$

în care: $K_1 = \frac{R}{\Delta}$; $K_2 = \frac{\omega_N L''_q}{\Delta}$; $K_3 = \frac{\omega_N L''_d}{\Delta}$; $K_4 = (\frac{A}{\alpha_1} + \frac{B}{\alpha_2})\omega_N$;

$$K_5 = (\frac{G_1}{\alpha_1} + \frac{G_2}{\alpha_2})\omega_N \; ; \; K_6 = \frac{1}{\alpha_2} - \frac{1}{\alpha_1}; \quad \Delta = R^2 + \omega_N^2 L''_d L''_q$$

Observaţie: In ecuaţiile de mai sus s-a introdus pulsaţia relativă care se defineşte cu relaţia $\omega_r = \omega - \omega_N$. Corespunzător unghiul rotorului faţă de axa de referinţă statorică fixă va fi: $\theta = \theta_r + \omega_N t$, unde θ_r reprezintă unghiul dintre axa polilor rotorului şi axa sincronă care se roteşte cu viteza unghiulară ω_N.

In calculul coeficienţilor din (4.1.6.6) se consideră în plus cîteva aproximări şi anume:

• $T'_d + T'_D \simeq T'_d + T''_d$, dar avînd în vedere că $T'_D \simeq T''_d \ll T'_d$ rezultă că: $\beta_1 = T'_d$, $\beta_2 = T''_d$;

• $T'_{do} + T'_D \simeq T'_{do} + T''_{do}$ şi avînd în vedere că $T_D \simeq T''_{do} \ll T'_{do}$ rezultă că: $\alpha_1 = T'_{do}$, $\alpha_2 = T''_{do}$;

• Se aproximează: $A \simeq L_d - L'_d$; $B \simeq L'_d - L''_d$;

• Se consideră de asemenea că $\alpha_2 \simeq \mu_D T_D$, deci $G_1 = L_{dh}/R_E$ şi $G_2 = 0$.

In general erorile care se fac sînt în jur de 5% cu excepţia lui B unde erorile pot creşte pînă la 10-15%.

Ca exemplu se prezintă valori ale acestor coeficienţi, calculate pentru un HG orizontal de tip HOS 285/43-P (S_n = 6800 KVA, U_n = 6300 V, cos φ_n = 0,8, n_n = 750 rot/min, f_n = 50 Hz) cu care este echipată CHE-Grebla, valori utilizate în continuare în simulările efectuate:

$R = 0{,}0063$, $R_E = 0{,}00139$, $R_D = 0{,}019$, $R_Q = 0{,}00223$;

$L_a = 1{,}567$, $L_E = 1{,}5205$, $L_D = 1{,}553$, $L_q = 0{,}755$, $L_Q = 0{,}7015$;

$L_{dh} = 1{,}395$, $L_{qh} = 0{,}583$, $L_q = 0{,}28714$, $L_d = 0{,}2386$, $L''_q = 0{,}27048$;

$\sigma_{dE} = 0{,}1832$, $\sigma_{dD} = 0{,}2003$, $\sigma_{DE} = 0{,}1759$, $\mu_E = 0{,}08254$,
$\mu_D = 0{,}1017$, $\sigma_{qQ} = 0{,}3583$;

$T_E = 3{,}482$, $T_D = 0{,}2601$, $T'_D = 0{,}0521$, $\mu_D T_D = 0{,}265$;

$\alpha_1 = 3{,}699$, $\alpha_2 = 0{,}043$, $\beta_1 = 0{,}653$, $\beta_2 = 0{,}037$, $A = 1{,}292$,
$B = 0{,}036$, $G_1 = 359{,}3$, $G_2 = -1{,}6$;

$T''_{qo} = 0{,}1$, $T''_q = 0{,}359$, $T'_{do} = 3{,}482$, $T''_{do} = 0{,}048$, $T'_d = 0{,}638$,
$T''_d = 0{,}038$, $L_d - L'_d = 1{,}28$, $L'_d - L''_d = 0{,}048$,

$L_{dh}/R_E = 357{,}7$, $G_2 = 0$.

b) Neglijînd influenţa înfăşurărilor de amortizare şi considerînd rezistenţa statorică 0 rezultă un al 2-lea MM simplificat, MMR2 de următoarea formă:

$$\begin{aligned}
&\frac{d}{dt} e'_q = -\frac{1}{T'_{do}} e'_q - \frac{\omega_N(L_d-L'_d)}{T'_{do}} i_d - \frac{\omega_N L_{dh}}{T'_{do} R_E} u_E \\
&T_m \frac{d}{dt}\omega_r = C_m - C_e - K_f(1+\omega_r) \\
&\frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \\
&C_e = \frac{1}{\omega_N} e'_q i_q - (L_q - L'_d) i_d i_q \\
&i_d = (e'_q - u_q)/\omega_N L'_d \\
&i_q = u_d/\omega_N L_q
\end{aligned} \qquad (4.1.6.7)$$

Seminficaţia fizică a mărimii e'_q devine acum clară - este t.e.m. pe axa q în spatele reactanţei tranzitorii.

c) O a treia şi ultimă treaptă de simplificare luată în considerare, constă în neglijarea fenomenelor tranzitorii corespunzătoare înfăşurării de excitaţie. Se obţine astfel un MM simplificat la maxim, MMR3 şi care constă dintr-o t.e.m. constantă în spatele reactanţei sincrone:

$$
\begin{aligned}
& T_m \frac{d}{dt}\omega_r = C_m - C_e - K_f(1+\omega_r) \\
& \frac{d}{dt}\theta_r = \omega_r \\
& C_e = e_q i_q/\omega_N + (L_q-L_d)i_d i_q \qquad (4.1.6.8) \\
& i_d = (e_q-u_q)/\omega_N L_d \\
& i_q = u_d/\omega_N L_q \\
& e_q = -\omega_N L_{dh} u_E/R_E
\end{aligned}
$$

In acest caz HG este echivalent cu schema din fig.4.1.6.1.

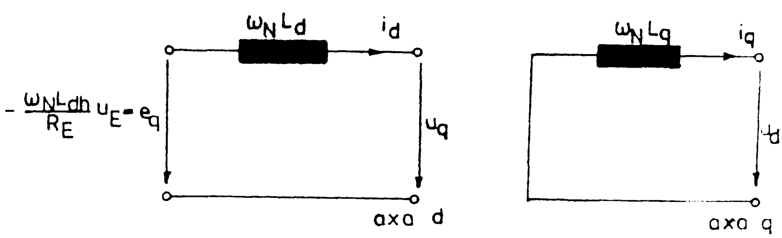


Fig.4.1.6.1. Schema echivalentă pentru MMR3

4.1.7. Considerarea saturaţiei în MM al HG

Pentru simularea cît mai corectă a fenomenelor din HG, trebuie considerată şi influenţa saturaţiei miezului magnetic, care pînă în prezent a fost neglijată.

Considerarea saturaţiei în MMC conduce la obţinerea celui mai complex MM, MMCS, capabil să descrie comportarea HG în orice regim.

Influenţa saturaţiei miezului magnetic asupra funcţionării HG este importantă şi se manifestă prin următoarele efecte:

- legătura dintre flux şi solenaţie devine neliniară

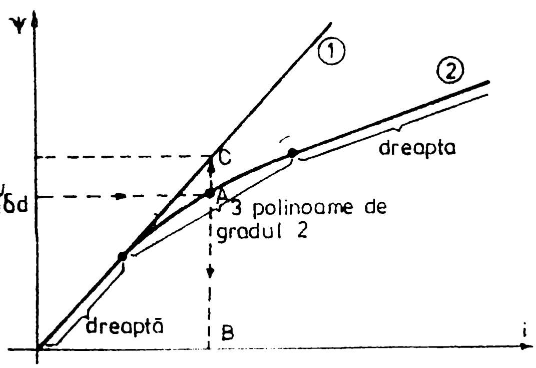
- inductivităţile maşinii depind de gradul de saturare al ei. Pentru introducerea în calcule a saturaţiei HG se consideră următoarele ipoteze:

- se acceptă că inductivităţile de dispersie ale maşinii, corespunzătoare fluxurilor de dispersie, la care majoritatea porţiunilor de spaţiu străbătute este formată din aer, nu sînt afectate de saturaţie, singurele inductivităţi care se saturează fiind cele mutuale.

- ca urmare a construcţiei HG se apreciază că saturaţia se manifestă doar pe axa "d" a maşinii, prezenţa interfierului mare pe axa q ca şi valoarea relativ redusă a solenaţiilor pe această axă nu determină saturaţia circuitelor magnetice corespunzătoare.

- caracteristica de magnetizare pentru axa d urmăreşte caracteristica de mers în gol a HG.

Curba de mers în gol se reprezintă prin funcţii segmentar polinomiale de gradul II, în porţiunea neliniară, iar în rest prin două segmente de dreaptă (fig.4.1.7.1). In acest fel se îmbină o precizie relativ bună cu simplitatea calculelor.



1. caracteristica întrefierului (în absenţa saturaţiei)
2. caracteristica de magnetizare

Fig.4.1.7.1. Reprezentarea numerică a curbei de magnetizare

Determinarea coeficienţilor polinoamelor se face astfel încît abaterea la curba reală de mers în gol să fie minimă. Simplificările introduse se apreciază că introduc erori cuprinse între 5-1o% .

<u>Algoritmul</u> prin care se consideră saturaţia în calcule cuprinde următoarele etape:

- se determină înlănţuirea magnetică în întrefier pe axa d:

$$\Psi_{\delta d} = \Psi_d - L_{d\delta} i_d$$

- se determină pe caracteristica de mers în gol punctele A, B, C în maniera reprezentată în fig.4.1.7.1.

- se calculează coeficientul de saturaţie $k_{sat} = AB/BC$

- valoarea saturată a inductivităţii mutuale pe axa d se determină din: $L_{dh\ sat} = k_{sat} L_{dh\ nesat}$

De menţionat că acest mod de a include saturaţia este aplicabil numai cînd se integrează numeric sistemul de ecuaţii al MM HG. In acest caz timpul se discretizează în intervale egale şi pentru un interval se consideră că saturaţia este constantă.

4.2. Simularea regimurilor tranzitorii ale HG

Modelele matematice (complete şi simplificate) deduse în paragrafele anterioare sînt capabile să simuleze regimurile tranzitorii specifice ale HG. In acest sens trebuie parcurse următoarele etape:

1. Stabilirea regimului staţionar normal anterior regimului tranzitoriu;

2. Determinarea mărimilor de intrare, stare şi ieşire la timpul $t=0_+$, ca urmare a apariţiei unei perturbaţii care se consideră de tip treaptă. Mărimile de intrare u_i şi de stare x_i la momentul $t=0_+$ se calculează cu relaţiile:

$$x_i(0_+) = p_i x_i(0_-) \ ; \qquad u_i(0_+) = p_k u_k(0_-) \qquad (4.2.1)$$

în care p_i şi p_k reprezintă valoarea treptei la 0_+ faţă de valoarea la 0_- (dacă $p_i=p_k=1$, mărimile x_i, u_k nu suferă modificări).

S-a luat în considerare posibilitatea analizării următoarelor regimuri tranzitorii, care apar frecvent în funcţionarea HG:

- încărcarea (descărcarea) sarcinii active - care se realizează prin modificarea corespunzătoare a C_m;
- încărcarea (descărcarea) sarcinii reactive - pentru care există două posibilităţi: modificarea tensiunii de excitaţie şi respectiv a tensiunii de la borne;
- scurtcircuitul trifazat simetric prin anularea tensiunii de la borne;
- testarea stabilităţii statice prin modificarea unghiului de sarcină θ sau a vitezei unghiulare ω.

3. Integrarea numerică a sistemului de ecuaţii diferenţiale. In acest sens s-a folosit o metodă Runge-Kutta-Gill de ordinul IV combinată cu un algoritm iterativ de stabilire a coeficientului de saturaţie (pentru cazul MMCS).

Programul de calcul realizat (REGTR HG) permite calculul regimului tranzitoriu al HG, ca urmare a perturbaţiilor aplicate la momentul t=0, HG considerîndu-se legat la un sistem de putere infinită, nefiind luată în considerare acţiunea sistemelor de reglare automată (a tensiunii şi turaţiei). La momentul t=0 se poate considera orice regim de funcţionare.

4.3. Analiza comparativă a rezultatelor obţinute prin simularea unor regimuri caracteristice de funcţionare ale HG. Validarea MM propuse.

4.3.1. Descrierea regimurilor analizate. Rezultatele simulărilor

Pentru a se putea compara MMCS, MMC, MMRI, MMR2 şi MMR3 şi analiza care dintre ele este mai adecvat pentru a fi utilizat în sinteza conducerii adaptive a HG prin asigurarea unui compromis optim precizie-viteză de calcul (complexitate) s-au simulat, pentru fiecare model în parte, următoarele regimuri de funcţionare considerate a fi tipice pentru un HG:

1. Regim normal de funcţionare (RN) fără perturbaţii corespunzător sarcinii nominale a HG.
2. Regim de modificare a sarcinii active (RMA) prin variaţia cuplului mecanic la arborele rotorului.
3. Regim de modificare a sarcinii reactive (RMR) prin variaţia tensiunii de excitaţie.
4. Test de stabilitate statică (RSTS), prin modificarea unghiului intern al maşinii.
5. Regim de scurtcircuit 3F brusc la bornele HG (RMSC).

Observaţii: - Modificarea regimului iniţial pentru RMA, RMR şi RSTS s-a făcut prin aplicarea unei trepte negative de -10% din valoarea mărimii la t=0_ (ex.: pentru RMA $C_m(0_+)=0,9\ C_m(0_-)$).

- Regimul de la t=0_ pentru RMA, RMR, RSTS este RN de sarcină nominală.

- Pentru RMSC la t=0_, HG se caracterizează prin regim de mers în gol cu tensiune nominală la borne.

Rezultatele simulărilor au fost listate sub formă de diagrame, obţinîndu-se în final un număr de 68 grafice distincte, conţinînd variaţii a 24 mărimi grupate pe regimuri de funcţionare şi tipuri de MM /Prot84/. Un exemplu de astfel de grafic este redat în Fig.4.3.1.1.

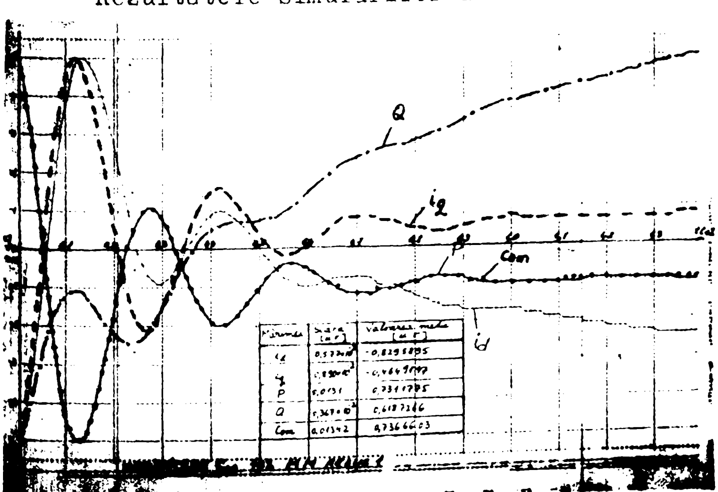
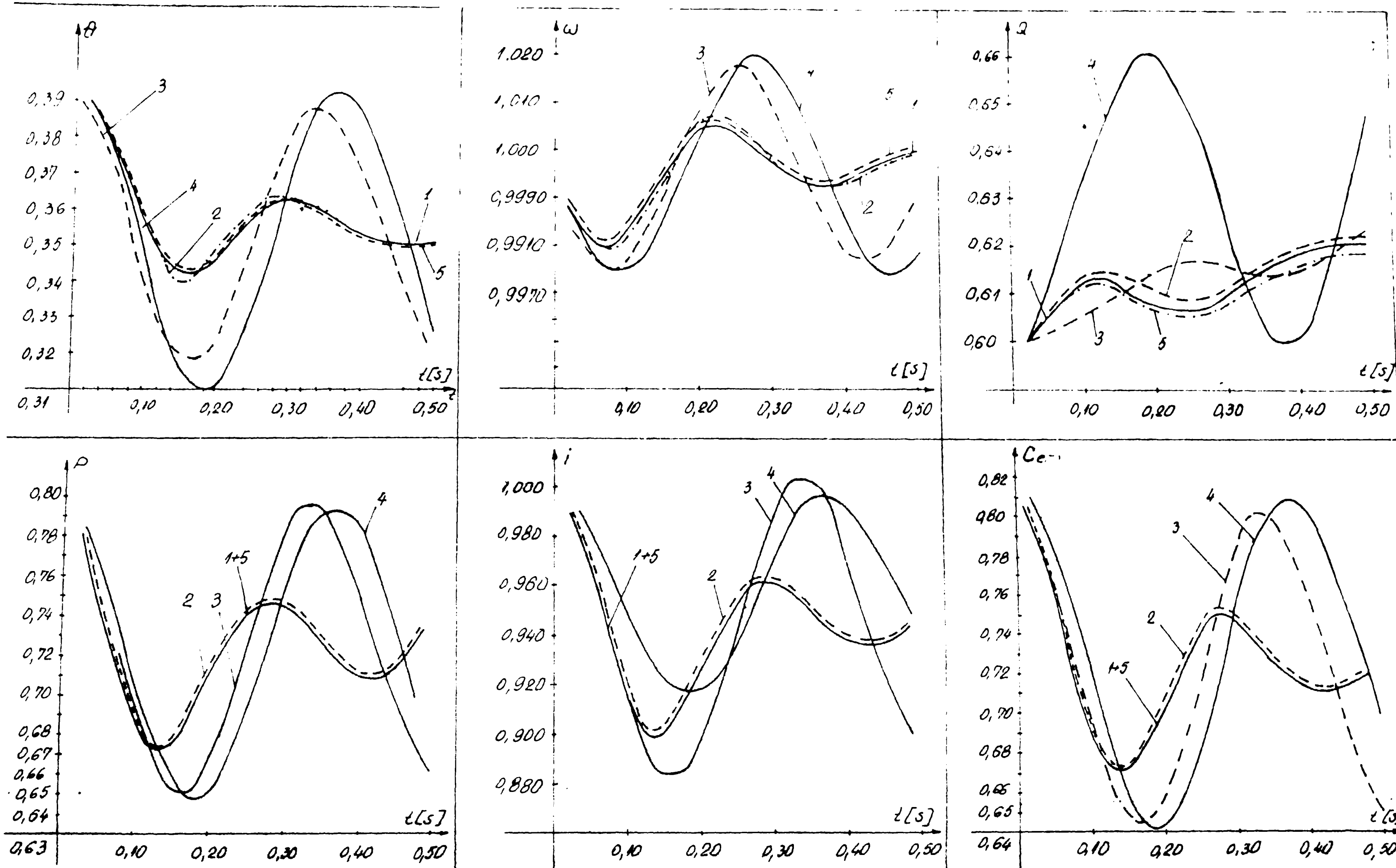
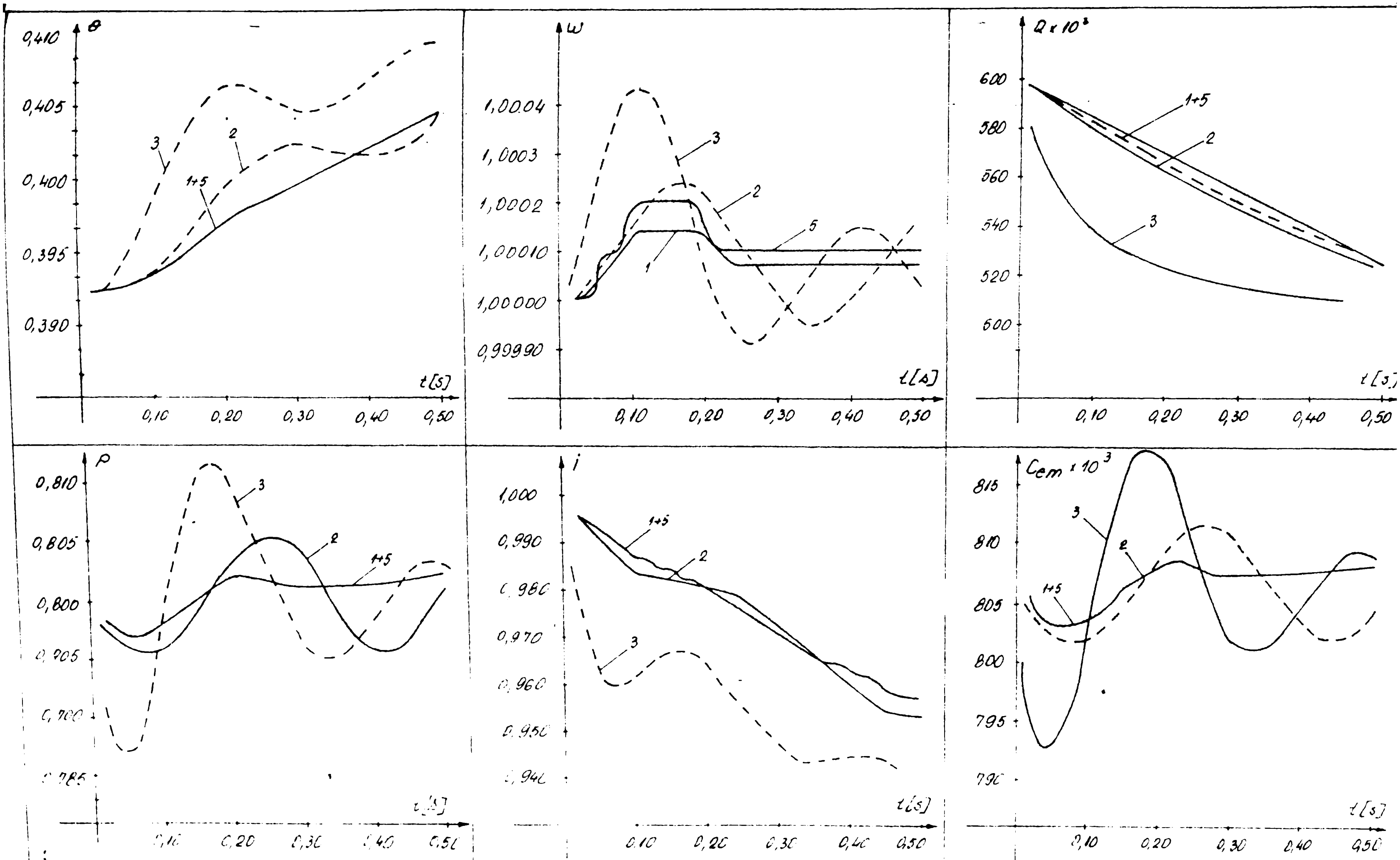


Fig.4.3.1.1



CM - 10% 1 - MMC ; 2 - MMR1 ; 3 - MMR2 ; 4 - MMR3 ; 5 - MMCS FIG. 4.3.1.2. RMA



U_E – 10%   1 – MMC   2 – MMR1 ; 3 – MMR2 ; 5 – MMCS

FIG. 4.3.1.3. RMR

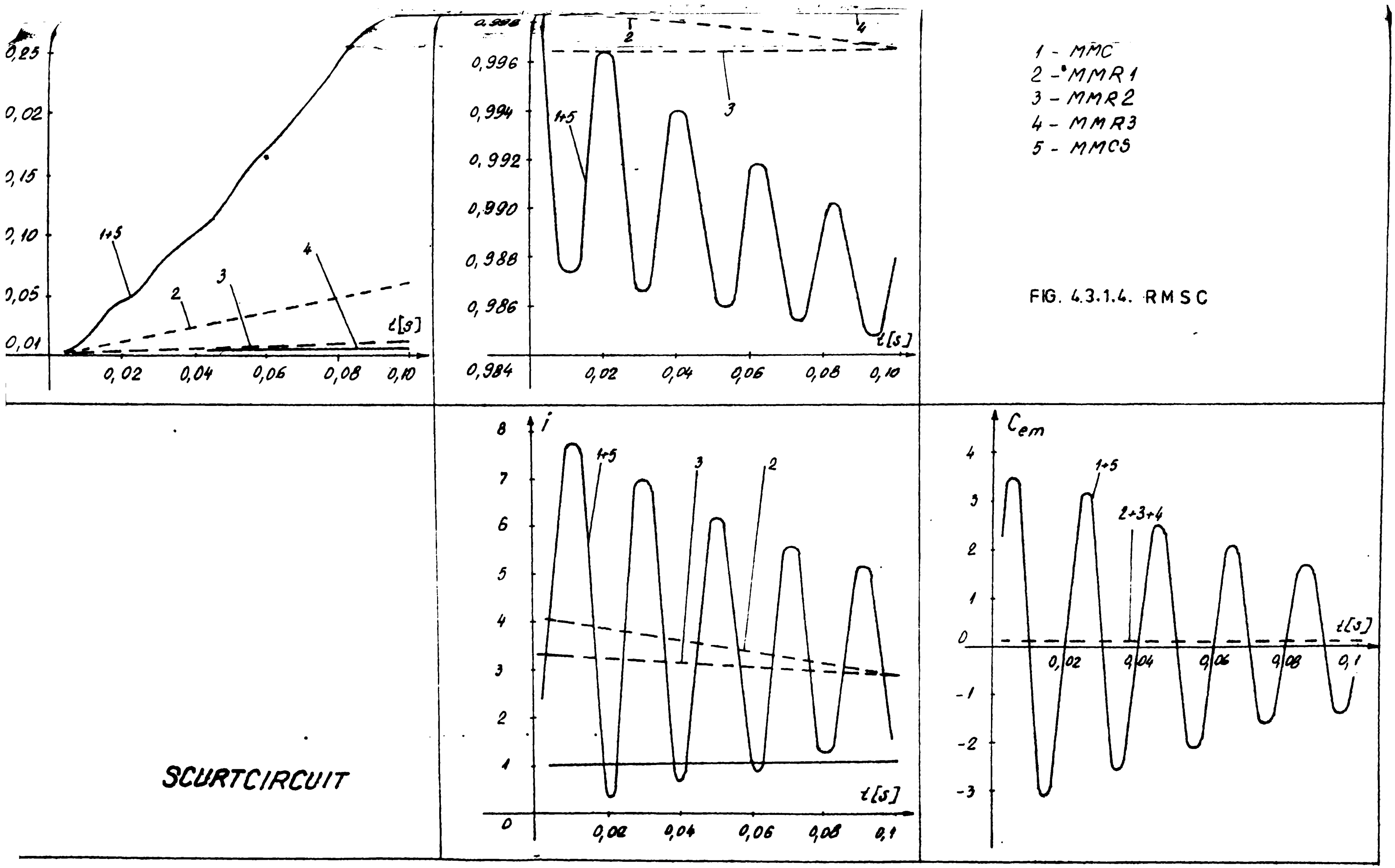


FIG. 4.3.1.4. RMSC

Pentru a se putea realiza o comparaţie mai elocventă a modelelor propuse s-au reprezentat pe aceiaşi diagramă rezultatele simulărilor aceluiaşi regim cu MM diferite. S-au obţinut în final 16 grafice, prezentînd variaţiile pentru mărimile ω, θ, C_e, P, Q, I, atît pentru RMA (fig.4.3.1.2) cît şi pentru RMR (fig.4.3.1.3) şi respectiv variaţiile mărimilor ω, θ, C_e, I pentru RMSC (fig. 4.3.1.4).

4.3.2. Analiza rezultatelor simulărilor regimurilor de funcţionare ale HG şi validarea rezultatelor

Analiza rezultatelor simulărilor efectuate utilizînd diversele MM considerate pentru HG s-a realizat avînd în vedere următoarele criterii:

- corectitudinea rezultatelor faţă de datele cunoscute în literatura de specialitate şi comparativ între ele;
- performanţe privind precizia, convergenţa iteraţiilor, viteza de calcul;

In acest sens se desprind următoarele aspecte:

a) Rezultatele obţinute pentru RN la toate MM considerate validează corectitudinea calculului derivatelor şi a întocmirii programelor de calcul. Se ştie că în acest regim toate mărimile de stare introduse nu variază în timp (au derivatele nule), iar tensiunea şi curentul la bornele HG variază armonic. Aceste consideraţii coincid întrutotul rezultatelor obţinute prin simulare.

b) In ceea ce priveşte RMA, urmărind variaţia mărimilor HG la scăderea cu 10% C_m se constată că:

- HG parcurge un regim tranzitoriu spre un nou regim staţionar la care P la borne este cu 10% mai mică decît cea iniţială, iar Q cu 2% mai scăzută;
- Regimul tranzitoriu este oscilant amortizat, amortizarea depinzînd de MM considerat, puternică la MMCS, MMC, MMR1, redusă la MMR2 şi absentă la MMR3.
- Modificarea mărimilor pe axa q este mai importantă decît cea de pe axa d.

Aceste observaţii corespund în totalitate cu fenomenul real.

c) RMR prin scăderea tensiunii de excitaţie cu 10% a furnizat următoarele rezultate:

- viteza unghiulară a HG variază puţin în comparaţie cu RMA
- în regimul staţionar final valoarea P este modificată doar cu 1% faţă de cea de la t = 0_, pe cînd Q se modifică cu aproape 10%

- variaţia înlănţuirilor magnetice, respectiv t.e.m. este aperiodică, fenomenele legate de înfăşurarea de excitaţie fiind caracterizate de constante de timp relativ importante (ordinul secundelor) cu amortizări importante

- şi la RMR amortizarea fenomenelor depinde de tipul MM adoptat; la MMR3 schimbarea u_E se reflectă instantaneu în t.e.m. e'_q, ceea ce face ca acest regim să fie similar cu cel al creşterii tensiunii la bornele HG.

Rezultatele obţinute descriu bine din punct de vedere calitativ fenomenele reale.

d) RMSC rezultă prin scurtcircuitarea bornelor statorice, generatorul fiind în regim de mers în gol. Din rezultatele obţinute se remarcă următoarele aspecte:

- în fiecare înfăşurare, inclusiv în cele de amortizare, apar curenţi de valori mari (2-8) u.r. care variază armonic în timp iar amplitudinea lor descreşte exponenţial în timp.

- există deosebiri importante în variaţia cuplului electromagnetic, respectiv a vitezei unghiulare pentru MMR1, MMR2, MMR3, faţă de MMC(S) pe durata a o,5-o,8 sec. şi anume: MMR1, MMR2, MMR3 nu oglindesc cuplul oscilant electromagnetic, ci numai valoarea sa medie; în ceea ce priveşte tendinţa de variaţie a vitezei unghiulare este redată corect de MMR1, deosebindu-se de valoarea medie de la MMC(S) printr-o eroare de o,7%; MMR2, MMR3 nu urmăresc corect scăderea lui ω, ca urmare a neglijării înfăşurărilor de amortizare.

Rezultatele obţinute concordă cu cele din literatura referitoare la regimul de scurtcircuit.

e) RSTS relevă următoarele aspecte:

- HG este stabil static în cazul în care este conectat la un sistem de putere infinită

- după perturbaţie HG revine în punctul de funcţionare prin oscilaţii amortizate, amortizarea depinde de MM utilizat; puternică la MMC(S), MMR1 slabă la MMR2 şi absentă la MMR3

- la MMC(S) sînt puse în evidenţă fenomenele tranzitorii din stator prin oscilaţia de frecvenţă mai ridicată, ce se suprapune peste oscilaţiile de bază; amortizarea acestor fenomene este rapidă (o,3-o,5 s).

Rezultatele corespund fenomenelor reale.

4.3.3. Concluzii referitoare la calitatea MM propuse

In urma analizării rezultatelor simulării regimurilor de funcţionare menţionate se pot desprinde următoarele concluzii referitoare la calitatea diferitelor MM propuse pentru modelarea HG:

<u>MMCS</u> modelează fidel atît fenomenele lente cît şi cele rapide. Prezintă avantajul de a oferi mărimile HG cu fineţea unei oscilograme, în model fiind incluse mărimi fizice reale. Dezavantajul principal îl constituie timpii de calcul lungi care se datorează:

- considerării saturaţiei ce implică cicluri iterative în cadrul fiecărui pas de calcul;
- considerării fenomenelor tranzitorii din stator, corelată cu utilizarea integrării ecuaţiilor cu metoda Runge-Kutta.

Pentru a nu apare instabilitate numerică în calcule este necesar ca pasul de timp să fie mai mic cu 20% din cea mai mică constantă de timp a fenomenelor, ceea ce în acest caz conduce la intervale de integrare sub 0,005 sec; deci pentru urmărirea unui proces pe un interval de 2 sec. sînt necesare 400 intervale. Timpul de calcul mediu pe interval este de 10 sec.

- numărul de ecuaţii diferenţiale este maxim în raport cu celelalte MM.

<u>MMC</u> prezintă caracteristici asemănătoare cu MMCS, însă neglijînd saturaţia timpii de calcul se reduc cu 10-15% nemaifiind necesare iteraţiile suplimentare legate de stabilirea k_{sat}. Alura curbelor este foarte apropiată cu a celor furnizate de MMCS, erori mai importante apărînd în stabilirea curentului de excitaţie.

<u>MMR1</u> furnizează rezultate de calitate, apropiate de cele ale MMC, în afara regimului de sucrtcircuit la care apar deosebiri esenţiale în primele 0,5 sec., dar tendinţa medie de variaţie a mărimilor de la borne este respectată. Se remarcă însă buna concordanţă a mărimilor legate de poziţia rotorului şi a puterilor furnizate la borne, ceea ce conduce la concluzia că în probleme de stabilitate, cînd se urmăresc fenomene electromecanice, MMR1 este pe deplin corespunzător.

Are dezavantajul introducerii ca mărimi de stare a unor mărimi de calcul, t.e.m. în spatele unor reactanţe, fapt care nu deranjează prea mult deoarece în calculele de sistem, acest mod de a analiza fenomenele este larg utilizat.

Principalul avantaj îl constituie posibilitatea utilizării unor paşi de calcul de 10 - 20 ori mai mari, ceea ce reduce substanţial timpul de calcul. Desigur, curentul şi tensiunea la borne în valori momentane nu vor mai putea fi reprezentate la nivel de oscilogramă, numărul de puncte fiind prea mic. Timpul de calcul, la acelaşi pas de integrare ca şi pentru MMC scade deoarece numărul de ecuaţii diferenţiale este mai mic cu 2.

MMR2 conduce la micşorarea timpului de calcul faţă de MMR1 cu mai mult de 5o% atît ca urmare a scăderii dimensiunilor MM cît şi prin aceea că este posibilă utilizarea unor paşi de timp mai mari, prin renunţarea la reprezentarea fenomenelor rapide din amortizare. Modelează suficient de exact fenomenele legate de înfăşurarea de excitaţie şi mai puţin bine celelalte fenomene. Variaţia mărimilor este mai slab amortizată ca şi la MMR1 dînd însă o imagine suficient de exactă a primelor 2 oscilaţii ale regimului tranzitoriu.

La MMR3 fenomenele nu sînt amortizate, surprinzîndu-se doar tendinţe de modificare a mărimilor în primele momente. Nu reflectă de loc fenomenele legate de înfăşurarea de excitaţie. Calculele sînt însă foarte rapide, fiind necesară interpretarea doar a două ecuaţii diferenţiale corespunzătoare descrierii mişcării rotorului. Se pot adopta paşi de timp de pînă la (o,2 - o,5) sec.

Concluzii finale

Pe baza analizei comparative a rezultatelor obţinute prin simularea comportării HG în cîteva regimuri tranzitorii specifice, utilizînd în acest scop MM de complexităţi diferite se desprind următoarele concluzii:

- există o bună concordanţă între rezultatele teoretice şi cele obţinute prin simulare, MM obţinute redînd corect fenomenele din maşină
- pentru conducerea adaptivă se pot utiliza modelele reduse
- se recomandă din punctul de vedere al realizării compromisului simplitate-fidelitate utilizarea în sinteza strategiilor de comandă admisibilă a modelelor reduse MMR1 sau MMR2
- în scopul aducerii MM la o formă direct utilizabilă în sinteza regulatoarelor adaptive este necesară parcurgerea următoarelor etape: liniarizarea ecuaţiilor în jurul punctului de funcţionare, rezolvarea sistemului de ecuaţii în sensul obţinerii unei relaţii intrare-ieşire, discretizarea acesteia şi completarea ei cu un termen corespunzător perturbaţiilor stohastice.

CAP.5. REGULATOR ADAPTIV AUTOACORDABIL PENTRU CONDUCEREA SISTEMULUI DE EXCITAȚIE A UNUI HIDROGENERATOR

5.1. Model matematic stohastic discret al unui HG conectat la SEE prin intermediul unei rețele electrice, direct utilizabil în sinteza strategiilor de conducere adaptivă autoacordabilă a excitației

In acest paragraf se dezvoltă pe baza MMR2 dedus în paragraful 4.1.6 un MM discret, de forma ecuației cu diferențe stohastice pentru un HG cuplat la sistemul electroenergetic (SEE) prin intermediul rețelei electrice, care să fie direct utilizabil în sinteza strategiilor de conducere autoadaptivă a excitației HG. Utilizîndu-se un program de calcul a valorilor parametrilor MM al HG se stabilesc limitele domeniilor și modul de variație al acestora pentru diverse condiții de funcționare a HG. Se face de asemenea o analiză a repartiției poli zerouri a funcției de transfer continuă și discretă a sistemului considerat.

5.1.1. Determinarea ecuației cu diferențe stohastică pentru HG cuplat la rețea

Cum sinteza RAA se bazează pe un model al procesului obținut din date intrare-ieșire, sînt necesare cîteva precizări legate de cea mai adecvată reprezentare a modelului. După cum s-a menționat deja, în mod frecvent se utilizează un model de proces avînd următoarele caracteristici:

- este discret, regulatorul fiind numeric și operînd cu valori eșantionate ale măsurătorilor;
- reprezintă o liniarizare locală a modelului procesului real, corespunzînd unei probleme de comandă pentru variații mici ale ieșirii în jurul valorii nominale de funcționare;
- include un timp mort;
- perturbațiile stohastice sînt modelate sub forma unui zgomot alb trecut printr-un filtru rațional stabil;

- include (uneori) un termen constant pentru a scoate în evidență faptul că reprezintă o liniarizare locală a modelului real, în raport cu un punct de funcționare dat (comanda nulă poate produce o ieșire diferită de zero).

Cele menționate anterior conduc la o structură de model descrisă printr-o ecuație cu diferențe de forma:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-k}B(z^{-1})u(t) + C(z^{-1})e(t) + d \qquad (5.1.1.1)$$

cu $y(t)$ și $u(t)$ ieșirea respectiv intrarea (comanda) procesului (la momentul discret de timp t, $t = 0,1,2,...$), $e(t)$ zgomot alb discret (cu $E/e(t)/ = 0$ și $E/e^2(t)/ = \sigma^2$), k-timpul mort în perioade de eșantionare, d-constantă reprezentînd ieșirea sistemului în regim staționar pentru comandă nulă.

Nu este nici o restricție în a presupune toate polinoamele în operatorul de întîrziere z^{-1}: $A(z^{-1})$, $(a_0=1)$; $B(z^{-1})$, $(b_0 \neq 0)$; $C(z^{-1})$ $(c_0=1) \in \prod_n$, adică de același grad.

Avînd în vedere că atît analiza cît și sinteza RAA se bazează pe MM de forma (5.1.1.1) se pune problema aducerii MM al HG la această formă.

Etapele identificării analitice ale HG au fost deja tratate în detaliu în capitolul 4. Din analiza rezultatelor privind simulările diferitelor regimuri de funcționare utilizînd MM deduse, s-a desprins concluzia că pentru conducerea adaptivă se recomandă utilizarea modelelor reduse MMR1 și MMR2. Pentru dezvoltările care urmează s-a ales ca model al HG, MMR2.

HG se consideră conectat la un SEE de putere prin intermediul unei rețele complexe conform structurii reprezentate în fig.5.1.1.1. în care este figurată și conexiunea HG-excitatoare.

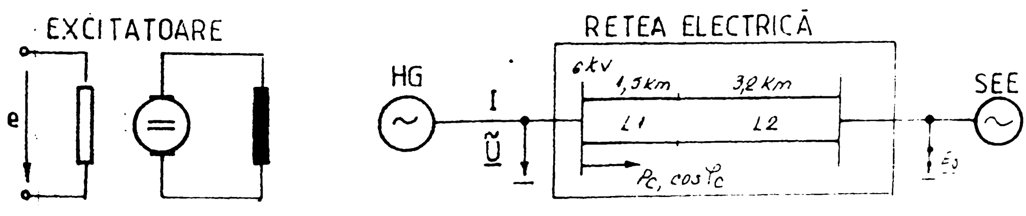


Fig.5.1.1.1. Cuplarea HG la un SEE de putere prin rețeaua electrică

Observaţie: Structura reţelei reprezentată în fig.5.1.1.1. corespunde situaţiei concrete existente la CHE-Grebla. De asemenea valorile parametrilor excitatoarei şi ale HG utilizate în calcule corespund aceleiaşi instalaţii.

Se vor considera pe rînd MM ale elementelor componente ale schemei din fig.5.1.1.1.

Hidrogeneratorul

Adoptarea pentru HG a MMR2 presupune, conform celor prezentate în paragraful 4.1.6, considerarea a 3 ecuaţii diferenţiale (ecuaţiile ce descriu mişcarea rotorului şi ecuaţia înfăşurării de excitaţie), a ecuaţiilor algebrice care descriu fenomenele din statorul HG şi a expresiei cuplului electromagnetic. Lor li se adaugă ecuaţiile puterilor activă şi reactivă precum şi a tensiunii la borne

$$\begin{aligned} P &= u_d i_d + u_q i_q \\ Q &= u_q i_d - u_d i_q \\ \tilde{U}^2 &= u_d^2 + u_q^2 \end{aligned} \qquad (5.1.1.2)$$

Din aceste ecuaţii generale derivă

a) ecuaţiile corespunzătoare regimului staţionar normal al HG $(\omega_r = o,\ \frac{d}{dt} e'_q = o,\ \frac{d}{dt}\theta_r = o)$

$$\begin{aligned} e'_{qN} &= -(X_d - X'_d)i_{dN} - \frac{X_{dh}}{R_E} u_{EN} \\ C_{mN} &= C_{eN} + K_f \omega_N \\ \omega_{rN} &= o \\ -u_{dN} &= R\, i_{dN} - X_q i_{qN} \\ e'_{qN} - u_{qN} &= X'_d i_{dN} + R i_{qN} \\ C_{eN} &= e'_{qN} i_{qN} - (X'_d - X_q) i_{dN} i_{qN} \\ P_N &= u_{dN} i_{dN} + u_{qN} i_{qN} \\ Q_N &= u_{qN} i_{dN} - u_{dN} i_{qN} \\ \tilde{U}_N^2 &= u_d^2 + u_{dN}^2 \end{aligned} \qquad (5.1.1.3)$$

Observaţie: Semnificaţia mărimilor care intervin şi notaţiile adoptate sînt cele introduse în capitolul 4. Indicele N corespunde mărimilor regimului staţionar normal.

b) ecuaţiile corespunzătoare regimului de mici perturbaţii (linearizarea MM fiind posibilă astfel în jurul regimului normal)

$$\frac{d}{dt}\Delta e'_q = -\frac{1}{T'_{do}}\left[\Delta e'_q + (X_d - X'_d)\Delta i_d + \frac{X_{dh}}{R_E}\Delta u_E\right]$$

$$\frac{d}{dt}\,\Delta\omega_r = -\frac{1}{T_m}\left[\Delta C_m + \Delta C_e + K_f\,\Delta\omega_r\right]$$

$$\frac{d}{dt}\,\Delta\theta_r = \omega_r$$

$$\Delta u_d + R\Delta i_d - X_q\,\Delta i_q = o \qquad (5.1.1.4)$$

$$-\Delta e'_q + \Delta u_q + X'_d\,\Delta i_d + R\,\Delta i_q = o$$

$$\Delta C_e = \left[e'_{qN} - (X_d - X_q)i_{dN}\right]\Delta i_d + i_{qN}\,\Delta e'_q - (X'_d - X_q)i_{qN}\,\Delta i_d$$

$$-\frac{X_{dh}}{R_E}\,u_{E_N} - (X_d - X_q)i_{dN}$$

$$\Delta\tilde{U} = \frac{u_{dN}}{\tilde{U}_N}\,\Delta u_d + \frac{u_{qN}}{\tilde{U}_N}\,\Delta u_q$$

(Δ - semnifică mica perturbație)

Excitatoarea

Schema bloc a excitatoarei este prezentată în fig.5.1.1.2 /Prot. 85; 86/

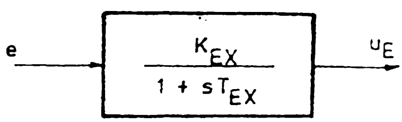


Fig.5.1.1.2. Schema bloc a excitatoarei

în care: e, K_{EX} și T_{EX} reprezintă tensiunea de excitație, coeficientul de transfer și respectiv constanta de timp a excitatoarei.

Ecuația diferențială corespunzătoare este

$$\frac{d}{dt}\,u_E = -\frac{1}{T_{EX}}\,u_E + \frac{K_{EX}}{T_{EX}}\,e \qquad (5.1.1.5)$$

iar pentru regimul de mici perturbații se obține:

$$\frac{d}{dt}\,\Delta u_E = -\frac{1}{T_{EX}}\,\Delta u_E + \frac{K_{EX}}{T_{EX}}\,\Delta e \qquad (5.1.1.6)$$

Pentru CHE-GREBLA $K_{EX} = 1$; $T_{EX} = o,3$ s.

Rețeaua la care este cuplat HG

Avînd în vedere schema de cuadripol a rețelei de interconexiune dintre HG și SEE reprezentată în fig.5.1.1.1. se poate scrie

$$\underline{I} = \underline{Y_1}\,\underline{\tilde{U}} + \underline{Y_2}\,\underline{E_s} \qquad (5.1.1.7)$$

în care: $\underline{I}$ - curentul debitat în rețea de HG, $\underline{E_s}$ - t.e.m - sistem,

$\underline{Y_1} = G' + jB'$ - admitanţa proprie reţelei "văzută" la bornele HG

$\underline{Y_2} = G'' + jB''$ - admitanţa de transfer HG - SEE (5.1.1.8)

Diagrama fazorială corespunzătoare este prezentată în fig.5.1.1.3. Prin urmare pentru regimul staţionar normal se poate scrie:

$$\underline{E}_{sN} = e_s + je_{sqN} = \frac{1}{\underline{Y_2}}(\underline{I}_N - \underline{Y_1}\,\underline{\tilde{U}_N}) \qquad (5.1.1.9)$$

de unde:

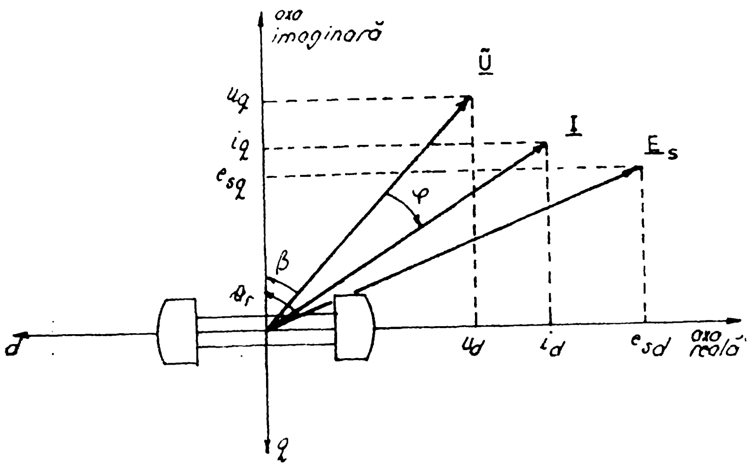


Fig.5.1.1.3. Diagrama fazorială a HG cuplat la reţeaua electrică

$$e_{sdN} = \frac{G''X' + B''X''}{G''^2 + B''^2} \; ; \quad e_{sqN} = \frac{G''X'' - B''X'}{G''^2 + B''^2} \qquad (5.1.1.10)$$

cu:

$$X' = i_{dN} - G'u_{dN} + B'u_{qN}$$

$$X'' = i_{qN} - G'u_{qN} - B'u_{dN}$$

şi

$$E_{sN}^2 = e_{sdN}^2 + e_{sqN}^2$$

$$\theta_N = \operatorname{arctg}\frac{e_{sqN}}{e_{sdN}}$$

din (5.1.1.7), prin proiecţie pe axe rezultă: (5.1.1.11)

$$i_d = G'u_d - B'u_q + G''e_{sd} - B''e_{sq}$$

$$i_q = G'u_q + B'u_d + G''e_{sq} + B''e_{sd}$$

şi

$$e_{sd} = -E_s \sin\Theta \; ; \quad e_{sq} = -E_s \cos\Theta$$

In cazul micilor perturbaţii, prin liniarizarea ecuaţiilor de mai sus se obţine

$$\Delta e_{sd} = e_{sqN}(\Delta\Theta)$$
$$\Delta e_{sq} = -e_{sdN}(\Delta\Theta)$$

şi

$$G'\Delta u_d - B'\Delta u_q + (e_{sqN}G'' - e_{sdN}B'')\Delta\Theta - \Delta i_d = o \qquad (5.1.1.12)$$
$$B'\Delta u_d + G'\Delta u_q + (e_{sqN}B'' + e_{sdN}B'')\Delta\Theta - \Delta i_q = o$$

<u>HG conectat la SEE prin intermediul reţelei electrice</u>.

<u>MM continuu</u>. MM al HG conectat la SEE prin intermediul reţelei electrice se obţine prin asamblarea ecuaţiilor corespunzătoare regimurilor de mici perturbaţii (5.1.1.4, 6, 12). Sistemul de ecuaţii astfel obţinut se poate scrie în forma vectorial matricială:

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ 0 \end{bmatrix}^{\bullet} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \Delta e \qquad (5.1.1.13)$$

$$\Delta\tilde{u} = C_1 X_2$$

în care:

$$A_{11} = \begin{bmatrix} & 314 & & \\ & -K_f/T_m & -i_{qN}/T_m & \\ & & -1/T'_{do} & -X_{dh}/R_E T'_{do} \\ & & & -1/T_{Ex} \end{bmatrix}$$

$$X_{dh}u_{EN}/R_E - (X_d - X_q)i_{dN}/T_m$$

$$A_{12} = \begin{bmatrix} & & & \\ -(X_q - X'_d)i_{qN}/T_m & & & \\ -(X_d - X'_d)/T'_{do} & & & \\ & & & \end{bmatrix}$$

$$(5.1.1.14)$$

$$A_{21} = \begin{bmatrix} & & & & \\ & & -1 & & \\ e_{sqN}G_2 + e_{sdN}B_2 & & & & \\ e_{sqN}B_2 - e_{sdN}G_2 & & & & \end{bmatrix} \qquad A_{22} = \begin{bmatrix} \frac{R}{X'_d} & -\frac{X_q}{R} & 1 & \\ & & & 1 \\ -1 & & G_1 & -B_1 \\ & -1 & B_1 & G_1 \end{bmatrix}$$

$$B^T = \begin{bmatrix} & & & K_{Ex}/T_{Ex} \end{bmatrix} \; ; \qquad C_1 = \begin{bmatrix} & & u_{dN}/U_N & u_{qN}/U_N \end{bmatrix}$$

$$X_1^T = \begin{bmatrix} \Delta\Theta_r & \Delta\omega_r & \Delta e'_q & \Delta u_E \end{bmatrix} \; ; \qquad X_2^T = \begin{bmatrix} \Delta i_d & \Delta i_q & \Delta u_d & \Delta u_q \end{bmatrix}$$

<u>Observaţie</u>: Variaţia cuplului mecanic (termenul $(1/T_m)\ \Delta C_m$) ste considerat o perturbaţie aditivă a procesului şi nu a fost in-

clusă în prima ecuaţie a sistemului (5.1.1.13).

Introducînd notaţiile:

$$
\begin{aligned}
A &= A_{11} - A_{12}A_{22}^{-1}A_{21} \\
C &= -C_1 A_{22}^{-1} A_{21} \qquad (5.1.1.15) \\
X &= X_1
\end{aligned}
$$

se obţine pentru sistemul monovariabil considerat (excitatoare + HG + reţea), următorul MM-ISI continuu

$$
\begin{aligned}
\dot{X} &= AX + B\Delta e \\
\Delta\tilde{u} &= CX
\end{aligned}
\qquad (5.1.1.16)
$$

în care mărimea de intrare Δe este abaterea tensiunii de excitaţie a excitatoarei, iar mărimea de ieşire $\Delta\tilde{u}$ este abaterea tensiunii la borne.

Inlocuirea formală a variaţiilor Δ cu variabilele propriu-zise conduce la modelul de stare liniarizat:

$$
\begin{aligned}
\dot{X} &= AX + Be \\
\tilde{u} &= CX
\end{aligned}
\qquad (5.1.1.17)
$$

In continuare se pune problema determinării modelului discret intrare-ieşire sub forma ecuaţiei cu diferenţe stohastice (5.1.1.1), model utilizabil direct în sinteza RAA.

<u>MM discret</u>. Una din posibilităţile de a ajunge la o [illegible] de intrare-ieşire discretă este de a determina din relaţiile (5.1.1.17) f.d.t. $H(S) = \tilde{u}(s)/e(s)$, din care aplicînd de exemplu transformata z biliniară ($s \simeq 2(1-z^{-1})/T_e(1+z^{-1})$, T_e - perioada de eşantionare) se poate obţine f.d.t. discretă.

Calculul f.d.t. a sistemului considerat se face utilizînd relaţia:

$$H(S) = C\left[sI - A\right]^{-1}B \qquad (5.1.1.18)$$

în care matricile A, B, C au semnificaţia celor din relaţia (5.1.1.17). Calcule de rutină conduc pentru f.d.t. la o expresie de forma:

$$H(S) = \frac{\beta_2 s^2 + \beta_1 s + \beta_0}{s^4 + \alpha_3 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_1 s + \alpha_0} \qquad (5.1.1.19)$$

Pentru sistemul discret echivalent se ajunge la /Prot.86/

$$H(z^{-1}) = z^{-1}\,\frac{\sum_{j=0}^{3} b_j z^{-j}}{1 + \sum_{i=1}^{4} a_i z^{-i}} = z^{-1}\,\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \qquad (5.1.1.20)$$

rezultînd astfel un sistem de ordinul 4, trecerea în domeniul timp fiind imediată.

Trebuie menţionat că deoarece în etapa de estimare interesează de fapt gradul polinoamelor $A(z^{-1})$ şi $B(z^{-1})$, nu are sens precizarea unor relaţii de calcul pentru coeficienţii β_i, α_j, fiind suficient calculul lor numeric.

O altă posibilitate de a ajunge la ecuaţia discretă intrare-ieşire constă în determinarea formei echivalente discretă a ecuaţiilor de stare (5.1.1.17)

$$\begin{cases} X(t+1) = A_d X(t) + B_d e(t) \\ \tilde{u}(t) = C_d X(t) \end{cases} \qquad (5.1.1.21)$$

în care:

$$A = e^{AT_e}, \quad C_d = C, \quad B_d = (e^{AT_e} - I)B,$$

T_e - perioada de eşantionare, t - timp discret.

Modelului (5.1.1.21) îi corespunde relaţia operaţională intrare-ieşire:

$$H(z^{-1}) = C_d(zI-A_d)^{-1}B_d = \frac{\tilde{u}(z)}{e(z)} = z^{-1}\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \qquad (5.1.1.22)$$

polinoamele $A(z^{-1})$ şi respectiv $B(z^{-1})$ din (5.1.1.22) şi (5.1.1.2o) coincizînd pentru aceaşi perioadă de eşantionare.

In aceste condiţii MM al procesului, utilizat în cele ce urmează în etapele de estimare de parametrii şi de sinteză a strategiei de comandă este de forma (5.1.1.1) în care:

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3} + a_4 z^{-4} \\ B(z^{-1}) &= b_o + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3} \\ C(z^{-1}) &= 1 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + c_3 z^{-3} + c_4 z^{-4} \end{aligned} \qquad (5.1.1.23)$$

şi timpul mort k = 1.

Concluzii: A rezultat astfel,după toate ipotezele simplificatoare luate în considerare,o relaţie intrare-ieşire monovariabilă în care mărimea de ieşire (reglată) este tensiunea la borne (abaterea) $\tilde{u}$, iar mărimea de comandă (intrare) este tensiunea de excitaţie a excitatoarei (abaterea) e.

Una din problemele importante legate de introducerea comenzii adaptive a HG este legată de faptul că pot să apară simultan mai multe perturbaţii nemăsurabile care să acţioneze asupra sistemului, astfel că parametrii corespunzători modelului zgomotului din relaţia

(5.1.1.1) nu pot fi identificaţi. In plus,unele dintre aceste perturbaţii pot fi de natură aleatoare, corelate statistic şi marcate. In aceste situaţii, perturbaţiile nu mai pot fi descrise printr-un model stohastic staţionar.

Una din posibilităţile de a evita dificultăţile legate de măsurarea directă a perturbaţiilor este de a presupune că $C(z^{-1}) = 1$ în relaţia (5.1.1.1) - adică în ieşire se aplică direct zgomotul alb discret /Dao.83/.

De asemenea,pentru asigurarea unei estimări eficiente a parametrilor procesului, care să permită urmărirea variaţiilor în condiţiile de operare, se introduce în intrarea de comandă un semnal de medie zero, necorelat şi de nivel scăzut. Această ipoteză de lucru nu este în contradicţie cu situaţia din practică, avîndu-se în vedere că perturbaţiile tipice din SEE cum ar fi: modificările cuplului mecanic raportate la axul turbinei, variaţii ale constantelor de timp şi a altor parametrii (de exemplu ai reţelei) fluctuaţii ale tensiunii la borne datorate variaţiilor încărcării SEE etc. sînt în general de nivel scăzut.

In aceste condiţii, pentru fredvenţe de eşantionare suficient de ridicate în comparaţie cu frecvenţa perturbaţiilor, efectul lor poate fi determinat prin modificările parametrilor identificaţi.

5.1.2. Program de calcul al parametrilor MM al HG utilizat în conducerea adaptivă autoacordabilă

In scopul determinării coeficienţilor a_i, $i = \overline{1,4}$, b_j, $j=\overline{o,3}$ din (5.1.1.22),care reprezintă parametrii MM al procesului considerat şi care într-o primă etapă de elaborare a comenzii autoacordabile trebuie estimaţi din măsurători ale intrării şi ieşirii,s-a elaborat un program de calcul al lor.

Valorile calculate ale parametrilor sînt necesare atît în etapa de simulare a $SCAA_c$ cît şi la iniţializarea estimatorilor recursivi.

Programul de calcul, intitulat "H(z) -HG c" este scris în limbajul BASIC şi a fost rulat pe un microcalculator de tip TIM-S.

Principalele etape de calcul ale programului sînt:

- introduce mărimile corespunzătoare MM: parametrii HG, ai excitaţiei şi reţelei aferente (rezistenţe, reactanţe, admitanţe, constante de timp, etc.), intervalul de eşantionare şi datele regimului normal de funcţionare (tensiunea $\tilde{U}$, puterea activă P şi reactivă Q debitate de generator);

- calculează mărimile regimului staţionar al HG pe baza ecuaţiilor (5.1.1.3);

- calculează elementele matricilor A_{11}, A_{12}, A_{21}, B, C_1 din relaţiile (5.1.1.13);

- calculează matricile A, B, C din MM (5.1.1.16);

- stabileşte valorile elementelor matricilor A_d, B_d, C_d din (5.1.1.21);

- calculează coeficienţii a_i şi b_j din f.d.t. discretă (5.1.1.2o).

Pentru calculul inversei matricilor A_{22} şi A s-a utilizat algoritmul dat de regula lui Sarusse de dezvoltare a determinanţilor, bazat pe o permutare adecvată a indicilor elementelor matricilor. Aceeaşi regulă a servit prin extrapolare şi la calculul inversei matricii polinomiale $(zI-A)^{-1}$.

Calculul matricii de tranziţie s-a realizat prin dezvoltarea ei în serie de puteri pe baza formulei:

$$e^{A\tau} = \sum_{k=1}^{M} \frac{A^k - \tau^k}{k!} \qquad (5.1.2.1)$$

numărul de termeni M ai seriei stabilindu-se din condiţia:

$$\frac{\|A^k\| \tau^k}{k!} < \varepsilon \qquad (5.1.2.2)$$

cu ε - eroare admisă în calcule (s-a considerat 10^{-12}).

Programul furnizează ca date finale coeficienţii a_i, b_j şi ca rezultate intermediare matricile A, B, C, A_d, B_d, C_d. Prin simple modificări în program, sau utilizînd un sistem de operare adecvat (de exemplu programul TOOLKIT) este posibilă vizualizarea şi altor mărimi de interes: date iniţiale, date de regim ale HG, matrici intermediare ca: A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}, A_{22}^{-1} etc.

5.2. Analiza influenţei regimurilor de funcţionare ale HG şi a unor parametrii importanţi ai acestuia asupra coeficienţilor MM utilizat la reglarea autoacordabilă a excitaţiei

Cu ajutorul programului de calcul "H(z) - HG c " s-au determinat valorile coeficienţilor a_i, b_j din MM al HG de la CHE-Grebla pentru schimbări ale regimului de funcţionare a generatorului, ca urmare a unor modificări ale sarcinii electrice şi a parametrilor

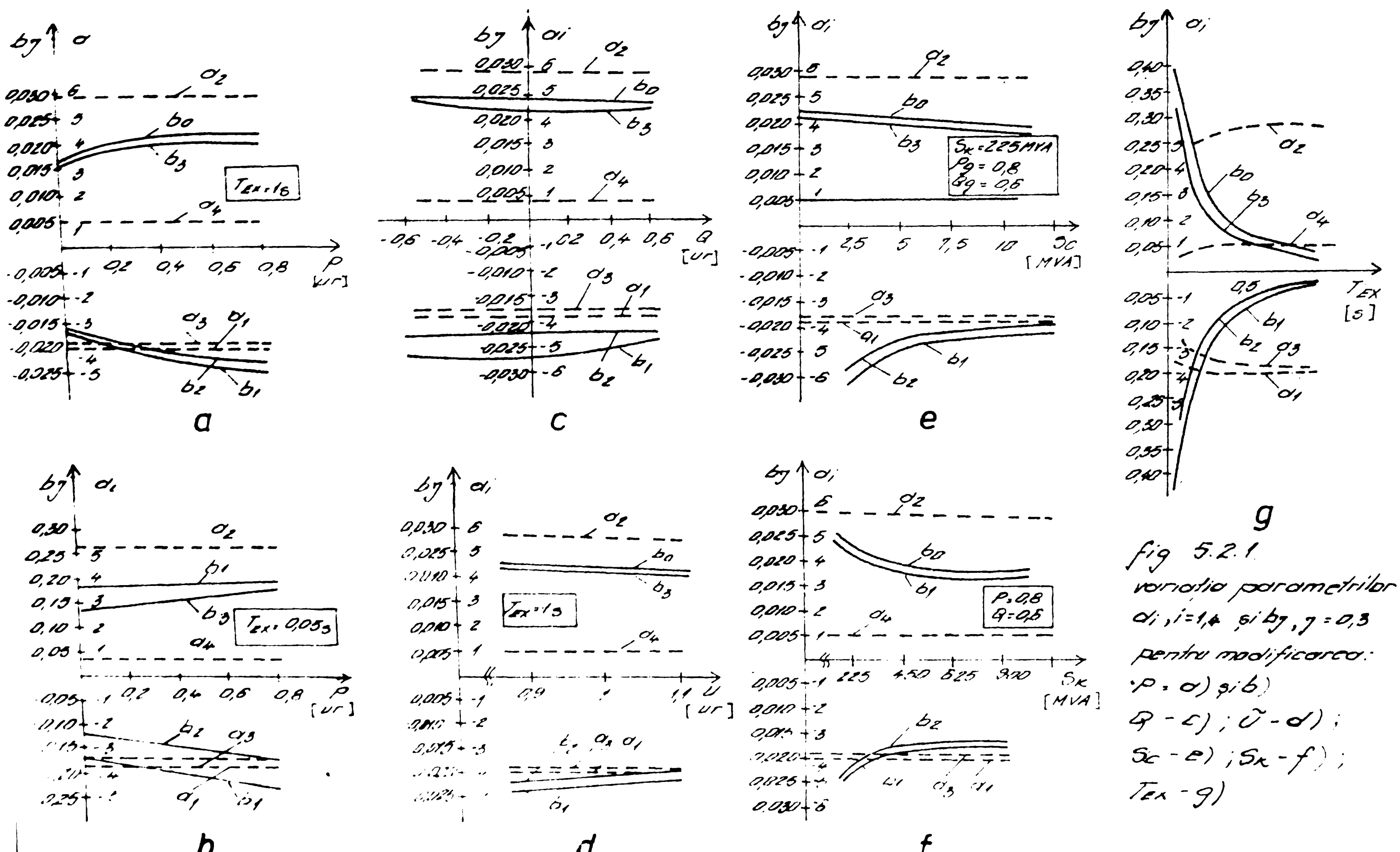


fig 5.2.1
variatia parametrilor
d_i, $i=1,4$ si b_j, $j=0,3$
pentru modificarea:
P - a) si b)
Q - c) ; U - d) ;
S_c - e) ; S_K - f) ;
T_{EX} - g)

rețelei.

S-au analizat următoarele influențe:

a) modificarea încărcării active P a HG pentru două valori ale constantei de timp a excitatoarei T_{EX} = 1s - fig.5.2.1.a și T_{EX} = 0,05s - fig.5.2.1.b

b) modificarea încărcării reactive Q a HG - fig.5.2.1.c

c) modificarea tensiunii $\tilde{U}$ la bornele HG - fig.5.2.1.d

d) schimbarea sarcinii aparente S_c a consumatorului local la cos φ_c = ct - fig.5.2.1.e

e) modificarea puterii de scurtcircuit S_k la bornele SEE de putere la care se conectează HG - fig.5.2.1.f

f) modificarea constantei de timp a excitatoarei T_{EX} - fig. 5.2.1.g

Regimul și parametrii de referință față de care s-au considerat modificările au fost: P = o,8 ur, cos φ = o,8, $\tilde{U}$ = 1 ur, P_c = o,2 ur, cos φ_c = o,8, S_k = 225 MVA, T_{EX} = 1s

Concluzii.

Din analiza rezultatelor prezentate în fig.5.2.1.a-g se relevă următoarele concluzii:

1. Modificarea regimului de funcționare al HG și ai unor parametri aferenți influențează mult mai puternic coeficienții b_j de la numărătorul funcției de transfer discrete $H(z^{-1})$, decît coeficienții de la numitor, a_i. La primii (b_j) variațiile pot atinge valori de 1oo% în timp ce la ultimii (a_i) ele sînt sub 1% și chiar mai mici.

2. Creșterea sarcinii generatorului de la mersul în gol la valoarea nominală conduce la creșterea valorilor absolute a coeficienților b_j de la o,o15 ur la o,o23 ur.

3. Încărcarea HG cu putere reactivă inductivă Q micșorează valorile absolute ale coeficienților dar în limite mai restrînse decît pentru cazul puterii active P și anume de la o,o25 ur , Q =-o,6 ur la o,o21 ur pentru Q = o,6 ur.

4. Creșterea tensiunii la borne are o influență redusă și anume determină o ușoară micșorare a valorilor absolute a coeficienților b_j de la aprox. o,o23 ur, corespunzător tensiunii $\tilde{U}$ = o,9 ur la aprox. o,o22 ur pentru o tensiune $\tilde{U}$ = 1,1 ur.

5. Creșterea sarcinii locale S_c la cos φ_c = ct. micșorează valorile absolute ale coeficienților b_j, mai puternic pe b_1 și b_2 și mai slab pe b_o și b_3.

6. Creșterea puterii de scurcircuit S_k a SEE micșorează valorile absolute ale coeficienților b_j, relativ puternic pentru S_k < 25o MVA

şi mai lent pentru puteri de scurtcircuit superioare valorii de 500 MVA.

7. O influenţă puternică asupra mărimilor a_i şi b_j o are constanta de timp a excitatoarei T_{EX}. Pentru excitatoare cu o viteză mare de răspuns (T_{EX} de valoare mică) cum ar fi RAE cu tiristoare, valorile absolute ale coeficienţilor b_j cresc foarte mult (de pînă la 30 de ori) iar ale coeficienţilor a_i scad dar mult mai puţin (cu pînă la 20%). Zona cu sensibilitate mărită se găseşte pentru $T_{EX} < 0,5$ s.

Influenţele celorlalte mărimi (de exemplu P - fig.5.2.1.b şi fig.5.2.1.a) se menţin aceleaşi pentru valori diferite ale T_{EX}, însă cu cît T_{EX} scade cu atît valorile absolute ale b_j cresc iar ale a_i scad.

Aceste rezultate sînt necesare în procesul de startare a algoritmilor de estimare şi la aprecierea calităţii estimatorilor.

5.2.1. Calculul numeric al parametrilor MM al HG CHE-Grebla pentru diverse regimuri de functionare şi analiza repartiţiei poli-zerouri a funcţiei de transfer

In calculul parametrilor MM s-au utilizat valorile parametrilor HG - CHE Grebla (vezi paragraful 4.1.6), considerîndu-se pentru excitatoare: $K_{EX} = 1$ şi $T_{EX} = 1$.

Corespunzător regimului staţionar normal: $U_N = 1$; $P_N = 0,8$; $Q_N = 0,6$ s-au obţinut următoarele valori pentru mărimile care caracterizează acest regim

$u_{dN} = -0,38066878$ $e_{sd} = -0,33612383$ $\theta_N = 0,39310275$

$u_{qN} = -0,92471146$ $e_{sq} = -0,81054911$ $\beta_N = 0,39051942$

$i_{dN} = -0,8593619$ $e'_{qN} = -1,1745699$ $u_{EN} = 0,002266400 7$

$i_{qN} = -0,5113679$ $e_s = 0,87747883$ $C_e = 0,8063$

$C_m = 0,8213$

Cu aceste valori, matricile (5.1.1.4) ale MM de ansamblu devin:

$$A_{11} = \left[\begin{array}{c|c|c|c} & 314,15927 & & \\ \hline & -0,0022058824 & 0,075201161 & \\ \hline & & -0,28719127 & -288,22433 \\ \hline & & & -1 \end{array}\right], \quad A_{12} = \left[\begin{array}{c|c|c} & & \\ \hline 0,035194143 & 0,43711103 & \\ \hline -0,36760482 & & \\ \hline & & \end{array}\right]$$

(5.2.1.1)

$$A_{21}=\begin{bmatrix} & & & \\ & & -1 & \\ \begin{matrix}3{,}8973\\409\end{matrix} & & & \\ \begin{matrix}-8{,}3493\\204\end{matrix} & & & \end{bmatrix} \qquad A_{22}=\begin{bmatrix} 0{,}0063 & -0{,}755 & 1 & \\ 0{,}287 & 0{,}0063 & & 1 \\ -1 & & 8{,}068 & 7{,}2826 \\ & -1 & -7{,}2826 & 8{,}068 \end{bmatrix}$$

$$B=\begin{bmatrix} & & & 1\end{bmatrix}^T \qquad C_1=\begin{bmatrix} & & -0{,}38066878 & -0{,}92471146\end{bmatrix}$$

Corespunzător, pentru matricile MM-ISI continuu (5.1.1.16) s-a obţinut:

$$A=\begin{bmatrix} & 314{,}15927 & & \\ -0{,}47255157 & -0{,}0022058824 & 0{,}28653854 & \\ 0{,}26734501 & & -1{,}3213464 & -288{,}22433 \\ & & & \end{bmatrix} \qquad (5.2.1.2)$$

$$B=\begin{bmatrix} & & & 1\end{bmatrix}^T; \qquad C=\begin{bmatrix}0{,}093167562 & & -0{,}24371674 & \end{bmatrix}$$

matricea sistemului A, avînd următoarele valori proprii:

$\lambda_{1,2} = -0{,}081429655 \pm j\ 12{,}176359$; $\lambda_3 = -1{,}160693$; $\lambda_4 = -1$.

Funcţia de transfer (continuă), corespunzătoare MM-ISI s-a obţinut de forma:

$$H(S) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_0 s^2 + b_1 s + b_2}{s^4 + a_1 s^3 + a_2 s^2 + a_3 s + a_4} \qquad (5.2.1.3)$$

cu:

$b_0 = 70{,}245093$ $\qquad a_1 = 2{,}3235522$

$b_1 = 0{,}15495241$ $\qquad a_2 = 149{,}78292$

$b_2 = 8011{,}0503$ $\qquad a_3 = 320{,}55571$

$\qquad a_4 = 172{,}09634$

In aceste condiţii zerourile f.d.t. au următoarele valori:

$$s_{1,2} = -0{,}0011029412 \pm j\ 10{,}679151$$

iar pentru poli s-au obţinut valorile:

$s_{1,2} = -0{,}081429605 \pm j\ 12{,}176359$ $\quad s_3 = -0{,}99999992$ $\quad s_4 = -1{,}1606931$

Se observă că toţi polii f.d.t. se găsesc amplasaţi în semiplanul complex stîng ceea ce certifică stabilitatea sistemului.

Considerînd o perioadă de eşantionare de $\tau = 0{,}05$ s pentru MM-ISI discret echivalent se obţine:

$$A_d = \left[\begin{array}{c|c|c|c} 0,82057991 & 14,755272 & 0,10669496 & -0,51536651 \\ \hline -0,022103765 & 0,82047631 & 0,013009239 & -0,096246457 \\ \hline 0,012138526 & 0,099548093 & 0,93654396 & -13,600553 \\ \hline & & & 0,95122942 \end{array}\right] \qquad (5.2.1.4)$$

$$B_d = \left[\begin{array}{c|c|c|c} -0,0065203328 & -0,0016404625 & -0,34665938 & 0,048770575 \end{array}\right]^T$$

$$C_d = \left[\begin{array}{c|c|c|c} 0,093167562 & 0 & -0,24371674 & 0 \end{array}\right]$$

Valorile proprii ale matricii A_d sînt:

$$\lambda_{1,2} = 0,81699146 \pm j\, 0,56957443 \; ; \quad \lambda_3 = 0,94361725; \quad \lambda_4 = 0,95122942$$

F.d.t. corespunzătoare MM-ISI discret, calculată cu relaţia (5.1.1.22) este de forma:

$$H(z^{-1}) := \frac{z^{-1}B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{z^{-1}(b_0+b_1z^{-1}+b_2z^{-2}+b_3z^{-3}}{1+a_1z^{-1}+a_2z^{-2}+a_3z^{-3}+a_4z^{-4}} \left(= \frac{\tilde{u}(z)}{e(z)}\right) \qquad (5.2.1.5)$$

pentru regimul considerat, obţinîndu-se următoarele valori ale parametrilor:

$b_0 = 0,0838179208$ $\qquad$ $b_1 = -0,063693246$

$b_2 = -0,055069265$ $\qquad$ $b_3 = 0,08069683$

$a_1 = -3,5288296$ $\qquad$ $a_2 = 4,9856337$

$a_3 = -3,346137$ $\qquad$ $a_4 = 0,89031708$

In aceste condiţii zerourile au valorile:

$z^{-1}_{1,2} = 0,86086659 \pm j\, 0,50895157$ avînd modulul $\|1,0000613\|$

$z^{-1}_3 = -1,0393103$

iar polii sînt:

$z^{-1}_{1,2} = 0,8236715 \pm j\, 0,57423147$ cu $\|1,0040798\|$

$z^{-1}_3 = 1,059757$

$z^{-1}_4 = 1,0512654$

Se observă şi în acest caz, că toţi polii şi zerourile f.d.f. discrete (5.2.1.4) se găsesc în exteriorul cercului unitar.

In tabelul 5.2.1. sînt date valorile numerice ale parametrilor MM al procesului şi rădăcinile corespunzătoare ale polinoamelor A(z) şi B(z), calculate pentru 4 regimuri de funcţionare reprezentative.

Tabelul 5.2.1.

încărcare HG / coef. sau rădăcini	o m-g (o + j o)	o,35 S_{nom} (o,28 + j o,21)	o,7 S_{nom} (o,42 + j o,56)	$S_{nom} = P_{nom} + j\,Q_{nom}$ (o,8 + j o,6)
a_1	-3,759o868	-3,6836334	-3,5985157	-3,5288296
a_2	5,423o495	5,28oo896	5,1182575	4,9856337
a_3	-3,5538744	-3,4861598	-3,4o92381	-3,346137
a_4	o,89o317o8	o,89o317o8	o,89o317o8	o,89o317o8
b_o	o,o66149898	o,o75784865	o,o81167292	o,o83792o8
b_1	-o,o6o8o3218	-o,o66o47658	-o,o65842442	-o,o63693246
b_2	-o,o53582872	-o,o57924579	-o,o573346o8	-o,o55o69265
b_3	o,o636343o1	o,o729o6831	o,o78o86856	o,o8o696683
răd.B(z) (modul ‖·‖)	$z_{1,2}$=o,94o62571± j o,37928185 ‖o,99994445‖ z_3 =-o,962o7815	$z_{1,2}$=o,91682435± j o,39914766 ‖o,99994287‖ z_3 =-o,96213355	$z_{1,2}$=o,88667834± j o,46225849 ‖o,99994o69‖ z_3 =-o,96216242	$z_{1,2}$=o,86o76o71± j o,5o888898 ‖o,9999385‖ z_3 =-o,96217657
răd.A(z) (modul ‖·‖)	$z_{1,2}$=o,93635211± j o,35229541 ‖1‖ z_3 =o,9512o679 z_4 =o,93517575	$z_{1,2}$=o,89711894± j o,439125 ‖o,99882598‖ z_3 =o,951211o4 z_4 =o,93818445	$z_{1,2}$=o,85282871± j o,516399o3 ‖o,99698785‖ z_3 =o,95124112 z_4 =o,94161712	$z_{1,2}$=o,81699145± j o,56957443 ‖o,99593678‖ z_3 =o,95122748 z_4 =o,9436192

5.3. Evaluarea critică a unor estimatori recursivi cu aplicaţie la cazul unui HG

Performanţele RAA sînt influenţate în mod decisiv de calitatea estimării parametrilor procesului sau a legii de comandă. Aceasta constituie motivaţia studiului din acest paragraf care îşi propune să analizeze comparativ patru dintre estimatorii recursivi prezentaţi în Cap.3, consideraţi ca fiind indicaţi implementării RAA şi anume: estimatorul CMMPR, estimatorul bazat pe filtrarea cu ajutorul rădăcinii pătrate (SQ)(corespunzător algoritmului utilizînd matricea de covarianţă), estimatorul bazat pe TO Givens (TO) şi estimatorul UD (corespunzător algoritmului UDU^T. Se prezintă principalele rezultate obţinute în urma unui mare număr de simulări privind estimarea parametrilor unui proces funcţionînd în buclă deschisă, proces particularizat prin HG-CHE Grebla /Pro.85/Prot.86/Pro.88.a/ Luş.88.b/.

Generarea datelor de intrare-ieşire necesare eştimării, s-a realizat pe baza MM al HG adus la forma (5.1.1.1) cu (5.1.1.23).

5.3.1. Consideraţii privind implementarea estimatorilor recursivi propuşi

Avîndu-se în vedere că structura programelor de calcul este asemănătoare pentru diferitele tipuri de estimatori consideraţi, introducerea datelor şi dialogurile la consolă făcîndu-se la fel şi diferind în principal doar liniile de program corespunzătoare estimării propriu-zise, în continuare se va descrie doar programul aferent estimatorului recursiv bazat pe TO Givens (vezi paragraful 3.2.).

Programul de estimare al parametrilor a_i, b_j ai MM al HG este format din programul principal şi subrutine care servesç la generarea zgomotului de distribuţie gaussiană de la intrare şi din ieşire. Subrutinele sînt intitulate:

- GAUS - generează zgomot aleator de distribuţie normală în intrare
- RANDU - generează zgomot aleator cu distribuţie uniformă în intervalul o - 1 şi este apelată de GAUS
- ZGOM - generează zgomot aleator gaussian la ieşire apelînd rutina ZGRAN

- ZGRAN - apelează zgomot uniform în intervalul o - 1

Perechea de subrutine GAUS şi RANDU diferă de perechea de subrutine ZGOM şi ZGRAN prin iniţializarea generatorului de numere aleatoare uniform distribuite. Ca urmare secvenţele de numere aleatoare ce simulează zgomotele în intrare şi ieşire sînt diferite şi necorelate între ele.

Programul de calcul prezintă următoarele blocuri (evidenţiate prin comentarii adecvate în listing):

- calculul regimului staţionar ; furnizează comanda la ieşirea $y_N = 1$ (u.r), adică pe $\tilde{u}_N$
- citirea datelor iniţiale: - pentru comandă: $\tilde{u}_N$ = o sau $\tilde{u}_N$ calculat anterior
  - pentru ieşire: y_N = o sau respectiv $y_N = 1$
  - valorile medii şi abaterile medii pătratice ale zgomotelor din intrare şi ieşire
- iniţializarea calculelor pentru paşii 1 - 12 ce permit prima estimare a parametrilor
- estimarea recursivă a parametrilor MM adoptat
- calculul erorilor de estimare şi afişarea rezultatelor
- testare sfîrşitului procesului de calcul
- blocul de simulare a perechilor de date intrare-ieşire utilizate la estimare.

Notaţiile variabilelor din text coincid cu numele variabilelor din program. Se foloseşte un vector auxiliar AX pentru reţinerea şi reactualizarea ultimei linii din matricea S. După lansarea în execuţie a programului se afişează pe ecran USTAT = ... YSTAT = ... valorile corespunzătoare regimului staţionar pentru intrare şi ieşire, apoi se cere iniţializarea intrărilor şi ieşirilor.

U INI = ?

Y INI = ?

Ca valori cerute se pot da valorile regimului staţionar, sau o şi o în caz că se lucrează cu abaterile mărimilor.

Dialogul pentru iniţializarea datelor se continuă cu:

ZGOMOT INTRARE

* VAL.MED = se trece valoarea medie

* DISP. = se trece abaterea medie pătratică

ZGOMOT IESIRE = ? (DA, NU) se trece DA sau NU

In cazul DA (zgomot la ieşire) se propune continuarea dialogului cu

ZGOMOT IEŞIRE

* VAL.MED = se trece valoarea medie

* DISP. = se trece σ

După iniţializare urmează estimarea parametrilor. După 5o de paşi de estimare se iniţializează la consolă un nou dialog privind opţiunile pe care le doreşte utilizatorul. La întrebarea

SE TERMINA ESTIMAREA = ?

răspunsul DA conduce la încheierea programului de calcul, iar cel de NU la continuarea calculelor pentru încă 5o de paşi

REINITIALIZARE = ?

răspunsul NU continuă estimarea de la ultimele valori, iar cel DA reduce controlul paşilor de estimare (notat cu K) la valoarea 1, reiniţializează matricea S şi porneşte calculele ca şi cum estimarea s-ar fi început din acel moment.

Ordinogramele de calcul ale algoritmilor de estimare consideraţi şi programele de calcul scrise în FØRTRAN sînt prezentate în detaliu în /Prot.86/.

5.3.2. Programul de teste. Rezultate privind estimarea parametrilor

Programele de calcul menţionate anterior au fost rulate pe un microcalculator de tip M 118. S-au simulat cîteva situaţii considerate ca fiind elocvente în ceea ce priveşte evidenţierea unor concluzii referitoare la corectitudinea estimării valorilor parametrilor, viteza de calcul, convergenţa şi stabilitatea numerică.

In acest sens s-au studiat următoarele influenţe asupra calităţii estimatorilor:

- influenţa raportului varianţelor semnalului de intrare şi a zgomotului din ieşire
- influenţa considerării ca mărime de intrare-ieşire fie a valorilor de funcţionare normală fie a abaterilor faţă de regimul staţionar
- influenţa asupra preciziei estimării a considerării calculelor în simplă sau dublă precizie
- influenţa asupra vitezei de convergenţă şi a stabilităţii numerice a valorilor de iniţializare $\hat{\theta}(o)$ şi $P(o)$.

Au fost rulate şi analizate 42 de cazuri de studiu sintetizate în tabelul 5.3.2.1.

Tabel 5.3.2.1

Mărime \ Caz studiat	A					B	C										D		
							C1			C2			C3		C4				
	A1	A2	A3	A4	A5		C11	C12	C13	C21	C22	C23	C31	C32	C41	C42	D1	D2	D3
$a_i(o), i=\overline{1;4}$	2 cifre seminificative (2 cs)						Valori exacte (v.ex.)			2cs	3cs	4cs	v.ex.		1 cs	2 cs	2 cs		
$b_j(o), j=\overline{o,3}$										v.ex.			$j=o,3$ / $j=1,2$ ↓50%						
σ_{int}	1E-3																		
σ_{ies}	1E-5	1E-6	1E-7	fz		1E-6	1E-6	1E-7	fz	1E-7									
γ	1E+9																1E3	1E6	1E9
precizie	s.p.					d.p.	simplă precizie(s.p.)												
estimator	CMMPR SQ TO UD					CMMP SQ UD	CMMPR SQ UD												
Mărimi intrare-ieşire	a b.				m.d f.n	abateri faţă de regim staţionar (a b.)													

↓50% - micşorare 50%;

f.z. - fără zgomot în ieşire;

d.p. - dublă precizie;

m.d.f.n. - mărimi de funcţionare normală.

Pentru cazul de studiu A s-au efectuat rulări în simplă precizie utilizînd programele SPREC iar pentru cazul de studiu B, în dublă precizie utilizînd programele DPREC.

Pentru cazurile menţionate s-au considerat 250 paşi de estimare. Incepînd cu pasul 51 s-au calculat următorii indicatori de calitate care constituie criteriile alese de evaluare critică a estimatorilor recursivi propuşi:

- valoarea medie a erorii de estimare (ε_{med});
- abaterea medie pătratică faţă de valoarea reală;
- valoarea minimă şi maximă (în sens algebric) a erorilor de estimare faţă de valoarea exactă (ε_{min}, ε_{max}).

In fig.5.3.2.1 şi 5.3.2.2 s-a reprezentat rezultatul procesului de estimare a coeficienţilor a_i, $i=\overline{1,4}$ respectiv b_j, $j=\overline{0,3}$ utilizînd estimatorul TO. Grafice asemănătoare s-au obţinut pentru toţi estimatorii consideraţi.

In fig.(5.3.2.3 ÷ 8) este prezentat modul de variaţie a lui ε_{max} şi ε_{min} pentru coeficientul cu cea mai mare dispersie din polinoamele $A(z^{-1})$ respectiv $B(z^{-1})$. In acest mod de reprezentare se evidenţiază mai elocvent domeniul de variaţie al valorilor coeficienţilor pe durata estimării.

5.3.3. Concluzii privind calitatea estimatorilor recursivi consideraţi

Din analiza graficelor de variaţie ale estimaţiilor parametrilor procesului pentru cazurile de studiu luate în considerare rezultă următoarele concluzii:

Cazul A

- Cu cît nivelul zgomotului din ieşire ($\sigma_{ieş}$) este mai mic cu atît precizia de estimare este mai bună şi viteza de convergenţă mai mare.
- Un nivel acceptabil pentru zgomotul din ieşire este de cel mult $\sigma_{ieş}$=1.E-06, caz în care se asigură o bună convergenţă a estimatului vectorului parametrilor $\hat{\theta}$ spre valoarea exactă θ după 150 de paşi (se constată o comportare mai bună a estimatorilor SQ şi TO decît a estimatorilor CMMPR şi UD).
- Estimatorii SQ şi TO prezintă o viteză de convergenţă convenabilă şi apropiată ca valoare, pornindu-se însă cu abateri ale

coeficienţilor destul de mari în primii 5o de paşi (cu abateri uşor mai mici pentru SQ).

Estimatorul CMMPR prezintă o convergenţă mai lentă faţă de estimatorii TO, UD şi SQ pornind însă de la variaţii mai reduse ale coeficienţilor după 5o de paşi.

- Avîndu-se în vedere că după un număr limitat de paşi (5o, 1oo, 15o) media zgomotului din ieşire nu poate fi practic nulă, acest fapt se reflectă în apariţia unor mărcări ale estimatului faţă de valorile reale.

  Se constată că estimatorii SQ şi TO sînt mai puţin sensibili la acest fenomen decît estimatorul CMMPR (de 5-1o ori) ceea ce concordă cu consideraţiile teoretice.

  Estimatorul UD se comportă asemănător estimatorului CMMPR. Aceasta se explică prin faptul că algoritmul UD este de fapt un algoritm CMMP în care în loc de matricea de covarianţă P se propagă matricile factor U şi D.

Cazul B

Rulările programelor în simplă precizie şi respectiv în dublă precizie evidenţiază următoarele aspecte:

- Timpul de calcul pentru cazul dublei precizii este semnificativ mai mare decît în simplă precizie (aproape de două ori).
- Convergenţa şi precizia estimatorilor nu diferă semnificativ în favoarea dublei precizii faţă de simpla precizie.

  Din aceste considerente se apreciază că apelarea la dublă precizie nu se justifică. Drept urmare, toate cazurile de studiu analizate au fost rulate în simplă precizie.

Cazul C

C.1. - In cazul iniţializării cu valorile exacte ale coeficienţilor, estimatorii CMMPR şi UD păstrează aceste valori începînd cu primii paşi de estimare pentru toate cele trei situaţii considerate pentru zgomotul de ieşire.

- Estimatorul SQ, pentru un zgomot de ieşire avînd $\sigma_{ieş}=10^{-6}$, prezintă deviaţii importante pe primii 15o paşi. Acest fenomen este aproape eliminat pentru un zgomot avînd $\sigma_{ies} \leq 10^{-7}$.

C.2. - Pentru considerarea unui zgomot în ieşire de $\sigma_{ieş}=10^{-7}$ iniţializări diferite ca precizie pentru coeficienţii polinomului $A(z^{-1})$, (1,2 respectiv 3 cifre semnificative) şi pentru coeficienţii polinomului $B(z^{-1})$ valori exacte, nu introduc deosebiri semnificative, estimatul parametrilor menţinîndu-

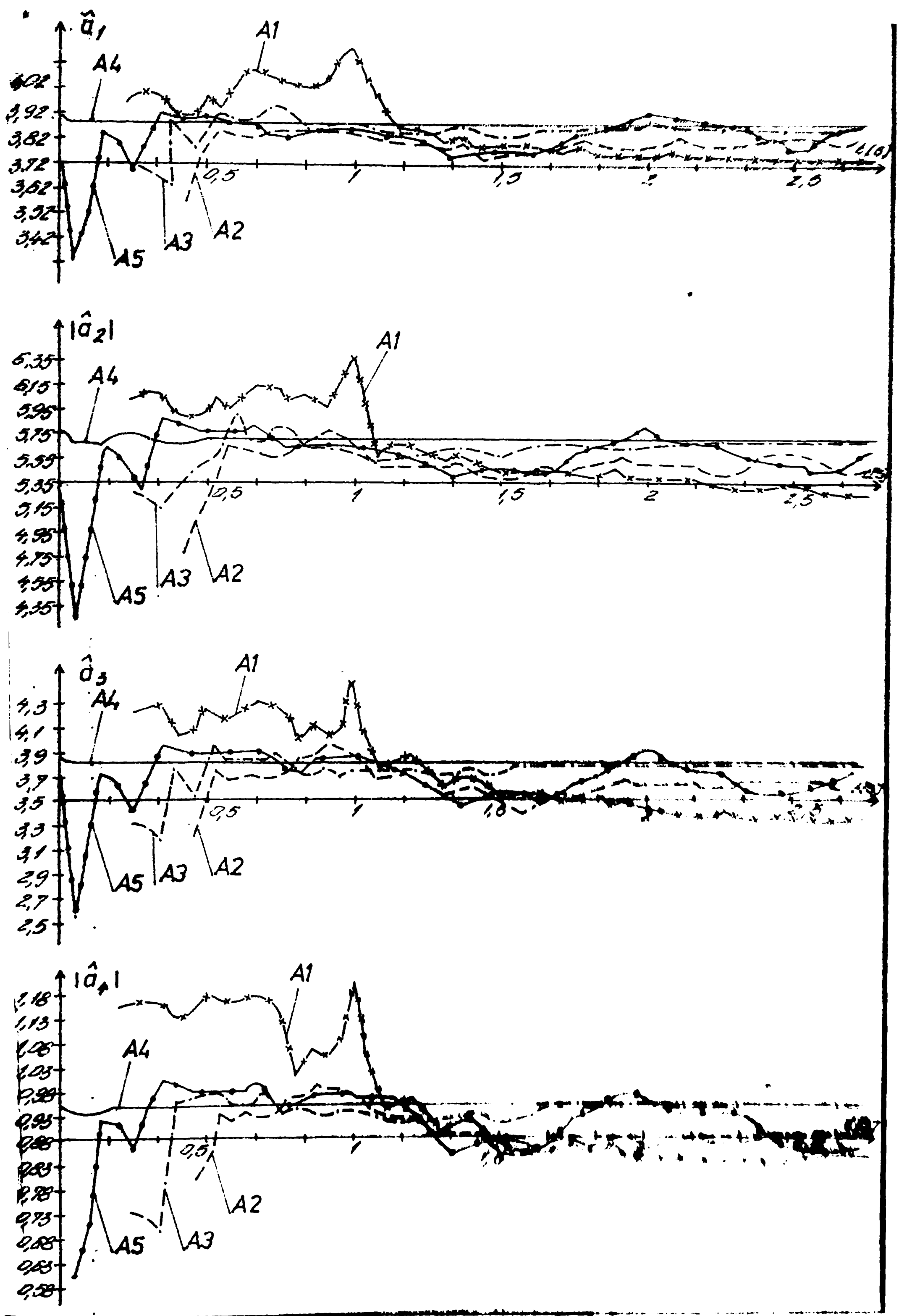


Fig.5.3.2.1 Estimarea coeficienţilor [illegible] estimatorului [illegible]

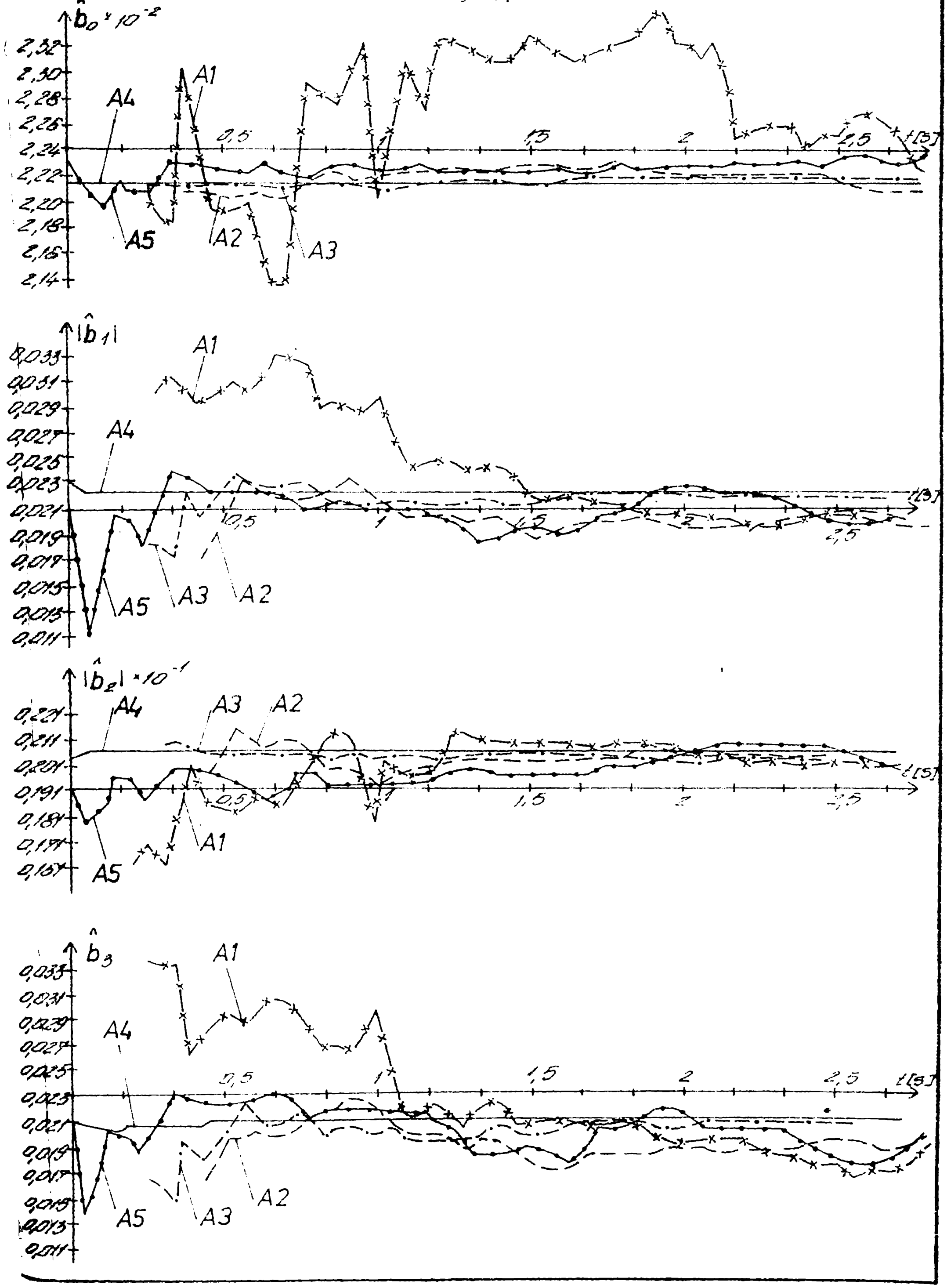


Fig.5.3.2.2 Estimarea coeficienţilor b_j, $j=\overline{o,3}$ în cazul utilizării estimatorului TO

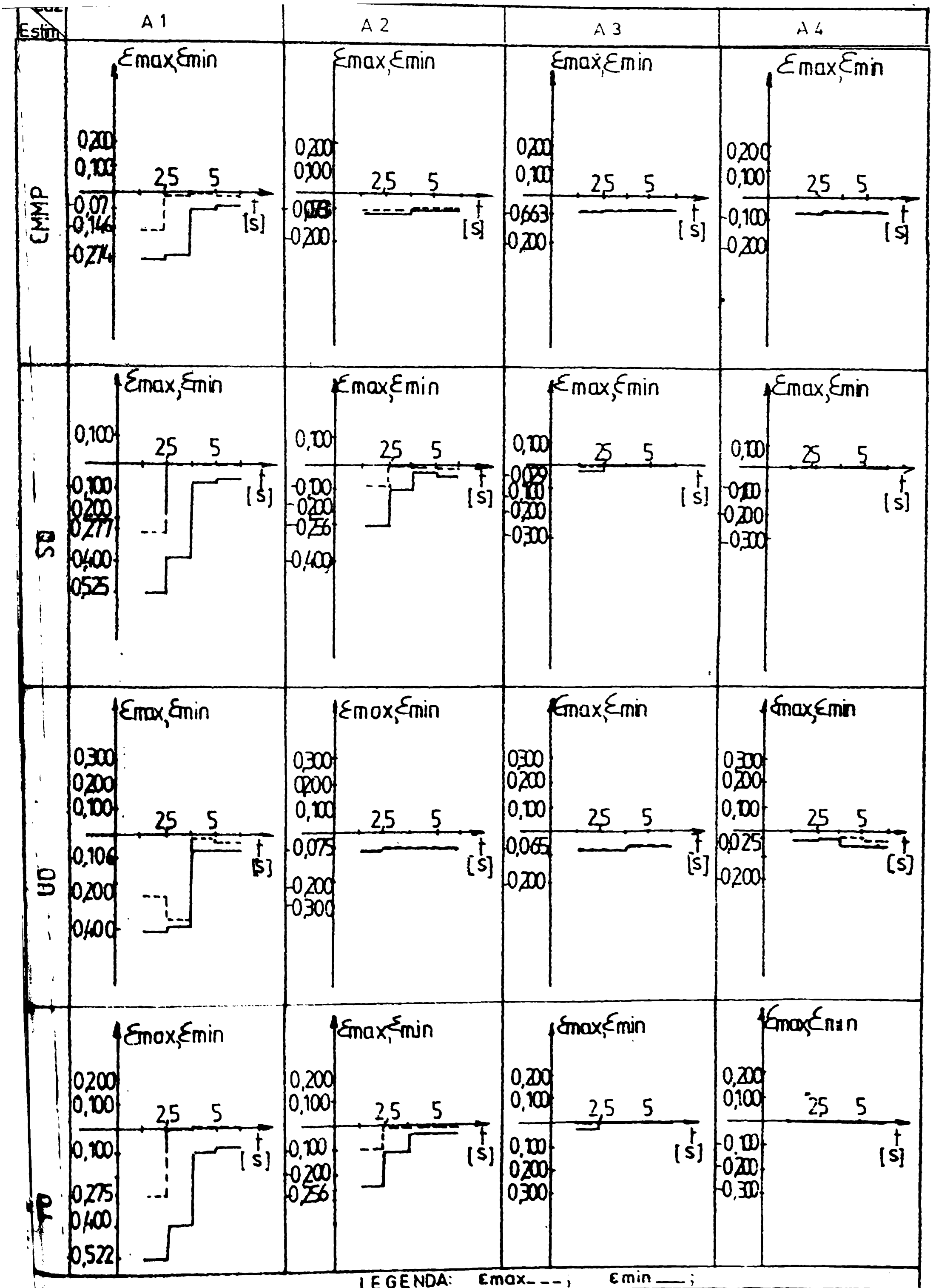


Fig.5.3.2.3 Variaţia erorilor maxime şi minime pentru coeficientul a...

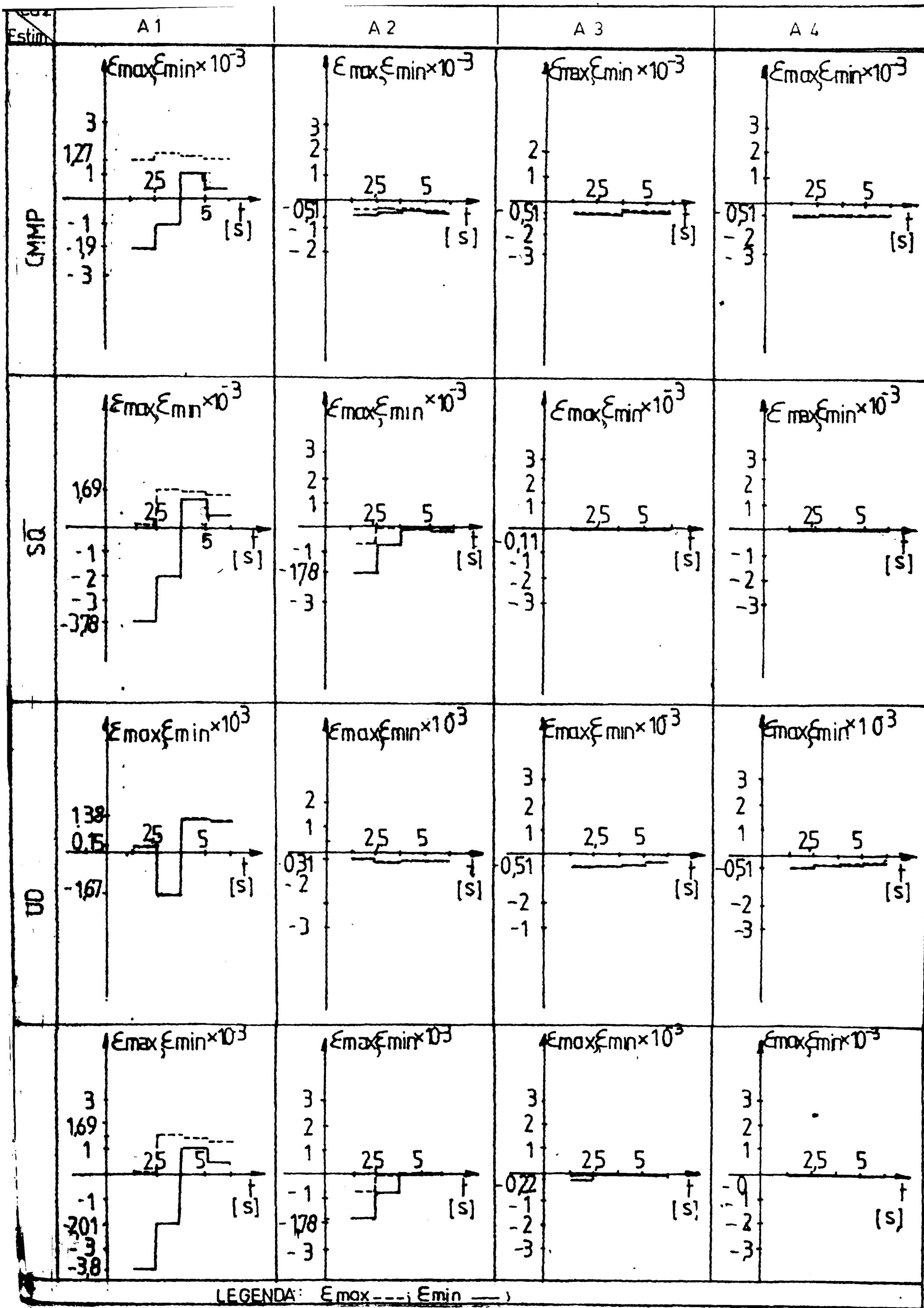
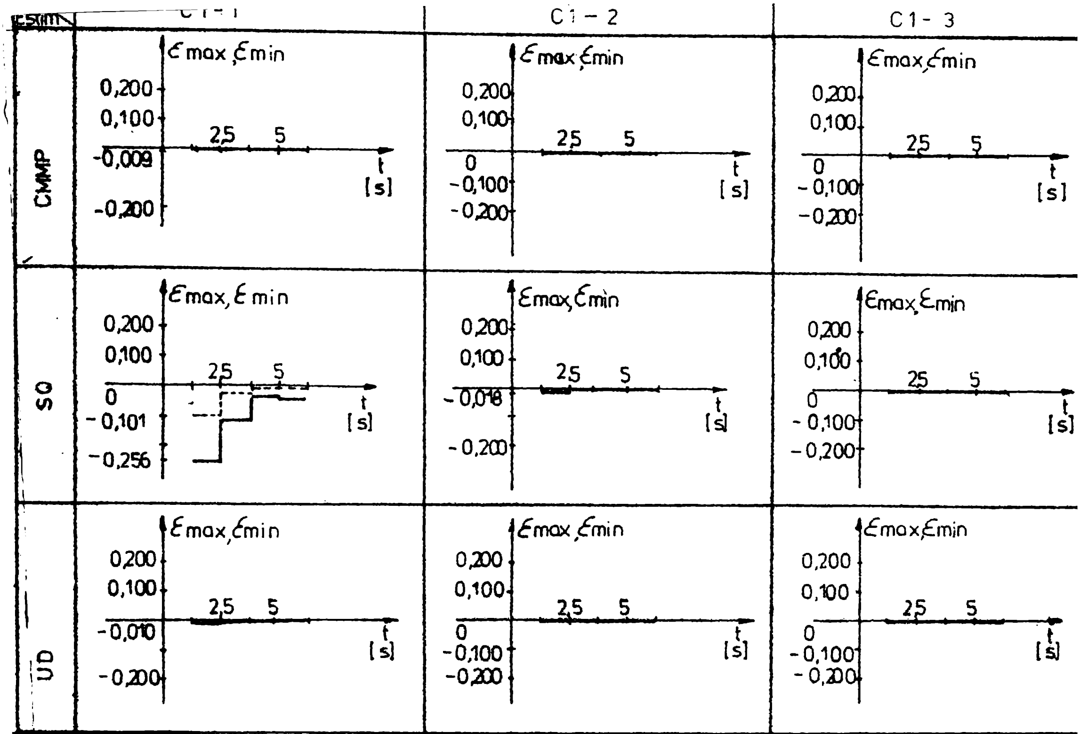


Fig.5.3.2.4 Variația erorilor maxime și minime pentru coeficientul b_3



LEGENDA: εmax – – – ; εmin ——— ;

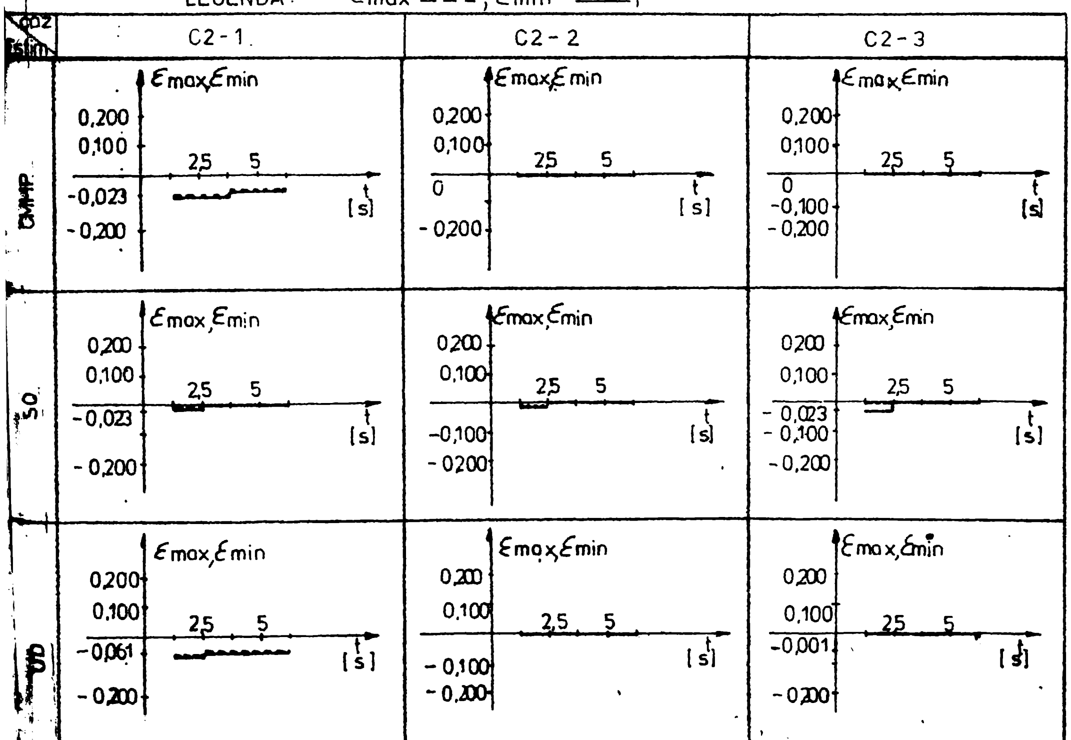


Fig.5.3.2.5 Variaţia erorilor maxime şi minime pentru coeficientul a,

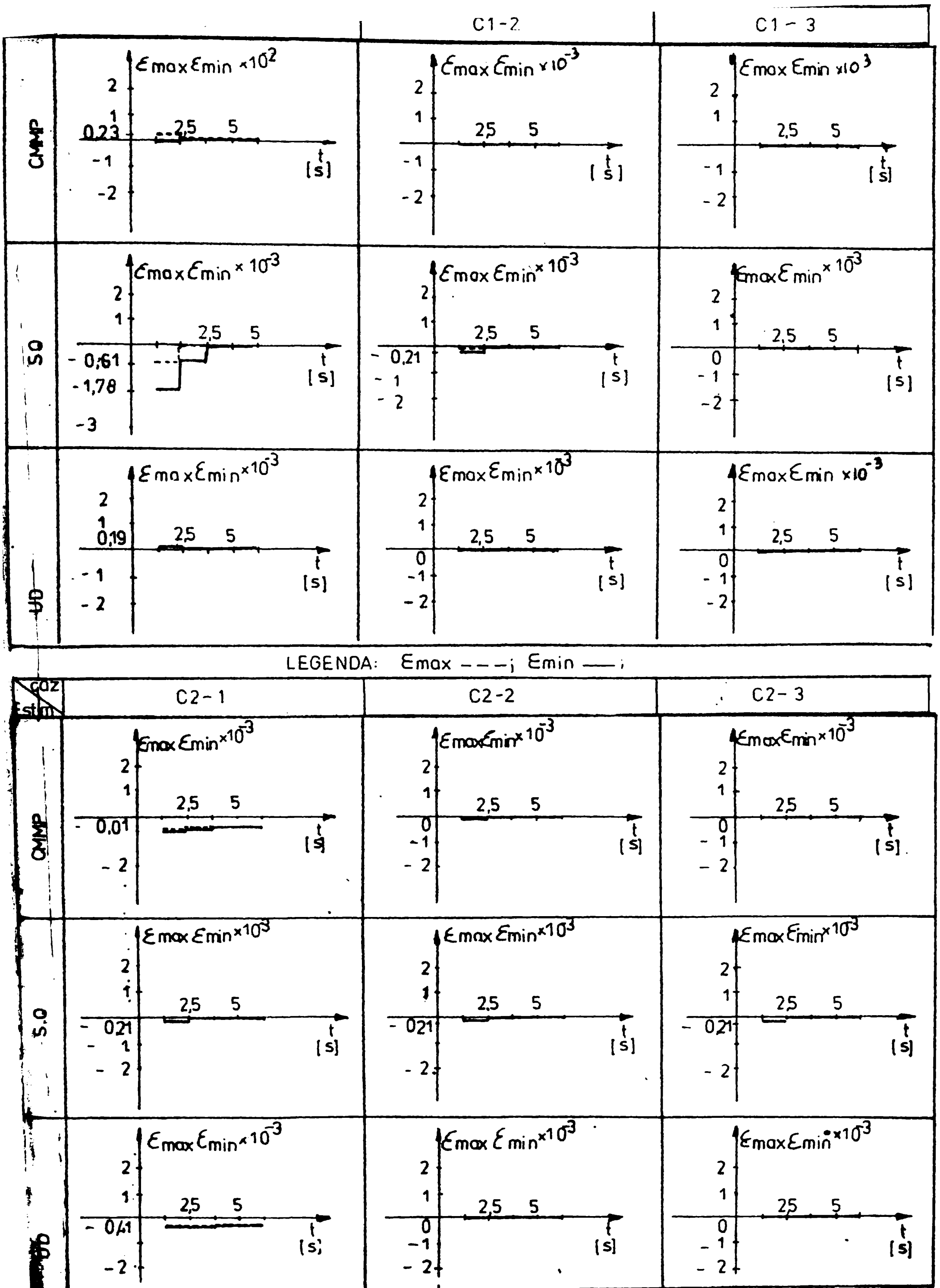


Fig.5.3.2.6 Variaţia erorilor maxime şi minime pentru coeficientul b_3

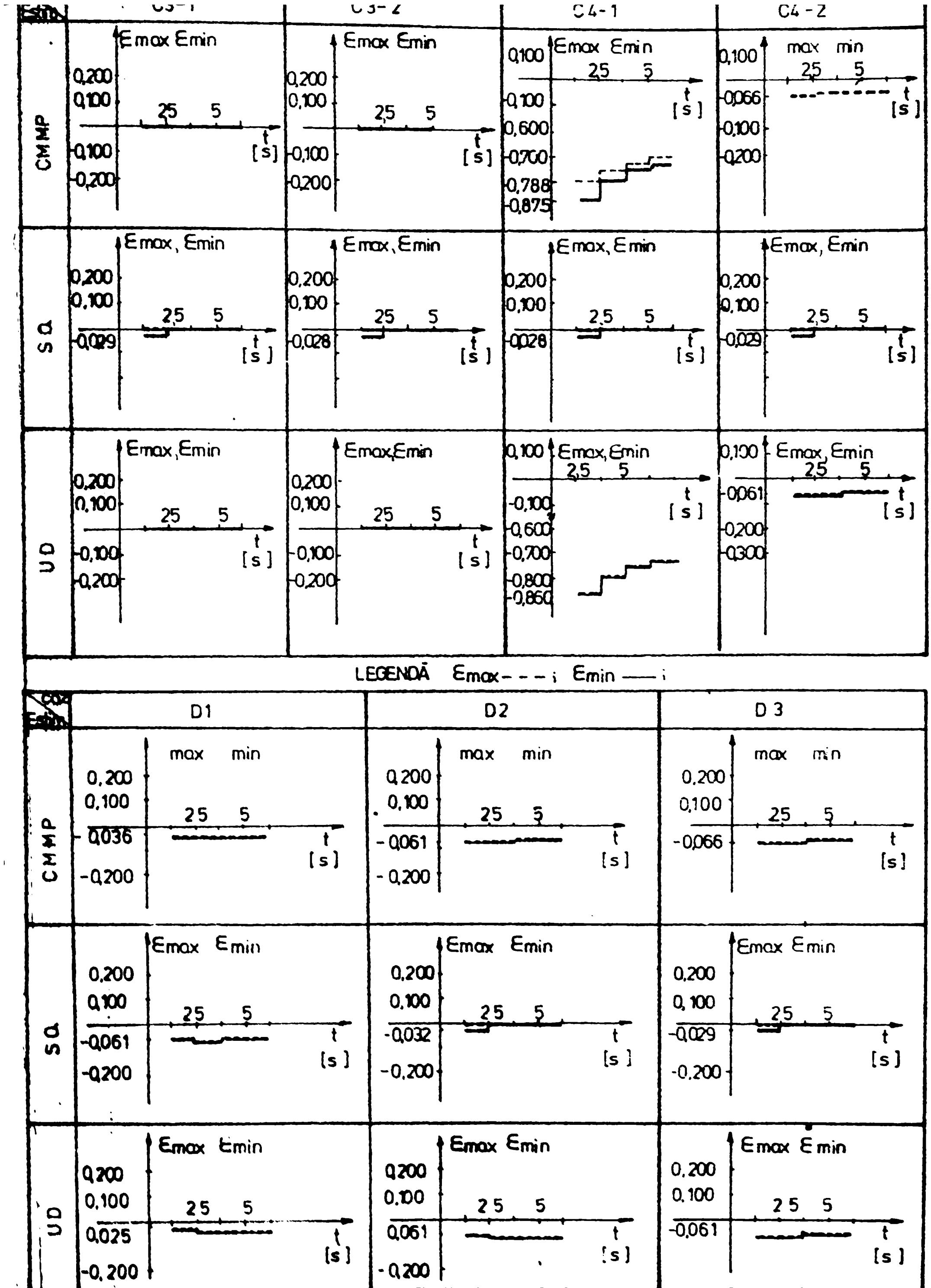


Fig.5.3.2.7 Variaţia erorilor maxime şi minime pentru coeficientul a_2

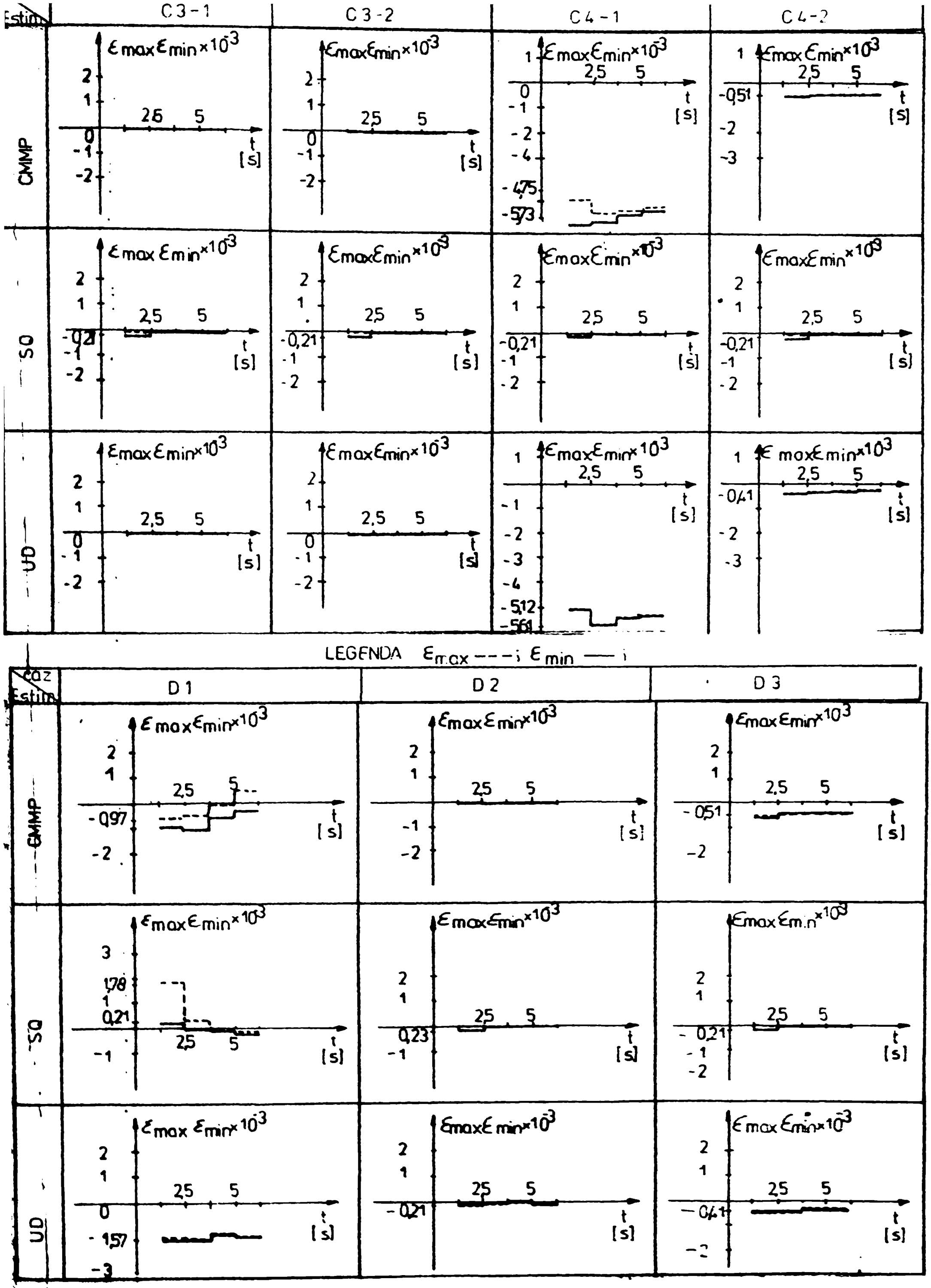


Fig.5.3.2.8 Variaţia erorilor maxime şi minime pentru coeficientul b_3

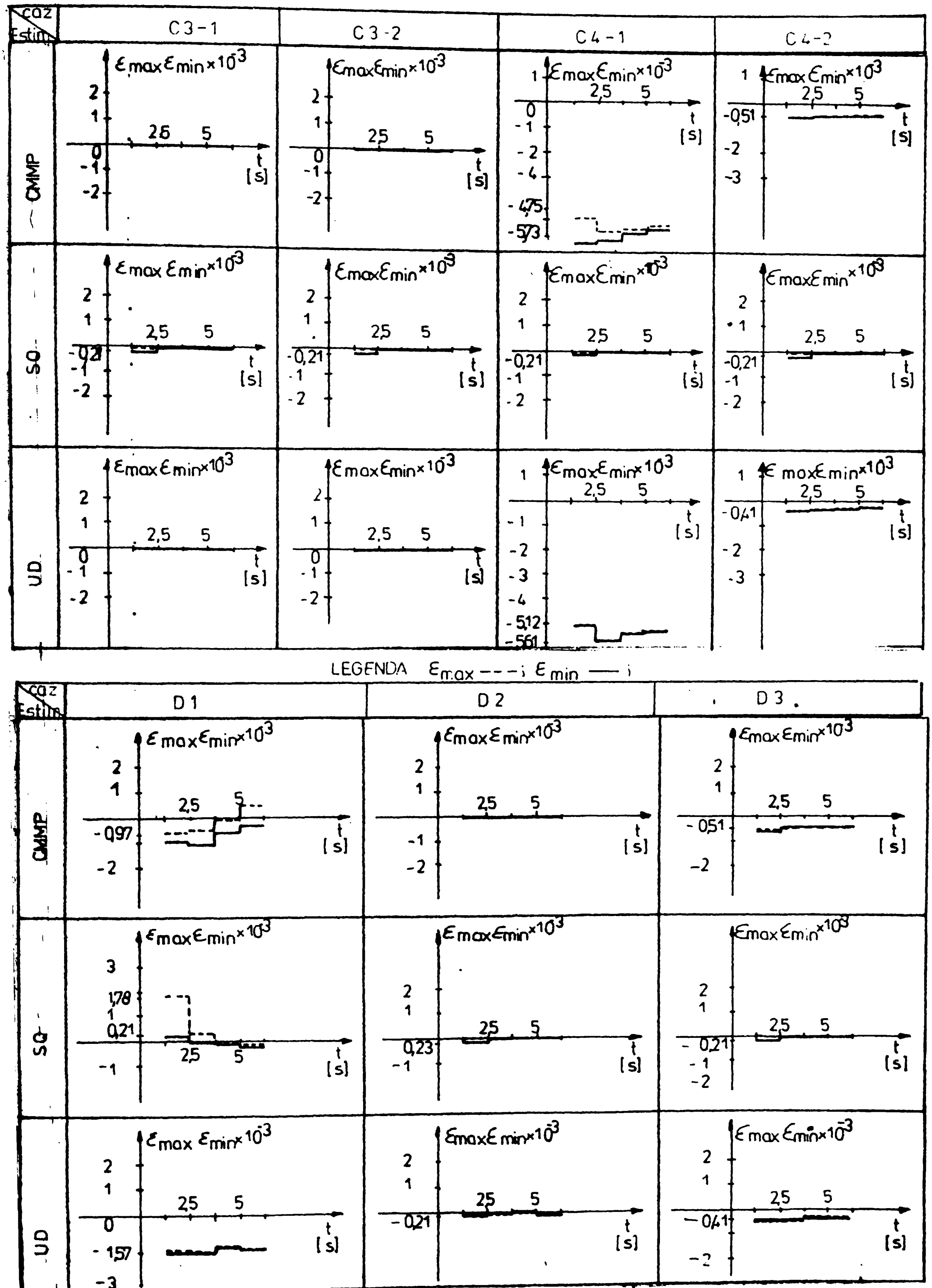


Fig.5.3.2.8 Variaţia erorilor maxime şi minime pentru coeficientul b_3

se în limite acceptabile.

C.3. - Considerarea la inițializare a unor variații mergînd pînă la 50% pentru coeficienții b_i, $i=\overline{0,3}$ și a_i, $i=\overline{1,4}$ valori exacte, pentru $\sigma_{ieş}= 10^{-7}$ nu afectează calitatea estimării.

C.4. - Considerarea unei inițializări de una respectiv două cifre semnificative pentru a_i, $i=\overline{1,4}$ și b_i, $i=\overline{0,3}$ conduce la comportări diferite. Estimatorul SQ este practic insensibil, pe cînd estimatorii CMMPR și UD prezintă abateri care sînt mari la o cifră semnificativă și acceptabile în al doilea caz. Concluzia care se poate desprinde din studiul acestui caz este că estimatorul SQ se comportă mai bine decît estimatorii CMMPR și UD, pentru diferitele inițializări ale parametrilor, în condiția considerării unui zgomot în ieșire avînd $\sigma_{ieş} \leq 10^{-7}$.

Cazul D

Studiul influenței valorilor de inițializare ale matricii F, asupra calității estimatorilor utilizînd CMMPR, UD și SQ conduce la concluzia că situația cea mai favorabilă o oferă cazul D2.

Concluzii finale

Din analiza rezultatelor corespunzătoare cazurilor prezentate anterior se desprind următoarele concluzii finale:

- Se recomandă utilizarea în ieșire a unui zgomot avînd $\sigma_{ieş} \leq 10^{-7}$, ceea ce asigură un raport semnal util-zgomot favorabil pentru considerarea la intrare a unui semnal stchastic avînd $\sigma_{int}=10^{-3}$. Acest fapt este în concordanță cu nivelul zgomotelor din procesul real (HG+SEE).
- Din rezultatele simulărilor rezultă că la inițializarea vectorului parametrilor trebuiesc alese pentru coeficienții a_i, $i=\overline{1,4}$ valori apropiate de valorile reale, în timp ce coeficienții b_i, $i=\overline{0,3}$ pot fi stabiliți cu abateri de pînă la 50% din valorile reale.
- Rezultatele estimării utilizînd ca date de măsură abaterile mărimilor de la intrare și ieșire față de valorile lor de regim staționar sînt net superioare cazului în care ca date de măsură se utilizează mărimile de intrare și ieșire (valori de regim staționar+abatere).

Acest aspect se justifică prin faptul că abaterile reprezintă valori de 10^2-10^3 ori mai mici decît mărimile corespunzătoare din regimul staționar, operarea cu aceste din urmă mărimi înseamnă de fapt calcule cu numere care diferă între ele doar la a 3-a, 4-a cifră semnificativă, ceea ce conduce la o precizie mult redusă a calculelor.

Avînd în vedere cele menționate, se recomandă ca în situații reală, în procesul de estimare să se folosească abateri ale mărimilor măsurate obținute cu dispozitive adecvate de tip comparator.

- In ceea ce privește viteza de calcul și stabilitatea numerică a algoritmilor, pentru un număr mare de pași de calcul, estimatorii TO, SQ și UD prezintă avantaje nete față de estimatorul CMMPR.

In final se poate aprecia că pentru implementarea regulatoarelor adaptive autoacordabile se recomandă a fi utilizați estimatorii TO, SQ și UD funcție de aplicație, ținînd cont de caracteristicile lor specifice:

- estimatorul TO nu necesită inițializări pentru startarea algoritmului, se caracterizează prin relativa simplitate și un necesar redus de memorie;
- estimatorul UD este cel mai rapid, însă cu prețul unei precizii mai reduse, necesită valori destul de apropiate de cele reale pentru inițializarea vectorului parametrilor;
- estimatorul SQ necesită valori de inițializare, dar ele pot fi mai îndepărtate de valorile reale decît în cazul estimatorului UD.

Se poate lua în considerare combinarea, de exemplu, a estimatorilor TO și UD, primul fiind utilizat în scopul găsirii unor parametrii inițiali de start pe care să-i folosească cel de-al doilea.

In cele ce urmează, pentru implementarea strategiei de comandă adaptivă autoacordabilă (RAA) s-a utilizat estimatorul TO.

5.4. Regulator autoacordabil explicit pentru conducerea excitației unui HG, cu aplicație pentru CHE-Grebla

După cum s-a arătat în paragraful 2.2. structura sistemului adaptiv cu autoacordare evidențiază două funcții suplimentare în comparație cu structura convențională de reglare a excitației și anume funcția de estimare recursivă a parametrilor HG și funcția de proiectare a strategiei de comandă adaptivă autoacordabile.

In paragrafele 3.2. și 5.3. s-a făcut o analiză de detaliu a principalelor aspecte legate de estimarea recursivă a parametrilor HG, propunîndu-se algoritmi eficienți de estimare recursivă care au fost implementați și testați pentru modelul discret de ordinul 4 (5.1.1.1)-(5.1.1.23) obținut pentru HG.

Prezentul paragraf dezvoltă aspecte legate de sinteza și implementarea strategiei de comandă autoacordabilă (SCAA), avîndu-se la bază informația de construcție (structură și parametrii) obținuți în faza de identificare a MM al HG și de estimare recursivă a parametrilor, astfel încît secvența de comandă generată să satisfacă obiectivul impus prin fixarea funcţiei criteriu.

5.4.1. Sinteza strategiei de comandă adaptivă autoacordabilă a excitaţiei HG

In paragraful 5.1.1. a fost dedusă, pornindu-se de la modelul continuu MMR2 adoptat pentru HG, relaţia stohastică discretă intrare-ieşire monovariabilă, (5.1.1.1) - (5.1.1.23), în care mărimea de ieşire (reglată) este tensiunea la bornele generatorului $\tilde{u}$, iar mărimea de intrare (comandă) este tensiunea de excitaţie a excitatricei e, MM utilizabil direct în sinteza SCAA.

Una din problemele importante legate de introducerea comenzii adaptive a HG este legată de faptul că pot să apară simultan mai multe perturbaţii nemăsurabile care să acţioneze asupra sistemului, astfel că parametrii corespunzători modelului zgomotului din relaţia (5.1.1.1) (c_i, $i=\overline{1,4}$) nu pot fi identificaţi. In plus unele dintre aceste perturbaţii pot fi corelate statistic şi marcate. In aceste situaţii perturbaţiile nu mai pot fi descrise de un model stohastic staţionar.

O posibilitate de a evita dificultăţile menţionate este de a presupune $C(z^{-1}) = 1$ în relaţia (5.1.1.1), adică în ieşire se aplică direct zgomotul alb discret.

De asemenea, pentru asigurarea unei estimări eficiente a parametrilor procesului (HG cuplat la SEE) care să permită urmărirea variaţiilor în condiţiile de operare, se introduce în intrarea de comandă un semnal de medie zero, necorelat şi de nivel scăzut /Dao.83/Pro.88/. Această ipoteză de lucru nu este în contradicţie cu situaţia din practică avîndu-se în vedere că perturbaţiile tipice care intervin în funcţionarea HG cuplat la SEE cum ar fi: modificările cuplului mecanic raportate la axul turbinei, variaţii ale constantelor de timp şi a altor parametrii (de ex. ai reţelei), fluctuaţii ale tensiunii la borne datorită variaţiilor încărcării SEE etc. sînt în general de nivel scăzut.

In aceste condiţii, pentru frecvenţe de eşantionare suficient de ridicate în comparaţie cu frecvenţa perturbaţiilor, efectul lor poate fi determinat prin modificările parametrilor identificaţi. SCAA pentru procesul descris prin (5.1.1.1) se obţine minimizînd o funcţie criteriu (obiectiv) generalizată de forma (3.3.3.3).

Pentru aplicaţia considerată se poate alege cu bune rezultate $P(z^{-1}) = R(z^{-1}) = 1$.

Problema sintezei SCAA se rezolvă prin defalcarea ei într-o problemă de predicţie, care constă în construcţia predictorului într-un pas al ieşirii şi o problemă de reglare în care se determină strategia de comandă care minimizează criteriul (3.3.3.3).

Astfel, ecuaţia (5.1.1.1) poate fi rescrisă ca:

$$y(t+1) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) + z\frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) + \frac{zd}{A(z^{-1})} \qquad (5.4.1.1)$$

Termenul corespunzător zgomotului poate fi dezvoltat ca o sumă de doi termeni în modul următor:

$$z\frac{C(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) = ze(t) + \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) = \xi(t+1) + \xi'(t) \qquad (5.4.1.2)$$

unde

$$G(z^{-1}) = z\left[C(z^{-1}) - A(z^{-1})\right] = g_1 + g_2 z^{-1} + \ldots \qquad (5.4.1.3)$$

$$\xi'(t) = \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) \qquad (5.4.1.4)$$

$\xi'(t)$ reprezintă secvenţa de zgomot pînă la momentul t care influenţează ieşirea $y(t+1)$ iar $\xi(t+1) = ze(t)$ reprezintă zgomotul de la momentul $(t+1)$ care perturbă ieşirea $y(t+1)$.

Introducînd (5.4.1.2) în (5.4.1.1) se obţine:

$$y(t+1) = \left[\frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})}u(t) + \frac{G(z^{-1})}{A(z^{-1})}e(t) + \frac{zd}{A(z^{-1})}\right] + \xi(t+1) \qquad (5.4.1.5)$$

Cunoscînd toate valorile anterioare ale intrării şi ieşirii se poate determina valoarea curentă a zgomotului.

$$e(t) = \frac{A(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) - \frac{z^{-1}B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) - \frac{d}{C(z^{-1})} \qquad (5.4.1.6)$$

Substituind (5.4.1.6) în (5.4.1.5) şi utilizînd (5.4.1.3) se ajunge la:

$$y(t+1) = \left[\frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) + \frac{zd}{C(z^{-1})}\right] + \xi(t+1) \qquad (5.4.1.7)$$

Rezultă că cel mai bun estimat al lui $y(t+1)$ la momentul t (predictorul într-un pas al ieşirii) va fi dat de

$$\hat{y}(t+1/t) = y(t+1) - \xi(t+1) = \frac{G(z^{-1})}{C(z^{-1})}y(t) + \frac{B(z^{-1})}{C(z^{-1})}u(t) + \frac{zd}{C(z^{-1})} \qquad (5.4.1.8)$$

($\xi(t+1)$ putînd fi interpretat ca eroare de predicţie într-un pas).

Problema de predicţie fiind rezolvată o dată cu construcţia predictorului (5.4.1.8), în continuare trebuie soluționată și problema de reglare.

Pentru aceasta înlocuind pe y(t+1) în funcția obiectiv (3.3.3.3) în ipotezele considerate ($P(z^{-1}) = R(z^{-1}) = 1$) rezultă:

$$I = E\{[\hat{y}(t+1/t) + \xi(t+1) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})u(t)]^2\} \quad (5.4.1.9)$$

Considerînd dispersia zgomotului ξ, $E/\xi^2(t+1)/ = \sigma^2$ și avînd în vedere că $\xi(t+1)$ este necorelat cu u(t-i), y(t-i) și prin ipoteză nici cu w(t-i), pentru $i \geqslant o$, criteriul (5.4.1.9) devine:

$$I = [\hat{y}(t+1/t) - w(t)]^2 + [Q'(z^{-1})u(t)]^2 + \sigma^2 \quad (5.4.1.1o)$$

Strategia de comandă u(t) se obține minimizînd funcția criteriu (5.4.1.1o), adică anulînd derivata parțială în raport cu u(t):

$$\frac{\partial I}{\partial u(t)} = 2[\hat{y}(t+1/t) - w(t)]\frac{\partial \hat{y}(t+1/t)}{\partial u(t)} + 2Q'(o)Q'(z^{-1})u(t) \quad o \quad (5.4.1.11)$$

din (5.4.1.8) rezultă că:

$$\frac{\partial \hat{y}(t+1/t)}{\partial u(t)} = b_o \quad (5.4.1.12)$$

Definind un nou polinom:

$$Q(z^{-1}) = \frac{Q'(o)Q'(z^{-1})}{b_o} \quad (5.4.1.13)$$

și înlocuind pe (5.4.1.8) în (5.4.1.11), ținînd cont că d este o constantă) strategia de comandă adaptivă autoacordabilă (regulatorul autoacordabil - RAA) va fi dată de:

$$u(t) = \frac{C(z^{-1})w(t) - G(z^{-1})y(t) - d}{B(z^{-1}) + Q(z^{-1})C(z^{-1})} \quad (5.4.1.14)$$

Parametrii procesului(HG)trebuiesc identificați continuu, printr-una din procedurile propuse în paragraful 5.3., valorile estimate fiind apoi introduse în calculul SC.., obținîndu-se astfel un RAA explicit.

Dacă estimatorul recursiv converge, ecuația caracteristică a sistemului automat de reglare (în buclă închisă) devine:

$$C(z^{-1})[B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1})] = o \quad (5.4.1.15)$$

Rezultă că pentru a asigura stabilitatea procesului condus de RAA, rădăcinile polinomului C(z) trebuie să se găsească în interiorul cercului unitar (în planul complex z) iar polinomul $Q(z^{-1})$ trebuie astfel astfel ales încît polinomul:

$$B(z^{-1}) + Q(z^{-1})A(z^{-1}) \quad (5.4.1.16)$$

să fie de asemenea stabil.

Pentru a obţine o formă convenabilă implementării SCAA (5.4.1.14) se consideră un semnal de test suprapus peste mărimea de comandă:

$$u'(t) = u(t) + \varepsilon(t) \tag{5.4.1.17}$$

unde: $\varepsilon(t)$ este un proces Gaussian obţinut ca:

$$\varepsilon(t) = \frac{ze(t)}{b} \tag{5.4.1.18}$$

($e(t)$ are semnificaţia dată în (5.1.1.1)).

Utilizarea lui $u'(t)$ dat de (5.4.1.17) în loc de $u(t)$ în ecuaţia (5.1.1.1), conduce pentru modelul procesului la următoarea ecuaţie cu diferenţe stohastice:

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-1}B(z^{-1})\,u'(t) + d \tag{5.4.1.19}$$

sau

$$A(z^{-1})y(t) = z^{-1}B(z^{-1})u(t) + d + \frac{B(z^{-1})}{b_o}\,e(t) \tag{5.4.1.20}$$

Se obsevă că în modelul (5.4.1.2o) este prezentă chiar comanda $u(t)$ şi o perturbaţie cunoscută $e(t)$, parametrii lui $C(z^{-1})$ ne mai fiind necesar să fie identificaţi, putîndu-se obţine direct din $B(z^{-1})$:

$$C(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{b_o} \tag{5.4.1.21}$$

Substituind relaţia (5.4.1.21) în (5.4.1.14) şi (5.4.1.13) SCAA devine:

$$u(t) = \frac{1}{L(z^{-1})}\left[\frac{B(z^{-1})}{b_o}\,w(t) - G(z^{-1})y(t) - d\right] \tag{5.4.1.22}$$

unde:

$$L(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{b_o}\left[b_o + Q(z^{-1})\right] \tag{5.4.1.23}$$

$$G(z^{-1}) = z\left[\frac{B(z^{-1})}{b_o} - A(z^{-1})\right] \tag{5.4.1.24}$$

Sistemul automat de reglare a excitaţiei HG cuplat la SE este reprezentat în acest caz în fig.5.4.1.1.

Polinomul $Q(z^{-1})$ se poate alege astfel încît să îmbunătăţească stabilitatea sistemului în buclă închisă. O alegere convenabilă şi din punct de vedere al calităţii reglajului este:

$$Q(z^{-1}) = \rho(1 - z^{-1}) \tag{5.4.1.25}$$

care realizează de fapt inserarea unui integrator în bucla închisă ce va asigura anularea erorii de regim staţionar.

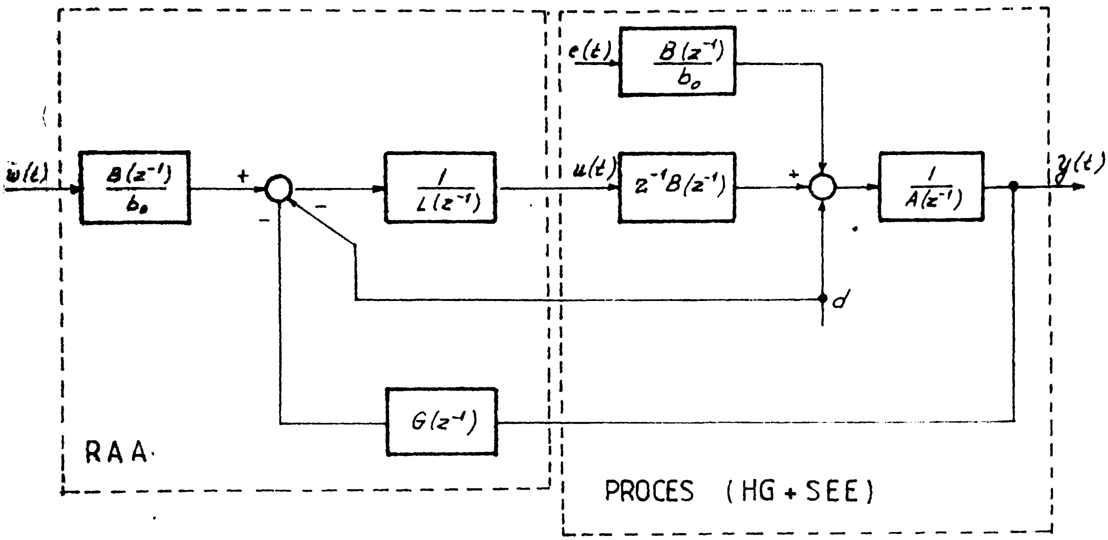


Fig.5.4.1.1. Structura sistemului automat de reglare a excitației HG cuplat la SEE

Inlocuind (5.4.1.25) în (5.4.1.23) şi considerînd polinoamele $A(z^{-1})$ şi $B(z^{-1})$ de forma (5.1.1.23) se va obţine după calcule de rutină pentru SCAA o expresie de forma:

$$u(t) = \frac{1}{(b_o+\rho)}\Big\{-\Big[\frac{b_1}{b_o}(b_o+\rho) - \rho\Big]u(t-1) - \Big[\frac{b_2}{b_o}(b_o+\rho) - \rho\frac{b_1}{b_o}\Big]u(t-2) - \Big[\frac{b_3}{b_o}(b_o+\rho) - \rho\frac{b_2}{b_o}\Big]u(t-3) + \rho\frac{b_3}{b_o}u(t-4) + w(t) + \frac{b_1}{b_o}w(t-1) + \frac{b_2}{b_o}w(t-2) + \frac{b_3}{b_o}w(t-3) - d - (\frac{b_1}{b_o} - a_1)y(t) - (\frac{b_2}{b_o} - a_2)y(t-1) - (\frac{b_3}{b_o} - a_3)y(t-2) + a_4y(t-3)\Big\} \quad (5.4.1.26)$$

Vectorul parametrilor care trebuie estimat printr-o procedură recursivă este dat de:

$$\Theta(t) = \left[a_1,\ a_2,\ a_3,\ a_4,\ b_o,\ b_1,\ b_2,\ b_3,\ d\right]^T \qquad (5.4.1.27)$$

Estimatorul utilizează ca date de calcul, ieşirile $y(t)$, $y(t-1)$, $y(t-2)$, $y(t-3)$, $y(t-4)$ şi intrările $u'(t-1)$, $u'(t-2)$, $u'(t-3)$, $u'(t-4)$ în care semnalul de test $\varepsilon(t-1)$, $\varepsilon(t-2)$, $\varepsilon(t-3)$, $\varepsilon(t-4)$ este cunoscut.

Operarea în timp îndelungat a RAA poate însă ridica probleme practice delicate. Astfel, inversa matricii de covarianţă a estimatorului CMMP ($P^{-1}(t)$) poate deveni în timp negativ definită, ceea ce conduce la divergenţa rapidă a procesului de identificare a parametrilor şi implicit la eşuarea algoritmului. Estimatorii SO şi TO garantează păstrarea pozitivităţii matricei de covarianţă prin însăşi modul lor de construcţie. Cu toate acestea utilizarea lor în cadrul RAA, prin cumularea în timp îndelungat a erorilor de trunchiere poate avea influenţe nefaste asupra performanţelor algoritmului.

Algoritm de comandă adaptivă autoacordabilă

O soluţie practică de a evita neajunsurile menţionate constă în restartarea după un anumit interval de timp a estimatorului recursiv al parametrilor. Restartarea însă, trebuie astfel realizată încît să nu împiedice furnizarea continuă a comenzii la fiecare interval de eşantionare.

In acest sens s-a conceput o metodă prin care restartarea este întreţesută cu procesul de urmărire a modificărilor valorilor parametrilor datorate schimbărilor din condiţiile de operare ale HG.

Principiul metodei constă în aceea că la intervalele de eşantionare impare estimatorul urmăreşte variaţiile parametrilor modelului iar intervalele pare de eşantionare sînt folosite pentru efectuarea calculelor din cadrul procesului de restartare. Comanda se elaborează la fiecare interval de eşantionare pe baza parametrilor estimaţi la intervalele impare.

Presupunînd că procesul de iniţializare a estimatorului necesită 15o de intervale de eşantionare (paşi de calcul) algoritmul de comandă adaptivă autoacordabilă (RAA) a excitaţiei HG cuplat la SEE cuprinde următoarele etape:

etapa 1: este constituită din paşii de calcul 1 la 15o în care se determină estimatul vectorului parametrilor $\hat{\Theta}_1(t)$ şi matricea de covarianţă corespunzătoare $P_1(t)$. Pentru aceasta se utilizează ca set de date măsurătorile ieşirii (abaterea tensiunii la borne) $y(t-i)$, $i = \overline{0,4}$ şi ale intrării (abaterea tensiunii de excitaţie a excitatricei) $u(t-i)$, $i=\overline{1,4}$ (secvenţa $u(t)$ reprezintă o secvenţă aleatoare, normal distribuită, cu $E/u(t)/ = o$).

etapa 2: cuprinde paşii 151 pînă la 45o în care se rezolvă următoarele probleme:

2.1. Utilizînd ca set de date $y(t-i)$, $i=\overline{o,4}$ şi $u'(t-i)$, $i=\overline{1,4}$, se estimează vectorii parametrilor $\hat{\theta}_1(t)$ la paşi impari, respectiv $\hat{\theta}_2(t)$ la paşi pari. $\hat{\theta}_2(t)$ va conţine în final, la pasul 15o noul vector al parametrilor obţinut în urma restartării. Corespunzător se va obţine o nouă matrice de covarianţă $P_2(t)$.

2.2. Utilizînd estimatul parametrilor $\hat{\theta}_1(t)$ obţinut în etapa 1 (la paşii impari) se calculează strategia de comandă $u(t)$ utilizînd (5.4.1.26).

2.3. Se calculează semnalul de test $\varepsilon(t)$ cu relaţia (5.4.1.18) şi apoi se adaugă comenzii $u(t)$ pentru a obţine pe $u'(t)$ cu (5.4.1.17).

etapa 3: desfăşurată la finele pasului 45o constă în atribuirea valorilor $\hat{\theta}_2(t)$ respectiv $P_2(t)$ lui $\hat{\theta}_1(t)$ respectiv $P_1(t)$. In continuare, $\hat{\theta}_2(t)$ şi $P_2(t)$ sînt iniţializate pentru o nouă restartare după care pentru paşii 451 la 6oo se trece la etapa 2.

Calculele se continuă prin alternarea etapelor 2 şi 3 din 3oo în 3oo de paşi.

5.4.2. Consideraţii privind simularea funcţionării RAA

A fost elaborat un program FØRTRAN în variantă convenţională prin care s-a simulat funcţionarea în buclă închisă a HG.

In etapa de calcul a mărimii de comandă UC au fost introduse relaţiile date de legea de comandă cu strategie de minimă varianţă generalizată, în două variante ce pot fi alese opţional de utilizator şi anume:

- calculul comenzii se face pe baza parametrilor estimaţi din proces cu metoda TO;
- calculul comenzii se realizează cu parametrii reali ai procesului folosit în simularea perechilor de date intrare-ieşire (UC-YC).

A doua variantă s-a implementat doar din considerente metodologice de cercetare, nefiind aplicabilă în practică.

Programul de calcul permite prin intermediul unui dialog la consolă să fie adoptate la fiecare 50 paşi de calcul decizii referitoare la:

- prezenţa tipăririlor la impimantă;
- conectarea regulatorului (care se realizează după ce iniţializarea estimatorului se consideră încheiată);
- felul reglării, cu parametrii estimaţi sau reali;
- modificări ale regimurilor de funcţionare al HG prin schimbarea parametrilor reali ai MM al procesului;
- modificarea valorii referinţei;
- sfîrşitul procesului de estimare;
- reînceperea unui nou proces de iniţializare a estimatorului;
- terminarea simulării funcţionării RAA.

Programul debutează ca şi cel utilizat la estimarea recursivă a parametrilor, printr-un dialog prin care se fixează datele iniţiale:

- mărimi ale intrării şi ieşirii în regim staţionar;
- valoarea lui ϱ ;
- dispersia şi valoarea medie a zgomotului alb din intrarea şi ieşirea procesului.

In cadrul programului se găsesc toate comentariile necesare înţelegerii modului lui de funcţionare. Referitor la estimatorul folosit, TO , se precizează că a fost utilizată o variantă ce permite şi estimarea mărimii constante d din MM al HG.

5.4.3. Rezultate şi concluzii privind implementarea RAA explicit

Cu programul de calcul descris în paragraful 5.4.2. s-a simulat funcţionarea în buclă închisă a HG-GHE Grebla condus cu RAA explicit. Pentru început s-a considerat HG în regim de mers în gol. Intervalul de eşantionare s-a ales de τ = 50 ms.

Primii 50 de paşi (2,5 sec.) s-au utilizat pentru estimarea parametrilor MM al HG cu estimatorul TO, semnalul stohastic din intrare fiind caracterizat prin medie zero şi $\sigma = 10^{-3}$. La pasul 51 s-a conectat regulatorul, fiind înregistrate variaţiile comenzii ($UC = \Delta e$) şi ieşirii ($y = \Delta \tilde{U}$) pe următorii 300 de paşi (15 sec.).

S-a analizat influenţa alegerii mărimii factorului de penalizare a comenzii ϱ asupra calităţii reglajului realizat de către RAA în prezenţa perturbaţiilor stohastice. Astfel în fig.5.4.3.1.a-d sînt prezentate comparativ variaţiile comenzii şi ieşirii pentru patru valori distincte ale factorului ρ .

In fig.5.4.3.1.a şi c s-au reprezentat comanda şi ieşirea pentru ρ = o,ool respectiv ρ = o,ol. Se observă că în primul caz valorile comenzii sînt excesiv de mari, de peste lo ori mai mari decît valoarea nominală, pe cînd în al doilea caz valoarea comenzii se situează în jurul valorii nominale. Valorile ieşirii în cele două cazuri sînt comparabile, deviaţiile maxime nedepăşind o,1% din valoarea nominală a tensiunii de la borne, fapt ce evidenţiază calitatea deosebită a reglajului realizat de către RAA chiar în prezenţa unor perturbaţii stohastice. Concluzia care se despinde constă în importanţa alegerii mărimii factorului de penalizare a comenzii. Din acest motiv în fig.5.4.3.1.b şi d sînt prezentate comparativ variaţiile comenzii şi ieşirii pentru încă două valori distincte ale factorului de penalizare ρ şi anume: ρ = o,oo5; ρ = o,o2. Se constată că o creştere a lui ρ în domeniul considerat,conduce la o micşorare sensibilă a mărimii comenzii şi la o creştere uşoară a amplitudinii ieşirii.

Rezultă că ρ trebuie astfel ales încît să se realizeze un bun compromis între amplitudinea comenzii şi evoluţia mărimii de ieşire. Se observă că o alegere a lui ρ în zona o,ool ÷ o,oo5 conduce la o micşorare importantă a comenzii (de cca 4 ori) pe cînd modificarea lui ρ de la o,oo5 la o,o2 conduce la o micşorare doar de cca 2,5 ori a comenzii. Creşterea lui ρ de la o,ol la o,o2 conduce la mărirea mai pronunţată a amplitudinii ieşirii decît pentru modificarea lui în domeniul o,oo5 ÷ o,ol. Din aceste motive se consideră că o valoare bună pentru factorul de penalizare este cuprinsă în domeniul o,oo5÷ o,ol.

In continuare,s-a analizat prin simulare influenţa modificării regimului de funcţionare a HG asupra calităţii reglajului autoadaptiv a excitaţiei. In acest sens simularea cuprinde următoarele 4 etape:

- etapa 1, cuprinzînd primii 5o de paşi - constă în estimarea parametrilor MM al HG;
- etapa 2, cuprinzînd paşii 51-1oo - corespunde conectării RAA şi regimului de mers în gol a HG;
- etapa 3, corespunzătoare paşilor 1o1-15o - cuprinde modificarea încărcării HG de la valoarea o la 35% S_{nom}, creşterea sarcinii efectuîndu-se liniar cu o,7%/pas de eşantionare;
- etapa 4, de la 151-3oo paşi - cuprinde regimul de stabilizare la noul punct de funcţionare. Modificarea încărcării a fost realizată

prin schimbarea, conform tabelului 5.2.1. a coeficienţilor MM al HG utilizat în generarea secvenţei mărimilor de intrare şi ieşire din proces.

In fig.5.4.3.2.a şi b sînt prezentate variaţiile comenzii şi ieşirii pentru două valori ale lui ρ şi anume ρ = o,ool respectiv ρ = o,ol. Se desprind următoarele concluzii:

- importanţa alegerii corecte a valorii lui ρ creşte în cazul modificării regimului de funcţionare a HG, valoarea comenzii scăzînd de cca loo de ori în cazul ρ = o,ol faţă de ρ = o,ool;
- influenţa lui ρ este de această dată mai semnificativă şi în ceea ce priveşte evoluţia ieşirii; pentru cazul ρ = o,ool regimul tranzitoriu este caracterizat prin amplitudini mari şi durată lungă în comparaţie cu cazul ρ = o,ol.

Concluzii finale

Situaţiile analizate au demonstrat influenţa puternică a parametrului ρ,rezultînd ca o recomandare generală utilizarea în sinteza SCAA a unor funcţii criteriu generalizate cu ponderarea obligatorie a comenzii.

Structura de conducere adaptivă considerată a dovedit o comportare corespunzătoare faţă de perturbaţiile introduse în comandă.

In concluzie se poate afirma că utilizarea RAA în reglajul excitaţiei HG conduce la performanţe calitative superioare, fiind o soluţie modernă a reglajului de tensiune a HG care se impune a fi luată în considerare în vederea implementării în CHE.

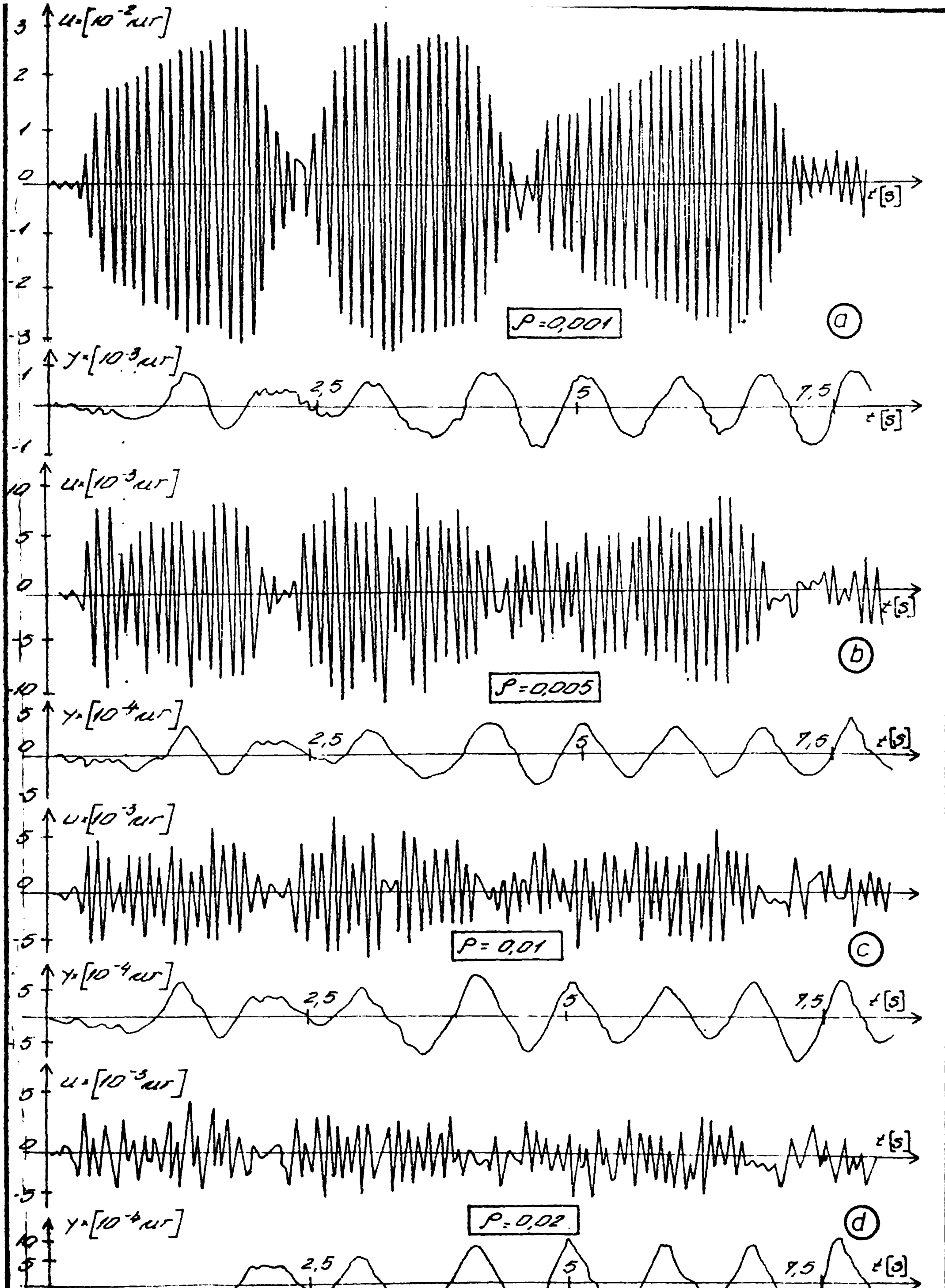


Fig.5.4.3.1 Variaţia abaterii comenzii excitatoarei şi a abaterii tensiunii la borne în cazul reglării autoacordabile a excitaţiei HG pentru regimul normal

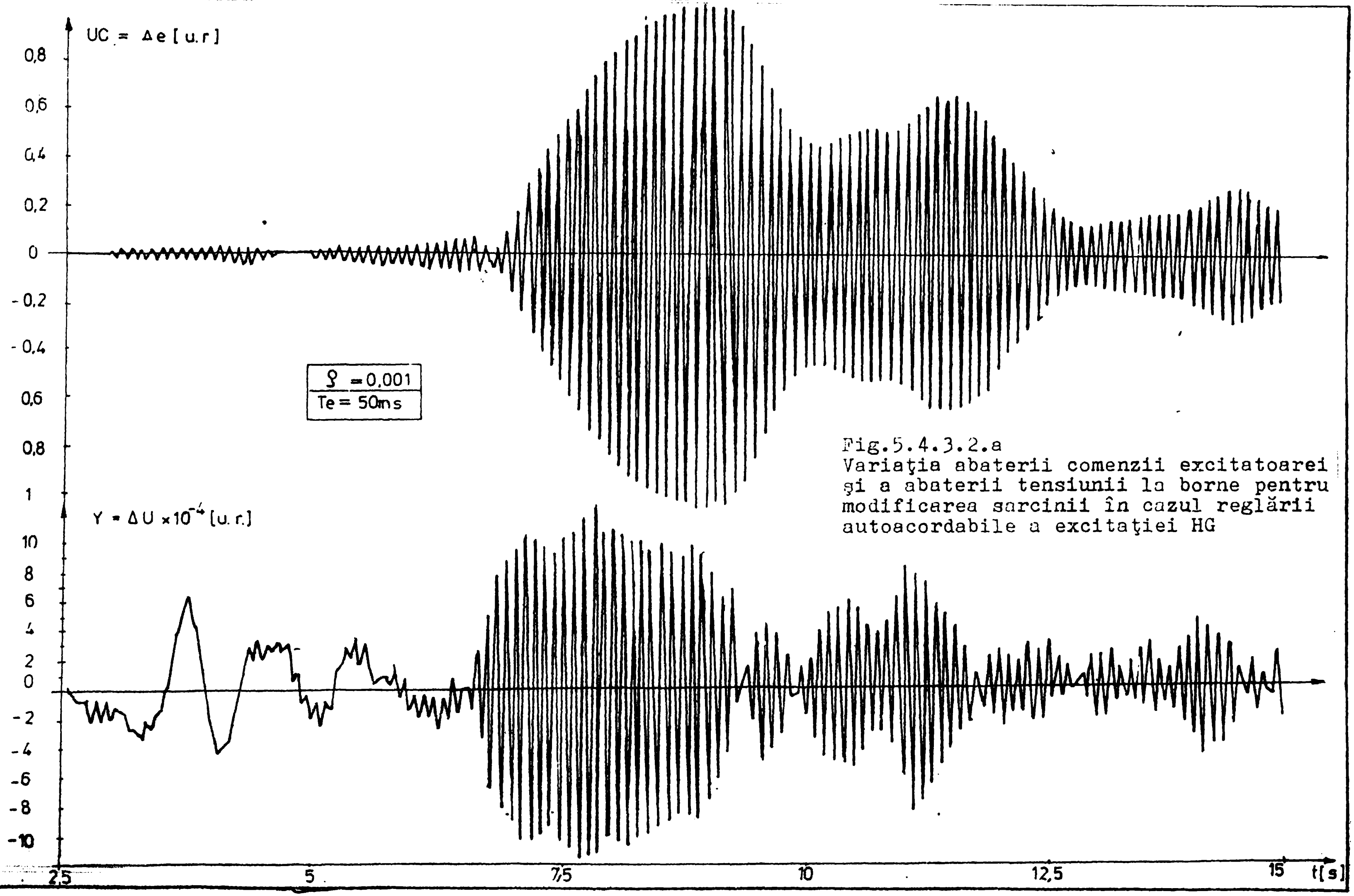


Fig.5.4.3.2.a
Variaţia abaterii comenzii excitatoarei şi a abaterii tensiunii la borne pentru modificarea sarcinii în cazul reglării autoacordabile a excitaţiei HG

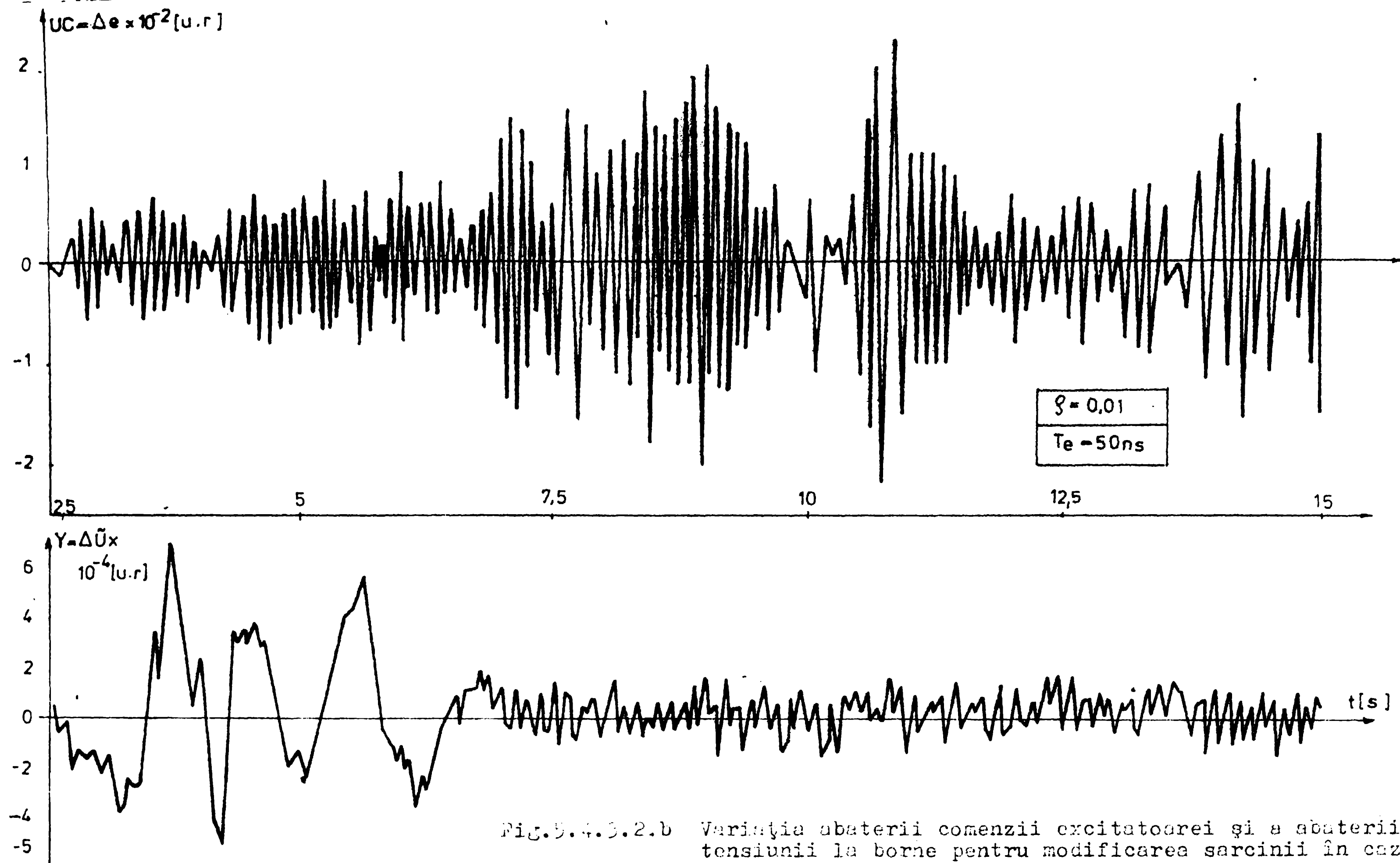


Fig.5.4.3.2.b Variaţia abaterii comenzii excitatoarei şi a abaterii tensiunii la borne pentru modificarea sarcinii în cazul reglării autoacordabile a excitaţiei HG

CAP.6 CONCLUZII

Lucrarea de față vizează domeniul de mare actualitate al conducerii adaptive autoacordabile a proceselor complexe perturbate stohastic, cu informație apriori redusă - în general și a sistemului de excitație a unui hidrogenerator cuplat la sistemul electroenergetic prin intermediul unei rețele complexe - în particular.

Actualitatea problematicii abordate în teză rezidă din faptul că - pe de o parte această categorie de sisteme de conducere constituie încă un domeniu insuficient de structurat al automaticii, cu o multitudine de algoritmi și tehnici de rezolvare a problemei de comandă - iar pe de altă parte numărul aplicațiilor industriale semnificative care implementează conducerea adaptivă este extrem de mic /Cal. 88/. Acest ultim aspect se datorează în principal complexității proceselor industriale dar, incontestabil că și conservatorismului utilizatorilor potențiali. Este de remarcat faptul că abordarea într-o astfel de manieră a conducerii adaptive prin intermediul regulatoarelor autoacordabile a excitației unui HG cuplat la SEE reprezintă o primă încercare de acest fel din țară, calculele de sinteză fiind efectuate pentru una din amenajările existente și anume CHE-Grebla.

Lucrarea este concepută ca o dezvoltare succesivă de probleme care se completează continuu, sfîrșitul fiecărei etape evidențiind particularități, recomandări și concluzii utilizabile în cadrul abordărilor următoare.

Prima parte a lucrării are un pronunțat caracter sintetic, integrînd critic cele mai importante și recente realizări în domeniul considerat, dezvoltărilor și contribuțiilor proprii autorului.

S-a urmărit să se realizeze, pe cît posibil, o tratare unitară a domeniului care să ofere o viziune de ansamblu asupra problemei conducerii adaptive autoacordabile și să se furnizeze o metodologie de lucru utilă specialiștilor interesați.

Sînt discutate în detaliu aspecte practice legate de proprietățile și performanțele numerice ale algoritmilor propuși, fiind formulate recomandări în vederea implementării lor în cadrul structurilor de conducere autoacordabilă.

Sinteza RAA necesită un volum mare de muncă pentru construcţia unui model adecvat al instalaţiei, aceasta fiind însă compensată ulterior de durata redusă a implementării. Astfel, problemei identificării analitice a unui MM stohastic discret al procesului considerat (HG cuplat la SEE), direct utilizabil în sinteza RAA, îi este dedicat un spaţiu larg în lucrare.

Un aspect important legat de introducerea comenzii adaptive a HG este impus de faptul că pot să apară simultan mai multe perturbaţii nemăsurabile care să acţioneze asupra sistemului astfel că parametrii corespunzători modelului zgomotului nu pot fi identificaţi. De asemenea pentru asigurarea unei estimări eficiente a parametrilor care să permită urmărirea variaţiilor în condiţiile de operare, s-a introdus în intrarea de comandă un semnal de medie zero, necorelat şi de nivel scăzut. Această abordare nu este în contradicţie cu situaţia din practică avîndu-se în vedere că perturbaţiile tipice care intervin în funcţionarea HG cuplat la SEE, cum ar fi: modificările cuplului mecanic raportate la axul turbinei, variaţii ale constantelor de timp şi a altor parametrii, fluctuaţii ale tensiunii la borne datorate variaţiilor încărcării SEE etc. sînt în general de nivel scăzut. In aceste condiţii, pentru frecvenţe de eşantionare suficient de ridicate în comparaţie cu frecvenţa perturbaţiilor, efectul lor poate fi determinat prin modificările parametrilor identificaţi.

Structura propusă de conducere adaptivă prevăzută cu RAA explicit a dovedit, prin simulările efectuate, performanţe calitative superioare, fiind o soluţie modernă a reglajului de tensiune a HG care se impune a fi luată în considerare în vederea implementării în CHE.

Pornind de la obiectivele declarate ale acestei lucrări, în continuare se enumeră principalele contribuţii originale:

Elaborarea unei sinteze asupra stadiului actual al cercetărilor privind sistemele de conducere adaptivă în general şi al sistemelor de conducere autoacordabilă în special - şi sistematizarea principalelor noţiuni, structuri şi rezultate acumulate în teoria sistemelor adaptive.

Sintetizarea unor metode de estimare, pentru care metoda CMMP constituie procedura nucleu şi care depăşesc impedimentele create de corelarea zgomotului. Ele sînt analizate critic prin considerarea unui algoritm on-line general al matricii de covarianţă.

- Formularea şi caracterizarea algoritmului on-line al matricii de informaţie prin metoda CMMP.
- Formularea şi analiza de detaliu a unor algoritmi on-line de estimare bazaţi pe tehnici de factorizare matriceală utilizînd matricea de informaţie şi matricea de covarianţă. Sînt evidenţiate particularităţi şi recomandări de implementare a lor prin prisma intereselor legate de sinteza şi implementarea strategiilor de conducere autoacordabilă.
- Conceperea şi caracterizarea unui algoritm original de filtrare discretă cu rădăcina pătrată a matricii de informaţie, obţinut pe o cale directă din estimatorul CMMP off-line utilizînd transformările ortogonale Givens.
- Sistematizarea şi aprofundarea unor probleme de analiză şi sinteză a strategiilor de comandă adaptivă autoacordabilă de varianţă minimă de bază, modificate şi generalizate, privite ca soluţii a problemei de predicţie. Sînt specificate procedee de construcţie a RAA explicite şi implicite.
- Identificarea analitică, analiza şi validarea a cinci modele matematice continue, de complexităţi diferite ale HG (complet cu/fără saturaţie - MMCS/MMC şi reduse MMRi, $i=\overline{1,3}$) utilizabile în sinteza şi simularea conducerii adaptive a sistemului lor de excitaţie. Sînt formulate concluzii referitoare la calitatea MM, recomandîndu-se din punctul de vedere al realizării compromisului simplitate-fidelitate utilizarea în conducerea adaptivă a excitaţiei HG a MMR1 şi MMR2.
- Deducerea, pe baza MMR2, a unei relaţii stohastice discrete, intrare-ieşire monovariabilă - ca MM al HG conectat la SEE de putere prin intermediul unei reţele complexe - în care mărimea de ieşire (reglată) este tensiunea la borne (abaterea), iar mărimea de intrare (comanda) este tensiunea de excitaţie a excitatoarei (abaterea). Relaţia obţinută este direct utilizabilă în sinteza strategiilor de conducere autoacordabilă a excitaţiei HG.
- Utilizînd un program de calcul al valorilor parametrilor MM al HG, s-a efectuat o analiză detaliată a influenţei principalelor regimuri de funcţionare a HG şi a unor parametrii importanţi ai acestuia asupra coeficienţilor MM utilizat în conducerea adaptivă a excitaţiei. S-au stabilit limitele domeniilor şi modul de variaţie al acestora, informaţii necesare în procesul de startare al algoritmilor de estimare şi la aprecierea calităţii estimatorilor consi-

derați.

- Analiza repartiției poli-zerouri pentru funcțiile de transfer continuă și discretă a ansamblului excitatoare-HG-rețea-SEE, efectuată pentru patru regimuri de funcționare reprezentative.
- Analiza comparativă a patru estimatori recursivi (estimatorul CMMP-R, estimatorul bazat pe filtrare discretă cu ajutorul rădăcinii pătrate utilizînd matricea de covarianță-SQ, estimatorul bazat pe TO Givens - TO și estimatorul bazat pe factorizarea UDU^T-UD) realizată pe baza unui program de teste complex, constituit din 42 de cazuri de studiu privind estimarea parametrilor unui proces funcționînd în buclă deschisă.

Sînt formulate criterii care fac posibilă evaluarea critică a algoritmilor propuși, evidențiindu-se concluzii privind calitatea estimatorilor și recomandări privind implementarea lor în cadrul structurilor de conducere autoacordabilă.

- Realizarea unui regulator autoacordabil explicit pentru conducerea adaptivă a excitației unui HG cuplat la SEE, avîndu-se la bază informația de construcție (structură și parametri) obținuți în faza de identificare analitică și de estimare recursivă, astfel încît secvența de comandă generată satisface deziderATELE impuse de o funcție criteriu pătratică cu orizont de timp redus care realizează și inserarea unui integrator în buclă închisă.
- Elaborarea unui pachet de programe, în variantă conversațională, prin care s-a simulat funcționarea în buclă închisă a HG condus cu RAA explicit.
- Studiul influenței factorului de penalizare a comenzii ca și a influenței modificării regimurilor de funcționare ale HG asupra calității reglajului adaptiv a excitației realizat de către RAA în prezența perturbațiilor stohastice. Se emit recomandări privind plaja de variație a factorului considerat pentru care se asigură un bun compromis între amplitudinea comenzii și evoluția mărimii de ieșire.
- Elaborarea unei metode de implementare a strategiei de comandă autoacordabilă în care restartarea estimatorului recursiv este întrețesută cu procesul de urmărire a modificărilor parametrilor datorate schimbărilor din condițiile de operare astfel încît să nu se împiedice furnizarea continuă a comenzii la fiecare interval de eșantionare. Se evită astfel problemele practice delicate ridicate de cumularea erorilor de trunchiere în cazul operării în timp îndelungat a RAA.

Problemele prezentate precum şi rezultatele obţinute în urma soluţionării lor conferă lucrării un real caracter de aplicabilitate practică, deschizînd noi perspective cercetărilor în domeniul abordat.

Direcţiile de cercetare viitoare sînt variate, putîndu-se menţiona în acest sens cele care au în vedere îmbunătăţirea performanţelor numerice ale algoritmilor utilizaţi şi reducerea efortului de implementare a RAA.

Pe de altă parte, legat de aplicaţia studiată, se pot lua în considerare utilizarea în etapa de estimare şi elaborare a comenzii a unor MM mai complexe ale HG, mergînd pînă la MM multivariabile în intrare şi ieşire şi/sau alegerea unor intervale de eşantionare de valori diferite pentru estimare şi respectiv comandă.

Evident, cele menţionate sînt doar cîteva din dezvoltările posibile şi oricum, încununarea cercetărilor demarate în această lucrare o constituie implementarea structurilor de conducere adaptivă autoacordabilă în CHE, ca alternativă a sistemelor de reglare convenţională existente în prezent, a căror limitări au fost menţionate în Cap.1.

Pentru elaborarea lucrării a fost utilizată o bibliografie ce cuprinde 182 titluri. Ea include şi 16 lucrări ale cărui autor sau coautor este autorul tezei, dintre care 2 titluri ce cumulează protocoalele contractelor elaborate în cadrul I.P.T.V.Timişoara care înglobează aportul autorului la soluţionarea problemelor puse şi un titlu de carte scrisă în colaborare apărută în Ed.FACLA.

BIBLIOGRAFIE

Principalele abrevieri utilizate în cadrul referințelor bibliografice: AMC - Automatică, Management, Calculatoare; Bul.IPTVT-El. - Buletinul Stiințific și Tehnic al I.P.Timișoara, seria Electrotehnică; Ed.D.P.- Editura Didactică și Pedagogică; Ed.St.Enc. - Editura Stiințifică și Enciclopedică; IEEE Trans.Aut.Contr. - IEEE Transactions on Automatic Control; IEEE Trans.PAS - IEEE Transactions on Prower Apparatus and Systems; IEEE Trans. Ind.Electr. - IEEE Journal of Control; IFAC Symp.Ident.and Syst.Param.Est. - IFAC Symposium on Identification and System Parameter Estimation; Proc.IEE - Proceedings of IEE; SIAM J. Contr.Optim. - SIAM Journal of Control and Optimization.

1. Adk.62 - Adkins B.: The general theory of electrical machines, Chapmann Hall, London, 1962.
2. Ale.87 - Alengrin G., Zerubia J.: A method to estimate the parameters of an ARMA model, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-32, 1987.
3. All.8o - Allidina A.Y., Hughes F.M.: Generalised self-tuning controller with pole assignment, Proc.IEE vol.127, 198o.
4. And.82 - Anderson B.D., Johnson C.R.: Exponential convergence of adaptive identification and control algorithms, Automatica nr.18, 1982.
5. Ase.58 - Aseltine J.A., Machini A.R., Sarture C.W.: Asurvey of adaptive control systems, IRE Trans. Aut.Contr., nr.2, 1958.
6. Ast.67 - Aström K.J., Bohlin T.: Numerical identification of linear dynamic systems from normal operating records, IBM Nordic Lab.Report.1815, 1967.
7. Ast.7o - Aström K.J.: Introduction to stochastic control theory, Academic Pres, New York, 197o.
8. Ast.71 - Aström K.J., Eykhoff P.: System identification, A survey, Automatica, nr.7, 1971.
9. Ast.73 - Aström K.J., Wittenmark B.: on self-tuning regulators, Automatica, nr.9, 1973.
10. Ast.74.a - Aström K.J., Wittenmark B.: Analysis of a self-tuning regulator for nonminimum phase systems, Proc.IFAC Symposium on Stochastic Control, Budapest 1974.
11. Ast.74.b - Aström K.J.: A self-tuning parameter estimator, Report 7419, Dept.of Aut.Contr., Lund Institute of Technologie, 1974.
12. Ast.77 - Aström K.J., Borrison E., Ljung L., Wittenmark B.: Theory and applications of self-tuning regulators, Automatica, nr.13, 1977.
13. Ast.8o.b - Aström K.J., Wittenmark B.: Self-adjusting controller based on pole-zero plassement, Proc.IEE, vol.127, nr.3, 198o.
14. Ast.8o.a - Aström K.J.: Decision principles for self-tuning regulators; Methods and Applications in adaptive control, Springer Verlag, Berlin, 198o.
15. Ast.8o.c - Aström K.J.: Self-tuning regulators: design principles and applications; (In Applications of Adaptive Control, ed.Narendra and Monopoli), Academic Press, New York, 198o.

16. Ast.83 - Aström K.J.: Theory and applications of adaptive control Automatica, nr.19, 1983.

17. Bab.85 - Babuţia.I., Dragomir T., Mureşan T., Proştean O.: Conducerea automată a proceselor, Ed.Facla, Timişoara, 1985.

18. Bar.74 - Bar-Shalom Y., Tse E.: Dual effect certainty equivalence and separation in stochastic control, IEEE Trans.Aut. Contr., AC-19, 1974.

19. Bel.61 - Bellman R.: Adaptive control processes, Princeton University Press, 1961.

2o. Ben.84 - Bengtsson G., Edgardt B.: Experiences with self-tuning control in the process industry, Proc.IFAC Congress, Budapest, 1984.

21. Bie.76 - Bierman G.J.: Measurement updating using the UD factorization, Automatica, nr.12, 1976.

22. Bie.77 - Bierman G.J.: Factorization methods for discrete sequential estimation, Academic Press, New York, 1977.

23. Bit.85 - Bittanti S., Scattolini R.: A self-tuning algorithm for multivariable control, Proc.IFAC Symp. on Ident.and Syst. Param.Est., York, 1985.

24. Böh.84 - Böhm J., Halovskova A., Kárny M., Peterka V.: Simple LQ self-tuning controllers, Proc.IFAC Congress, Budapest, 1984.

25. Buc.83 - Bucur C.M., Popeea C.A., Simion Gh.: Matematici speciale, Calculul numeric, Ed.D.P., Bucureşti, 1983.

26. Cai.84 - Caines P.E., Lafortune S.: Adaptive control with recursive identification for stochastic linear systems, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.3, 1984.

27. Căl.84 - Călin S., Petrescu Gh., Făbuş I.: Sisteme automate numerice, Ed.St.Enc., Bucureşti, 1984.

28. Căl.85 - Călin S., Dumitrache I.: Regulatoare automate, Ed.D.P., Bucureşti,1985.

29. Căl.88 - Călin S., Popescu Th., Jora B., Sima V.: Conducerea adaptivă şi flexibilă a proceselor industriale, Ed.Tehn., Bucureşti, 1988.

3o. Cha.68 - Chang A., Rissanen J.: Regulation of incompletely identified linear systems, SIAM J.Contr.Optim., nr.3,1968.

31. Cha.86 - Chang F., Lancelot W.: An optimal adaptive routing algorithms, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.8, 1986.

32. Che.86 - Chen S., Chow Y.S., Malik O.P., Hope G.S.: An adaptive synchronous machine stabilizer, IEEE Trans.Power. Systems., nr.3, 1986.

33. Che.87 - Chen H.F., Goul L.: Consistent estimation of the order of stochastic control systems, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-32, 1987.

34. Cla.67 - Clarke D.W.: Generalized least squares estimation of parameters of a dynamic model, IFAC Symp.on Ident.in Autom.Control Systems, Praque, 1967.

35. Cla.75 - Clarke D.W., Gawthrop P.J.: Self-tuning controller, Proc.IEEE, nr.22, 1975.

36. Cla.79 - Clarke D.W., Gawthrop P.J.: Self-tuning control, Proc. IEEE, nr.126, 1979.

37. Cla.8o - Clarke D.W.: Some implementation considerations of self-tuning controllers, North Holland Publ., 198o.

38. Cri.76 - Crişan O.: Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina sincronă liniarizată, Electrotehnica, nr.7, 1976.

39. Cri.77 - Crişan O.: Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina sincronă liniarizată, Electrotehnica, nr.1, 1977.

40. Cri.82 - Cristi R., Monopoli R.V.: Computational aspects of discrete time adaptive control, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-27, nr.6, 1982.

41. Dao.83 - Daozhi X., Heydt G.T.: Self-tuning controller for generator excitation control, IEEE Trans.PAS, nr.6, 1983.

42. Don.79 - Dongarra J.J., Moler C., Bunch J., Stewart W.: LINPACK, Users Guide, SIAM, Philadelphia, 1979.

43. Dor.66 - Dordea T.: Beitarg zur zweiachsertheorie der electrischen machinen, Archiv für Elektrotechnik, 5o Bd. 6 Heft, 1966.

44. Dor.69 - Dordea T., Novac L.: Considerarea pierderilor în fier cu parametrii operaţionali ai maşinii sincrone, A II-a Conferinţă a electricienilor, Bucureşti, 23-26 sept.'69.

45. Dum.82 - Dumitrache I., Călin S., Niţu C., Boţon I.: Automatizări şi echipamente electrice, Ed.D.P., Bucureşti 1982.

46. Dum.85 - Dumitrache I.: Proiectarea sistemelor numerice de reglare, Note de curs, I.P.B., 1985.

47. Ega.79 - Egardt B.: Stability of adaptive controllers, Springer Verlag, Berlin, 1979.

48. Ega.8o - Egardt B.: Unification of some discrete-time adaptive control schemes, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.25, 198o.

49. Eyk.77 - Eykhoff P.: Identificarea sistemelor, Ed.Tehnică, Bucureşti, 1977.

50. Eyk.8o - Eykhoff P.: Trends and progress in system identification, Pergamon Press, 198o.

51. Fel.65 - Feldbaum A.A.: Optimal control systems, Academic Press, New York, 1965.

52. Fin.73 - Finigan B., Rawe I.H.: On the identification of linear discrete time system models using the instrumental variable method, IFAC symp.on Ident.and Syst.Param.Est., Hague, vol.2, 1973.

53. Fom.81 - Fomin V.N., Fradkov A.L., Iacubovici V.A.: Adaptivnoe upravlenie dinamiceskimi obiecktami, Moscova, Nauka, 1981.

54. Fur.73. - Furth B.P.: New estimator for the identification on dynamic processes, Report, Institut.Boris Kidrič Vinča Belgrad, 1973.

55. Fur.76 - Furth B.P., Carapic M.: On-line maximum likelihood algorithm for the identification of dynamic systems, IFAC Symp.Ident. and Syst.Param.Est., Tibilisi, 1976.

56. Ger.74 - Gertler J., Banyasz C.: A recursiv (on-line) maximum likelihood identification, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.9, 1974.

57. Gha.87 - Ghandakly A., Kronegger P.: Digital controller design method for sinchronous generater excitation and stabilizer systems, Part.I: Methodology and computer simulation, IEEE Trans.Power System, nr.3, 1987.

58. God.86 - Godfrey K., Jones P.: Signal processing for control (Lecture, notes in control and information sciences), Springer-Verlag, 1986.

59. Goo.8o - Goodwin G.C., Rainadge P.J., Caines P.E.: Discrete time multivariable adaptive control, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.4, 198o.

6o. Goo.81 - Goodwin G.C., Rainadge P.J., Caines P.E.: Discrete timestochastic adaptive control, SIAM Contr.Optim., nr.7, 1981.

61. Goo.84.a - Goodwin G.C., Sin K.S.: Adaptive filtering, prediktion and control, Prentice Hall, Englewood Cliffs, Inc.New Jersey, 1984.

62. Goo.84.b - Goodwin G.C., Hill D.J., Polariswami M.: A perspective on convergence of adaptive control algorithm, Automatica, nr.2o, 1984.

63. Gri.84. - Grimble M.J.: Implicit and explicit LQG self-tuning controllers, Proc.IFAC Congress, Budapest, 1984.

64. Has.69 - Hasting J.R., Sage M.W.: Recursive generalized least squares procedure for on-line identification of process Proc.IEE, 116, 1969.

65. Hof.84 - Hoffman U., Müller U., Schürmann B., Rake H.: An on-off self-tuner-development, real-time application and comparison to conventional on-off controllers, Proc. IFAC Congress, Budapest, 1984.

66. Hov.64 - Hovseholder A.S.: The theory of matrices in numerical analysis, waltham, Mass., Blaisdell, 1964.

67. Ioa.83 - Ioanrou P.A., Kokotovici P.V.: Adaptive systems with reduced models, Springer Verlag, Berlin, 1983.

68. Ise.74 - Iserman R.: Comparison of six on-line identification and parameters estimation methods, Automatica, nr.1o, 1974.

69. Ise.82 - Iserman R.: Parameter adaptive control algorithms - A tutorial, Automatica, nr.1o, 1982.

7o. Jak.85 - Jakoby W., Kaiserlautern: Diskrete adaptive Regler-Versuch einer Einordnung, Automatisierungstechnick, nr.1, 1985.

71. Joh.8o - Johnson C.R.: Input matching error augmestation, self-tuning and output error identification: Algorithmic similarities in discrete adaptive model following, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.25, 198o.

72. Kal.58 - Kalman R.E.; Design of a self-optimizing control system, Am.Soc.Mech.Eng.Trans.8o, 1958.

73. Kam.68 - Kaminosono H., Uyeda K.: New measurement of synchronous machine quanties, IEEE Trans.PAS, nr.11, 1968.

74. Kan.84.a - Kannigh J., Malik O.P., Hope G.S.: Microprocessor based universal regulator using dual-rate sampling, IEEE Trans.Ind.Elect.; nr.4, 1984.

75. Kan.84.b - Kannich J., Malik O.P., Hope G.S.: Excitation control of synchronous generators using adaptive regulators, Part.I - Theory and simulation results, IEEE Trans. PAS, nr.5, 1984.

76. Kaz.62 - Kazovschi E.: Perchodnîc protesî electroceskih maşinah peremenogo toka, Izdateltvo Akademii Nauk SSSR, Moscva, 1962.

77. Kim.56 - Kimbark E.W.: Power system stability, vol.III, synchronous machines, John Wiley Sons, New York, London, 1956.

78. Kra.87 - Krause J.M., Khargonekar P.P.: Parameter information content of measurable signals in direct adaptive control, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-32, 1987.

79. Kum.84 - Kumar R.: Simultaneous adaptive control and identification via the weighted least square algorithm, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-29, 1984.

80. Kus.82 - Kushner J., Kumar R.: Convergence and rate of convergence of a recursive identification and adaptive control method which uses truncated estimators, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.5, 1982.

81. Lan.74 - Landau I.D.: A survey of model reference adaptive tehniques - theory and applications, Int.J.Contr., vol.1o, nr.5, 1974.

82. Lan.79.a - Landau I.D.: Model reference adaptive control and stochastic self-tuning regulators - Towards crossfertilization AFOSR workshop on adaptive control, Univ.of Illinois, nr.5, 1979.

83. Lan.79.b - Landau I.D.: Adaptive control. The model reference approach, Marcel Dekker, New York, 1979.

84. Lan.81.a - Landau I.D., Lozano R.: Redesign of explicit and implicit discrete time model reference adaptive controlschemes, Int.J.Contr., vol.33, nr.2, 1981.

85. Lan.81.b - Landau I.D.: Model reference adaptive controllers and stochastic self-tuning regulators a unified approach. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol.1o3, nr,3, 1981.

86. Lan.82.a - Landau I.D.: Combining model reference adaptive controllers and stochastic self-tuning regulators, Automatica, nr.8, 1982.

87. Lan.82.b - Landau I.D.: Martingale convergence analysis of adaptive schemes - a fied back approach, IEEE Trans. Aut.Contr., AC-19, nr.4, 1982.

88. Lan.82.c - Landau I.D.: Combining model reference adaptive controllers and stochastic self-tuning regulators, Automatica, nr.18, 1982.

89. Law.79 - Lawson C., Henson R., Kincaind D., Krogh F.: Basic linear algebra subprograms for Fortran usage, ACM Trans.Math.Soft., v.5, 1979.

90. Lef.83 - Lefebre S.: Tuning of stabilizers in multimachine power systems, IEEE Trans.PAS, nr.2, 1983.

91. Lin.73 - Lindorff D.P., Carroll R.L.: Survey of adaptive control using Lyapunov design, Int.J.Control, nr.18, 1973.

92. Lju.71 - Ljung L.: Characterization of the concept of "persistently exciting" in the frequencis domain, Lund Inst. of Technology, Rep.7119, 1971.

93. Lju.74 - Ljung L.: Convergence of recursive stochastic algorithms, Lund Inst.of Technology, Report.74o3, 1974.

94. Lju.84.a - Ljung L.: Convergence analysis of stochastic adaptive control algorithms using of the o DE approach, Enciclopedia of Systems and Control, 1984.

95. Lju.84.b - Ljung.S., Ljung L.: Error propagation properties of recursive least squares adaptation algorithms, Proc. IFAC Congress, Budapesta, 1984.

96. Lju.87 - Ljung L.: System identification - The theory for the user, Prentice-Hall, 1987.

97. Lus.84 - Luştrea B., Proştean O., Kilyeni S., Dragomir P.L., Grondo I.: Identificarea analitică şi analiza unor modele matematice ale hidroagregatelor utilizabile pentru sinteza regulatoarelor de tensiune, Sedinţa VII de comunicări tehnico-ştiinţifice, CCSITEH Reşiţa, oct.1984.

98. Luş.88.a - Luştrea B., Proştean O.: Hydrogenerator model for excitation self-tuning control, Bul.IPTVT, Tom 33(47),1988.

99. Luş.86 - Luştrea B., Proştean O., Dragomir P.: Probleme privind modelarea hidrogeneratoarelor în vederea conducerii adaptive a sistemului lor de excitaţie, Ses.ştiinţifică, Univ.Galaţi, oct.1986.

100. Luş.88.b - Luştrea B., Proştean O.: Direct way for recursive least square estimator implementation based on Givens orthogonal transformation, Bul.IPTVT, Tom 33(47), 1988.

101. Luş.88.c - Luştrea B., Proştean O.: Algoritm de comandă adaptivă autoacordabilă, Simpozionul de calc.şi cond.aut.a proceselor, 8-1o dec.1988, Timişoara.

102. Mal.84 - Malik O.P., Hope G.S.: A design approach for a microprocessor based complex control system for application to a generator unit, IFAC Congress, Budapesta, 1984.

103. Mey.87 - Meyn S.P., Caines P.E.: A New Approach to Stochastic Adaptive Control, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-32, nr.3, 1987.

104. Mon.74 - Monopoli R.V.: Model reference adaptive control with an augmented error signal, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-19, nr.4, 1974.

105. Moo.84 - Moore J.B., Boel R.: Recursive prediction error methods in open-loop estimation and adaptive control, IFAC Congress, Budapesta, 1984.

106. Mos.84 - Mosca E., Zappa G., Manfredi C.: Multistep horizon self-tuning controllers; The MUSMAR approach, IFAC Congress, Budapesta, 1984.

107. Nar.8o.a - Narendra K.S., Monopoli R.V.: Applications of adaptive control, Academic Press, New York, 198o.

108. Nar.79 - Narendra K.S., Valavani L.S.: Direct and indirect model reference adaptive control, Proc.IFAC Congress, Helsinki, 1979.

109. Nar.80.b - Narendra K.S., Lin Y.H.: Stable discrete adaptive control, IEEE Trans.Aut.Contr., nr.25, 1980.

110. Nar.80.c - Narendra K.S., Peterson P.: Recent developments in adaptive control. Methods and Applications in Adaptive Control, Springer Verlag, Berlin, 1980.

111. Ned.68 - Nedelcu V.N.: Regimurile de funcţionare ale maşinilor de curent alternativ, Ed.Tehnică, Bucureşti, 1968.

112. Nem.86 - Nemir D.C., Kashyap R.L.: Certainty equivalence and the minimax principle in self-tuning control, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-31, nr.6, 1986.

113. Oli.66 - Olive D.W.: New techniques for the calculation of dynamic stability, IEEE Trans.PAS, vol.85, nr.7, 1966.

114. Oli.68 - Olive D.W.: Digital simulation of synchronous machines transients, IEEE Trans.PAS, vol.87, nr.8, 1968.

115. Owe.85 - Owen D.H., Chotai A.: A simulation aid to gain estimates for robust tuning regulators, IEEE Trans. Aut.Contr., AC-30, nr.2, 1985.

116. Pan.68 - Panuska V.: A stochastic approximation method for identification of linear systems using adaptiv filtering, Proc.JACC, Univ.of Michigan, 1968.

117. Pet.72 - Peterka V., Aström K.J.: Control of multivariable systems with unknown but constant parameters, Proc. 3 th IFAC Symp.on Ident.and Param., Haga, 1973.

118. Pet.72 - Peterka V.: On steady state minimum variance control strategy, Kybernetica, vol.8, nr.5, 1972.

119. Pet.75 - Peterka V.: A square root filter for real time multivariate regresion, Kybernetica, vol.2, nr.1, 1975.

120. Pet.76 - Peterka V., Halovskova A.: Effective algorithms for real time multivariate regression, Proc.3 rd IFAC Symp.on Ident.and Syst.Param.Est., Tibilisi, 1976.

121. Pet.80 - Petrov.B.N., Rutkovski V.L., Zemleakov S.D.: Adaptivnoe koordinatno-parametricéskoe upravlenie, Moscova, Nauka, 1980.

122. Pop.82 - Popescu Th.: Contribuţii la identificarea şi conducerea adaptivă cu calculator a proceselor continue, Teză de doctorat, 1982.

123. Pop.85 - Popescu Th.: Metode de estimare recursivă parametrilor sistemelor, AMC, vol.51, 1985.

124. Pro.88.b - Proştean O., Lugtrem B.: Explicit self-tuning controller for hydrogenerator excitation control, Bul.IPTVT-El, Tom 33(47), 1988.

125. Pro.82.b - Proştean O.: Structuri de sisteme de conducere cu regulatoare electronice multivariabile, Referat de doctorat, 1982.

126. Pro.85.a - Proştean O., Mureşan I.: Tehnici de identificare şi modelare, Curs, vol.2, IPTVT, 1985.

127. Pro.85.b - Proştean O.: The comparative analysis of some modelation technics in a synchronous generator's behaviour study, Simpozionul de Microprocesoare, microcalculatoare şi aplicaţii în economie, IPTVTimişoara, 1985.

128. Pro.87 - Proştean O.: Simulator analogic implementabil pe microcalculatoare din familia TIM-S, INF, nr.1-2, 1987, Buletin al clubului programatorilor C.U.Timişoara .

129. Pro.88.a - Proştean O., Luştrea B.: Hydrogenerator recursive estimators-critical evaluation, Bul,IPTVT-El, Tom 33(47),1988.

13o. Pro.82.a - Proştean O.: Metode avansate de sinteză a regulatoarelor electronice multivariabile,Referat de doctorat, 1982.

131. Pro.88.c - Proştean O., Luştrea B.: Simulation test results for change in operating condition in the case of hydrogenerator excitation adaptive control, Simpozionul de calc. şi cond.autom.a proceselor,8-1o dec., 1988, Timişoara.

132. Prot.83/ Prot.84 - Cercetări în vederea realizării unui regulator de tensiune inteligent destinat agregatelor reversibile,Contract de cercetare ştiinţifică IPTVT-CCSITEH Reşiţa, 1983/1984.

133. Prot.85/ Prot.86/ Prot.87/ Prot.88 - Cercetări privind realizarea unui regulator de tensiune destinat hidrogeneratoarelor reversibile şi probleme colaterale, Contract cercetare ştiinţifică IPTVT-CCSITEH Reşiţa, 1985-1988.

134. Row.7o - Rowe H.: A bootstrap method for the statistical estimation of model parameters, SIAM Int.J.Contr.Optim, 12, 197o.

135. Sak.76 - Sakrison D.J.: The use of stochastic approximation to solve the system identification problem, IEEE Trans. Aut.Contr., AC-12. 1976.

136. Sar.77 - Saridis G.N.: Self-organizing control of stochastic systems, Marcel Dekker, New York, 1977.

137. Sas.87 - Sasaki H., Aoki K., Yokoyama R.: A parallel computation algorithm for static state estimation by means of matrix inversion lemma, IEEE Trans.Power Systems, nr.3, 1987.

138. Sen.73 - Sen A., Sinha N.K.: A generalized pseudoinverse algorithm for unbiased parameter estimation, Int.J.Control, 6, 1973.

139. Shi.86.a - Shi D.H., Kozin F.: On almost sure convergence of adaptive algorithms, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-31,nr.5,1986.

14o. Shi.86.b - Shi-jie C., Chow Y.S., Malik O.P., Hope G.S.: An adaptive synchronous machine stabilizer, IEEE Trans.Power Systems, nr.3, 1986.

141. Sim.82 - Sima V.: Contribuţii la realizarea sistemelor adaptive cu model etalon. Teză de doctorat, I.P.B., 1982.

142. Sim.84 - Sima V.: Factorization tehniques in discrete time adaptive control, Proc.IFAC Congress, Budapest, 1984.

143. Sim.85 - Sima V.: Tehnici de factorizare în algoritmi de conducere adaptivă, AMC, vol.51, 1985.

144. Sor.8o - Sorenson H.W.: Parameter estimation. Principles and problems, Marcel Dekker, Inc., New York, 198o.

BUPT

145. Söd.75 - Söderström T.: On the uniqueness of maximum likelihood identification, Automatica, nr.11, 1975.

146. Söd. 74 - Söderström T., Ljung L., Gustawsson I.: A comparative study of recursive identification methods, Lund Inst.of technology, Report 7427, 1974.

147. Söd.79 - Söderström T., Stoica P.: Comparison of some instrumental variable methods-consistency and accuracy aspects, Proc.IFAC Symp.on Ident.and Syst.Param.Est., Darmstadt, vol.1, 1979.

148. Söd.83 - Söderström T., Stoica P.: Instrumental variable methods for system identification, Springer Verlag, 1983.

149. Söd.87 - Södreström T., Stoica P.: Instrumental variable estimation (In M.G.Singh Ed.) Encyclopedia of Systems and Control, Pergamon Press, 1987.

150. Sra.76 - Sragovici V.G.; Teoria adaptivnîh sistem, Nauka, Moscova, 1976.

151. Sra.81 - Sragovici V.G.: Adaptivnoe upravlenie, Nauka, Moscova, 1981.

152. Ste.73 - Stewart G.W.: Introduction to matrix computations, Academic Press, New York, 1973.

153. Sto.79 - Stoica P., Stöderström T.: Consistenncy properties of an identification method using the instrumental variable principle, Rev.Roum.Sci.Techn.Electr.et Energ.24, 1979.

154. Sto.85.a - Stoica P., Söderström T., Friedlander B.: Optimal instrumental variable estimates of the AR parameters of an ARMA process, IEEE Trans,Aut.Contr., AC-3o, 1985.

155. Sto.85.b - Stoica P., Friedlander B., Söderström T.: Large sample estimation of the AR parameters of an ARMA model, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-3o, 1985.

156. Sto.85.c - Stoica P. Söderström T., Ahlen A.: On the convergence of pseudo-linear regression algorithms, Int.J.Control, vol.11, 1985.

157. Str.59. - Stromer R.R.: Adaptive and self-optimizing control systems, IRE Trans.aut.Contr., vol.3, nr.1, 1959.

158. Tal.73 - Talmon J.L., von den Boom A.J.W.: On the estimation of the transfer function parameters of process and noise dynamics using a single-state estimator, IFAC Symp.on Ident.and Syst.Param.Est., Hague, vol.2, 1973.

159. Ter.8o - Tertişco M., Stoica P.: Identificarea şi estimarea parametrilor sistemelor, Ed.Academiei RSR, Bucureşti, 198o.

160. Ter.85 - Tertişco M., Stoica P., Popescu Th.: Modelarea şi predicţia seriilor de timp, Ed.Academiei, 1985.

161. Ter.87 - Tertişco M., Stoica P., Popescu Th.: Identificarea asistată de calculator a sistemelor, Ed. Tehnică, 1987.

162. Tho.78 - Thornton C.L., Bierman G.J.: Filtering and error analysis via the UDUT covariance factorization, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-28, 1978.

163. Toi.83.a - Toivonen H.T.: Variance constrained self-tuning control, Automatica, 19, 1983.

164. Toi.83.b - Toivonen H.T.: Self-tuning regulators with explicit variance restrictions, Int.J.Control, nr.38, 1983.

165. Unb.80 - Unbehauen H.: Methods and applications in adaptive control, Springer Verlag, Berlin, 1980.

166. Unt.86 - Unton F.Z., Weinfeld M.: Newton-Raphson algorithm for the recursive generalized least-squares identification, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-31, nr.7, 1986.

167. Wan.84 - Wang I.W., Quintara V.H.: A decoupled ortogonal row processing algorithm for power system state estimation, IEEE PAS nr.8, 1984.

168. Web.71 - Weber W.: Adaptive regelungssysteme I, II. R. Oldenbourg Verlag, München-Wien, 1971.

169. Wel.80 - Wellstead P.E., Edmunds J.M., Prager D.L., Zanker P.: Classical and optimal self-tuning control, Int.J. Control, vol.31, nr.9, 1980.

170. Wel.81 - Wellstead P.E., Sanoff S.P.: Extended self-tuning algorithm, Int.J.Control, vol.34, nr.4, 1981.

171. Wit.73 - Wittenmark B.: A self-tuning regulator, Report 7311, Dep.of Automatic Control, Lund Inst.of Tech., 1973.

172. Wit.75 - Wittenmark B.: Stochastic adaptive control methods (survey), Int.J.of Control, vol.21, nr.9, 1975.

173. Won.67 - Wong K.Y., Polak E.: Identification of linear discrete time system using the instrumental variable method, IEEE Trans.Aut.Contr., AC-12, 1967.

174. Wu.85 - Wu S.C.; A theorem of equivalence on the methods of least-squares estimation, IEEE Tran.Aut.Contr., AC-30, nr.2, 1985.

175. Yds.84 - Ydstie B.E.: Extended horizon adaptive control, Proc. IFAC Congress, Budapesta, 1984.

176. You.65 - Young P.C.: Process parameter estimation and self adaptive control. In Hammond P.H. Ed.Theory of Self Adapting Control System, Plenum Press, New York, 1965.

177. You.70.a - Young P.C.: An extension of the instrumental variable method for identification of a noisy dynamic process, Dept.Eng.Univ.Cambridge, Tech.Note, 1970.

178. You.70.b - Young P.C., Hastings-James R.: Identification and control of discrete dynamic systems subject to disturbances with rational spectral density, Proc.9 th IEEE Symp.Adaptive Processes, 1970.

179. You.72 - Young P.C.: Comments on "On-line identification of linear dynamic systems with applications to Kalman filtering", IEEE Trans.Aut.Contr.AC-17, 1972.

180. You.76 - Young P.C.: Some observations on instrumental variable methods of time-series analysis, Int.J.Control, 23, 1976.

181. You.80 - Young P.C., Jakeman A., Mc Murtrie R.: An instrumental variable method for model order identification, Automatica, IFAC, vol.16, 1980.

182. Zhe.87 - Zheng L.: Discrete-time adaptive control of deterministic fast time-varying systems, IEEE Trans.Aut. Contr., AC-32, 1987.