

INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA"
T I M I S O A R A
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA

Ing. Gross Voicu

CERCETARI PRIVIND ACHIZITIYA DATELOR
CU MARE VITEZA

Taxă de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

CONDUCATOR ȘTIINȚIFIC

Prof.dr.ing. Eugen Pop

1 9 8 5

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
BIBLIOTECA CENTRALĂ	
Volume	496993
Oriz.	189

C U P R I N S

1. <u>Introducere</u>	3
1.1. Calculatorul de proces - element esențial al automatizării tuturor sectoarelor de activitate.....	3
1.2. Stadiul actual al dezvoltării sistemelor pentru achiziția datelor.....	5
1.3. Descrierea generală a lucrării.....	6
2. <u>Structura sistemelor pentru achiziția datelor</u>	10
2.1. Caracteristicile sistemelor pentru achiziția datelor.....	11
2.1.1. Caracteristicile SAD ideale.....	16
2.1.2. Caracteristicile SAD reale.....	22
2.2. Structura SAD codificate în virgulă fixă.....	24
2.2.1. SADVF cu cuantizare uniformă.....	24
2.2.2. SADVF cu cuantizare neuniformă.....	33
2.3. Structura SAD codificate în virgulă mobilă.....	36
2.3.1. SADVM cu postreglarea domeniului de măsurare.....	38
2.3.2. SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare.....	39
3. <u>Metode de predicție a domeniului de măsurare</u>	46
3.1. Metode de extrapolare analitică.....	46
3.1.1. Predicția tendinței.....	47
3.1.2. Predicția periodicității.....	55
3.2. Metode stohastice de predicție.....	57
3.3. Algoritmi de adaptare a domeniului de măsurare	63
4. <u>Implementarea unor SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare</u>	68
4.1. Structura blocului pentru determinarea domeniului de măsurare.....	68
4.2. Implementarea algoritmilor de adaptare a domeniului de măsurare.....	71
4.3. Implementarea algoritmilor de extrapolare analitică.....	75
4.4. Implementarea algoritmilor de predicție liniară.....	82

5. <u>Caracteristicile SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare</u>	91
5.1. Caracteristicile SADVM cu conversie dublă	91
5.2. Caracteristicile SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă cu reacție.....	94
5.3. Caracteristicile SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă în avans.....	126
6. <u>Concluzii</u>	154
6.1. Contribuții originale.....	154
6.2. Valoarea aplicativă și direcții de dezvoltare viitoare.....	156
7. <u>Bibliografie</u>	159

P R E F A T A

Lucrarea de față se înscrie în preocupările actuale de extindere a automatizării complexe, și tehnicii de calcul, în toate sectoarele de activitate, precum și în majoritatea domeniilor de cercetare științifică și tehnologică. Ea reprezintă continuarea activității depuse de autor pe parcursul a peste 10 ani în cadrul Catedrei de Automatică a Facultății de Electrotehnică de la Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timișoara, în domeniul cuplării sistemelor de calcul la procesele industriale. În cadrul acestei lucrări autorul a abordat atât aspectele teoretice care definesc sistemele pentru achiziția datelor, cât și aspectele practice legate de concepția, proiectarea și implementarea unor astfel de structuri.

În perioada elaborării tezei am beneficiat de îndrumarea competentă, atentă și exigentă a conducătorului științific, prof.dr.ing. Eugen Pop, care cu înțelegere și răbdare mi-a jalonat și supervizat activitatea. Pentru sfaturile și observațiile primite, pentru sprijinul profesional și moral pe toată durata elaborării lucrării, îmi exprim întreaga stimă și considerație față de persoana Domniei-Sale, împreună cu cele mai respectuoase și calde mulțumiri.

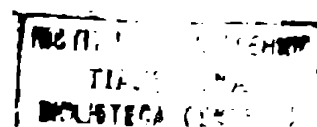
Pentru sprijinul îndelungat și constant, profesional și moral, pentru încurajările susținute, aduc vii mulțumiri prof.dr.ing. Vasile Pop.

Mulțumesc în mod deosebit prietenului Vladimir Crețu, pentru efortul depus în vederea elaborării și implementării sistemelor de operare ale sistemelor de calcul pe care le-am realizat și utilizat în perioada doctoratului.

Țin să mulțumesc prietenilor Ioan Jurca și Ioan Mureșan pentru ajutorul bibliografic, pentru discuțiile fructuoase purtate, precum și pentru sprijinul moral pe care mi l-au acordat în perioada elaborării tezei.

Mulțumesc de asemenea bunului meu prieten Alexandru Furtunescu pentru numeroasele colaborări, și pentru sprijinul profesional.

Datorez de asemenea mulțumiri colegilor din Catedra de Automatică și Electronică aplicată, precum și colectivului



Centrului de Calcul al Institutului Politehnic "Traian Vuia"
din Timișoara, de al căror sprijin real am beneficiat în rea-
lizarea acestei lucrări.

Mulțumesc în final, tuturor celor care m-au sprijinit
să-mi finalizez în bune condițiuni teza, pentru înțelegerea
și îndrumările constante cu care m-au încurajat.

Autorul,

1. Introducere

1.1. Calculatorul de proces - element esențial al automatizării tuturor sectoarelor de activitate

Extinderea automatizării tuturor sectoarelor de activitate este determinată de dezvoltarea fără precedent a electronicii și tehnicii de calcul, atât pe plan teoretic cât și tehnologic. Posibilitatea producerii în serie a circuitelor integrate pe scară foarte largă, ce permit implementarea unor algoritmi complecși, a încurajat pătrunderea noilor tehnici de conducere numerică cu ajutorul calculatoarelor de proces, atât în aplicațiile industriale, cât și în cercetarea științifică și tehnologică.

Rolul hotărâtor al noilor tehnici în dezvoltarea, practic a tuturor ramurilor științei și tehnicii, la noi în țară, a fost subliniat de documentele Conferinței Naționale a Partidului Comunist Român din 1977. În Programul-directivă de cercetare științifică, dezvoltare tehnologică și de introducere a progresului tehnic în perioada 1981 - 1990 și direcțiile principale până în anul 2000 a fost prevăzută ca o orientare esențială a cercetării științifice, atât automatizarea complexă cât și cibernetizarea: "... se va acorda o atenție deosebită producerii de componente discrete de puteri și frecvențe ridicate, circuite integrate speciale, microprocesoare, memorii, componente optoelectronice. Se va pune, de asemenea, accentul pe realizarea de transductoare, serii de motoare specializate, echipamente de măsură și control, elemente electromecanice, componente specializate, în vederea extinderii sistemelor automatizate. Vor fi elaborate noi tipuri de microcalculatoare, echipamente de colectare și introducere a datelor, programe de bază pentru micro și mini calculatoare, calculatoare de proces." [ms80] .

Documentele Congresului al XIII-lea al Partidului Comunist Român cu privire la dezvoltarea economico-socială a României în cincinalul 1986 - 1990 și orientările de perspectivă până în anul 2000 prevăd, de asemenea, ca industria electronicii să pătrundă masiv în întreaga activitate economico-socială,

fiind orientată spre dezvoltarea cu precădere a producției de componente electronice, mijloace de automatizare, echipamente de electronică industrială și profesională. La Sesiunea solemnă comună a Comitetului Central al Partidului Comunist Român, Marii Adunări Naționale și Consiliului Național al Frontului Democrației și Unității Socialiste consacrată împlinirii a 40 de ani de la împlinirea actului revoluționar de la 23 August 1944, secretarul general al partidului, tovarășul Nicolae Ceaușescu arăta: "În ce privește orientările de perspectivă ale dezvoltării economico-sociale ale României până în anul 2000, avem în vedere o accentuare și mai puternică a laturilor calitative ale activității în toate domeniile vieții economice și sociale, o creștere mai puternică a productivității muncii, înosebi prin intensificarea procesului de electronizare, automatizare și robotizare, a tuturor sectoarelor de activitate, a introducerii în producție a celor mai noi cuceriri ale științei și tehnicii moderne". [Ce84].

Ridicarea nivelului calitativ este direct influențată de caracteristicile sistemelor de calcul utilizate în automatizarea complexă, precum și de parametrii sistemelor pentru achiziția datelor cu ajutorul cărora aceste calculatoare sînt conectate la proces.

În acest context general, prezenta lucrare își propune să abordeze domeniul sistemelor pentru achiziția datelor destinate aplicațiilor ce necesită atât o precizie cît și o viteză ridicată. Atingerea unei precizii ridicate, pentru o anumită tehnologie de implementare, este posibilă prin utilizarea unor arhitecturi de sisteme pentru achiziția datelor codificate în virgulă mobilă. Aceste sisteme necesită însă un timp de achiziție dublu față de structurile clasice.

În lucrarea de față sînt propuse cîteva metode pentru îmbunătățirea vitezei sistemelor pentru achiziția datelor codificate în virgulă mobilă. Soluțiile propuse contribuie la extinderea automatizării complexe, cu ajutorul calculatoarelor de proces, într-o serie de domenii de vîrf privind utilizarea rezultatelor și tehnicilor spațiale în activitățile terestre, cercetarea proceselor meteorologice, precum și investigarea spațiului extraterestru.

1.2. Stadiul actual al dezvoltării sistemelor pentru achiziția datelor

Un studiu succint al stadiului actual al dezvoltării sistemelor pentru achiziția datelor (SAD) pune în evidență gama largă de produse situate pe diferite niveluri de complexitate, începând cu circuite integrate și hibride și terminând cu instalații conectate în structuri multiprocesor pentru urmărirea și conducerea proceselor industriale. Marea majoritate a SAD efectuează cuantizarea semnalelor de achiziționat în virgulă fixă (SADVF).

Cele mai simple SAD caracterizate de o rezoluție, viteză și preț de cost reduse (AD 7563 [AD 82], EDM 857 [EB 81a], HDAS 16 [DI 80], ș.a.), sînt circuite integrate sau hibride, avînd unele facilități de conectare la microprocesoarele pe 8 și 16 biți. Pentru a degreva calculatorul de funcțiile de control a SAD, s-au realizat integrate (AD 7581 [AD 81]) care achiziționează continuu, stocînd rezultatele într-o memorie tampon conținută în structura sa. Calculatorul la care este conectat SAD are acces la memoria tampon, de unde preia rezultatele achiziției, într-o manieră mult mai flexibilă.

În aplicațiile ce necesită o rezoluție sau o viteză sporită, dar mai ales o stabilitate ridicată sînt utilizate SAD realizate modular pe una sau mai multe plăchete cu funcții specializate. Aceste SAD sînt construite pentru un anumit sistem de calcul la care urmează să fie conectate (TI 1200 [MI 81], MP 1216 [BB 81b], PK 4012 [Ph 81]). Avînd în vedere că majoritatea aplicațiilor SAD sînt în domeniul conducerii proceselor industriale, se produc calculatoare de proces bazate pe micro-sisteme care conțin blocuri de achiziție [KPS 83], [F1 81], [GA 83], [FBN 82]. Acestea sînt prevăzute cu sisteme de operare ce permit elaborarea programelor specifice aplicației pentru care sistemul este dedicat (MACSYM 20 [Lo 80], [HGF 84], [FGH83]).

La noi în țară se produc industrial de către IRI București familia de sisteme de timp real LCA-OM. Acestea sînt utilizate în aplicații ce necesită o rezoluție bună la o viteză relativ scăzută. Sînt caracterizate de o bună stabilitate, iar modularitatea structurii permite configurarea flexibilă pentru o gamă largă de aplicații.

Deși achiziția semnalelor analogice este efectuată de

cele mai multe ori în coduri cu virgulă fixă, algoritmi de prelucrare numerică a acestor semnale sînt implementați în virgulă mobilă [Rö 84], [Sw 84]. Pentru a utiliza cît mai eficient precizia calculatoarelor, s-a impus realizarea unor sisteme pentru achiziția datelor în virgulă mobilă, (SADVM). Metoda cea mai răspîndită este utilizarea în cadrul SAD a unor voltmetre numerice cu autoreglarea domeniului de măsurare (3054A [HP84] [Ch81]). Acestea realizează fiecare măsurare care depășește superior sau inferior domeniul, simultan cu micșorarea, respectiv mărirea domeniului de măsurare. Dacă SAD are la intrări semnale cu coeficienți de intercorelație mici, fiecare achiziție necesită cîteva cicluri de conversie. Uzual voltmetrele numerice se bazează pe principiul conversiei cu integrare multiplă sau al aproximațiilor succesive și deci sînt caracterizate de un timp lung de măsurare.

Pentru reducerea ciclului de achiziție au fost realizate SADVM cu ciclul dublu de conversie [Ba84]. Fiecare măsurare constă dintr-o conversie cu rezoluție redusă pentru determinarea domeniului de măsurare, respectiv a exponentului, și o conversie de precizie pentru stabilirea mantisei.

Există aplicații care deși necesită o precizie relativă ridicată, nu permit dublarea conversiei. O astfel de situație apare la bordul sateliților și al navelor spațiale. Sateliții de observație precum și navele spațiale de cercetare sînt prevăzute cu SAD, valorile achiziționate fiind transmise în formă numerică spre stațiile de control de pe Pămînt. Prin natura lucrurilor, fenomenele urmărite de aceste SAD sînt nereproductibile, au o dinamică ridicată, și se desfășoară cu mare viteză.

Lucrarea de față propune cîteva soluții privind SADVM de mare viteză, în condițiile minimizării creșterii zgomotului de cuantizare față de SADVM cu dublă cuantizare.

1.3. Descrierea generală a lucrării

În primul capitol se prezintă cadrul general al problematicei abordate în lucrare, menționîndu-se realizările obținute pe plan mondial și național în domeniul sistemelor pentru achiziția datelor.

În prima parte a capitolului 2 sînt prezentate caracteristicile SAD ideale. Pentru generalizarea studiului proprietăților

SAD se introduce noțiunea de funcție de cuantizare, precum și condițiile pe care trebuie să le îndeplinească o funcție pentru a fi funcție de cuantizare. În continuare se precizează caracteristicile de intrare-ieșire a unui SAD și este efectuat un studiu al proprietăților statistice ale mărimilor achiziționate. În acest context se demonstrează o extindere a condițiilor teoremei cuantizării introduse de Widrow; sînt prezentate exemple care confirmă această generalizare. În continuare sînt prezentate caracteristicile SAD reale.

În partea a doua a capitolului 2 sînt prezentate succint structura și proprietățile diverselor tipuri de SADVF, apelîndu-se pentru ilustrare la cinci realizări practice ale autorului, utilizate în industrie și cercetare. În continuare, sînt prezentate diverse structuri de SADVM. Este studiată structura SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare prin conversie dublă. Pentru reducerea duratei unei achiziții, rezultă necesitatea stabilirii domeniului de măsurare înainte de declanșarea ciclului curent de conversie. Se propun două soluții pentru rezolvarea acestei probleme. Prima variantă constă în dublarea SADVM cu un SAD de rezoluție mai scăzută, care determină domeniul de măsurare pentru achiziția care urmează să fie efectuată de SADVM. A doua soluție utilizează istoria semnalelor de achiziționat pentru determinarea domeniului de măsurare curentă. Dacă sînt achiziționate mai multe semnale, stabilirea domeniului de măsurare poate avea loc simultan cu achiziția curentă.

Ambele metode pot duce la estimări eronate ale domeniului de măsurare. Dacă procesul urmărit de SADVM permite reluarea unor achiziții, se pot elimina complet erorile datorate saturării convertorului analog numeric.

Problema predicției domeniului de măsurare este tratată în capitolul 3 al lucrării. Condițiile de timp real impun utilizarea unor algoritmi de predicție rapizi; în consecință sînt tratate metodele de extrapolare analitică și stohastice, cu accent pe extrapolarea polinomială și predicția liniară. Se precizează condițiile de aplicare a metodelor prezentate în funcție de proprietățile statistice ale semnalelor achiziționate. Pentru îmbunătățirea rezultatelor predicției se introduc două metode de adaptare care vizează minimizarea

zgomotului de saturație al SADVM. Prima metodă constă în majorarea consecventă cu un ordin de mărime a domeniului estimat; aceasta reduce zgomotul de saturație, dar înrăutățește implicit zgomotul granular al SADVM. A doua metodă necesită o comparare a predicției cu semnalul de achiziționat: dacă predicția este mai mică, respectiv mai mare, decât semnalul, domeniul estimat este majorat, respectiv micșorat, cu un rang. Se obține astfel o îmbunătățire a zgomotului granular față de metoda precedentă, cu menținerea aceluiași nivel pentru zgomotul de saturație.

În capitolul 4 al lucrării sînt detaliate schemele principalelor blocuri din SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare. În prima parte a acestui capitol este proiectat blocul de memorie pentru stocarea valorilor achiziționate, necesare în calculul predicției. Organizarea memoriei facilitează efectuarea algoritmului de predicție și contribuie la minimizarea ciclului de achiziție al SADVM.

În continuare sînt prezentate cîteva exemple de implementare a algoritmilor de adaptare a SADVM descrise în capitolul 3. Primul algoritm de adaptare poate fi exprimat în formă tabelară și deci poate fi implementat cu ajutorul unei memorii fixe rapide. Al doilea algoritm de adaptare este implementat cu ajutorul unor scheme bazate pe un comparator fereastră cu praguri programabile în funcție de predicția domeniului de măsurare.

Ultima parte a acestui capitol este dedicată implementării algoritmilor de predicție al domeniului de măsurare. În cazul achiziției unor semnale staționare, avînd coeficienți de autocorelație care minimizează expresia erorii de predicție pentru extrapolarea polinomială de un anumit grad, se recomandă schema extrapolatorului analitic de scel ordin. Sînt prezentate schemele pentru extrapolarea de ordinul 0, liniară și parabolică. Utilizarea extrapolatoarelor analitice de ordine superioare face ineficientă utilizarea acestor metode, datorită timpului nepermis de lung necesar estimării predicției.

În cazul achiziției unor semnale staționare incompatibile cu metoda precedentă, este indicată utilizarea predicției liniare. Pentru implementarea acestei metode se propun două scheme. Prima schemă este eficientă în cazul în care eroarea de predicție intră în saturație rapid la creșterea numărului coeficienților de

predicție. Dacă semnalele achiziționate prezintă o autocorelație pe termen lung, se impune utilizarea unui număr ridicat de coeficienți de predicție. În această situație este utilă cea de-a doua schemă, care, folosind o structură de aritmetică distribuită, are ciclul de calcul independent de numărul coeficienților de predicție utilizați. Achiziția semnalelor cvasistaționare este realizată fie cu SADVM adaptive (conform celei de-a doua metode propuse), fie conectate în structuri multiprocesor, având procesoare dedicate reactualizării coeficienților de predicție pe baza ultimelor achiziții.

Capitolul 5 al lucrării reprezintă o comparație între SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare și SADVF. Au fost elaborate rutine pentru calculul zgomotului de cuantizare al SADVM cu extrapolare analitică de ordinul 0, 1 și 2, precum și cu predicție liniară cu 2 și 3 coeficienți. Semnalele de achiziționate au fost considerate cu distribuție normală de dispersie unitară. Pentru calculul integralelor duble din expresiile zgomotului de cuantizare a fost elaborată o rutină ce generalizează algoritmul de integrare numerică al lui Simpson. Valorile zgomotului granular și de saturație, calculate pentru diverse mărimi ale coeficienților de autocorelație au fost concentrate în tabelele conținute în acest capitol. Funcționarea acestor scheme de SADVM a fost simulată pe modele implementate în limbajul BASIC. Valorile zgomotului de cuantizare obținute cu aceste modele au confirmat estimările teoretice. În final este prezentată o ordonare a diverselor SADVM din punctul de vedere al zgomotului de cuantizare și al vitezei de achiziție.

Ultimul capitol al lucrării sintetizează o serie de concluzii referitoare la SADVM și evidențiază totodată contribuțiile originale ale autorului în ceea ce privește problematica abordată. Sînt prezentate de asemenea, o serie de domenii în care pot fi extinse aplicațiile SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare, precum și unele direcții de dezvoltare ulterioară.

2. Structura sistemelor pentru achiziția datelor

Sistemele pentru achiziția datelor (SAD) sînt echipamente, conduse de cele mai multe ori de calculatoare numerice, destinate culegerii datelor analogice în formă numerică [Co71].

Reprezentarea unui SAD ca bloc cu borne este dată în fig.2.1. Cu $(X_j, j=0, j_m-1)$ s-au notat bornele de intrare ale SAD la care se conectează mărimile analogice de achiziționat. Adresa bornei

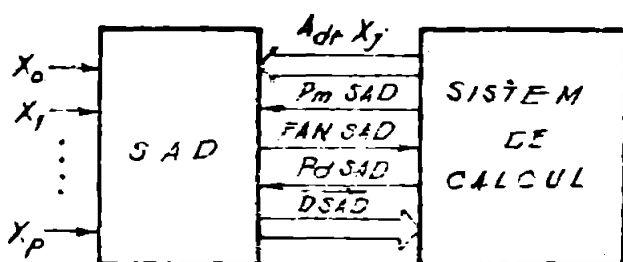


Fig.2.1. Scheme bloc cu borne a SAD

de intrare ($Adr X_j$), precum și momentul în care se efectuează achiziția sînt stabilite de sistemul de calcul ($P_m SAD$). SAD selectează borne X_j și convertește în numeric mărimea analogică de la intrarea respectivă. Terminarea unui astfel de ciclu de achiziție este anunțată sistemului de calcul prin poziționarea semnalului FANSAD; calculatorul preia rezultatul achiziției ($DSAD$) generînd semnalul $P_d SAD$, care reinițializează totodată și pe FANSAD.

Structura cea mai răspîndită de SAD, descrisă în fig.2.2. [PS83], [Co71], [Gr82a] este constituită dintr-un multiplexor analogic (MUX), un amplificator de măsură (AM), un circuit de eșantionare și reținere (CER), un convertor analog numeric (CAN), un dispozitiv de comandă locală (DCL) și o interfață (IF) pentru conectarea SAD la magistralele unui sistem de calcul, sau prin linii de transmisii, la alți utilizatori.

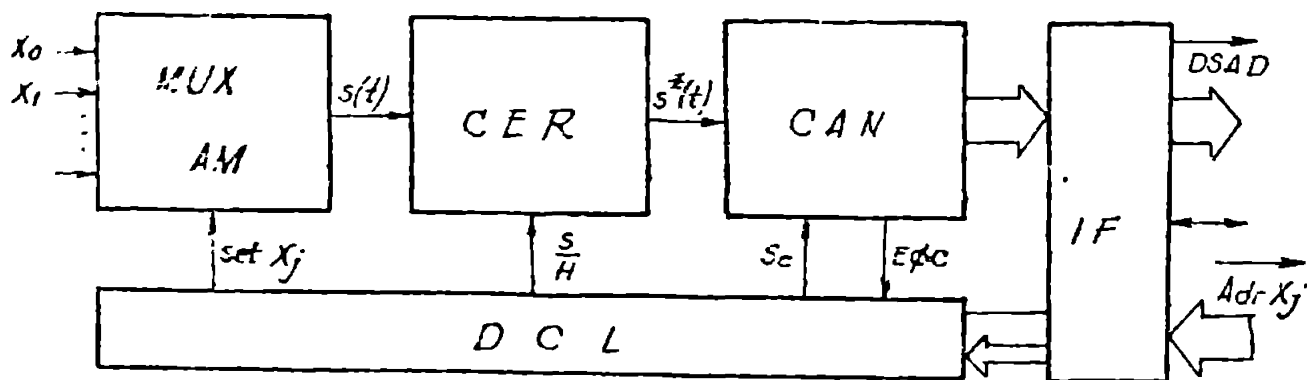


Fig.2.2. Structura SAD cu multiplexare analogică

Domeniul de variație al semnelor de intrare este stabilit, de cele mai multe ori, prin construcția SAD, rezultând un SAD cu codificare în virgulă fixă (SADVF). Dacă domeniul semnelor analogice de intrare este variabil - în sensul maximizării informației conținute de rezultatul DSAD, respectiv creșterii dinamicii mărimilor achiziționate - se obțin SAD cu codificare în virgulă mobilă.

2.1. Caracteristicile sistemelor pentru achiziția datelor

SAD asigură multiplexarea, esenționarea și conversia analog numerică a semnelor de la intrările sale. La ieșirea s a multiplexorului MUX (fig.2.2) este adus unul din semnalele de intrare ($X_j, j=0, j_m-1$), în funcție de semnalul de selecție ($Sel X_j, j=0, j_m-1$), format din adrese $Adr X_j$ impusă de sistemul de calcul la care este conectat SAD (Tabelul 2.1):

Tabelul 2.1.

j	Adr X_j				Sel X_0	Sel X_1	Sel X_2	...	Sel X_{u-1}	S
	$AB_{\alpha-1}$..	AB_1	AB_0						
0	0	..	0	0	1	0	0	...	0	X_0
1	0	..	0	1	0	1	0	...	0	X_1
2	0	..	1	0	0	0	1	...	0	X_2
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
j_m-1	1	..	1	1	0	0	0	...	1	X_{u-1}

$$s(t) = \sum_{j=0}^{j_m-1} X_j(t) \cdot Sel X_j$$

Adresa $Adr X_j, j=0, j_m-1$, codificată în binar necesită α ranguri ($AB_v, v=0, \alpha-1$) cu $2^\alpha \geq u$; semnalele de selecție sînt formate pe baza ecuațiilor:

$$\text{Sel } X_0 = \overline{A}B_{-1} \dots \overline{A}B_1 \cdot \overline{A}B_0$$

$$\text{Sel } X_1 = \overline{A}B_{-1} \dots \overline{A}B_1 \cdot AB_0$$

.....

$$\text{Sel } X_{u-1} = AB_{-1} \dots AB_1 \cdot AB_0$$

respectiv notația consacrată [PP76] :

$$AB^i = \begin{cases} \overline{AB} & \text{pentru } i = 0 \\ AB & \text{pentru } i = 1 \end{cases}$$

semnalele de selecție devin:

$$\left\{ \text{Sel } X_j = \prod_{v=0}^{\alpha-1} AB_v^{i_v} \mid j = \sum_{v=0}^{\alpha-1} 2^v \cdot i_v, \quad j = 0, j_M-1 \right\}.$$

$$\text{Deci } s(t) = \sum_{j=0}^{j_M-1} \left[X_j(t) \left(\prod_{v=0}^{\alpha-1} AB_v^{i_v} \right) \right], \quad \text{cu } j = \sum_{v=0}^{\alpha-1} 2^v \cdot i_v$$

SAD au fost concepute în vederea prelucrării numerice a semnalelor analogice. Deși semnalele analogice sînt continue, ele conțin o cantitate finită de informație și deci pot fi reprezentate printr-un semnal discret [Ca69]. Discretizarea variației temporale se numește eșantionare, iar a variației valorilor poartă denumirea de cuantizare.

Eșantionarea este realizată într-un SAD cu ajutorul unui circuit de eșantionare și reținere (CER- fig.2.2). Semnalul de achiziționat (X_j), o funcție de timp (t), este considerat mărginit ce amplitudine: $X_j(t) = s(t) \in [-D, D]$. Semnalul de la intrarea CER, $s(t)$ modulează în amplitudine un tren de impulsuri $p(t)$ de perioadă constantă T , de durată t_0 și de amplitudine 1, formînd impulsurile [PS77], [SS80] :

$$s^n(t) = p(t) \cdot s(t) \quad , \quad \text{cu } t = t_n = n \cdot T \quad .$$

Conform teoremei eșantionării în domeniul timp, un semnal poate fi reconstituit fără erori, din valorile eșantionate, dacă eșantionarea s-a efectuat cu o frecvență (f_s) mai mare de dublul frecvenței maxime (f_0) conținute de semnalul inițial: [PS77], [SS80] :
 $f_s = 1/T > 2 \cdot f_0$.

Înainte de momentul eşantionării (nT), la ieşirea multiplexorului se stabileşte semnalul de la intrarea SAD selectată de adresa $Adr X_j$. Pe durata perioadei de eşantionare, la ieşirea CEX apare un nivel $s^*(t)$ de amplitudine egală cu valoarea semnalului $X_j(t)$ din momentul eşantionării ($t = nT$). Avînd în vedere că

$$s^*(t) = \sum_{j=0}^{J_M-1} X_j(nT) \cdot Sel X_j ,$$

vom nota pentru simplificarea studiului cuantizării, cu X valoarea semnalului de convertit din analog în numeric, de la intrarea CAN.

Cuantizarea semnalului eşantionat este realizată cu ajutorul unui convertor analog numeric (CAN-fig.2.2) [Co71], [mm71], [Ss80]. Această operaţiune implică divizarea domeniului de variaţie al variabilei de intrare X în intervale de clasă adiacente, uzual de aceeaşi lărgime Δx . Cuantizarea constă în înlocuirea valorilor lui X prin valoarea centrului intervalului de clasă corespunzător:

$$\bar{x}_k = k \cdot \Delta x + \theta \cdot \Delta x \text{ dacă } X \in \left[\left(k - \frac{1}{2}\right) \cdot \Delta x + \theta \cdot \Delta x, \left(k + \frac{1}{2}\right) \cdot \Delta x + \theta \cdot \Delta x \right) ,$$

convertoarele analog numerice care implementează această funcţie se numesc cuantizare uniformă şi sînt utilizate în marea majoritate a aplicaţiilor.

În general pe domeniul de intrare al SAD $[-D, D]$ definim o diviziune formată din punctele, nu neapărat echidistante:

$$x_{-N} < x_{-N+1} < \dots < x_0 < x_1 < x_2 < \dots < x_{N-1} < x_N ,$$

- astfel încît $x_{-N} = -D$ şi $x_N = D$ - care îl împart în $2 \cdot N + 1$ intervale de mărime oarecare: $\Delta x_k = x_{k+1} - x_k$, $k = \overline{-N, N}$.

Prin cuantizare, valoarea semnalului X de la intrarea CAN este aproximată prin \bar{x}_k , mărime care se numeşte cuantizatul lui X şi este definită prin relaţiile (2.1). Prin conversie \bar{x}_k este înlocuită cu numărul $C = [F(\bar{x}_k)]$, unde F este funcţia de cuantizare şi determină caracteristica de intrare-ieşire a CAN (fig.2.3a).

$$\bar{x}_k = \begin{cases} x_k + \frac{\Delta x_k - \Delta x_{k-1}}{4} + \theta_k \frac{\Delta x_k + \Delta x_{k-1}}{2}, & k = \overline{-(N-1), N-1}; \\ \text{dacă } x \in (x_k - (\frac{1}{2} - \theta_k) \Delta x_{k-1}, x_k + (\frac{1}{2} + \theta_k) \Delta x_k] \\ \min(x_N, x_N + \theta_{N-1} \Delta x_{N-1}) & \text{dacă } x \in (x_N - (\frac{1}{2} - \theta_{N-1}) \Delta x_{N-1}, x_N] \\ \max(x_{-N}, x_{-N} + \theta_{-N} \Delta x_N) & \text{dacă } x \in (x_{-N}, x_{-N} + (\frac{1}{2} + \theta_{-N}) \Delta x_N] \end{cases}$$

unde $\theta_k \in [-\frac{1}{2}, \frac{1}{2}]$. (2.1)

Pentru ca domeniul variabilei de intrare să rezulte ca reuniune a intervalelor de clasă disjuncte, se impune ca $\theta_k = \theta, k = \overline{-N, N}$

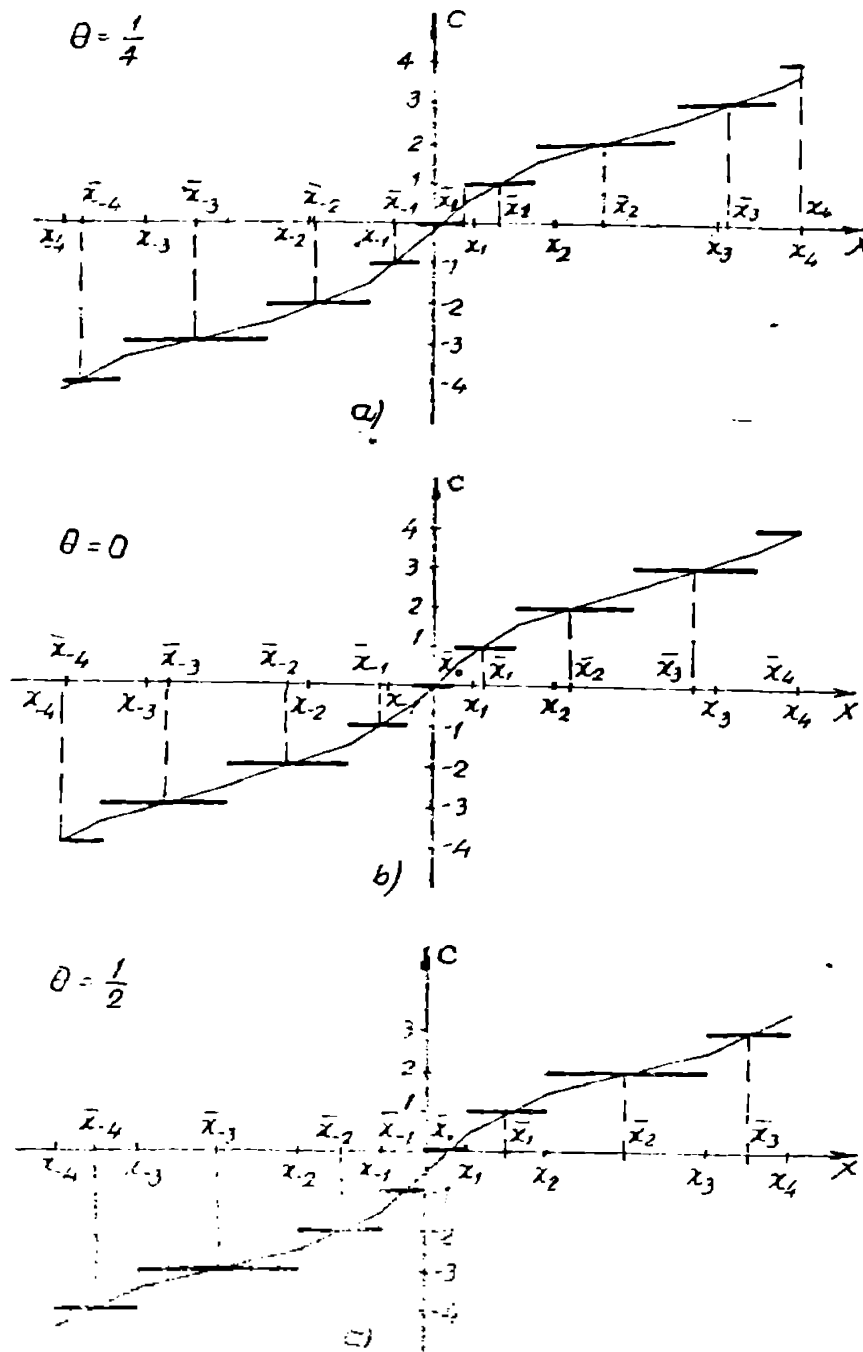


Fig.2.3. Caracteristica de intrare-ieșire a CAN

În practică, cele mai întâlnite sînt următoarele cazuri:

a) cuantizare prin rotunjire ($\theta=0$ - fig.2.3b), cînd:

$$\bar{x}_k = \begin{cases} x_k + \frac{\Delta x_k - \Delta x_{k-1}}{4}, & k = -(N-1), N-1 \text{ dacă } x \in \left(x_k - \frac{\Delta x_{k-1}}{2}, x_k + \frac{\Delta x_k}{2}\right) \\ x_N & \text{dacă } x \in \left(x_N - \frac{\Delta x_{N-1}}{2}, x_N\right) \\ x_{-N} & \text{dacă } x \in \left(x_{-N}, x_{-N} + \frac{\Delta x_k}{2}\right) \end{cases}$$

b) cuantizare prin trunchiere ($\theta = \frac{1}{2}$ - fig.2.3a), cînd:

$$\bar{x}_k = \frac{x_k + x_{k+1}}{2}, \text{ dacă } x \in [x_k, x_{k+1}) \text{ și } k = \begin{cases} -N, N-1 \text{ dacă } \text{sgn } \theta = 1 \\ -N+1, N \text{ dacă } \text{sgn } \theta = -1 \end{cases}$$

Pentru a nu rezulta în urma cuantizării aceeași valoare C pentru două mărimi diferite de intrare ($x_1 \neq x_2$), este necesar ca funcția F să fie injectivă.

Pentru a fi folosite toate codurile ($C = -N, N$), atunci cînd x parcurge tot domeniul $[-D, D]$, se impune ca F să fie surjectivă.

Deci condiția ca operația de cuantizare să fie unic determinată este ca funcția de cuantizare să fie bijectivă.

Dacă variabila de intrare are o singură polaritate, respectiv domeniul de intrare al cuantizatorului este $x \in [0, D)$, atunci CAN se numesc unipolare; dacă $x \in [-D, D)$, CAN sînt bipolare. Avînd în vedere simetria codurilor numerice bipolare, în practică s-au realizat doar CAN bipolare avînd funcția de transfer impară.

Pentru a se evita erorile de trunchiere la extragerea părții întregi din $F(\bar{x}_k)$ - notată în relația de mai sus cu [...] - se obișnuiește ca punctele \bar{x}_k să fie alese astfel încît:

$$\bar{x}_k = F^{-1}(C), \text{ atunci } C = F(\bar{x}_k).$$

Exprimarea valorii C în diverse coduri și diverse baze de numerație poartă denumirea de codare și este realizată tot în cadrul CAN. În fond, mărimea de ieșire a CAN este un număr cu m cifre, exprimat în baza b - de fapt un vector C ale cărui elemente îndeplinesc relația (2.2):

$$C = \sum_{z=1}^m c_z \cdot b^{z-1}, \quad c_z \in \{0, 1, \dots, b-1\}, \quad (2.2)$$

iar $m = \lceil \log_b(2 \cdot b - 1) + 1 \rceil$.

Conform teoremei cuantizării, distribuția semnalului de

de intrare poate fi refăcută din distribuția de ieșire a cuantizorului dacă variabila stohastică de intrare X are o funcție caracteristică cu bandă limitată [Wi60], [PB77], [SS80]. Nu există nici o legătură între erorile de discretizare datorate duratei finite a perioadei de eșantionare și preciziei limitate a cuantizorului [Ma72]; adică cuantizarea cu o precizie mărită nu aduce informații suplimentare privind evoluția în timp a mărimii $X(t)$, care să permită refacerea semnelului eșantionat cu o frecvență mai mică.

2.1.1. Caracteristicile SAD ideale

Respectând convențiile de notare din paragrafele precedente adică:

- $\{X_j(t), j=0, J_m-1\}$ sînt valorile semnalelor de achiziționat,
- Adr $X_j = (AB_{\alpha-1}^{1_{\alpha-1}} \quad AB_{\alpha-2}^{1_{\alpha-2}} \quad \dots \quad AB_1^{1_1} \quad AB_0^{1_0})$, cu $j = \sum_{v=0}^{\alpha-1} 2^v \cdot 1_v$,

reprezintă adrese intrării analogice a SAD de la care se efectuează achiziția,

- $C = [F(\bar{x}_k)]$ - valoarea numerică a semnelului X de intrare în SAD, convertit pe baza funcției de cuantizare F , atunci caracteristica de intrare-ieșire a unui SAD ideal poate fi exprimată prin relația (2.3):

$$C_j(nT) = \sum_{j=0}^{J_m-1} \left\{ [F(\bar{x}_{k,j})] \cdot \prod_{v=0}^{\alpha-1} (AB_v^{1_v}) \right\}. \quad (2.3)$$

pentru $X_j(nT) \in \left[x_k - \left(\frac{1}{2} - \theta\right) \cdot \Delta x_{k-1}, x_k + \left(\frac{1}{2} + \theta\right) \cdot \Delta x_k \right)$, $k = -N, N$

și $j = \sum_{v=0}^{\alpha-1} 2^v \cdot 1_v$.

Cea mai mică valoare în modul care poate fi achiziționată de SAD ($\min|\bar{x}_k|$) reprezintă rezoluția instalației. Sensibilitatea SAD este egală cu jumătate din valoarea rezoluției, instalația fiind insensibilă la variațiile semnalelor achiziționate în interiorul acestei limite.

Dacă $x_k = \frac{x_{k-1} - x_k}{2 \cdot N} = \Delta x$ pentru $k = -N, N$, SAD este cu cuantizare uniformă și $F(\bar{x}_k) = \bar{x}_k / \Delta x$. În acest caz, orice valoare achiziționată este un multiplu al mărimii Δx , care este denumită - în această situație - și cuantă.

Precizia SAD este calitatea instalației de a da rezultate ($\bar{x}_{k,j}(nT)$) cât mai apropiate de valoarea adevărată a măsurandului ($X_j(nT)$). Cantitativ, precizia este descrisă de eroarea instrumentală a SAD Mi80, care poate fi exprimată prin:

- eroare absolută: $X - \bar{x}_k$,
 - eroarea relativă: $e_r = \pm \frac{100 |X - \bar{x}_k|}{X} \%$
 - eroarea raportată la domeniul de măsurare:
- $$e_d = \pm \frac{100 |X - \bar{x}_k|}{D} \%$$

Dacă eșantioanele de la o intrare a SAD sînt statistic independente și sînt descrise de funcția caracteristică ($\phi(u)$), funcția caracteristică a mărimei de ieșire a SAD este:

$$\bar{\phi}(v) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{\Delta x}{2}}^{\frac{\Delta x}{2}} e^{-j(u-v)} F(k) \phi(u) \frac{\Delta x}{2\pi} \frac{\sin(u \frac{\Delta x}{2})}{u \frac{\Delta x}{2}} du,$$

unde $\Delta x = \frac{\Delta x_k + \Delta x_{k-1}}{2}$.

Dacă convertorul analog numeric utilizat în SAD este cu cuantizare uniformă ($\Delta x = \text{const.}$), funcția caracteristică a ieșirii este dată de relația (2.4) [FS77], [Ma72]:

$$\bar{\phi}(v) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j\theta 2\pi k} \phi(v + \frac{2\pi}{\Delta x} \cdot k) \cdot \frac{\sin(\frac{v \cdot \Delta x}{2} + k\pi)}{\frac{v \cdot \Delta x}{2} + k\pi} \quad (2.4).$$

rezultă media semnelului achiziționat [T177]:

$$M(\bar{x}_{k,j}(nT)) = j \frac{\partial \bar{\phi}(v)}{\partial v} = M(X_j) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\Delta x}{k\pi} \left[\text{Im} \left\{ e^{j2\pi k(\frac{\theta}{2} - \theta)} \cdot \phi\left(\frac{2k\pi}{\Delta x}\right) \right\} \right] \quad (2.5)$$

și media pătratică a semnelului achiziționat:

$$M(\bar{x}_{k,j}^2(nT)) = \frac{\partial^2 \bar{\phi}(v)}{\partial v^2} =$$

$$M(X_j^2) + \frac{(\Delta x)^2}{12} - \frac{2\Delta x}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \text{Re} \left[e^{-j2\pi k(\theta - \frac{1}{2})} \frac{\partial \phi(v + k \frac{2\pi}{\Delta x})}{\partial v} \right]_{v=0} +$$

$$+ \frac{(\Delta x)^2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2} \text{Re} \left[e^{-j2\pi k(\theta - \frac{1}{2})} \cdot \phi\left(k \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \right].$$

B. Widrow a arătat Wi60 că dacă variabila de intrare (X_j) are o funcție caracteristică cu bandă limitată ($\phi(v) = 0$

496993
189 4

pentru $\forall 2\gamma > \frac{2\pi}{\Delta x}$, adică finețea cuantizorului - frecvența de cuantizare $\frac{2\pi}{\Delta x}$ - este cel puțin de două ori mai mare decât cea mai ridicată componentă de "frecvență" u a densității de distribuție $w(X_j)$, atunci distribuția de intrare $w(X_j)$ poate fi reconstituită din distribuția de ieșire $w(\bar{x}_{k,j}) = \frac{1}{2\pi} \mathcal{F}^{-1} \{ \Phi(\gamma) \}$.

Zgomotul de cuantizare este definit ca diferența dintre valorile de ieșire și de intrare ale cuantizorului [PS77]:

$$\varepsilon_j = \bar{x}_{k,j}(nT) - X_j(nT).$$

Dacă $X_j \in [x_{-N}, x_N]$, zgomotul se numește granular, iar dacă semnalul de intrare depășește acest domeniu, se numește zgomot de saturatie.

Atât timp cât $X_j \in [x_{-N}, x_N]$, valoarea ε_j este univoc determinată de valoarea mărimii de intrare X_j , iar funcția sa caracteristică este:

$$\phi_\varepsilon(u) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\Delta x}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \phi^*(\lambda) \cdot e^{j\lambda F(k)} \frac{\sin(u-\lambda) \cdot \frac{\Delta x}{2}}{(u-\lambda) \cdot \frac{\Delta x}{2}} \cdot d\lambda.$$

Deoarece SAD este cu cuantizare uniformă ($\Delta x = \text{const.}$, adică $F(k) = k$), atunci funcția caracteristică a zgomotului de cuantizare este [PS77]:

$$\phi_\varepsilon(u) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \phi(k \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}) \frac{\sin(u \frac{\Delta x}{2} - k\pi)}{u \frac{\Delta x}{2} - k\pi} \cdot e^{-j2\pi k \theta}.$$

Densitatea de probabilitate a erorii de cuantizare rezultă aplicând transformata Fourier inversă:

$$w(\varepsilon) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \phi_\varepsilon(u) \cdot e^{-ju\varepsilon} du = \frac{1}{\Delta x} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[\phi(k \frac{2\pi}{\Delta x}) \cdot e^{-j2k\pi(\theta + \frac{\varepsilon}{\Delta x})} \right] \cdot \text{rect}_{\frac{\varepsilon}{\Delta x}}(2 \cdot \theta).$$

Se observă că zgomotul de cuantizare este uniform distribuit între $-\frac{\Delta x}{2}$ și $\frac{\Delta x}{2}$ (adică $w(\varepsilon) = \frac{1}{\Delta x} \text{rect}_{\frac{\varepsilon}{\Delta x}}$), dacă:

$$\phi(k \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}) = 0 \text{ pentru } \forall k \neq 0. \quad (2.7)$$

Propoziția de mai sus generalizează afirmația că zgomotul de cuantizare este uniform distribuit în același interval $[-\frac{\Delta x}{2}, \frac{\Delta x}{2}]$, doar dacă distribuția semnalului de intrare ar fi cu bandă limitată [W160], [PS77].

Următoarea relație explicitiază eroarea care se face atunci când se aproximează zgomotul de cuantizare cu un zgomot alb,

uniform distribuit, făcându-se abstracție de condițiile (2.7):

$$\Delta W(\varepsilon) = \frac{1}{\Delta x} \sum_{k \neq 0} \left[\phi\left(k \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \cdot e^{-j \cdot 2k\pi\left(\theta + \frac{\varepsilon}{\Delta x}\right)} \right] \operatorname{rect}_{\frac{\varepsilon}{\Delta x}}.$$

În aceeași condiții (2.7) valoarea medie pătratică a zgomotului de cuantizare devine:

$$M(\varepsilon^2) = \frac{\partial^2 \phi(u)}{\partial u^2} \Big|_{u=0} = \frac{\Delta x^2}{12} + \frac{(\Delta x)^2}{2} \sum_k \frac{1}{k^2} \operatorname{Re} \left[\phi\left(k \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}\right) \cdot e^{-j \cdot 2k\pi\left(\theta - \frac{1}{2}\right)} \right] = \frac{(\Delta x)^2}{12}.$$

În particular, aceeași densitate de probabilitate a zgomotului de cuantizare se obține dacă la intrarea SAD este adus un semnal cu distribuție uniformă:

$$w(X_j) = \frac{1}{\Delta x} \operatorname{rect}_{\frac{X_j}{\Delta x}}; \text{ acesta are funcția caracteristică:}$$

$$\phi(u) = \frac{\sin\left(\frac{u \cdot \Delta x}{2}\right)}{\frac{u \cdot \Delta x}{2}}, \text{ care deși nu satisface teorema cuanti-}$$

zării [W160], respectă condiția (2.7) și deci determină un zgomot de cuantizare uniform distribuit.

În practică, la intrarea SAD se aduc semnale de la transductoare care au o excursie limitată la ieșire de tensiunile de alimentare (în cazul cel mai defavorabil). Pe de altă parte, SAD are un domeniu al tensiunii de intrare limitat $[-D, D]$. Astfel dacă la intrarea j a SAD se aduce un semnal X_j având distribuție uniformă în domeniul tensiunii de intrare, densitatea sa de probabilitate este:

$$w(X_j) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta x} & \text{dacă } |X_j| \leq D \\ 0 & \text{dacă } |X_j| > D \end{cases}, \quad j=0, J_n-1.$$

Funcția caracteristică a acestui tip de semnal este:

$$\phi(u) = \frac{\sin(D \cdot u)}{u \cdot \frac{\Delta x}{2}} = \frac{\sin\left[\frac{(2^{n+1}-1)\Delta x \cdot u}{2}\right]}{\frac{u \cdot \Delta x}{2}}, \text{ cu } D = \left(2^n - \frac{1}{2}\right)\Delta x.$$

Această funcție îndeplinește condiția (2.7) și deci zgomotul de cuantizare al unui semnal mărginit, cu distribuție uniformă, este și el distribuit uniform.

Dacă semnalul achiziționat are o distribuție Laplace

funcția sa caracteristică este:

$$w_L(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{\sqrt{2} \cdot x}{\sigma}}$$

$$\phi_L(u) = \frac{1 - e^{-\frac{\sqrt{2} \cdot u}{\sigma}} [\cos(u \cdot X) - \frac{\sqrt{2} \cdot u}{\sigma} \sin(u \cdot X)]}{1 + (\frac{\sqrt{2} \cdot u}{\sigma})^2}$$

Verificând condiția (2.7), rezultă $\phi_L(k \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}) \neq 0$.

Cuantizarea unui semnal cu distribuție Laplace nu determină un zgomot cu cantizare uniform distribuit, ci prezintă o densitate de probabilitate:

$$W(\varepsilon) = \frac{1}{\Delta x} \cdot \sum_{k=\frac{2^m-1}{2}}^{\frac{2^m-1}{2}} \left[\phi_L(k \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}) \cdot e^{-j \cdot 2\pi(\theta + \frac{\varepsilon}{\Delta x})} \right] \cdot \text{rectg} \frac{\varepsilon}{\Delta x}$$

Dacă se consideră un SAD cu cantizare neliniară și se acceptă aproximarea distribuției semnalului de intrare X_j pe un interval Δx_k cu o distribuție uniformă, atunci [Ca69]:

$$W(\varepsilon^2) = \frac{1}{12} \sum_k \left[(\Delta x_k)^2 \int_{x_k + \Delta x_{k-1}(\theta-0,5)}^{x_k + \Delta x_k(\theta+0,5)} w(x) \cdot dx \right] \quad (2.8)$$

Dacă variabila de intrare este de ordinul doi, adică $X_j(nT)$ și $X_j((n+1)T)$ - două valori adiacente în timp ale mărimii de intrare X_j - sînt corelate, atunci funcția caracteristică a zgomotului este: [PS77], [W160]:

$$\phi_{\varepsilon}(y_1, y_2) = \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} \phi(k_1 \frac{2\pi}{\Delta x}, k_2 \frac{2\pi}{\Delta x}) \frac{\sin(\sqrt{1} \frac{\Delta x}{2} - k_1 \pi) \cdot \sin(\sqrt{2} \frac{\Delta x}{2} - k_2 \pi)}{(\sqrt{1} \frac{\Delta x}{2} - k_1 \pi) \cdot (\sqrt{2} \frac{\Delta x}{2} - k_2 \pi)} \cdot e^{-j \cdot 2\pi(k_1 + k_2)\theta}$$

Densitatea de probabilitate a erorii de cantizare este:

$$W(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta x)^2} \sum_{k_1=-\infty}^{\infty} \sum_{k_2=-\infty}^{\infty} \left[\phi(k_1 \frac{2\pi}{\Delta x}, k_2 \frac{2\pi}{\Delta x}) \cdot e^{-j2\pi(\theta + k_1 \varepsilon_1 + k_2 \varepsilon_2)} \right] \cdot \text{rectg} \frac{\varepsilon_1}{\Delta x} \cdot \text{rectg} \frac{\varepsilon_2}{\Delta x} \quad (2.9)$$

Zgomotul de cantizare este uniform distribuit,

$(W(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \frac{1}{(\Delta x)^2} \cdot \text{rectg} \frac{\varepsilon_1}{\Delta x} \cdot \text{rectg} \frac{\varepsilon_2}{\Delta x})$ dacă:

$$\phi(k_1 \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}, k_2 \cdot \frac{2\pi}{\Delta x}) = 0 \text{ pentru } \neq k_1, k_2 \neq 0 \quad (2.10)$$

Este interesant de notat că în aceste condiții, deși variabile de intrare este de ordinul doi, zgomotele $(\varepsilon_1, \varepsilon_2)$ sînt statistic independente: $W(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = W(\varepsilon_1) \cdot W(\varepsilon_2)$.

Erroarea introdusă prin nerespectarea condițiilor (2.10), la aproximarea zgomotului de cuantizare cu un semnal avînd o distribuție uniformă, este:

$$\Delta W(\varepsilon_1, \varepsilon_2) = \frac{1}{(\Delta x)^2} \sum_{k_1 \neq 0} \sum_{k_2 \neq 0} \phi(k_1 \frac{2\pi}{\Delta x}, k_2 \frac{2\pi}{\Delta x}) \cdot \frac{-j2\pi(\theta + k_1 \varepsilon_1 + k_2 \varepsilon_2)}{\Delta x} \cdot \text{rectg} \frac{\varepsilon_1}{\Delta x} \cdot \text{rectg} \frac{\varepsilon_2}{\Delta x}$$

Se definește raportul semnal zgomot al unui SAD ca fiind

$$SNR = \frac{M(X_1^2)}{M(\varepsilon^2)} \quad (2.11)$$

Dacă funcția caracteristică a semnalului achiziționat respectă condițiile (2.7), pentru un SAD cu cuantizare uniformă, se obține relația (3) din [Ja74]:

$$SNR = \frac{M(X_1^2)}{\frac{(\Delta x)^2}{12}} \quad (2.12)$$

Cantitatea totală de informație (Wiener - Shannon) conținută de un semnal continuu este [Ca69]:

$$J(D) = h \cdot T_D \cdot B \cdot \log_2(1 + \frac{D}{k \cdot N}) \quad (2.13)$$

unde e-s notat cu

T_D - durata semnalului

B - banda de frecvență a semnalului

D - amplitudinea maximă a semnalului

N - amplitudinea zgomotului suprapus peste semnal

k - parametrul caracteristic pentru distribuția zgomotului

h - parametru caracteristic pentru distribuția semnalului.

Dacă semnalul de intrare este caracterizat de o statistică de ordinul întâi, entropia semnalului achiziționat este [Wi74]:

$$H(X_j) = - \sum_k P(\bar{x}_k) \cdot \log_2 P(\bar{x}_k), \quad (2.14)$$

iar dacă statistica este de ordinul M , $H(X_{j,i} | X_{j,i-1} \dots X_{j,i-M}) =$

$$-\sum_{k_1=-N}^N \sum_{k_{1-1}=-N}^N \dots \sum_{k_{1-M}=-N}^N P(\bar{x}_{k_1}, \bar{x}_{k_{1-1}}, \dots, \bar{x}_{k_{1-M}}) \log_2 P(\bar{x}_{k_1}, \bar{x}_{k_{1-1}}, \bar{x}_{k_{1-M}})$$

unde $X_{j,i} = X_j(iT)$, iar $\bar{x}_{k_1} = \bar{x}_k(iT)$. (2.15)

Redunța medie a semnalului achiziționat este [Wi74] :

$$R = \frac{M-H}{M}$$

această mărime este strins legată de alegerea funcției de cuantizare pe baza statisticii semnalelor de achiziționat și reprezintă o apreciere numerică a eficienței cuantizării.

2.1.2. Caracteristicile SAD reale

SAD reale prezintă unele modificări ale caracteristicilor, statice și dinamice, față de SAD ideale.

Acuratețea absolută definește măsura în care caracteristica de intrare-ieșire reală a SAD o reproduce pe cea ideală [Sa82]. Notăm funcția de cuantizare a SAD reale cu $F_R(\bar{x}_{Rk})$.

Dacă funcția de cuantizare $F_R(\bar{x}_{Rk})$ este traslatată, SAD real prezintă o eroare de decalaj (fig.2.4)

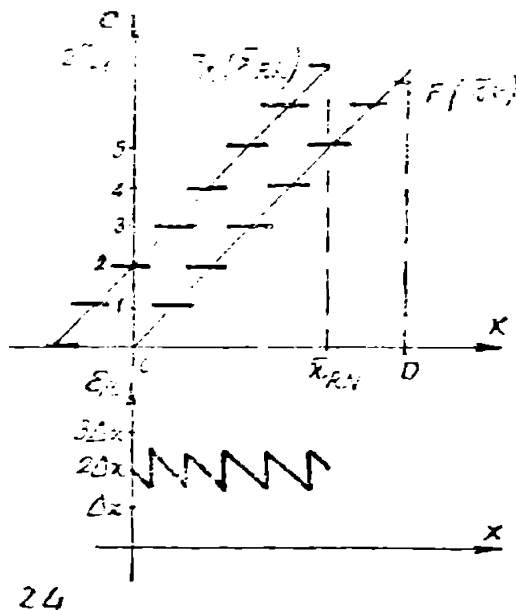


Fig.2.4. Eroarea de decalaj a SAD reale

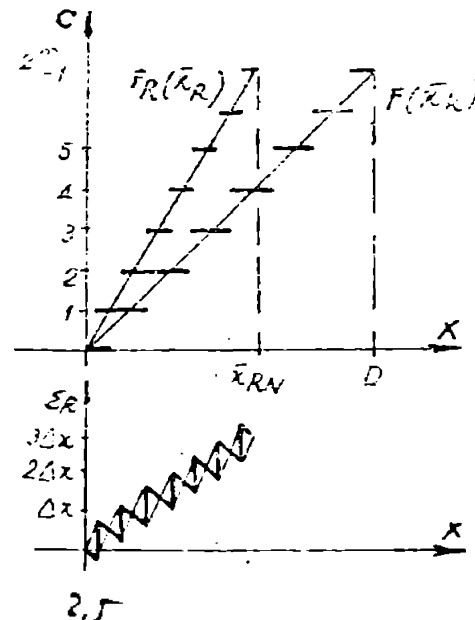


Fig.2.5. Eroarea de amplificare a SAD reale

Dacă graficul este rotit în planul (C, X) , SAD are o eroare de amplificare (fig.2.5). Aceste două tipuri de erori pot fi compensate pentru o anumită temperatură.

Erroarea de liniaritate a unui SAD real este definită ca deviație a funcției de cuantizare reale $F(\bar{x}_{Rk})$ față de funcția de cuantizare ideală, deviație rămasă după compensarea erorilor de decalaj și amplificarea $(\bar{x}_{Rk} - \bar{x}_k)$ - fig.2.6.

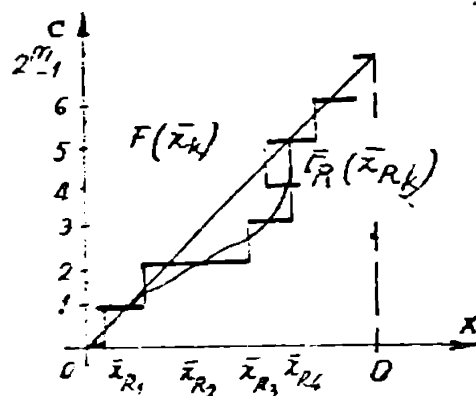
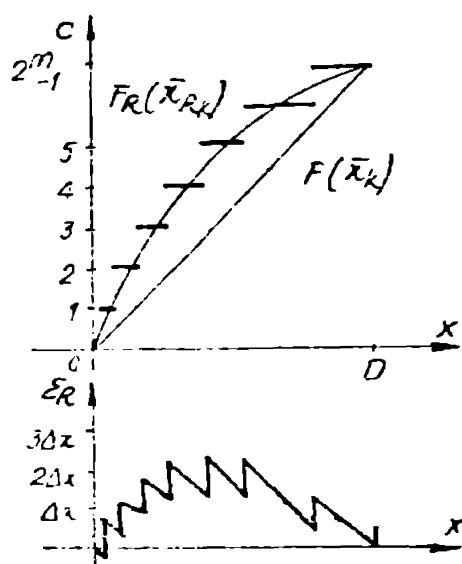


Fig.2.6. Erroarea de liniaritate a SAD reale Fig.2.7. Coduri absente

Construcția unui CAN pe baza unui convertor numeric analogic cu caracteristica de intrare ieșire nemonotonă determină absența unor coduri în caracteristica CAN (fig.2.7)

În timpul experimentelor, de mai multe ori, funcția de intrare ieșire a unui SAD real, se observă că treptele nu se suprapun, rezultând adevărate benzi de tranziție, în jurul valorilor \bar{x}_{Rk} (fig.2.8). Această incertitudine este determinată de zgomotul SAD. Aceasta are două componente: zgomotul intern și zgomotul extern

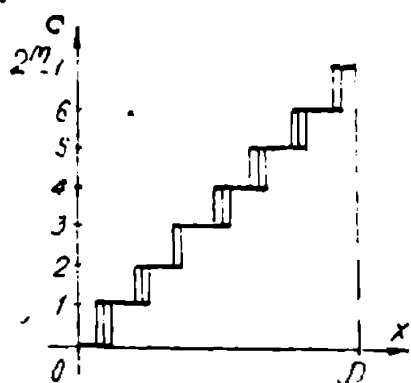


Fig.2.8. Influența zgomotului SAD asupra caracteristicii de conversie

introdus în SAD prin sursele de alimentare sau suprapus peste semnalul achiziționat [PS77].

Din punct de vedere dinamic SAD sunt caracterizate de timpul de achiziție și de rata de achiziție. Timpul de achiziție reprezintă suma întârzierilor pe fiecare din blocurile componente ale SAD. Rata de achiziție reprezintă numărul de achiziții efectuate de un SAD în

unitatea de timp; ea poate fi mai ridicată decât inversul timpului de schizită, dacă selecția intrării de la care se efectuează schizita următoare are loc în timpul conversiei analog numerică din schizita curentă.

2.2. Structura SAMP codificată în virgulă fixă (SADVF)

2.2.1. SADVF cu cuantizare uniformă

Cuanta SADVF cu cuantizare uniformă este constantă ($\Delta x_k = \Delta x$), iar caracteristica lor de intrare ieșire este determinată de o funcție de cuantizare de forma (fig. 2.9a)

$$F(\bar{x}_k) = \frac{\bar{x}_k}{\Delta x} = C_n = \sum_{z=1}^n c_z \cdot 2^{z-1}.$$

Avind în vedere că toate sistemele de calcul industriale folosesc codul binar, relație (2.3) devine în acest caz:

$$C_j(nT) =$$

$$\sum_{j=0}^{j_n-1} \left[\left(\sum_{z=1}^n c_z 2^{z-1} \right) \prod_{v=0}^{v-1} (AB_v^{i_v}) \right] \quad (2.16)$$

$$\text{dacă } X_j(nT) \in \left[\Delta x \left(\sum_{z=1}^n c_z 2^{z-1} - 2^{-1} + \theta \right), \right.$$

$$\left. x \left(\sum_{z=1}^n c_z 2^{z-1} + 2^{-1} + \theta \right) \right) \text{ și } c_z \in \{0,1\}, z=1, \bar{n}$$

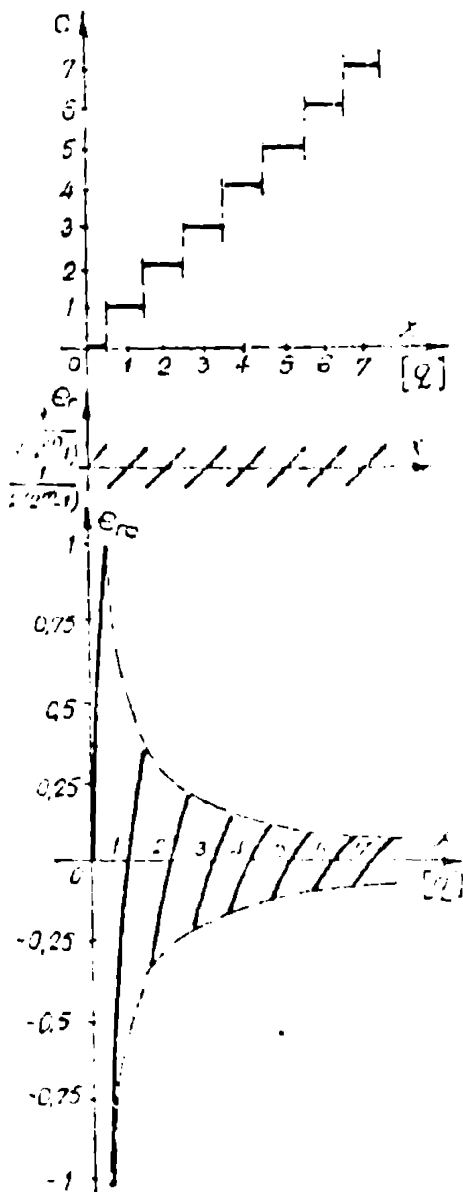
eroarea raportată la intrarea scara (D) a SADVF cu cuantizare uniformă este (fig. 2.9b):

$$e_r = \frac{\bar{x}_k(nT) - X_j}{D} = \frac{\varepsilon}{\Delta x (2^n - 1)}, \quad (2.17)$$

iar eroarea relativă (raportată la valoarea de schizitionat) este (fig. 2.9c)

$$e_{rc} = \frac{\varepsilon}{X_j} \quad (2.18) \quad [GCP84].$$

Fig. 2.9. Caracteristica de intrare ieșire (a) și erorile (b) SADVF cu cuantizare uniformă



condiția (2.7) este [MS78] :

$$SN_{AV} [dB] = 6 \cdot m + 4,77 - 20 \lg \left[\frac{D}{M(X_j^2)} \right] \quad (2.19)$$

Dacă semnalul de achiziționat X_j este gaussian, avînd valoarea pătratică medie $M(X_j^2)$, iar domeniul cuantizorului se alege $D = 4 M(X_j^2)$, avînd în vedere că probabilitatea de depășire a acestui domeniu este 10^{-4} , atunci raportul semnal zgomot este [Ja74], [GL77] :

$$SN_{AV} [dB] = 6 \cdot m - 7,2 \quad (2.20)$$

În funcție de rate de achiziție SAD sînt conectate la sistemele de calcul fie serie, fie paralel.

În cazul achiziționării semnalelor de frecvență mai mică de 100Hz, SAD pot fi amplasate la distanță de sala calculatorului, putînd fi conectate ala acesta prin o interfață serie, modemuri și o rețea de comunicație telefonică. Autorul a realizat un astfel de SADVF [GSS3] pentru Institutul de Medicină din Timișoara, destinat colectării automate a datelor EEG în formă numerică. Acest SADVF este conectat la un minicalculator FELIX M18 printr-o interfață compatibilă CCITT V 24; instalația, realizată în exclusivitate cu componente românești, are două intrări analogice, o rezoluție de 2^{-8} și o rată de achiziție, limitată de interfața cu calculatorul, de 100 măsurări/s. Acest SADVF este instalat în imediata apropiere a unui electroencefalograf și poate fi conectat prin linie telefonică la calculatorul amplasat în altă clădire.

Pentru a atinge o rată de achiziție superioară au fost realizate SADVF conectate paralel la sistemul de calcul. SAD poate să lucreze fie sub controlul calculatorului, fiind apelat prin instrucțiuni de intrare-ieșire, sau ca o locație de memorie, fie prin acces direct la memorie.

Prima tehnică de conectare o vom exemplifica cu un SADVF realizat de autor ca interfață de proces a calculatorului CETA16, implementat ca tester de baterii la Întreprinderea ELBA Timișoara [RP80]. Acest SADVF este tratat de calculator ca un periferic cu care dialoghează prin intermediul instrucțiilor de intrare-ieșire (fig.2.10)

Un ciclu de conversie este declanșat de calculator (Prm RT5), simultan cu trimiterea pe magistrale de date SCI 1 a adresei intrării selectate a multiplexorului analogic MUX în registrul KAB.

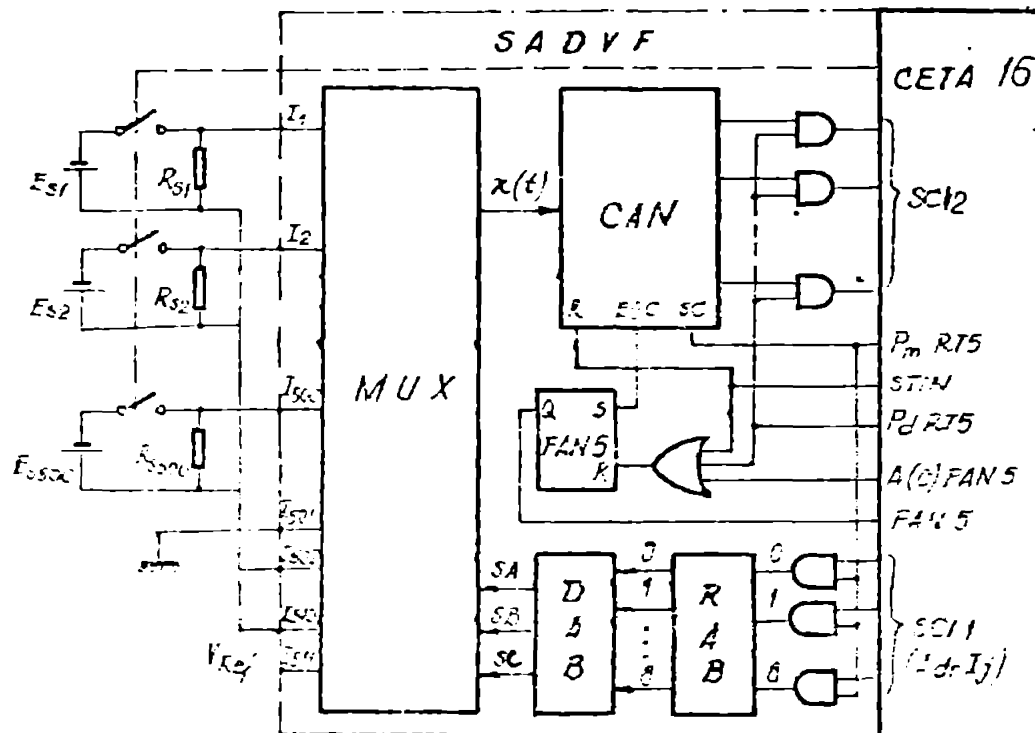


Fig.2.10. Structura SADVF conectat paralel la calculatorul CETA16

La terminarea achiziției convertorul analog numeric CAN poziționează fanionul FAN 5, apoi calculatorul preia (Pd RT5) rezultatul conversiei și reinițializează fanionul FAN 5.

Instalația permite testarea simultană a 500 baterii electrice cu o eroare maximă de 1,25 mV și o perioadă de achiziție de 50ms [Gr83]. Erorile de amplificare și deriva SAD sînt compensate sub controlul calculatorului. Avînd în vedere că pe baza măsurărilor efectuate se eliberează certificatele de calitate ale uzinei producătoare de baterii, SADVF se autotestează înainte și după fiecare secvență de achiziție. Autotestarea se referă pe de o parte la convertorul analog numeric CAN, iar pe de altă parte la multiplexorul analogic MUX. Înainte și după fiecare secvență de achiziție se selectează intrările $I_{501} - I_{510}$ și se măsoară tensiunea corespunzătoare nivelului 0 V, efectuîndu-se media sa. Apoi se selectează borne I_{511} la care este conectată o sursă de tensiune stabilizată de precizie (cu o derivă de $20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Dacă valorile achiziționate se încadrează în limitele impuse prin program, se autorizează începerea achiziției curente. Efectuarea acestor teste mărește timpul total de achiziție cu 2%, dar asigură punerea în evidență a oricăror erori de conversie care ar periclita corectitudinea testării.

Înainte de începerea testării, releele prin care bateriile sînt conectate la rezistențele de sarcină R_g sînt deschise. Aceasta permite calculatorului să verifice multiplexorul analogic declenșînd în SAD o inspecție a tuturor intrărilor sale. Dacă o cheie din multiplexor este deteriorată, se achiziționează o viteză superioară unui prag stabilit și operatorul este informat la imprimantă că intrarea respectivă a multiplexorului este defectă.

După o funcționare zilnică, timp de peste cinci ani, SADVF realizat nu a prezentat nici o defecțiune și nici o dereglare. Menținerea în timp a acestor performanțe a fost obținută datorită proiectării riguroase, respectării prescripțiilor tehnologice și sortării atente a componentelor utilizate. Testorul de baterii a fost realizat la Catedra de Calculatoare, pentru a înlocui o instalație similară japoneză. Testorul japonez era caracterizat de o fiabilitate scăzută datorită multiplexorului realizat cu relee și un ciclu de achiziție mare, dictat de lipsa memorării rezultatelor măsurărilor. Înlocuirea acestei instalații cu un testor nou ar fi necesitat un efort valutar important. În această situație, la Catedra de Calculatoare, a fost realizată o instalație cu parametri superiori ofertei străine și care a costat de patru ori mai puțin. Superioritatea instalației realizate de noi se datorește în primul rînd facilităților de autotestare și de autocalibrare, prezentate mai sus, dar și vitezei de achiziție și fiabilității sale ridicate.

În cazul în care este necesară prelucrarea datelor achiziționate în timp real, se obișnuiește ca acestea să fie stocate pe un suport extern, iar apoi să fie prelucrate pe un calculator mai puternic. O astfel de structură a fost elaborată și realizată de autor pentru ISIM Timișoara [GF83] : SADVF a fost conectat printr-o interfață paralelă la un microcalculator FELIX M18, amplasat în imediată apropiere a procesului urmărit. SADVF realizează opt intrări analogice pseudo-diferențiale, o rezoluție de 2^{-8} și un ciclu de achiziție de 50 μ s. Perioada de eșantionare este limitată inferior la 1 ms de orologiul de timp real al calculatorului.

Convertorul analog numeric analizat este cu aproximații succesive. Dispozitivele de comandă clasice ale CAH cu aproximații succesive produse industrial au o baza de timp proprie,

asincronă față de calculatorul la care sînt conectate. Aceasta înrăutățește precizia CAN, zgomotul determinat de impulsurile de orologia ale calculatorului putînd coincide cu comparațiile analogice din cadrul ciclului de conversie. Pe de altă parte, timpul de stabilire al semnalului selectat la intrarea CAN este obținut cu ajutorul unui monostabil. Deși extrem de rare, există situații cînd monostabilul nu se declanșează și deci se reteză achiziția. Aceste două deficiențe au fost înlăturate în structura de față prin utilizarea unei scheme logice sincrone cu tactul calculatorului.

Rezultatele achiziției sînt stocate în timp real pe bandă magnetică a sistemului de calcul. După terminarea achiziției, datele acumulate pe bandă sînt prelucrate pe un sistem FELIX C 256 sau alte sisteme compatibile. Parametrii achiziției (numărul de intrări analogice, perioada de eșantionare, autoteste) sînt stabiliți de operator de la consolă prin intermediul unui protocol conversațional [FG83].

Avînd în vedere că banda magnetică poate să prezinte defecțiuni, informația este stocată în prealabil în niște zone tampon din memoria operativă a sistemului, de unde este apoi copiată în regim de acces direct pe bandă. Viteza de transfer din memoria operativă pe bandă magnetică fiind mai mare decît rata de achiziție a SAD, calculatorul poate face mai multe tentative de scriere pe bandă, iar în caz de nereușită poate să repete încercările pe o altă porțiune de bandă. Practic în acest mod de lucru s-a reușit stocarea tuturor valorilor achiziționate de SAD pe benzi cu un grad ridicat de uzură. Utilizînd această tehnică, la frecvențe maximă de eșantionare de 1 kHz - pe toate cele 8 canale de intrare, pot fi stocate pe bandă $4 \cdot 10^7$ valori, echivalînd cu înregistrarea simultană a 8 variabile pe o durată de 1,4 ore.

Instalația realizată de autor este utilizată uzual în cadrul laboratoarelor de cercetare ale ISIM Timișoara atît pentru colectarea în formă numerică în timp real a rezultatelor unor experiențe de lungă durată privind încercarea la oboseală a materialelor, cît și pentru achiziția parametrilor de sudură.

Pentru a asigura achiziția semnalelor avînd mase flotantă pînă la tensiuni de 500 V, autorul a realizat un amplificator de izolație cu opto-cuplare, avînd bandă de frecvență de 10 kHz. Interesul mondial al cercetărilor privind fenomenele tranzitorii

din operația de sudare a determinat implicarea ISIM Timișoara într-o cooperare internațională, bazată pe rezultatele obținute cu ajutorul SADVF descris mai sus.

O structură de SADVF cu organizare similară celor prezentate mai sus, dar cu o versatilitate sporită, a fost realizată de autor pentru dezvoltarea aplicațiilor de timp real pe un microsistem construit în cadrul Catedrei de Automatică din Institutul Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara [GT83], [GFG83] [GBE84a], [GBE84b].

Bazat pe microprocesorul 8080 acest microsistem (fig.2.11)

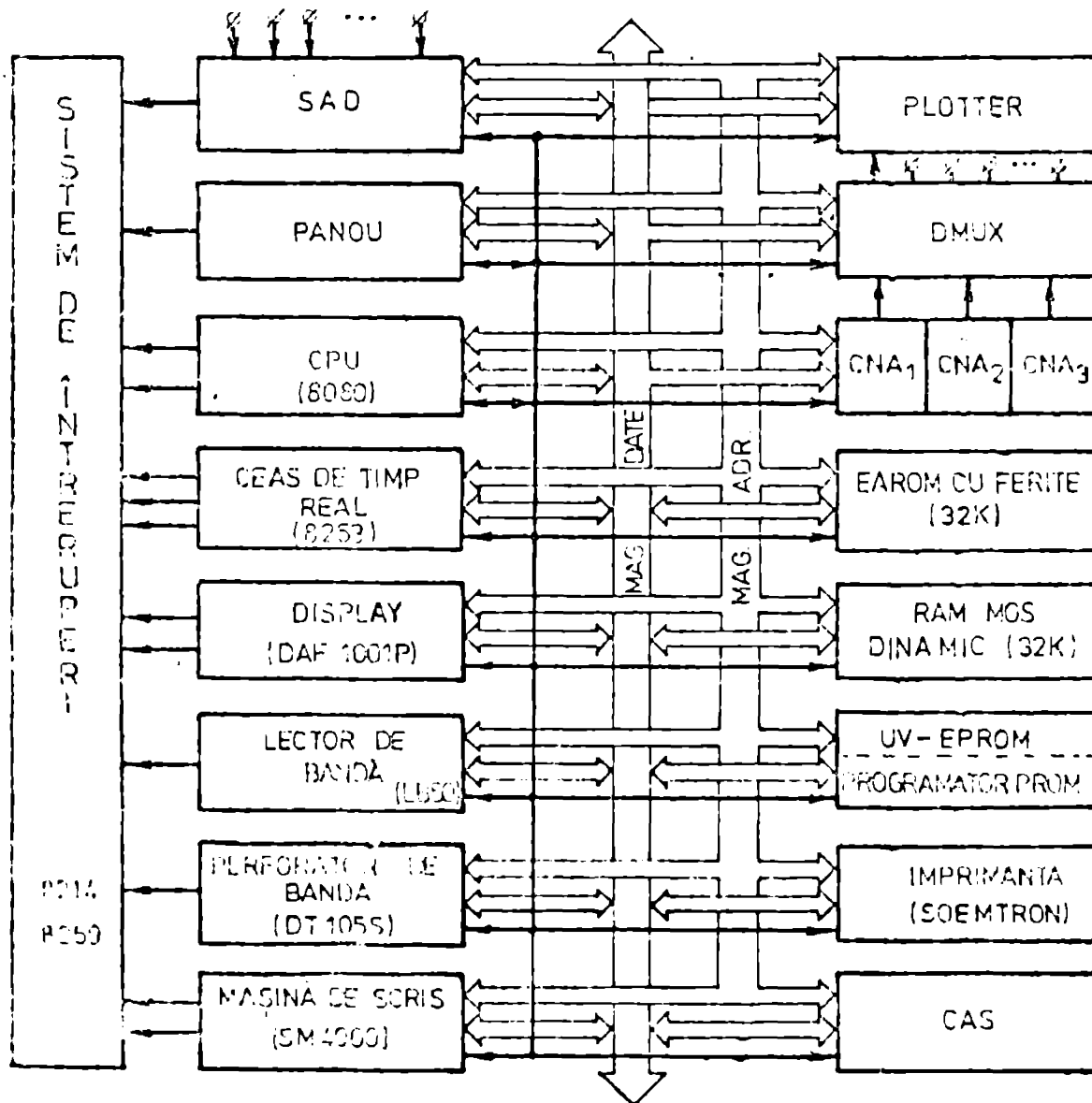


Fig.2.11. Scheme bloc a unui microsistem de proces

are o periferie bogată: display DAF 1001P, lector de bandă LB 50, perforator de bandă DT 105 S, mașină de scris SOEMTRON,

imprimantă DAMO, unitate de casetă magnetică (CAS), plotter [GF83]. SADVF realizat are 32 de intrări analogice diferențiale din care 8 sînt folosite pentru autotestarea sa. CAN este cu aproximații succesive, avînd o rezoluție de 2^{-12} . Un ciclu de achiziție al SAD durează 40 μ s, dar avînd în vedere viteza redusă a microprocesorului utilizat în unitatea centrală, durata minimă între două achiziții succesive este de 100 μ s. Sistemul este prevăzut cu trei convertoare numeric analogice (CNA) care pot fi conectate la 24 de borne de ieșire (E) prin intermediul unei matrici cu relee de tip trestie (DMUX). Momentele achiziției sînt determinate de microsistem cu ajutorul unui orologiu de timp real programabil. Toste perifericele sînt conectate la unitatea centrală prin sistemul de întreruperi programabil, realizat cu circuitele 8259 și 8214. Pentru a ilustra facilitățile acestui sistem s-a achiziționat cu o frecvență de 7,8 kHz un segment de vorbire și a fost stocat în memorie, codificat MIC în binar decalet. O secvență din forma de undă reprezentînd fonemul fundamental A a fost redată la imprimantă (fig.2.12). Prima coloană reprezintă adrese de memorie la care este stocat un eșantion, a doua coloană conține valoarea eșantionului respectiv, exprimată în cod binar decalet; cele două polarități ale amplitudinii semnalului achiziționat au fost reprezentate prin două caractere distincte. [GT84].

Pentru facilitarea elaborării și stocării, între două deconectări ale sistemului, a unor programe de dimensiuni considerabile, calculatorul a fost prevăzut cu o memorie de ferită, avînd capacitatea de 32 kocteți; microsistemul mai este dotat cu un bloc de memorie dinamică de 32 kocteți și o memorie fixă de 4 kocteți. Sistemul de operare conține un monitor, un asamblor și un monitor de timp real [GC85].

Reducerea timpului de preluare a rezultatului achiziției de către sistemul de calcul se obține prin conectarea SAD la calculator ca o locație de memorie [PG84]. Se realizează astfel o diversificare substanțială a instrucțiilor care apelează SAD.

Viteza maximă de achiziție se obține prin conectarea SADVF cu acces direct la memorie (DMA). În fig.2.13 este redată schema bloc a unui astfel de SAD [GE83], realizat de autor pentru Institutul de Medicină Aerospațială din București; pe lângă blocurile cunoscute această structură mai conține un orologiu de timp

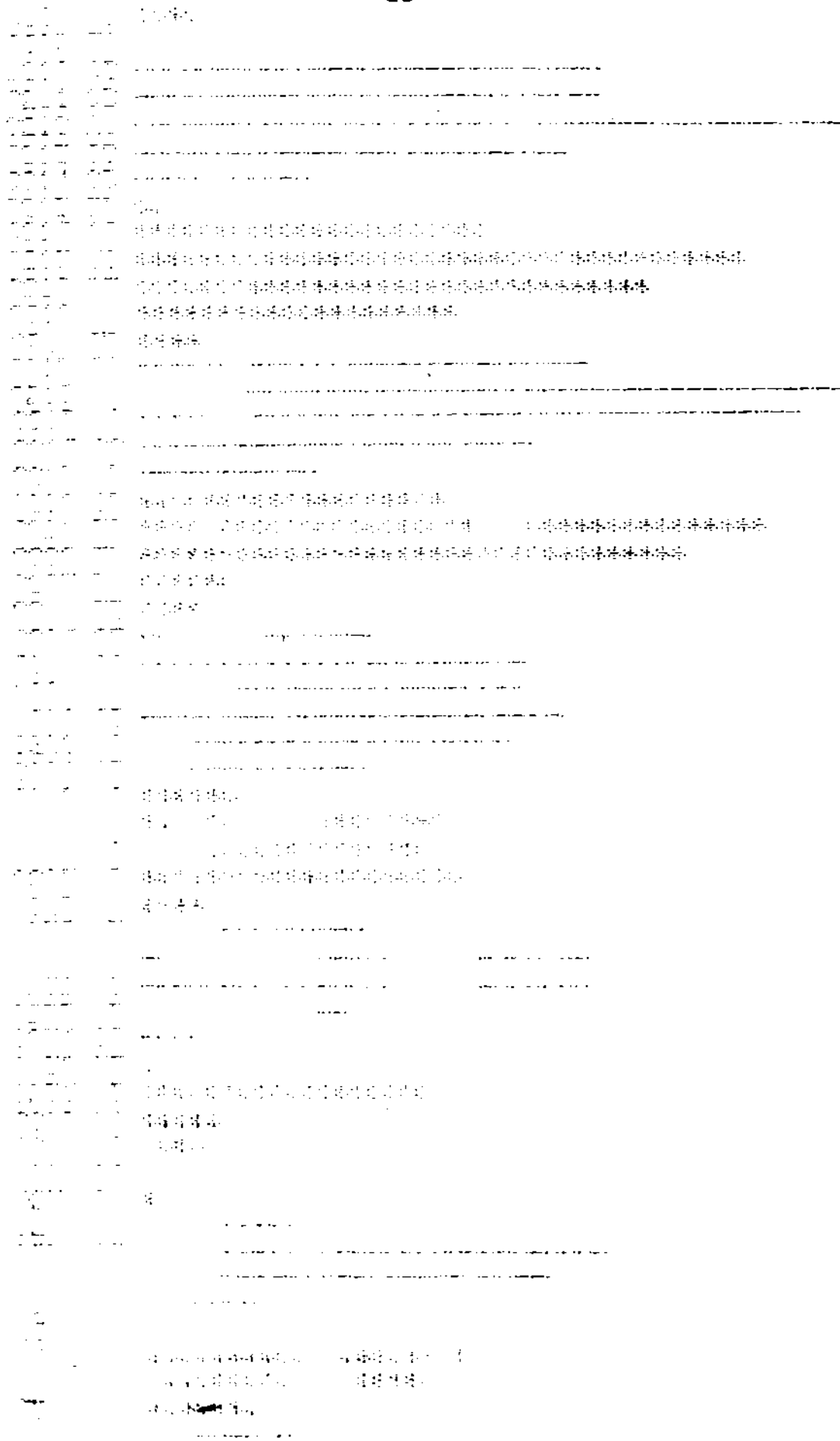


Fig.2.12. Forma de undă a unui semnal discretizat de MDSV și redat la imprimantă

real și un bloc de adrese (ADA). Interfața microprocesorului μP

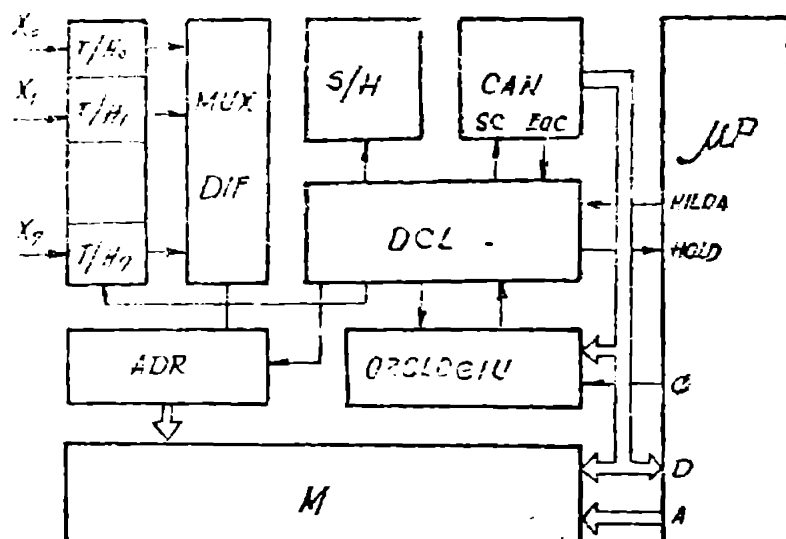


Fig.2.13. Structura SADVE conectat prin DMA la sistemul de calcul

realizat. Structura realizată a fost utilizată în aplicații de cuantizare vectorială [GKW84]. Valorile achiziționate la un moment dat de la toate intrările MUX sînt considerate ca fiind elementele unui vector. Pentru ca elementele vectorului să fie achiziționate simultan, fiecare intrare a MUX a fost conectată la proces prin câte un circuit de urmărire și reținere (T/H). Toate circuitele T/H urmăresc semnalele de intrare X pînă în momentul în care începe achiziția curentă, cînd intră în stare de reținere și fiecare memorează valoarea analogică de la intrarea sa. Cuantizarea acestor valori se face secvențial, dar rezultatele acestor conversii reprezintă elementele vectorului în momentul începerii ciclului curent de achiziție. Pentru a cîștiga timp, pe durata unei conversii multiplexorul analogic conectează la circuitul T/H semnalul de la următoarea intrare de achiziționat. Astfel s-a obținut un ciclu de achiziție (de la intrarea analogică, pînă la depunerea în memorie, inclusiv) mai mic de 20 μs .

La terminarea achiziției elementelor unui vector, circuitele T/H continuă să urmărească semnalele de intrare, pînă la terminarea perioadei de eșantionare; după care se repetează ciclic secvența descrisă mai sus, pînă cînd se termină durata achiziției. În acest moment SADVE preia comanda microprocesorului în vederea prelucrării rezultatelor stocate în memorie. Durata achiziției este limitată de produsul dintre perioadă de eșantionare și capacitatea memoriei.

transmite dispozițivului de comandă DCL parametrii achiziției: frecvența de eșantionare, numărul de canale utilizate, durata achiziției. La începutul achiziției, DCL blochează microprocesorul μP și preia controlul magistralelor trimițînd în memorie (M) valorile achizi-

Utilizându-se această metodă, dar realizată în tehnologie ECL, s-au obținut cicluri de achiziție de 100 ns. [La82], [AD83], [HK83].

2.2.2. SADVF cu quantizare neuniformă

Având în vedere că distribuțiile uniforme sînt puțin răspîndite în natură, există mai multe motive pentru care este recomandată cuantizarea neuniformă. Optimizarea funcției de cuantizare după un anumit criteriu îmbunătățește și celelalte caracteristici ale achiziției. Criteriile de optimizare mai răspîndite sînt: mărirea raportului semnal zgomot, reducerea erorii pătratică medie, creșterea informației.

Minimizarea zgomotului de cuantizare cu distribuție Laplace sau Gamma are loc pentru o funcție de cuantizare logaritmică [Ca69], [FS79], [EK74];

$$C = \begin{cases} \frac{A \cdot X_j}{1 + \ln A} & \text{dacă } |X_j| < A^{-1} \\ \frac{1 + \ln(A \cdot X_j)}{1 + \ln A} & \text{dacă } A^{-1} \leq |X_j| \leq 1 \end{cases} \quad (2.21)$$

raportul semnal zgomot determinat de această funcție de cuantizare este mărginit [Ca69]:

$$\frac{3 \cdot n^2}{(1 + \ln A)^2} > SNR > \frac{(1 + \ln A)^2}{3 \cdot n^2} \cdot \left(1 + \frac{1}{A^2 \cdot X_j^2}\right)^{-1}$$

reducerea zgomotului pentru un semnal avînd distribuție ca cea a vorbirii are loc pentru o funcție de cuantizare cuasi-logaritmică [Ca69], [FS79], [RS78]:

$$C = X_{j\max} \frac{\log\left(1 + \frac{|X_j|}{X_{j\max}}\right)}{\log(1 + \mu)} \cdot \text{sign}(X_j), \quad (2.22)$$

la o valoare [RS78]:

$$SNR_U \log(\text{dB}) = 6 \cdot n + 4,77 - 20 \cdot \lg[\ln(1 + \mu)] - 10 \cdot \lg\left[1 + \left(\frac{X_{j\max}}{N(X_j)}\right)^2 + \sqrt{2} \frac{X_{j\max}}{\mu \cdot N(X_j)}\right], \quad (2.23)$$

unde $X_{j\max}$ este valoarea maximă acceptată de SADVF la intrarea j ($X_{j\max} = D$).

În cazul în care este cunoscută dispersia semnalului de

intrare, este posibilă stabilirea unei funcții de cuantizare care să minimizeze eroarea de cuantizare și deci să se mărească valoarea SNR. Derivând dispersia zgomotului de cuantizare în raport cu punctele \bar{x}_k și x_k rezultă sistemul de ecuații:

$$\int_{x_{k-1}}^{x_k} (\bar{x}_k - x_k) \cdot p(x) \cdot dx = 0 \quad \text{pentru } k = \overline{1, N}$$

$$x_k = \frac{\bar{x}_k + \bar{x}_{k+1}}{2} \quad \text{pentru } k = \overline{1, N-1} .$$

Rezolvând acest sistem printr-o procedură iterativă, pentru o distribuție dată, se obține un SADVF cu cuantizare având un raport SNR maxim [PG72], [W174]. În comparație cu SAD logaritmice acest tip de cuantizare are o comportare nesatisfăcătoare în cazul semnalelor nestaționare.

Pentru a obține un SNR superior și în cazul semnalelor nestaționare, se impune realizarea unui SAD care să-și adapteze cuanta după amplitudinea semnalului de intrare. Acest gen de cuantizare se numește adaptivă (APCM), (NICA).

Conform acestei metode cuanta în momentul n este funcție de valoarea ei din schizițiile precedente [Ja73]:

$$\Delta x(n) = g(\Delta x(n-1), \Delta x(n-2), \dots, \Delta x(n-p)) \quad (2.24)$$

Cea mai răspândită metodă ia în considerare doar ultima schiziție ($p=1$) [RS78], [GL77]:

$$\Delta x(n) = P \cdot \Delta x(n-1) \quad (2.25)$$

unde multiplicatorul P este funcție de ultima valoare schiziționată ($\bar{x}_k[(n-1) \cdot T]$), respectiv de codul său binar $C(n-1)$.

În fig.2.14 se prezintă rezultatele privind variația multiplicatorului P , în cazul unui semnal laplaccian, în funcție de mărimea:

$$Q = \frac{1 + 2 |C(n-1)|}{2^m - 1}$$

Au fost sesizate unele creșteri ale raportului semnal zgomot SNR față de schemele neadaptive; se remarcă însă faptul că rezultate comparabile s-au obținut pentru valori diferite ale multiplicatorilor de adaptare, ceea ce dovedește că aceste valori nu sînt critice [RS78].

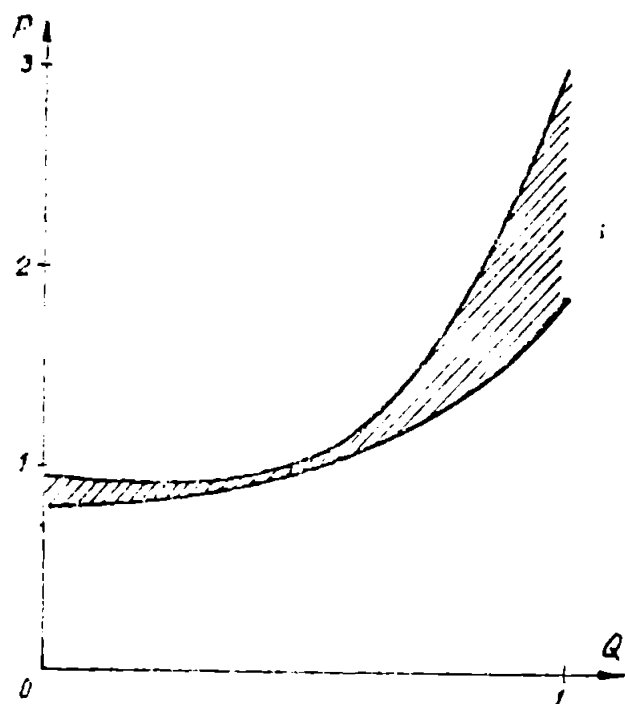


Fig.2.14. Variația multiplicatorului de adaptare P pentru distribuții Laplace

prin cuantizarea diferențelor respective. Rezultatele cele mai bune s-au obținut în domeniul codificării vorbirii cu ajutorul unor scheme de cuantizare diferențială, cu cuantizor și predictor linear adaptiv [FS79], [W174].

Raportul semnal zgomot obținut cu un cuantizor diferențial adaptiv bine proiectat poate să atingă valoarea [GL77]:

$$SNR_{ADPCM} = 30 \cdot \lg(Fs) + 6 \cdot (m-1) + 10 \cdot \lg \frac{3 \cdot \sigma^2 \cdot f_0^2}{2 \cdot b_0} \quad (2.26)$$

unde f_0 = banda de frecvență a semnalului cuantizat

Fs = raportul dintre frecvența de eșantionare și f_0

b_0 = dispersia primei derivate a semnalului cuantizat.

Această valoare este superioară rezultatelor obținute cu alte sisteme, în special la o rezoluție scăzută.

Cu excepția cuantizoarelor logaritmice, care sînt utilizate în telefonie numerică, celelalte tipuri de cuantizoare neuniforme nu s-au impus în industrie, cu toate caracteristicile lor superioare. Aceasta se datorește faptului că aceste cuantizoare au fost concepute pentru o clasă restrînsă de semnale, utilizîndu-se totodată o varietate largă de algoritmi. Principalul dezavantaj care frînează extinderea domeniilor de aplicare

Achiziția semnalelor cu coeficient de autocorelație ridicat (semnalul nu are modificări rapide de amplitudine) permite utilizarea cuantizării diferențiale în vederea îmbunătățirii raportului semnal zgomot. În cadrul acestui sistem se cuantizează diferența dintre semnalul de achiziționat și o valoare prezisă pe baza istoriei semnalului respectiv. Utilizînd același algoritm de predicție atât la achiziție cît și la refecerea semnalului se pot reține doar valorile obținute

a SADVF neuniforme este incompatibilitatea dintre algoritmi de cuantizare și metodele de codificare utilizate în tehnica de calcul.

2.3. Structura SAD codificate în virgulă mobilă (SADVM)

Majoritatea sistemelor pentru achiziția datelor colectează mărimile analogice convertite în formă numerică, codificate în virgulă fixă. Prelucrarea numerică a datelor achiziționate se face pe sisteme de calcul dotate cu unități aritmetice în virgulă mobilă. Precizia relativă a acestor calculatoare nu este utilizată complet datorită erorilor introduse la conversia mărimilor achiziționate, din virgulă fixă în virgulă mobilă. Erorile de cuantizare introduse de SAD în virgulă fixă accentuează efectele negative ale lungimii finite ale cuvintelor în sistemele de calcul [CW72], [L71], [OW72], [RG75], [GL77].

Maximizarea informației conținute în rezultatul unei achiziții (2.13), respectiv minimizarea erorii relative (2.18) se pot realiza prin menținerea mărimii semnelului de la intrarea convertorului cât mai aproape de capătul său de scară. În acest sens semnalul de achiziționat poate fi amplificat în funcție de istoria sa astfel încât valoarea sa să se găsească în partea superioară a domeniului de măsurare al CAN. Dacă valorile amplificării sînt alese astfel încît să constituie puteri întregi ale unei baze date, evident se va minimiza informația ce reprezintă amplificarea, achiziționîndu-se doar exponentul respectiv. Un astfel de SAD îl vom numi în continuare în virgulă mobilă (SADVM). Schema bloc a SADVM este prezentată în fig.2.15 .

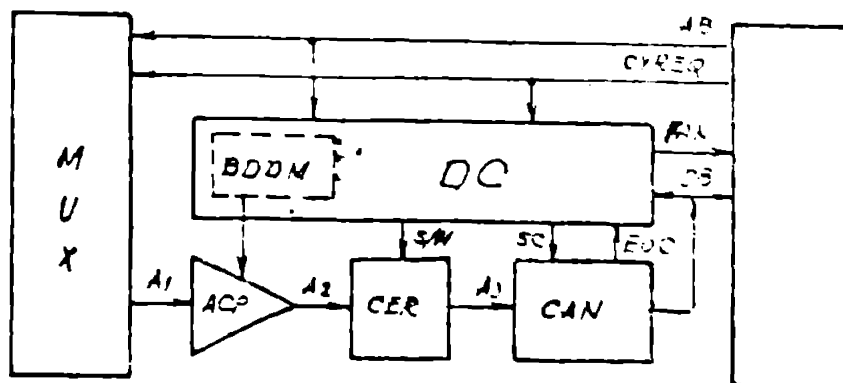


Fig.2.15. Schema bloc a SADVM.

Pe lângă blocurile comune SADVF, schema conține un amplificator cu oștig programabil (ACP), controlat de blocul pentru determinarea domeniului de măsurare (BDDM) din cadrul dispozitivului de comandă (DC) al SADVM.

O comparație între eroarea relativă a unui SADVF și a unui SADVM este redată în fig.2.16. Se remarcă superioritatea SADVM față de SADVF în domeniul valorilor mici ale semnalului de intrare X .

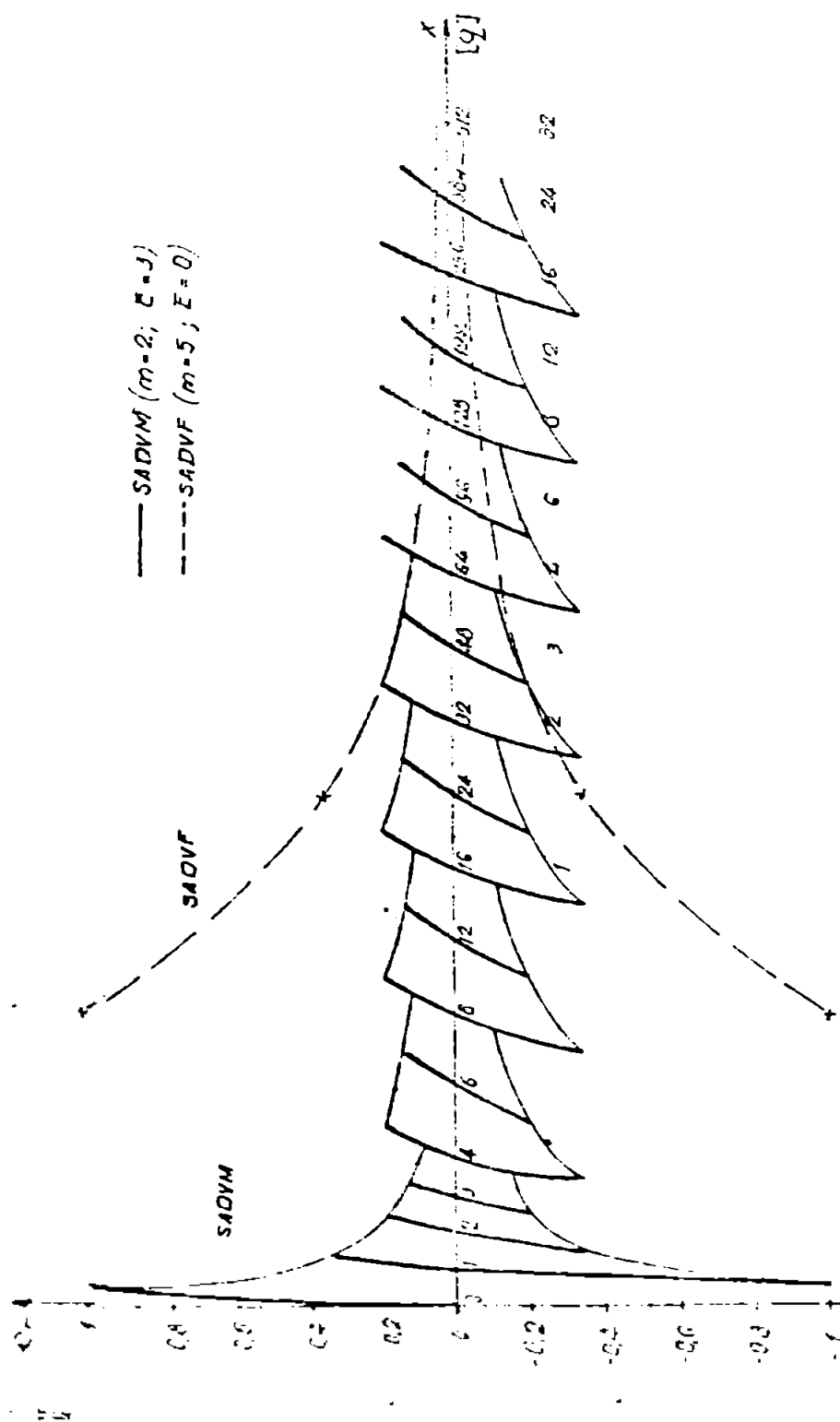


Fig.2.16. Eroarea relativă a SADVM

2.3.1. SADVM cu postreglarea domeniului de măsurare

SADVM la care o eventuală modificare a amplificării ACP este efectuată în urma achiziției curente se vor numi SADVM cu postreglarea domeniului de măsurare. Aceste SADVM reiau fiecare ciclu de achiziție în care s-a semnalat o depășire (superioară sau inferioară) a domeniului de măsurare [Ch81], [HP82]. În cazul colectării unor mărimi având o dinamică mare, fiecare achiziție necesită câteva cicluri de achiziție.

În fig.2.17 este prezentată schema bloc a unui astfel de SADVM.

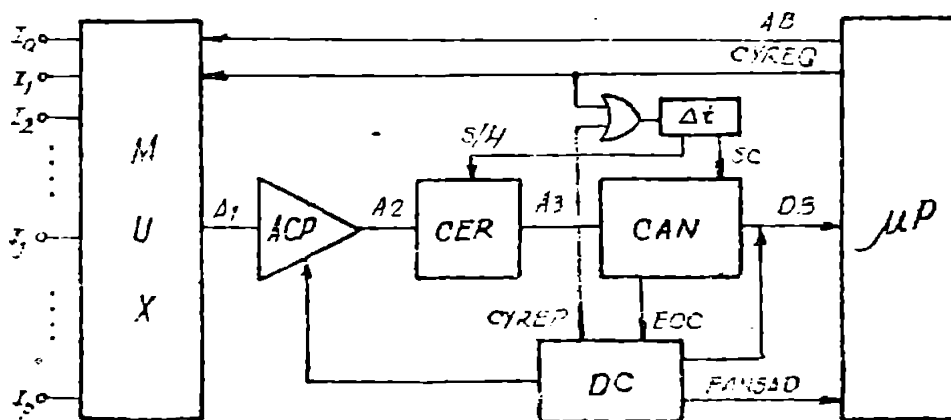


Fig.2.17. Schema bloc a SADVM cu repetarea conversiilor depășite

Multiplexorul analogic MUX selectează intrarea analogică X_j de la care urmează să se efectueze achiziția. Amplificatorul cu câștig programabil ACP asigură o impedanță ridicată la ieșirea A1 a multiplexorului și rejectează zgomotul de mod comun, fiind conectat într-o configurație diferențială sau pseudo-diferențială. Valoarea amplificării sale este determinată de blocul DC (dispozitivul circuitelor de comandă), iar logaritmul ei reprezintă exponentul rezultatului achiziției. Dacă valorile amplificării sînt alese astfel încît să constituie puteri întregi ale unei baze date, se achiziționează doar exponentul valorii ce reprezintă câștigul ACP. Dacă sistemul utilizează codul binar cu n biți pot fi codificate $2^n - 1$ amplificări ($AMP_i = 2^i, i = 0, 2^n - 1$). Pentru fiecare amplificare ACP are o bornă AMP_i și deci pentru a stabili un anumit domeniu de intrare, trebuie activată o singură comandă.

Sistemul pentru achiziția datelor prezentat este controlat de un microprocesor (μP). Un ciclu de achiziție este declanșat de

microprocesorul μP prin semnalul $CYREQ$, însoțit de vectorul adresă al intrării analogice selectate (AB). Convertorul CAN este declanșat cu o întârziere Δt determinată de durata necesară stabilirii tensiunii de la intrarea X_j la ieșirea A3 a circuitului de eșantionare și reținere CEX. La terminarea conversiei, CAN generează semnalul EOC, care declanșează în blocul DC un ciclu de comparare numerică a rezultatului conversiei cu limitele domeniului de măsurare. În cazul unei depășiri, superioare sau inferioare, a domeniului, se micșorează, respectiv se mărește amplificarea ACP, după care se reia ciclul de măsură de stătea ori pînă rezultatul se încadrează în partea superioară a domeniului de măsurare.

Desfășurarea unui ciclu de achiziție este redată în diagrama de timp din fig.2.18. Pentru a minimiza ciclul de achiziție, avînd în vedere posibilitatea repetării conversiei pentru atingerea domeniului optim de măsurare, s-au considerat componente de viteză foarte ridicată. Astfel, toate elementele logice sînt realizate în tehnologie ECL, convertorul analog numeric CAN este de tip paralel, iar cheile sînt punți cu diode de comutare, comandate cu generatoare de curent constant. Amplificatorul ACP, deși are o viteză de variație a tensiunii la ieșire de $1500 \text{ V}/\mu\text{s}$ și o bandă de frecvență de 500 MHz , este caracterizat de un timp de stabilire cu un ordin de mărime mai mare decît timpul de propagare al celorlalte componente. Astfel orice modificare a amplificării ACP, încercă considerabil bugetul de timp al unui ciclu de achiziție în virgulă flotantă.

2.3.2. SADVM cu prereglerul domeniului de măsurare

Minimizarea numărului de conversii pentru o achiziție în virgulă mobilă este realizată cu ajutorul SADVM cu prereglerul domeniului de măsurare. Determinarea domeniului SADVM poate fi efectuată fie prin măsurare directă, fie prin estimarea amplitudinii semnelului de achiziționat pe baza proprietăților sale statistice și istoria sa.

Metoda cea mai ieftină, dar și cea mai lentă constă în măsurarea semnelului de achiziționat pe domeniul maxim de intrare, cu rezoluție scăzută (în vederea stabilirii domeniului de măsurare), urmată apoi de reglarea amplificării ACP și de o conversie cu rezoluție maximă (în vederea stabilirii mantisei).

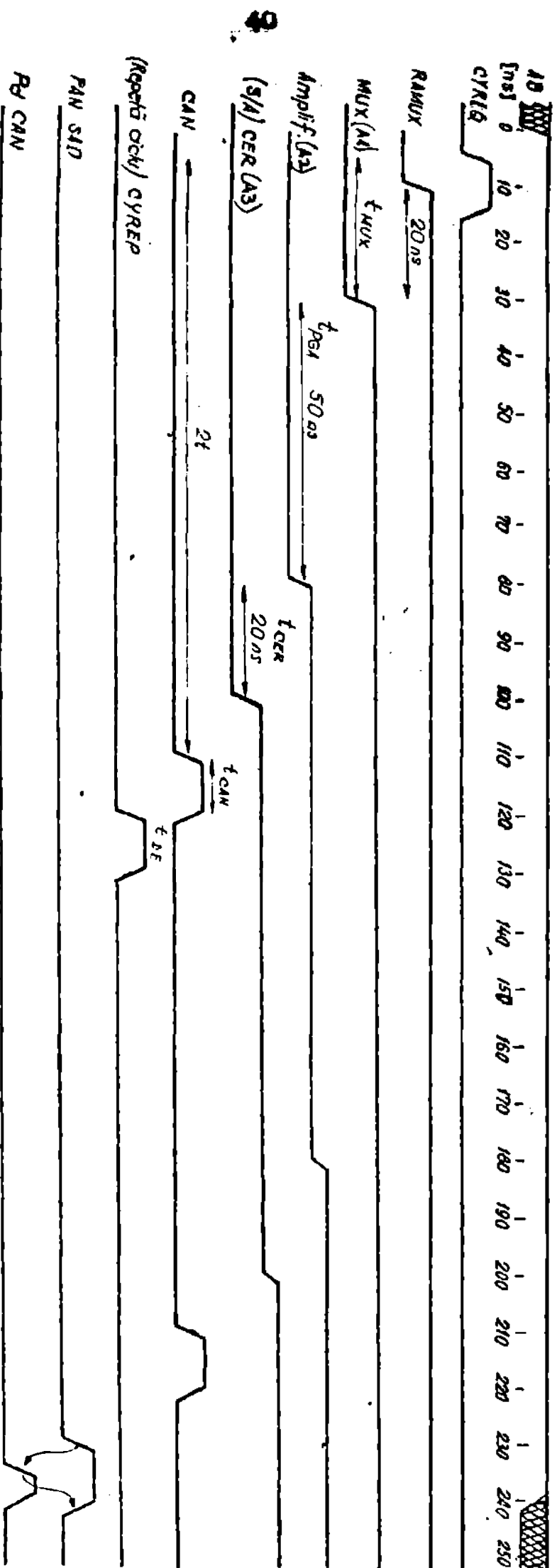


Fig. 2.18. Cronograma unui ciclu de achiziție efectuat de un SADV cu repetarea conversiilor ce au depășit domeniul de măsurare

Pe baza acestui principiu se produce industrial un convertor analog numeric cu o dinamică de 100 dB și o rezoluție de 0,001 dB [RP84]. Schema sa bloc este redată în fig.2.19.

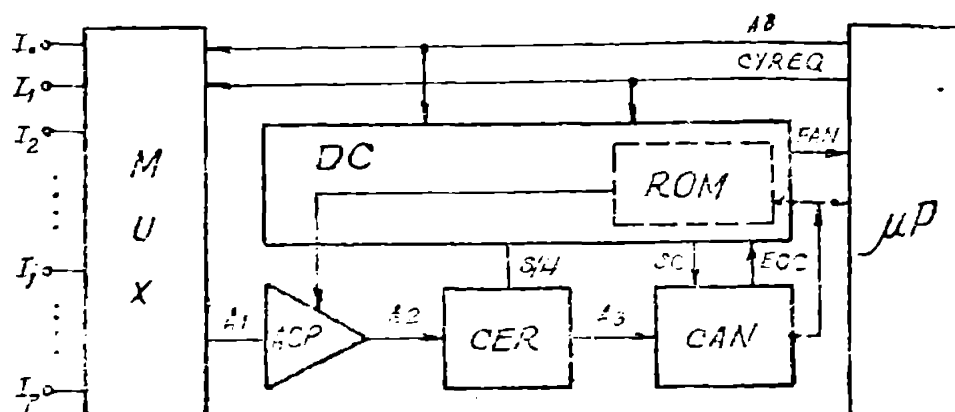


Fig.2.19. SABVM cu prereglarea domeniului de măsurare prin dublarea conversiei (secvențiel)

Amplificatorul ACP are amplificarea variabilă în domeniul $[0,42]$ dB, în trepte de 6 dB [Be84]. O achiziție constă din două cicluri de conversie ale aceluiași CAN. Primul ciclu (scurt) este efectuat cu rezoluție scăzută (8 biți) și cu o amplificarea unitară a ACP (0 dB), având scopul de a determina domeniul de măsurare, respectiv exponentul cuantizatului. Rezultatul acestei conversii este utilizat ca adresă pentru o memorie fixă (ROM) din structura DC, care conține tabelate valorile amplificării optime ale ACP, astfel încât indiferent de polaritatea semnalului de intrare, acesta să se găsească în apropierea capătului de scară, fără a-l depăși însă. Apoi, se lansează o nouă conversie (completă de această dată) cu o rezoluție maximă (12 biți), ACP având amplificarea dictată de ieșirea memoriei fixe. Rezultatul acestei conversii reprezintă mantisa iar valoarea amplificării ACP este exponentul rezultatului achiziției în virgula mobilă.

Convertorul analog numeric CAN, fiind cu aproximații succesive, permite realizarea unei achiziții în 125 μ s. Selecția domeniului de măsurare, respectiv a amplificării ACP, se face cu ajutorul unor chib cu tranzistoare cu efect de câmp. Rezoluția sistemului este de 0,004 dB, dar poate fi îmbunătățită la 0,001 dB prin medierea mai multor achiziții.

Există aplicații în care, deși se dorește obținerea unei

precizii relative ridicate, nu se pot relua măsurările și deci metoda prezentată anterior nu poate fi utilizată. O astfel de situație apare la bordul sateliților și al navelor spațiale. Toți sateliții de observație sau navele spațiale de cercetare sunt prevăzute cu sisteme pentru achiziția datelor, valorile achiziționate fiind transmise spre stațiile de control de pe Pământ în formă numerică, în coduri cu grad ridicat de protecție la erori. Semnalele analogice emise spre stațiile terestre reprezentative sunt obținute la bordul acestor nave prin conversie numerică-analogică, după o preprocesare a șirului numeric ce descrie semnalul primar achiziționat. Prin natura lucrurilor, fenomenele urmărite de aceste SAD sunt nereproductibile, au o dinamică ridicată și se desfășoară cu mare viteză.

În aceste aplicații, pentru a realiza achiziția în virgulă mobilă, se impune determinarea domeniului de măsurare al SAD, înainte de începerea ciclului de achiziție. În astfel de situații dublarea conversiei nu poate fi efectuată secvențial ci paralel. Implementarea acestei metode recunoaște existența a două SAD: unul cu rezoluție ridicată, echipat cu un amplificator programabil, destinat măsurării mantisei și un SAD de rezoluție redusă, pentru estimarea domeniului de măsurare. Fig.2.20 reprezintă schema bloc a unei astfel de structuri.

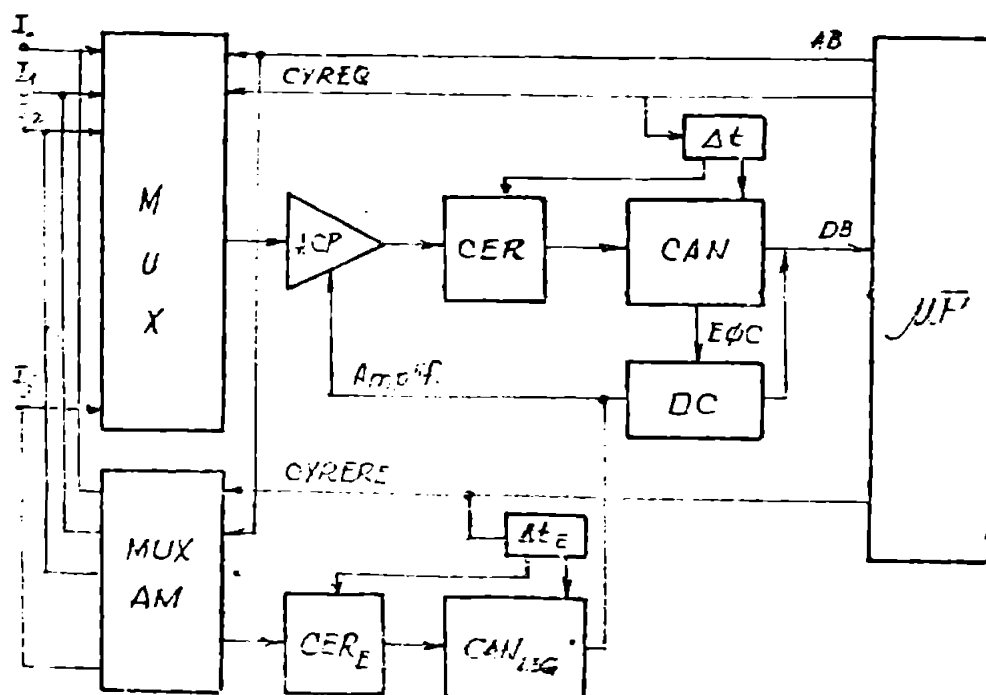


Fig.2.20. SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare prin dublarea conversiei (paralel)

În paralel cu măsurarea curentă a mentisei de către convertorul analog numeric CAN, se desfășoară determinarea domeniului de măsurare în care se încaadrează mărimea ce urmează să fie discretizată, cu ajutorul SADVF suplimentar (MUX-AM, CER_F, CAN_{LOG}). Prețul extrem de ridicat al componentelor analogice de foarte mare viteză descurajează utilizarea acestei structuri.

Pe baza cunoștințelor asupra proprietăților statistice și istoriei semnalelor de achiziționat, poate fi efectuată o estimare a domeniului de măsurare la un moment dat. Structura unui SADVM care implementează această idee este redată în fig.2.21.

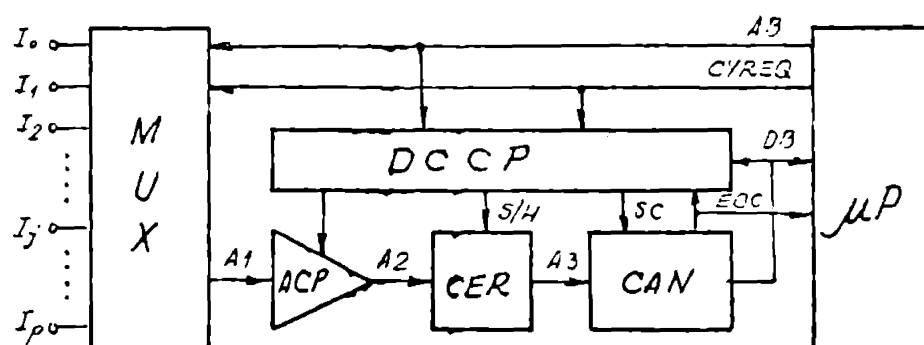


Fig.2.21. SADVM cu prăreglarea domeniului de măsurare prin predicție

Ciclul de achiziție este inițiat de microprocesorul μP cu semnalul CYREQ, care strobează adresa (AB) a canalului de intrare al MUX (fig.2.22). Aceleași semnale inițiază un ciclu de stabilire a domeniului de măsurare în blocul DCCP. Calculul amplificării ACP trebuie să se desfășoare transparent față de funcționarea SADVM. În cazul unui DCCP rapid determinarea amplificării are loc pe durata stabilirii tensiunilor A1 și A2 la valoarea semnalului de la intrarea selectată a MUX. Utilizarea unui algoritmi sofisticat pentru determinarea amplificării poate să dăduască timpului de stabilire a multiplexorului, ceea ce determină creșterea duratei ciclului de achiziție. În această situație, algoritmul de stabilire a predicției pentru următoarea achiziție pe un canal, poate fi efectuat pe un sistem de calcul microprocesor imediat după obținerea valorii curente și simultan cu desfășurarea ciclului SADVM pentru altă intrare. Această metodă devine netransparentă în cazul lansării a două cicluri de achiziție, consecutiv, la aceeași intrare a SAD.

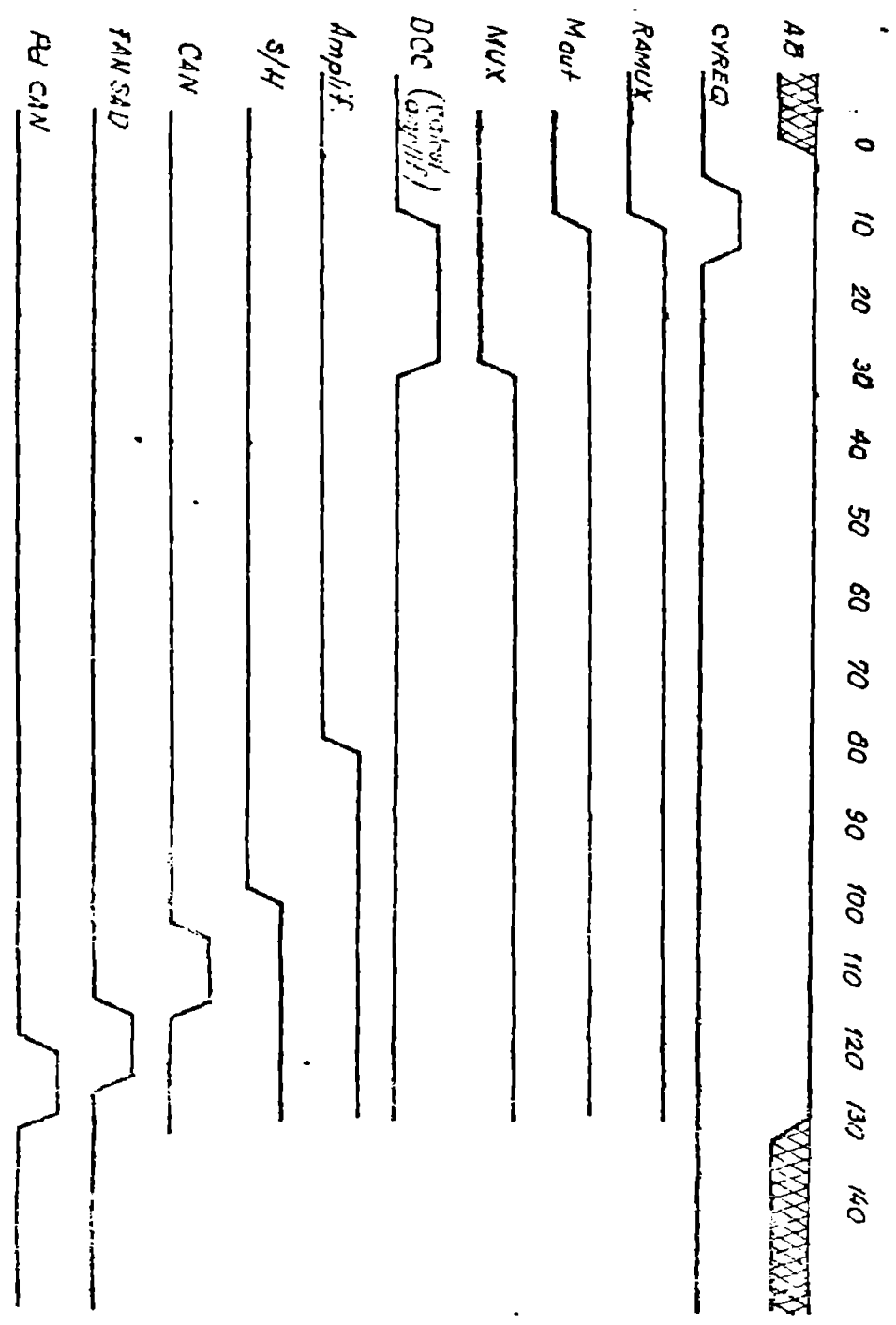


Fig.2.22. Cronograma unui ciclu de achiziție efectuat de un SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare prin predicție

Ciclul de conversie al SADVM este declanșat de DCCP după timpul de stabilire și de apertură al CEM. La terminarea conversiei (EOC) rezultatul CAN este preluat atât de microprocesor cât și de DCCP, după care un nou ciclu de achiziție poate fi relansat.

Parametrul esențial în funcționarea acestui tip de SADVM este timpul de stabilire e amplificării ACP în blocul DCCP. Valoarea amplificării este determinată pe baza ultimelor p valori achiziționate la intrarea respectivă a MUX. Aceaste implică existența în structura DCCP a unui bloc de memorie cu o capacitate de n cuvinte de p·r biți. Numărul cuvintelor (n) trebuie să fie

cel puțin egal cu numărul intrărilor analogice ale MUX. Lungimea unui cuvânt este determinat de numărul ultimelor p valori colectate la o intrare a MUX, care sînt luate în calculul predicției valorii de achiziționat, precum și de rezoluția SADVM.

Valoarea amplificării, stabilită în blocul DCCP, coincide cu domeniul mărimii de intrare cu o anumită probabilitate, determinată de distribuția semnalului discretizat și de algoritmul de predicție utilizat. Dacă viteza de achiziție nu permite reluarea conversiilor care au depășit domeniul de măsurare estimat, SADVM va genera unele rezultate eronate. Dacă, însă, este posibilă uneori reluarea ciclului de achiziție, se pot elimina complet erorile algoritmului de predicție utilizat.

Rezolvarea situațiilor în care DCCP stabilește greșit domeniul de măsurare, este posibilă prin conectarea în paralel cu traseul de discretizare a mantisei mării de intrare a unui CAN cu caracteristică logaritmică pentru determinarea domeniului real de măsurare (fig.2.23)

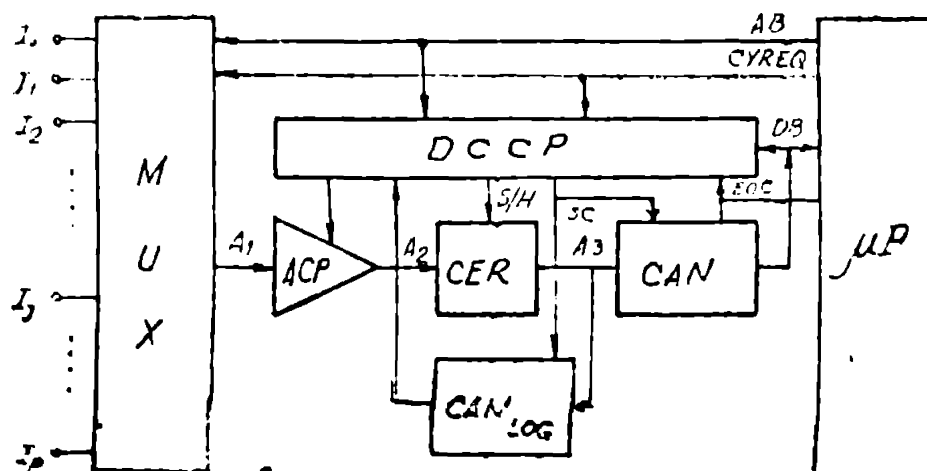


Fig.2.23. SADVM cu prereglarea domeniului prin predicție și repetarea conversiilor ce au depășit domeniul de măsurare

Astfel dacă domeniul estimat de DCCP nu coincide cu cel stabilit de grupul ALOG-CAN se reia achiziția cu amplificarea ACP corectată, obținându-se astfel precizia relativă maximă la viteza de achiziție maximă.

Structura SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare a rezultat ca o dezvoltare necesară a SADVF în sensul îmbunătățirii parametrilor achiziției. Pentru a pregăti cadrul comparației

între SADVM și alte SAD, în prima parte a capitolului au fost prezentate caracteristicile SAD ideale, utilizând funcția de intrare-ieșire generalizată a unui SAD, introdusă de autor. Această definiție se bazează pe alte două funcții introduse de autor: caracteristicile de intrare-ieșire a unui CAN ideal având o funcție de cuantizare oarecare, precum și funcția de transfer a unui multiplexor analogic ideal. Autorul demonstrează o generalizare a condițiilor de aplicare a teoremei cuantizării. Pe baza acestor premise sînt studiate proprietățile statistice ale SAD ideale.

În continuare sînt trecute în revistă caracteristicile SAD reale. Structurile SADVF sînt exemplificate cu realizări ale autorului, subliniindu-se metodele originale de îmbunătățire a caracteristicilor instalațiilor realizate. Eficacitatea acestor îmbunătățiri este subliniată de corectitudinea funcționării SADVF realizate de autor, aflate în exploatare curentă în industrie și cercetare (ELBA, ISIM, IET, etc.). În fine, sînt prezentate structuri de SADVM, realizate industrial. Pentru a minimiza ciclul de achiziție, autorul introduce o structură originală de SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare prin predicție. Prezentarea metodelor de predicție face obiectul capitolului următor, studiindu-se detaliat acei algoritmi care pot fi efectuați în timp real și deci pot fi implementați în SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare.

3. Metode de predicție a domeniului de măsurare

Viteza de determinare a amplificării în blocul DCCP al SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare prin predicție este determinată de complexitatea algoritmului utilizat. Principalele tehnici de predicție sînt: extrapolarea analitică, predicția stohastică, extrapolarea fenomenologică, scrierea scenariilor, tehnicile rețiculare, morfologice și Delphi [Bo75].

3.1. Metode de extrapolare analitică

Tehnicile de extrapolare analitică se bazează pe teoria analogiilor [Be 84] și pot fi implementate cu ajutorul unor dispozitive de calcul relativ necomplicate.

Fie \mathcal{T} o mulțime înzestrată cu o relație de ordine totală \leq numită mulțime de momente; dacă M este o mulțime oarecare fixată, atunci prin s -mănal definit pe mulțimea-timp \mathcal{T} cu valori în M se

înțelege orice aplicație $X : \mathcal{T} \rightarrow M$, $t \rightarrow X(t)$, care asociază fiecărui moment $t \in \mathcal{T}$ un element $X(t)$ din M , numit esențialul semnalului X la momentul t [SS80]. În cazul când $\mathcal{T} \in \mathbb{Z}$, semnalul se numește discret, iar dacă \mathcal{T} este un interval din \mathbb{R} semnalul se numește continuu.

Dacă un semnal este caracterizat de șirul finit de valori $X(t_k)$, observate la momentele t_k , $k=\overline{1, n}$ (unde $k=\overline{1, n-1}$ reprezintă trecutul, iar $k=n$ prezentul), atunci determinarea valorii sale viitoare înseamnă a estima $\{X(t), t \in [t_n, t_n + \theta]\}$ pe baza datelor cunoscute (unde θ este orizontul de predicție).

O serie de timp $X(t_k)$ ce descrie istoria unui semnal se descompune în trei componente: componenta de tendință $x(t)$ (trend, corespunzătoare variației pe termen lung), componenta periodică $y(t)$ și componenta aleatoare $\varepsilon(t)$ - corespunzătoare perturbațiilor. Analiza tendinței constă în determinarea unei funcții aparținând unei clase date de funcții, care aproximează cel mai bine valorile trecute și prezente ale șirului de timp cercetat. Analiza periodicității studiază componentele periodice (dacă există) ale deviațiilor de la tendința determinată anterior. Analiza componentelor aleatoare determină distribuția diferențelor dintre valorile reale ale șirului de timp și estimările rezultate din aproximarea tendinței și periodicității fenomenului studiat. O largă răspândire a cunoscut investigația directă a șirului ce descrie trecutul unui fenomen prin teoria generală a predicției proceselor aleatoare. Dificultăți de ordin practic au impus generalizarea metodelor de predicție liniară.

3.1.1. Predicția tendinței

Predicția tendinței prin metode analitice este o problemă de aproximare a funcțiilor; se caută o funcție $x(t)$ care verifice următoarele condiții:

- $x(t)$ aparține unei clase de funcții \mathcal{G}
- în clasa \mathcal{G} , $x(t)$ este funcția care aproximează cel mai bine (conform unui criteriu dat) valorile

$$\{X(t_k), t_k, k=\overline{1, n}\}$$

Definim o clasă \mathcal{G} de funcții, un set de funcții cu aceeași expresie analitică, dar cu parametrii nespecificați; a găsi o

funcție dintr-o clasă dată, înseamnă a găsi valorile parametrilor ei. Ca exemple de astfel de clase de funcții menționăm:

- class polinoamelor \mathcal{P} de ordinul p , având forma

$$x(t; a_0, a_1, \dots, a_p) = \sum_{j=0}^p a_j \cdot t^j; \quad a_p \neq 0,$$

unde p este dat, iar $a_j, j=\overline{0, p}$ sînt parametrii nespecificați

- class funcțiilor exponențiale \mathcal{E} de forma

$$x(t; A, s) = A \cdot (1 - e^{-st}),$$

unde A și s sînt parametrii nespecificați.

În spațiul \mathbb{R}^n se definește norma unui vector x un număr $\|x\|$ care are următoarele proprietăți [NDM71]:

- 1) $\|x\| \geq 0$; $\|x\| = 0$ dacă și numai dacă $x=0$
- 2) $\|\alpha x\| = |\alpha| \cdot \|x\|$
- 3) $\|x_1 + x_2\| \leq \|x_1\| + \|x_2\|$

Cu ajutorul normei se poate defini în \mathbb{R}^n distanța $d(x, y)$ dintre două puncte x și y : $d(x, y) = \|x - y\|$.

Se definește utilitatea aproximării unui șir $X(t_k), k=\overline{1, n}$ prin funcție $x(t) \in \mathcal{G}$ - \mathcal{G} fiind o clasă dată - ca fiind distanța dintre punctele $P_k(t_k, X(t_k))$ și $Q_k(t_k, x(t_k))$, $k=\overline{1, n}$:

$$U = \|X(t_k) - x(t_k)\|$$

Frecvent se utilizează distanța euclidiană:

$$U_E = d_2[X(t_k), x(t_k)] = \sqrt{\sum_{k=1}^n P_k Q_k^2} = \sqrt{\sum_{k=1}^n [X(t_k) - x(t_k)]^2},$$

sau distanța Hamming:

$$U_H = d_1[X(t_k), x(t_k)] = \sum_{k=1}^n |X(t_k) - x(t_k)|.$$

Evident, distanța U depinde de alegerea funcției $x(t)$; în continuare o vom nota cu $U(x(t))$.

Criteriul de evaluare a utilității unei aproximări este un criteriu de minim: a găsi o aproximare mai bună a șirului $\{X(t_k), k=\overline{1, n}\}$ într-o clasă \mathcal{G} dată este echivalent cu a determina funcția $f(t) \in \mathcal{G}$ pentru care

$$U(f(t)) = \min_{x(t) \in \mathcal{G}} U(x(t))$$

Se dă finește calitatea unei aproximări a șirului $X = \{X(t_k), k = \overline{1, n}\}$ prin funcție $x(t)$, pe intervalul $[t_1, t_n]$, printr-un coeficient de corelație R între $\{X(t_k), k = \overline{1, n}\}$ și $\{x(t_k), k = \overline{1, n}\}$, definit astfel:

$$R_X(x(t)) = 1 - \frac{U_{FX}^2(x(t)) \cdot p(X)}{2 \cdot M(X^2)}$$

unde

$$M(X^2) = \sum_{k=1}^n [X_k - \sum_{k=1}^n (X_k \cdot p(X))]^2 \cdot p(X), \text{ cu } X_k = X(t_k),$$

$$U_{FX}^2(x(t)) = \sum_{k=1}^n [X_k - x(t_k)]^2.$$

$p(X)$ = densitatea de repartiție a variabilei X .

Este evident că pentru două funcții $x_1(t)$ și $x_2(t)$, utilizate pentru aproximarea aceluiași șir X , relația $U_X(x_1) \leq U_X(x_2)$ are loc, dacă și numai dacă $R_X(x_1) \geq R_X(x_2)$.

Pe aceeași criteriile de evaluare

$$\min_{x(t) \in \mathcal{G}} U_X(x(t)) \text{ și } \max_{x(t) \in \mathcal{G}} R_X(x(t))$$

sînt echivalente pentru un șir $\{X(t_k), k = \overline{1, n}\}$ dat.

În general, problema determinării tendinței constă în aflarea șirului $\{x(t_k), k = \overline{1, n}\}$ cu expresia:

$$x(t_k) = \sum_{j=1}^m c_j \cdot g_j(t_k),$$

unde g_j sînt funcții cu valori date cel puțin în punctele $t_k, k = \overline{1, n}$, iar $c_j, j = \overline{1, m}$ sînt coeficienți nespecificați. Încercăm să determinăm acești coeficienți astfel încît expresia evaluării utilității să fie minimă:

$$U(c_1, c_2, \dots, c_m) = \sum_{k=1}^n [X_k - \sum_{j=1}^m c_j \cdot g_j(t_k)]^2. \text{ Dacă notăm:}$$

$$X = \begin{pmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_n \end{pmatrix}, C = \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_m \end{pmatrix}, G = \begin{pmatrix} g_1(t_1) & g_1(t_2) & \dots & g_1(t_n) \\ g_2(t_1) & g_2(t_2) & \dots & g_2(t_n) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ g_m(t_1) & g_m(t_2) & \dots & g_m(t_n) \end{pmatrix}$$

Atunci $U = (X^T - C^T \cdot G) \cdot (X - G^T \cdot C)$, iar ecuațiile $\frac{\partial U}{\partial c_k} = 0, k = \overline{1, n}$ devin $G \cdot G^T \cdot C = G \cdot X$, unde cu (T) s-a notat transpusa unei matrici.

Dacă funcțiile $g_i(t)$ sînt liniar independente pentru $t_k, k = \overline{1, n}$, adică îndeplinesc condiția de ortogonalitate:

$$\sum_{k=1}^n g_i(t_k) \cdot g_j(t_k) = \begin{cases} 0 & \text{dacă } i \neq j \\ \sum_{k=1}^n g_i^2(t_k) \neq 0 & \text{dacă } i = j \end{cases}$$

sistemul poate fi rezolvat prin metoda Cholesky, sau prin altă metodă rapidă.

Subliniem că alegerea clasei de funcții - factor esențial în aproximarea analitică - este sugerată doar de forma valorilor sirului $\{X(t_k), k = \overline{1, n}\}$.

Aproximarea polinomială utilizează clasea a polinoamelor de ordinul p . În acest caz distanța euclidiană este:

$$U_E(x(t)) = U_E(a_0, a_1, \dots, a_p) = \sum_{k=1}^n \left[X_k - \sum_{j=0}^p a_j \cdot t_k^j \right]^2$$

Coefficienții $a_j, j = \overline{0, p}$ se determină din condiția de existență $\min_{a_j, j = \overline{0, p}} U_E(a_0, a_1, \dots, a_p)$, adică din rezolvarea sistemului:

$$\frac{\partial U_E}{\partial a_i} = 0, i = \overline{0, p}, \text{ adică}$$

$$\sum_{k=1}^n X_k - a_0 - a_1 \sum_{k=1}^n t_k \dots - a_p \sum_{k=1}^n t_k^p = 0 \quad (i=0)$$

$$\sum_{k=1}^n t_k X_k - a_0 \sum_{k=1}^n t_k - a_1 \sum_{k=1}^n t_k^2 \dots - a_p \sum_{k=1}^n t_k^{p+1} = 0 \quad (i=1)$$

.....

$$\sum_{k=1}^n t_k^p X_k - a_0 \sum_{k=1}^n t_k^p - a_1 \sum_{k=1}^n t_k^{p+1} \dots - a_p \sum_{k=1}^n t_k^{2p} = 0 \quad (i=p)$$

Acest sistem linear de $(p+1) \times (p+1)$ ecuații ($p < n$) poate fi în general rezolvat.

rezultatul aproximării este seria $\{x(t_k), k=\overline{1, n}\}$, unde

$$x(t_k) = \sum_{j=0}^p a_j \cdot t_k^j ,$$

iar coeficienții $\{a_j, j=\overline{0, p}\}$ reprezintă soluțiile sistemului de mai sus.

Ca și cazuri particulare, menționăm:

- aproximarea liniară ($p=1$) : $x_1(t) = a_0 + a_1 \cdot t$

- aproximarea parabolică ($p=2$) : $x_2(t) = a_0 + a_1 \cdot t + a_2 \cdot t^2$.

Dacă $n=2m+1$ și $t_{m+1} = (t_{m+1+q} - t_{m+1-q})/2$, $q=\overline{1, m}$, șirul $\{x(t_k), k=\overline{1, n}\}$ poate fi transformat în șirul de valori $\{x(t'_k), k=-m, \dots, -1, 0, 1, \dots, m\}$, pentru care

$$\sum_{k=-m}^m t'_k = \sum_{k=-m}^m t_k^3 = \dots = \sum_{k=-m}^m t_k^{2k+1} = 0 ;$$

ceea ce duce la o formă simplificată a sistemului $\frac{\partial y}{\partial a_k} = 0, k=\overline{0, p}$

În practică, cuanta de eșantionare $t_{q+1} - t_q = \text{const}$, $q=\overline{1, n}$, ceea ce simplifică și mai mult rezolvarea sistemului care duce la găsirea coeficienților polinomului ce aproximează șirul de valori $\{X_k = X(k), k=-m, \dots, -1, 0, 1, \dots, m\}$.

În aceste condiții, valoarea $x(0)$ poate fi determinată printr-o dezvoltare Taylor, pe baza diferențelor centrale [SB72].

O tehnică de aproximare polinomială des utilizată în practică este "metoda mediei alunecătoare". Conform acestei metode șirul $\{X(t_k) = X_k, k=-m, \dots, -1, 0, 1, \dots, m\}$ este aproximat cu funcția polinomială:

$$x(t) = \sum_{j=0}^p a_j t^j .$$

Dacă sistemul $\frac{\partial y}{\partial a_j} = 0, j=\overline{0, p}$ este compatibil unic determinat,

rezultă: $a_0 = \frac{D_0}{D}$, unde D reprezintă determinantul sistemului.

Dezvoltând D_0 după prima coloană se obține:

$$D_0 = \left(\sum_{k=-m}^m X_k \right) \cdot D_{01}^0 + \left(\sum_{k=-m}^m t_k X_k \right) \cdot D_{11}^0 + \dots + \left(\sum_{k=-m}^m t_k^p X_k \right) \cdot D_{p1}^0$$

unde D_{j1}^0 , $j=\overline{0, p}$ este minorul al j -iesim correspunzător elementului

j de pe prima coloană.

$$D_0 = X_{-m} (D_{01}^0 + t_{-m}^0 D_{11}^0 + t_{-m}^2 D_{21}^0 + \dots + t_{-m}^p D_{p1}^0) + \\ + X_{-m+1} (D_{01}^0 + t_{-m+1}^0 D_{11}^0 + t_{-m+1}^2 D_{21}^0 + \dots + t_{-m+1}^p D_{p1}^0) + \\ \dots \\ + X_m (D_{01}^0 + t_m^0 D_{11}^0 + t_m^2 D_{21}^0 + \dots + t_m^p D_{p1}^0)$$

Dacă notăm cu $b_k = (\sum_{j=0}^p t_k^j \cdot D_{j1}^0) / D$, $k = \overline{-m, m}$, atunci

$$s_0 = X_{-m} b_{-m} + \dots + X_0 b_0 + \dots + X_m b_m.$$

Evident D și D_{j1}^0 , $j = \overline{0, p}$, depind doar de m , p și $\{t_k\}$ și sînt independenți de valorile $\{X_k\}$. Valoarea $x(t_0) = x(0) = s_0$ poate fi interpretată ca o medie ponderată a termenilor șirului $\{X_k\}$, respectiv ca o estimare a tendinței la momentul central $t=0$. Dacă $t_{k+1} - t_k = 1$, situația întîlnită frecvent în practică, atunci coeficienții $\{b_k, k = \overline{-m, \dots, -1, 0, 1, \dots, m}\}$ depind doar de m și p , putînd fi evaluați a priori și independent de valorile achiziționate. Tabelul următor sintetizează coeficienții pentru diverse valori ale m și p .

m	p	Coeficienții b_k	
	1	$(2m+1)^{-1}$	1, 1, ..., 1
2	2, 3	35^{-1}	-3, 12, 17, 12, -3
3	2, 3	21^{-1}	-2, 3, 6, 7, 6, 3, -2
4	2, 3	231^{-1}	-21, 14, 39, 54, 59, 54, 39, 14, -21
5	2, 3	429^{-1}	-36, 9, 44, 69, 84, 89, 84, 69, 44, 9, -36
3	4, 5	231^{-1}	5, -30, 75, 131, 75, -30, 5
4	4, 5	429^{-1}	15, -55, 30, 135, 179, 135, 30, -55, 15
5	4, 5	429^{-1}	18, -45, -10, 60, 120, 143, 120, 60, -10, -45, 18

Aproximarea seriei $\{X_k, k = \overline{1, n}\}$ cu serie $\{x_k, k = \overline{1, n}\}$ utilizînd polinoame de gradul p , pe baza metodei prezentate mai sus, are dezavantajul că stabilirea valorilor x_k are loc cu m termeni în urma achiziției termenilor X_k .

Pentru aproximarea tendinței unui semnal printr-un polinom de gradul p , atunci cînd se cunosc p valori ale șirului $\{X_k, k = \overline{1, n}\}$

și nap, se poate utiliza formula de extrapolare regresivă cu noduri echidistante Gregory-Newton [SB72], [Bu73], [Cu67].

Fiind dat șirul $X_k = X(t_k)$, $t_k - t_{k-1} = h$, $k = \overline{0, n}$, definim diferențele regresive prin relațiile de recurență:

$$\nabla^0 X_1 \equiv X_1$$

$$\nabla^1 X_1 \equiv X_1 - X_{1-1}$$

.....

$$\nabla^n X_1 \equiv \nabla(\nabla^{n-1} X_1) \equiv \nabla^{n-1} X_1 - \nabla^{n-1} X_{1-1}$$

Polinomul Gregory-Newton de speța a doua poate fi exprimat formal astfel:

$$x(t_n + t \cdot h) = (1 - \nabla)^{-t} \cdot X_n \\ = \left[1 + t \nabla + \frac{t(t+1)}{2!} \nabla^2 + \frac{t(t+1)(t+2)}{3!} \nabla^3 + \dots \right] \cdot X_n$$

Dacă se alege $h = t_k - t_{k-1} = 1$ și $t_0 = 0$ rezultă $t_n + t = n + t$.

Având în vedere că eșchizițiile au loc în momente discrete, unitare ($t=1$), predicția valorii următoare este:

$$x_{n+1} = x(n+1) = \left(\sum_{k=0}^n \nabla^k \right) X_n$$

Astfel, pentru polinomul de grad 0 se utilizează o singură valoare X_n : $x_{n+1} = X_n$ (3.1)

Pentru extrapolarea liniară ($p=1$), se folosesc X_n, X_{n-1} ; rezultă: $x_{n+1} = 2 \cdot X_n - X_{n-1}$ (3.2)

Prin extrapolarea parabolică ($p=2$), pe baza ultimelor trei valori X_n, X_{n-1}, X_{n-2} , se obține:

$$x_{n+1} = 3 \cdot X_n - 3 \cdot X_{n-1} + X_{n-2} \quad (3.3)$$

În practică, extrapolarea polinomială utilizează valorile cuantizate și nu valorile reale ale semnalului; astfel:

$$x_{n+1} = \begin{cases} \bar{X}_n & \text{pentru } p=0 \\ 2 \cdot \bar{X}_n - \bar{X}_{n-1} & \text{pentru } p=1 \\ 3 \cdot \bar{X}_n - 3 \cdot \bar{X}_{n-1} + \bar{X}_{n-2} & \text{pentru } p=2 \end{cases}$$

Pentru a estima calitatea aproximației prin extrapolare Gregory-Newton în cazul semnalelor invariante în timp, vom

calcula dispersia erorii de predicție (σ_{ep}^2), în comparație cu dispersia semnalului achiziționat (σ_X^2):

$$\sigma_{ep}^2 = \begin{cases} 2 \cdot \sigma_X^2 \cdot (1 - \rho_1 + \frac{1}{2 \cdot SNR}) & \text{pentru } p=0 \\ 6 \cdot \sigma_X^2 \cdot (1 - \frac{4}{3} \rho_1 + \frac{1}{3} \rho_2 + \frac{1}{6 \cdot SNR}) & \text{pentru } p=1 \\ 20 \cdot \sigma_X^2 \cdot (1 - \frac{15}{10} \rho_1 + \frac{6}{10} \rho_2 - \frac{1}{10} \rho_3 + \frac{1}{20 \cdot SNR}) & \text{pt. } p=2 \end{cases}$$

unde SNR este raportul semnal zgomot de cuantizare:

$$SNR = \frac{M(X^2)}{M[(X - \bar{X}_k)^2]}$$

Aceste relații au fost deduse în premisa că eroarea de cuantizare este necorelată cu semnalul achiziționat. Dacă cuantizarea este suficient de fină pentru a neglija termenii ce conțin factorul SNR rezultă:

$$\sigma_{ep}^2 = \begin{cases} 2 \cdot \sigma_X^2 \cdot (1 - \rho_1) & p=0 & (3.4a) \\ 6 \cdot \sigma_X^2 \cdot (1 - \frac{4}{3} \rho_1 + \frac{1}{3} \rho_2) & p=1 & (3.4b) \\ 20 \cdot \sigma_X^2 \cdot (1 - \frac{15}{10} \rho_1 + \frac{6}{10} \rho_2 - \frac{1}{10} \rho_3) & p=2 & (3.4c) \end{cases}$$

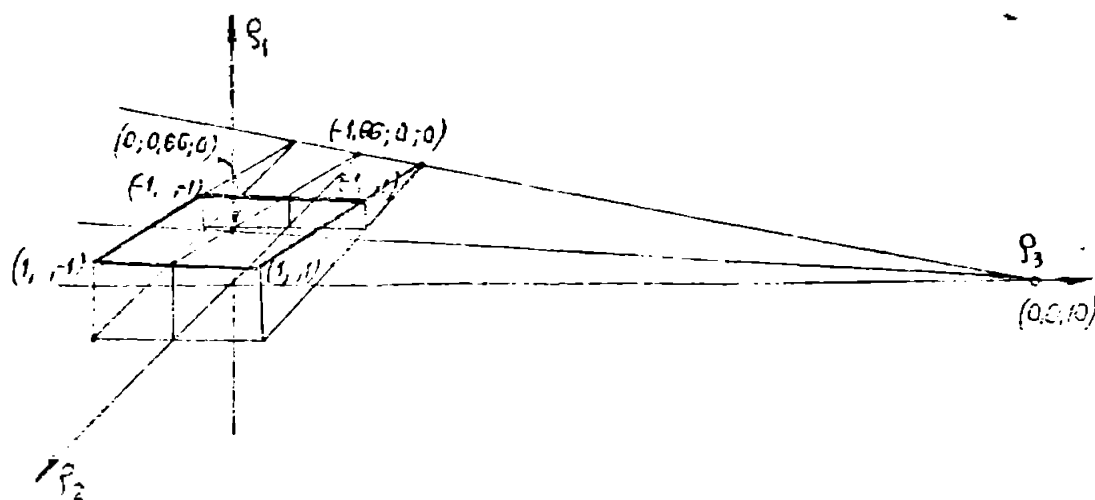
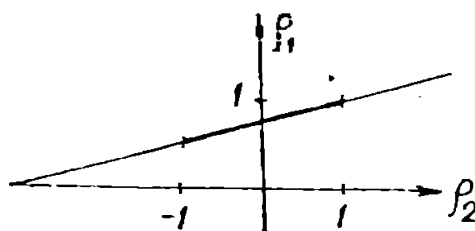


Fig.3.1. Domeniile coeficienților de autocorelație pentru eroare de predicție nulă la extrapolarea analitică de ordinul 1 (a), respectiv 2 (b).

unde ρ_j este coeficientul de autocorelație dintre valoarea semnalului de achiziționat (X_{k+j}) și valoarea achiziției anterioare (X_k).

Se observă că eficiența extrapolării este cu atât mai bună cu cât valorile coeficienților de autocorelație determină valori cât mai apropiate de zero pentru expresiile din paranteze. Rezultă că această metodă, deși simplă, este utilă doar dacă coeficienții de autocorelație ai semnalului de achiziționat au valori cuprinse în vecinătatea hipersuprafețelor descrise de expresiile din paranteze (fig. 3.1).

3.1.2. Predicția periodicității

Analiza periodicității poate fi înțeleasă ca procesul de determinare a componentei periodice a deviațiilor de la tendința stabilită anterior.

Dacă notăm cu $\{X(t_k), t_k, k \in \overline{1, N}\}$ valorile ce descriu istoria semnalului achiziționat și cu $x(t)$ funcția ce exprimă tendința sa, determinată printr-una din metodele date în paragraful precedent, vom nota $y_k = X(t_k) - x(t_k) = X(t_k) - x_k, k \in \overline{1, N}$ deviațiile valorilor reale de la estimarea inițială.

Vom considera y_k ca valori ale unei funcții $y(t)$ în punctele $\{t_k, k \in \overline{1, N}\}$ și vom căuta componenta periodică principală a acestei funcții. Algoritmi pentru determinarea perioadei principale (ADF) a unei funcții se clasifică în algoritmi de analiză spectrală pe termen scurt și algoritmi de analiză în domeniul timp.

În prima categorie se include metoda de determinare a frecvenței principale a semnalului bazată pe analize Fourier. Orice funcție reală (continuu și mărginită pe intervalul $[-T/2, T/2]$) poate fi reprezentată prin suprapunerea unor componente periodice, utilizând dezvoltarea Fourier clasică:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \cos n \cdot \omega t + b_n \cdot \sin n \cdot \omega t), \text{ cu } \omega = \frac{2\pi}{T}.$$

Coeficienții Fourier sînt:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \cdot \cos(n \cdot \omega t) dt \text{ și } b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} y(t) \cdot \sin(n \cdot \omega t) dt$$

Dacă derivăm $c_n^2 = a_n^2 + b_n^2$ și $\varphi_n = \arctg(b_n/a_n)$, atunci:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} S_n \cdot \cos(n \cdot \omega t + \varphi_n)$$

Se remarcă cu ușurință că $y(t)$ este în fond suprapunerea unor funcții periodice de amplitudini S_n , depinzând de a_n , b_n și deci de T și n . O componentă periodică este cu atât mai importantă pentru $y(t)$ cu cât S_n este mai mare. Perioada principală este perioada componentei de pondere maximă ($S_n = \text{maximum}$). O metodă practică de determinare a perioadei $\lambda = 2/\omega$ pentru care ponderea corespunzătoare este maximă, este periodograma Schuster.

Fie N_λ numărul maxim pentru care $\lambda \cdot N_\lambda \leq n$ și

$$\tilde{a}(\lambda) = \frac{2}{N_\lambda} \sum_{k=1}^{N_\lambda} y_k \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot k\right) \quad \tilde{b}(\lambda) = \frac{2}{N_\lambda} \sum_{k=1}^{N_\lambda} y_k \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot k\right)$$

Funcția $\tilde{S}^2(\lambda) = \tilde{a}^2(\lambda) + \tilde{b}^2(\lambda)$, reprezintă o estimare a ponderii $S^2(\lambda)$. Graficul funcției $\tilde{S}^2(\lambda)$ este denumit periodograma Schuster. Funcțul de maxim al acestei funcții poate fi interpretat ca perioadă principală a $y(t)$.

Alți autori numesc periodograma expresiile:

$$I_N(\omega) = \frac{1}{2\pi} \left[a^2(\omega) + b^2(\omega) \right],$$

unde $a(\omega) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{k=1}^N y_k \cos(\omega_k)$ și $b(\omega) = \sqrt{\frac{2}{N}} \sum_{k=1}^N y_k \sin(\omega_k)$.

Dacă $\omega = 2\pi/\lambda$, atunci $I_N(\omega) = \frac{N}{2\pi} \tilde{S}^2(\lambda)$ și deci extremele ambelor funcții se ating în aceleași puncte.

O altă categorie de algoritmi este reprezentată de tehnicile bazate pe funcțiile de corelație. Printre acestea, metodele autocorelației îmbinate cu tehnicile de netezire spectrală, s-a bucurat de o largă răspândire [SP84], [MS78], [MD77].

Funcția de autocorelație a semnalului $y(t)$, înmulțită cu o ferestră de timp w , de durată finită k , este:

$$R_q(k) = \sum_{n=0}^{n-l-k} \left[y_{q+n} \cdot w(n) \right] \cdot \left[y_{q+n+k} \cdot w(k+n) \right]$$

Valoarea $r(0)$ reprezintă energia, respectiv puterea medie a produsului $y \cdot w$; funcția $r_q(k)$ mai prezintă extreme în multiplii frecvenței fundamentale, proprietate ce permite stabilirea perioadei principale.

Pentru a scutura componenta periodică principală a funcției

$y(t)$, aceasta i se poate aplica o transformare neliniară:

$$v(t) = \begin{cases} 0 & \text{dacă } |y(t)| \leq V_T \\ 1 & \text{dacă } |y(t)| > V_T \end{cases}$$

Transformarea de mai sus simplifică substanțial calculul funcției de autocorelație, aceasta putând fi sintetizată cu ușurință utilizând circuite logice simple. Dezavantajul metodei constă în sensibilitatea sa față de alegerea valorii pragului

O altă direcție de simplificare a calculului implicat metodei autocorelației este folosirea funcției diferență de amplitudine medie [LS78], sau de "anticorelație" [He81]:

$$D(r) = \frac{1}{n} \sum_{m=0}^{n-1} (y_m - y_{m+r}) \approx \beta(r) \sqrt{2 \cdot (R(0) - R(r))},$$

unde $\beta(r)$ este un factor de scară. Când întârzierea r egalează perioade fundamentale funcția prezintă un minim puternic. Metoda are principalul avantaj că nu necesită efectuarea de înmulțiri și deci poate fi utilizată în aplicațiile de timp real.

3.2. Metode stohastice de predicție

Problema predicției valorii următoare a unei serii de timp poate fi rezolvată fără a apela la extrapolări analitice; soluția poate fi găsită în categoria tehnicilor stohastice de predicție. Teoria generală a predicției [Bo75] este inadecvată pentru aplicațiile practice, deoarece reclamă cunoașterea formelor analitice ale funcțiilor de corelație, caracteristicelor și ale altor funcții specifice; de asemenea rezolvarea ecuațiilor integrale, pentru determinarea predicției, prezintă aspecte extrem de complicate.

Din aceste motive, modelele stohastice lineare (ARMA(p, d), ARIMA(p, d, q)) au cunoscut o răspândire deosebită. Stabilirea unui model ARIMA(p, d, q) pentru un anumit proces (identificarea modelului, estimarea parametrilor și verificarea modelului) reclamă un volum ridicat de calcule, ceea ce recomandă utilizarea acestor tehnici în cazul proceselor staționare.

Pentru a efectua predicția în timp real, în cazul proceselor nestaționare, este necesară utilizarea unor modele mai simple, care să necesite un volum mai redus de calcule, dar

care să fie adaptive. În cele ce urmează vom prezenta un algoritmul de predicție liniară bazat pe un model de tip $A.(p)$ - autoregresiv de ordinul t .

Predicția $\tilde{x}(n)$ este tratată ca o combinație a ultimelor p valori eșantionate ($\bar{x}(n-k)$):

$$\tilde{x}(n) = \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot \bar{x}(n-k).$$

Valorile eșantionate reprezintă mărimile eșantioanelor de semnal $X(n)$, cu o eroare de cuantizare $e(n)$:

$$\bar{x}(n) = X(n) + e(n);$$

și deci:

$$\tilde{x}(n) = \sum_{k=1}^p \alpha_k [X(n-k) + e(n-k)].$$

Pentru a determina coeficienții α_k aplicăm metoda celor mai mici pătrate (CMMP). Precizia predicției poate fi caracterizată de dispersia erorii de predicție (σ_d^2):

$$\begin{aligned} \sigma_d^2 &= M\{[X(n) - \tilde{x}(n)]^2\} \\ &= M\left\{ \left[X(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot X(n-k) - \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot e(n-k) \right]^2 \right\}, \end{aligned}$$

unde domeniul lui n va fi specificat ulterior.

Coeficienții de predicție $\{\alpha_j, j=\overline{1,p}\}$ pot fi aleși astfel încât să se minimizeze dispersia erorii de predicție. Anulând derivatele parțiale ale dispersiei erorii de predicție în raport cu coeficienții de predicție, se obține un sistem de p ecuații cu p necunoscute:

$$\frac{\partial \sigma_d^2}{\partial \alpha_j} = -2 \cdot M\left\{ \left[X(n) - \sum_{k=1}^p \alpha_k (X(n-k) + e(n-k)) \right] \cdot \left[X(n-j) + e(n-j) \right] \right\} = 0$$

$j=\overline{1,p}$

$$\text{sau } M\{[X(n) - \tilde{x}(n)] \cdot \bar{x}(n-j)\} = 0, \quad j=\overline{1,p}.$$

Ultima relație evidențiază că stabilirea coeficienților de predicție trebuie să fie efectuată astfel încât eroarea de predicție să fie ortogonală (necorelată) cu ultimele p valori ale semnalului eșantionat $\{\bar{x}(n-j), j=\overline{1,p}\}$.

Aceste ecuații pot fi dezvoltate:

$$\begin{aligned}
M[X(n-j) \cdot X(n)] + M[e(n-j) \cdot X(n)] &= \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot M[X(n-j) \cdot X(n-k)] + \\
+ \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot M[e(n-j) \cdot X(n-k)] &+ \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot M[X(n-j) \cdot e(n-k)] + \\
+ \sum_{k=1}^p \alpha_k \cdot M[e(n-j) \cdot e(n-k)] &, \quad j=\overline{1, p}.
\end{aligned}$$

Presupunând că rezoluția cuantizării este suficient de fină, eroarea de cuantizare poate fi considerată ca necorelată cu semnalul de intrare: $M[X(n-j) \cdot e(n-k)] = 0$ pentru $\forall n, j, k$, și eroarea de cuantizare poate fi aproximată cu un zgomot alb staționar: $M[e(n-j) \cdot e(n-k)] = \sigma_e^2 \cdot \delta(j-k)$.

Acceptând aceste ipoteze, sistemul de ecuații devine:

$$M[X(n-j) \cdot X(n)] = \sum_{k=1}^p \alpha_k \{M[X(n-j) \cdot X(n-k)] + \sigma_e^2 \cdot \delta(j-k)\}, \quad j=\overline{1, p}.$$

Împărțind ecuațiile sistemului la dispersia semnalului de achiziționat σ_X^2 și notând coeficienții de autocorelație ai semnalului achiziționat cu $\rho(j-k) = \frac{M[X(n-j) \cdot X(n-k)]}{\sigma_X^2}$, acesta

poate fi transcris în formă matricială: $D = H \cdot A$, unde:

$$H = \begin{vmatrix} 1 + \frac{1}{SNR} & \rho(1) & \dots & \rho(p-1) \\ \rho(1) & 1 + \frac{1}{SNR} & \dots & \rho(p-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho(p-1) & \rho(p-2) & \dots & 1 + \frac{1}{SNR} \end{vmatrix} \quad D = \begin{vmatrix} \rho(1) \\ \rho(2) \\ \vdots \\ \rho(p) \end{vmatrix} \quad A = \begin{vmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_p \end{vmatrix}$$

și $SNR = \frac{\sigma_X^2}{\sigma_e^2}$ este raportul semnal zgomot de cuantizare.

Astfel, vectorul coeficienților de predicție optimi este obținut ca soluție a ecuației matriciale de mai sus: $A = H^{-1} \cdot D$.

Matricea H^{-1} poate fi calculată prin diverse metode numerice. Rezolvarea precisă a acestui sistem este exclusă întrucât nu se cunosc exact valorile $\{X(n-j), j=\overline{1, p}\}$. Totodată aflarea coeficienților de predicție optimi este posibilă doar dacă raportul SNR este cunoscut, adică se cunoaște dispersia semnalului de cuantizat. O soluție suboptimală poate fi găsită însă prin neglijarea termenilor SNR^{-1} , cu atât mai bună cu cât $\sigma_e^2 \ll \sigma_X^2$.

În această situație, notînd coeficienții de predicție sub-optimali cu a_k și

$$c_{kj} = \sum_{n=n_0}^{n_1} \bar{x}_{n-k} \cdot \bar{x}_{n-j}, \quad k=\overline{0,p}, \quad j=\overline{0,p}, \quad (3.5)$$

sistemul inițial devine:

$$\sum_{k=1}^p a_k \cdot c_{kj} = c_{0j} \quad j=\overline{1,p}, \quad (3.6)$$

sau matricial $C \cdot A = D$ (3.7)

Pentru rezolvarea sistemului, în practică se utilizează două metode mai importante, care rezultă din modul de alegere al limitelor de sumare (n_0 și n_1): metoda covarianței și metoda autocorelației.

Metoda autocorelației prevede alegerea limitelor de indexare n_0, n_1 cu valori infinite. În practică se utilizează o secvență finită (x^1), obținută prin înmulțirea semnalului cu o fereastră:

$$x'_n = \begin{cases} \bar{x}_n \cdot w_n & 0 \leq n \leq N-1 \\ 0 & \text{în rest} \end{cases} \quad (3.8)$$

Coficienții de autocorelație sînt:

$$R(1) = \sum_{n=0}^{N-1-1} x'_n \cdot x'_{n+1} \quad (3.9)$$

iar coeficienții $c_{ij} = R(|i-j|)$. (3.10)

Matricea A este în acest caz estimatorul Yule-Walker (Y-W) [So77]. Matricea de corelație C este o matrice Toeplitz, iar rezolvarea sistemului se face cu un algoritm recursiv rapid, aplicabil matricilor PIM (matrice cu inovație periferică) [CK82], Levinson [CK82], Robinson [Wa81] sau Durbin [RS78].

Metoda cea mai rapidă de stabilirea coeficienților de predicție-algoritm Durbin-constă în rezolvarea recursivă a ecuațiilor:

$$\begin{aligned} E^{(0)} &= R(0) \\ R(1) &= \sum_{j=1}^{1-1} \alpha_j^{(1-1)} \cdot R(1-j) \\ \alpha_1 &= \frac{R(1)}{E^{(1-1)}} = \frac{S(1)}{E^{(1-1)}} \quad i=\overline{1,p} \end{aligned}$$

$$a_1^{(1)} = k_1$$

$$a_j^{(1)} = a_j^{(i-1)} - k_1 a_{i-j}^{(i-1)} \quad j = \overline{1, i-1}$$

$$E^{(1)} = (1 - k_1^2) E^{(i-1)} = E^{(i-1)} - S^{(1)} k_1$$

soluția finală fiind $a_j = a_j^{(p)}$, $j = \overline{1, p}$.

Metoda necesită $p^2 + p$ înmulțiri și împărțiri. În continuare este redat un subprogram FORTRAN care implementează acest algoritm:

```

SUBROUTINE DUBBIN (P, Y, A, K, EK)
  REAL K(1)
  INTEGER P
  DIMENSION R(1), A(1)
  K(1)=R(2)/A(1)
  A(1)=K(1)
  E=R(1)-K(1)*A(2)
  IF(E.LE.0) WRITE(108,100)
  IF(P.EQ.1) RETURN
  DO 4 I=2,P
    IN=I-1
    IM=I+1
    S=R(IM)
    DO 1 J=1,IN
1    S=S-A(J)*K(IM-J)
    K(I)=S/E
    JM=IN/2
    JL=2*JM
    IF(JL.EQ.0) GO TO 3
    DO 2 N=1,JM
    JN=I-N
    X=A(N)
    A(N)=A(N)-K(I)*A(JN)
2    A(JN)=A(JN)-K(I)*X
3    JM=JM+1
    IF(JL.NE.IM) A(JM)=A(JM)-K(I)*A(JM)
    A(I)=K(I)
    E=E-K(I)*S
    IF(E.LE.0) WRITE(108,100)
4  CONTINUE

```

100 FORMAT(10X, 'MODEL "AR" IMPRECIS')

RETURN

END

Conform metodei covarianței, limitele de indexare n_0 și n_1 sînt finite: $n_0 = 0$ și $n_1 = N-1$; astfel:

$$c_{ij} = \sum_{n=0}^{N-1} x_{n-i} \cdot x_{n-j} \quad (3.11)$$

Matricea A reprezintă estimatorul celor mai mici pătrate (FCMMP) [TS80]. Si de această dată matricea C este simetrică, dar nu este Toeplitz; rezolvarea eficientă a sistemului se poate face fie prin metoda radicalului (Cholesky) [AH71], [SB72], [Ba73], [Gi77], fie observînd că C este un produs de două matrici Toeplitz [MD77].

Metoda covarianței permite determinarea unor estimatori pe termen scurt mai preciși decît cei obținuți prin metoda autocorelației [So82], dar are dezavantajul că nu garantează stabilitatea [Ka81]. Cele două metode sînt asimptotic echivalente [So77] [TS80].

Ambale metode - covarianței și autocorelației - necesită, pe lîngă rezolvarea sistemului $C \cdot A = D$, un număr de $p \cdot N$ înmulțiri și adunări în vederea determinării elementelor matricii C. Utilizînd diverse factorizări se poate înjumătăți numărul înmulțirilor, cu o creștere însă a numărului de adunări [Ka78].

În paralel cu acești algoritmi, s-a dezvoltat metoda rețelelor [Ka77], prin care coeficienții de predicție sînt determinați direct din eșantioanele achiziționate. Deși nu sînt calculați coeficienții de autocorelație, această metodă necesită un efort de calcul comparabil cu cel utilizat la celelalte metode.

Metoda predicției liniare este o metodă de minim. Precizia predicției este influențată de exactitatea determinării ordinului modelului $AR(p)$ al procesului eșantionat și cuantizat. Determinarea ordinului p este efectuată pe baza unui set de valori achiziționate înainte de proiectarea SADVM.

Metoda cea mai simplă pentru determinarea structurii modelului $AR(p)$ se bazează pe testarea singularității matricii de autocorelație, cu un prag de precizie impus [TSP85]. Această metodă nu are soluție unică, ci restrînge doar domeniul lui p. Pentru a determina ordinul adevărat al procesului se testează

fiecare model de elemente multimi obținute prin metoda precedentă. Cele mai răspândite teste sînt: χ^2 , erorii finale de predicție, criteriului de informație, reziduurilor [TAP85], [So77], [ST82]. Pe baza acestor teste se determină ordinul pentru care erorile de predicție sînt cele mai mici. Erorile determinate de aproximarea procesului aproximat cu un model AR(p) pot fi compensate în bună măsură utilizînd metode de predicție adaptivă.

3.3. Algoritmi de adaptare a domeniului de măsurare

Extinderea folosirii metodelor de predicție, prezentate în capitolele precedente, pentru achiziția în virgulă mobilă a unor semnale ergodice și cvasistacionare este posibilă prin utilizarea unor algoritmi de adaptare a estimatorului domeniului de măsurare.

După cum algoritmi de adaptare se bazează pe valorile achiziționate, respectiv pe semnalul de intrare, distingem SADVM adaptive cu reacție, respectiv SADVM cu adaptare în evens. Adaptarea domeniului de măsurare (D_n) poate fi efectuată pe termen scurt sau pe termen lung, în funcție de lungimea secvenței de achiziții luate în calcul.

În [Ja75] este prezentat un algoritm de adaptare pe termen scurt în funcție de ultima valoare achiziționată:

$$D_{n+1} = D_n \cdot M(|\bar{x}_n|), \text{ unde:}$$

$$M(|\bar{x}_n|) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{\sigma^2}{8} \bar{x}_n^2 + \delta^2(|\bar{x}_n|)} & \text{dacă } \rho_1 = 0 \\ \frac{|\bar{x}_n|}{2^{b-1}} + \delta^2(|\bar{x}_n|) & \text{dacă } \rho_1 \rightarrow 1 \end{cases}$$

$$\text{iar } \sigma = \Delta x \cdot [M(x_n^2)]^{-1}.$$

Deși actualizarea domeniului de măsurare este efectuată în funcție de ultima achiziție, selecția relației de estimare a factorului M este determinată de valoarea coeficientului de autocorelație, care necesită un volum ridicat de calcule. Determinarea constantei σ reclamă de asemenea un număr ridicat de calcule. Acest volum ridicat de calcule limitează utilizarea metodei doar la semnale cvasistacionare, avînd o variație lentă a caracteristicilor lor statistice.

Cea mai simplă metodă de adaptare (A1) pe termen scurt, pentru evitarea depășirii domeniului de măsurare datorită erorilor de predicție, este majorarea consecventă cu un rang a domeniului prezis. Dacă domeniul maxim de măsurare al SADVM este D , atunci domeniul pentru achiziția următoare D_{n+1} va fi:

$$D_{n+1} = \begin{cases} D & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[\frac{D}{4}, D \right) & (3.12a) \\ \frac{D}{2^i} & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right); i=1, 2^E-2 & (3.12b) \\ \frac{D}{2^{2^E-1}} & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E}} \right) & (3.12c) \end{cases}$$

unde E reprezintă numărul de biți pentru exprimarea exponentului la codificarea în virgulă mobilă. Reprezentarea grafică a funcției $D_{n+1} = f(\tilde{x}_{n+1})$ într-un sistem de coordonate logaritmice este redată în fig.3.2.

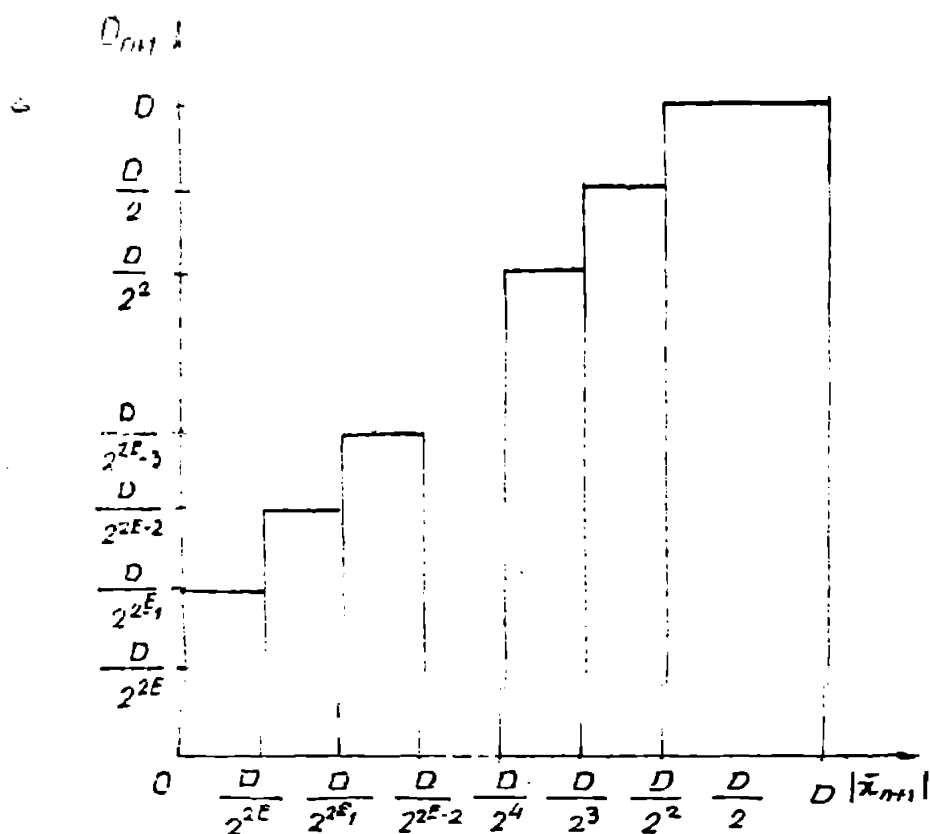


Fig.3.2. Funcția de adaptare cu reacție (A1) a domeniului de măsurare

Această metodă poate fi îmbunătățită dacă modificarea domeniului de măsurare cu un factor g este determinată de valoarea predicției \tilde{x}_{n+1} :

$$D_{n+1} = \begin{cases} g \cdot D_n & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| > d \cdot \frac{D_n}{2} \\ g^{-1} D_n & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| \leq d \cdot \frac{D_n}{2} \end{cases} \quad (3.13)$$

Raportul semnal-zgomot de cuantizare este maxim pentru $g=2$ și $d=2^{-1}$. Având în vedere că uzual în SADVM $D_n = 2^{s_n+m}(\Delta x)$ unde s_n este exponentul, iar m este lungimea mantisei - relația (3.13) devine:

$$s_{n+1} = \begin{cases} s_n + \log_2 g & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| > d \cdot 2^{s_n+m-1} \cdot (\Delta x) \\ s_n - \log_2 g & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| \leq d \cdot 2^{s_n+m-1} \cdot (\Delta x) \end{cases} \quad (3.14)$$

respectiv pentru cazul optim:

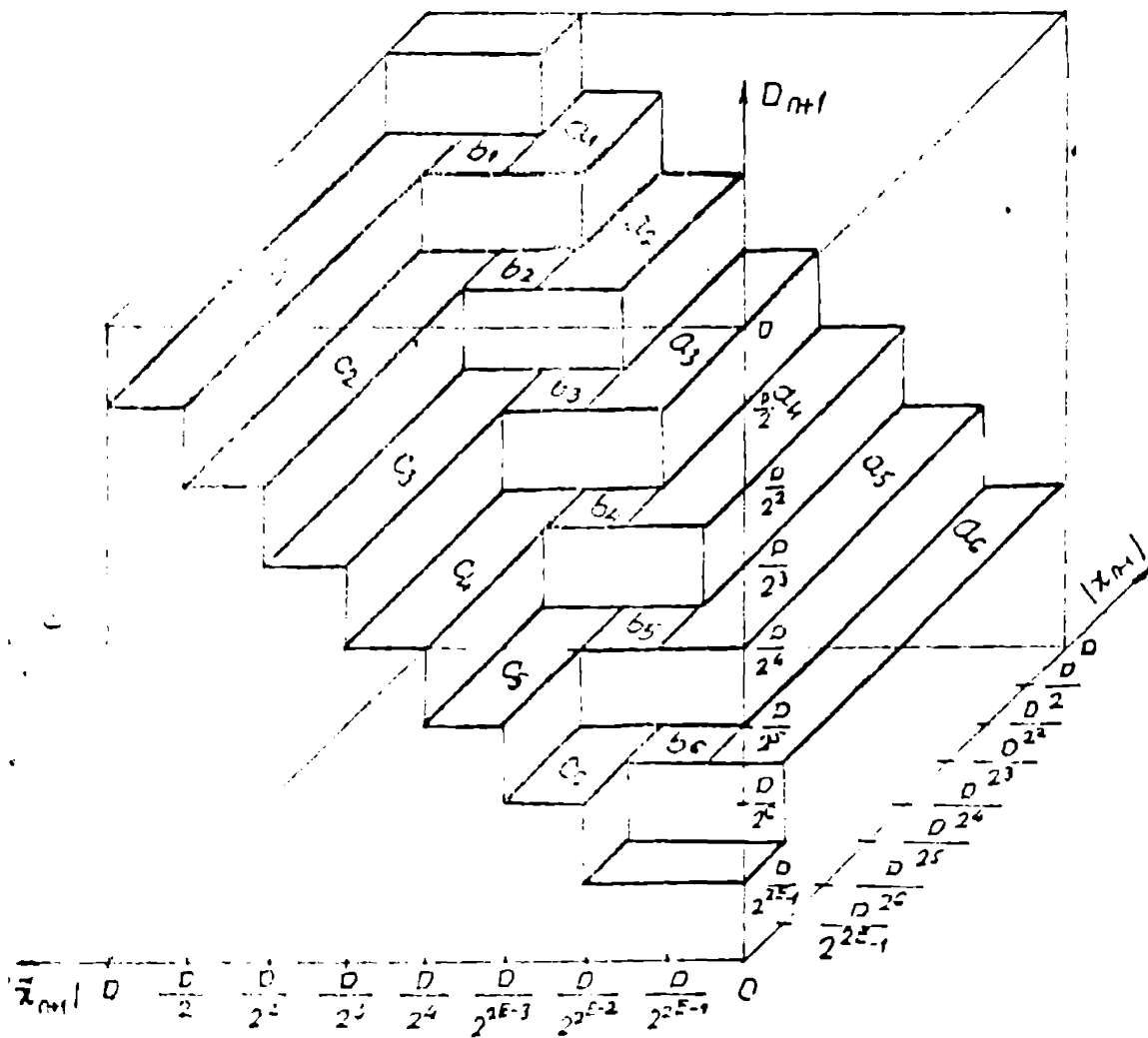


Fig.3.3. Funcția de adptare în avans (A2) a domeniului de măsurare

$$z_{n+1} = \begin{cases} z_{n+1} & \text{dacă } \left| \sum_{r=0}^{n-1} \tilde{c}_r \cdot 2^r \right| > 2^{n-2} \\ z_n - 1 & \text{dacă } \left| \sum_{r=0}^{n-1} \tilde{c}_r \cdot 2^r \right| \leq 2^{n-2} \end{cases} \quad (3.15)$$

Eficiența acestor metode de adaptare poate fi îmbunătățită dacă structura SADVM permite efectuarea comparației predicției cu valoarea de achiziționat (X_n)—în avans— și nu cu domeniul de măsurare precedent (D_n) ca în (3.13). În acest caz:

$$D_{n+1} = \begin{cases} \varepsilon \cdot \tilde{D}_{n+1} & \text{dacă } |X_{n+1}| \geq \tilde{D}_{n+1} \\ \tilde{D}_{n+1} & \text{dacă } |X_{n+1}| \in (\tilde{D}_{n+1}/2, \tilde{D}_{n+1}) \\ \varepsilon^{-1} \tilde{D}_{n+1} & \text{dacă } |X_{n+1}| \leq \tilde{D}_{n+1}/2 \end{cases} \quad (3.16)$$

unde:

$$|\tilde{D}_{n+1}| = 2^{\tilde{z}_{n+1} + n + 1} \cdot \Delta x, \text{ cu } 2^{\tilde{z}_{n+1} + n - 1} \cdot \Delta x \geq |X_{n+1}| \geq 2^{\tilde{z}_{n+1} + n - 2} \cdot \Delta x.$$

$$D_{n+1} = \begin{cases} D & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^i}, D \right) \text{ și } |X_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^i}, \infty \right) \\ \frac{D}{2^i} & \text{dacă } \begin{cases} |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ și } |X_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}}, \infty \right) \text{ cu } i=1, 2^{n-3} \\ |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^{n-1}-1}} \right) \text{ și } |X_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^{2^{n-1}-1}}, \infty \right) \text{ cu } i=2^{n-2} \\ |\tilde{x}_{n+1}| \wedge |X_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}}, \frac{D}{2^i} \right) \text{ cu } i=2, 2^{n-2} \\ |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[\frac{D}{2^i}, \frac{D}{2^{i-1}} \right) \text{ și } |X_{n+1}| \in \left[0, \frac{D}{2^i} \right) \text{ cu } i=1, 2^{n-2} \end{cases} \\ \frac{D}{2^{2^{n-1}-1}} & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^{n-1}-1}} \right) \text{ și } |X_{n+1}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^{n-1}-1}} \right) \end{cases} \quad (3.17)$$

Graficul funcției $D_{n+1} = f(x_{n+1}, X_{n+1})$ este redat în fig. 3.3.

Exponentul domeniului de măsurare va fi în acest caz:

$$z_{n+1} = \begin{cases} \tilde{z}_{n+1} + 1 & \text{dacă } |X_{n+1}| \geq D_{n+1} \\ \tilde{z}_{n+1} & \text{dacă } |X_{n+1}| \in [D_{n+1}/2, D_{n+1}) \\ \tilde{z}_{n+1} - 1 & \text{dacă } |X_{n+1}| \leq D_{n+1}/2 \end{cases} \quad (3.18)$$

unde \tilde{z}_{n+1} reprezintă exponentul domeniului prezis.

În cazul predicției liniare, eficiența adaptării poate fi

îmbunătățită prin actualizarea periodică a coeficienților de predicție [Fl79], [AS79]. Adaptarea pe termen scurt este recomandabilă pentru minimizarea numărului de înmulțiri, necesare în primul rând pentru determinarea matricii de covarianță. Astfel în [Ja74] s-au propus două metode recursive de adaptare a coeficienților de predicție:

$$a_{j,n+1} = a_{j,n} + \rho_1 \operatorname{sgn}(\bar{x}_n - \tilde{x}_n) \cdot \tilde{x}_{n-j} / \sum_{k=1}^n |\bar{x}_{n-k}|, \text{ respectiv:}$$

$$a_{j,n+1} = a_{j,n} + \rho_2 \operatorname{sgn}(\bar{x}_n - \tilde{x}_n) \cdot \tilde{x}_{n-j} / \sum_{k=1}^n \bar{x}_{n-k}^2.$$

O relație similară este recomandată în [Gi74]:

$$a_{j,n+1} = a_{j,n} + K \cdot (\bar{x}_n - \tilde{x}_n),$$

unde K este câștigul unui filtru Kalman și deci conține produse ale eșantioanelor achiziționate.

Adaptarea pe termen lung a coeficienților de predicție este realizată uzual prin rezolvarea periodică a modelului AN pe baza ultimelor valori achiziționate, utilizând un algoritm recursiv eficient. O metodă rapidă, de actualizare în timp real a coeficienților de predicție este prezentată în [MC76]. Conform acestei metode, coeficienții de predicție sînt determinați printr-un proces de compensare a oricărei componente a predicției, corelate cu semnalul achiziționat. Metode implementează principiul ortogonalității direct, fără calcule intermediare. rezultatul principal al predicției liniare adaptive, este în fond estimatul valorii de achiziționat și nu coeficienții de predicție. Implementarea acestui algoritim într-o structură hibridă, (analog-numerică) duce la o predicție adaptivă în timp real chiar și pentru fenomene rapide, dar încercă nejustificat prețul unui SADVM, fiind necesar un estfel de dispozitiv pentru fiecare semnal achiziționat.

O altă modalitate, mai puțin uzuală, constă în utilizarea algoritimilor de predicție pentru estimarea evoluției coeficienților de predicție [TSF85].

Viteze și precizia determinării domeniului de măsurare al SADVM cu predicție sînt determinate în principal de algoritmul utilizat. Au fost trecute în revistă principalele metode

de predicție, cu accent pe algoritmi care se pretează la o implementare în timp real. Spre deosebire de abordările clasice autorul a tratat algoritmi de predicție considerând cuantizatul semnalului, evidențiind legătura între eroarea de predicție și eroarea de cuantizare a SADVM. Pentru compensarea erorilor de predicție autorul introduce doi algoritmi de adaptare care minimizează zgomotul de seturare al SADVM. Tehnicile de implementare ale acestor algoritmi precum și a metodelor de extrapolare polinomială și predicție liniară sînt prezentate în capitolul următor.

4. Implementarea unor SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare

4.1. Structura blocului pentru determinarea domeniului de măsurare

Domeniul de măsurare al SADVM cu prereglerare este determinat pe baza predicției valorii semnalului existent la intrarea selectată. Reprezentarea schematică, ca bloc cu borne [2073] a circuitelor ce realizează prereglerarea domeniului de măsurare DCCP este redată în fig.4.1. Vectorul \overline{AB} reprezintă adresa canalului

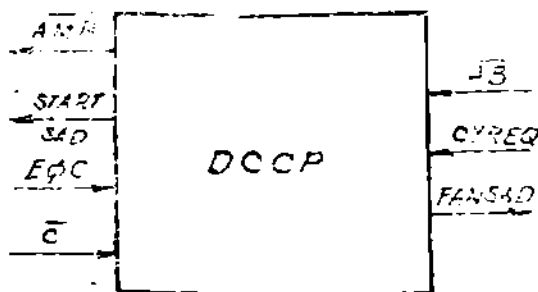


Fig.4.1. Reprezentarea ca bloc cu borne a DCCP

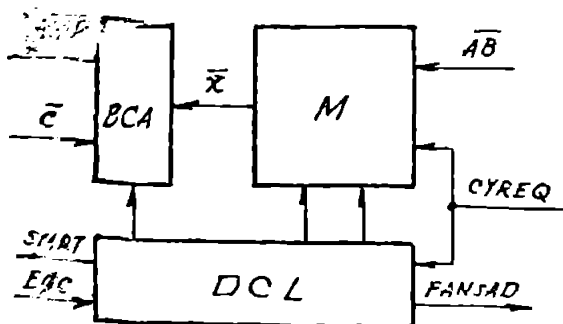


Fig.4.2. Schema de principiu a DCCP

de intrare în SADVM de la care se efectuează achiziția, la cererea (CYREQ) sistemului de calcul, \overline{AMP} este rezultatul decodificat al predicției domeniului de măsurare, iar \overline{c} reprezintă ieșirea CAN.

Schema de principiu a blocului pentru determinarea domeniului de măsurare (DCCP) este redată în fig.4.2. Domeniul de măsurare este estimat în blocul BCA pe baza ultimelor achiziții stocate în memoria M, sub controlul dispozitivului de comandă locală DCL.

Determinarea domeniului de măsurare în SADVM cu prereglerare este efectuată în blocul

BCA în două etape. În primul rând se stabilește o predicție a valorii de achiziționat, pe baza căreia, apoi, aplicându-se un algoritm de adaptare se estimează domeniul de măsurare al EADVM pentru achiziția curentă.

Stabilirea domeniului de măsurare al EADVM este realizată prin modificarea corespunzătoare a câștigului amplificatorului ACP din structura sa (fig.4.3.) Aceasta are ca intrare logică (A_{tri}) corespunzătoare fiecărei amplificări, respectiv fiecărui domeniu de măsurare.

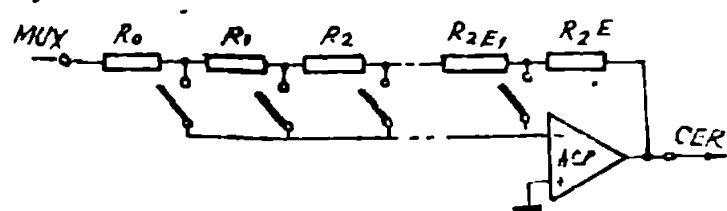


Fig.4.3. Schema de principiu a amplificatorului cu câștig programabil

Deci rezultatul estimării domeniului de măsurare trebuie să fie un vector binar (ABF), care la un moment dat con-

ține un singur rang activ, corespunzător domeniului de măsurare curent.

Memoria M (fig.4.4) este organizată ca un tablou binar tridimensional. Fiecare adresă (cuvânt de memorie) conține o matrice corespunzătoare unei intrări a EADVM $\{X_j, j=0, J_m-1\}$.

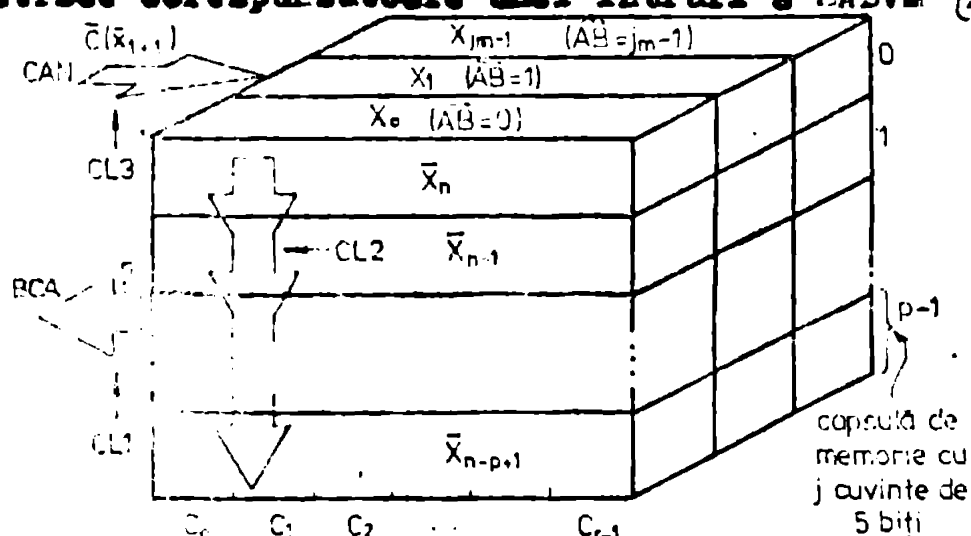


Fig.4.4. Schema bloc a memoriei M din cadrul EDCP

Matricea este formată din p linii (subcuvinte de memorie), fiecare linie conținând valoarea unei achiziții de la intrarea EADVM corespunzătoare, astfel: pe prima linie se află ultima achiziție (cea mai recentă \bar{X}_n), pe linia a doua penultima achiziție (\bar{X}_{n-1}) ș.a.m.d.

Memoria este astfel construită, încât permite deplasarea în jos a liniilor unei matrici, stocate la o anumită adresă și

incărcarea primei linii cu rezultatul achiziției curente.

Blocul de memorie M este constituit din p circuite de memorie de capacitate mai mare $j_m \times 8$ biți (j_m = numărul intrărilor analogice, iar r = rezoluția $\Delta ADVM$). Un cuvânt de memorie conține o matrice formată din p subcuvinte de r biți (stocate în cele p capsule de memorie) reprezentând ultimele p valori achiziționate de la intrarea analogică a $\Delta ADVM$ având aceeași adresă cu subcuvântul respectiv. În cadrul aceluiași cuvânt (aceeași adresă) există posibilitatea deplasării subcuvintelor din rangul i în rangul $i+1$, $i=0, p-1$. Având în vedere că pe durata scrierii datelor trebuie să menținute stabile la intrările memoriei, se impune stocarea lor temporară în registre tampon, plasate între ieșirile de date ale capsulelor corespunzătoare unui subcuvânt și intrările circuitelor corespunzătoare subcuvântului de rang superior. Întrucât înscrisura subcuvintelor în registrele tampon are loc simultan cu evaluarea predicției, nu se încercă ciclul de achiziție.

La fiecare achiziție, memoria parcurge trei cicluri distincte, sub controlul DCL. În primul ciclu (CL1) simultan cu lansarea achiziției curente (CY. EQ) are loc o citire a cuvântului $\{\bar{x}_{n-1,j}, i=0, p-1\}$ având adresa (AB_j) identică cu cea a intrării selectate a $\Delta ADVM$ (X_j) în vederea estimării domeniului de măsurare. În al doilea ciclu (CL2), pe durata converșiei, se deplasează valorile achiziționate de rang i , $i=0, p-1$, în pozițiile de rang superior $i+1$ ($\bar{x}_{n-(i+1),j}, \bar{x}_{n-1,j}, i=0, p-1$) pentru pregătirea rangului 0 în vederea memorării rezultatului achiziției curente ($\bar{x}_{n,j}$). În al treilea ciclu (CL3), rezultatul converșiei ($\bar{x}_{n+1,j}$) este transmis sistemului de calcul la care este conectat $\Delta ADVM$, simultan cu înscrisura sa în subcuvântul de rang 0 al cuvântului de memorie ($\bar{x}_{n,j} - \bar{x}_{n+1,j}$), corespunzător intrării analogice (X_j) de la care s-a efectuat achiziția curentă. Deplasările au loc în cadrul aceluiași cuvânt, așa încât adresa AB trebuie menținută neschimbată pe perioadele celor trei cicluri (CL1-CL3).

Această organizare determină o reducere substanțială a ciclului memoriei. Schema logică a memoriei poate fi minimizată în funcție de structura blocului BCA, specifică algoritmului de estimare a domeniului de măsurare utilizat.

Minimizarea ciclului de achiziție impune realizarea memoriei cu componente din tehnologie ECL. Timpul de acces al unei

memorii ECL este de 10-20 ns [Ka78], [Si82]. Ieșirile memoriei nu sînt concurente cu alte ieșiri, așa încît aceste capsule pot fi comandate direct de magistrale de adrese (\overline{AB}), fapt care contribuie la stingeră timpul de acces minim. Scrierile din al doilea și al treilea ciclu (CL2, CL3) au loc într-un timp mai scurt (5 ns) decît timpul de acces, deoarece liniile de adresă rămîn stabile pe durata celor trei cicluri. Aceasta permite ca memorarea achiziției curente (din al treilea ciclu CL3) să aibă loc simultan cu preluarea acestei valori de sistemul de calcul.

Implementarea structurii de memorie, prezentată mai sus, într-o tehnologie unitară pentru întregul SADVM permite funcționarea sa transparentă față de celelalte blocuri, fără a prelungi suplimentar ciclul de achiziție.

4.2. Implementarea algoritmilor de adaptare a domeniului de măsurare

Metoda cea mai simplă și mai rapidă de implementare a algoritmilor de adaptare cu reacție a domeniului de măsurare se bazează pe utilizarea memoriilor fixe. În cazul adaptării pe baza predicției, în memorie fixă este stocată sub formă tabelară funcția de adaptare, la intrările sale de adresă fiind adusă estimarea achiziției următoare (\tilde{x}_n). Durata stabilirii domeniului de măsurare este terminată în principiu de timpul de acces al memoriei fixe.

Un câștig de viteză se obține dacă în memorie este stocată funcția de adaptare reformulată în vederea obținerii directe a amplificării ACP. Valorile domeniilor de măsurare sînt alese astfel încît să reprezinte puteri ale lui 2, avînd în vedere că rezultatul achiziției, exprimat în virgulă mobilă este binar. Astfel primul algoritma de adaptare prezentat în capitolul precedent poate fi reformulat pentru a obține direct estimația exponentului.

$$z_{n+1} = z_n + \left[\log_2 A(|\tilde{c}_n|) + 1 \right], \quad (4.1)$$

unde

$$A(|\tilde{c}_n|) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1+a^2 \cdot \tilde{c}_n^2}{2}} & \text{dacă } \rho_1 = 0 \\ |\tilde{c}_n| & \text{dacă } \rho_1 = 1 \end{cases}$$

iar $\tilde{C}_n = \tilde{x}_{n+1} \cdot (\Delta x)^{-1}$, reprezintă valoarea numerică a predicției (\tilde{x}_{n+1}). Dacă Z_{n+1} este codificat într-un cod ciclic el va fi chiar vectorul AMP, eliminându-se necesitatea unui decodificator suplimentar.

Dacă calculul predicției este efectuat în virgulă fixă, algoritmul de adaptare descris de relațiile (3.12) trebuie rescris ca mai jos, pentru a fi implementat într-o memorie fixă:

$$Z_{n+1} = \begin{cases} 0 & \text{dacă } \left| \sum_{r=0}^{2^B+n-2} e_r 2^r \right| \in [0, 2^{n-1}) \\ 1 & \text{dacă } \left| \sum_{r=0}^{2^B+n-2} e_r 2^r \right| \in [2^{2^B+n-1-3}, 2^{2^B+n-1-2}) \cup [2^{2^B-2}, 2^{2^B+n-1-2}) \\ 2^B-1 & \text{dacă } \left| \sum_{r=0}^{2^B+n-2} e_r 2^r \right| \geq 2^{2^B+n-3} \end{cases} \quad (4.2)$$

Dacă calculul predicției este efectuat în virgulă mobilă algoritmul de adaptare descris de relațiile (3.15) poate fi utilizat direct în această formă pentru a obține tabelul și va fi stocat în memoria fixă.

Capacitatea memoriei este impusă de rezoluția cu care sînt efectuate calculele. Această tehnică de implementare este foarte versatilă, permițînd modificarea algoritmilor de adaptare prin simpla substituție a memoriilor fixe, chiar sub controlul sistemului de calcul la care este conectat SADVM.

Algoritmii de adaptare cu reacție minimizează saturarea cuantizorului în detrimentul raportului semnal-zgomot granular. În cele ce urmează vom prezenta implementarea algoritmului de adaptare în avans descris de relațiile (3.17), care, cu prețul unei ușoare creșteri a duratei achiziției, micșorează zgomotul granular, menținînd zgomotul de saturare la același nivel ca și metode cu reacție (3.12).

Conform acestei metode, semnalul de cuantizat (x_{n+1}) este comparat cu predicția domeniului de măsurare (\tilde{x}_{n+1}): dacă semnalul se încadrează în jumătatea superioară a domeniului estimat, ciclul de achiziție se desfășoară normal; dacă semnalul depășește superior (inferior) domeniul prezis, se înjumătățește (dublează) câștigul amplificatorului ACP. Adaptarea poate fi efectuată în funcție de tensiunea de la ieșirea multiplexorului

analogic (MUX) respectiv de la intrarea circuitului de eșantionare și reținere (C&R).

În fig.4.5 este prezentată schema de principiu a blocului de adaptare pentru cazul când estimarea domeniului de măsurare este efectuată în funcție de tensiunea de la ieșirea multiplexorului. Dacă predicție (\tilde{x}) este calculată în virgulă fixă, cele mai semnificative 2^E ranguri ale sale sunt utilizate pentru determinarea amplificării estimate (AM). Circuitul descris

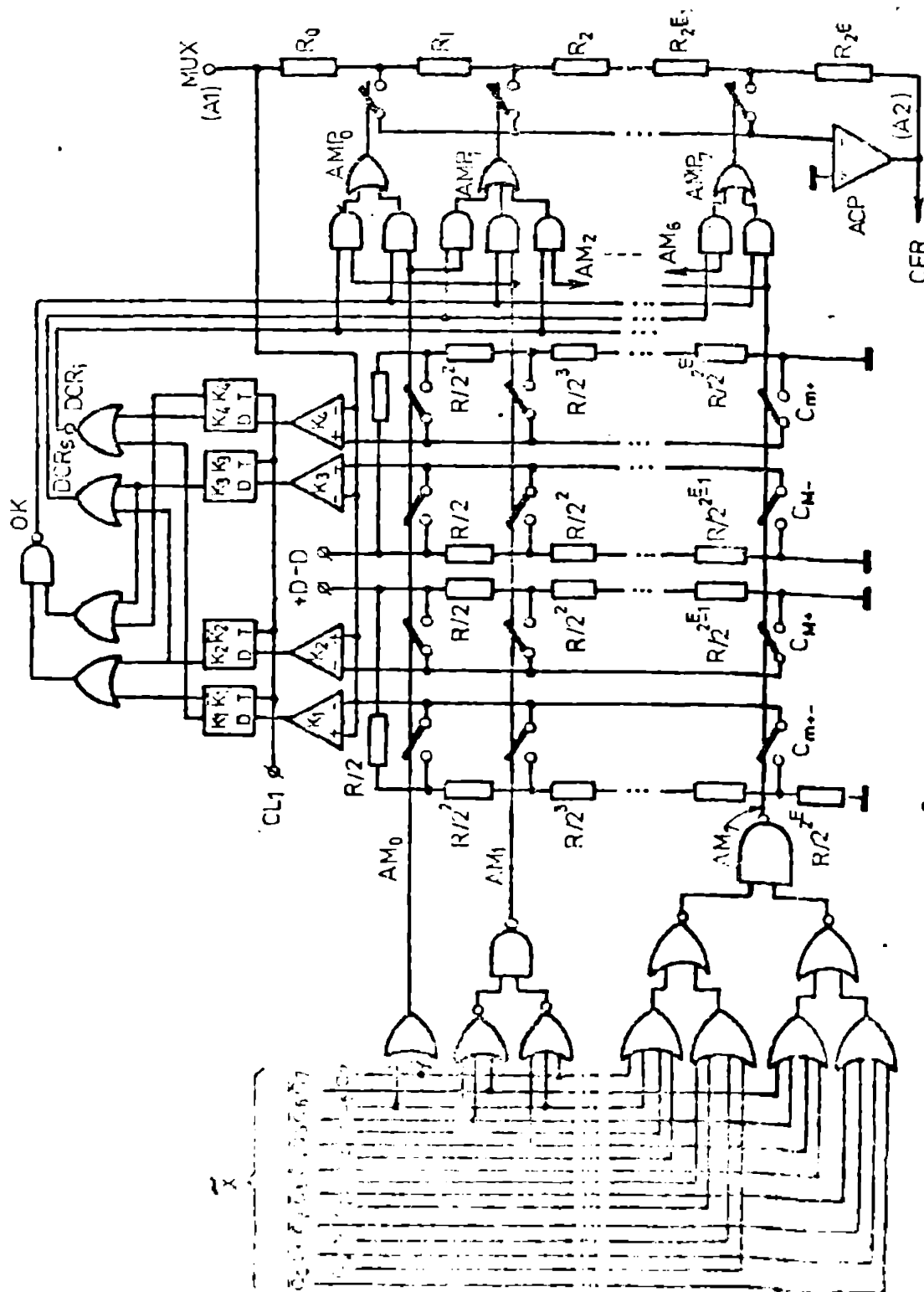


Fig.4.5. Schema circuitului de adaptare în avans a domeniului de măsurare, conectat la ieșirea multiplexorului analogic

in figură exemplifică cazul $N=3$, implementînd ecuațiile logice:

$$AM_0 = \bar{a}_7 \cdot a_6 + a_7 \cdot \bar{a}_6$$

$$AM_1 = \bar{a}_7 \cdot \bar{a}_6 \cdot a_5 + a_7 \cdot a_6 \cdot \bar{a}_5$$

$$AM_2 = \bar{a}_7 \cdot \bar{a}_6 \cdot \bar{a}_5 \cdot a_4 + a_7 \cdot a_6 \cdot a_5 \cdot \bar{a}_4$$

$$\dots \dots \dots (4.3)$$

$$AM_6 = \bar{a}_7 \cdot \bar{a}_6 \cdot \bar{a}_5 \cdot \bar{a}_4 \cdot \bar{a}_3 \cdot \bar{a}_2 \cdot \bar{a}_1 \cdot a_0 + a_7 \cdot a_6 \cdot a_5 \cdot a_4 \cdot a_3 \cdot a_2 \cdot a_1 \cdot \bar{a}_0$$

$$AM_7 = \bar{a}_7 \cdot \bar{a}_6 \cdot \bar{a}_5 \cdot \bar{a}_4 \cdot \bar{a}_3 \cdot \bar{a}_2 \cdot \bar{a}_1 \cdot \bar{a}_0 + a_7 \cdot a_6 \cdot a_5 \cdot a_4 \cdot a_3 \cdot a_2 \cdot a_1 \cdot a_0$$

Acste semnale închid cheile analogice C_{M+} , C_{M+} , C_{M-} și C_{M-} care stabilesc referințele corespunzătoare extremelor domeniului estimat, la intrările comparatoarelor K_1-K_4 . Pe baza răspunsului acestora se stabilește dacă tensiunea de la ieșirea multiplexorului analogic se încadrează în domeniul estimat (OK), sau îl depășește superior ($DCR_{\#}$), respectiv inferior (DCR_1). In tabelul următor este descrisă funcționarea blocului de comparare; combinațiile inexistente sînt notate cu d și sînt utilizate la minimizarea ecuațiilor funcțiilor logice OK, $DCR_{\#}$ și DCR_1 :

K_1	K_2	K_3	K_4	DCR_1	OK	$DCR_{\#}$
0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	1	0	1	0
0	0	1	0	d	d	d
0	0	1	1	0	0	1
0	1	0	0	d	d	d
0	1	0	1	d	d	d
0	1	1	0	d	d	d
0	1	1	1	d	d	d
1	0	0	0	0	1	0
1	0	0	1	d	d	d
1	0	1	0	d	d	d
1	0	1	1	d	d	d
1	1	0	0	0	0	1
1	1	0	1	d	d	d
1	1	1	0	d	d	d
1	1	1	1	d	d	d

$$DCR_1 = \bar{K}_1 \cdot \bar{K}_4 = \bar{K}_1 + \bar{K}_4 \quad (4.3)$$

$$\begin{aligned} OK &= K_1 \cdot K_2 + K_3 \cdot K_4 = \\ &= \overline{(\bar{K}_1 + \bar{K}_2) \cdot (\bar{K}_3 + \bar{K}_4)} \quad (4.4) \end{aligned}$$

$$DCR_{\#} = K_2 + K_3 \quad (4.5)$$

Ecuațiile logice de mai sus au fost adaptate în vederea implementării cu circuite existente în tehnologia ECL.

Dacă semnalul de cuantizat se încadrează în domeniul estimat (OK), se efectuează achiziția stabilind amplificarea $AMP_j = AM_j$,

$j = 0, 2^N - 1$. Dacă semnalul de la ieșirea multiplexorului depășește

superior (inferior) domeniul estimat, se stabilește o amplificare mai mică (mare) cu un rang: $AMP_j = AM_{j-1}$ (respectiv $AMP_j = AM_{j+1}$). Reunind cele trei situații, care se exclud reciproc, rezultă

ecuația logică pentru un rang oarecare de selecție a amplificării:

$$AMP_j = \begin{cases} \overline{AM_j \cdot OK + AM_{j-1} \cdot DCR_s + AM_{j+1} \cdot DCR_1} & j=1, 2^E-2 & (4.6a) \\ AM_j \cdot OK + AM_{j+1} \cdot DCR_1 & j=0 & (4.6b) \\ AM_j \cdot OK + AM_{j-1} \cdot DCR_s & j=2^E-1 & (4.6c) \end{cases}$$

Circuitul descris în figura 4.5, realizat în tehnologie ECL, stabilește valoarea amplificării în 23 ns, timp semnificativ mai mare decât cel al circuitului de adaptare cu reacție prezentat mai sus.

În figura 4.6 este prezentată o schemă de adaptare în avans a domeniului de măsurare, mai simplă dar care reclamă dublarea stabilirii domeniului de măsurare în cazul în care semnelul de achiziționat diferă cu mai mult de jumătate de scară față de predicția \tilde{x} . Simplificarea constă în renunțarea la cheile C (fig.4.5) destinate stabilirii referințelor

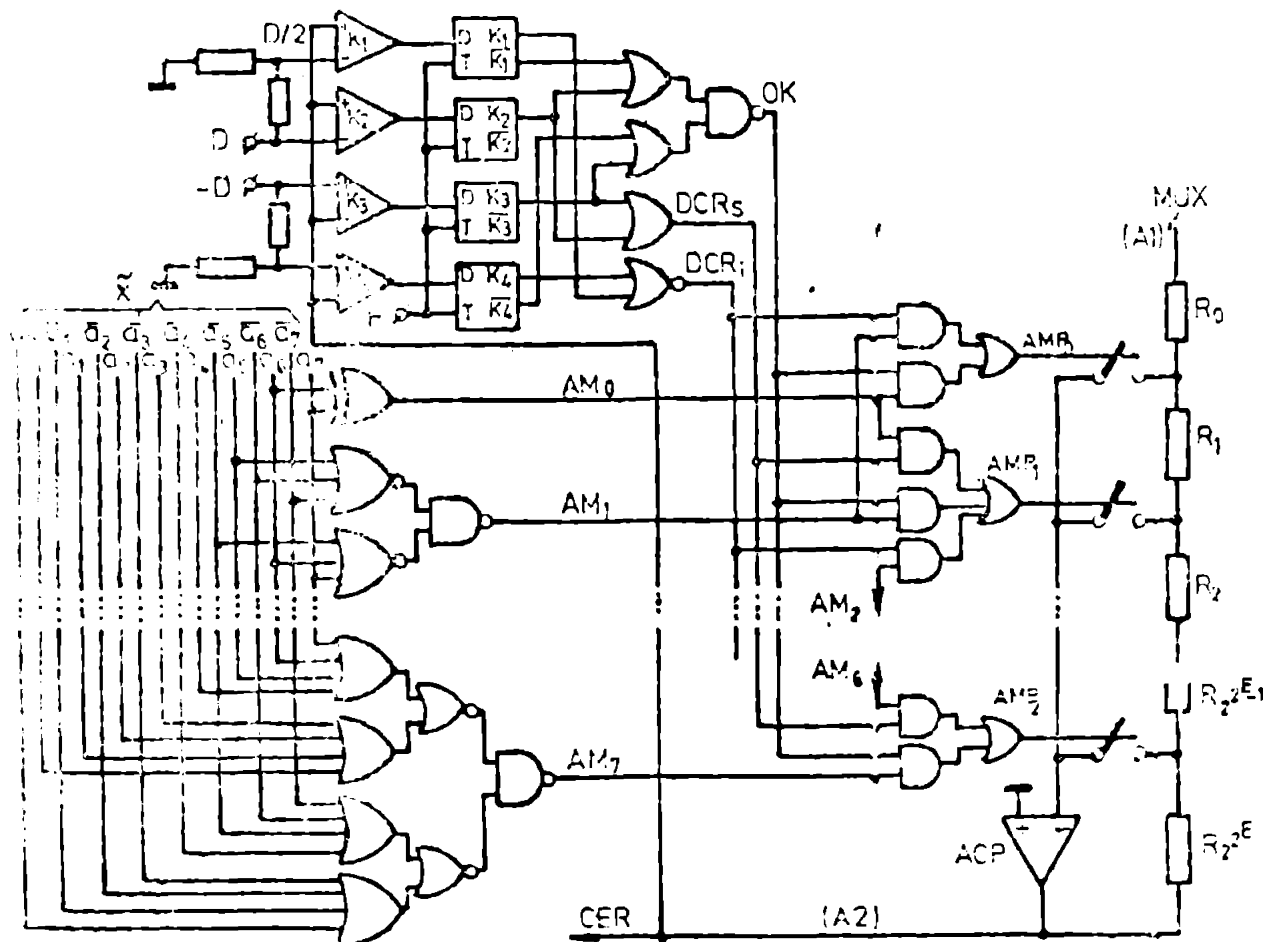


Fig.4.6. Schemă circuitului de adaptare în avans a domeniului de măsurare, conectat la ieșirea amplificatorului ACP

comparatorilor, intrucit în această schemă pragurile sînt fixe, domeniul semnelului de achiziționat fiind normalizat la ieșirea ACP. Schema de adaptare este activată ($F=1$) în momentul în care tensiunea $A2$ s-a stabilizat conform domeniului AM (calculat în blocul BCA pe baza predicției x) și cel puțin pînă la terminarea conversiei (EOC). Durata medie a unei achiziții precum și prețul de cost sînt mai mici decît cele obținute cu SADVM cu dublarea conversiei depășite.

Intrucit domeniul estimat poate să nu coincidă, chiar și după adaptare, cu domeniul semnelului achiziționat, zgomotul de cuantizare al acestui tip de SADVM este mai mare decît în cazul dublării conversiei depășite.

4.3. Implementarea algoritmilor de extrapolare analitică

Utilizarea algoritmilor de extrapolare analitică pentru predicția domeniului de măsurare al SADVM este posibilă în cazul achiziției unor semnale staționare avînd coeficienți de autocorelație care minimizează expresia erorii de predicție.

Pentru a compensa diferența dintre coeficienții de autocorelație ai semnelului real achiziționat și coeficienții ideali din condiția de eroare minimă de predicție, determinarea domeniului de măsurare este efectuată pe baza unui algoritm adaptiv.

În fig.4.7a este redată schema blocului pentru determinarea domeniului de măsurare (DCCP) care implementează un extrapolator polinomial de ordin O adaptiv cu reacție ($\tilde{x}_{n+1} = \tilde{x}_n$). Blocul de memorie M stochează în virgulă mobilă ultime achiziții de la fiecare canal de intrare în SADVM. Memoria fixă PROM conține în formă tabelară funcția de determinare a domeniului de măsurare, respectiv a amplificării ACP, pe baza achiziției precedente.

În aceste condiții algoritmul de adaptare (3.13) devine:

$$z_{n+1} = \begin{cases} z_{n+1} & \text{decă } \left| \sum_{r=0}^{n-1} \tilde{c}_r \cdot 2^r \right| > 2^{n-2} \\ z_{n-1} & \text{decă } \left| \sum_{r=0}^{n-1} \tilde{c}_r \cdot 2^r \right| \leq 2^{n-2} \end{cases} \quad (4.7)$$

Intrucit domeniul de măsurare, respectiv exponentul

schizitiei in virgulă mobilă, sint invers proporționale cu amplificarea ACP, se impune ca:

$$AMP_1 = \begin{cases} 1 & \text{dacă } i = 2^E - 1 - z_{n+1} \\ 0 & \text{dacă } i \neq 2^E - 1 - z_{n+1} \end{cases} \quad i=0, 2^E - 1 \quad (4.8)$$

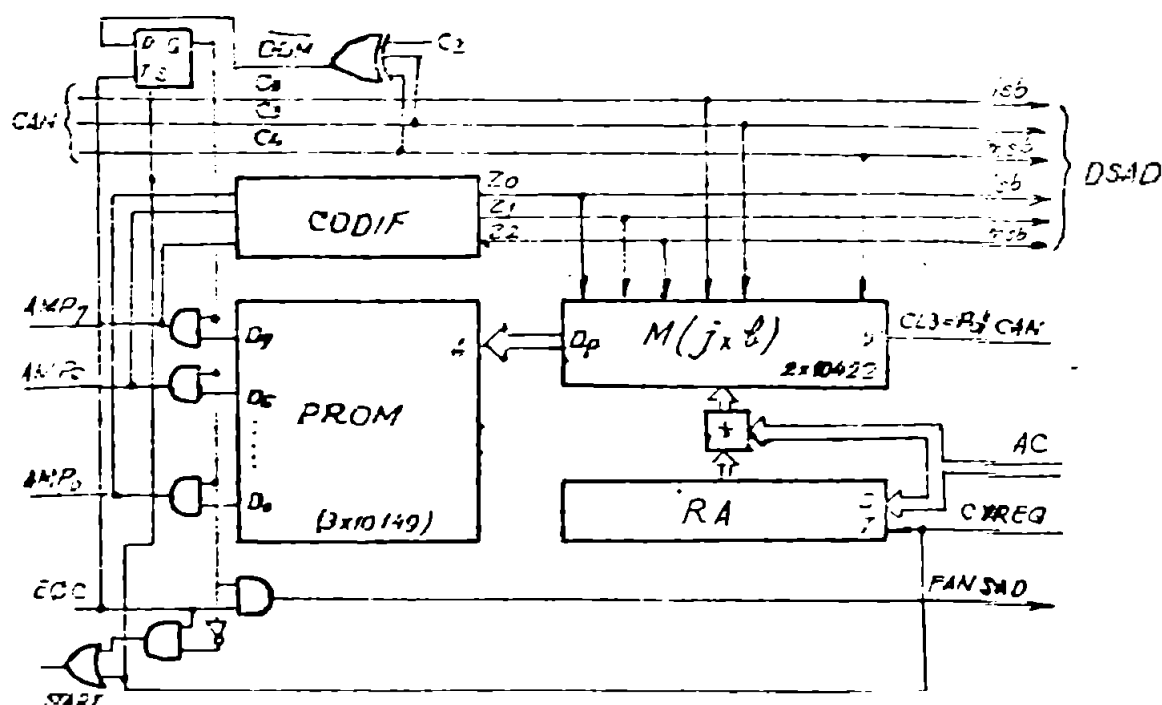


Fig.4.7a. Scheme bloc a DCCP cu extrapolare polinomială de ordinul 0 adaptivă

Stabilirea amplificării este mai urgentă decât determinarea exponentului în formă codificată: din acest motiv memoria PROM conține direct funcția $AMP = f(\bar{z}_n)$. Circuitul codificator CODIF realizează translatarea exponentului de al ieșirea memoriei fixe, din cod ciclic (AMP), în cod binar natural (\bar{z}_n). Mantisa achiziției este dată de ieșirea convertorului analog numeric CAN.

Deafășurarea în timp a unui ciclu de achiziție este redată în cronogramă din fig.4.7b.

Ciclul de stabilire a predicției domeniului de măsurare este declanșat de semnalul CYREQ, sincron cu ciclul de achiziție din SADVM propriu-sis. În registrul RA este menținută adresa canalului selectat și poate fi utilizat în comun stit de memoria M cit și de multiplexorul MUX din SADVM. La adresa selectată din M se găsește valoarea ultimei achiziții de pe canalul

respectiv, adică chiar valoarea predicției, conform metodei de extrapolare polinomială de ordinul 0. Această valoare este utilizată ca vector de adresă pentru memoria fixă P \bar{A} OM care conține tabelul ce reprezintă algoritmul de așteptare a amplificării ACP.

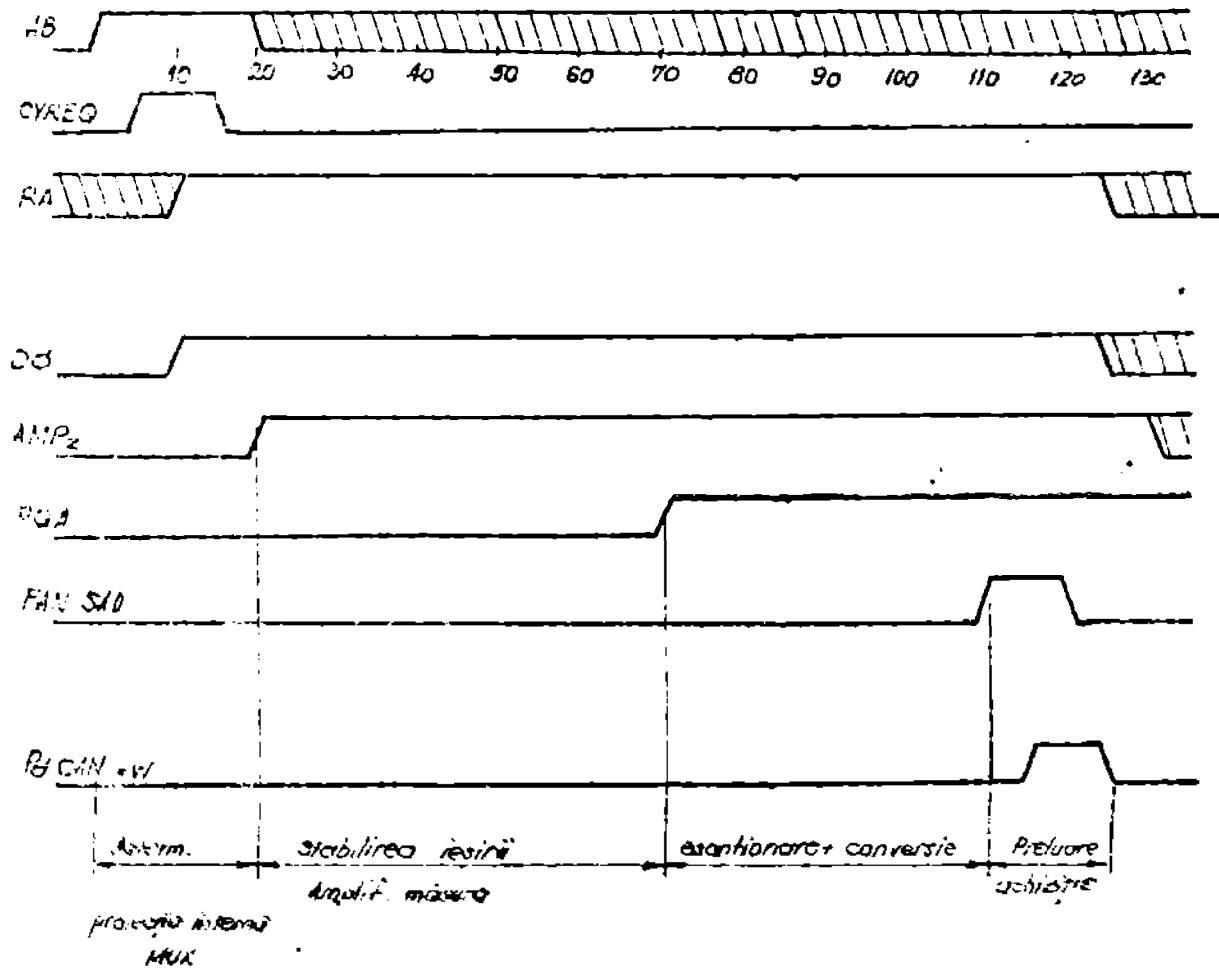


Fig.4.7b. Diagrama de timp pentru un ciclu de achiziție al SADVM cu extrapolare de ordinul 0

Determinarea vectorului de comandă a amplificării ACP (AMP) are loc simultan cu stabilirea tensiunii la ieșirea multiplexorului analogic MUX. Astfel, efectuarea acestui algoritm este transparentă față de funcționarea SADVM. La sfârșitul conversiei (EOC) este generat semnalul DMN în cazul depășirii superioare a domeniului de măsurare. Dacă aplicația SADVM permite reluarea achizițiilor care su depășit domeniul de măsurare, semnalul DMN forțază prin intermediul bistabilului Q un nou ciclu de conversie pe domeniul maxim de măsurare. Dacă semnalele achiziționate se încadrează în domeniul maxim de măsurare al SADVM, prin dublarea conversiilor depășite se anulează, practic,

zgomotul de saturație. În cazul depășirii domeniului de măsurare de către semnalul achiziționat, conform acestei metode, SADVM reia conversia până la reintrarea în domeniul măsurabil a semnalului de intrare. După prima conversie nesaturată dispare semnalul DMM și se poziționează semnalul FANSAD, ceea ce duce la preluarea rezultatului conversiei de către sistemul de calcul. Sincron cu acest transfer se memorează achiziția curentă în M (CL3 = Pd CAN) în vederea utilizării sale la achiziția următoare. În cazul prelungirii inadmisibile a ciclului de achiziție în cazul unei depășiri de domeniu de mai lungă durată, calculatorul poate declanșa un nou ciclu de achiziție la o altă intrare a SADVM.

Pentru implementarea unui extropolator de ordin superior se impune extinderea memoriei M la un număr de nivele egal cu ordinul algoritmului aplicat, precum și adăugarea unui bloc de calcul a predicției. În fig.4.8a este redată schema DCCP bazat pe un algoritmul de extropolare analitică, polinomială de ordinul doi: $\bar{x}_{n+1} = 3 \cdot (\bar{x}_n - \bar{x}_{n-1}) + \bar{x}_{n-2}$.

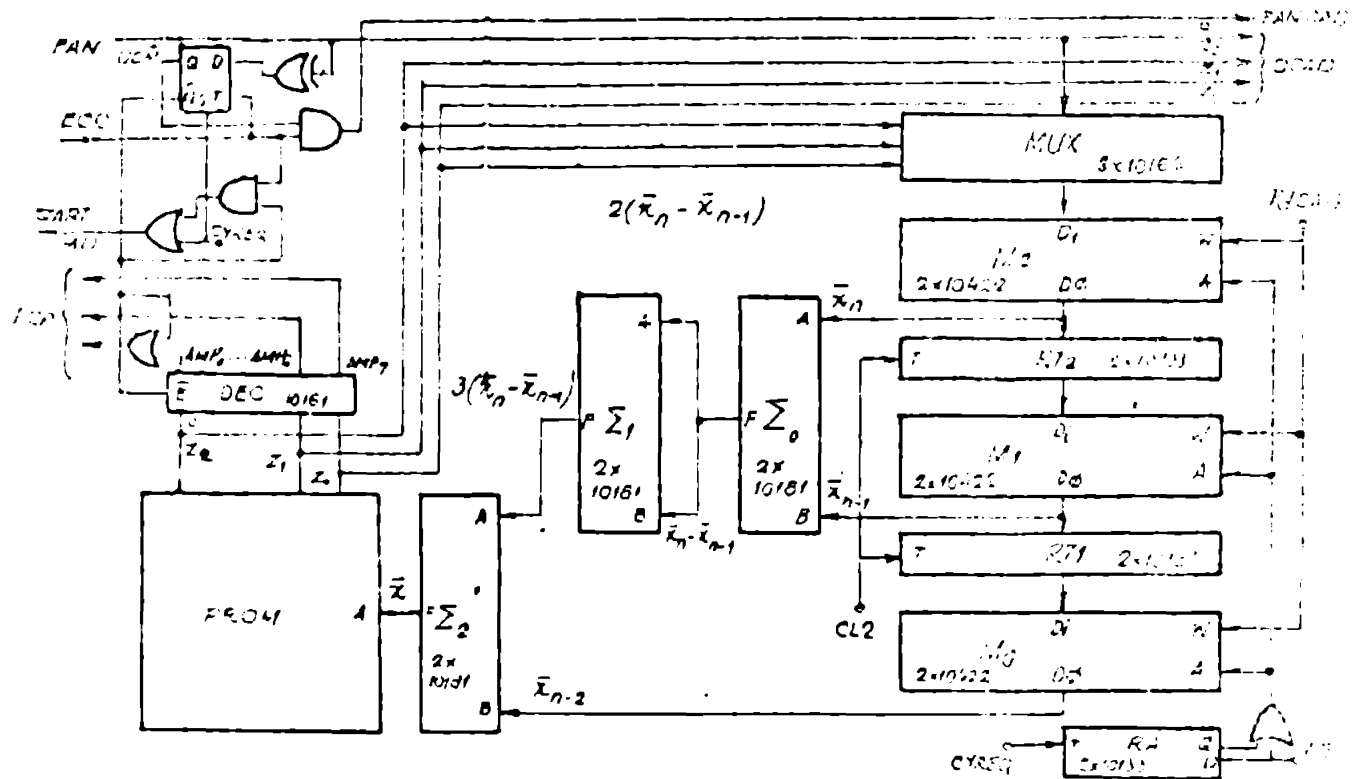


Fig.4.8a. Schema bloc a DCCP cu extropolare polinomială de ordinul 2, adaptivă.

Ultimele trei achiziții ($\bar{x}_n, \bar{x}_{n-1}, \bar{x}_{n-2}$) de la fiecare intrare a SAEVM sînt stocate în virgulă fixă în cele trei matrici de memorie M_0, M_1, M_2 . Translatarea din virgulă mobilă în virgulă fixă este realizată cu ajutorul multiplexorului MUX, conectat la ieșirea CAN și comandat de semnalele de control ale domeniului de măsurare, respectiv de exponentul s_{n+1} al achiziției.

Predicția este determinată cu ajutorul a trei sumatoare (notate Σ în fig.4.8a): Σ_0 calculează $\bar{x}_n - \bar{x}_{n-1}$, Σ_1 adună la această diferență valoarea sa dublată (diferența deplasată cu un rang la stînga) pentru a determina termenul $3 \cdot (\bar{x}_n - \bar{x}_{n-1})$, iar Σ_2 calculează \tilde{x}_{n+1} . Pe baza predicției se stabilește valoarea exponentului s_{n+1} cu ajutorul algoritmului de adaptare cu reacție (3.12) reformulat pentru calculul în virgulă fixă (4.2). Tabelul funcției de adaptare este stocat în memoria fixă PROM. Pentru minimizarea capacității memoriei PROM, valorile amplificării ACP sînt stocate codificate în binar natural (s), vectorul AMP fiind obținut ulterior prin decodificare în DEC.

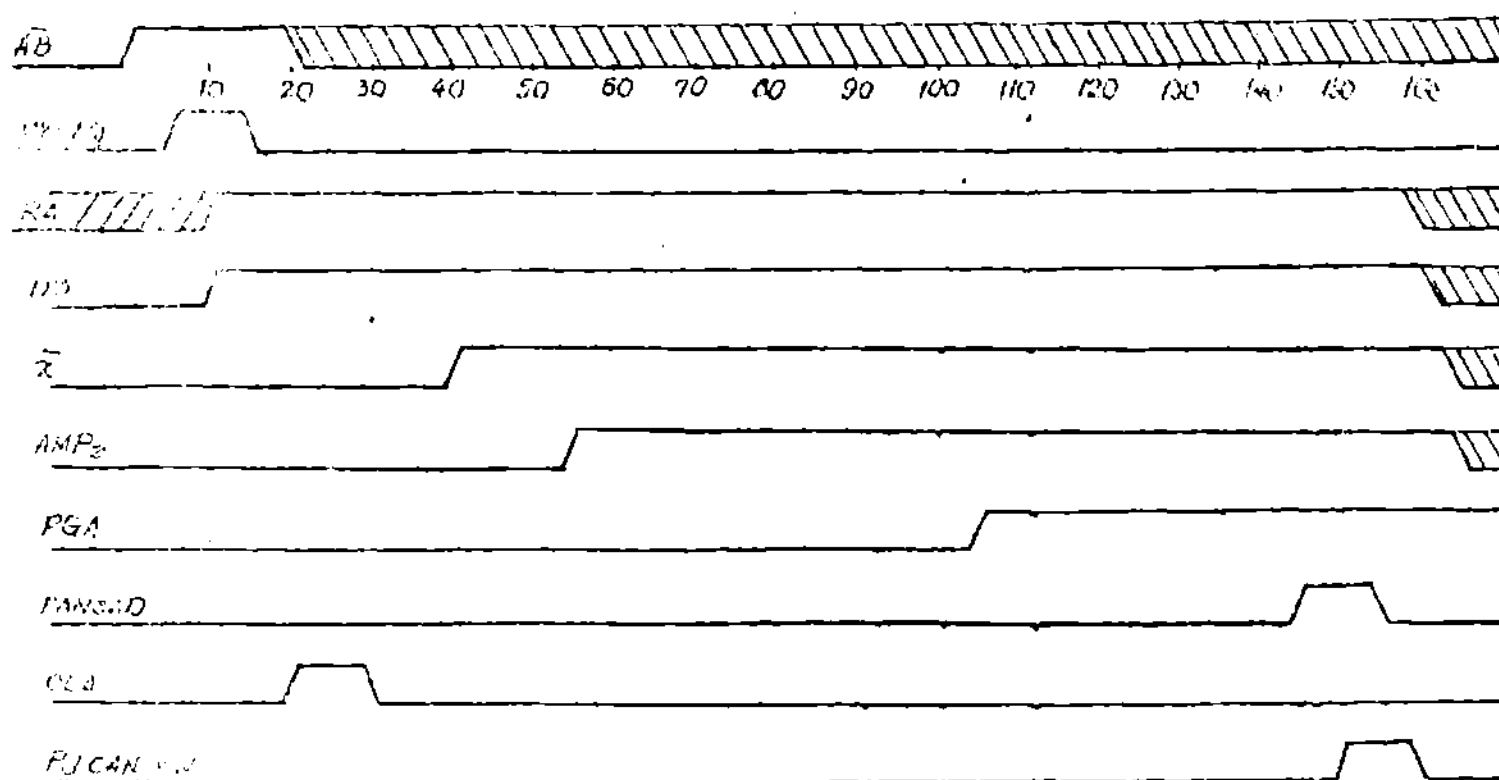


Fig.4.8b. Diagrama de timp pentru un ciclu de achiziție al SAEVM cu extrapolare de ordinul 2

Secvența de achiziție este lansată efectiv în SADVM după stabilirea AMP la ieșirea decodificatorului DDC. Simultan cu desfășurarea achiziției curente, valorile \bar{x}_n și \bar{x}_{n-1} - de la ieșirile M_2 , M_1 - sînt înscrise temporar în registrele tampon MT_2 respectiv MT_1 (CLL).

Rezultatul conversiei (mantisa C generată de CAN și exponentul z stabilit de DCCP) este predat pe de-o parte sistemului de calcul, iar pe de alta este înscris în M_2 , simultan cu deplasarea vechilor valori (\bar{x}_n, \bar{x}_{n-1}) în M_1 și M_0 . Aceste transferuri sînt sincronizate cu semnalul Pd CAN, generat de sistemul de calcul la terminarea ciclului de achiziție.

Desfășurarea în timp a unui ciclu de achiziție pentru SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare prin extrapolare polinomială de ordinul 2, adecvată este descrisă în cronograma din fig.4.8b.

Dacă aplicația SADVM permite reluarea achizițiilor ce au depășit domeniul de măsurare prezis, DCCP poate fi completat cu circuite ce pot comanda reluarea acestor achiziții. Astfel, dacă mantisa (C - ieșirea CAN) depășește superior domeniul de măsurare, se generează semnalul DDM, care redeclanșează o achiziție în SADVM, forțînd totodată o amplificare minimă a ACP (AMP_0). Dacă noua achiziție se încadrează în domeniul CAN, se admite generarea semnalului FANSAD, prin care sistemul de calcul este informat de sfîrșitul ciclului. În cazul în care semnalul de achiziționat are o valoare care depășește continuu domeniul maxim de măsurare, SADVM rămîne într-o buclă închisă de achiziții de la intrarea respectivă. În această situație sistemul de calcul, pe baza orologiului de timp real propriu, decide continuarea achizițiilor de la celelalte intrări analogice.

Schema a fost sintetizată cu circuite din familia ECL serie 10 k [P176], rezultînd o prelungire a ciclului de achiziție față de SADVM cu extrapolare polinomială de ordinul 0 cu 20%.

4.4. Implementarea algoritmilor de predicție liniară

În cazul achiziției unor semnale staționare având caracteristici incompatibile cu extrapolarea analitică, prereglarea domeniului de măsurare poate fi realizată în timp real cu ajutorul predicției liniare. Cunoașterea matricii de autocorelație permite calculul off line a coeficienților de predicție liniară, pe baza cărora poate fi implementat algoritmul:

$$\tilde{x}_n = \sum_{k=1}^p a_k \bar{x}_{n-k}.$$

Determinarea în timp real a predicției \tilde{x}_n reclamă efectuarea de înmulțiri, operații marș consumatoare de timp. Dacă rezoluția SADVM, este 2^{-m} , calculul valorii \tilde{x}_n necesită p înmulțiri și adunări, a unor operații cu m biți. Minimizarea timpului de calcul a predicției poate fi realizată prin evitarea efectuării înmulțirilor în timp real.

O metodă de evitare a efectuării înmulțirilor în timp real constă în utilizarea unor memorii fixe ce conțin rezultatul înmulțirilor coeficienților de predicție $\{a_k, k=1, p\}$ cu toate valorile pe care le poate lua semnalul achiziționat \bar{x} . Implementarea acestei tehnici de calcul a predicției necesită doar p adunări și citiri din memorie. Metoda este eficientă dacă $p < m$.

O altă metodă de calcul a predicției se bazează pe o structură aritmetică distribuită, care reduce la m adunări și citiri din memorie numărul operațiilor efectuate, indiferent de numărul coeficienților de predicție p . Evident, cea de-a doua metodă este utilă dacă $p > m$.

Definim raportul valorii medii pătratice a semnalului de achiziționat față de dispersia erorii de predicție:

$$G = \frac{M(X^2)}{M[(X-\tilde{x})^2]}.$$

În cazul achiziției unor semnale caracterizate printr-o creștere rapidă în saturație a mărimii G la creșterea numărului de coeficienți de predicție (p) este recomandată prima metodă de calcul a predicției, atât din punctul de vedere al vitezei de calcul cât și al prețului de cost.

În figura 4.9a este prezentată schema DCCP pentru predicția

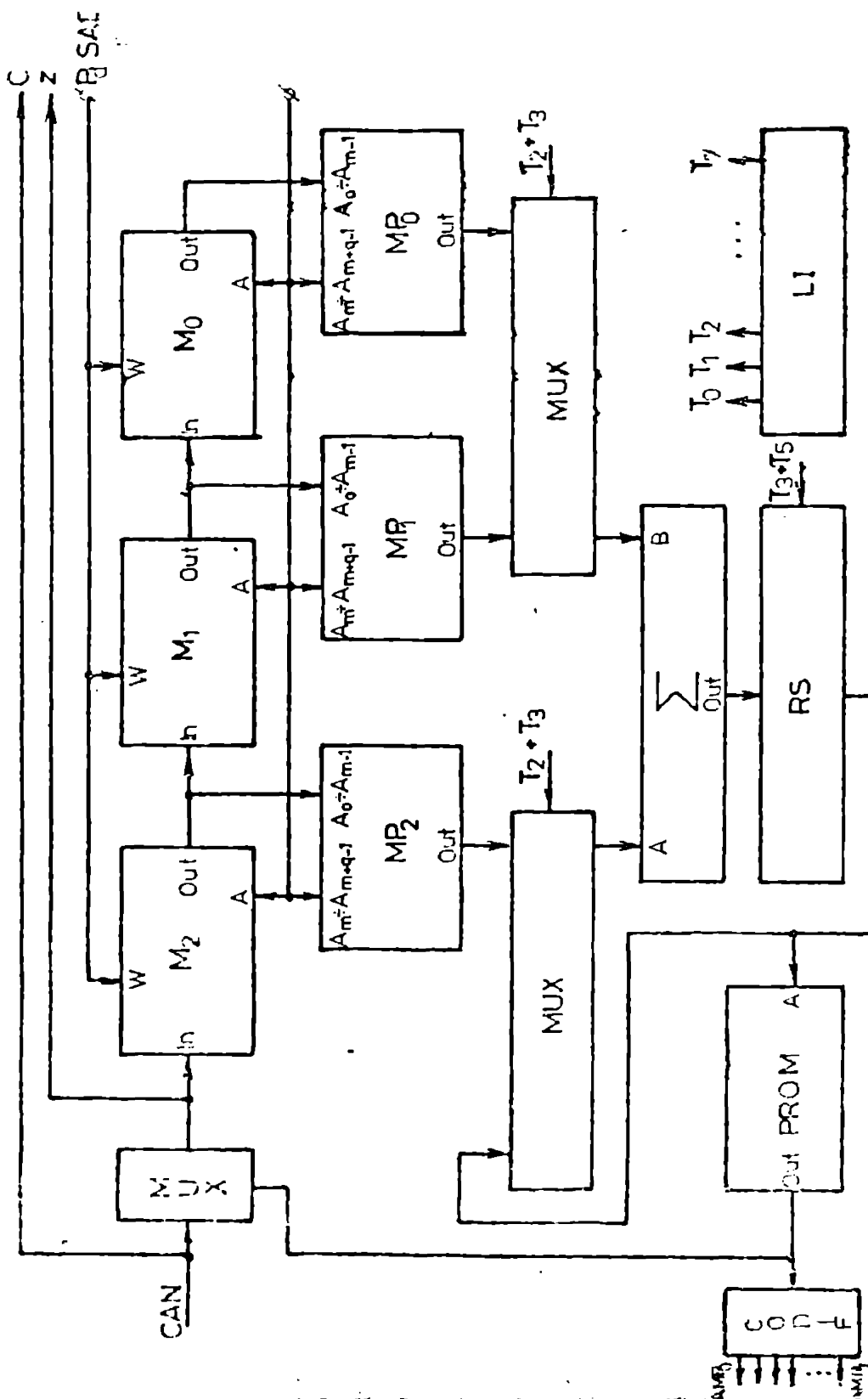


Fig.4.9a. structura LCCP cu predicție liniară ($p < m$)

liniară în funcție de ultimele trei eșchiziții ($p=3$) și o rezoluție a convertorului analog numeric de 2^{-6} .

Modulele de memorie M_0-M_2 , de capacitate mai mare sau egală cu numărul intrărilor SADVK, stochează ultimele trei eșchiziții pe fiecare canal de intrare. Estimarea predicției se face în virgulă fixă, drept pentru care intrarea în

blocul de memorie M_2 este conectată la ieșirea CAN prin intermediul unui translator din virgulă mobilă realizat cu multiplexorul MUX.

Produsele coeficienților de predicție cu toate numerele din domeniul $\overline{0, 2^m-1}$ $\{a_k \cdot \bar{x}_{n-k}, k=\overline{0, 2}, \bar{x}_{n-k} = \overline{0, 2^m-1}\}$, formează blocuri de date stocate în memoriile $MP_0 - MP_2$. La fiecare adresă a unui bloc din MP se găsește memorat rezultatul înmulțirii coeficientului de predicție (de înmulțitul), cu echivalentul numeric al valorii vectorului de adresă respectiv (înmulțitorul). Conectând la bornele de adresă ale memoriei MP rangurile corespunzătoare ale înmulțitorului \bar{x}_{n-k} (ieșirile de date ale $M_0 - M_2$), produsul rezultă ca o simplă citire din MP. Fiecare bloc de date din MP corespunde coeficienților de predicție caracteristici semnalului aplicat la una din intrările SADVM și este adresat de același vector AB ca și multiplexorul analogic MUX din SADVM ($AB_1 = A_{m+1}, i=\overline{0, q-1}, q=\log_2 j$). Deci capacitatea minimă a unei memorii MP este 2^{m+q} cuvinte.

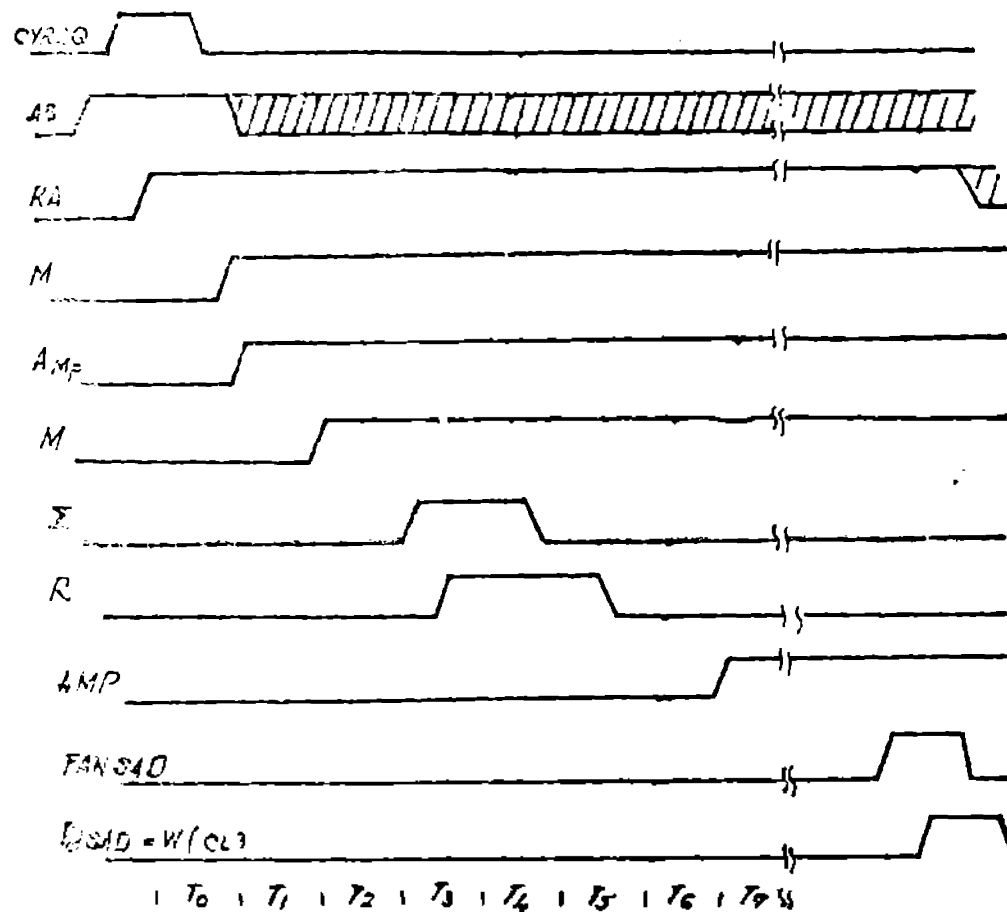


Fig.4.9b. Diagrama de timp a unui ciclu de schimbare într-un SADVM cu predicție liniară ($p < m$)

Desfășurarea în timp a unui ciclu de achiziție în virgulă mobilă bazată pe predicție liniară ($p < m$) este redată în fig.4.9b.

În cazul achiziției unor semnale caracterizate printr-o funcție $G(p)$ lent crescătoare, metoda prezentată anterior nu este suficient de rapidă. Calculul predicției în timp real este posibil cu ajutorul unei structuri de aritmetică distribuită. Rezultatele cuantizării $\bar{x}(n)$ prezintă fracțiuni din domeniul de măsurare al SAD și deci există relația $|\bar{x}(n)/D| \leq 1$. Aceste valori sînt exprimate în cod complementar față de 2, în ipoteza simplificatoare $D=1$:

$$\bar{x}(j) = -\bar{x}_0(j) + \sum_{i=1}^{m-1} \bar{x}_1(j) \cdot 2^{-i}$$

unde $\bar{x}_1(j) \in \{0,1\}$ reprezintă rangurile binare ale mărimii $\bar{x}(j)$

Expresia predicției devine:

$$\begin{aligned} \bar{x}(n) &= \sum_{k=1}^p \sum_{i=1}^{m-1} a_k \cdot \bar{x}_1(n-k) \cdot 2^{-i} - \sum_{k=1}^p a_k \cdot \bar{x}_0(n-k) \\ &= \sum_{i=1}^{m-1} 2^{-i} \sum_{k=1}^p a_k \cdot \bar{x}_1(n-k) - \sum_{k=1}^p a_k \cdot \bar{x}_0(n-k) \end{aligned}$$

Fie $Y[\bar{x}_1(n-1), \bar{x}_1(n-2), \dots, \bar{x}_1(n-p)] = \sum_{k=1}^p a_k \cdot \bar{x}_1(n-k)$ cu $i=\overline{1, m-1}$,

atunci:

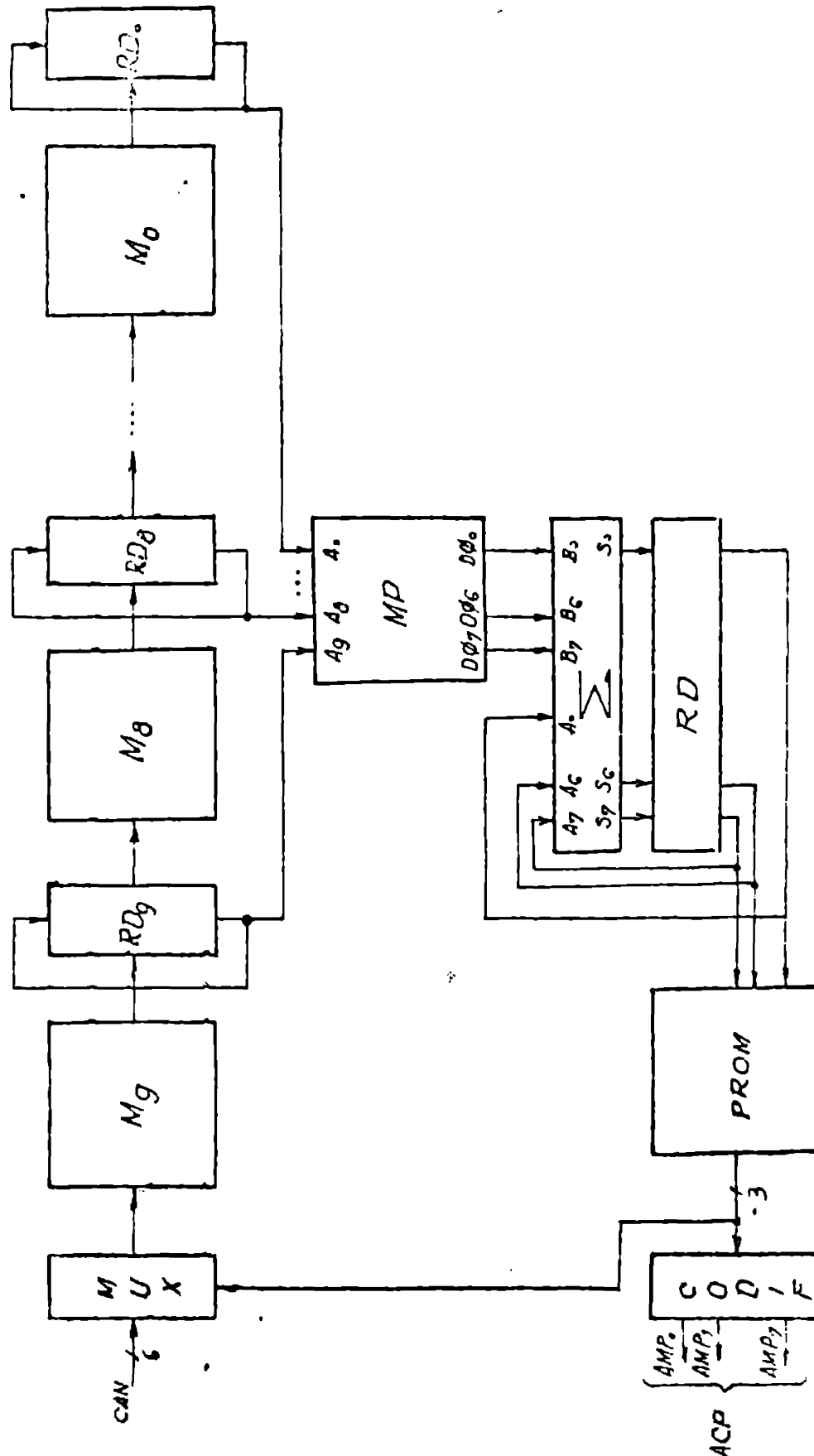
$$\begin{aligned} \bar{x}(n) &= \sum_{i=0}^{m-1} 2^{-i} Y[\bar{x}_1(n-1), \bar{x}_1(n-2), \dots, \bar{x}_1(n-p)] - \\ &\quad - Y[\bar{x}_0(n-1), \bar{x}_0(n-2), \dots, \bar{x}_0(n-p)]. \end{aligned}$$

Funcția Y poate fi implementată cu ajutorul unei memorii care are ca vector de adresă biții de același rang "1" ai achizițiilor luate în calculul predicției $\{\bar{x}_1(n-k); k=\overline{1, p}\}$ și care stochează în locațiile respective valorile funcției:

$$\sum_{k=1}^p a_k \cdot \bar{x}_1(n-k); \bar{x}_1(n-k) \in \{0,1\} .$$

Astfel, determinarea predicției necesită $m+1$ adresări a memoriei și m adunări, indiferent de numărul coeficienților de predicție. Superioritatea de viteză a acestei metode față de cea precedentă este cu atât mai evidentă cu cât $p > m$. Memoria are o capacitate de $2^{p+j}m$ cuvinte.

Schema care implementează acest algoritm de determinare a domeniului de măsurare este redată în fig.4.10.



Calculul predicției $\tilde{x}(n)$, respectiv însumarea produselor $\{a_k \cdot \tilde{x}(n-k), k=0, p-1\}$, este efectuat recursiv cu ajutorul sumatorului complet și al registrului de calcul $\times 6$. Sincronizarea operațiilor în cadrul BCCP este efectuată cu ajutorul liniei de întârziere LI, declanșată de semnalul de lansare a achiziției CY.EQ.

Valoarea $\tilde{x}(n)$ este memorată în $\times 6$ pe durata achiziției. Pe baza predicției se stabilește domeniul de măsurare AMP_g cu ajutorul unei funcții de adaptare stocate în memoria P.OM, printr-o metodă similară cu cea utilizată la prereglerul domeniului prin extrapolare analitică.

Deoarece unele semnale achiziționate sînt cvasistaționare, se impune recalcularea periodică a coeficienților de predicție. Avînd în vedere că pe durata achiziției sistemul de calcul la care este conectat SAD este ocupat practic continuu cu controlul SAD, reactualizarea coeficienților de predicție nu poate întreține tot în sarcinile sale. Această problemă este rezolvabilă pe un sistem multimicroprocesor. Un procesor conduce achiziția, în timp ce restul procesoarelor evaluează coeficienții de predicție. Dialogul între procesorul SAD și celelalte procesoare constă în prelucrarea datelor achiziționate de primul, pe de-o parte, și predarea coeficienților de predicție evaluați de cele din urmă, pe de altă parte. Acest tip de dialog este caracteristic sistemelor multiprocesor asimetric, slab cuplate prin intermediul unui bloc de memorie comună [Cr84]. Autorul a proiectat și realizat un astfel de sistem, bazat pe un număr redus (≤ 4) de microprocesoare din familia INTEL 8080/8085. Au fost reunite într-o structură două microsisteme autonome legate printr-un bloc de memorie comună și o rețea de interconectare între sistemele lor de intreruperi [GC84].

Schema bloc a sistemului multimicroprocesor realizat este redată în fig.4.11. Primul microsistem, bazat pe un microprocesor 8080, are spațiul memoriei complet ocupat (8 ko EPROM, 24 ko DRAM și 32 ko RAM cu ferite); conține în structură sa un display (DAF 1001P), un lector de bandă perforată (LB 50), un perforator de bandă (DT 105), o mașină de scris (ROBOTRON SM4000), o imprimantă (DA10), iar ca memorie de masă un casetofon comercial. Microsistemul este dotat cu un SAD

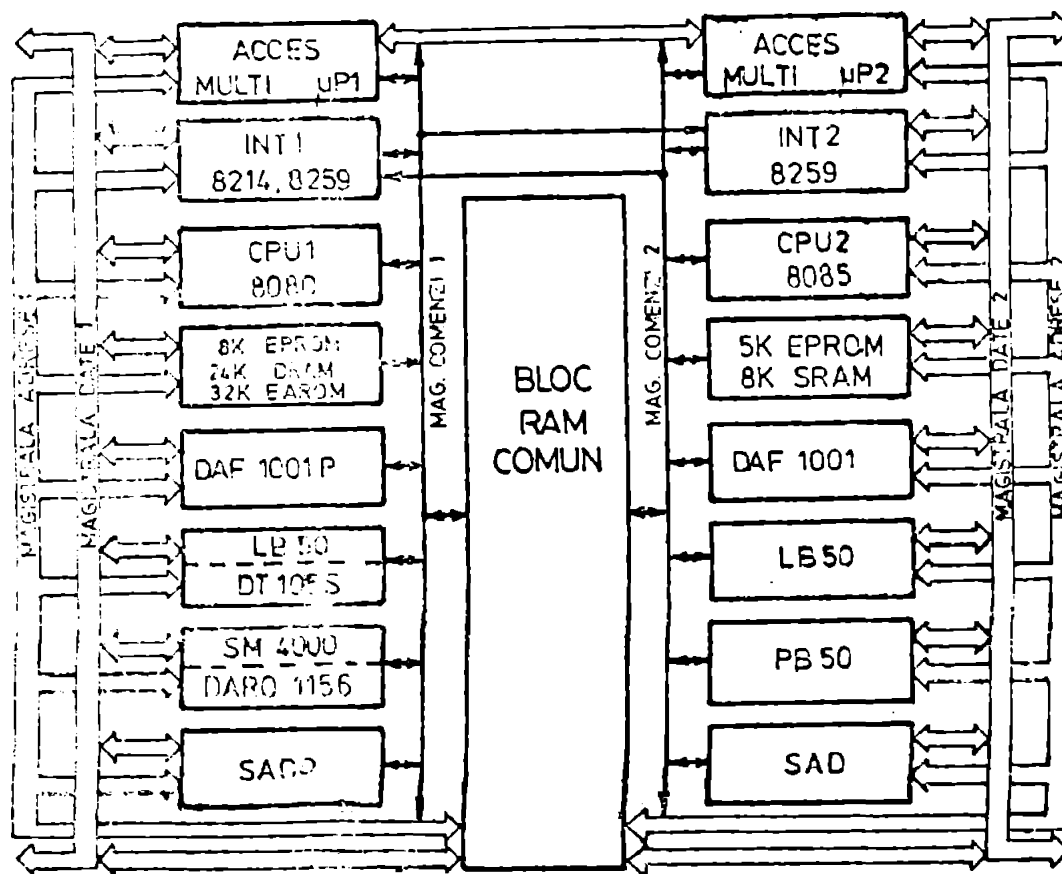


Fig.4.11. Schema bloc a sistemului multimicroprocesor

cu 24 intrări pseudodiferențiale, având rezoluția de 0,25 mV, pentru un domeniu maxim de $[-5,12; 5,12]$ V, precum și cu trei orologii de timp real pilotate cu cuarț. Toate perifericele sunt conectate la unitatea centrală printr-un sistem cu 15 nivele de întrerupere realizat cu circuitele specializate 8259 și 8214.

Cel de-al doilea microsistem bazat pe microprocesorul 8085, este înzestrat cu 5 ko EPROM și 8 ko SRAM. Pe lângă periferia standard (DAF 1001, LB 50, P 50), sistemul este dotat cu un SADV având parametri mai modeste decât primul microsistem. Blocul de memorie comună are o capacitate de 2 kocteți și poate fi utilizat de toate unitățile centrale înglobate în sistemul multimicroprocesor.

Accesul fiecărui microsistem la această zonă de memorie poate avea loc în două regimuri diferite: normal sau exclusiv. În primul regim fiecare procesor are acces la blocul comun oțte un ciclu. Acest regim este utilizat la transferul unor date având lungimea de 1 octet (spre exemplu valoarea calculată a unui coeficient de predicție). În cazul unei concurențe a cererilor de acces, microsistemul care efectuează achiziția este servit cu prioritate. Dacă o cerere de acces este generată de

un microsistem în timpul unui ciclu lansat de un alt microsistem, primul este menținut în WAIT până la eliberarea memoriei comune. Având în vedere că nici un microprocesor nu lansează cereri de acces la memorie în fiecare stare, timpul maxim de așteptare este mai mic decât perioada de tact a microprocesorului servit la un moment dat. Pentru a nu se prelungi ciclul memoriei comune, pentru tratarea concurenței sînt utilizate direct semnalele de adresă ale microprocesoarelor, autorizate în final de eventualele cereri de acces.

În regimul de funcționare exclusiv, oricare din cele două procesoare poate bloca accesul celuilalt, atît timp cît dorește să lucreze neîntrerupt cu memorie comună. Această situație apare atunci cînd microsistemul care efectuează achiziția trebuie să depună în memorie comună un rezultat mai lung de un octet, sau atunci cînd are loc înscrierea coeficienților de predicție actualizați. Pînă la terminarea ciclurilor de memorie desfășurate în acest regim exclusiv, celălalt microsistem este menținut în așteptare, dacă lansează o cerere de acces la aceeași zonă. Stabilirea regimului exclusiv poate fi comandată de oricare din procesoare cu ajutorul unei instrucții de scriere în memorie la o adresă dedicată; scrierea în memorie este dublată de poziționarea bistabilului ce semnalizează stabilirea regimului exclusiv pentru microsistemul care a lansat această cerere. Ieșirea din acest regim, respectiv re poziționarea bistabilului de stabilirea a regimului, este efectuată doar de microprocesorul care a determinat acest mod de funcționare.

Pe lîngă implementarea dialogului între microsystemele componente, necesar efectuării algoritmilor de predicție liniară a semnalelor ovasistaționare, sistemul multimicroprocesor este prevăzut cu legături între sistemele lor de întrerupere. Aceste conexiuni permit sincronizarea activității microsystemelor, fiecare dintre ele putînd cere o întrerupere la celălalt microprocesor, prin intermediul unei instrucții de intrare-ieșire. Această facilitate este necesară decît actualizarea coeficienților de predicție este impusă de procesorul care conduce achiziția, cu o rată mai mică decît viteza maximă admisă de celălalt microsistem.

Sistemul multimicroprocesor conține un sistem de operare

(80) timp real, distribuit prin replicare [Cr84]. Fiecare microsistem are propriul său sistem de operare - componentă autonomă a SO distribuit. Interconectarea software a sistemelor este realizată prin intermediul unor componente specializate (nucleul distribuit și componenta distribuită pentru cooperare [CG83]). Compatibilitatea la nivel de instrucție a procesoarelor componente a facilitat realizarea structurii multi-microprocesor prezentată mai sus.

Pentru metodele de prereglerare a domeniului de măsurare din cadrul SADVM, bazate pe extrapolare polinomială și predicție liniară, prezentate în capitolul precedent, au fost elaborate scheme originale care implementează eficient algoritmi propuși. Un factor important în minimizarea timpului de determinare a predicției a fost elaborarea unei structuri originale de memorie care facilitează circulația valorilor achiziționate în cadrul stabilizării domeniului de măsurare, fără a încălca suplimentar ciclul de achiziție al SADVM. Schemele elaborate pentru implementarea metodelor de adaptare originale încercă bugetul de timp al SADVM, dar micșorează considerabil erorile de predicție și deci determină reducerea zgomotului de cuantizare. Autorul a realizat un model funcțional original de sistem multimicroprocesor, destinat rezolvărilor de timp real ce depășesc puterea de calcul a unui microsistem monoprocessor (de pildă prereglerarea domeniului de măsurare al SADVM prin predicție liniară la achiziția unor semnale cvasistacionare). Studiul caracteristicilor structurilor prezentate mai sus constituie obiectul capitolului următor, urmărindu-se în primul rând efectuarea unei paralele cu parametrii SAD clasice.

Facilitatea fabricării circuitelor logice în comparație cu cele analogice recomandă utilizarea SADVM cu predicție adaptivă în aplicațiile ce necesită o precizie relativă ridicată și un timp de achiziție redus. Structurile bazate pe predicție liniară, deși mai complicate decât cele cu predicție polinomială, se pretează la îmbunătățirea preciziei relative prin codificare în virgulă mobilă în cazul urmăririi unor fenomene cvasistacionare, cu coeficienți de autocorelație ridicăți, atunci când datele de intrare ale algoritmilor de prelucrare a acestor semnale sînt chiar coeficienții de predicție liniară. Indiferent de codificare, în această situație, coeficienții de predicție sînt

evaluați în timp real cu un sistem de calcul multiprocesor și deci pot fi utilizați și în cadrul SADVM. În acest caz, se elimină necesitatea unei investiții suplimentare pentru implementarea schemelor de calcul a coeficienților de predicție liniară, și deci cu o extindere relativ necomplicată, poate fi mărită substanțial precizia relativă a CAD utilizat.

5. Caracteristicile SADVM cu prereglarea domeniului de măsurare

Principalele caracteristici pe baza cărora vom efectua o comparație între diversele variante de SADVM sînt: dinamica, raportul semnal-zgomot de cuantizare, viteze de achiziție și prețul de cost. Ca element de comparație ne vom referi la SADVF cu cuantizare uniformă, avînd rezoluția 2^{-b} , unde b reprezintă numărul de biți utilizați pentru codificarea valorilor achiziționate în SADVM: $b = E + m$ (E biți pentru exponent și m pentru mantisă).

Dinamica semnelor de intrare bipolare acceptate de un SADVF cu cuantizare uniformă este $\mathcal{D}_u = 2^{b-1}$.

În vederea minimizării zgomotului de saturare al CAH, uzual domeniul de intrare al SADVF cu cuantizare uniformă pentru semnale cu distribuție normală centrată, este ales $[-D, D]$, cu $D = 4 \cdot \sigma_x$, unde σ_x este abaterea medie pătratică a semnelului achiziționat. Valoarea unei cuante este:

$$\Delta x = 8 \sigma / 2^b = \sigma \cdot 2^{-b+3}; \quad (5.1)$$

raportul semnal zgomot de cuantizare este, în condițiile (2.7)

$$SN_{z_u} = \frac{M(X^2)}{M_u(\epsilon^2)} = 3 \cdot 4^{b-2} \quad (5.2)$$

Durata unei achiziții nu poate fi coborîtă în tehnologia actuală sub $\tau_u = 100$ ns, elementele mari consumatoare de timp fiind multiplexorul analogic și amplificatoarele operaționale din calea de semnal.

5.1. Caracteristicile SADVM cu convergie dublă

SADVM avînd domeniile de măsurare (D_1) puteri ale bazei 2 ($\{D_1 = 2^i, i = 0, 2^S - 1\}$, unde S reprezintă numărul de biți folosiți pentru codificarea domeniului) au o dinamică:

$$\mathcal{D}_{VM} = 2^{2^E-1} \cdot (2^{E-1}-1) = (2^{2^E-E-1} - 2^{2^E-b}) \mathcal{D}_u \quad (5.3)$$

Pentru $E=3$ și $b=8$ dinamica SADVM este mai bună ce cea a SADVF de $\mathcal{D}_{VM}/\mathcal{D}_u = 15$, iar pentru $E=4$ și $b=16$, $\mathcal{D}_{VM}/\mathcal{D}_u = 2047$. Pe de altă parte, pentru un CAD de rezoluție dată (m), prin adăugarea m biți se obține o creștere a dinamicii de 2^{2^E-1} ori.

Raportul semnal zgomot de cuantizare pentru un semnal dat este determinat de valoarea pătratică medie a zgomotului de cuantizare $M_d(\varepsilon^2)$. În cazul unui SADVM cu conversie dublă, valoarea $M_d(\varepsilon^2)$ poate fi determinată în condițiile impuse de teorema cuantizării, astfel:

$$M_d(\varepsilon^2) = \frac{1}{12} \sum \Delta p_i \Delta x_i^2 = \frac{1}{12} \sum p_i \cdot \left(\frac{\Delta x_i}{2^i}\right)^2, \text{ unde}$$

$$i = \begin{cases} 0 & \text{dacă } |x| \in \left[\frac{D}{2}, \infty\right) = D_0 \end{cases} \quad (5.4a)$$

$$i = \begin{cases} 1 & \text{dacă } |x| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}}, \frac{D}{2^i}\right) = D_i \text{ și } i=1, 2^E-2 \end{cases} \quad (5.4b)$$

$$i = \begin{cases} 2^E-1 & \text{dacă } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-1}}\right) = D_{2^E-1} \end{cases} \quad (5.4c)$$

cu $\Delta x = 2 D/2^m = 2^{-m+1} D$, iar p_i reprezintă probabilitatea de apariție a unui semnal în domeniul D_i , $i=0, 2^E-1$.

Dacă densitatea de repartiție a semnelului achiziționat X este $w(X)$, iar Δx este cuanta CAK pe domeniul maxim de măsurare D , zgomotul de cuantizare al SADVM cu conversie dublă este:

$$M_d(\varepsilon^2) = \frac{D^2}{12 \cdot 4^{E-1}} G(X), \text{ unde}$$

$$G(X) = \int_{-\infty}^{-D} w(X) \cdot dx + \sum_{i=1}^{2^E-1} \frac{1}{4^{i-1}} \left(\int_{\frac{D}{2^{i-1}}}^{\frac{D}{2^i}} w(X) \cdot dx + \int_{\frac{D}{2^i}}^{\frac{D}{2^{i-1}}} w(X) \cdot dx \right) + \frac{1}{4^{2^E-1}} \int_{\frac{-D}{2^{2^E-1}}}^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} w(X) \cdot dx + \int_0^{\infty} w(X) \cdot dx \quad (5.5)$$

Decă se alege $D = 4 \sqrt{x}$, zgomotul de cuantizare al SADVM cu conversie dublă devine:

$$M_d(\varepsilon^2) = \frac{\sqrt{x}}{12 \cdot 4^{m-3}} G(x).$$

Reportul dintre zgomotul de cuantizare al SADVM cu conversie dublă și SADVF este: $M_d(\varepsilon^2)/M_u(\varepsilon^2) = 4^m \cdot G(x)$. Decă semnalul achiziționat are distribuție normală, SADVM cu conversie dublă cu $m=2$ ($G(x)=0,063$), are un zgomot de cuantizare de 16 ori mai mic decît SADVF; dacă $m=3$ ($G(x) = 0,007$), SADVM are un zgomot de 4 ori mai mic decît SADVM cu conversie dublă.

Durata unei achiziții efectuate cu un SADVM cu conversie dublă secvențială (cu un singur CAN) este: $\tau_{d1} = 2 \cdot \tau_u$.

În cazul determinării simultane a domeniului de măsurare și a mantisei, se utilizează două CAN care lucrează în paralel la determinarea exponentului, respectiv a mantisei achiziției în virgulă mobilă. Timpul de achiziție al acestor SADVM cu conversie dublă paralelă se reduce statistic în funcție de proprietățile semnalului achiziționat, fiind necesară reluarea achizițiilor la care mărimile de intrare nu s-a fixat în domeniul de măsurare determinat.

Decă semnalul de intrare este Gaussian de ordinul doi, cu media 0, densitatea sa de probabilitate este:

$$w(x_1, x_2) = \frac{1}{2\pi \cdot \sigma_x^2 \sqrt{1-\rho^2}} \cdot \frac{e^{-\frac{x_1^2 - 2\rho x_1 \cdot x_2 + x_2^2}{2 \cdot \sigma_x^2 (1-\rho^2)}}}{1}$$

und: ρ este coeficientul de autocorelație între două valori consecutive x_1, x_2 . Probabilitatea ca două eșantioane adiacente (x_1, x_2) să se găsească în același domeniu de măsurare, respectiv probabilitatea de a nu fi necesară achiziția, este:

$$P = 1 - e^{-\frac{\rho}{1-\rho^2}}$$

Statistic, durata medie a unei achiziții efectuate cu un SADVM cu conversie dublă paralelă este:

$$\tau_{d2} = \left(1 + e^{-\frac{\rho}{1-\rho^2}} \right) \cdot \tau_u \quad (5.6)$$

Dacă coeficientul de autocorelație tinde spre 1, durata unei achiziții în virgulă mobilă după această metodă, tinde spre valoarea unui ciclu efectuat în virgulă fixă. Chiar și în cazul semnalelor necorelate ($\rho = 0$), se constată superioritatea SADVM cu conversie dublă paralelă față de cele secvențiale ($\tau_{d2} = 1,0023\tau_u < 2 \cdot \tau_u = \tau_{d1}$).

Prețul de cost al unui SADVM cu conversie dublă (paralel) este practic de două ori mai mare decât prețul unui SADVF.

5.2. Caracteristicile SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă cu reacție

Conform metodei de adaptare cu reacție prezentată în capitolul 3.3 (3.12), cunsta CAN pentru fiecare domeniu de măsurare estimat este:

$$\Delta x_i = \begin{cases} \Delta x & \text{dacă } |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{4}, D \right) & (5.7a) \\ \frac{\Delta x}{2^i} & \text{dacă } |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ cu } i=1, 2^E-2 & (5.7b) \\ \frac{\Delta x}{2^{2^E-1}} & \text{dacă } |\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E}} \right) & (5.7c) \end{cases}$$

Valoarea pătratică medie a erorului de cuantizare pentru SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă cu reacție $M_1(\varepsilon^2)$ se calculează cu relația (5.8):

$$M_1(\varepsilon^2) = \frac{k(\Delta x)^2}{12} \left[\int_{\frac{D}{4}}^D \int_D^D w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x} + \sum_{i=1}^{2^E-2} \frac{1}{4} \int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_0^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x} + \frac{1}{4} \int_0^{\frac{D}{2^{2^E}}} \int_0^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x} + k \int_{\frac{D}{4}}^D \int_D^D (x-D)^2 w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x} + \sum_{i=1}^{2^E-2} \int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_{\frac{D}{2^i}}^{\infty} (x - \frac{D}{2^i})^2 w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x} + \int_0^{\frac{D}{2^{2^E}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E-1}}}^{\infty} (x - \frac{D}{2^{2^E-2}})^2 w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x} \right]$$

unde s-a notat cu:

$w(X, \tilde{X})$ - densitatea de repartiție bidimensională a semnalului schizitionat X și a predicției sale \tilde{X} ,

k - factor caracteristic densității de repartiție

$$k = \begin{cases} 1 & \text{dacă } w(X, \tilde{X}) : \mathcal{R}_+ \times \mathcal{R}_+ \\ 4 & \text{dacă } w(X, \tilde{X}) = w(-X, -\tilde{X}) \end{cases}$$

repartizarea domeniilor de integrare în planul X, \tilde{X} este prezentată în fig.5.1.

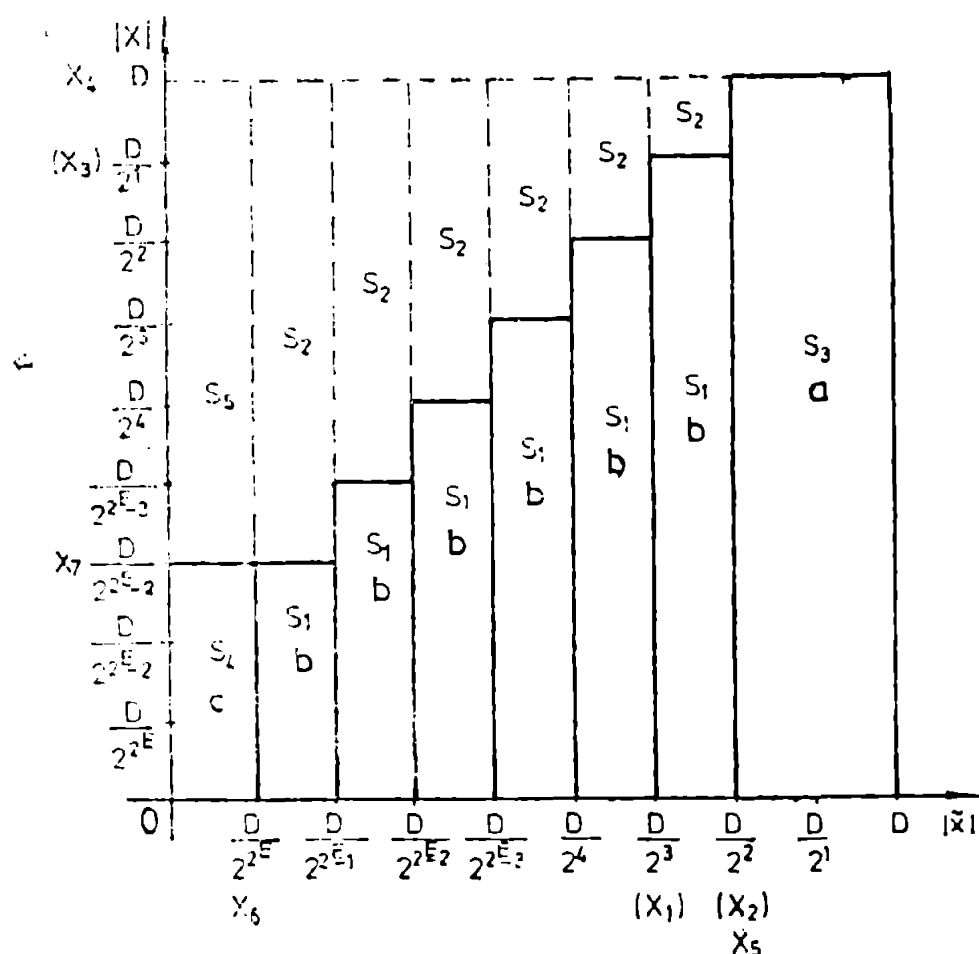


Fig.5.1. Domeniile de integrare pentru estimarea zgomotului de cuantizare $M_2(\varepsilon^2)$

Primul termen al sumei (5.8) reprezintă zgomotul granular, iar al doilea termen este valoarea zgomotului de saturație. În fig.5.2. este redată o rutină FORTRAN pentru estimarea zgomotului de cuantizare $M_1(\varepsilon^2)$. Semnificația variabilelor din program rezultă din fig.5.1. Intrucât zgomotul de saturație pe domeniul $X \in [D, \infty)$ este comun tuturor tipurilor de SAD, această componentă nu a mai fost lăsată în considerare, fiind nesemnificativă în efectuarea comparației între SADVM tratate în acest capitol.

```

*****
*   RUTINA DE EVALUARE A ZGOMOTULUI DE CUANTIZARE   *
*   *****                                         *
SUBROUTINE ERCL(D,DX,DY,W,Q,PG,E,PS,KA,F)
COMMON /R3/CC
REAL PG,PS
INTEGER E
EXTERNAL W,F
MG=C
MS=C
LE=2**E-2
DO 2 I=1,LE
X1=C/2**(1+I)
X2=X1**2
X3=X1**4
CALL DBLINT(W,X1,X2,C.,X3,DX,DY,S1)
PG=PG+S1/2**(2+I)
X4=C
CC=X3
CALL DBLINT(F,X1,X2,X3,X4,DX,DY,S2)
2 PS=PS+S2

X5=C/4
CALL DBLINT(W,X5,D,C.,C,DX,DY,S3)
X6=C/2**(2+E)
X7=X6**4
CALL DBLINT(W,C.,X6,0.,X7,DX,DY,S4)
MG=KA*C**2/12.*(PG+S3+S4/2**(2+(E-1)))
CC=X7
CALL DBLINT(F,C.,X6,X7,C,DX,DY,S5)
MS=KA*(PS+S5)
RETURN
END

```

Fig.5.2. Rutina de evaluare a zgomotului de cuantizare al SADVM cu prereglerarea domeniului prin predicție adaptivă cu reacție $M_1(\varepsilon^2)$

Pentru estimarea efectivă a zgomotului de cuantizare a fost considerată densitatea de repartiție bidimensională normală:

$$w(X, \tilde{X}) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sigma_X \cdot \sigma_{\tilde{X}} \sqrt{1-\rho^2}} \cdot \exp\left\{-\frac{1}{2 \cdot (1-\rho^2)} \left(\frac{X^2}{\sigma_X^2} - \frac{2 \cdot \rho \cdot X \cdot \tilde{X}}{\sigma_X \sigma_{\tilde{X}}} + \frac{\tilde{X}^2}{\sigma_{\tilde{X}}^2} \right)\right\} \quad (5.9)$$

Dispersia predicției $\sigma_{\tilde{X}}^2$ și coeficientul de inter-corelație ρ între valoarea semnalului schizitionat X și predicție sa \tilde{X} sînt determinate în funcție de metoda de predicție utilizată.

Astfel pentru aproximarea polinomială de grad:

$$\rho=0 \quad \rho_{X\tilde{X}0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{2 \cdot N}}} = \rho_1 \quad (5.10)$$

$$\sigma_{\tilde{X}0}^2 = \sigma_X^2 \quad (5.11)$$

EX0A1 Tab.5.2a

ρ	0
0	25,04
0,5	15,62
0,99	0,42

EX1A1 Tab.5.2b

ρ	0	0,5	0,99
0	10,91	8,24	6,07
0,5	8,38	9,27	10,35
0,95	0,12	0,11	3,44

EX2A1 Tab.5.2c

ρ	0	0,5	0,95
0	5,2	4,7	3,3
0,5	4,3	5,8	3,6
0,90	0,21	0,15	12

LP2A1 Tab.5.2d

ρ	0	0,5	0,95
0	43,70	22,35	0,15
0,5	25,81	18,96	0,13
0,95	0,21	0,18	1,02

LP3A1 Tab.5.2e

ρ	0	0,5	0,95
0	25,03	0,01	0,14
0,5	0,1	43,71	0,12
0,95	0,15	0,15	0,53

ZECUTUL GRANULAR (MG) SI DE SATURATIE (MS) AL SALTAM CU FRECELA REA DE MENIULUI PRIN

EXTRAPOLARE ANALITICA DE CRINUL (I) ALAPRIVA "AI"

DISPERSIA SEMNALULUI DE INTRARE - 1'000

Tab.5.1a

I CUP I	0,50 I	1,50 I	2,50 I	3,50 I	4,50 I	5,50 I	6,50 I	7,50 I	8,50 I	9,50 I
I GRAN I	0,54 I	0,60 I	0,66 I	0,71 I	0,77 I	0,83 I	0,89 I	0,95 I	1,01 I	1,07 I
I SAT I	10,961 I	15,086 I	14,745 I	13,931 I	12,628 I	10,829 I	8,271 I	6,093 I	3,244 I	0,822 I

EXTFAPCLARE ANALITICA DE CRICINL 1
 ****CAFTIVA "A1"****

CMF	EST	SEM	NAL	PLU	CE	TA	RA	RF	CE	TA	RA	RF												
.15	I	.085	I	.086	I	.083	I	.090	I	.090	I	.077	I	.074	I	.071	I	.008	I	.065	I	.062	I	MG
.25	I	.095	I	.092	I	.099	I	.098	I	.086	I	.082	I	.079	I	.076	I	.072	I	.070	I	.066	I	MG
.35	I	.103	I	.099	I	.096	I	.092	I	.089	I	.085	I	.082	I	.078	I	.075	I	.071	I	.067	I	MG
.45	I	.112	I	.108	I	.104	I	.100	I	.096	I	.092	I	.088	I	.084	I	.081	I	.077	I	.073	I	MG
.55	I	.122	I	.118	I	.113	I	.108	I	.104	I	.100	I	.095	I	.091	I	.087	I	.083	I	.079	I	MG
.65	I	.135	I	.129	I	.124	I	.118	I	.113	I	.108	I	.103	I	.098	I	.094	I	.089	I	.085	I	MG
.75	I	.143	I	.139	I	.135	I	.130	I	.124	I	.119	I	.112	I	.107	I	.102	I	.097	I	.092	I	MG
.85	I	.127	I	.127	I	.127	I	.127	I	.128	I	.128	I	.127	I	.122	I	.116	I	.110	I	.104	I	MG
.95	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	.126	I	MG

ZCUMPTUL CRANULAR (MC) SI DE SATURATIE (MS) AL SACUM CU PREREGLAREA UCUMENIULUI PRIN
 EXTRAPCLARE ANALITICA DE CRICINLL 2
 ACAPLIVA "AL"

Tabelul 5.1c.1

CISPERSIA SEMNALULUI DE INTRARE = 1.00
 CCPEPTUL DE MASURARE = 4.00
 RI = .050

.05	3.566	3.568	3.564	3.553	3.527	2.515	3.488	3.424	3.414	3.369	MS
.15	.062	.063	.064	.064	.064	.065	.065	.066	.067	.067	MG
.25	3.471	3.485	3.502	3.509	3.510	3.506	3.456	3.401	3.460	3.434	MS
.35	.069	.060	.061	.062	.062	.062	.063	.064	.064	.065	MG
.45	3.236	3.269	3.256	3.418	3.435	3.447	3.454	3.425	3.451	3.442	MS
.55	.057	.058	.058	.059	.059	.060	.061	.061	.062	.062	MG
.65	3.167	3.212	3.253	3.285	3.320	3.346	3.367	3.304	3.395	3.402	MS
.75	.055	.055	.056	.057	.057	.058	.058	.059	.059	.060	MG
.85	2.571	3.027	3.079	3.127	3.170	3.205	3.244	3.273	3.298	3.319	MS
.95	.053	.053	.054	.054	.055	.055	.056	.057	.057	.058	MG
1.05	2.753	2.819	2.881	2.929	2.953	2.942	3.089	3.130	3.167	3.200	MS
1.15	.051	.051	.052	.052	.053	.053	.054	.055	.055	.056	MG
1.25	2.515	2.593	2.663	2.725	2.793	2.855	2.908	2.959	3.007	3.051	MS
1.35	.048	.049	.050	.050	.051	.051	.052	.053	.053	.054	MG
1.45	2.274	2.353	2.430	2.504	2.574	2.642	2.706	2.767	2.824	2.877	MS
1.55	.046	.047	.048	.048	.049	.049	.050	.051	.051	.052	MG
1.65	2.021	2.105	2.187	2.266	2.343	2.417	2.488	2.556	2.621	2.683	MS
1.75	.044	.045	.046	.046	.047	.047	.048	.049	.049	.050	MG
1.85	1.766	1.853	1.928	2.022	2.103	2.182	2.259	2.333	2.404	2.472	MS

ZGMCITUL GRANULAR (MG) SI DE SATURATIE (MS) AL SADVM CU PREREGLAREA DOCUMENTIULUI PRIN

 EXTRAPOLARE ANALITICA DE GRACINUL 2
 A CAFTIVA "AI"

Tabelul 5.1c.2

DISPERSIA SEMNALULUI DE INTRARE = 1.00
 COMENIUL DE MASURARE = 4.00
 RI = .450

.05	.050 I	.450 I	.350 I	.550 I	.650 I	.750 I	.850 I	.950 I
.10	.095 I	.101 I	.103 I	.108 I	.113 I	.116 I	.119 I	.122 I
.15	.091 I	.093 I	.095 I	.099 I	.102 I	.105 I	.107 I	.109 I
.20	.085 I	.086 I	.088 I	.091 I	.094 I	.096 I	.098 I	.100 I
.25	.081 I	.081 I	.083 I	.085 I	.088 I	.089 I	.091 I	.092 I
.30	.076 I	.076 I	.078 I	.081 I	.082 I	.083 I	.084 I	.085 I
.35	.072 I	.072 I	.073 I	.075 I	.077 I	.078 I	.079 I	.080 I
.40	.067 I	.067 I	.069 I	.071 I	.073 I	.074 I	.075 I	.076 I
.45	.063 I	.063 I	.065 I	.067 I	.069 I	.070 I	.071 I	.072 I
.50	.059 I	.059 I	.061 I	.063 I	.065 I	.066 I	.067 I	.068 I
.55	.055 I	.055 I	.057 I	.059 I	.061 I	.062 I	.063 I	.064 I
.60	.051 I	.051 I	.053 I	.055 I	.057 I	.058 I	.059 I	.060 I
.65	.047 I	.047 I	.049 I	.051 I	.053 I	.054 I	.055 I	.056 I
.70	.043 I	.043 I	.045 I	.047 I	.049 I	.050 I	.051 I	.052 I
.75	.039 I	.039 I	.041 I	.043 I	.045 I	.046 I	.047 I	.048 I
.80	.035 I	.035 I	.037 I	.039 I	.041 I	.042 I	.043 I	.044 I
.85	.031 I	.031 I	.033 I	.035 I	.037 I	.038 I	.039 I	.040 I
.90	.027 I	.027 I	.029 I	.031 I	.033 I	.034 I	.035 I	.036 I
.95	.023 I	.023 I	.025 I	.027 I	.029 I	.030 I	.031 I	.032 I
1.00	.019 I	.019 I	.021 I	.023 I	.025 I	.026 I	.027 I	.028 I

$$p=1: \rho_{X\hat{X}1} = \frac{2 \cdot \rho_1 - \rho_2}{\sqrt{(5-4\rho_1) \cdot (1 + \frac{\sigma_x^2}{5-4\rho_1})}} \cdot \frac{2 \cdot \rho_1 - \rho_2}{\sqrt{5-4\rho_1}} \quad (5.12)$$

$$\sigma_{\hat{X}1}^2 = \sigma_X^2 (5-4\rho_1) \quad (5.13)$$

$$p=2: \rho_{X\hat{X}2} \approx \frac{3 \rho_1 - 3 \rho_2 + \rho_3}{\sqrt{19-24 \cdot \rho_1 + 6 \rho_2}} \quad (5.14)$$

$$\sigma_{\hat{X}2}^2 \approx \sigma_X^2 (19-24 \cdot \rho_1 + 6 \rho_2) \quad (5.15)$$

unde σ_X^2 este dispersia, iar ρ_1, ρ_2, ρ_3 sînt coeficienții de autocorelație ai semnelului achiziționat X .

În fig.5.3 se dă un exemplu de program FORTRAN pentru determinarea zgomotului de cuantizare $M_1(\varepsilon^2)$ pentru predicție prin extrapolare analitică polinomială de grad 0, atunci cînd coeficientul de autocorelație ρ_X beleiază domeniul său de definiție.

În tabelele 5.1a, 5.1b și 5.1c sînt redete valorile zgomotului pentru LADVM cu predicție prin extrapolare analitică polinomială de grad 0, 1 respectiv 2, atunci cînd coeficienții de autocorelație părăsesc domeniul de definiție. Tabelele au fost obținute cu ajutorul unor programe FORTRAN similare celui prezentat în fig.5.3.

În cazul predicției liniare:

$$X_{LP} = \frac{\sum_{k=1}^p a_k \rho_k}{\sum_{k=1}^p a_k^2 + 2 \sum_{j=1}^{p-1} \left(\rho_j \sum_{i=1}^{p-j} a_i \cdot a_{i+j} \right) + \left(\sum_{i=1}^p a_i \right)^2 / \text{SNR}} \quad (5.16)$$

$$M(X_{LP}^2) = M(X^2) \left[\sum_{k=1}^p a_k^2 + 2 \sum_{j=1}^{p-1} \left(\rho_j \sum_{i=1}^{p-j} a_i \cdot a_{i+j} \right) + \frac{\left(\sum_{i=1}^p a_i \right)^2}{\text{SNR}} \right] \quad (5.17)$$

unde $a_k, k=1, p$ sînt coeficienții de predicție de ordinul p .

```

DIMENSION S(10),G(20),R(20),C(20)
INTEGER F
COMMON RI,SIG,SIGP
REAL MG,MS
EXTERNAL F,F
REAL(X,Y),KA,N,DX,DY,SIG,D
1 FORMAT(10,40(10,4))
  =D/MS
  DC=1-I=1,2
  RI)=1/10,-0.05
  C(I)=0
  RI=AC(N,RI)
CALL ERCLID,DX,DY,K,2,MC,E,MS,KA,F)
  C(I)=MG
2 SIG)=MS
  DC=1-I=1,2
  WRITE(2,10)
4 FORMAT(10,40(10,4))
  ZGOMTUL GRANULAR (MG) SI DE SATURATIE (MS) ',
  CAL SADMV CU PREREGLAREA DENSITATII PRIN 1/10X,33(10,4)X,
  C'EXTRAPOLARE ANALITICA DE ORDINUL 0'740X,34(10,4)
  WRITE(10,10)
10 FORMAT(10,40(10,4))
  WRITE(10,10)
5 FORMAT(10,40(10,4))
  DISPERZIA SEMNALULUI DE INTRARE = ',F5.2/10X,
  C'DISPERZIA PREDICTIEI = ',F5.2/10X, DENSITATE DE MASURARE = ',F5.2)
  WRITE(10,10)
3 FORMAT(10,40(10,4))
  C' I' / CRAM' / I' / COR' / I' / F(2) / I' / 99(1=) /
  C' I' / CRAM' / I' / 2PFE,3) / I' / 99(1=) / I' / SAT ',
  C' I' / CRAM' / I' / 2PFE,3) / I' / 99(1=) / I' /
211 CONTINUE
  SIGP
END

```

EX042R 02/08/85 12.53.45

```

*****
*
*   RUTINA DE DEFINIRE A DENSITATII DE PROBABILITATE
*   A SEMNALULUI DE ACIZITIONAT
*
*****

```

```

FUNCTION h(X,Y)
COMMON RI,SIG,SIGP
h=1/(2*3.14159*SIG*SIGP*SQRT(1-RI**2))*EXP(-1./(2*(1-RI**2))*(X
C**2/SIG**2-2*RI*X*Y/(SIG*SIGP)+Y**2/SIGP**2))
RETURN
END

```

EX2A2R 01/08/85 11.35.57

```

*****
*
*   RUTINA DE DEFINIRE A DENSITATII DE PROBABILITATE
*   A ZGOMTULUI DE SATURATIE
*
*****

```

```

FUNCTION F(X,Y)
COMMON RI,SIG,SIGP/83/EC
F=1/(2*3.14159*SIG*SIGP*SQRT(1-RI**2))*EXP(-1./(2*(1-RI**2))*(X
C**2/SIG**2-2*RI*X*Y/(SIG*SIGP)+Y**2/SIGP**2))*(X-DC)**2
RETURN
END

```

EX2A2R 01/08/85 11.36.02

Fig.5.3) Program pentru calculul semnalaui de cunoscere al unui SADM cu preroglarca densitatii prin extrapolare analitica de gradul 0 adaptiv A1

```

* *****
* PROGRAM PENTRU CALCULUL ZONTELULUI DE CUANTIZARE
* AL UNUI SISTEM PENTRU ACHIZITIJA DATEIOR CUANTIFICATE
* IN MEDIUL MCEILA CU PREREGLAREA DURENTELULI PRIN
* PREDICTIE LINIARA A ADAPTIVA "ALK"
* *****

```

```

DIMENSION SIC(10),C(10),P(1),C(1),A(20)
INTEGER P
COMMON RT,SIC,SIG/B1/A/B2/A
REAL NG,MS
EXTERNAL P,F
REAL(8) X,Y,IE,M,K,A,N,DX,DY,SIG,L
2  FORMAT(4E15,5C10)
  READ(5) X,Y,IE,M,K,A,N,DX,DY,SIG,L
  K=1
  P(1)=1
  DO 1 I=1,10
  P(I)=I
  C(I)=A(2I)
  P(1)=J
  R(I)=J
  CALL LPIN,R,EPS,KCC)
  R=I
  WRITE(6) SIC,RT,SIC,M,I,(A(I),I=1,P)
  1  FORMAT(5E15,17)
  CALL RESOLV(A,DX,DY,X,Y,NG,MS,K,A,F)
  C(1)=PC
  S(I)=MS

2  S(I)=MS
  DO 1 I=1,10
  WRITE(6) S,I
44  FORMAT(10E15,10X,12GLMETUL GRANULOR (MG) SI DE SATURATIE (MS)
  CALL SCAVA(C) PREREGLAREA DURENTELULI PRIN
  C PREDICTIE LINIARA DE CABINUL
  WRITE(6)
  FORMAT(5E15,10X,10X,10X,10X,10X)
  WRITE(6) P,SIC,L
  1  FORMAT(10E15,10X,DISPENSIA SEMNALULI DE INTRARE = 1,PC=27
  C
  WRITE(6) C(1),C(2),C(3),C(4),C(5),C(6),C(7),C(8),C(9),C(10),C(11),C(12),C(13),C(14),C(15),C(16),C(17),C(18),C(19),C(20)
  1  FORMAT(10E15,10X)
  LEBAK 27 1/50 1 10 10

```

```

37  P=1
  IF (P=1) THEN P=2
  IF (P=2) THEN P=1
  IF (P=3) THEN P=1
  IF (P=4) THEN P=1
  IF (P=5) THEN P=1
  IF (P=6) THEN P=1
  IF (P=7) THEN P=1
  IF (P=8) THEN P=1
  IF (P=9) THEN P=1
  IF (P=10) THEN P=1
  CONTINUE
  CONTINUE
  STOP
  END

```

```

SUBROUTINE LPIN,R,EPS,KCC)
COMMON/B1/A
DIMENSION R(N),A(20),AR(100)
M=N-1
DO 1 J=1,P
A(J)=R(J)
K=(J-1)*M+J
AR(K)=1
L=J+1
DO 1 I=L,M
K1=(J-1)*M+I
K2=(I-1)*M+J
AR(K1)=A(I,J)
1  AR(K2)=AR(K1)
K=N*M
A(N)=R(N)
AR(K)=1
CALL RESOLV(A,DX,DY,X,Y,NG,MS,K,A,F)
RETURN
END

```

Fig. 5.4. Program pentru calculul zonțelului de cuantizare

In fig.5.4 se prezintă un program FORTAN pentru evaluarea zgomotului de cuantizare al unui SADV cu prereglerul de domeniu de măsurare prin predicție liniară de ordinul 3. Pentru terminarea coeficienților de predicție liniară s-a utilizat subprogramul ABSOL existent în biblioteca matematică a sistemului de calcul ILLIX C256. Valorile zgomotului de cuantizare pentru SADV cu predicție liniară de ordinul 2, respectiv 3 sînt centralizate în tabelele 5.1d, respectiv 5.1e.

Pentru rezolvarea precisă și rapidă a integralelor duble din expresia zgomotului de cuantizare, a fost elaborată o rutină FORTAN care extinde algoritmul de integrare numerică al lui Simpson pentru cazul integralelor duble (fig.5.5)

```

*****
*
*  RUTINA DE CALCUL ALEZII INTEGRALII DOUBLE
*  FUNCTIA DOUBLE INTEGRALII
*
*****
SUBROUTINE DOUBLE(X1,X2,Y1,Y2,FX,FY,FXF,XYF)
  DIMENSION X(100),Y(100),FX(100),FY(100),FXF(100),XYF(100)
  N=100
  X(1)=X1
  Y(1)=Y1
  DO 10 I=2,N
    X(I)=(X1+X2)/2
    Y(I)=(Y1+Y2)/2
    FX(I)=FX(X(I),Y(I))
    FY(I)=FY(X(I),Y(I))
    FXF(I)=FX(I)*FY(I)
    XYF(I)=X(I)*FY(I)
  10 CONTINUE
  S1=FX(1)+FX(N)+4*(FX(2)+FX(N-1))
  S2=FY(1)+FY(N)+4*(FY(2)+FY(N-1))
  S3=FXF(1)+FXF(N)+4*(FXF(2)+FXF(N-1))
  S4=XYF(1)+XYF(N)+4*(XYF(2)+XYF(N-1))
  S=(S1*S2-S3*S4)/(6*(X2-X1)*(Y2-Y1))
  RETURN
END

```

Fig.5.5 Rutina FORTAN pentru implementarea algoritmului de integrare numerică a lui Simpson pentru cazul integralelor duble

Verificarea rezultatelor conținute în tabelele 5.1 a fost făcută cu ajutorul unor modele implementate în BASIC, care au fost rulate pe calculatoarele individuale STANTIM și SPACTIM produse de Fabrica de calculatoare și memorii electronice din Timișoara.

Generarea numerelor aleatoare necorelate care au fost utilizate la stabilirea valorilor semnelului de intrare X, a fost efectuată cu rutine descrise în fig.5.6. Pentru a asigura controlul autocorelației semnelului de achiziționat X, valorile sale au fost obținute cu o funcție de forma:

ACCREDITED CHARITABLE (MCI) S.I. (F. SATULIATJE (MS) AL SACRAM. CC. IBEROAMERICANA: DEPARTAMENTU PRIN
 EXTERIORS ANALITICA DE CIRCULACI
 DEPARTAMENTU DE CIRCULACI
 DEPARTAMENTU DE CIRCULACI

Tabulul 5.10.3

DISPERSTA SEMNALLUT DE INTRARE = 110
 COPERTUL DE MASURARE = 400
 K1 = 0,95

000	0151	0152	0153	0154	0155	0156	0157	0158	0159	0160	0161	0162	0163	0164	0165	0166	0167	0168	0169	0170	0171	0172	0173	0174	0175	0176	0177	0178	0179	0180	0181	0182	0183	0184	0185	0186	0187	0188	0189	0190	0191	0192	0193	0194	0195	0196	0197	0198	0199
000	0151	0152	0153	0154	0155	0156	0157	0158	0159	0160	0161	0162	0163	0164	0165	0166	0167	0168	0169	0170	0171	0172	0173	0174	0175	0176	0177	0178	0179	0180	0181	0182	0183	0184	0185	0186	0187	0188	0189	0190	0191	0192	0193	0194	0195	0196	0197	0198	0199

ACCUMULI CAMPULAK (MCI) SI (F) SATUFATIE (MS) AL SACUM CL PREGELANE UCHENIULUI PRIN
 PCCICITIL LINIARA DE CKCINUL 3
 ALAFIIVA "AI"

DISPERZIA SEMNALULI DE INTRAPE = 1.00
 UNIFORMITATE MASURARE = 4.00
 KI = 0.450

Rebelul 9.10.1

0.00	I	0.150	I	0.250	I	0.350	I	0.450	I	0.550	I	0.650	I	0.750	I	0.850	I	0.950	I
0.05	I	0.310	F-03	0.401	F-03	0.522	F-03	0.665	F-03	0.820	F-03	0.978	F-03	1.200	F-02	1.270	F-02	1.270	F-02
0.10	I	0.355	F+00	0.456	F+00	0.577	F+00	0.720	F+00	0.875	F+00	1.028	F+00	1.200	F+00	1.270	F+00	1.270	F+00
0.15	I	0.219	F-03	0.272	F-03	0.360	F-03	0.478	F-03	0.620	F-03	0.775	F-03	0.934	F-03	1.106	F-02	1.270	F-02
0.20	I	0.244	F+00	0.285	F+00	0.360	F+00	0.458	F+00	0.548	F+00	0.648	F+00	0.748	F+00	0.848	F+00	0.948	F+00
0.25	I	0.200	F-03	0.222	F-03	0.270	F-03	0.365	F-03	0.450	F-03	0.534	F-03	0.618	F-03	0.702	F-03	0.786	F-03
0.30	I	0.305	F+00	0.292	F+00	0.340	F+00	0.404	F+00	0.450	F+00	0.506	F+00	0.510	F+00	0.510	F+00	0.510	F+00
0.35	I	0.250	F-03	0.234	F-03	0.265	F-03	0.318	F-03	0.421	F-03	0.555	F-03	0.706	F-03	0.862	F-03	1.030	F-02
0.40	I	0.260	F+00	0.293	F+00	0.324	F+00	0.365	F+00	0.407	F+00	0.448	F+00	0.489	F+00	0.530	F+00	0.571	F+00
0.45	I	0.200	F-03	0.205	F-03	0.207	F-03	0.207	F-03	0.207	F-03	0.207	F-03	0.207	F-03	0.207	F-03	0.207	F-03
0.50	I	0.225	F+00	0.241	F+00	0.257	F+00	0.273	F+00	0.289	F+00	0.305	F+00	0.321	F+00	0.337	F+00	0.353	F+00
0.55	I	0.400	F-03	0.413	F-03	0.425	F-03	0.437	F-03	0.449	F-03	0.461	F-03	0.473	F-03	0.485	F-03	0.497	F-03
0.60	I	0.105	F+00	0.183	F+00	0.190	F+00	0.178	F+00	0.150	F+00	0.112	F+00	0.070	F+00	0.022	F+00	0.000	F+00
0.65	I	0.445	F-03	0.566	F-03	0.707	F-03	0.868	F-03	1.049	F-03	1.240	F-03	1.441	F-03	1.652	F-03	1.873	F-03
0.70	I	0.300	F+00	0.351	F+00	0.402	F+00	0.453	F+00	0.504	F+00	0.555	F+00	0.606	F+00	0.657	F+00	0.708	F+00
0.75	I	0.400	F-03	0.451	F-03	0.502	F-03	0.553	F-03	0.604	F-03	0.655	F-03	0.706	F-03	0.757	F-03	0.808	F-03
0.80	I	0.100	F+00	0.121	F+00	0.135	F+00	0.131	F+00	0.112	F+00	0.081	F+00	0.043	F+00	0.000	F+00	0.000	F+00
0.85	I	0.400	F-03	0.451	F-03	0.502	F-03	0.553	F-03	0.604	F-03	0.655	F-03	0.706	F-03	0.757	F-03	0.808	F-03
0.90	I	0.100	F+00	0.121	F+00	0.135	F+00	0.131	F+00	0.112	F+00	0.081	F+00	0.043	F+00	0.000	F+00	0.000	F+00
0.95	I	0.100	F+00	0.121	F+00	0.135	F+00	0.131	F+00	0.112	F+00	0.081	F+00	0.043	F+00	0.000	F+00	0.000	F+00
1.00	I	0.100	F+00	0.121	F+00	0.135	F+00	0.131	F+00	0.112	F+00	0.081	F+00	0.043	F+00	0.000	F+00	0.000	F+00

ZGMCTLL GRANULAR (MC) SILEF SATURATIE (MS) AL SAELW CL PREFERGLAKEN UCMFNILULI PRIN
 PRECITIE LINIARD CE CRDINUL 3
 ADAPTIVA "A1"

LISPERSIA SEMNALLULI EF INTRARE = 1.00
 UCMFNILULI CE MASURARFI = 4.00
 R1 = .950

TaboInI 5.1e.2

I	CCR	I	.050	I	.150	I	.250	I	.350	I	.450	I	.550	I	.650	I	.750	I	.850	I	.950	I	
I	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.05	.050E-C4	.636E-04	.572E-C4	.271E-C4	.147E-C6	.126E-C2	.128E-C2	.127E-C2	.130E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02	.140E-02
I	.245E+00	.102E+00	.447E-C1	.140E-C1	.463E-C9	.129E-C3	.111E-C3	.985E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04	.813E-04

I	.16	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.435E+00	.256E+00	.103E+00	.440E-C1	.131E-C1	.153E-C3	.127E-C3	.109E-C3	.966E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04	.871E-04
I	.25	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.190E+00	.093E+00	.294E+00	.110E+00	.460E-C1	.132E-C1	.152E-C3	.125E-C3	.107E-03	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04	.947E-04
I	.35	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.092E-C1	.159E+00	.321E+00	.397E+00	.124E+00	.501E-C1	.141E-C1	.151E-03	.123E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03	.105E-03
I	.49	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.809E-C2	.470E-01	.123E+00	.266E+00	.762E+00	.144E+00	.550E-C1	.143E-01	.148E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03	.119E-03
I	.55	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.126E-C2	.114E-02	.990E-03	.671E-C1	.370E-C2	.508E-C4	.579E-C4	.624E-04	.220E-04	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02	.123E-02
I	.65	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.128E-C2	.127E-02	.122E-C2	.102E-C2	.790E-C3	.490E-C3	.988E-C4	.602E-04	.519E-04	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02	.114E-02
I	.75	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.114E-C2	.124E-03	.139E-C3	.636E-C2	.491E-C1	.150E+00	.417E+00	.156E+00	.368E-01	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03	.154E-03
I	.032E-C3	.975E-03	.120E-C2	.123E-C2	.118E-C2	.929E-C3	.940E-C3	.158E-04	.380E-04	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02	.128E-02
I	.81E-C1	.117E-01	.144E-C3	.137E-C2	.147E-C3	.192E-C3	.130E+00	.393E+00	.221E-01	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03	.109E-03
I	.84	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.162E-C2	.154E-02	.154E-02	.148E-C2	.126E-C2	.128E-C2	.110E-C2	.103E-02	.423E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02	.127E-02
I	.54E-C4	.412E-04	.503E-C4	.736E-C4	.828E-C4	.114E-C3	.151E-C3	.482E-02	.137E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03	.101E-03
I	.55	.050E-C4	.379E-04	.685E-C4	.568E-C4	.257E-C4	.114E-C2	.127E-C2	.128E-C2	.127E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02	.132E-02
I	.165E-C2	.165E-02	.165E-C2	.160E-C2	.153E-C2	.14FE-C2	.131E-C2	.127E-02	.114E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02	.103E-02
I	.275E-C4	.314E-04	.364E-C4	.432E-C4	.522E-C4	.667E-C4	.877E-C4	.119E-03	.154E-03	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02	.519E-02

$$X_n = \left(1 - \sum_{i=1}^{p-1} K_i^2\right) X_n + \sum_{i=1}^{p-1} K_i^2 X_{n-1} \quad (5.18)$$

unde $\{K_i \in [0,1), i=\overline{1,p}\}$, impuși de operator, determină coeficienții de autocorelație

```

1000 LET X=0
1010 FOR I=1 TO 12
1020 LET X=X+RND
1030 NEXT I
1040 LET X=X-6
1050 LET X=DN(SIGMA X+MED)
1060 RETURN

```

Fig.5.6. Subprogram pentru generarea numerelor aleatoare pentru o distribuție gaussiană

Un exemplu de program BASIC cu care a fost simulat un SADVМ cu prereglarea domeniului prin aproximare polinomială de gradul 0 este redată în fig.5.7.

```

1 REM 'BXOAL'
2 INPUT E
3 INPUT M
4 INPUT N
5 INPUT K
6 LET A=2*PI*M
7 LET L=2*PI*E-1
8 LET D=A*2*PI*L
9 LET Q=D/A
10 LET S1=0
11 LET S=0
12 LET MS=0
13 LET V=D
14 FOR I=1 TO N
15 GOSUB 100
16 LET X=(1-INT(K))*X+INT(K)*V
17 LET S=S+X
18 LET S1=S1+X
19 LET V=X
20 LET DC=D/2
21 FOR J=1 TO L
22 LET DC=DC/2
23 IF V < DC THEN GO TO 27
24 NEXT J
25 LET I1=L
26 GOTO 28
27 LET I1=J-1
28 LET V=X
29 LET AMP=2*PI*I1
30 LET XM=INT(X*AMP/Q)
31 IF XM=XQ/D THEN LET XM=A-1
32 LET MS=MS+((X-XM*Q/AMP)/D)*I1
33 NEXT I
34 LET MS=MS/N
35 LET AC=S/S1
36 PRINT MS,AC

```

Fig.5.7. Rutină BASIC pentru simularea unui SADVМ cu prereglarea domeniului de măsurare prin extrapolare polinomială de gradul 0, adaptivă cu reacție

Valorile obținute pentru sgeometul de cuantizare prin simularea celor cinci SADVM studiate mai sus, utilizând 2000 de valori ale variabilei aleatoare pentru diverși coeficienți K_1 , sînt prezentate în tabelele 5.2.

Prețul de cost al acestor SADVM, superior prețului SADVF, este determinat de complexitatea algoritmului de predicție implementat. Întrucît blocul pentru estimarea domeniului de măsurare este realizat cu circuite logice de serie, costul acestor SADVM este mai scăzut decît cel al SADVM cu conversie dublă (paralel).

Estimarea dispersiei sgeometului de cuantizare al SADVF cu predicție adaptivă cu rezoluție descrisă de relație (3.13) poate fi efectuată acceptînd aproximația valorii pătratice medii a cuantelor CAN pe diversele domenii de măsurare cu pătratul cuantei medii: $M(\Delta x_n^2) = (\Delta x_n)^2$. Considerînd domeniul de măsurare la un moment dat $D_n = 2^n \Delta x_n$, relația de adaptare (3.13) poate fi aproximată astfel:

$$\Delta x_{n+1} = \begin{cases} g \Delta x_n & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| > d \cdot 2^{n-1} \cdot \Delta x_n \\ g^{-1} \Delta x_n & \text{dacă } |\tilde{x}_{n+1}| < d \cdot 2^{n-1} \cdot \Delta x_n \end{cases} \quad (5.19)$$

Se remarcă o creștere de g ori a cuantei dacă $\Delta x_n \leq \frac{|\tilde{x}_{n+1}|}{d \cdot 2^{n-1}}$, respectiv o scădere tot de g ori dacă $\Delta x_n > |\tilde{x}_{n+1}| \cdot (d \cdot 2^{n-1})^{-1}$.

Cu alte cuvinte:

$$(\Delta x_n)^2 = M_1[(\Delta x_n)^2] = M\left(\frac{\tilde{x}_{n+1}^2}{d^2 \cdot 4^{n-1}}\right) \quad (5.20)$$

În cazul aproximării polinomiale de gradul 0, $\tilde{x}_{n+1} = \bar{x}_n + \varepsilon_p$, unde ε_p reprezintă eroarea de predicție, iar

$$(\Delta x_n)^2 = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{(\Delta x)^2}{12} + 2 \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi}} (1-g^2)}{d^2 \cdot 4^{n-1}} \quad (5.21)$$

Dacă este îndeplinită condiția de dispersie a erorii de predicție nulă:

$$\begin{aligned} (\Delta x_n)^2 &= \frac{12 \cdot \sqrt{\frac{2}{\pi}}}{12 \cdot 4^{n-1} \cdot d^2 - 1} \quad \text{și rezultă} \\ M_1(\varepsilon^2) &= \frac{(\Delta x_n)^2}{12} = \frac{\sqrt{\frac{2}{\pi}}}{12 \cdot 4^{n-1} \cdot d^2 - 1} \end{aligned} \quad (5.22)$$

Metoda de adaptare tratată la începutul acestui paragraf este descrisă de un coeficient de prag $\delta = 1/2$, pentru care:

$$N_1(\varepsilon^2) = \frac{\sigma^2}{12 \cdot 4^{m-2} - 1} \quad (5.23)$$

Raportul semnal zgomot de cuantizare pentru acest tip de SADVN este:

$$SNR_0 = 3 \cdot 4^{m-1} - 1.$$

Comparând acest raport cu cel al unui SADVP având aceeași număr de biți ca SADVN, rezultă:

$$\frac{SNR_0}{SNR_u} = \frac{3 \cdot 4^{m-1} - 1}{3 \cdot 4^{m-2} - 1} \approx \frac{1}{4^{m-1}}. \quad (5.24)$$

Se remarcă o îmbunătățire a zgomotului de cuantizare al SADVN față de SADVP pentru $E = 1$.

În comparație cu SADVP, care utilizează un CAN cu aceeași rezoluție ca și SADVN, se obține o îmbunătățire a raportului SNR_0 față de SNR_u :

$$SNR_0 \approx 4 \cdot SNR_u$$

Dispersia zgomotului de cuantizare al SADVN care utilizează celelalte metode de predicție prezentate mai sus este:

$$N_1(\varepsilon^2) = \frac{\sigma^2 (5 - 4 \cdot f_1)}{3 \cdot 4^{m-1} - 1}, \quad (5.25)$$

$$N_2(\varepsilon^2) = \frac{\sigma^2 (19 - 24 \cdot f_1 + 6 \cdot f_2)}{3 \cdot 4^{m-1} - 1}, \quad (5.26)$$

$$N_{LP}(\varepsilon^2) = \frac{\sigma^2 \sum_{i=1}^p a_i \cdot f_i}{3 \cdot 4^{m-1} - \sum_{i=1}^p a_i} \quad (5.27)$$

Metodele de extrapolare polinomială de grad superior, adaptive conform relației (5.19), sînt caracterizate de un raport semnal zgomot de cuantizare inferior extrapolării analitice de grad zero:

$$SNR_1 = \frac{SNR_0}{1-\rho_1} \quad (5.28)$$

$$SNR_2 = \frac{SNR_0}{1-2\rho_1+\rho_1^2} \quad (5.29)$$

In cazul predicției liniare:

$$SNR_{LP} = \frac{SNR_0 \cdot 1 - \left(\sum_{i=1}^p a_i \right)^2}{\sum_{i=1}^p a_i \cdot \rho_i} \quad (5.30)$$

$$\text{Pentru } p=2: \quad a_1 = \frac{\rho_1(1-\rho_2)}{1-\rho_1^2} \quad \text{și } a_2 = \frac{\rho_2-\rho_1^2}{1-\rho_1^2}.$$

Numărătorul raportului SNR_{LP} este mai mare decât SNR_0 , deoarece $\left(\sum_{i=1}^p a_i \right)^2 \leq 1$, iar numitorul său este subunitar dacă

semnalul achiziționat are coeficienți de autocorelație ce îndeplinesc inegalitatea:

$$\rho_1 < \sqrt{\frac{1+\rho_2}{2}}.$$

In aceste condiții, raportul SNR_{LP} este superior SNR_0 .

Durata unei achiziții efectuate de un SADVM cu prerogarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă cu reacție este determinată de metoda de predicție utilizată. Notând cu τ_u durata unei achiziții efectuate cu un SADVP, cu τ_1 durata achiziției la SADVM cu extrapolare analitică de gradul 1, respectiv cu τ_{LPp} pentru predicția liniară de ordinul p , există relațiile:

$$\begin{aligned} \tau_0 &= 1,1 \cdot \tau_u & \tau_{LP2} &= 1,4 \cdot \tau_u \\ \tau_1 &= 1,3 \cdot \tau_u & \tau_{LP3} &= 1,6 \cdot \tau_u \\ \tau_2 &= 1,5 \cdot \tau_u & \tau_{LP4} &= 2 \cdot \tau_u \end{aligned} \quad (5.31)$$

Astfel timp cât durata unui ciclu de achiziție al SADVM este mai mic decât dublul ciclului SADVP, predicția domeniului de măsurare pentru un număr canal de intrare poate fi

efectului simultan cu achiziția de la canalul curent. Aceasta permite utilizarea SADVM cu aceeași rată de achiziție ca și a SADVF (\mathcal{Z}_u).

Algoritmul de cuantizare poate fi micșorat prin utilizarea unor SADVM cu predicție adaptivă care reiau pe domeniul maxim de măsurare fiecare achiziție ce a depășit domeniul de măsurare estimat. Adaptarea cunții acestor SADVM este descrisă de relațiile:

$$|\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{4}, D \right) \quad (5.32a)$$

$$\left. \begin{array}{l} \Delta x \text{ dacă } |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ și } |x| \geq \frac{D}{2^i} \text{ cu } i=1, 2^{E-2} \\ \frac{\Delta x}{2^i} \text{ dacă } |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^i} \right) \text{ cu } i=1, 2^{E-2} \\ \frac{\Delta x}{2^{2^E-1}} \text{ dacă } |\tilde{x}| \wedge |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E}} \right) \end{array} \right\} \quad (5.32b)$$

$$|\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E}} \right) \text{ și } |x| \geq \frac{D}{2^{2^E-1}} \quad (5.32c)$$

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\Delta x}{2^i} \text{ dacă } |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^i} \right) \text{ cu } i=1, 2^{E-2} \\ \frac{\Delta x}{2^{2^E-1}} \text{ dacă } |\tilde{x}| \wedge |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E}} \right) \end{array} \right\} \quad (5.32d)$$

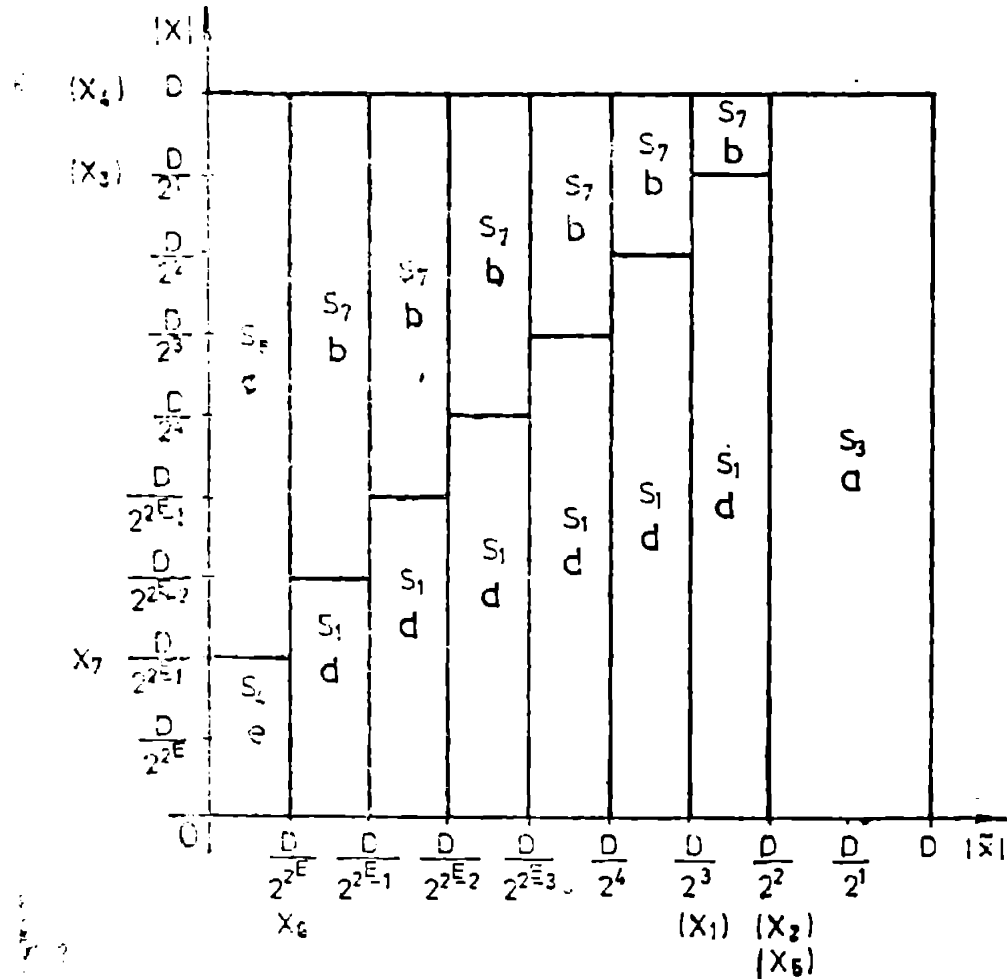
$$\left. \begin{array}{l} \frac{\Delta x}{2^{2^E-1}} \text{ dacă } |\tilde{x}| \wedge |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E}} \right) \end{array} \right\} \quad (5.32e)$$

Valoarea pătratică medie a algoritmului de cuantizare pentru SADVM cu predicție adaptivă cu reacție și reluarea achizițiilor ce au depășit domeniul de măsurare estimat $M_{1R}(\epsilon^2)$ este dată de relația (5.33):

$$M_{1R}(\epsilon^2) = \frac{K \cdot (\Delta x)^2}{12} \left\{ \int_{\frac{D}{4}}^D \int_0^D w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \sum_{i=1}^{2^E-2} \left[\int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_{\frac{D}{2^i}}^D w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_0^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_{\frac{D}{2^{2^E-1}}}^{\frac{D}{2^{2^E}}} \int_0^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} \right] \right\}$$

$$+ \int_0^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E}}}^D w(x, \bar{x}) \cdot dx \cdot d\bar{x} \left. \vphantom{\int_0^{\frac{D}{2^{2^E-1}}}} \right\} + K \int_0^D \int_D^{\infty} (x-D)^2 dx \cdot d\bar{x} \quad (5.33)$$

Primul termen al relației (5.33) reprezintă zgomotul granular, iar al doilea termen este zgomotul de saturare. Se observă că $M_{1R}(\varepsilon^2) \approx M_1(\varepsilon^2)$, prin reducerea zgomotului de saturare, deși are loc o creștere a zgomotului granular. În Fig.5.8 sînt reprezentate domeniile pentru relația(5.33).



Estimarea zgomotului de cuantizare $M_{1R}(\varepsilon^2)$ a fost efectuată utilizând subroutineă FORTRAN din fig.5.9. Semnificația variabilelor utilizate în program rezultă din fig.5.8. Un exemplu de evaluare a zgomotului de cuantizare pentru un SADW cu extrapolare polinomială de gradul 1 adaptivă cu repetarea achizițiilor ce au depășit domeniul de măsurare este reiat în

```

SUBROUTINE ERCL (D,DX,DY,A,7,MC,E,MS,KA,F)
COMMON /OE/DC
REAL MC,MS
INTEGER 7
EXTERNAL A,F
MC=0
MS=0
LE=2*MC-2
DC=1; I=1,LE
Y1=D/2**4*(1+7)
X2=X1**2
X3=X1**4
CALL DPLINT(A,X1,X2,C,XE,DX,DY,S1)
CALL DPLINT(A,X1,X2,X3,D*DX,DY+S1)
2 MC=MC+S1/2**4*(1+7)+S1
X4=1
X5=1/4
CALL DPLINT(A,X5,X5,C,E,DX,DY,S2)
X6=D/2**4*(1+5)
X7=X6**2
CALL DPLINT(A,C,X6,C,X7,DX,DY,S4)
CALL DPLINT(A,C,X6,X7,D*DX,DY+S4)
MC=KA*7**4*(1+7/12)*(MC+S3+S4/2**4*(1+(2+4L-1)+S5))
RETURN
END

```

Fig.5.9. Rutina de evaluare a nuntului de cunoscere pentru un SADM cu extrapolare polinomială de gradul 1, adaptivă cu repetarea achizițiilor deplăte

```

DIMENSION N(100),C(100),S(100),I(100)
INTEGER 100
COMMON /ST/SIG,SIGF
REAL MC,MS
EXTERNAL A,F
PARAMETER (7) ,A,A,N,DX,DY, I(1)
1 MC=1; I(1)=1
WRITE (0,*) I(1),MC(1)
4 PERMUT(1,7),Y,1,ZENUTUL=CALL(A,C(1),S(1),S(1),I(1))
CALL ERCL(A,DX,DY,A,7,MC,MS,S2,S1)
1 I(1)=I(1)+1
PERMUT(I,7),A,ACTIVA="C"//ZENUTUL=CALL(A,C(I),S(I),S(I),I(I))
WRITE (0,*) I(I),MC(I)
4 I(1)=I(1)+1
C(I)=I(1)+1
SIG=SIG+ST(C(I),A,F(I))
C(I)=I(1)+1
4 I(1)=I(1)+1
PI=A(N,0)
CALL ERCL(C(I),DX,DY,A,7,MC,MS,S2,S1)
C(I)=MC
4 SIG=SIG+MC
CONTINUE
WRITE (0,*) SIG,SIGF
END

```

Fig.5.10. Program pentru calculul nuntului de cunoscere al unui SADM cu parcurgerea secvențială prin extrapolare a nuntului de gradul 1, adaptivă AIR

```

10 RUN "KX1A1R"
15 RANDOMIZE 65535
20 PRINT "S="; : INPUT S : PRINT S
30 PRINT "m="; : INPUT m : PRINT m
40 PRINT "n="; : INPUT n : PRINT n
50 PRINT "k1="; : INPUT k1 : PRINT k1
51 PRINT "k2="; : INPUT k2 : PRINT k2
60 LET A=2 m
70 LET L=2 B=1
80 LET D=A+2 L
90 LET q=D/A
100 LET s=0
110 LET s1=0
111 LET s2=0
120 LET Ms=0
130 LET X1=D
131 LET X2=D
135 LET Xp=2mX1-X2
140 FOR i=1 TO n
150 GO SUB 1000
160 LET X=(1-k1 2-k2 2)mX+k1 2mX1+k2 2mX2
170 LET s=s+XmX
180 LET s1=s1+XmX1
181 LET s2=s2+XmX2
190 LET X2=X1
191 LET X1=X
200 LET Dc=D/2
210 FOR j=1 TO 1
220 LET Dc=Dc/2
230 IF Xp =Dc THEN GO TO 260
240 NEXT j
250 GO TO 270
260 LET j=j-1
270 LET Amp=2 j
280 LET Xq=INT (Xmamp/q)
290 IF ABS (Xmamp) =B THEN LET Xc=DmX/ABS X : GO TO 310
300 LET Xc=Xq/Ampmq
310 LET Ms=Ms+ABS (X-Xc) 2
320 NEXT i
330 LET Ms=Ms/(D/4) 2/n
350 LET ro1=s1/s
360 LET ro2=s2/s
370 LET s=s/(D/4) 2/n
380 PRINT "siga=";s,"ro1=";ro1,"ro2=";ro2,"Ms=";Ms
390 STOP
1000 LET x=0
1010 FOR s=1 TO 12
1020 LET x=x+RND
1030 NEXT s
1040 LET X=(x-6)m(D/4)
1050 RETURN

```

Fig.5.11. Program pentru simularea achiziției unui semnal gaussian cu un SADVM cu extrapolare polinomială de gradul 1, adaptivă cu repetarea conversiilor ce depășesc sâmenul de măsurare estimat

KTOA1R

ρ	$H(\epsilon^2)$
0	0,12
0,5	0,13
0,95	0,14

KTIA1R

ρ	0	0,5	0,99
0	0,13	0,12	0,09
0,5	0,51	0,17	0,12
0,95	0,23	0,19	0,13

KZQA1R

ρ	0	0,5	0,95
0	0,10	0,11	0,12
0,5	0,08	0,08	0,09
0,95	0,07	0,07	0,08

LPQA1R

ρ	0	0,5	0,95
0	0,32	0,12	0,13
0,5	0,10	0,11	0,12
0,95	0,19	0,17	0,13

LPJA1R

ρ	0	0,5	0,95
0	0,13	0,12	0,11
0,5	0,11	0,12	0,15
0,95	0,12	0,17	0,10

CCLUTUL CRANULAR (NC) SI DE SATURATIE (NS) AL SAIEI CU FEFELAN EG. UNULUI PRIA

EXCELENTA ANALITICA LE CUCIUNULI
 DEPARTAMENT "AIE"

DISPLESTA SEFALULI LE INCARE = 1,00
 DISPLESTA FEFELITET = 1,00
 DEPARTAMENT DE MASURARI = 4,00

tabolul 5.36

ICR	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
ICR	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
ICRAN	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00
ISAT	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00	1,00

ZC[MULTI GRANULAR (MC) SI ET SATLFIAT (MS) AL SAFVM CL PHFKGLAN EA UCMFNILUI PRIN

 EXIFAFLLARE ANALLITJCA LE GRPILNLLI

 ACATIIVA "AIF"

Taboia 5.3b

DISFESSIA SEMNALLUI RE INTRAPE = 1.00
 CEMENTIL RE MASURARI = 4.00

1	.050	I	.150	I	.250	I	.350	I	.450	I	.550	I	.650	I	.750	I	.850	I	.950	I
1	.050	I	.093	I	.091	I	.088	I	.082	I	.079	I	.075	I	.072	I	.069	I	.069	I
1	.100	I	.100	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I
1	.100	I	.100	I	.097	I	.094	I	.091	I	.088	I	.084	I	.081	I	.078	I	.074	I
1	.100	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I
1	.110	I	.107	I	.104	I	.100	I	.097	I	.094	I	.091	I	.087	I	.084	I	.080	I
1	.100	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I
1	.119	I	.115	I	.111	I	.108	I	.104	I	.101	I	.097	I	.094	I	.090	I	.086	I
1	.090	I	.090	I	.090	I	.090	I	.090	I	.090	I	.090	I	.090	I	.090	I	.090	I

1	.126	I	.124	I	.120	I	.116	I	.112	I	.109	I	.105	I	.101	I	.097	I	.093	I
1	.090	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I
1	.136	I	.134	I	.130	I	.126	I	.121	I	.117	I	.113	I	.109	I	.105	I	.101	I
1	.090	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I
1	.149	I	.146	I	.140	I	.136	I	.131	I	.127	I	.122	I	.118	I	.113	I	.109	I
1	.090	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I
1	.138	I	.148	I	.148	I	.145	I	.141	I	.137	I	.132	I	.127	I	.123	I	.118	I
1	.090	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I
1	.133	I	.133	I	.132	I	.130	I	.124	I	.121	I	.119	I	.116	I	.112	I	.107	I
1	.090	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I
1	.132	I	.132	I	.132	I	.132	I	.132	I	.132	I	.132	I	.132	I	.132	I	.132	I
1	.090	I	.090	I	.080	I	.070	I	.060	I	.050	I	.040	I	.030	I	.020	I	.010	I

DISPERSIAN SPESIALISASI (MS) ATAU SATURASIAN (MS) AL-SAYEM CU PERREGLANER UJUNILLUI PRIN
 (DISTRIBUSI) ANALITIKA LE CRINAL 2
 ALAFIYA "AIE"
 1.00

DISPERSIAN SPESIALISASI (MS) ATAU SATURASIAN (MS) AL-SAYEM CU PERREGLANER UJUNILLUI PRIN
 (DISTRIBUSI) ANALITIKA LE CRINAL 2
 ALAFIYA "AIE"
 1.00

Tabelul 5.30.1

1	0.150	0.250	0.350	0.450	0.550	0.650	0.750	0.850	0.950
2	0.072	0.072	0.074	0.075	0.075	0.075	0.076	0.077	0.077
3	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
4	0.069	0.070	0.071	0.072	0.072	0.073	0.074	0.074	0.074
5	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
6	0.067	0.068	0.068	0.068	0.068	0.068	0.068	0.068	0.068
7	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
8	0.064	0.065	0.066	0.066	0.067	0.067	0.068	0.068	0.069
9	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
10	0.062	0.062	0.064	0.064	0.064	0.065	0.065	0.066	0.066
11	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
12	0.059	0.060	0.061	0.061	0.062	0.062	0.063	0.064	0.064
13	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
14	0.057	0.058	0.059	0.059	0.060	0.060	0.061	0.061	0.062
15	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
16	0.055	0.056	0.057	0.057	0.058	0.058	0.059	0.059	0.060
17	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
18	0.052	0.053	0.054	0.054	0.055	0.056	0.056	0.057	0.058
19	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000
20	0.050	0.051	0.052	0.052	0.053	0.053	0.054	0.055	0.055
21	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000	0.000

ZGIMOTUL GRANULAR (PG) SI EE SATURATIE (PS) AL SALTIV CL PFEREGLAKEM UCINFILULUI PRIN

EXTRAFCLARE ANALITICA DE CRICINUL 2
 ALCATIIVA "A1R"

CISPERSIA SEMNALULUI DE INTRARE = 1.00
 UCINFILUL DE MASURARE = 4.00
 R1 = 0.450
 Tabelul 5.3c.2

I	CUR	I	.050	I	.150	I	.250	I	.350	I	.450	I	.550	I	.650	I	.750	I	.850	I	.950	I
I		I	.109	I	.111	I	.113	I	.115	I	.117	I	.119	I	.121	I	.124	I	.127	I	.129	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.101	I	.103	I	.104	I	.106	I	.108	I	.110	I	.112	I	.113	I	.115	I	.118	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.094	I	.096	I	.097	I	.099	I	.100	I	.102	I	.103	I	.105	I	.107	I	.108	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.089	I	.090	I	.091	I	.093	I	.094	I	.095	I	.097	I	.098	I	.100	I	.101	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.083	I	.085	I	.086	I	.087	I	.088	I	.090	I	.091	I	.092	I	.093	I	.095	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.079	I	.080	I	.081	I	.082	I	.083	I	.085	I	.086	I	.087	I	.088	I	.089	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.074	I	.076	I	.077	I	.078	I	.079	I	.080	I	.081	I	.082	I	.083	I	.084	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.066	I	.067	I	.069	I	.070	I	.071	I	.072	I	.073	I	.074	I	.075	I	.076	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I
I		I	.062	I	.064	I	.065	I	.066	I	.067	I	.068	I	.069	I	.070	I	.071	I	.072	I
I		I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I	.000	I

ZECIPTUL GRANULAR (MG) SI DE SATUFATIE (MS) AL SALIV CU PEREGLAKEM UCMENTIULUI PRIN
 PRECIZITIE LINIARA DE CRODINUL 2
 ALAFIIVA "AIF"

Tabolul 5.3d

DISPEPSIA SEMNALULI DE IATRARE = 1.00
 COPENIL DE MASURARE = 40CC

.05	.150 I	.250 I	.350 I	.450 I	.550 I	.650 I	.750 I	.850 I	.950 I
.10	.123 I	.107 I	.097 I	.093 I	.095 I	.099 I	.103 I	.102 I	.111 I
.15	.106 I	.102 I	.096 I	.093 I	.095 I	.099 I	.103 I	.102 I	.111 I
.20	.100 I	.090 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I
.25	.097 I	.095 I	.093 I	.093 I	.095 I	.099 I	.103 I	.102 I	.111 I
.30	.100 I	.090 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I	.080 I
.35	.090 I	.080 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I
.40	.087 I	.088 I	.090 I	.092 I	.095 I	.100 I	.104 I	.104 I	.111 I
.45	.090 I	.080 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I
.50	.091 I	.091 I	.093 I	.093 I	.097 I	.101 I	.105 I	.105 I	.111 I
.55	.090 I	.080 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I
.60	.102 I	.099 I	.097 I	.097 I	.099 I	.102 I	.106 I	.106 I	.111 I
.65	.090 I	.080 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I
.70	.120 I	.114 I	.109 I	.105 I	.104 I	.105 I	.108 I	.108 I	.111 I
.75	.090 I	.080 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I
.80	.134 I	.123 I	.122 I	.122 I	.122 I	.122 I	.122 I	.122 I	.122 I
.85	.090 I	.080 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I
.90	.167 I	.162 I	.156 I	.152 I	.145 I	.133 I	.127 I	.120 I	.115 I
.95	.090 I	.080 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I	.070 I

CEMENTUL GRANULAR (P) SI LE SATURATIE (P) SI AL SAU IN CU FEREGLAKHA UCERH IULLI PRIN
 PRECITITIE LINIARA LE CHICINLU 3
 CAPTIVIA "A1H"

DISPENSIA SEMNALULUI DE INIARE = 1450
 R2 = 055

Taboalu 5.30.1

STLPA	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	97	98	99	100
100	101	102	103	104	105	106	107	108	109	110	111	112	113	114	115	116	117	118	119	120	121	122	123	124	125	126	127	128	129	130	131	132	133	134	135	136	137	138	139	140	141	142	143	144	145	146	147	148	149	150	151	152	153	154	155	156	157	158	159	160	161	162	163	164	165	166	167	168	169	170	171	172	173	174	175	176	177	178	179	180	181	182	183	184	185	186	187	188	189	190	191	192	193	194	195	196	197	198	199	200

ZCUMUTUL GRANULAR (MG) SI EF SATURATIE (MS) AL SAZYV CL PHEROGLAREA UONTINULUI PRIN
 PEFECTIE LINFARA DE CRUCINUL 3
 ACAPTIWA "AIK"

DISPERSIA SEMNALULUI DE INTRARI = 1.00
 CUPRINTUL DE MASURARE = 4.00

R1 = .950

Tabolul 5.30.3

I	COR	I	.C5C	I	.150	I	.250	I	.350	I	.450	I	.550	I	.650	I	.750	I	.850	I	.950	I	
I	.C5	I	.562E-03	I	.365E-03	I	.251E-03	I	.145E-03	I	.354E-04	I	.132E-02	I	.132E-02	I	.132E-02	I	.135E-02	I	.144E-02	I	I
I	.15	I	.914E-03	I	.571E-03	I	.366E-03	I	.249E-03	I	.140E-03	I	.122E-02	I	.133E-02	I	.133E-02	I	.132E-02	I	.136E-02	I	I
I	.25	I	.937E-03	I	.895E-03	I	.618E-03	I	.277E-03	I	.254E-03	I	.141E-03	I	.123E-02	I	.133E-02	I	.133E-02	I	.132E-02	I	I
I	.35	I	.107E-02	I	.964E-03	I	.884E-03	I	.746E-03	I	.397E-03	I	.264E-03	I	.145E-03	I	.123E-02	I	.134E-02	I	.133E-02	I	I
I	.45	I	.115E-02	I	.110E-02	I	.100E-02	I	.893E-02	I	.114E-02	I	.426E-03	I	.276E-03	I	.146E-03	I	.129E-02	I	.134E-02	I	I

I	.55	I	.132E-02	I	.127E-02	I	.113E-02	I	.105E-02	I	.926E-03	I	.951E-03	I	.456E-03	I	.277E-03	I	.128E-03	I	.130E-02	I	I
I	.65	I	.134E-02	I	.133E-02	I	.129E-02	I	.115E-02	I	.973E-03	I	.904E-03	I	.462E-03	I	.279E-03	I	.121E-02	I	.132E-02	I	I
I	.75	I	.103E-02	I	.115E-02	I	.128E-02	I	.130E-02	I	.126E-02	I	.114E-02	I	.994E-03	I	.740E-03	I	.180E-03	I	.133E-02	I	I
I	.85	I	.168E-02	I	.164E-02	I	.157E-02	I	.152E-02	I	.141E-02	I	.132E-02	I	.123E-02	I	.115E-02	I	.130E-02	I	.132E-02	I	I
I	.95	I	.156E-02	I	.167E-02	I	.167E-02	I	.162E-02	I	.156E-02	I	.152E-02	I	.136E-02	I	.134E-02	I	.121E-02	I	.115E-02	I	I

Rezultatele obținute privind algoritmul de cuantizare al SADM ce utilizează tehnica de adaptare de mai sus, pentru cazul extrapolării polinomiale, respectiv predicției liniare sînt concentrate în tabelele 5.3.

Verificarea acestor rezultate a fost efectuată cu ajutorul unor programe scrise în BASIC care simulează algoritmi de funcționare ale acestor SADM. Secvența de generare a valorilor variabilei aleatoare de intrare în SADM (1) utilizează același principiu ca cel descris de relația (5.14). Structura acestei categorii de programe este exemplificată prin rutine din fig.5.11, care simulează achiziția unui semnal gaussian cu ajutorul unui SADM cu extrapolare polinomială de gradul 1, adaptivă cu repetarea conversiilor de depășesc domeniul de măsurare estimat.

Reluarea conversiilor duce la creșterea duratei medii a unei achiziții de K_{T1} ori, valoare determinată de distribuția semnelului discretizat:

$$K_{T1} = 1 + \int_0^{\frac{D}{2^{2^E}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E-1}}}^{\infty} w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x} + \sum_{i=1}^{2^E-2} \int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_{\frac{D}{2^i}}^{\infty} w(x, \tilde{x}) dx d\tilde{x}$$

5.3. Caracteristicile SADM cu prereglerarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă în avans

Conform metodei de adaptare în avans descrisă de relațiile (3.17), cunța pentru fiecare domeniu de măsurare, în funcție de predicția x și de valoarea semnalului achiziționat este:

$$\Delta x_1 = \begin{cases} \Delta x \text{ dacă } |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^2}, D \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2}, \infty \right) & (5.34a) \\ \tilde{x} \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}}, \infty \right) \text{ cu } i=1, 2^E-3 & (5.34b) \\ \tilde{x} \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-1}} \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2^{2^E-1}}, \infty \right) \text{ cu } i=2^E-2 & (5.34c) \\ \tilde{x} \wedge |x| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}}, \frac{D}{2^i} \right) \text{ cu } i=1, 2^E-2 & (5.34d) \\ \tilde{x} \in \left[\frac{D}{2^i}, \frac{D}{2^{i-1}} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^i} \right) \text{ cu } i=1, 2^E-2 & (5.34e) \\ \frac{\Delta x}{2^{2^E-1}} \text{ dacă } |\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-2}} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-1}} \right) & (5.34f) \end{cases}$$

Dispersia zgomotului de cuantizare al SADM cu prereglerarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă în avans $\mathbb{E}_2(\epsilon^2)$ este dată de expresia (5.35):

$$\mathbb{E}_2(\epsilon^2) = \frac{K}{12} (\Delta x)^2 \left\{ \int_{\frac{D}{4}}^D \int_{\frac{D}{2}}^D w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \sum_{i=1}^{2^E-2} \frac{1}{4} \left[\int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_{\frac{D}{2^{i+1}}}^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_{\frac{D}{2^{i+1}}}^{\frac{D}{2^i}} \int_0^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} \right] + \int_{\frac{D}{2^{i+1}}}^{\frac{D}{2^i}} \int_{\frac{D}{2^{i+1}}}^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_{\frac{D}{2^i}}^{\frac{D}{2^{i-1}}} \int_0^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} \right\} +$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{4^{2^E-2}} \int_0^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E-2}}}^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \frac{1}{4^{2^E-1}} \int_0^{\frac{D}{2^{2^E-2}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E-1}}}^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} \} \\
 & + K \left[\sum_{i=1}^{2^E-2} \int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_{\frac{D}{2^i}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} (x - \frac{D}{2^i}) w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_0^{\frac{D}{2^{2^E}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E-2}}}^{\frac{D}{2^{2^E-1}}} (x - \frac{D}{2^{2^E-2}}) \cdot w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} \right] \quad (5.35)
 \end{aligned}$$

Repartizarea domeniilor de integrare în planul Xx este dată în fig.5.12.

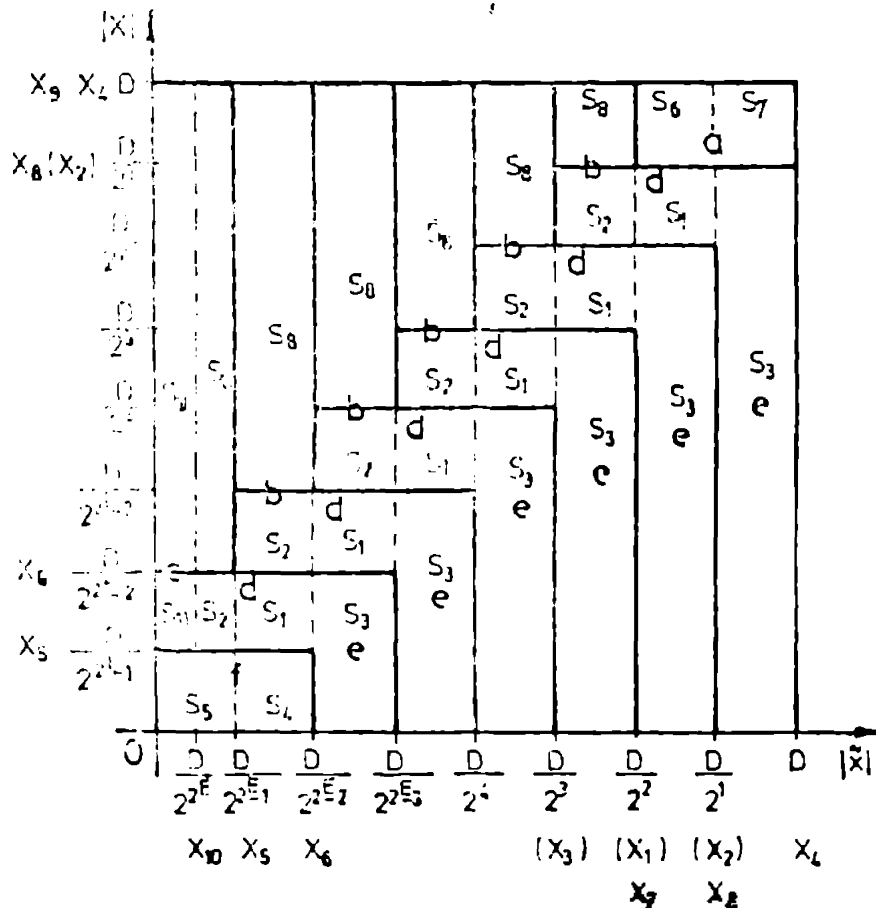


Fig.5.12. Domeniile pentru definirea cuantelor SADM cu prerogarea domeniilor de măsurare prin predicție adaptivă în avans (A2)

Primul termen al relației (5.35) reprezintă agentul granular, iar al doilea termen este agentul de saturare al SADM. Pași de adaptare cu reacție, SADM cu predicție adaptivă în

avans are un algoritm de cuantizare granulat mai mic, la aceeași valoare a algoritmului de saturare: $N_2(\varepsilon^2) < N_2(\varepsilon^2)$.

Estimarea algoritmului de cuantizare $N_2(\varepsilon^2)$ a fost efectuată cu ajutorul rutinei FORTRAN din fig. (5.13). Semnificația variabilelor utilizate în acest program rezultă din fig.5.12. Un exemplu de evaluare a algoritmului de cuantizare pentru un SADVM cu extrapolare polinomială de gradul 2, adaptivă în avans este reiată în fig.5.14.

Rezultatele obținute pentru algoritmul de cuantizare al SADVM adaptive în avans, bazate pe extrapolare polinomială respectiv pe predicție liniară, sînt conținute în tabelele 5.4. Pentru a verifica aceste valori, au fost elaborate modelele acestor SADVM sub forma unor programe BASIC care simulează algoritmi lor de funcționare.

```

SUBROUTINE EVALUATE (X0, Y0, X1, Y1, X2, Y2, X3, Y3, X4, Y4, X5, Y5, X6, Y6, X7, Y7, X8, Y8, X9, Y9, X10, Y10, X11, Y11, X12, Y12, X13, Y13, X14, Y14, X15, Y15, X16, Y16, X17, Y17, X18, Y18, X19, Y19, X20, Y20, X21, Y21, X22, Y22, X23, Y23, X24, Y24, X25, Y25, X26, Y26, X27, Y27, X28, Y28, X29, Y29, X30, Y30, X31, Y31, X32, Y32, X33, Y33, X34, Y34, X35, Y35, X36, Y36, X37, Y37, X38, Y38, X39, Y39, X40, Y40, X41, Y41, X42, Y42, X43, Y43, X44, Y44, X45, Y45, X46, Y46, X47, Y47, X48, Y48, X49, Y49, X50, Y50, X51, Y51, X52, Y52, X53, Y53, X54, Y54, X55, Y55, X56, Y56, X57, Y57, X58, Y58, X59, Y59, X60, Y60, X61, Y61, X62, Y62, X63, Y63, X64, Y64, X65, Y65, X66, Y66, X67, Y67, X68, Y68, X69, Y69, X70, Y70, X71, Y71, X72, Y72, X73, Y73, X74, Y74, X75, Y75, X76, Y76, X77, Y77, X78, Y78, X79, Y79, X80, Y80, X81, Y81, X82, Y82, X83, Y83, X84, Y84, X85, Y85, X86, Y86, X87, Y87, X88, Y88, X89, Y89, X90, Y90, X91, Y91, X92, Y92, X93, Y93, X94, Y94, X95, Y95, X96, Y96, X97, Y97, X98, Y98, X99, Y99, X100, Y100, X101, Y101, X102, Y102, X103, Y103, X104, Y104, X105, Y105, X106, Y106, X107, Y107, X108, Y108, X109, Y109, X110, Y110, X111, Y111, X112, Y112, X113, Y113, X114, Y114, X115, Y115, X116, Y116, X117, Y117, X118, Y118, X119, Y119, X120, Y120, X121, Y121, X122, Y122, X123, Y123, X124, Y124, X125, Y125, X126, Y126, X127, Y127, X128, Y128, X129, Y129, X130, Y130, X131, Y131, X132, Y132, X133, Y133, X134, Y134, X135, Y135, X136, Y136, X137, Y137, X138, Y138, X139, Y139, X140, Y140, X141, Y141, X142, Y142, X143, Y143, X144, Y144, X145, Y145, X146, Y146, X147, Y147, X148, Y148, X149, Y149, X150, Y150, X151, Y151, X152, Y152, X153, Y153, X154, Y154, X155, Y155, X156, Y156, X157, Y157, X158, Y158, X159, Y159, X160, Y160, X161, Y161, X162, Y162, X163, Y163, X164, Y164, X165, Y165, X166, Y166, X167, Y167, X168, Y168, X169, Y169, X170, Y170, X171, Y171, X172, Y172, X173, Y173, X174, Y174, X175, Y175, X176, Y176, X177, Y177, X178, Y178, X179, Y179, X180, Y180, X181, Y181, X182, Y182, X183, Y183, X184, Y184, X185, Y185, X186, Y186, X187, Y187, X188, Y188, X189, Y189, X190, Y190, X191, Y191, X192, Y192, X193, Y193, X194, Y194, X195, Y195, X196, Y196, X197, Y197, X198, Y198, X199, Y199, X200, Y200, X201, Y201, X202, Y202, X203, Y203, X204, Y204, X205, Y205, X206, Y206, X207, Y207, X208, Y208, X209, Y209, X210, Y210, X211, Y211, X212, Y212, X213, Y213, X214, Y214, X215, Y215, X216, Y216, X217, Y217, X218, Y218, X219, Y219, X220, Y220, X221, Y221, X222, Y222, X223, Y223, X224, Y224, X225, Y225, X226, Y226, X227, Y227, X228, Y228, X229, Y229, X230, Y230, X231, Y231, X232, Y232, X233, Y233, X234, Y234, X235, Y235, X236, Y236, X237, Y237, X238, Y238, X239, Y239, X240, Y240, X241, Y241, X242, Y242, X243, Y243, X244, Y244, X245, Y245, X246, Y246, X247, Y247, X248, Y248, X249, Y249, X250, Y250, X251, Y251, X252, Y252, X253, Y253, X254, Y254, X255, Y255, X256, Y256, X257, Y257, X258, Y258, X259, Y259, X260, Y260, X261, Y261, X262, Y262, X263, Y263, X264, Y264, X265, Y265, X266, Y266, X267, Y267, X268, Y268, X269, Y269, X270, Y270, X271, Y271, X272, Y272, X273, Y273, X274, Y274, X275, Y275, X276, Y276, X277, Y277, X278, Y278, X279, Y279, X280, Y280, X281, Y281, X282, Y282, X283, Y283, X284, Y284, X285, Y285, X286, Y286, X287, Y287, X288, Y288, X289, Y289, X290, Y290, X291, Y291, X292, Y292, X293, Y293, X294, Y294, X295, Y295, X296, Y296, X297, Y297, X298, Y298, X299, Y299, X300, Y300, X301, Y301, X302, Y302, X303, Y303, X304, Y304, X305, Y305, X306, Y306, X307, Y307, X308, Y308, X309, Y309, X310, Y310, X311, Y311, X312, Y312, X313, Y313, X314, Y314, X315, Y315, X316, Y316, X317, Y317, X318, Y318, X319, Y319, X320, Y320, X321, Y321, X322, Y322, X323, Y323, X324, Y324, X325, Y325, X326, Y326, X327, Y327, X328, Y328, X329, Y329, X330, Y330, X331, Y331, X332, Y332, X333, Y333, X334, Y334, X335, Y335, X336, Y336, X337, Y337, X338, Y338, X339, Y339, X340, Y340, X341, Y341, X342, Y342, X343, Y343, X344, Y344, X345, Y345, X346, Y346, X347, Y347, X348, Y348, X349, Y349, X350, Y350, X351, Y351, X352, Y352, X353, Y353, X354, Y354, X355, Y355, X356, Y356, X357, Y357, X358, Y358, X359, Y359, X360, Y360, X361, Y361, X362, Y362, X363, Y363, X364, Y364, X365, Y365, X366, Y366, X367, Y367, X368, Y368, X369, Y369, X370, Y370, X371, Y371, X372, Y372, X373, Y373, X374, Y374, X375, Y375, X376, Y376, X377, Y377, X378, Y378, X379, Y379, X380, Y380, X381, Y381, X382, Y382, X383, Y383, X384, Y384, X385, Y385, X386, Y386, X387, Y387, X388, Y388, X389, Y389, X390, Y390, X391, Y391, X392, Y392, X393, Y393, X394, Y394, X395, Y395, X396, Y396, X397, Y397, X398, Y398, X399, Y399, X400, Y400, X401, Y401, X402, Y402, X403, Y403, X404, Y404, X405, Y405, X406, Y406, X407, Y407, X408, Y408, X409, Y409, X410, Y410, X411, Y411, X412, Y412, X413, Y413, X414, Y414, X415, Y415, X416, Y416, X417, Y417, X418, Y418, X419, Y419, X420, Y420, X421, Y421, X422, Y422, X423, Y423, X424, Y424, X425, Y425, X426, Y426, X427, Y427, X428, Y428, X429, Y429, X430, Y430, X431, Y431, X432, Y432, X433, Y433, X434, Y434, X435, Y435, X436, Y436, X437, Y437, X438, Y438, X439, Y439, X440, Y440, X441, Y441, X442, Y442, X443, Y443, X444, Y444, X445, Y445, X446, Y446, X447, Y447, X448, Y448, X449, Y449, X450, Y450, X451, Y451, X452, Y452, X453, Y453, X454, Y454, X455, Y455, X456, Y456, X457, Y457, X458, Y458, X459, Y459, X460, Y460, X461, Y461, X462, Y462, X463, Y463, X464, Y464, X465, Y465, X466, Y466, X467, Y467, X468, Y468, X469, Y469, X470, Y470, X471, Y471, X472, Y472, X473, Y473, X474, Y474, X475, Y475, X476, Y476, X477, Y477, X478, Y478, X479, Y479, X480, Y480, X481, Y481, X482, Y482, X483, Y483, X484, Y484, X485, Y485, X486, Y486, X487, Y487, X488, Y488, X489, Y489, X490, Y490, X491, Y491, X492, Y492, X493, Y493, X494, Y494, X495, Y495, X496, Y496, X497, Y497, X498, Y498, X499, Y499, X500, Y500, X501, Y501, X502, Y502, X503, Y503, X504, Y504, X505, Y505, X506, Y506, X507, Y507, X508, Y508, X509, Y509, X510, Y510, X511, Y511, X512, Y512, X513, Y513, X514, Y514, X515, Y515, X516, Y516, X517, Y517, X518, Y518, X519, Y519, X520, Y520, X521, Y521, X522, Y522, X523, Y523, X524, Y524, X525, Y525, X526, Y526, X527, Y527, X528, Y528, X529, Y529, X530, Y530, X531, Y531, X532, Y532, X533, Y533, X534, Y534, X535, Y535, X536, Y536, X537, Y537, X538, Y538, X539, Y539, X540, Y540, X541, Y541, X542, Y542, X543, Y543, X544, Y544, X545, Y545, X546, Y546, X547, Y547, X548, Y548, X549, Y549, X550, Y550, X551, Y551, X552, Y552, X553, Y553, X554, Y554, X555, Y555, X556, Y556, X557, Y557, X558, Y558, X559, Y559, X560, Y560, X561, Y561, X562, Y562, X563, Y563, X564, Y564, X565, Y565, X566, Y566, X567, Y567, X568, Y568, X569, Y569, X570, Y570, X571, Y571, X572, Y572, X573, Y573, X574, Y574, X575, Y575, X576, Y576, X577, Y577, X578, Y578, X579, Y579, X580, Y580, X581, Y581, X582, Y582, X583, Y583, X584, Y584, X585, Y585, X586, Y586, X587, Y587, X588, Y588, X589, Y589, X590, Y590, X591, Y591, X592, Y592, X593, Y593, X594, Y594, X595, Y595, X596, Y596, X597, Y597, X598, Y598, X599, Y599, X600, Y600, X601, Y601, X602, Y602, X603, Y603, X604, Y604, X605, Y605, X606, Y606, X607, Y607, X608, Y608, X609, Y609, X610, Y610, X611, Y611, X612, Y612, X613, Y613, X614, Y614, X615, Y615, X616, Y616, X617, Y617, X618, Y618, X619, Y619, X620, Y620, X621, Y621, X622, Y622, X623, Y623, X624, Y624, X625, Y625, X626, Y626, X627, Y627, X628, Y628, X629, Y629, X630, Y630, X631, Y631, X632, Y632, X633, Y633, X634, Y634, X635, Y635, X636, Y636, X637, Y637, X638, Y638, X639, Y639, X640, Y640, X641, Y641, X642, Y642, X643, Y643, X644, Y644, X645, Y645, X646, Y646, X647, Y647, X648, Y648, X649, Y649, X650, Y650, X651, Y651, X652, Y652, X653, Y653, X654, Y654, X655, Y655, X656, Y656, X657, Y657, X658, Y658, X659, Y659, X660, Y660, X661, Y661, X662, Y662, X663, Y663, X664, Y664, X665, Y665, X666, Y666, X667, Y667, X668, Y668, X669, Y669, X670, Y670, X671, Y671, X672, Y672, X673, Y673, X674, Y674, X675, Y675, X676, Y676, X677, Y677, X678, Y678, X679, Y679, X680, Y680, X681, Y681, X682, Y682, X683, Y683, X684, Y684, X685, Y685, X686, Y686, X687, Y687, X688, Y688, X689, Y689, X690, Y690, X691, Y691, X692, Y692, X693, Y693, X694, Y694, X695, Y695, X696, Y696, X697, Y697, X698, Y698, X699, Y699, X700, Y700, X701, Y701, X702, Y702, X703, Y703, X704, Y704, X705, Y705, X706, Y706, X707, Y707, X708, Y708, X709, Y709, X710, Y710, X711, Y711, X712, Y712, X713, Y713, X714, Y714, X715, Y715, X716, Y716, X717, Y717, X718, Y718, X719, Y719, X720, Y720, X721, Y721, X722, Y722, X723, Y723, X724, Y724, X725, Y725, X726, Y726, X727, Y727, X728, Y728, X729, Y729, X730, Y730, X731, Y731, X732, Y732, X733, Y733, X734, Y734, X735, Y735, X736, Y736, X737, Y737, X738, Y738, X739, Y739, X740, Y740, X741, Y741, X742, Y742, X743, Y743, X744, Y744, X745, Y745, X746, Y746, X747, Y747, X748, Y748, X749, Y749, X750, Y750, X751, Y751, X752, Y752, X753, Y753, X754, Y754, X755, Y755, X756, Y756, X757, Y757, X758, Y758, X759, Y759, X760, Y760, X761, Y761, X762, Y762, X763, Y763, X764, Y764, X765, Y765, X766, Y766, X767, Y767, X768, Y768, X769, Y769, X770, Y770, X771, Y771, X772, Y772, X773, Y773, X774, Y774, X775, Y775, X776, Y776, X777, Y777, X778, Y778, X779, Y779, X780, Y780, X781, Y781, X782, Y782, X783, Y783, X784, Y784, X785, Y785, X786, Y786, X787, Y787, X788, Y788, X789, Y789, X790, Y790, X791, Y791, X792, Y792, X793, Y793, X794, Y794, X795, Y795, X796, Y796, X797, Y797, X798, Y798, X799, Y799, X800, Y800, X801, Y801, X802, Y802, X803, Y803, X804, Y804, X805, Y805, X806, Y806, X807, Y807, X808, Y808, X809, Y809, X810, Y810, X811, Y811, X812, Y812, X813, Y813, X814, Y814, X815, Y815, X816, Y816, X817, Y817, X818, Y818, X819, Y819, X820, Y820, X821, Y821, X822, Y822, X823, Y823, X824, Y824, X825, Y825, X826, Y826, X827, Y827, X828, Y828, X829, Y829, X830, Y830, X831, Y831, X832, Y832, X833, Y833, X834, Y834, X835, Y835, X836, Y836, X837, Y837, X838, Y838, X839, Y839, X840, Y840, X841, Y841, X842, Y842, X843, Y843, X844, Y844, X845, Y845, X846, Y846, X847, Y847, X848, Y848, X849, Y849, X850, Y850, X851, Y851, X852, Y852, X853, Y853, X854, Y854, X855, Y855, X856, Y856, X857, Y857, X858, Y858, X859, Y859, X860, Y860, X861, Y861, X862, Y862, X863, Y863, X864, Y864, X865, Y865, X866, Y866, X867, Y867, X868, Y868, X869, Y869, X870, Y870, X871, Y871, X872, Y872, X873, Y873, X874, Y874, X875, Y875, X876, Y876, X877, Y877, X878, Y878, X879, Y879, X880, Y880, X881, Y881, X882, Y882, X883, Y883, X884, Y884, X885, Y885, X886, Y886, X887, Y887, X888, Y888, X889, Y889, X890, Y890, X891, Y891, X892, Y892, X893, Y893, X894, Y894, X895, Y895, X896, Y896, X897, Y897, X898, Y898, X899, Y899, X900, Y900, X901, Y901, X902, Y902, X903, Y903, X904, Y904, X905, Y905, X906, Y906, X907, Y907, X908, Y908, X909, Y909, X910, Y910, X911, Y911, X912, Y912, X913, Y913, X914, Y914, X915, Y915, X916, Y916, X917, Y917, X918, Y918, X919, Y919, X920, Y920, X921, Y921, X922, Y922, X923, Y923, X924, Y924, X925, Y925, X926, Y926, X927, Y927, X928, Y928, X929, Y929, X930, Y930, X931, Y931, X932, Y932, X933, Y933, X934, Y934, X935, Y935, X936, Y936, X937, Y937, X938, Y938, X939, Y939, X940, Y940, X941, Y941, X942, Y942, X943, Y943, X944, Y944, X945, Y945, X946, Y946, X947, Y947, X948, Y948, X949, Y949, X950, Y950, X951, Y951, X952, Y952, X953, Y953, X954, Y954, X955, Y955, X956, Y956, X957, Y957, X958, Y958, X959, Y959, X960, Y960, X961, Y961, X962, Y962, X963, Y963, X964, Y964, X965, Y965, X966, Y966, X967, Y967, X968, Y968, X969, Y969, X970, Y970, X971, Y971, X972, Y972, X973, Y973, X974, Y974, X975, Y975, X976, Y976, X977, Y977, X978, Y978, X979, Y979, X980, Y980, X981, Y981, X982, Y982, X983, Y983, X984, Y984, X985, Y985, X986, Y986, X987, Y987, X988, Y988, X989, Y989, X990, Y990, X991, Y991, X992, Y992, X993, Y993, X994, Y994, X995, Y995, X996, Y996, X997, Y997, X998, Y998, X999, Y999, X1000, Y1000, X1001, Y1001, X1002, Y1002, X1003, Y1003, X1004, Y1004, X1005, Y1005, X1006, Y1006, X1007, Y1007, X1008, Y1008, X1009, Y1009, X1010, Y1010, X1011, Y1011, X1012, Y1012, X1013, Y1013, X1014, Y1014, X1015, Y1015, X1016, Y1016, X1017, Y1017, X1018, Y1018, X1019, Y1019, X1020, Y1020, X1021, Y1021, X1022, Y1022, X1023, Y1023, X1024, Y1024, X1025, Y1025, X1026, Y1026, X1027, Y1027, X1028, Y1028, X1029, Y1029, X1030, Y1030, X1031, Y1031, X1032, Y1032, X1033, Y1033, X1034, Y1034, X1035, Y1035, X1036, Y1036, X1037, Y1037, X1038, Y1038, X1039, Y1039, X1040, Y1040, X1041, Y1041, X1042, Y1042, X1043, Y1043, X1044, Y1044, X1045, Y1045, X1046, Y1046, X1047, Y1047, X1048, Y1048, X1049, Y1049, X1050, Y1050, X1051, Y1051, X1052, Y1052, X1053, Y1053, X1054, Y1054, X1055, Y1055, X1056, Y1056, X1057, Y1057, X1058, Y1058, X1059, Y1059, X1060, Y1060, X1061, Y1061, X1062, Y1062, X1063, Y1063, X1064, Y1064, X1065, Y1065, X1066, Y1066, X1067, Y1067, X1068, Y1068, X1069, Y1069, X1070, Y1070, X1071, Y1071, X1072, Y1072, X1073, Y1073, X1074, Y1074, X1075, Y1075, X1076, Y1076, X1077, Y1077, X1078, Y1078, X1079, Y1079, X1080, Y1080, X1081, Y1081, X1082, Y1082, X1083, Y1083, X1084, Y1084, X1085, Y1085, X1086, Y1086, X1087, Y1087, X1088, Y1088, X1089, Y1089, X1090, Y1090, X1091, Y1091, X1092, Y1092, X1093, Y1093, X1094, Y1094, X1095, Y1095, X1096, Y1096, X1097, Y1097, X1098, Y1098, X1099, Y1099, X1100, Y1100, X1101, Y1101, X1102, Y1102, X1103, Y1103, X1104, Y1104, X1105, Y1105, X1106, Y1106, X1107, Y1107, X1108, Y1108, X1109, Y1109, X1110, Y1110, X1111, Y1111, X1112, Y1112, X1113, Y1113, X1114, Y1114, X1115, Y1115, X1116, Y1116, X1117, Y1117, X1118, Y1118, X1119, Y1119, X1120, Y1120, X1121, Y1121, X1122, Y1122, X1123, Y1123, X1124, Y1124, X1125, Y1125, X1126, Y1126, X1127, Y1127, X1128, Y1128, X1129, Y1129, X1130, Y1130, X1131, Y1131, X1132, Y1132, X1133, Y1133, X1134, Y1134, X1135, Y1135, X1136, Y1136, X1137, Y1137, X1138, Y1138, X1139, Y1139, X1140, Y1140, X1141, Y1141, X1142, Y1142, X1143, Y1143, X1144, Y1144, X1145, Y1145, X1146, Y1146, X1147, Y1147, X1148, Y1148, X1149, Y1149, X1150, Y1150, X1151, Y1151, X1152, Y1152, X1153, Y1153, X1154, Y1154, X1155, Y1155, X1156, Y1156, X1157, Y1157, X1158, Y1158, X1159, Y1159, X1160, Y1160, X1161, Y1161, X1162, Y1162, X1163, Y1163, X1164, Y1164, X1165, Y1165, X1166, Y1166, X1167, Y1167, X1168, Y1168, X1169, Y1169, X1170, Y1170, X1171, Y1171, X1172, Y1172, X1173, Y1173, X1174, Y1174, X1175, Y1175, X1176, Y1176, X1177, Y1177, X1178, Y1178, X1179, Y1179, X1180, Y
```

KX0A2 Tab.5.5a

ρ	$N(\epsilon^2)$
0	20,11
0,5	11,03
0,99	0,02

KX1A2 Tab.5.5b

ρ	0	0,5	0,95
0	9,32	7,81	6,13
0,5	8,21	9,13	8,23
0,98	0,08	0,09	3,11

KX2A2 Tab.5.5c

ρ	0	0,5	0,95
0	4,7	4,1	3,2
0,9	3,51	5,27	3,54
0,95	0,12	3,03	6,15

LP2A2 Tab.5.5d

ρ	0	0,5	0,95
0	38,15	21,04	1,91
0,5	25,33	18,41	0,9
0,93	0,05	0,05	0,09

LP3A2 Tab.5.5e

ρ	0	0,5	0,95
0	27,35	5,16	0,07
0,5	6,12	16,38	0,11
0,99	0,05	1,01	0,06

Tabelul 5.4a

TABLE 5.4a

VALUES OF THE FUNCTION $N(\epsilon^2)$ FOR THE CASES $KX0A2, KX1A2, KX2A2, LP2A2, LP3A2$ WITH $\rho = 0, 0.5, 0.95$ AND $\epsilon^2 = 0, 0.5, 0.95$.

Case	ρ	$\epsilon^2 = 0$	$\epsilon^2 = 0.5$	$\epsilon^2 = 0.95$
KX0A2	0	20.11		
	0.5	11.03		
	0.99	0.02		
KX1A2	0	9.32	7.81	6.13
	0.5	8.21	9.13	8.23
	0.98	0.08	0.09	3.11
KX2A2	0	4.7	4.1	3.2
	0.9	3.51	5.27	3.54
	0.95	0.12	3.03	6.15
LP2A2	0	38.15	21.04	1.91
	0.5	25.33	18.41	0.9
	0.93	0.05	0.05	0.09
LP3A2	0	27.35	5.16	0.07
	0.5	6.12	16.38	0.11
	0.99	0.05	1.01	0.06

ZCMLCTUL CRANLLAR (MCA) SILE SATUFMATIC (MS) AL SACYR CU PERRICLANEA CUMRIBULUI PRIN
 PEFACITIL LINIARA LE CROINUL 2
 ALATIVIA MAZ*
 * * * * *

DISPERSIA SFMNLULUI CU ITIAPOR = 1.00
 CFMNTUL PE MASURARILE = 4.00

Table 5.44

I	CUR	I	.040	I	.150	I	.250	I	.350	I	.450	I	.550	I	.650	I	.700	I	.850	I	.950	I
I	.05	I	.000	I	.001	I	.003	I	.006	I	.011	I	.017	I	.023	I	.030	I	.034	I	.039	I
I	.15	I	.000	I	.001	I	.003	I	.006	I	.011	I	.017	I	.023	I	.030	I	.034	I	.039	I
I	.25	I	.002	I	.002	I	.004	I	.007	I	.012	I	.017	I	.023	I	.029	I	.034	I	.039	I
I	.35	I	.004	I	.005	I	.006	I	.009	I	.012	I	.018	I	.022	I	.029	I	.034	I	.039	I
I	.45	I	.007	I	.009	I	.009	I	.011	I	.014	I	.018	I	.024	I	.029	I	.034	I	.039	I
I	.55	I	.010	I	.014	I	.014	I	.014	I	.016	I	.019	I	.024	I	.029	I	.034	I	.039	I
I	.65	I	.025	I	.022	I	.023	I	.019	I	.019	I	.021	I	.025	I	.029	I	.034	I	.039	I
I	.75	I	.035	I	.037	I	.033	I	.026	I	.025	I	.024	I	.026	I	.029	I	.034	I	.039	I
I	.85	I	.034	I	.034	I	.036	I	.030	I	.029	I	.030	I	.029	I	.034	I	.039	I	.039	I
I	.95	I	.029	I	.026	I	.027	I	.027	I	.026	I	.024	I	.025	I	.024	I	.024	I	.024	I
I		I	.004	I	.004	I	.004	I	.004	I	.004	I	.004	I	.004	I	.004	I	.004	I	.004	I


```

*****
*
* PROGRAM PENTRU CALCULUL ZOOMULUI DE CUANTIZARE
* AL UNUI SISTEM PENTRU ACHIZITIILE DATELOR CUANTIFICATE
* IN VIRGULA MILELA CU PREREGLAREA DOMENIULUI PRIN
* EXTARPOLARE ANALITICA DE ORDINUL 2, ADAPTIVA "A2"
*
*****

DIMENSION S(17,4),C(20,10),R(20),C(20)
INTEGER F
COMMON RI,SIC,SICP
REAL PC,MS
EXTERNAL W,F
REAL C(1),Y(1),M,K,A,F,DX,DY,SIC,D
1 FORMAT(1E,10(1,4))
ENDDOOR
K=0
R(1)=K/1.0
R(2)=1.0
R(3)=I/1.0
SIC=SQRT(AES(15.24*R(1)+6*R(2)))
C(1)=SIC
C(2)=J/1.0
R(1)=J/1.0
R(2)=J/1.0
R(3)=K/1.0
CALL PROLOC(DX,DY,W,I,PC,D,MS,K,A,F)
C(1)=NO
SIC=MS
2 CONTINUE
C(1)=K/1.0
WRITE(1,944)
44 FORMAT(1E,17(1,4),1ZOOMUL GRANULAR (MG) SI DE SATURATIE (PSI) ',
1 CAL SIVM CU PREREGLAREA DOMENIULUI PRIN 1/20X,83(1,4) 74 X,
1 EXTARPOLARE ANALITICA DE ORDINUL 2 1/40X,34(1,4) )
WRITE(1,945)
51 FORMAT(5X,ADAPTIVA "A2"1/50X,12(1,4) )
WRITE(1,946)SIC
5 FORMAT(10X)DISPENSIA SEMNALULUI DE INTRARE = 1,F5.2/
10X)DOMENIUL DE MASURARE = 1,F5.2)
WRITE(1,947)R(1),C(1),M=1.0,1,1,C(1),I(C(1),I(C(1),N)=1),1,1),(S(M,N)*N=1,
11),M=1,1)
4 FORMAT(20X,M=1,F7.3/
10X)SIC(1)=1/1.0,C(1)=1.0,I(C(1),1)=1,F8.2 10X)I(1/2,3(1,4))/10X)I
10X)R(1)=1.0,2PF8.2,10X)I(1)=1.0,10X)I(1)=1.0,10X)I(1)=1.0
10X)227.9785 10X)27.712616

10X)I(1)=1.0,2PF8.2,10X)I(1)=1.0,10X)I(1)=1.0)
111 CONTINUE
3 CONTINUE
SIC
END
*****
*
* RUTINA DE EVALUARE A COEFICIENTULUI DE INTERCORRELATIE
* INTRE SEMNALUL ACHIZITIONAT SI PREDICTIA SA
*
*****

FUNCTION EQ(N,R)
DIMENSION P(N)
PC=(2*R(1)-R(2))/SQRT(5-4*R(1))
IF(PC.CF.1.)PC=C.99
RETURN
END

```

Fig.5.14. Program pentru calculul zoomului de cuantizare al unui SIVM cu preroglară domeniului prin extropolare analitică de gradul 1, adaptivă A2

In fig.5.15 este redată rutina care simulează achiziția unui semnal gaussian cu ajutorul unui SADVM cu extrapolare polinomială de gradul 2, adaptivă în avans (A2). Rezultatele obținute cu ajutorul acestor programe pentru diferite valori ale coeficienților de autocorelație sînt concentrate în tabelele 5.5.

```

10 READ "EX2A2"
20 INPUT E
30 INPUT m
40 INPUT n
50 INPUT k1
51 INPUT k2
52 INPUT k3
55 RANDOMIZE 69935
60 LET A=2 m
70 LET l=2 E-1
80 LET D=A*2 l
90 LET q=D/A
100 LET s1=0
101 LET s2=0
102 LET s3=0
110 LET s=0
120 LET M=0
130 LET X1=D; LET X2=D; LET X3=D
135 LET Xp=D
140 FOR i=1 TO n
150 GO SUB 1000
160 LET X=(1-k1 2-k2 2-k3 2)*X+
k1 2*X1+k2 2*X2+k3 2*X3
170 LET s=s+X*X
180 LET s1=s1+X*1
181 LET s2=s2+X*X2
182 LET s3=s3+X*X3
200 IF Xp =D/2 THEN GO TO 390
210 LET Dc=D/2
220 FOR j=1 TO l
230 LET Dc=Dc/2
240 IF ABS Xp Dc THEN GO
TO 290
250 NEXT i
260 LET Xi=0
270 LET Xa=Dc
280 GO TO 310
290 LET Xi=Dc
300 LET Xc=Dc*2
310 IF ABS X Xa THEN LET Amp=
2 (j-1); GO TO 340
320 IF ABS X X1 THEN LET Amp=
2 (j+1); GO TO 340
330 LET Amp=2 j
340 LET Xq=INT (X*Amp/q)
350 IF ABS (X*Amp) =D THEN LET
Xe=D*X/ABS X; GO TO 370
360 LET Xe=Xq*q/Amp
370 LET M=M+((X-Xe)/(D/4))*
((X-Xe)/(D/4))
380 GO TO 415
390 IF ABS X =D/2 THEN LET
Amp=1; GO TO 340
400 IF ABS X D/2 THEN LET
Amp=2; GO TO 340
415 LET X3=X2; LET X2=X1;
LET X1=Xe
417 LET Xp=3*(X1-X2)+X3
420 NEXT i
430 LET M=Me/n; LET A1=s1/s
440 LET A2=s2/s; LET A3=s3/s
450 PRINT M, A1, A2, A3
460 STOP

```

Fig.5.15. Program pentru simularea achiziției unui semnal gaussian cu un SADVM cu extrapolare polinomială de gradul 2, adaptivă în avans A2

Utilizarea acestui tip de adaptare reduce zgomotul de cuantizare, dar determină o creștere a ciclului de achiziție cu aproximativ 15%.

Zgomotul de asturație poate fi redus la aceeași valoare ca și în cazul cuantizării suble, dacă achiziția este repetată în scopul în care semnalul de intrare depășește domeniul de măsurare estimat. Evident, crește atât zgomotul granular, cât

și timpul mediu de cuantizare. Adeptarea cunții SADV cu precizie adaptivă în avans și reluarea conversiilor ce au depășit domeniul de măsurare estimat este descrisă de relațiile:

$$\Delta x_i = \begin{cases} \frac{\Delta X}{2^i} \text{ dacă } \left\{ \begin{array}{l} |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{4}, D \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2}, \infty \right) \\ |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2^i}, \infty \right) \end{array} \right. , i=1, 2^E-3 & (5.36a) \\ \frac{\Delta X}{2^i} \text{ dacă } \left\{ \begin{array}{l} |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^{i+2}}, \frac{D}{2^{i+1}} \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}}, \frac{D}{2^i} \right) \\ |\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{i+1}-1} \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}-1}, \frac{D}{2^{i+1}-2} \right) \end{array} \right. , i=1, 2^E-2 & (5.36b) \\ \frac{\Delta X}{2^i} \text{ dacă } \left\{ \begin{array}{l} |\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{i+1}-1} \right) \text{ și } |x| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}-1}, \frac{D}{2^{i+1}-2} \right) \\ |\tilde{x}| \wedge |x| \in \left[\frac{D}{2^{i+1}}, \frac{D}{2^i} \right) \end{array} \right. , i=1, 2^E-2 & (5.36c) \\ \frac{\Delta X}{2^i} \text{ dacă } \left\{ \begin{array}{l} |\tilde{x}| \in \left[\frac{D}{2^i}, \frac{D}{2^{i+1}-1} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^i} \right) \\ |\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{i+1}-1} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{i+1}-1} \right) \end{array} \right. , i=1, 2^E-2 & (5.36d) \\ \frac{\Delta X}{2^{2^E-1}} \text{ dacă } \left\{ \begin{array}{l} |\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-2}} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-1}} \right) \end{array} \right. & (5.36e) \\ \frac{\Delta X}{2^{2^E-1}} \text{ dacă } \left\{ \begin{array}{l} |\tilde{x}| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-2}} \right) \text{ și } |x| \in \left[0, \frac{D}{2^{2^E-1}} \right) \end{array} \right. & (5.36f) \end{cases}$$

Valoarea medie pătratică a erorii de cuantizare pentru acest tip de SADV poate fi calculată cu ajutorul relației (5.37)

$$M_{2,r}(\varepsilon^2) = \frac{K \cdot (\Delta X)^2}{12} \left\{ \int_{\frac{D}{4}}^D \int_{\frac{D}{2}}^D w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_0^{\frac{D}{2^{2^E-2}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E-2}}}^D w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \right. \\ \left. + \frac{1}{4 \cdot 2^{2^E-1}} \int_0^{\frac{D}{2^{2^E-2}}} \int_{\frac{D}{2^{2^E-1}}}^{\frac{D}{2^{2^E-2}}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \sum_{i=1}^{2^E-2} \left[\frac{1}{4^i} \left(\int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_{\frac{D}{2^i}}^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \right. \right. \\ \left. \left. + \int_0^{\frac{D}{2^{i+1}-1}} \int_{\frac{D}{2^{i+1}-1}}^{\frac{D}{2^{i+1}-2}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} \right) \right]$$

$$\begin{aligned}
 & + \int_{\frac{D}{2^{i+1}}}^{\frac{D}{2^i}} \int_{\frac{D}{2^{i+1}}}^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_{\frac{D}{2^i}}^{\frac{D}{2^{i-1}}} \int_0^{\frac{D}{2^i}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \\
 & + \left. \int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_0^D w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \int_0^{\frac{D}{2^{i-2}}} \int_0^{\frac{D}{2^{i-2}}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} \right\} + \\
 & + \int_0^D \int_D (x-D)^2 \cdot dx \cdot d\tilde{x} \tag{5.37}
 \end{aligned}$$

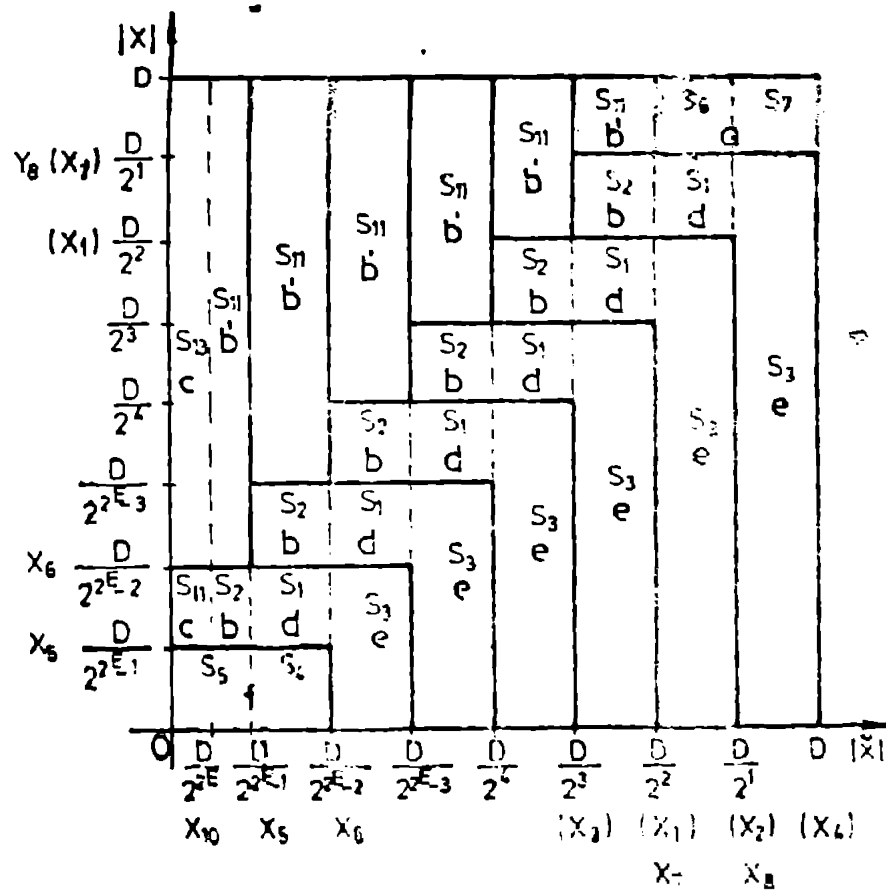


Fig. 5.16. Domeniile pentru definirea cuantei SADVM cu prerogarea domeniilor de măsurare prin predicție adaptivă în avans cu repetarea conversiilor depășite A2R

Prima termen reprezintă agnostul granular, iar al doilea termen reprezintă agnostul de saturatie. Se poate observa scaderea valorii pitretice medii a agnostului de cuantizare pentru acest tip de SADVM, determinat de reducerea agnostului de saturatie la valoarea limită caracteristică SADVM cu conversie dublă.

Dintre toate tipurile de SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare cu predicție adaptivă, această structură este caracterizată de cel mai redus agnost de cuantizare. Valorile $M_{2R}(E^2)$ au fost calculate cu ajutorul subprogramului descris în fig.5.17. Domeniile de integrare precum și semnificația variabilelor utilizate în acest subprogram sunt redată în fig.5.16.

```

SUBROUTINE EVALUAG (P, X, Y, X1, X2, X3, X4, X5, X6, X7, X8, X9, X10, X11, X12, X13, X14, X15, X16, X17, X18, X19, X20, X21, X22, X23, X24, X25, X26, X27, X28, X29, X30, X31, X32, X33, X34, X35, X36, X37, X38, X39, X40, X41, X42, X43, X44, X45, X46, X47, X48, X49, X50, X51, X52, X53, X54, X55, X56, X57, X58, X59, X60, X61, X62, X63, X64, X65, X66, X67, X68, X69, X70, X71, X72, X73, X74, X75, X76, X77, X78, X79, X80, X81, X82, X83, X84, X85, X86, X87, X88, X89, X90, X91, X92, X93, X94, X95, X96, X97, X98, X99, X100)
COMMON /Z/ X1, X2, X3, X4, X5, X6, X7, X8, X9, X10, X11, X12, X13, X14, X15, X16, X17, X18, X19, X20, X21, X22, X23, X24, X25, X26, X27, X28, X29, X30, X31, X32, X33, X34, X35, X36, X37, X38, X39, X40, X41, X42, X43, X44, X45, X46, X47, X48, X49, X50, X51, X52, X53, X54, X55, X56, X57, X58, X59, X60, X61, X62, X63, X64, X65, X66, X67, X68, X69, X70, X71, X72, X73, X74, X75, X76, X77, X78, X79, X80, X81, X82, X83, X84, X85, X86, X87, X88, X89, X90, X91, X92, X93, X94, X95, X96, X97, X98, X99, X100
DIMENSION X(100)
X(1) = P
X(2) = X
X(3) = Y
X(4) = X1
X(5) = X2
X(6) = X3
X(7) = X4
X(8) = X5
X(9) = X6
X(10) = X7
X(11) = X8
X(12) = X9
X(13) = X10
X(14) = X11
X(15) = X12
X(16) = X13
X(17) = X14
X(18) = X15
X(19) = X16
X(20) = X17
X(21) = X18
X(22) = X19
X(23) = X20
X(24) = X21
X(25) = X22
X(26) = X23
X(27) = X24
X(28) = X25
X(29) = X26
X(30) = X27
X(31) = X28
X(32) = X29
X(33) = X30
X(34) = X31
X(35) = X32
X(36) = X33
X(37) = X34
X(38) = X35
X(39) = X36
X(40) = X37
X(41) = X38
X(42) = X39
X(43) = X40
X(44) = X41
X(45) = X42
X(46) = X43
X(47) = X44
X(48) = X45
X(49) = X46
X(50) = X47
X(51) = X48
X(52) = X49
X(53) = X50
X(54) = X51
X(55) = X52
X(56) = X53
X(57) = X54
X(58) = X55
X(59) = X56
X(60) = X57
X(61) = X58
X(62) = X59
X(63) = X60
X(64) = X61
X(65) = X62
X(66) = X63
X(67) = X64
X(68) = X65
X(69) = X66
X(70) = X67
X(71) = X68
X(72) = X69
X(73) = X70
X(74) = X71
X(75) = X72
X(76) = X73
X(77) = X74
X(78) = X75
X(79) = X76
X(80) = X77
X(81) = X78
X(82) = X79
X(83) = X80
X(84) = X81
X(85) = X82
X(86) = X83
X(87) = X84
X(88) = X85
X(89) = X86
X(90) = X87
X(91) = X88
X(92) = X89
X(93) = X90
X(94) = X91
X(95) = X92
X(96) = X93
X(97) = X94
X(98) = X95
X(99) = X96
X(100) = X97
END

```

Fig.5.17. Subrutina de evaluare a agnostului de cuantizare pentru SADVM cu prereglerarea domeniului de măsurare prin predicție adaptivă în avans cu reluarea converșilor depășite ($2R$)

Un exemplu de program FORTRAN pentru evaluarea agnostului de cuantizare al unui SADVM cu predicție liniară de ordinul 2 adaptivă în avans, cu reluarea converșilor ce au depășit domeniul de măsurare estimat, este redat în fig.5.18.

```

DIMENSION S(10,10),C(10,10),F(20),C(20),A(20)
INTEGER F
COMMON RI,SIG,SIGP/B1/A/B2/C
REAL MG,MS
EXTERNAL W,F
READ(105,1)E,M,KA,N,DX,DY,SIG,C,EFS
1 FORMAT(4I2,5G10^4)
C=C/2*#M
DO 4 I=1,10
R(1)=I/10^#C*CE
DO 2 J=1,10
R(2)=J/10^#C*CE
C(J)=R(2)
CALL LP(N,R,EFS,KCD)
RI=RC(N,R)
WRITE(108,200)SIGP,RI,(A(N),NI=1,2)
200 FORMAT(6E20^7)
CALL ERCL(D,DX,DY,W,C,MG,E,MS,KA,F)
C(I,J)=MG
S(I,J)=MS
2 CONTINUE
4 CONTINUE
DO 111 KC=1,8
WRITE(108,44)
44 FORMAT('1'/10X,'ZOOMUTUL GRANULAR (MG) SI DE SATURATIE (MS) ',
CAL SADM (U PREREGLAREA DOMENIULUI FRIN '1/10X,80('+'')/40X,
C'PREVICIE LINEARA DE ORDINUL 2^1/40X,25('+'') )
WRITE(108,10)
10 FORMAT(5E),ADAPTIVA "A2R"/55X,13('+'') )
WRITE(108,5)SIG, C
5 FORMAT(10X,'DISPERSIA SEMNALLULI DE INTRARE = ',F5^2/
C 10X,'DOMENIUL DE MASURARE = ',F5^2)
WRITE(108,3)(C(K),K=1,10),(C(K),(C(K,J),J=1,10),(S(K,J),J=1,10),
CK=1,10)
3 FORMAT( 5E('+'')/ ' I CCR^',10(' I ',F6^3 ),' I'/100('+'')/(' I'
+,CPF4^2,10(' I ',2PF6^3), ' I PC I'/' I' I',/40('+''),'I'/' I'
LF2A2R C2/09/85 TC8^24^32
*',10(' I ',2PF6^3), ' I MS I'/' I',100('+''),'I'))
111 CONTINUE
STOP
END

```

Fig. 5.15. Program pentru calculul semnului de cantizare si ZOOM la prereglarea domeniului de măsurare prin predicție liniară de ordinul 2, adaptivă în avans cu repetarea conversiilor depășite (A2R)

Rezultatele privind valorile $K_{2R}(E^2)$ obținute cu rutine asamblatoare pentru extrapolare polinomială și predicție liniară sînt concentrate în tabelele 5.6. În fig. 5.10. este redată rutina BASIC care simulează achiziția unui semnal gaussian cu un SADM cu prereglerul compensat de măsurare prin predicție liniară de ordinul 2, adaptiv în avans cu repetarea conversiilor deplășite (42R). Rezultatele obținute cu ajutorul unor modele similare ale SADM de acest tip sînt redată în tabelele 5.7.

```

10 REM "LP2A2R"
15 INPUT B
20 DIM u(100)
30 INPUT m
40 INPUT n
50 INPUT k
55 RANDOMIZE 65535
60 LET A=2 m
70 LET L=2 R=1
80 LET D=A*m2 : LET q=D/A
120 LET M=0
130 LET X1=D : LET X2=D
140 FOR i=1 TO n
141 LET s1=0 : LET s2=0
142 LET s=0
145 FOR y=1 TO 100
150 GO SUB 1000
160 LET z=(1-k*k)*X+k*k*X1
165 LET u(y)=X
170 LET s=s+X*X
180 LET s1=s1+X*X1 : LET
s2=s2+X*X2
181 LET X2=X1 : LET X1=X
182 NEXT y
183 LET r1=s1/s
184 LET r2=s2/s
185 LET a1=r1*(1-r2)/(1-r1*r1) :
LET a2=(r2-r1*r1)/(1-r1*r1)
187 FOR p=1 TO 99
188 LET Xp=u(p)*a2+u(p+1)*a1
200 IF Xp=D/2 THEN GO TO 390
210 LET D=D/2
220 FOR j=1 TO L
230 LET Dc=Dc/2
240 IF ABS Xp Dc THEN GO TO 250
250 NEXT j
260 LET X1=Dc
270 LET X2=Dc
280 GO TO 310
290 LET X1=Dc
300 LET X2=Dc*m2
310 IF ABS X X2 THEN LET Amp=
2 (j-1) : GO TO 340
320 IF ABS X X1 THEN LET Amp=
2 (j+1) : GO TO 340
330 LET Amp=2 j
340 LET Xq=INT (X/Amp/q)
350 IF ABS X =D THEN LET X=D+
X/ABS X : GO TO 370
355 IF ABS (X/Amp) =0 THEN LET
X=INT (X/q) : GO TO 370
360 LET Xc=X*q/Amp
370 LET Ms=M+((X-Xc)/(D/4))*
((X-Xc)/(D/4))
380 GO TO 415
390 IF ABS X =1/2 THEN LET Amp=1
X=INT (X/q) : GO TO 380
400 IF ABS X D/2 THEN LET Amp=2 :
GO TO 340
415 NEXT p
420 NEXT i
430 LET Ms=Ms/n/100
450 PRINT "Ms=";Ms
470 STOP

```

Fig. 5.10. Program pentru simularea achiziției unui semnal gaussian cu ajutorul unui SADM cu predicție liniară de ordinul 2 adaptiv în avans cu repetarea conversiilor deplășite

Durata medie a unei achiziții crește și în acest caz, ca și la repetarea conversiilor din cazul SADM adaptive cu reacție, de K_{T2} ori:

$$K_{\text{AD}} = 1 + \int_0^{\frac{D}{2^{2^B}}} \int_{\frac{D}{2^{2^B-2}}}^{\frac{D}{2^{2^B}}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x} + \sum_{i=1}^{2^B-2} \int_{\frac{D}{2^{i+2}}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} \int_{\frac{D}{2^i}}^{\frac{D}{2^{i+1}}} w(x, \tilde{x}) \cdot dx \cdot d\tilde{x}$$

Din rezultatele prezentate mai sus se desprind o serie de concluzii privind utilizarea SADVM în diverse aplicații.

Avantajul esențial al SADVM față de SAMP este reprezentat de precizia lor relativă ridicată. Utilizarea SADVM este indicată în aplicațiile care necesită pe de-o parte o precizie ridicată în măsurarea semnalelor mici, iar pe de altă parte un domeniu mare al valorilor eșantionate. Utilizarea cea mai eficientă a SADVM are loc în aplicațiile care necesită o precizie scăzătoare exponențial la creșterea mărimei eșantionate.

În cazul aplicațiilor de foarte mare viteză se impune stabilirea domeniului de măsurare în paralel cu achiziția curentă. Această facilitate este caracteristică SADVM cu prăreglarea domeniului prin predicție și SAMP cu conversie dublă (paralel). Ultima variantă este caracterizată de un regim de cuantizare mică, dar determină, practic dublarea prețului de cost al instalației. Prima variantă are un regim de cuantizare mai ridicat, dar are un preț de cost mai scăzut. În funcție de aplicație, se poate stabili un compromis privind prețul de cost și regimul de cuantizare al SADVM.

Cel mai rapid algoritmul de predicție este extrapolarea polinomială de gradul 0, iar cel mai lent este predicția liniară. Cea mai rapidă metodă de adaptare este cea cu reacție (A1), iar cea mai lentă este adaptarea în avans cu repetarea conversiilor ce au depășit domeniul de măsurare estimat (A2R). Precizia este într-o relație invers proporțională cu durata achiziției și direct proporțională cu prețul de cost.

În cazul discretizării semnalelor staționare este indicată utilizarea SADVM cu predicție polinomială adaptivă. Deoarece proprietățile de adaptare, aceste SADVM, pot fi utilizate și în cazul achiziției semnalelor nestaționare, dar cu

EX0A2R Tab. 5.7a

ρ	$M(\varepsilon^2)$
0	0,16
0,5	0,13
0,95	0,04

EX1A2R Tab. 5.7b

ρ	0	0,5	0,95
0	0,06	0,05	0,03
0,5	0,09	0,09	0,08
0,95	0,09	0,10	0,09

EX2A2R Tab. 5.7c

ρ	0	0,5	0,95
0	0,09	0,07	0,06
0,5	0,06	0,06	0,04
0,95	0,05	0,06	0,06

LP2A2R Tab. 5.7d

ρ	0	0,5	0,95
0	0,15	0,10	0,05
0,5	0,08	0,09	0,05
0,95	0,04	0,04	0,05

ZCUMUL CRANULAF (MCI) SI (C) STATUSTIC (MS) SI SACVM CU TRAVEGIA REA DUMENIULUI PRIM

EXTRAPOLARE ANALITICA DE CRANULUL 0

 ZCUMULATIVE "A2R"

REPETEA NERBACULSI DE INIPIARE = 1,00
 REPETEA NERBACULSI DE INIPIARE = 1,00
 LCPRELU DE MARIKARE = 1,00

Tabelul 5.6a

I CUR	0,00	0,150	0,200	0,450	0,450	0,450	0,750	0,950	0,950
I GRAN	0,05	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04	0,04
I SAT	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00

ZIPLICITUL CRANULAH (MG) SI DE SATURATIE (MS) AL SACUM CU FIEREGIARNA DUMINULUI PRIM
 EXTRAPOLARE ANALITICA DE CILIALUL 2
 ACADEMIA "AZR"

DISPERSIA SFMIALULI DE INTRARE = 1.00
 CEPENTUL DE MASURARE = 4.00
 RI = 950

Tabolul 5.6c.3

.00	.050	.150	.250	.350	.450	.550	.650	.750	.850	.950
.01	.031	.031	.031	.031	.031	.031	.031	.031	.031	.031
.02	.038	.038	.038	.038	.038	.038	.038	.038	.038	.038
.03	.040	.040	.040	.040	.040	.040	.040	.040	.040	.040
.04	.042	.042	.042	.042	.042	.042	.042	.042	.042	.042
.05	.049	.049	.049	.049	.049	.049	.049	.049	.049	.049
.06	.057	.057	.057	.057	.057	.057	.057	.057	.057	.057
.07	.060	.060	.060	.060	.060	.060	.060	.060	.060	.060
.08	.061	.061	.061	.061	.061	.061	.061	.061	.061	.061
.09	.063	.063	.063	.063	.063	.063	.063	.063	.063	.063
.10	.064	.064	.064	.064	.064	.064	.064	.064	.064	.064
.11	.065	.065	.065	.065	.065	.065	.065	.065	.065	.065
.12	.066	.066	.066	.066	.066	.066	.066	.066	.066	.066
.13	.067	.067	.067	.067	.067	.067	.067	.067	.067	.067
.14	.068	.068	.068	.068	.068	.068	.068	.068	.068	.068
.15	.069	.069	.069	.069	.069	.069	.069	.069	.069	.069
.16	.070	.070	.070	.070	.070	.070	.070	.070	.070	.070
.17	.071	.071	.071	.071	.071	.071	.071	.071	.071	.071
.18	.072	.072	.072	.072	.072	.072	.072	.072	.072	.072
.19	.073	.073	.073	.073	.073	.073	.073	.073	.073	.073
.20	.074	.074	.074	.074	.074	.074	.074	.074	.074	.074
.21	.075	.075	.075	.075	.075	.075	.075	.075	.075	.075
.22	.076	.076	.076	.076	.076	.076	.076	.076	.076	.076
.23	.077	.077	.077	.077	.077	.077	.077	.077	.077	.077
.24	.078	.078	.078	.078	.078	.078	.078	.078	.078	.078
.25	.079	.079	.079	.079	.079	.079	.079	.079	.079	.079
.26	.080	.080	.080	.080	.080	.080	.080	.080	.080	.080
.27	.081	.081	.081	.081	.081	.081	.081	.081	.081	.081
.28	.082	.082	.082	.082	.082	.082	.082	.082	.082	.082
.29	.083	.083	.083	.083	.083	.083	.083	.083	.083	.083
.30	.084	.084	.084	.084	.084	.084	.084	.084	.084	.084
.31	.085	.085	.085	.085	.085	.085	.085	.085	.085	.085
.32	.086	.086	.086	.086	.086	.086	.086	.086	.086	.086
.33	.087	.087	.087	.087	.087	.087	.087	.087	.087	.087
.34	.088	.088	.088	.088	.088	.088	.088	.088	.088	.088
.35	.089	.089	.089	.089	.089	.089	.089	.089	.089	.089
.36	.090	.090	.090	.090	.090	.090	.090	.090	.090	.090
.37	.091	.091	.091	.091	.091	.091	.091	.091	.091	.091
.38	.092	.092	.092	.092	.092	.092	.092	.092	.092	.092
.39	.093	.093	.093	.093	.093	.093	.093	.093	.093	.093
.40	.094	.094	.094	.094	.094	.094	.094	.094	.094	.094
.41	.095	.095	.095	.095	.095	.095	.095	.095	.095	.095
.42	.096	.096	.096	.096	.096	.096	.096	.096	.096	.096
.43	.097	.097	.097	.097	.097	.097	.097	.097	.097	.097
.44	.098	.098	.098	.098	.098	.098	.098	.098	.098	.098
.45	.099	.099	.099	.099	.099	.099	.099	.099	.099	.099
.46	.100	.100	.100	.100	.100	.100	.100	.100	.100	.100
.47	.101	.101	.101	.101	.101	.101	.101	.101	.101	.101
.48	.102	.102	.102	.102	.102	.102	.102	.102	.102	.102
.49	.103	.103	.103	.103	.103	.103	.103	.103	.103	.103
.50	.104	.104	.104	.104	.104	.104	.104	.104	.104	.104
.51	.105	.105	.105	.105	.105	.105	.105	.105	.105	.105
.52	.106	.106	.106	.106	.106	.106	.106	.106	.106	.106
.53	.107	.107	.107	.107	.107	.107	.107	.107	.107	.107
.54	.108	.108	.108	.108	.108	.108	.108	.108	.108	.108
.55	.109	.109	.109	.109	.109	.109	.109	.109	.109	.109
.56	.110	.110	.110	.110	.110	.110	.110	.110	.110	.110
.57	.111	.111	.111	.111	.111	.111	.111	.111	.111	.111
.58	.112	.112	.112	.112	.112	.112	.112	.112	.112	.112
.59	.113	.113	.113	.113	.113	.113	.113	.113	.113	.113
.60	.114	.114	.114	.114	.114	.114	.114	.114	.114	.114
.61	.115	.115	.115	.115	.115	.115	.115	.115	.115	.115
.62	.116	.116	.116	.116	.116	.116	.116	.116	.116	.116
.63	.117	.117	.117	.117	.117	.117	.117	.117	.117	.117
.64	.118	.118	.118	.118	.118	.118	.118	.118	.118	.118
.65	.119	.119	.119	.119	.119	.119	.119	.119	.119	.119
.66	.120	.120	.120	.120	.120	.120	.120	.120	.120	.120
.67	.121	.121	.121	.121	.121	.121	.121	.121	.121	.121
.68	.122	.122	.122	.122	.122	.122	.122	.122	.122	.122
.69	.123	.123	.123	.123	.123	.123	.123	.123	.123	.123
.70	.124	.124	.124	.124	.124	.124	.124	.124	.124	.124
.71	.125	.125	.125	.125	.125	.125	.125	.125	.125	.125
.72	.126	.126	.126	.126	.126	.126	.126	.126	.126	.126
.73	.127	.127	.127	.127	.127	.127	.127	.127	.127	.127
.74	.128	.128	.128	.128	.128	.128	.128	.128	.128	.128
.75	.129	.129	.129	.129	.129	.129	.129	.129	.129	.129
.76	.130	.130	.130	.130	.130	.130	.130	.130	.130	.130
.77	.131	.131	.131	.131	.131	.131	.131	.131	.131	.131
.78	.132	.132	.132	.132	.132	.132	.132	.132	.132	.132
.79	.133	.133	.133	.133	.133	.133	.133	.133	.133	.133
.80	.134	.134	.134	.134	.134	.134	.134	.134	.134	.134
.81	.135	.135	.135	.135	.135	.135	.135	.135	.135	.135
.82	.136	.136	.136	.136	.136	.136	.136	.136	.136	.136
.83	.137	.137	.137	.137	.137	.137	.137	.137	.137	.137
.84	.138	.138	.138	.138	.138	.138	.138	.138	.138	.138
.85	.139	.139	.139	.139	.139	.139	.139	.139	.139	.139
.86	.140	.140	.140	.140	.140	.140	.140	.140	.140	.140
.87	.141	.141	.141	.141	.141	.141	.141	.141	.141	.141
.88	.142	.142	.142	.142	.142	.142	.142	.142	.142	.142
.89	.143	.143	.143	.143	.143	.143	.143	.143	.143	.143
.90	.144	.144	.144	.144	.144	.144	.144	.144	.144	.144
.91	.145	.145	.145	.145	.145	.145	.145	.145	.145	.145
.92	.146	.146	.146	.146	.146	.146	.146	.146	.146	.146
.93	.147	.147	.147	.147	.147	.147	.147	.147	.147	.147
.94	.148	.148	.148	.148	.148	.148	.148	.148	.148	.148
.95	.149	.149	.149	.149	.149	.149	.149	.149	.149	.149
.96	.150	.150	.150	.150	.150	.150	.150	.150	.150	.150

INSTITUTUL POLITEHNIC
 TIMISOARA
 BIBLIOTECA CENTRALA

ZCUMUL GRANULAR (NO) SI DE SATURATIE (MS) AL SALTUR CU PREGLAR EN UCMINULU PRIN
 FRETICITILE LINIARA CE CANDINUL 2
 ACAPTIVA "A2R"

LIPSESA SFMALLULI DE INTRARE = 1.00
 DIFINILE DE MASURAR = 4.00

Taboia 5.64

1	0.00	0.150	0.250	0.350	0.450	0.550	0.650	0.750	0.850	0.950
1	0.05	0.122	0.195	0.262	0.323	0.376	0.430	0.470	0.53	0.56
1	0.15	0.096	0.105	0.090	0.082	0.075	0.069	0.063	0.050	0.043
1	0.25	0.094	0.092	0.086	0.080	0.075	0.069	0.063	0.050	0.043
1	0.35	0.085	0.084	0.082	0.078	0.074	0.069	0.062	0.051	0.043
1	0.45	0.074	0.074	0.077	0.075	0.072	0.068	0.062	0.051	0.043
1	0.55	0.069	0.069	0.071	0.072	0.070	0.067	0.062	0.051	0.043
1	0.65	0.062	0.062	0.065	0.067	0.068	0.065	0.062	0.052	0.043
1	0.75	0.054	0.054	0.061	0.062	0.062	0.063	0.061	0.053	0.043
1	0.85	0.037	0.039	0.041	0.042	0.043	0.047	0.049	0.054	0.043
1	0.95	0.027	0.028	0.029	0.028	0.024	0.028	0.040	0.054	0.043
1		0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

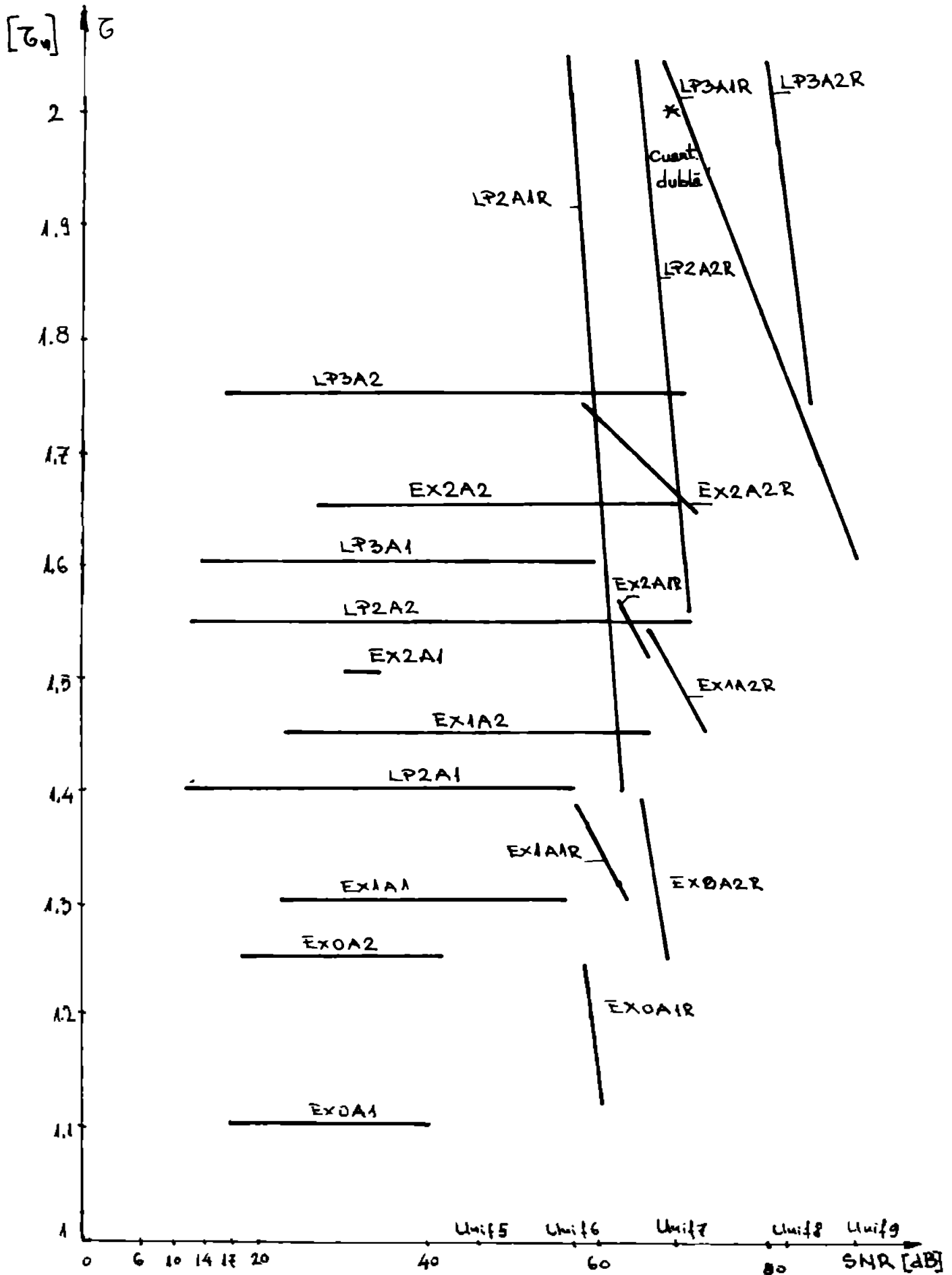


Fig. 5.20. Diagrama comparativă a caracteristicilor SADVM

performanțe mai scăzute.

Pentru achiziția semnelor nostaționare se recomandă SADVM cu conversie dublă sau SADVM cu predicție liniară. Prețul de cost al SADVM cu predicție liniară limitează utilizarea acestora doar în aplicațiile în care interesează numai coeficienții de predicție caracteristici fenomenului urmărit (de pildă în recunoașterea vorbirii în timp real). În aceste aplicații, utilizarea SADVM determină creșterea preciziei cu care sînt stabiliți coeficienții de predicție și deci îmbunătățește acuratețea caracterizării fenomenului urmărit.

În cazul aplicațiilor în care minimizarea zgomotului de cuantizare este mai importantă decît maximizarea preciziei relative la semnale mici, se poate renunța la stabilirea domeniilor de măsurare pe baza codificării în virgulă mobilă. În acest caz domeniile de măsurare vor avea o structură neuniformă, impusă de condiția de minimizare a zgomotului de cuantizare și deci va determina o codificare incompatibilă cu codificarea în virgulă mobilă utilizată în tehnica de calcul.

Pentru a efectua o comparație între structurile de SADVM clasice și cele cu preroglarăa domeniului de măsurare prin predicție, autorul a dedus o serie de relații care caracterizează zgomotul de cuantizare și rata de achiziție ale acestor instalații. În vederea estimării cantitative a zgomotului de cuantizare al SADVM cu predicție, autorul a elaborat un set de programe, care, pe de-o parte pot să evalueze aceste erorări pentru, practic orice valori ale parametrilor cuantizării, iar pe de altă parte simulează algoritmul de funcționare a schemelor de achiziție în virgulă mobilă introduse în lucrare. Cu ajutorul acestor programe pot fi stabiliți parametrii SADVM în funcție de cerințele impuse de o anumită aplicație. În final se ajunge la concluzia că utilizarea SADVM cu preroglarăa domeniului de măsurare prin predicție adaptivă este recomandată în aplicațiile de foarte mare viteză, care necesită achiziția cu precizie relativă ridicată a unor semnale cu o dinamică mare; complexitatea algoritmului de predicție implementat este determinată ca un compromis între zgomotul de cuantizare, rata de achiziție și prețul de cost admise de o aplicație specifică.

6. Concluzii

Scopul acestei lucrări este acela de a-și aduce contribuția, într-o manieră originală, la abordarea problematicii arhitecturii sistemelor pentru achiziția datelor în virgulă mobilă, vizând mbrirea vitezei discretizării semnalelor analogice, în contextul îmbunătățirii preciziei relative și a creșterii sinsemicii acestor instalații. Aceste performanțe ridicate sînt impuse de unele aplicații de utilizare a SAD la bordul navelor spațiale de observație. În acest sens s-au stabilit următoarele obiective:

1) Selecția și sistematizarea cunoștințelor din domeniul SAD.

2) Particularizarea unor aspecte teoretice ale teoriei generale ale discretizării semnalelor analogice la structura SADVM.

3) Elaburarea unor structuri de SADVM, precum și a unor metodele de estimare a caracteristicilor lor, utile proiectantului în concepția și realizarea acestor SAD în funcție de cerințele impuse de o aplicație specifică.

6.1. Contribuții originale

Pornind de la scopul și obiectivele acestei lucrări, se pot scoate în evidență următoarele contribuții originale ale autorului:

- Definierea caracteristicii de intrare ieșire a unui CAN cu funcție de cuantizare carocare, precum și stabilirea condițiilor pe care trebuie să le îndeplinească o funcție pentru a descrie operația de cuantizare; precizarea funcției de transfer a unui multiplexor analogic ideal. Stabilirea caracteristicii de intrare ieșire a unui SAD ideal carocare.

- Generalizarea condițiilor de aplicare a teoriei cuantizării și evidențierea erorilor rezultate prin neglijarea acestor condiții; aplicarea acestor condiții extinse la studiul cuantizării unor semnale caracterizate de diferite distribuții de probabilitate.

- Sistematizarea aspectelor teoretice referitoare la caracteristicile statistice ale SAD ideale, în lumina extinderii condițiilor de aplicare a teoriei cuantizării.

- Studiul arhitecturilor SAD, abordat din punctul de vedere al îmbunătățirii caracteristicilor lor determinate de funcționarea acestor instalații sub controlul sistemelor de calcul. Sînt prezentate o serie de facilități privind autocalibrarea, autotestarea și creșterea fiabilității SAD, elaborate și implementate de autor în cinci instalații realizate pe bază de contracte de cercetare, pentru unități de producție și cercetare din țară.

- Pornind de la studiul arhitecturii SADVM, se propune o structură originală care vizează reducerea timpului de achiziție a datelor codificate în virgulă mobilă utilizînd prerogativea domeniului de măsurare pe baza unor algoritmi de predicție.

- Reconsiderarea noțiunilor de utilitate și de calitate a unei aproximații de serie temporală printr-o funcție, în contextul schimbării SADVM. Studiul sistematic al metodelor de extrapolare analitică și de predicție stohastică.

- Aderarea algoritmilor de predicție care se pretind la o utilizare în timp real, utilizînd cunștinșul scanzului achiziționat; evidențierea legăturii dintre erorile de predicție și eroarea de cunștinșare, precum și stabilirea condițiilor de utilizare optime a acestor algoritmi.

- Elaborarea a două metode de adaptare - cu reacție și în avans - destinate reducerii erorilor de cunștinșare al SADVM cu prerogativea domeniului de măsurare prin predicție. Avînd în vedere valoarea statistică reală a situațiilor în care algoritmul de predicție adaptiv stabilește eronat domeniul de măsurare, se recomandă minimizarea erorilor de cunștinșare prin reluarea acestor achiziții pe domeniul de măsurare maxim.

- Elaborarea unor scheme originale care implementează eficient cei doi algoritmi de adaptare - cu reacție și în avans a domeniului de măsurare al SADVM, propuși de autor în cadrul lucrării.

- Pentru metodele de prerogative a domeniului de măsurare prin extrapolare polinomială și predicție liniară au fost elaborate scheme originale ale blocului DCCP din cadrul SADVM. A fost elaborată totodată o structură originală de memorie, care facilitează circulația valorilor achiziționate în cadrul DCCP, împreună cu algoritmi de predicție utilizați, fără a încălca

suplimentar ciclul de achiziție al SADVM.

- Precizarea criteriilor de stabilire a schemelor ce implementează algoritmi de predicție liniară fie printr-o structură de aritmetică distribuită, fie prin determinarea tabelară a produselor dintre coeficienții de predicție și valorile semnalului achiziționat, utilizând memorii fixe.

- Particularizarea metodei generale de calcul a unor clase de produse cu ajutorul unor structuri de aritmetică distribuită, pentru estimarea domeniului de măsurare a SADVM cu predicție liniară adaptivă, cu un număr ridicat de coeficienți. Elaborarea unor structuri originale aritmetice multimicroprocesor, slab cuplate prin intermediul unei memorii comune utile pentru actualizarea coeficienților de predicție în cazul achiziției unor semnale nestaționare cu ajutorul SADVM cu predicție liniară adaptivă.

- Stabilirea expresiilor dispersiei zgomotelor de cuantizare și duratei medii a unei achiziții pentru SADVM cu prerogativele domeniului de măsurare prin extrapolare analitică și predicție liniară, adaptivă cu reacție sau în avans. Elaborarea unui pachet de programe originale dedicate pe de-o parte simulării acestor SADVM, iar pe de altă parte evaluării zgomotului lor de cuantizare, pentru diverse caracteristici statistice ale semnalului de achiziționat și pentru orice parametri de cuantizare în virgulă mobilă impuși de proiectant.

6.2. Valoarea aplicativă și direcții de dezvoltare viitoare

Aspectele prezentate în lucrare au fost valorificate în cadrul a 49 lucrări științifice publicate și a 6 contracte de cercetare științifică. Pe viitor se conturează însă noi perspective de valorificare, având în vedere interesul crescând pe care îl manifestă industria și institutele de cercetări față de creșterea preciziei relative, simplității și vitezei S&S; interes simulat pe de-o parte de proliferarea sistemelor de calcul bazate pe microprocesoare de mare viteză, dotate cu facilități de lucru în virgulă mobilă în cele mai diverse domenii, iar pe de altă parte de creșterea gradului de integrare și diversificarea familiilor de circuite integrate pe scară foarte largă specializate.

În acest context, din mulțimea direcțiilor posibile de dezvoltare viitoare a SADV cu prerogativele domeniului de măsurare prin predicție adaptivă se prezintă doar domeniul aplicațiilor spațiale și domeniul recunoașterii formelor în timp real.

Bate cunoscută proliferarea aplicațiilor rezultate din cercetările spațiale în numeroase domenii de activitate. Dintre acestea un loc aparte îl ocupă utilizarea rezultatelor colectate de sateliții de observație și de navele spațiale de cercetare. Precizia prelucrării datelor furnizate de stațiile optice de observație este stricte legată de caracteristicile SAD ce constituie interfața între traductoarele analogice și sistemele numerice de calcul și teletransmisie. Din considerente de viteză, în aplicațiile civile s-a extins utilizarea cuantizării uniforme pe 6 biți (seria sateliților LANDSAT și METEOSAT). Îmbunătățirea preciziei relative și a dinamicii SAD, cu menținerea ratei ridicate de achiziție, utilizând de preferință structuri numerice, caracterizate de o înunitate ridicată de agnate, o stabilitate deosebită și o reproducibilitate bună în producție de serie, impune utilizarea SADV cu prerogativele domeniului de măsurare prin predicție adaptivă. În acest sens lucrarea de față pune bazele proiectării SADV predictive, aspectele tratate reprezentând o contribuție la rezolvarea problematicii ridicate de îmbunătățirea caracteristicilor SAD, utilizând tehnici numerice.

Un alt domeniu larg implicat în dezvoltarea unei arii extinse de aplicații este recunoașterea formelor. Viteza și stabilitatea algoritmilor utilizați în acest domeniu sînt direct determinate de acuratețea datelor de intrare furnizate de SAD. Creșterea preciziei relative a achiziției poate fi obținută fără a apela la CAN de foarte mare viteză, ci dezvoltînd un SADV predictiv implementat în aceeași tehnologie comună cu și restul componentelor sistemului. Această metodă deschide largi perspective în îmbunătățirea parametrilor instalațiilor de recunoașterea formelor în general și a calităților roboșilor deosebiți cu astfel de structuri în virgulă mobilă, în special.

Dinamica dezvoltării în țara noastră a conducerii proce-

celor cu ajutorul sistemelor numerice de calcul deschise de asemenea largi perspective utilizării SADV. În această direcție, dezvoltarea unor structuri de tipul celor propuse în lucrare reprezintă o obținere eficientă de abordare a problematicii ridicate de acest domeniu.

În final se poate aprecia că aspectele tratate în această lucrare sînt susceptibile de a fi perfecționate și dezvoltate în sensul adaptării la specificul domeniilor amintite mai sus, extinse și asupra altor categorii de aplicații.

7. Bibliografia

Prescurtări utilizate:

AD	: Analog Dialogue
ACSP	: IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing
BSTJ	: Bell System Technical Journal
BSTIPTVT	: Buletinul Științific și Tehnic al Institutului Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara
COM	: IEEE Transactions on Communications
ESUSIPCO	: European Signal Processing Conference
HPJ	: Hewlett-Packard Journal
ICASSP	: IEEE International Conference on Acoustics, Speech & Signal Processing
IM	: IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement
NS	: IEEE Transactions on Nuclear Science
TC	: IEEE Transactions on Computers

- AD83 J.A.Appel, W.K.Dawson: "FIRTEUS Implementation Review", Nr.-30, No.5, Oct.1983, p.3764-3767.
- AH71 E.S.Atal, S.L.Hansner: "Speech Analysis and Synthesis by Linear Prediction of the Speech Wave", Journal Acoust.Soc.Amer., Vol.50, 1971, p.637-355.
- A-83 J.Arba, Mothenburger: "Les centrales de mesure", Mesures, Vol.48, No.4, 1983.
- AS79 E.S.Atal, M.S.Schroeder: "Predictive Coding of Speech Signals and Subjective Error Criteria", ACSP-27, No.3, Jun.1979, p.247.
- Be84 A.J.Baker: "An ADC for a Network Analyser Receiver" HPJ, Vol.35, No.11, Nov.1984, p.21.
- BB74 N.Balabanian, T.Bickart: "Teoria modernă a circuitelor", Ed.Tehnică, București 1974.
- Be81 K.Beliș: "Bioingineria sistemelor adaptive și instruibile" Ed.Științifică și Enciclopedică, București 1981.
- BK74 O.Bergström, A.Knutsson, J.Ahls, S.Braugenhardt: "Digital Telephony", L.M.Ericson Telephone Company, Stockholm 1974.
- Bo75 M.C.Botez: "Mathematical Tools in Forecasting Techniques", Lit.Univ.București, Secția de studii sistemele 1975.
- Er77 H.Brenan: "Quantization of Signals in Additive Noise: Efficiency and Linearity of the Equal Step-Size Quantizer", ACSP-25, No.6, Dec.1977, p.572.
- Bu73 C.M.Bucur: "Metode numerice", Ed.Facultății, Timișoara 1973.
- Ca69 K.J.Cattermole: "Principles of Pulse Code Modulation", Iliffe Books Ltd., London 1969.

- Co84 H. Ceaușescu: "România pe drumul construirii societății socialiste multilateral dezvoltate, Vol. 27, Ed. politică, București 1984.
- Co83 V. Crețu, V. Gross: "Sistem multiprocesor destinat dezvoltării unor aplicații timp-real", Buletinul Sesiunii de Comunicări Științifice "Tehnic 2000", Timișoara, 1983, p. 73-78.
- Ch81 Ching-Ming Lai: "Array Processor Speeds Data Conversion" Computer Design, Vol. 20, No. 11, Nov. 1981, p. 203.
- Ch82 G. Carayannis, N. Kalouptidis, D. G. Manolakis: "Fast Recursive Algorithms for a Class of Linear Equations" ASSP-30, No. 2, Apr. 1982, p. 227.
- CJF73 P. Cumiskey, N. S. Jayant, J. L. Flanagan: "Adaptive Quantization in Differential PCM Coding of Speech", BSTJ, Vol. 52, No. 7, Sept. 1983, p. 1105.
- CM76 T. A. C. M. Classen, W. F. G. Mecklenbräuker, J. B. H. Peck: "Effects of Quantization and Overflow in Recursive Digital Filters", ASSP-24, No. 6, Dec. 1976, p. 517.
- Co71 D. M. Considine (Ed): "Encyclopedia of Instrumentation and Control", Mc. Graw Hill Book Co., New York, 1971.
- Co76 D. Cohen: "Simplified Control of FFT Hardware", ASSP-24 No. 6, Dec. 1976.
- Cr.81 B. Crstici: "Matematici speciale", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1981.
- Cr84 V. Crețu: "Sisteme de operare timp-real pentru sisteme de calcul cu microprocesor", Teză de doctorat, Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timișoara, 1984.
- Cu67 I. Cuculescu: "Analiza numerică", Ed. Tehnică, București, 1967.
- DC79 J. J. Dubnovsky, R. E. Orochiero: "Variable Rate Coding of Speech", BSTJ, Vol. 58, No. 3, Mar. 1979.
- DH68 F. David, Jr. Hoeschele: "Analog-to-Digital/Digital-to-Analog Conversion Techniques", John Wiley and Sons Inc., New York, London, Sydney, 1968.
- DI85 I. Dragu, I. M. Iosif: "Prelucrarea numerică a semnalelor discrete în timp", Ed. Militară, București, 1985.
- Dr80 M. Drăghinescu: "A doua revoluție industrială. Microelectronica, automatica, informatica-factori determinanți" Ed. Tehnică, București, 1980
- ER79 T. Ericson, V. Ramamoorthy: "Modulo-PCM Quantisation", ICASSP-79, Washington D. C., Apr. 1979.
- Ey77 P. Eykhoff: "Identificarea sistemelor", Ed. Tehnică, București 1977.
- FB82 R. K. Porcé, J. Boyd, B. Harris: "Design of a Multiplexed eight channel analog input 12-bit analog-to-digital converter interfaced to a Commodore PET 8-bit microcomputer", Interfaces in Computing, Vol. 1, No. 1, May 1982, p. 59.

- PG53 Al. Furtunescu, V. Grosa: "Sistem de programe pentru achiziție în timp real a datelor analogice în formă numerică", Buletinul Sesiunii "Utilizarea calculatoarelor în industrie", Timișoara 1983, p. 58.
- PGH83 J.M. Finn, R.L. Culbranson, T.L. Huang: "A Higher Level Language Data Acquisition System-The User Data Acquisition Program", NS-30, No. 5, Oct. 1983, p. 3890.
- PS79 J.L. Flanagan, M.R. Schroeder, B.S. Atal, R.E. Crochiere, H.S. Jayant, J.M. Tribolet: "Speech Coding", COM-27, No. 4, Apr. 1979, p. 710.
- GAS3 R.D. Garron, St.G. Azevedo: "A Unique Portable Signal Acquisition Processing Station", NS-30, No. 5, Oct. 1983, p. 3903.
- GBB84a V. Grosa, C. Bîrbulescu, M. Boldea: "Microsistem de calcul pentru recunoașterea dependentă de vorbitor a unor cuvinte rostite izolat", CNETAC, București, 1984.
- GBB84b V. Grosa, M. Boldea, C. Bîrbulescu: "Recunoașterea vocalelor cu ajutorul unui microsistem de calcul", Lucrările Sesiunii de Comunicări Științifice "Tehnic 2000", Timișoara, 1984, p. 274.
- G177 J.D. Gibson: "On Reflection Coefficients and the Cholesky Decomposition", ASSP-25, No. 1, Feb. 1977, p. 93.
- G178 St. Gîrlagiu: "Preluorarea în timp real a semnalelor fizice", Ed. Scrisul Românesc, Craiova, 1978.
- GJ74 J.D. Gibson, St.K. Jones, J.L. Nelson: "Sequentially Adaptive Prediction and Coding of Speech Signals", COMM-22, No. 11, Nov. 1974.
- OK77 L.H. Goldstein, B. Liu: "Quantisation Noise in ADPCM Systems", COM-25, No. 2, Feb. 1977.
- GCS4 V. Grosa, V. Crețu: "Sistem multiprocesor pentru aplicații timp-real", Lucrările Sesiunii "Tendințe în proiectarea și fabricarea mașinilor electrice", Timișoara, Feb. 1984, p. 263.
- GCS5 V. Grosa, V. Crețu: "Mediu de programare implementat pe un sistem de calcul cu microprocesorul 8080", Lucrările Sesiunii "Tendințe în proiectarea și fabricarea mașinilor electrice", Timișoara, 1985.
- GCP84 V. Grosa, V. Crețu, D. Florescu: "Sistem de calcul pentru achiziția și preluorarea datelor furnizate de un solarimetru", Lucrările Sesiunii "Tendințe în proiectarea și fabricarea mașinilor electrice", Timișoara, Feb. 1984, p. 219.
- GF83 V. Grosa, Al. Furtunescu: "Sistem de achiziție a datelor conectat la un minicalculator M 18", Lucrările Sesiunii "Utilizarea calculatoarelor în industrie", Timișoara, 1983, p. 25.
- GF883 V. Grosa, Al. Furtunescu, L. Balca: "Microprocessor Based System for Digital Processing of Analogue Signals", ESTIPTVT, Seria Electrotehnică, Tom. 28 (42), 1983.

- GF083 V. Grosa, L. Fortuna, I. Gădeiu: "Sistem de recunoaştere automată a fonemelor de tip vocalic, asistat de microprocesor cu aplicaţii la reeducarea handicapaţilor auditivi", *Lucrările Simpozionului "Contribuţii în dezvoltarea aparatului electronic medicale"*, Timişoara, Nov. 1983, p. 155.
- GK83 V. Grosa, G. Kiss: "Interpretarea automată a semnalelor ECG cu ajutorul unui sistem de calcul", *Lucrările Simpozionului "Contribuţii în dezvoltarea aparatului electronic medicale"*, Timişoara, Nov. 1983.
- GK84 V. Grosa, G. Kiss, E. Vonhaz: "Sistem pentru prelucrarea semnalelor biologice prin analiza Fourier", *Lucrările celui de-al VII-lea Simpozion de Informatică Medicală*, Timişoara, 1984, p. 97.
- Gn76 B. V. Gnedenko: "The Theory of Probability", Mir Publishers, Moscow, 1976.
- GF182 St. Girleagu, C. Popp, S. Isnel: "Introducere în analiza spectrală şi de corelaţie", Ed. Pacla, Timişoara 1982.
- Gr82 V. Grosa: "Stadiul actual privind echipamentele de achiziţionare a datelor", Referat doctorat, Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timişoara, Mai. 1982.
- Gr.83 V. Grosa: "Sistemul pentru achiziţia datelor destinat testării bacteriilor", *Buletinul Sesiunii de Comunicări Ştiinţifice "Tehnic 2000"*, Timişoara, Mar. 1983.
- Gr85a V. Grosa: "Sistem pentru achiziţia datelor codificate în virgulă mobilă", *Lucrările Sesiunii "Tendinţe în proiectarea şi fabricarea maşinilor electrice"*, Timişoara, 1985.
- Gr85b V. Grosa: "Metodă de creştere a vitezei sistemelor pentru achiziţia datelor codificate în virgulă mobilă", *Lucrările Sesiunii "Tehnic 2000"*, Ediţia a IV-a, Timişoara, 1985, p. 926.
- G883 V. Grosa, V. Sferdean, St. Holban, Gh. Mihaleş, Fr. Schneider I. Nagy: "Converter analog digital cu două canale pentru microcalculatorul M-18", *Al VI-lea Simpozion de Informatică Medicală*, Satu Mare, Mai, 1983.
- GT71 G. J. Greene, R. G. Tobey, P. L. Huelshman: "Operational Amplifiers Design and Applications", Mc Graw-Hill Book Co. 1971.
- GT83 V. Grosa, D. Tripa: "Sistem cu microprocesor destinat estimării parametrilor vorbirii în testarea psihologică", *Lucrările Simpozionului "Contribuţii în dezvoltarea aparatului electronic medicale"*, Timişoara, Nov. 1983, p. 50.
- GT84 V. Grosa, D. Tripa: "Sistem cu microprocesor pentru codificarea vorbirii în domeniul timp", *Lucrările Sesiunii "Tehnic 2000"*, Timişoara, 1984, p. 264.
- Ha82 J. P. Heston (ed): "Automatic Speech Analysis and Recognition", *Proc. of NATO Advanced Study Institute, held at Bonas, France, 1981*, D. Reidel Publishing Company, Dordrecht, Boston, London, 1982.

- He81 W.J.Hess: "Algorithms and Devices for Pitch Determination of Speech Signals", Proc. of NATO ASI, Bonas, Jun.1981.
- HGFB3 T.L.Huang, R.L.Gulbranson, J.M.Pinn: "A Higher Level Language Data Acquisition System-The Development System", NS-30, No.5, Oct.1983, p.386.
- HK83 D.J.Harding, J.A.Kohlmeier, D.J.Ritchie, J.B.Pilazeta: "A High Speed Data Acquisition System for Ferried Experiments", NS-30, No.5, Oct.1983, p.3768.
- Ja73 N.S.Jayant: "Adaptive Quantisation With a One-Word Memory", BSTJ, Vol.52, No.7, Sept.1973, p.1119.
- Ja74 N.S.Jayant: "Digital Coding of Speech Waveforms: PCM, DPCM & DM Quantisers", Proceedings of the IEEE, Vol.62, No.5, May.1974.
- Ju84 I.Jurca: "Sisteme de operare", Litografia Institutului Politehnic "Traian Vuia" Timisoara, 1984.
- JW82 B.H.Juang, D.Y.Wong, A.H.Grey Jr.: "Distortion Performance of Vector Quantisation for LPC Coding", ASSP-30, No.2, Feb.1982.
- KPS83 R.T.Kouzes, L.Pillonon, D.Schreiber: "Apple-CAMAC Data Acquisition System", NS-30, No.5, Oct.1983, p.3894.
- KS78 K.Kawarada, M.Suzuki, H.Mukai, K.Toyoda, Y.Kondo: "A Fast 7.5 ns Access 1k-Bit RAM for Cache Memory Systems", IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol.SC-13, No.5, Oct.1978, p.756.
- Ku67 B.C.Kuo: "Sisteme automate cu egentionare", Ed.Tehnică, București, 1967.
- La82 R.S.Larsen: "Introduction to the FASTBUS Standard Data Bus", Interfaces in Computing, Vol.1, No.1, Elsevier Sequoia, Lausanne, 1982.
- LG77 B.Liu, L.H.Goldstein: "Power Spectra of ADPCM", ASSP-25, No.1, Feb.1977, p.56.
- L171 B.Liu: "Effects of Finite Wordlength on the Accuracy of Digital Filters", IEEE Transactions on Circuit Theory, Vol.CT-18, Nov.1971, p.670.
- Ma82 D.R.Marchen: "High Speed Front-end Processing in the CAMAC Interfacing System", Interfaces in Computing Vol.1, No.1, May 1982, p.75.
- Ma72 J.Max: "Methodes et techniques de traitement du signal, et applications aux mesures physiques", Masson et C^{ie} Editeurs, Paris, 1972.
- Ma77 J.Makhoul: "Stable and Efficient Lattice Methods for Linear Prediction", ASSP-25, No.5, Oct.1977, p.423.
- MC76 D.R.Morgan, S.E.Craig: "Real-Time Adaptive Linear Prediction Using the Least Mean Square Gradient Algorithm", ASSP-24, No.6, Dec.1976, p.474.
- M180 A.Milica: "Măsurări electrice. Principii și metode", Ed.Tehnică, București, 1980.

- ND77 M.Nerf, B.Dickinson, T.Kailath, A.Vieira: "Efficient Solution of Covariance Equations for Linear Prediction", ASSP-25, No. 5, Oct. 1977, p. 429.
- NI81 J.Mills: "Single Board Measurement and Control System" AD, Vol. 15, No. 1, 1981, p. 3.
- NIS66 S.Marcus, Edm.Nicolau, S.Steti: "Introducere în lingvistica matematică", Ed. Stiințifică, București, 1966.
- NIM71 M.Nicolescu, N.Dinculeanu, S.Marcus: "Analiză matematică", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1971.
- NBS4 Ed.Nicolau, M.Belis: "Măsurări electrice și electronice", Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1984.
- NI79 Ed.Nicolau, coord.: "Măsurări electronice", Ed. Tehnică București, 1979.
- NI80 R.V.Nooy, D.Lonigre: "MACSYM 20-A Low Cost Programmable Measurement and Control System", AD, Vol. 14, No. 1, 1980, p. 3.
- NP66 Ed.Nicolau, Al.Popovici: "Introducere în cibernetica sistemelor discrete", Ed. Tehnică, București, 1966.
- NP72 Ed.Nicolau, Al.Popovici: "Introducere în cibernetica sistemelor continue", Ed. Tehnică, București, 1972.
- NP75 Ed.Nicolau, Al.Popovici: "Introducere în cibernetica sistemelor hibride", Ed. Tehnică, București, 1975.
- NI77 Ed.Nicolau: "Analogie, modelare, simulare, cibernetică", Ed. Stiințifică și Enciclopedică, Buc. 1977.
- OS75 A.W.Oppenheim, R.W.Schafer: "Digital Signal Processing" Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1975.
- OW72 A.W.Oppenheim, C.J.Weinstein: "Effects of Finite Register Length in Digital Filtering and FFT", Proc. of the IEEE, Vol. 60, Aug. 1972, p. 956.
- Pe79 M.Petrescu: "Efectul integrării pe scară medie și largă asupra tehnicilor de sinteză a circuitelor combinaționale și secvențiale", Institutul Politehnic București, 1979.
- Pe84 P.J.Peters: "Parallel Pivoting Algorithms for Sparse Symmetric Matrices", Parallel Computing, Vol. 1, No. 1, Aug. 1984, p. 99, North Holland.
- PG78 M.Petrescu, C.A.Giumale, P.Dumitru, T.Popescu: "Aspecte constructive privind realizarea unui terminal inteligent", Actualitatea în informatică, Ed. Dacia, 1977.
- PG72 M.D.Paeg, T.H.Glisson: "Minimum Mean-Squared-Error Quantisation in Speech PCM and DPCM Systems", COM-20, Apr. 1972.
- PI69 N.Piskunov: "Differential and Integral Calculus", Mir Publishers, Moscow, 1969.

- Po72 E.Pop: "Metode și aparate de măsură numerice",
Litografia Institutului Politehnic Timișoara, 1972.
- FP76 V.Pop, V.Popovici: "Circuite de comutare aplicate în
calculatoarele electronice", Ed.Pacla, Timișoara, 1976.
- Po81a V.Pop: "Arhitectura sistemelor multiprocesor", Lucrările
Colocviului de Cibernetică, Timișoara, 1981, p.17.
- Po81b V.Pop: "Structure sistemelor de prelucrare a datelor
numerice", Litografia Institutului Politehnic "Traian
Vuia", Timișoara, 1981.
- PS77 E.Pop, V.Stoica: "Principii și metode de măsurare nume-
rică", Ed.Pacla, Timișoara, 1977.
- PS83 E.Pop, V.Stoica, I.Naforniță, E.Petriu: "Tehnici modere-
ne de măsurare", Ed.Pacla, Timișoara, 1983.
- Ra77 L.R.Rabiner: "On the Use of Autocorrelation Analysis
for Pitch Detection", ASSP-25, No.1, Feb.1977, p.24.
- RE80 V.Ramamoorthy, T.Ericson: "Module PCM with Side Infor-
mation", EUSIPCO-80, Lausanne, Sept.1980.
- RG75 L.R.Rabiner, B.Gold: "Theory and Applications of Digi-
tal Signal Processing", Prentice Hall, Englewood
Cliffs, NJ, 1975.
- RB84 W.Rönsch: "Stability Aspects in Using Parallel Algo-
rithms", Parallel Computing, Vol.1, No.1, Aug.1984, p.75.
- RP80 Al.Rogojan, V.Pop, C.Strugaru, M.Stratulat, M.Checeanu,
V.Groza, M.Vlăduțiu, I.Jian, St.Holban, C.Manasi:
"Testor de baterii electrice", BSTIPTVT, Seria Elec-
trotehnică, Tomul 25(39), Fasc.2, 1980.
- RS78 L.R.Rabiner, R.W.Schafer: "Digital Processing of Speech
Signals", Prentice Hall Inc., Englewood Cliffs, 1978.
- Sa69 E.S.Savas: "Conducerea cu calculatoare a proceselor
industriale", Ed.Tehnică, București, 1969.
- Sa80 M.Sâmpăleanu: "Circuite pentru conversia datelor",
Ed.Tehnică, București, 1980.
- SB72 M.G.Salvadori, M.L.Baron: "Metode numerice în tehnică",
Ed.Tehnică, București, 1972.
- Sc70 H.Schmidt: "Electronic Analog/Digital conversions?
New York, Toronto, London, 1970.
- Sb77 D.Sheingold: "Analog/Digital Conversion Notes",
Analog Devices Inc., Norwood, Mass., 1977.
- SP81 M.Skillings, Ed.Finn: "6 Bit ADC's Convert in 10/20 ns"
AD, Vol.15, No.1, 1981.
- SIB4 C.Strugaru, St.Holban, D.Florea: "Theoretical Survey
on Interconnecting Computers for Didactic Purposes"
BSTIPTVT, Seria Electrotehnică, Tom.29(43), 1984.
- So77 P.V.de Souza: "Statistical Tests and Distance Measures
for LPC Coefficients", ASSP-25, No.6, Dec.1977, p.554.

- SJ76 M.R. Sambur, N.S. Jayant: "LPC Analysis/Synthesis from Speech Inputs Containing Quantizing Noise or Additive White Noise", ASSP-24, No. 6, Dec. 1976, p. 488.
- SP84 G. Stelejanu, V. Podaru, P. Cetinã: "Prelucrarea numericã a semnalului vocal", Ed. Militãrã, Bucuresti, 1984.
- SS80 D. Stancu, O. Stãncu: "Metode matematice in teoria semnalelor", Ed. Tehnicã, Bucuresti, 1980.
- ST82 P. de Souza, P.J. Thomson: "LPC Distance Measures and Statistical Tests with Particular Reference to the Likelihood Ratio", ASSP-30, No. 2, Apr. 1982, p. 304.
- Sw84 P.N. Swartrauber: "FFT Algorithms for Vector Computers" Parallel Computing, Vol. 1, No. 1, Aug. 1984, p. 45.
- SI77 H. Tiron: "Prelucrarea statisticã si informaționalã a datelor de mãsurare", Ed. Tehnicã, Bucuresti, 1977.
- TH79 J.M. Tribolet, P. Noll, B.J. Mc Dermott, R.E. Crochiere: "A Comparison of the Performance of Four Low-Bit-Rate Speech Waveform Coders", BSTJ-58, No. 73, Mar. 1979.
- TS80 M. Tertico, P. Stoica: "Identificarea si estimarea parametrilor sistemelor", Ed. Academiei R.S.R., 1980.
- TSP85 M. Tertico, P. Stoica, Th. Popescu: "Modelarea si predicția ție scriilor de timp", Ed. Academiei R.S.R., 1985.
- VN74 K. Virupaksha, J.B. O'Neal: "Entropy Coded ADPCM for Speech", COMM-22, No. 6, June. 1974.
- Wa61 D.G. Watts: "A General Theory of Amplitude Quantization with Applications to Correlation Determination", The IEE Monograph, No. 481 M., Nov. 1961.
- Wa81 H. Wakita: "Linear Prediction of Speech and its Application to Speech Processing", Proc. of the NATO ASI, Bonn, June, 1981.
- WDS4 R.A. Witte, J.W. Daniels: "An Advanced 5 Hz-to-200 MHz- Network Analyzer", HP, Vol. 35, No. 11, Nov. 1984.
- W160 B. Widrow: "Statistical Analysis of Amplitude Quantized Sampled-Data Systems", Technical Report 2103-01, Stanford University California, May 1960.
- W166 N. Wiener "Cibernetica", Ed. Stiințificã, Bucuresti, 1966.
- W174 W. Widmer: "Adaptiv Kompandierende, Differentielle, Pulscode-Modulation zur Übertragung von Sprachsignalen", Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, Feb. 1974.
- ww71 ^m "IEEE Standard Dictionary of Electrical and Electronics Terms", J. Wiley & Sons Inc, New York, 1971.
- ww80 ^m "Programul-Directivã de cercetare științificã, dezvoltare tehnologicã si de introducere a progresului tehnic in perioada 1981-1990 si direcțiile principale pînã in anul 2000", Ed. Politicã, Bucuresti, 1980.