

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

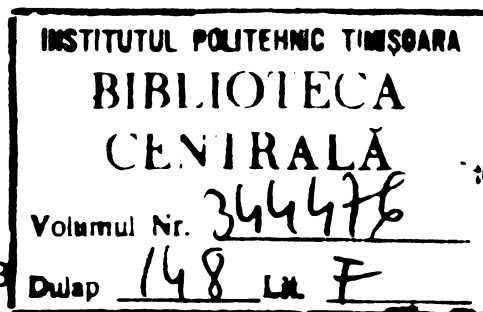
ING. EMIL PETRIU

CONTRIBUTII LA IMBUNATATIREA MIJLOACELOR DE MASURARE  
CORELATIVA

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Conducător științific :  
PROF. DR. ING. LUGEN POP

TIMIȘOARA - 1978





## C U P R I N S

	pag.
Cap.1. INTRODUCERE . . . . .	1
Cap.2. CONSIDERATII ASUPRA TEHNICII DE MASURARE CORELATIVA . . . . .	7
2.1.Evoluția tehnicii de măsurare corelativă . . . . .	7
2.2.Analiză funcțională și constructivă a dis- pozitivelor de măsurare corelativă . . . . .	9
2.3.Aspecte tehnologice noi în construcția dis- pozitivelor de măsurare corelativă . . . . .	19
2.4.Implicații tehnico-economice în realizarea dispozitivelor de măsurare corelativă . . . . .	22
2.5.Concluzii . . . . .	28
Cap.3. NOI ALGORITMI PENTRU CALCULUL FUNCTIEI DE CORELATIE . . . . .	30
3.1.Algoritmul I, de calcul a funcției de core- lație folosind modulația delta pentru repre- zentarea unui singur semnal de intrare . . . . .	30
3.2.Algoritmul al II-lea de calcul a funcției de corelație folosind modulația delta pentru reprezentarea ambelor semnale de intrare . . . . .	34
3.3.Compararea noilor algoritmi cu alți algoritmi cunoscuți . . . . .	37
Cap.4. O GENERALIZARE A PRINCIPIULUI PROBABILISTIC DE REPREZENTARE A MĂRIMILOR CU APLICATII LA DETER- MINAREA FUNCTIEI DE CORELATIE . . . . .	41
4.1.Principiul probabilistic al lui J.von Neumann de reprezentare a mărimilor . . . . .	42
4.2.Generalizarea principiului probabilistic de reprezentare a mărimilor . . . . .	45
4.3.Determinarea funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate . . . . .	54
4.4.Erorile de măsurare a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice gene- ralizate . . . . .	57

	pag.
4.5. Eliminarea influenței saturației caracteristicii cuantizoarelor asupra preciziei de măsurare a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate .	63
4.6. Evidențierea influenței unor imperfecțiuni ale parametrilor zgomotelor auxiliare asupra preciziei de măsurare a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate . . . . .	65
4.7. Analiza asistată de calculator a impreciziei limitelor domeniului zgomotului auxiliar . . . . .	71
<b>Cap.5. REZULTATE EXPERIMENTALE . . . . .</b>	<b>78</b>
5.1. Corelator utilizând reprezentarea probabilistică generalizată a datelor . . . . .	78
5.2. Măsurători și verificări experimentale . . . . .	98
<b>Cap.6. CONCLUZII . . . . .</b>	<b>106</b>
<b>BIBLIOGRAFIE . . . . .</b>	<b>112</b>

## 1. INTRODUCERE

Teoria corelației reprezintă un capitol al teoriei probabilităților avînd ca premiză a apariției sale introducerea de către Cebişev a metodei momentelor în teoria probabilităților [1, 10, 23, 42, 46, 60, 93]. În literatură se consideră că teoria corelației a apărut o dată cu lucrărilor lui N.Wiener ("Generalized harmonic analysis" - 1930) și A.Ia.Hincin ("Teoria korreliatii staționarnîh sluciainîh proțessov" - 1938).

În contextul extinderii sferei de aplicații ingineresti ale metodelor teoriei probabilităților, teoria corelației și-a găsit la rîndul ei importante aplicații practice: detecția periodicității unor semnale înecate în zgomot, măsurarea distanțelor și a vitezei, determinarea funcțiilor de transfer a sistemelor automate, recunoașteri de forme [5, 9, 10, 16, 30, 34, 35, 38, 39, 45, 46, 48, 50, 51, 56, 59, 60, 61, 70, 86, 90, 92, 96].

Problema îmbunătățirii capacității de descoperire a stațiilor de radiolocație a fost prima care din punct de vedere istoric a determinat dezvoltarea unei aparaturi electronice de măsură corelativă [3, 39, 45, 56]. Printre primele aplicații practice ale teoriei corelației se numără măsurarea corelativă a vitezei de deplasare a straturilor ionosferei, efectuată de către S.N.Mitra în 1949. Ulterior s-au folosit metode corelative pentru efectuarea unor măsurători de acustică arhitecturală și pentru măsurarea vitezei semnalelor acustice în diverse medii [45, 50]. În jurul anului 1960 au apărut dispozitive corelative pentru măsurarea vitezei și înălțimii de zbor a avioanelor și navelor cosmice [34, 38] oferind o precizie de măsurare, la altitudini mici, mai bună decît dispozitivele cu destinație similară bazate pe efectul Doppler. Metodele corelative de măsurare se folosesc și la controlarea unor procese de producție: măsurarea vitezei de deplasare a laminatelor, controlul omogenității firelor toarse sau a stratului de tutun la fabricarea țigaretelor, măsurarea vitezei de rotație a valțurilor, măsură-

rea vitezei de deplasare a fluidelor [34, 35, 48, 50, 60, 86, 92, 95, 96]. De asemenea metode corelative de măsură se folosesc pentru depistarea și identificarea unor surse de vibrații industriale [27, 50, 96]. Metodele corelative de măsură sînt folosite și pentru recunoașterea formelor în medicină [16, 24, 50, 51], la prelucrarea electroencefalogramelor și electrocardiogramelor. Determinarea funcțiilor de transfer a unor sisteme se poate efectua de asemenea folosindu-se metode corelative [9, 50, 61, 90, 96]. Detectia periodicității semnalelor înecate în zgomote reprezintă de asemenea o aplicație reprezentativă a tehnicilor corelative de măsură [10, 14, 16, 21, 42, 59, 86, 96]. Acest gen de aplicații, în care metodele corelative sînt foarte puternice, a fost prima dată abordat de către Wiener în al cincilea deceniu [45, 46]. Metodele corelative de detecție a semnalelor înecate în zgomote și-au găsit aplicare atît în cazul semnalelor deterministe [3, 10, 14, 16, 21, 42, 45, 46, 50, 59, 86, 88, 96] cît și în cazul semnalelor aleatoare [4, 8, 19, 47, 49, 93].

Analiza corelativă constituie o alternativă deseori redutabilă pentru analiza energetică spectrală. Funcția de corelație și funcția de densitate spectrală energetică sînt legate una de cealaltă printr-o transformare Fourier, ambele oferind deci în fond aceeași informație [1, 23, 45]. S-a demonstrat însă, de către J.T.Broch [17], că funcția de corelație își are aplicabilitate practică în cadrul unor sisteme dependente de timp iar funcția de densitate spectrală energetică în cazul studiului sistemelor dependente de frecvență. Din punct de vedere al evoluției ei, analiza corelativă a ajuns la deplina ei maturitate. Cunoscînd o perioadă de avînt în deceniul al șaselea, în prezent analiza corelativă și-a definit bine obiectivele și mijloacele de măsurare în cadrul mai larg al metodelor de analiză statistică [11, 25, 31, 50, 92]. Astfel, aparatul matematic și aplicațiile în practică ale teoriei corelației au făcut obiectul unui număr mare de lucrări publicate. În acest domeniu au fost deja publicate mai multe lucrări monografice de către F.H.Lange [45], G.A.Ball [5], V.N. Jovinski și V.F.Arhovski [34], J.Max [50], Iu.I.Gribanov și G.P.Veselov [29].

În țara noastră o intensă activitate de aplicare a teoriei corelației în practică a fost manifestată la Institutul politehnic din București în cadrul unui colectiv de automatică condus de prof.dr.ing.C.Penescu, m.c. al Academiei R.S.R. [61]. Aplicațiile teoriei corelației în măsurătorile de radiolocație s-au aflat în atenția unui colectiv de specialiști condus de general-maior dr.ing.Gh.Ardeleanu [3]. Implementarea unor tehnici corelative de măsurare constituie de asemenea obiectivul de lucru al unui colectiv condus de prof.dr.ing.E.Pop de la Catedra de electronică, automatică și măsurări a Institutului politehnic "Traian Vuia" din Timișoara [73, 75].

Aplicarea teoriei corelației în tehnica măsurării comportă două aspecte [62]:

- implementarea algoritmilor de calcul a funcției de corelație prin realizarea unor aparate de măsurare corelativă [2, 5, 6, 22, 25, 26, 28, 29, 31, 32, 34, 36, 37, 40, 44, 57, 58, 81, 84, 89, 99, 100];

- utilizarea metodelor de corelație la măsurarea diverselor mărimi fizice [3, 8, 9, 17, 19, 21, 24, 30, 35, 39, 48, 51, 56, 60, 61, 70, 87, 88, 90, 96].

Preocupările privind implementarea algoritmilor de calcul a funcției de corelație au evoluat odată cu dezvoltarea tehnologiei componentelor electronice, Faza de pionierat a fost marcată de funcționalitatea redusă și costul prohibitiv al componentelor electronice. Preocupările din acea perioadă vizau realizarea unor dispozitive de măsurare corelativă de sine stătătoare, de tip analogic [5, 42, 45, 50, 99] și mai apoi de tip releu sau polar [5, 33, 42, 45, 50, 90, 100]. Ulterior, odată cu dezvoltarea tehnologiei componentelor electronice care a făcut posibilă realizarea circuitelor integrate cu funcționalitate complexă și cost scăzut (ajungând astăzi la microprocesoare și memorii integrate de mare capacitate) preocupările constructorilor de aparatură de măsură s-au îndreptat spre realizarea unor aparate numerice de analiză statistică complexă capabilă ca printre alte funcțiuni să o realizeze și pe cea de măsurare corelativă [11, 25, 31, 32, 85]. Căutările din această nouă epocă vizează în primul rând găsirea de noi algoritmi, de calcul a funcției de corelație [36, 50, 58, 81], adaptați mai

bine la performanțele componentelor "hardware" disponibile. Gama dispozitivelor de măsurare corelativă realizate ca unități distincte s-a restrâns, limitându-se la cele de mică complexitate (1 - 2 biți) răspunzând încă bine necesităților de măsurare corelativă în domeniul joaselor frecvențe (domeniu de altfel ce aparține prin excelență metodelor corelative). În acest sens s-au manifestat preocupări pentru îmbunătățirea performanțelor acestor corelatoare ieftine prin utilizarea unor metode noi de calcul [12, 20, 22, 54, 57, 84, 89, 91, 95].

Prezenta teză de doctorat se referă și ea la primul aspect al aplicării teoriei corelației în tehnica măsurării : implementarea unor noi proceduri de calcul a funcției de corelație. Prin tematica abordată, teza se încadrează în tendințele moderne ale implementării teoriei corelației în tehnica de măsurare.

Teza constă din 6 capitole (plus o bibliografie generală anexată) conținând în marea lor majoritate aspecte priginale, elaborate de autor :

- INTRODUCERE
- CONSIDERATII ASUPRA TEHNICII DE MASURARE CORELATIVA
- NOI ALGORITMI PENTRU CALCULUL FUNCTIEI DE CORELATIE
- O GENERALIZARE A PRINCIPIULUI PROBABILISTIC DE REPREZENTARE A MARIMILOR CU APLICATII LA DETERMINAREA FUNCTIEI DE CORELATIE
- REZULTATE EXPERIMENTALE
- CONCLUZII

Capitolul CONSIDERATII ASUPRA TEHNICII DE MASURARE CORELATIVA conține în prima parte o analiză a evoluției tehnicii de măsurare corelativă de la începuturile ei și pînă în prezent, prezentîndu-se factorii principali care au determinat această evoluție. Plecînd de la bibliografia consultată, autorul tezei face apoi o analiză sistematică și critică a funcționării și construcției dispozitivelor de măsurare corelativă cunoscute, evidențiindu-se influența tehnologiei electronice moderne asupra evoluției dispozitivelor de măsurare corelativă. Capitolul continuă cu un studiu cantitativ și calitativ al implicațiilor tehnico-economice din construcția de dispozitive de măsurare corelativă. Se prezintă o metodă originală de obiectivizare a proiectării acestor dispozitive. Concluziile care rezultă motivează



ză orientarea activității depuse de autor, finalizată prin elaborarea unor noi algoritmi de calcul a funcției de corelație, prin generalizarea principiului probabilistic de reprezentare a mărimilor și realizarea pe baza acestui principiu a unui dispozitiv de măsurare corelativă (corelator).

Capitolul NOI ALGORITMI PENTRU CALCULUL FUNCȚIEI DE CORELAȚIE prezintă doi algoritmi elaborați de autorul tezei, Algoritmii, destinați implementării lor într-un sistem de analiză statistică realizat în jurul unui microprocesor, au fost elaborați plecându-se de la metoda de calcul a funcției de corelație într-un corelator paralel brevetată de autorul tezei (Brevet R.S.R. Nr.67306) [65]. Algoritmii sînt superiori celorlaltor algoritmi din aceeași clasă, cunoscuți din literatură.

Capitolul următor, O GENERALIZARE A PRINCIPIULUI PROBABILISTIC DE REPREZENTARE A MĂRIMILOR CU APLICAȚII LA DETERMINAREA FUNCȚIEI DE CORELAȚIE prezintă la început generalizarea efectuată de către autor a principiului lui J.von Neumann [55] de reprezentare probabilistică a mărimilor, precum și modul de estimare a funcției de corelație pe baza acestei reprezentări. Capitolul continuă cu un studiu matematic al erorilor care apar în cazul determinării funcției de corelație pe baza noii reprezentări probabilistice generalizate. În încheiere se prezintă sintetic rezultatele analizei asistate de calculator a influenței impreciziei limitelor domeniului zgomotului auxiliar asupra preciziei de calcul a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate.

Capitolul REZULTATE EXPERIMENTALE reprezintă în prima parte corelatorul construit de autorul tezei, folosind reprezentarea probabilistică generalizată a datelor. În a doua parte sînt prezentate oscilograme și cronograme obținute în cazul unor măsurători experimentale, reprezentative, efectuate cu ajutorul corelatorului realizat.

În CONCLUZII sînt prezentate tendințele de evoluție a construcției de aparatură pentru măsurători corelative. De asemenea sînt prezentate contribuțiile originale aduse de autorul tezei în acest domeniu al măsurătorilor electrice.

x

x            x

Teza reprezintă rezultatul activității desfășurate de autorul tezei sub îndrumarea permanentă și deosebit de atentă a tovarășului profesor dr.ing. Eugen Pop, autorul rămânindu-i deosebit de îndatorat pentru sprijinul și sfaturile prețioase pe care le-a primit din partea dînsului de-a lungul întregii perioade de pregătire a doctoratului.

Autorul își exprimă recunoștința față de conf.dr.ing. Vasile Stoica, conf.dr.ing.Vasile Pop, conf.dr.ing.Iosif Hoffman, ș.l.ing.Ioan Naforniță și asist.ing.Dorina Petriu pentru sugestiile și ajutorul acordat cu ocazia numeroaselor discuții purtate cu dînsii pe marginea tezei.

## 2. CONSIDERATII ASUPRA TEHNICII DE MASURARE CORELATIVA

### 2.1. Evoluția tehnicii de măsurare corelativă

Apărînd ca răspuns al unor necesități practice din domeniul măsurărilor electrice și electronice [45] corelatoarele au fost studiate în primul rînd din punctul de vedere al tehnicii de măsură. Nivelul tehnologic relativ redus al componentelor electronice din epoca de apariție a corelatoarelor, făcea ca părțile electronice dintr-un corelator să fie scumpe în comparație cu părțile mecanice. Creșterea complexității părții electronice afecta considerabil costul întregului ansamblu. Aceste considerente au limitat în faza de început gradul de complexitate al corelatoarelor. Funcționalitatea redusă din punct de vedere a necesităților de calcul (impuse de procesul de determinare a funcției de corelație) proprie componentelor electronice din primele două generații (tuburi și dispozitive semiconductoare discrete) a ridicat în primul rînd probleme constructive în fața proiectanților de corelatoare. Pentru efectuarea calculelor s-a apelat, la început, la metodele analogice mai adecvate nivelului tehnologic al acestor componente. Celelalte metode de determinare a funcției de corelație care au apărut (corelatoarele releu, corelatoarele polare) au fost considerate ca tehnici de rezolvare a diverselor probleme spinoase din cadrul corelatoarelor analogice : problema unei linii de întârziere cu o constantă de timp cît mai mare, problema dispozitivului de înmulțire, etc. Costul ridicat al dispozitivelor numerice de calcul, apărute și ele între timp, nu permitea încă realizarea unor corelatoare numerice.

Apariția circuitelor electronice integrate, în a treia generație tehnologică a componentelor, adaptate cerințelor de calcul numeric și beneficiind de un preț în continuă scădere datorită producției în masă impusă de dezvoltarea calculatoarelor,

a făcut posibilă construirea unor corelatoare numerice. Utilizarea componentelor numerice în construcția corelatoarelor a rezolvat definitiv problema timpilor de întârziere mari dintre semnalele care se corelează și problema duratei de memorare a rezultatelor. A devenit astfel posibilă realizarea unor întârzieri oricât de mari și memorarea rezultatelor pe o durată nelimitată. Prin aceasta s-a extins pe de o parte aplicabilitatea corelatoarelor în domeniul semnalelor de joasă frecvență, domeniu prin excelență destinat analizei corelative [17]. Pe de altă parte, memorarea rezultatelor pe orice durată de timp a făcut posibilă folosirea lor în prelucrări ulterioare, necesare pentru determinarea altor funcții statistice (de exemplu determinarea densității spectrale de putere pe bază funcției de corelație, printr-o transformare Fourier). Răspunzând mai bine necesităților practice, prin lărgirea domeniului de aplicație în gama frecvențelor joase, corelatoarele au cunoscut în acel moment o epocă de apogeu, impunându-se și în programul de fabricație a diverselor firme (Hewlett, Brüel, Schlumberger, Intertechnique, Princeton, Memotron Corp, etc). Putându-se folosi rezultatele determinării funcției de corelație și în alte calcule statistice, corelatoarele au început să fie înglobate, pe de altă parte, în sisteme numerice complexe de analiză statistică.

Dezvoltarea în continuare a tehnologiei de integrare a componentelor a făcut posibilă apariția unor circuite integrate pe scară largă și foarte largă caracterizate printr-o creștere atenuată a caracteristicii "cost/complexitate" (o creștere a complexității fiind oglindită într-o creștere mai mică a costului relativ). Microprocesoarele integrate, reprezentative pentru această tehnologie, au ajuns la complexități de 4, 8 și chiar 16 biți [76, 80], cu liste de zeci de instrucții aritmetice sau de control. Prețul acestor microprocesoare este în continuă scădere, asigurându-le o arie de aplicații din ce în ce mai mare. De asemenea a crescut capacitatea și a scăzut prețul/bit al memoriilor integrate (1K, 4K și chiar 16K biți de memorie într-un singur integrat) atât al memoriilor cu acces aleator (RAM) cât și a celor fixe programabile (ROM) sau reprogramabile (REPhOM). Această dezvoltare a tehnicii de calcul a condus la o reducere a interesului pentru producția unor corelatoare independente,

ele fiind concurate de analizoarele statistice complexe capabile ca, printre alte funcții statistice, să poată determina și funcția de corelație [62]. Actuala evoluție este posibilă datorită scăderii relative a costului electronicii în raport cu cel al părților mecanice reprezentate de echipamentele periferice (imprimantă, înregistrator în coordonate, etc.). Folosind același echipament periferic ca și corelatoarele, analizoarele statistice multifuncționale condus în final la un "cost/funcțiune îndeplinită" mult mai bun. Efortul de proiectare este neprohibit în condițiile folosirii microprocesoarelor, îndeplinirea unei funcțiuni asigurându-se printr-o programare corespunzătoare a procesului și implementarea acestui program într-o memorie fixă (ROM sau REEPROM). Mărirea numărului de funcțiuni, plecându-se de la configurație de bază, nu duce deci (în anumite limite) decât la mărirea dimensiunii memoriei fixe pentru programe. În aceste condiții, în prezent se mai fabrică ca unități autonome doar corelatoarele polare [88], a căror complexitate minimă le asigură un preț de cost suficient de scăzut pentru a fi încă competitive în raport cu analizoarele statistice complexe.

Determinarea funcției de corelație constă în cea mai mare parte în efectuarea unui șir de calcule (măsurându-se numai valorile momentane ale semnalelor de intrare) astfel încât corelatoarele pot fi considerate ca fiind la granița între tehnica de măsură și tehnica de calcul.

Datorită acestui fapt, în analiza dispozitivelor de măsurare a funcției de corelație trebuie să se țină seama de dubla lor apartenență. Din punctul de vedere al tehnicii de măsură interesează performanțele obținute : erorile de estimare, gama de frecvență a semnalelor de intrare și domeniul de variație a argumentului . Din punctul de vedere al tehnicii de calcul interesează aspectele constructive : structura, modul de reprezentare internă a datelor, algoritmi de calcul implementați, proiectarea electronică a subansamblelor, etc.

## 2.2. Analiza funcțională și constructivă a dispozitivelor de măsurare corelativă

În decursul evoluției corelatoarelor au fost folosite diverse criterii de clasificare, atât din punct de vedere al metodelor de calcul folosite cât și din punct de vedere constructiv

[5, 34, 50]. Fiind formulate în momente diferite ale evoluției corelatoarelor unele clasificări pot fi controversate. Astfel G.A.Ball [5] consideră corelatoarele releu și polare ca o clasă aparte (în cadrul aceluiași criteriu de clasificare) față de corelatoarele multiplicatoare. Această distincție nu poate fi acceptată, deoarece corelatoarele polare constituie un caz particular al corelatoarelor multiplicatoare numerice iar corelatoarele releu constituie un caz particular al corelatoarelor multiplicatoare hibride (analog-numerice). De asemenea V.N. Jovinski și V.F.Arkhovski [34] consideră corelatoarele releu și polare ca fiind subclase ale corelatoarelor multiplicatoare din punct de vedere a metodelor de determinare a funcției de corelație. Incadrarea corelatoarelor în tipurile "releu" sau "polar" nu se datorește însă unui criteriu de acest gen ci a unuia de natură constructivă, vizînd numărul de intervale de cuantizare a semnalelor de intrare. Din punct de vedere al metodei de calcul între corelatoarele polare și corelatoarele multiplicatoare numerice, sau între corelatoarele releu și cele multiplicatoare hibride, nu există nici o deosebire folosindu-se aceleași secvențe de operații.

Reconsiderînd clasificările cunoscute, se poate face o clasificare a corelatoarelor care să oglindească diferențierile dintre ele în funcție de diversele criterii de apreciere, enunțate în monografiile consultate [5, 34, 45, 50]. În fig.2.1 se prezintă o schemă de clasificare reformulată de autorul tezei astfel încît să fie eliminate inadvertențele menționate.

Primul criteriu de clasificare considerat l-a constituit metoda de determinare a funcției de corelație. Se cunosc astfel [5, 34] următoarele metode de calcul :

- a) pe baza relației de definiție a funcției de corelație

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t-\tau) \cdot dt ; \quad (2.1)$$

- b) prin interferență, pe baza relației :

$$M\{[x(t)+y(t-\tau)]^2\} = R_x(0)+R_y(0)+R_{xy}(\tau) ; \quad (2.2)$$

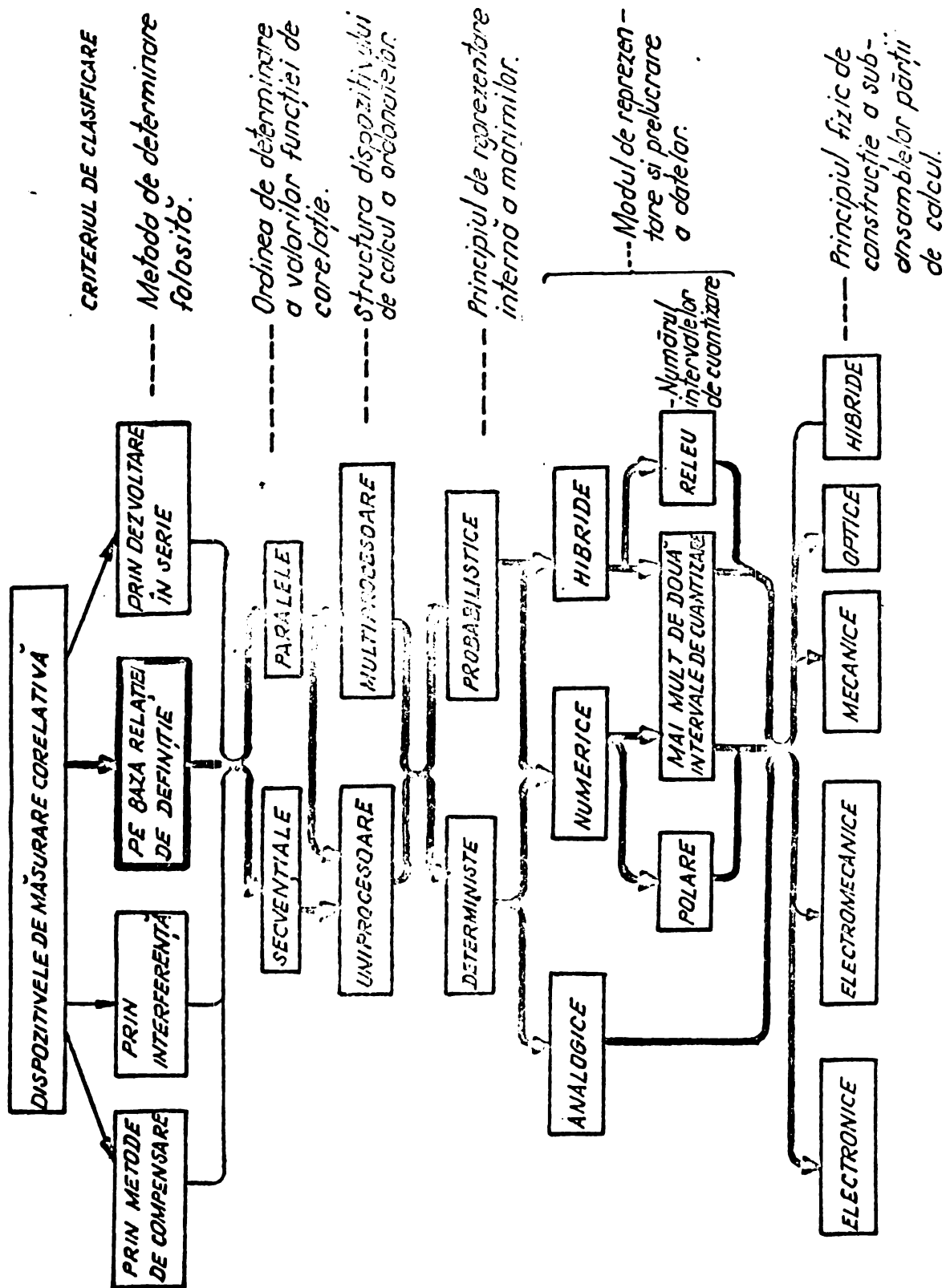


Fig.2.1. Clasificarea dispozitivelor de măsurare corelativă

- c) prin compensare, pe baza relației [5]:

$$\xi(\tau, b) = M\{[x(t) - b \cdot y(t-\tau)]^2\}; \quad (2.3)$$

avînd un minim  $b = \rho_{xy}(\tau)$

- d) prin dezvoltarea în serie [2, 5] fie de tip Mac Laurin :

$$R_x(\tau) = R_x(0) + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{d^{2n} R_x(\theta)}{d\theta^{2n}} \right]_{\theta=0} \cdot \frac{\tau^{2n}}{(2n)!}; \quad (2.4)$$

fie în serie de polinoame ortogonale de tip Laguerre :

$$R_x(\tau) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \cdot L_n(\beta \cdot \tau); \quad (2.5)$$

unde :  $L_0(t)=1$ ,  $L_1(t)=1-t$  și  $L_{n+2}(t)=(3+2n-t) \cdot L_{n+1}(t) - (n+1)^2 \cdot L_n(t)$ ;

iar,  $a_n = \frac{1}{(n!)^2} \cdot \int_0^{\infty} R_x(\tau) \cdot \beta \cdot \exp(-\beta \tau) \cdot L_n(\beta \tau) \cdot d\tau$ .

Dintre toate aceste metode, cea care se folosește cel mai frecvent la realizarea dispozitivelor de măsurare corelativă este metoda bazată pe relația (2.1) de definire a funcției de corelație, fiind cea mai adecvată stadiului actual al tehnicii de calcul.

În funcție de ordinea de determinare a valorilor funcției de corelație există două tipuri de dispozitive de măsurare a funcției de corelație : -a) secvențiale, în cazul cărora determinarea valorilor funcției se face una după alta ("punct cu punct"), calculele necesare pentru estimarea **mărimii** unei valori începînd abia după terminarea celor efectuate pentru determinarea valorii precedente ; -b) paralele, în cazul determinării, în paralel a valorilor tuturor ordonatelor. În fig.2.2 sînt prezentate ordi-nogramele procesului **de calcul. Indicele "\*" arată că se obține doar o estimare a valorii funcției de corelație, datorită timpului finit T de mediere.**

Procedura **secvențială** este considerabil mai lentă decît cea paralelă, disproporția accentuîndu-se cu creșterea lui  $\tau_{max}$ . Are însă avantajul de a necesita memorarea unui singur rezultat, cel corespunzător valorii care se află în curs de calcul, în timp ce procedura paralelă necesită memorarea cîte unui rezultat



pentru fiecare valoare a funcției. Aceste aspecte se reflectă pe de o parte în performanțele dispozitivului de calcul și pe de

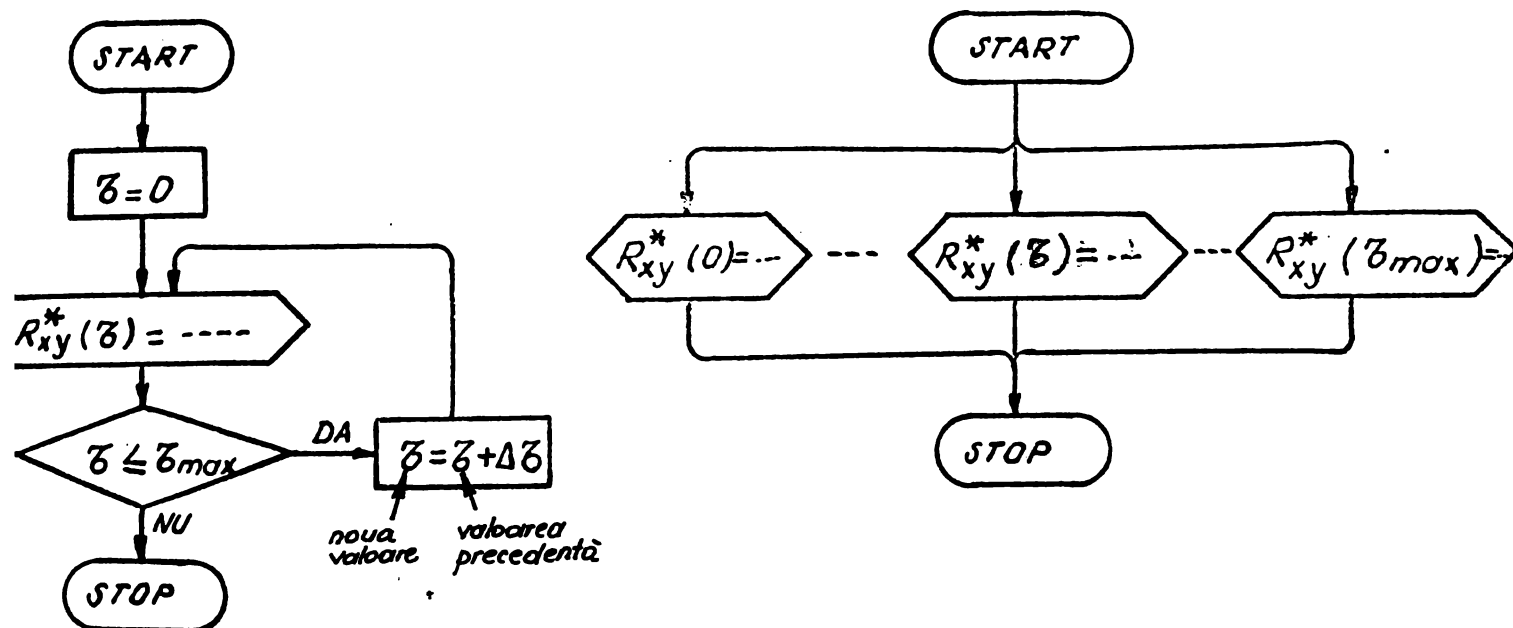


Fig.2.2. Ordinogramele procedurilor a) secvențială și b) paralelă, de determinare a valorilor funcției de corelație

altă parte în structura sa.

În funcție de structura dispozitivului de calcul dispozitivele de măsurare corelativă pot fi : -a) uniprocsoare, putînd efectua o singură operație aritmetică la un moment dat ; -b) multiprocsoare, putînd efectua simultan atîtea operații aritmetice cîte procesoare sînt. În fig.2.3 se prezintă schematic cele două structuri.

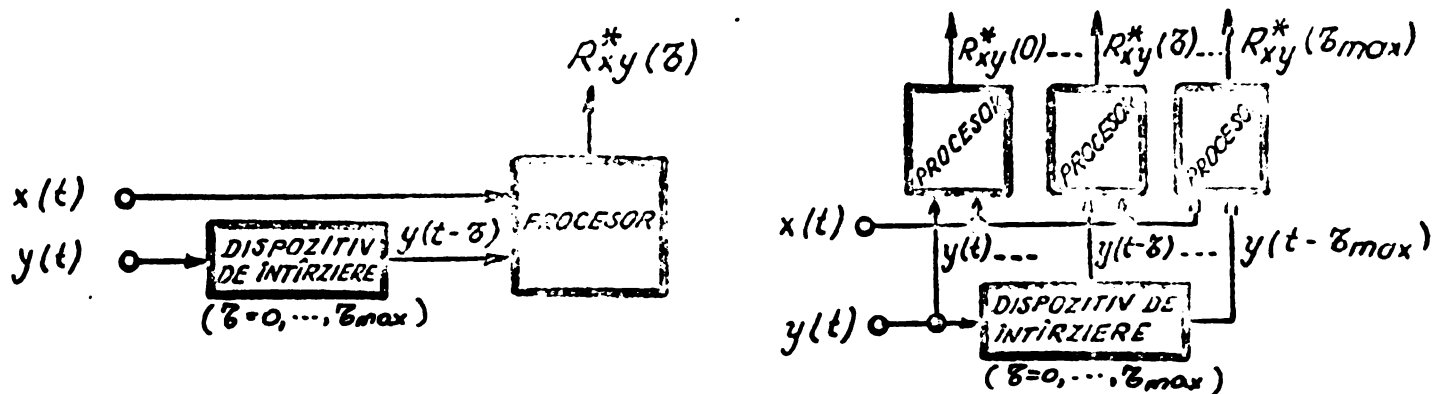


Fig.2.3. Structura dispozitivelor de măsură corelativă, a) uniprocsoare, și b) multiprocsoare

Structura cu un singur procesor poate servi atât pentru calculul printr-o procedură secvențială cât și pentru calculul printr-o procedură paralelă. Structura multiprocesoare este utilizată numai în cazul procedurilor paralele.

În fig.2.4 se prezintă structura uniprocesoare și ordino-grama de calcul, detaliate, pentru un dispozitiv de măsurare a funcției de corelație pe baza relației de definiție printr-o procedură secvențială.

În fig.2.5 se prezintă structura uniprocesor și ordino-grama de calcul, detaliate, pentru un dispozitiv de măsurare a funcției de corelație pe baza relației de definiție printr-o procedură paralelă [62].

În fig.2.6. se prezintă structura multiprocesor și ordino-grama de calcul, detaliate pentru un dispozitiv de măsurare a funcției de corelație pe baza relației de definiție, printr-o procedură paralelă. Este o soluție foarte rapidă dar deosebit de costisitoare.

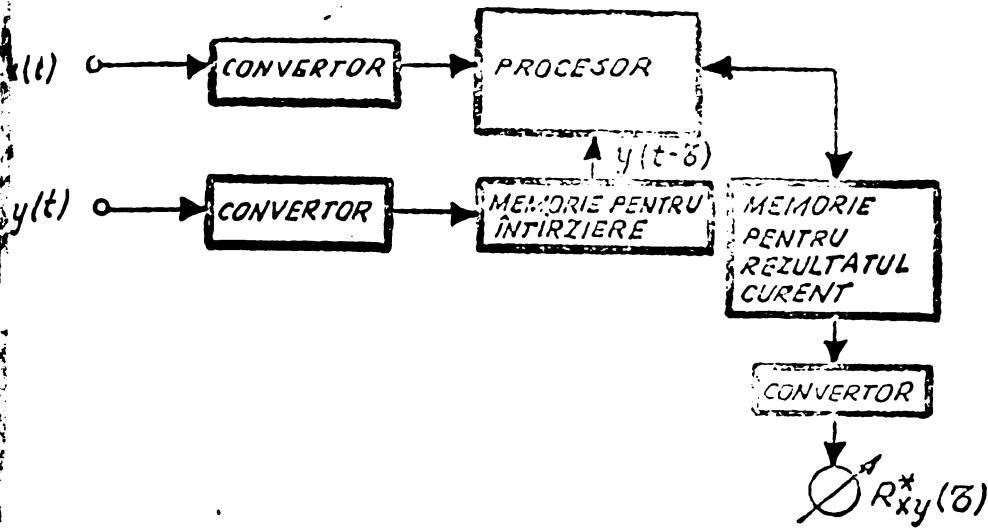
În toate structurile prezentate intervine procesorul, în interiorul căruia se efectuează operațiile aritmetice necesare pentru determinarea valorilor funcției de corelație precum și generarea semnalelor de comandă. Așa cum se poate vedea din ordino-gramele procedurilor de calcul din fig.2.4, fig.2.5 și fig. 2.6, algoritmul de calcul este iterativ, de forma :

$$R_{xy}^*(z) \Big|_{k\Delta t} = R_{xy}^*(z) \Big|_{(k-1)\Delta t} + \frac{\Delta t}{T} \cdot x(k\Delta t) \cdot y(k\Delta t - T); \quad (2.6)$$

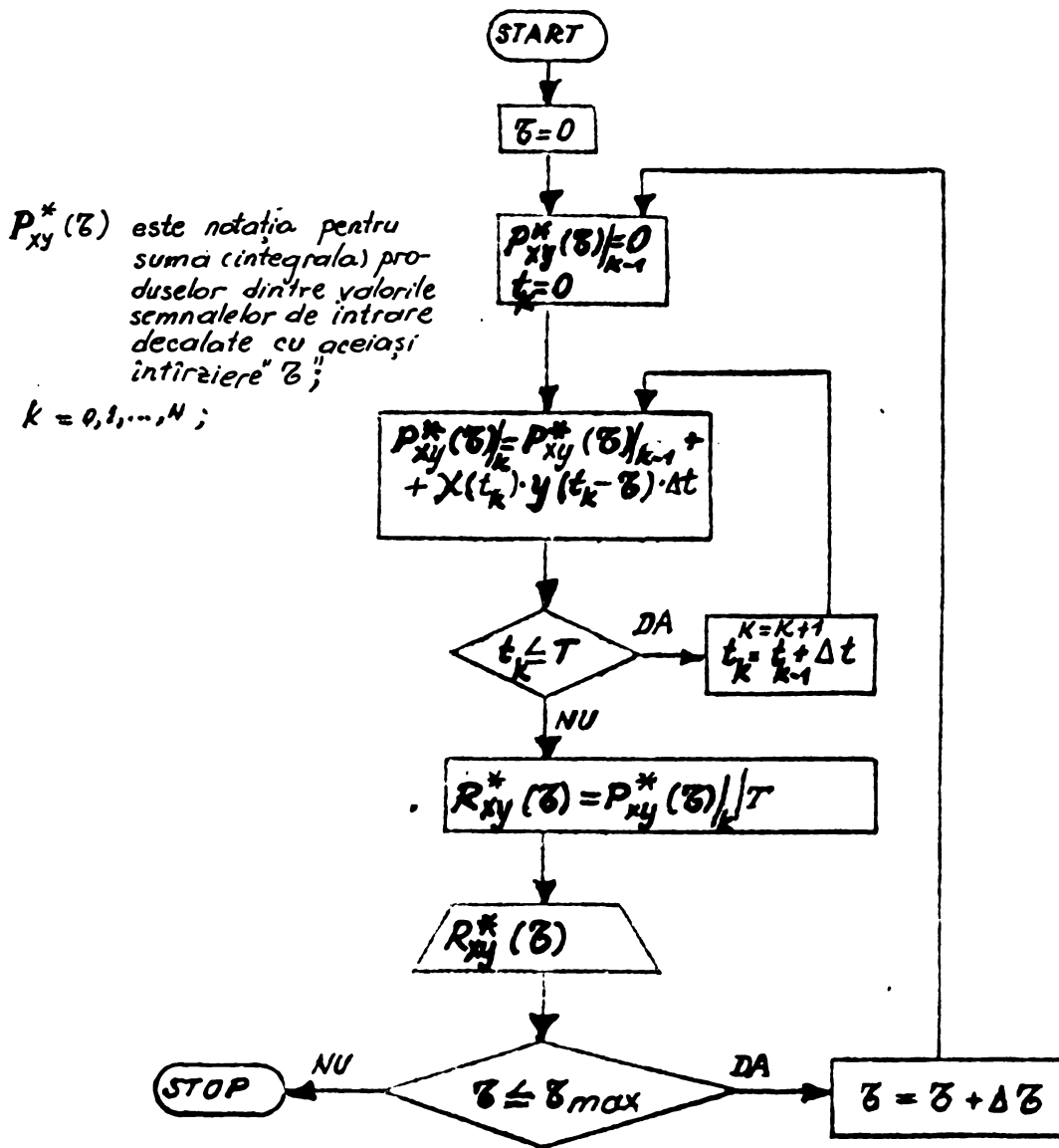
unde  $k=0,1,\dots,N$ ; iar  $T=N\Delta t$

constând dintr-o operație de înmulțire și o operație de integrare (însumare cu acumulare). Fiind doar două tipuri de operații aritmetice ele se efectuează în blocuri separate ale procesorului [5, 25, 34, 45, 50] rezultând pentru acesta o structură de forma celei din fig.2.7.

O altă particularitate a structurii dispozitivelor de măsurare corelativă o constituie separarea memoriei pentru întârzieri de memoria pentru rezultate [5, 25, 34, 45, 50]. În cazul structurilor multiprocesor (fig.2.6) fiecare procesor trebuie să-și aibă propria sa memorie pentru rezultate, Acest lucru este impus de lucrul în paralel a procesoarelor și imposibilitatea satisfacerii de către o singură memorie a mai multor



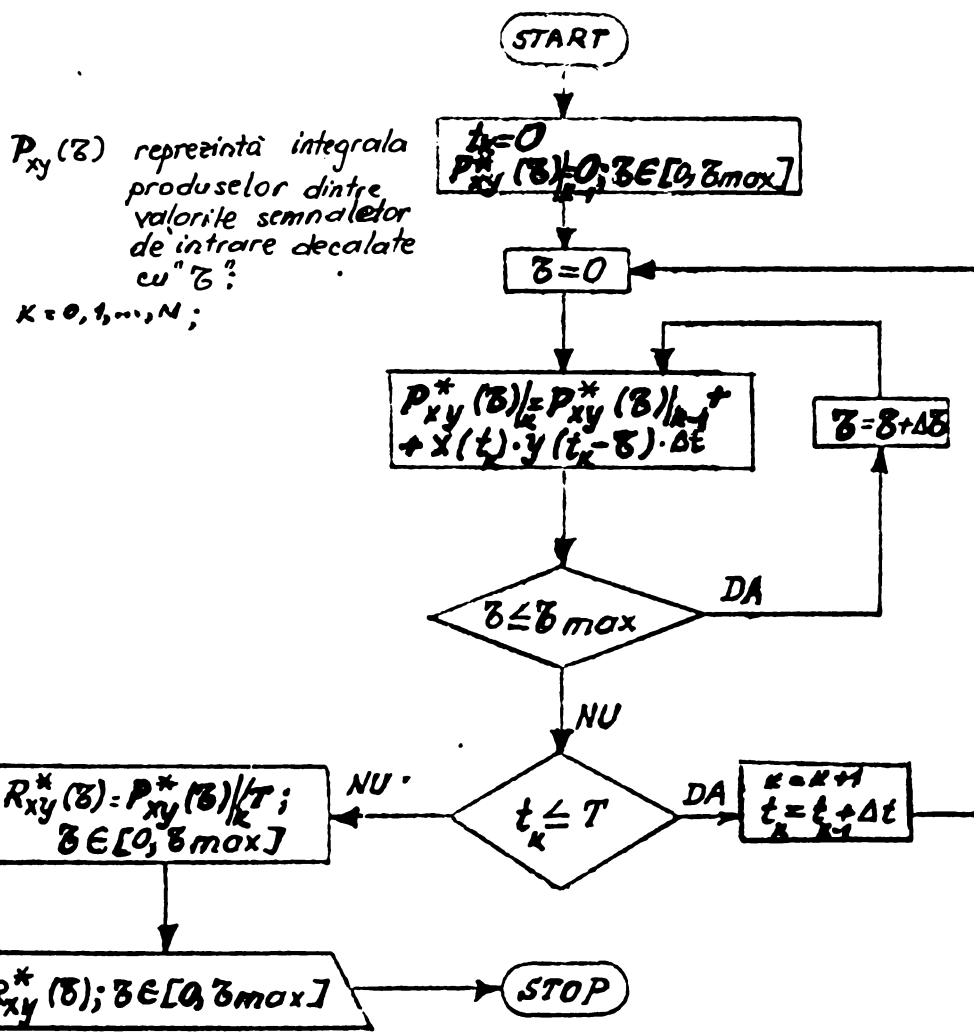
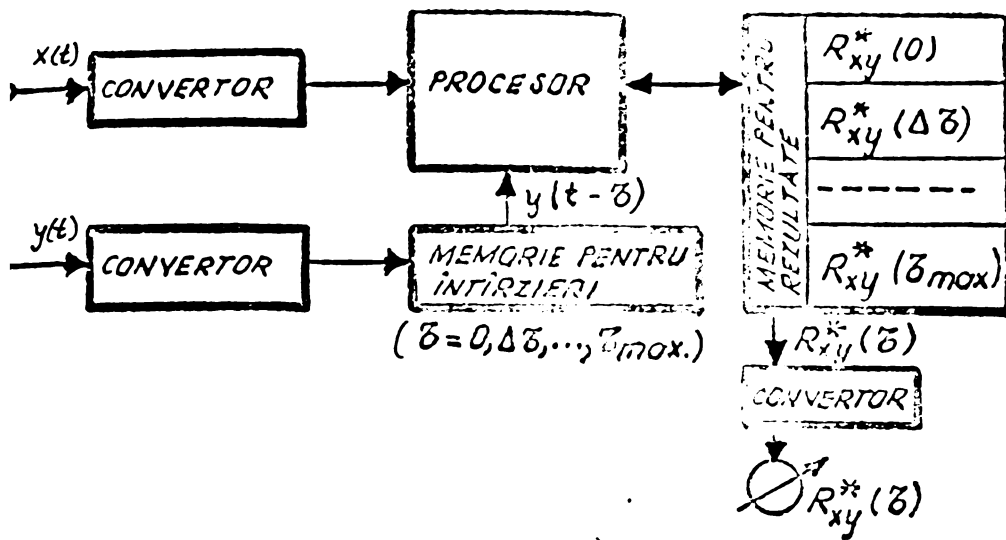
a.)



b.)

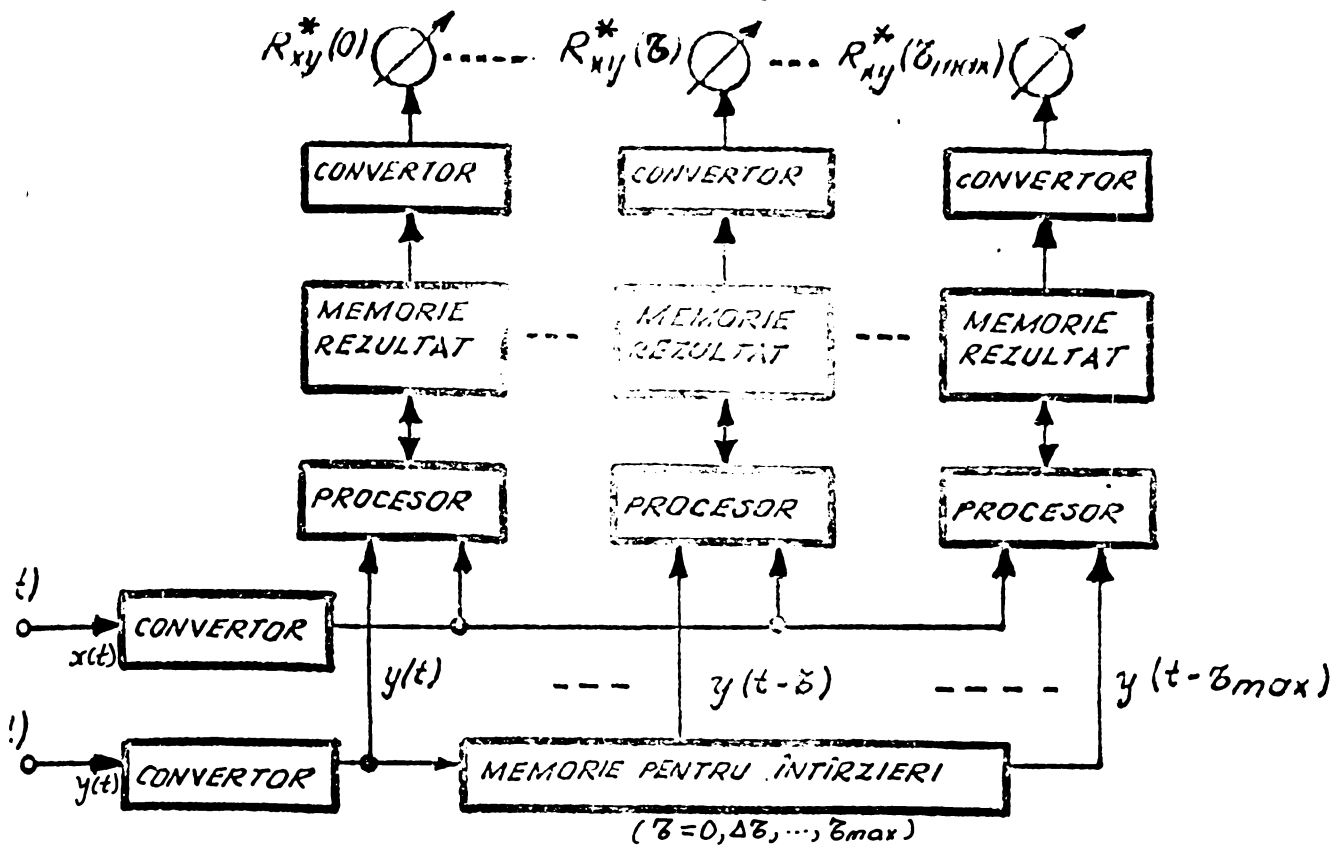
Fig.2.4. Determinarea funcției de corelație pe baza relației de definiție, cu structură uniprocator a), printr-o procedură secvențială b)

TIPOGRAFIA  
 EDITURII ȘTIINȚIFICE

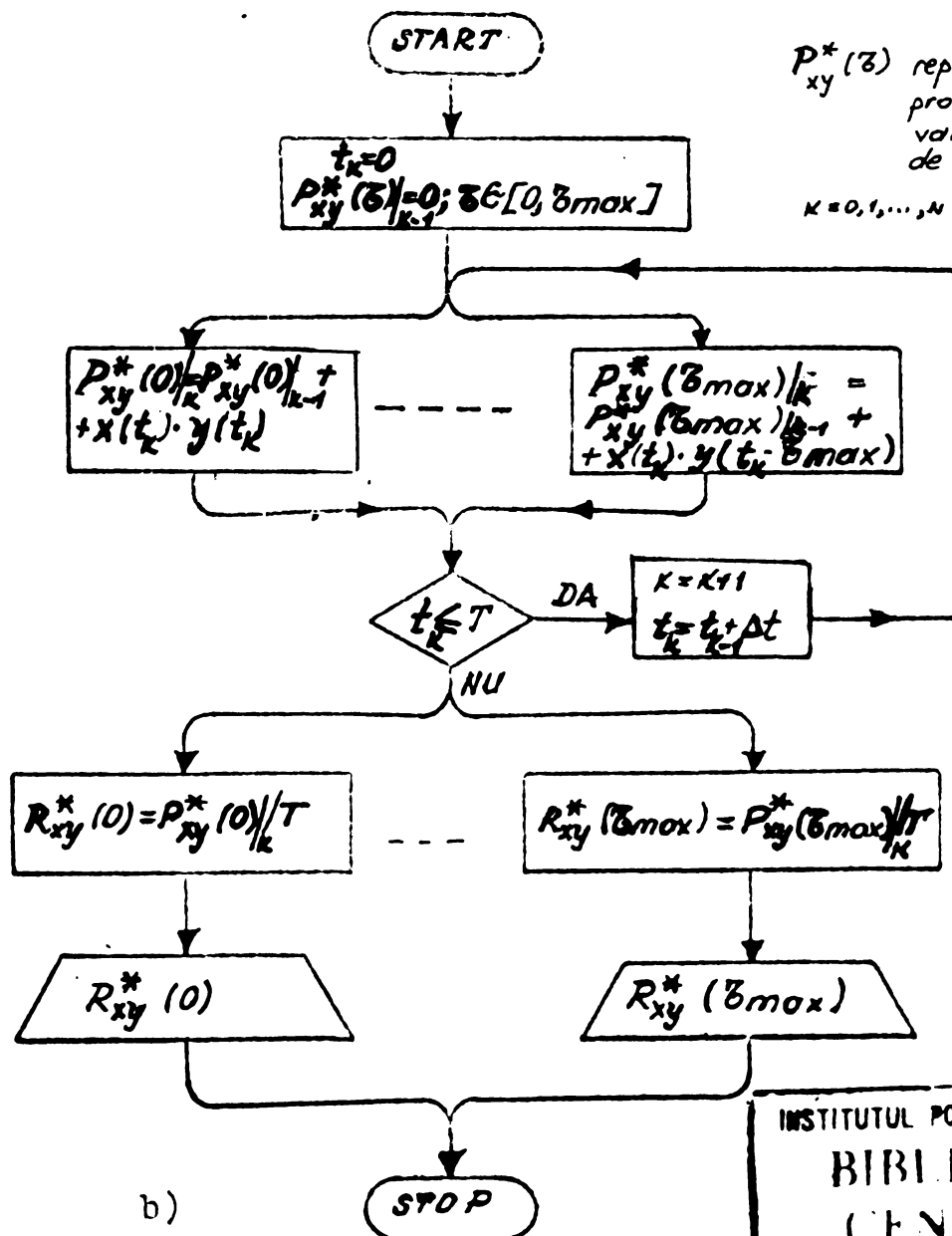


b)

Fig.2.5. Determinarea funcției de corelație pe baza relației de definiție, cu o structură uniprocessor a), printr-o procedură paralelă b)



a)



$P_{xy}^*(\delta)$  reprezintă integrala produselor dintre valorile semnalelor de intrare decalate cu " $\delta$ ";  
 $k=0, 1, \dots, N$ ;

b)

Fig.2.6. Determinarea funcției de corelație de definiție, cu o structură multi-tr-o procedură paralelă b)

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMISOARA  
 BIBLIOTECA  
 CENTRALĂ  
 Verificat Nr. \_\_\_\_\_  
 Dulap 344/4/6

cereri de acces simultane. De asemenea în cazul structurilor multiprocesor, memoria pentru întârzieri trebuie să aibă prize

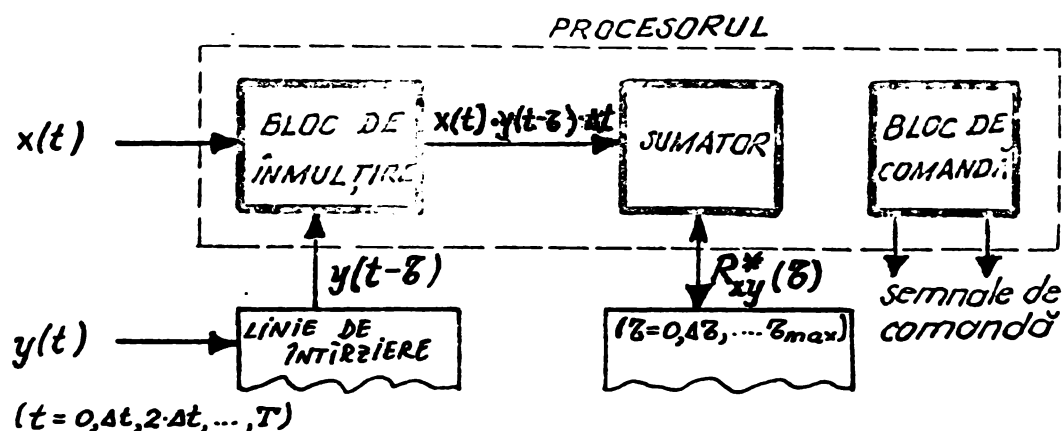


Fig.2.7. Structura procesorului din componerea dispozitivelor de măsurare corelativă

de ieșire pentru toate locațiile ei astfel încât să poată oferi simultan semnalul întârziat, la toate procesoarele.

În funcție de principiul de reprezentare internă a mărimilor dispozitivele de măsurare corelativă se clasifică în

- a) - cele utilizând o reprezentare determinată a datelor;
- b) - cele utilizând o reprezentare probabilistică a datelor, caz în care în interiorul corelatorului semnalele de intrare sînt reprezentate prin valoarea lor medie statistică [75].

Tinîndu-se seama de modul de reprezentare și prelucrare a datelor în interiorul dispozitivelor de măsurare corelativă, acestea pot fi clasificate în :

- a) - analogice, avînd o reprezentare continuă a datelor ;
- b) - numerice, caracterizate printr-o reprezentare cuantizată a datelor ;
- c) - hibride, (analog-numerice);

Convertoarele din figurile 2.3.a), 2.5.a) și 2.6.a) au ca rol tocmai realizarea conversiei semnalelor de intrare în forma internă de reprezentare dorită.

În funcție de principiul fizic de realizare a subansamblurilor dispozitivele de măsurare corelativă pot fi [5, 45] :

- a) - optice, b) - electronice, c) - electromecanice, d) - mecanice, e) - hibride. Dintre acestea cele optice și electronice prezintă cel mai mare interes practic în prezent. În teză se vor

considera numai dispozitivele de măsurare corelativă de tip electronic.

### 2.3. Aspecte tehnologice noi în construcția dispozitivelor de măsurare corelativă

Dispozitivele de măsurare corelativă, în interiorul cărora se efectuează un mare volum de calcule, au beneficiat din plin de dezvoltarea tehnologică spectaculoasă manifestată mai ales în domeniul componentelor integrate numerice.

Integrarea memoriilor numerice de capacități din ce în ce mai mari, ajungându-se pînă la 16K-biți, a rezolvat în mod economic una din problemele dificile ale construcției dispozitivelor de măsurare corelativă : problema liniei de întârziere cu o constantă mare de timp. Astfel de memorii numerice integrate, realizate sub forma unor registre de deplasare (256 și 512 biți) se pretează foarte bine la construirea liniilor de întârziere necesare în compunerea corelatoarelor, asigurînd întârzieri practic nelimitat de mari. De asemenea memoriile integrate de tipul RAM permit memorarea rezultatelor calculelor pe durate practic nelimitate. Memoriile numerice integrate sînt superioare celor cu ferite atît din punct de vedere al timpului de acces mai redus cît și din punct de vedere al "costului/bit" în cazul capacităților de memorie relativ mici (de ordinul kilooctetilor) [79] ceea ce este avantajos mai ales în cazul unor dispozitive de calcul de talia celor folosite pentru determinarea funcției de corelație.

Cel mai recent și cel mai reprezentativ moment în dezvoltarea tehnologiei componentelor integrate numerice îl constituie însă aparitia microprocesorului integrat. Microprocesorul integrat constă dintr-o unitate de prelucrare aritmetică și logică a datelor (ALU), registrele aferente acestei unități și dintr-o unitate de generare a semnalelor de comandă necesare atît pentru efectuarea operațiilor din interiorul microprocesorului cît și pentru asigurarea transferului de informație dintre microprocesor și celelalte subansamble ale sistemului de calcul. În funcție de numărul de biți prelucrați în paralel microprocesoarele pot fi de 4, 8 sau 16 biți [85, 101] ceea ce acoperă toată gama cerințelor din domeniul aparatului numeric de măsură.

Microprocesoarele au ajuns la liste de peste 100 instrucții aritmetice și de control și la un ciclu de instrucție sub 2  $\mu$ sec [80, 101].

În fig.2.8 se prezintă modul de interconectare a unui microprocesor [101] într-un sistem de prelucrare a datelor.

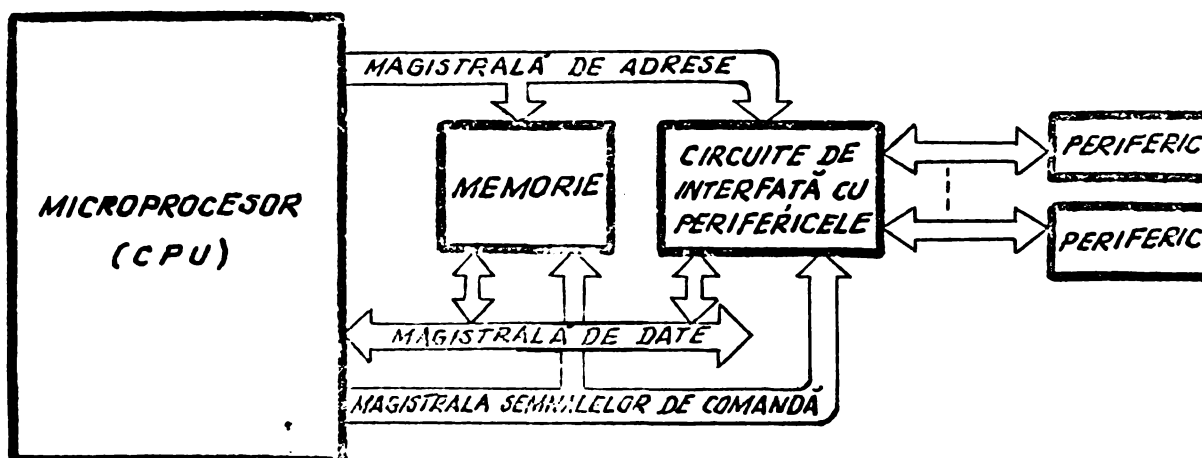


Fig.2.8. Modul de interconectare a unui microprocesor în sistemul de prelucrare a datelor

Apărute în 1971, microprocesoarele au început încă din 1974 să fie incorporate în aparatura numerică de măsură. Începând de la un anumit grad de complexitate în sus microprocesoarele sînt mai eficiente din punct de vedere economic decît procesoarele realizate prin "logică cablată" [76, 101].

În fig.2.9 se prezintă caracteristicile "cost-complexitate" pentru logica cablată și respectiv pentru microprocesoare ("logică programată"), evidențindu-se evoluția în timp a acestor caracteristici.

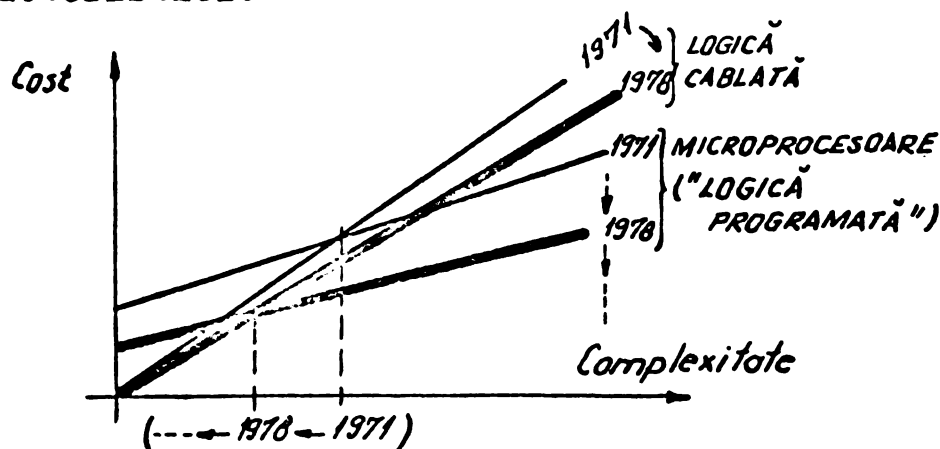


Fig.2.9. Caracteristicile "cost-complexitate" pentru cele două modalități de realizare a dispozitivelor numerice de măsură



Datorită proporțiilor "de masă" pe care le ia producția de microprocesoare, ca urmare a continuei lărgiri a sferei de aplicații, prețul acestora se află într-o spectaculoasă scădere. Această scădere, mult mai pronunțată decât cea a componentelor integrate "clasice", duce la scăderea pragului de complexitate peste care utilizarea microprocesoarelor este mai economică decât utilizarea logicii cablate. De asemenea, incorporarea microprocesoarelor în aparatura numerică de măsură, conduce la o nouă concepție constructivă a acestor aparate [76] grupându-se într-un singur aparat funcțiuni realizate pînă acum de aparate diferite.

În cazul concret al construcției de aparatură de măsurare a parametrilor statistici ai semnalelor, utilizarea microprocesoarelor a avut ca prim efect <sup>reducerea</sup> competitivității dispozitivelor de măsurare unifuncționale în comparație cu dispozitivele de măsurare multifuncționale. Din acest motiv a scăzut considerabil gama corelatoarelor fabricate ca unități independente, funcțiunile lor fiind preluate de către analizoarele statistice complexe. În cazul folosirii microprocesoarelor dezvoltarea funcțiunilor unei configurații de bază nu presupune decât un efort de programare a algoritmului noii funcțiuni introduse. Programele corespunzătoare funcțiunilor îndeplinite sînt implementate prin înscrisura lor în memorii fixe (ROM sau REPRM) cu timp de acces scăzut (sute de nanosecunde).

Utilizarea microprocesoarelor în construcția aparatului numeric de măsură accentuează importanța optimizării algoritmilor de calcul ai diverselor funcțiuni îndeplinite. În cazul determinării funcției de corelație problema cea mai importantă care se pune este cea a înmulțirii care, cel puțin la microprocesoarele actuale [80], nu este cablată ci microprogramată, astfel încît consumă cea mai mare parte din timpul necesar pentru fiecare iterație din procesul de calcul a unei ordonate a funcției de corelație. Procedeele "hardware" care accelerează efectuarea înmulțirii sînt încă foarte costisitoare. Astfel, este necesară utilizarea unui dispozitiv suplimentar care efectuează în paralel înmulțirea, microprocesorul executînd doar operația de integrare și funcțiunile de comandă. Un astfel de dispozitiv de înmulțire, integrat pe scară largă, pentru operanți de 8 biți,

costă însă mai mult decît micrprocesorul de 8 biți. Datorită acestui fapt crește importanța găsirii unor algoritmi rapizi de calcul a funcției de corelație [36, 58, 94]. În [66] autorul tezei a propus un nou algoritm de tip paralel care reduce considerabil ponderea operației de înmulțire în ansamblul calculelor, înlocuind-o printr-o adunare - operație mult mai rapidă decît înmulțirea în cazul microprocesoarelor.

Un alt aspect tehnologic nou în construcția dispozitivelor de măsurare corelativă cu structură multiprocesor, îl constituie integrarea pe scară largă (LSI) a procesoarelor hibride de tip releu [50]. Se obțin astfel structuri multiprocesor pentru calculul simultan a loo de ordonate a funcției de corelație, ceea ce reduce considerabil timpul total necesar măsurătorii corelative.

Producerea liniilor de întârziere analogice, integrate, cu capacitatea de 128 și 256 biți și permițînd realizarea unor întârzieri de 40 msec [102] lărgeste domeniul de aplicații a corelatoarelor analogice înspre frecvențele joase, diminuînd într-o măsură oarecare dezavantajul acestui tip de corelatoare de a nu putea fi utilizat la frecvențe de ordinul hertzilor sau submultiplilor de hertz.

#### 2.4. Implicații tehnico-economice în realizarea dispozitivelor de măsurare corelativă

În funcție de aplicațiile cărora le sînt destinate dispozitivele de măsurare corelativă li se impun anumite performanțe privind : eroarea de măsurare, durata procesului de măsurare, banda de frêcvențe a semnalelor analizate, domeniul de variație a argumentului funcției de corelație precum și numărul de puncte care trebuiesc determinate pentru funcția de corelație. De asemenea trebuie să se aibă în vedere eventuala necesitate a unor dezvoltări ulterioare a dispozitivelor de măsurare corelativă. Alegerea soluției constructive se face astfel încît să fie îndeplinite toate performanțele impuse în condițiile unui cost total minim.

Deoarece echipamentul de extragere a datelor se alege de la bun început conform cerințelor impuse de utilizator, alege-

rea soluției constructive se referă doar la echipamentul de conversie și de prelucrare a datelor (procesor și memorie).

Pentru a obiectiviza procesul de stabilire a structurii funcției de performanțele impuse, autorul tezei a stabilit relațiile de interdependență dintre performanțe și elementele constructive. Astfel, toate dispozitivele de măsurare corelativă introduc o eroare de măsurare " $\epsilon_T$ " datorită timpului finit " $T$ " afectat în mod practic calculelor necesare pentru estimarea fiecărei ordonate a funcției de corelație. Această eroare este funcție [10], pe lângă " $T$ ", de banda " $B$ " a semnalelor analizate și de rezoluția " $R_x(o) \cdot R_y(o) / R_{xy}^2(\tau)$ " impusă pentru estimarea funcției de corelație :

În cazul (de referință) unor semnale de intrare Gaussiene, albe, relația se scrie [10] :

$$\epsilon_T^2 = \frac{\text{Var}[R_{xy}^*(\tau)]}{R_{xy}^2(\tau)} \approx \frac{1}{2 \cdot B \cdot T} \left[ 1 + \frac{R_x(o) \cdot R_y(o)}{R_{xy}^2(\tau)} \right]; \quad (2.6)$$

În cazul reprezentării deterministe analogice mai apare, suplimentar, o eroare " $\epsilon_c$ " datorită impreciziei elementelor analogice de calcul și măsurare, a cărei valoare este funcție de complexitatea acestor elemente, relația dintre ele,  $f_1(\dots)$ , fiind determinată necanalitic (grafice, sau tabele) și depinzând de factori economici.

$$\epsilon_c \approx f_1(\text{complexitate elemente}) \quad (2.7)$$

În cazul reprezentării deterministe numerice, pe lângă " $\epsilon_T$ ", mai apare o eroare " $\epsilon_{qDET}$ " datorită cuantizării. Această eroare, are în cazul semnalelor de intrare Gaussiene albe, în domeniul  $[-3 \cdot \sigma_{\text{semnal}}, \dots, 3 \cdot \sigma_{\text{semnal}}]$ , expresia [29] :

$$\epsilon_{qDET} = \frac{R_{zg} \cdot \text{cuantiz}(o)}{R_{xy}(o)} \approx \frac{3}{n^2}; \quad (2.8)$$

unde " $n$ " este numărul intervalelor de cuantizare.

În cazul reprezentării probabilistice numerice, pe lângă eroarea " $\epsilon_T$ ", mai apare o eroare " $\epsilon_{qPROB}$ " datorită cuantizării,

avînd expresia de forma [22] :

$$\hat{\varepsilon}_{qPROB.}^2 = \frac{\text{Var}[R_{xz, yz}^*(\tau)]}{R_{x, y}^2(\tau)} = \varepsilon_T^2 \cdot f_2(n) \quad (2.9)$$

unde " $f_2(n)$ " este o funcție neliniară de numărul intervalelor de cuantizare. Astfel în cazul semnalelor de intrare Gaussiene, albe, " $f_2(n)$ " este definită tabelar [22] astfel :

n	2	4	8	16	... ∞
$f_2(n)+1$	72,23	2,75	1,23	1,054	... 1

Tinîndu-se seama de expresiile erorilor din (2.6), (2.7), (2.8) și (2.9) rezultă în final expresiile erorilor pentru cele trei moduri principale de reprezentare și prelucrare a semnalelor în dispozitivele de măsurare corelativă :

- în cazul reprezentării deterministe analogice :

$$\hat{\varepsilon}_{ANALOG.} = \hat{\varepsilon}_T + \hat{\varepsilon}_c = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot B \cdot T} \left[ 1 + \frac{R_x(o) \cdot R_y(o)}{R_{x, y}^2(\tau)} \right]} + f_1 \text{ (complexitate elemente)} \quad (2.10)$$

- în cazul reprezentării deterministe numerice :

$$\hat{\varepsilon}_{DET.NUM.} = \hat{\varepsilon}_T + \hat{\varepsilon}_{qDET.} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot B \cdot T} \left[ 1 + \frac{R_x(o) \cdot R_y(o)}{R_{x, y}^2(\tau)} \right]} + \frac{3}{n^2}; \quad (2.11)$$

- în cazul reprezentării probabilistice numerice :

$$\hat{\varepsilon}_{PROB.NUM.} = \hat{\varepsilon}_T + \hat{\varepsilon}_{qPROB.} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot B \cdot T} \left[ 1 + \frac{R_x(o) + R_y(o)}{R_{x, y}^2(\tau)} \right]} \cdot (1 + \sqrt{f_2(n)}); \quad (2.12)$$

În fig.2.10 sînt reprezentate grafic interdependențele dintre erorile de estimare a funcției de corelație, timpul de calcul pentru o ordonată a funcției de corelație și complexitatea procesorului. Graficele au fost determinate de autorul tezei pentru cazul unor semnale de intrare cu frecvența de 30 Hz și unei rezoluții de citire a funcției de corelație de 1% (pentru valorile cuprinse între 1% și 100% din valoarea maximă a funcției

de corelație este garantată o eroare  $\leq \epsilon$ ; iar pentru valorile sub 1% din valoarea maximă eroarea depășind  $\epsilon$ ). Se remarcă precizia mai bună dar și viteza de calcul mai mică a soluțiilor probabilistice față de cele deterministe.

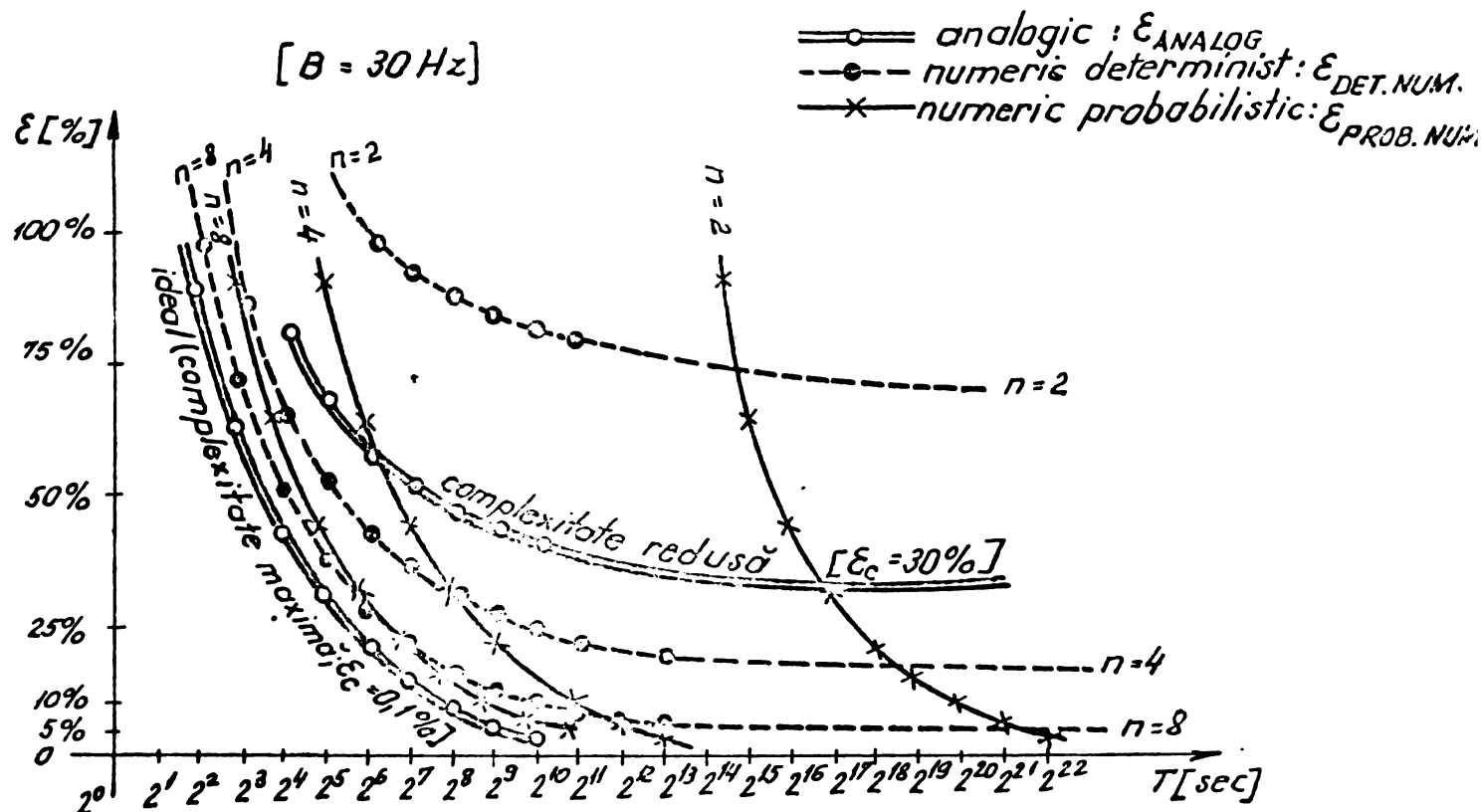


Fig.2.10. Erorile de estimare a funcției corelație

Alegerea modului de reprezentare și prelucrare a datelor se face pe baza analizei posibilităților constructive de realizare a performanțelor impuse pentru domeniul argumentului " $\tau$ " al funcției de corelație. La întârzieri " $\tau$ " mai mari de "zeci de milisekunde" [ $\log_2$ ] metodele analogice de realizare a întârzierilor sînt mult inferioare celor numerice. In gama "milisekunde... .. microsecunde" nu se poate face o evaluare imediată a superiorității vreunăia dintre cele două moduri de reprezentare și prelucrare a datelor; folosindu-se uneori soluții hibride [16]. La întârzieri mai mici decît o microsecundă metodele numerice de realizare a întârzierilor nu se mai pot folosi.

Alegerea tipului de structură: uniprocessor sau multiprocessor se face ținîndu-se seama de interdependența eroare-timp de

calcul - principiu de reprezentare a mărimilor - complexitatea dispozitivului de calcul" dată de (2.10), (2.11), (2.12) și exemplificată în fig.2.10. Astfel cunoscând "B", " $\epsilon_{impus}$ " și timpul de calcul total disponibil " $T_{DISP}$ " precum și numărul M de puncte ale funcției de corelație, se poate vedea din diagramele  $\epsilon = f(T, \text{complexitate maximă})$  dacă eroarea " $\epsilon_{impus}$ " duce sau nu la o valoare " $T_{\epsilon_{imp}}$ " mai mică decât " $T_{DISP}/M$ ". Dacă

$$T_{\epsilon_{imp}} \leq T_{DISP}/M ; \quad (2.13)$$

este suficientă o structură uniprocessor. Dacă însă valoarea " $T_{\epsilon_{imp}}$ " găsită ea necesară pentru timpul de calcul este :

$$T_{\epsilon_{imp}} > T_{DISP}/M ; \quad (2.14)$$

este absolut necesară o structură multiprocessor avînd un număr de procesoare cel puțin de :

$$N_{PROCESOARE} = \left\lceil \frac{M \cdot T_{imp}}{T_{DISP}} \right\rceil \text{ rotunjit la valoarea întregă superioară}$$

În fig.2.11 se ilustrează această procedură de alegere a tipului structurii.

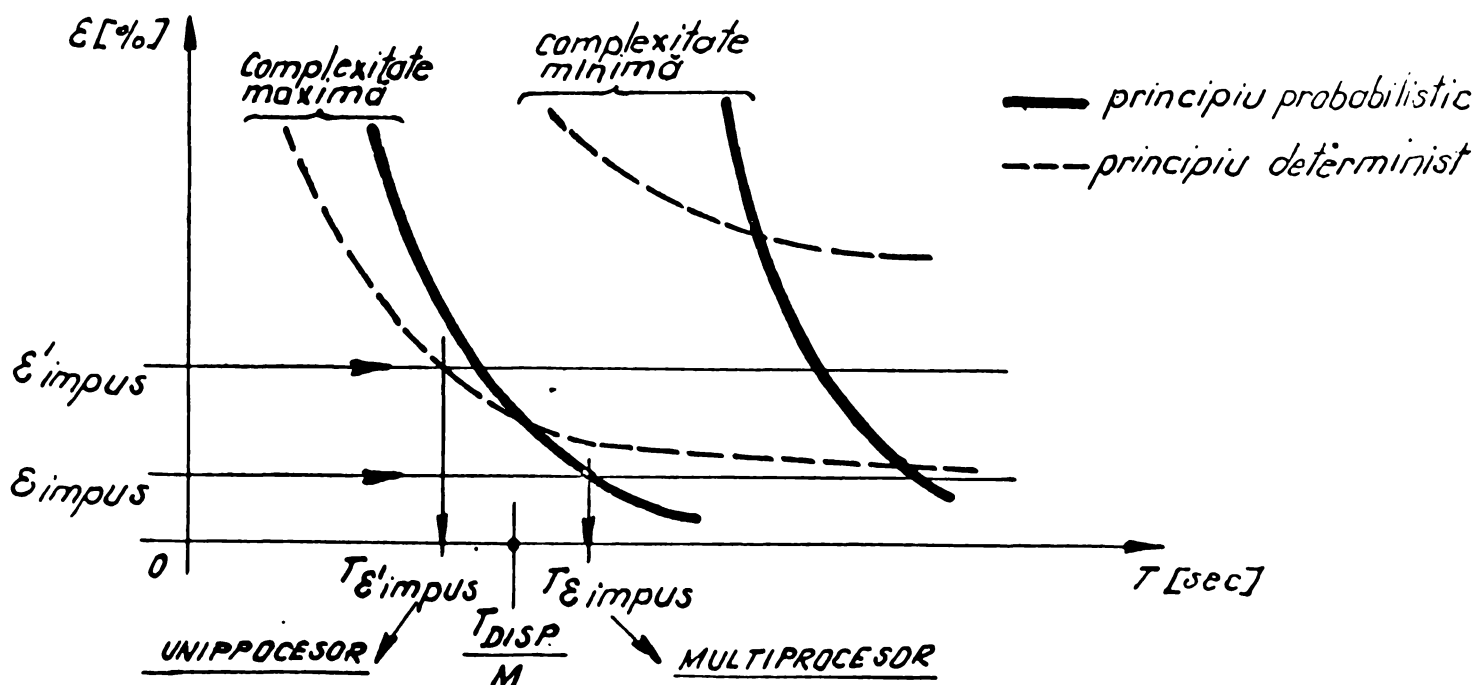


Fig.2.11. Alegerea tipului structurii sistemului de calcul a funcției de corelație

Pentru același număr de puncte "M" și același timp disponibil " $T_{DISP}$ " în cazul erorii " $\epsilon'_{impus}$ " este îndeplinită condiția (2.13) și se alege structură uniprocessor, iar în cazul unei erori admise mai mici " $\epsilon_{impus}$ " se ajunge în condiția (2.14) care duce la alegerea structurii multiprocessor.

Alegerea principiului de reprezentare a mărimilor și a complexității procesorului se face tot pe baza analizei diagramei interdependenței dintre parametrii funcționali și cei constructivi ai dispozitivului de măsurare corelativă (fig.2.12).

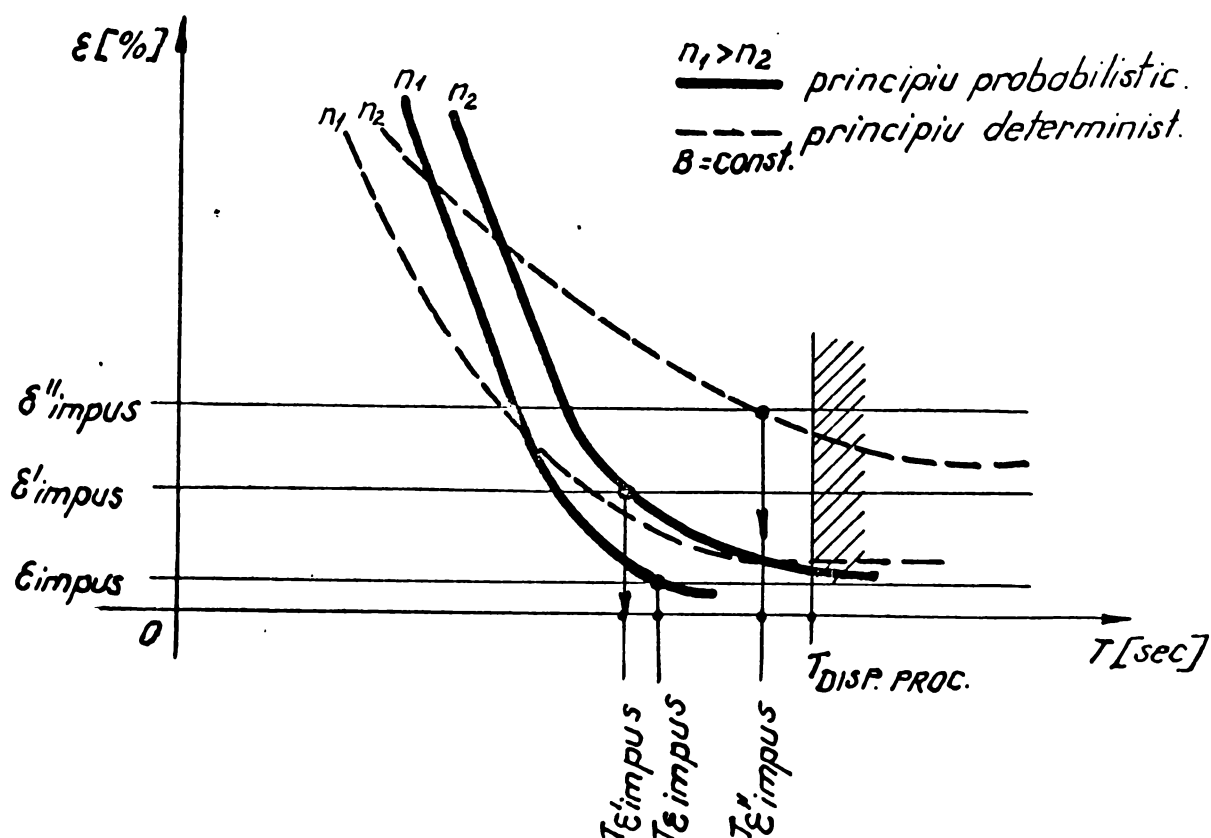


Fig.2.12. Alegerea principiului de reprezentare a mărimilor și complexitatea procesorului

Se ia în considerare caracteristica  $\epsilon = f(T)$  care pentru un " $\epsilon_{impus}$ " dă cel mai mare " $T_{\epsilon_{impus}}$ " încă mai mic decât timpul de calcul " $T_{DISP.PROC.}$ " aflat la dispoziția unui procesor. Astfel pentru " $\epsilon'_{impus}$ " din fig.2.12 rezultă un principiu determinist de reprezentare și o complexitate mai redusă ( $n_2 < n_1$ ). Pentru eroarea " $\epsilon'_{impus}$ " rezultă ca suficient principiu probabilistic de reprezentare și o complexitate mai redusă. Pentru " $\epsilon_{impus}$ " doar principiu probabilistic asociat cu o complexitate ridicată ( $n_1 > n_2$ ) este corespunzător.

Alegerea între "logica cablată" și "microprocesorul integrat" se face în cazul în care a rezultat că avantajoasă reprezentarea și prelucrarea numerică a datelor. Cunoscându-se gradul de complexitate, reprezentat prin numărul de nivele de cuantizare "n", se alege varianta care asigură pentru "n" costul minim [76] conform figurii 2.9. În această alegere trebuie avută în vedere și posibilitatea de extindere ușoară a configurațiilor realizate în jurul unui microprocesor precum și efortul mai redus la proiectare asociat cu fiabilitatea mai ridicată a "logicii programate" (microprocesor) față de logica cablată.

La actualul nivel tehnologic doar în cadrul unor complexități mai mici de 4 biți (16 nivele de cuantizare) mai este de preferat "logica cablată" față de "logica programată" așa cum este cazul corelatoarelor destinate analizei semnalelor de joasă frecvență în cazul cărora și timpul disponibil de calcul este mai mare. În acest caz reprezentarea probabilistică asociată "logicii cablate" de complexitate redusă poate asigura o bună precizie ( $\approx 1\%$ ) de estimare a funcției de corelație. În cazul analizoarelor statistice multifuncționale, microprocesorul este superior logicii cablate prin universalitatea sa. Există microprocesoare chiar de complexitate mai redusă (4 biți) dar cu o listă bogată de instrucții [101].

## 2.5. Concluzii

Analizându-se implicațiile tehnico-economice din construcția dispozitivelor de măsurare corelativă se poate spune că la actualul nivel al tehnologiei componentelor electronice, în construcția dispozitivelor de măsurare corelativă s-au conturat următoarele direcții principale :

- realizarea de corelatoare de sine stătătoare, uniprocesoare, numerice de complexitate redusă (1 - 2 biți), folosind principiul probabilistic de reprezentare a mărimilor în vederea îmbunătățirii preciziei, destinate analizei semnalelor de joasă frecvență. Au o structură rigidă, nedezvoltabilă.

- realizarea de analizoare statistice multifuncționale, determinând printre altele și funcția de corelație, uniprocesoare, numerice de complexitate mai mare (4, 8, 16 biți), des-



tinate analizei complexe a semnalelor într-o gamă largă de frecvențe. Analizoarele sînt construite în jurul unui microprocesor, implementarea algoritmilor corespunzători diferitelor mărimi statistice măsurate făcîndu-se prin programare și înscrierea programelor în memorii fixe (ROM sau REEPROM). Sînt caracterizate printr-o mare maleabilitate și posibilități bune de dezvoltare ulterioară. Intreg efortul de proiectare este îndreptat doar asupra îmbunătățirii eficienței programelor de calcul, pe baza unor algoritmi rapizi adaptați structurii și listei de instrucții a microprocesorului folosit ; acest efort este ușurat de compatibilitatea care există între microprocesoarele produse de diverșii fabricanți.

- realizarea unor dispozitive de măsurare corelativă, destinate unor aplicații neconvenționale în care nu pot fi utilizate dispozitivele de măsurare corelativă de uz general (din primele două categorii). Există astfel corelatoare analogice destinate unor aplicații în înaltă frecvență [ 34, 38 , 99]. Există de asemenea dispozitive de măsurare corelativă optice sau electrono-optice destinate recunoașterii unor imagini optice [ 34, 70]

### 3. NOI ALGORITMI PENTRU CALCULUL FUNCȚIEI DE CORELAȚIE

Îmbunătățirea performanței algoritmilor de calcul a valorilor funcției de corelație constituie unul din aspectele importante ale aplicării teoriei corelației în tehnica de măsură. În cazul introducerii funcțiunilor de măsurare corelativă în analizoarele statistice complexe realizate în jurul unor microprocesoare, majoritatea efortului de proiectare este destinat optimizării algoritmilor de calcul prin care se implementează aceste funcțiuni. În literatură au fost prezentați diverși algoritmi pentru calcularea valorilor funcției de corelație [36, 94] vizînd reducerea timpului de calcul necesar. Această reducere se realizează prin scăderea ponderii celei mai lente operații - înmulțirea - din ansamblul calculelor efectuate.

În [65] autorul tezei a propus o nouă metodă pentru calculul în paralel a valorilor funcției de corelație cu ajutorul unui corelator paralel avînd o structură celulară. Această metodă a fost adaptată de autor [66] în vederea implementării în sisteme de analiză statistică realizate în jurul unor microprocesoare. Au rezultat astfel doi noi algoritmi de calcul a funcției de corelație, algoritmi ce vor fi prezentați în continuare.

#### 3.1. Algoritmul I, de calcul a funcției de corelație folosind modulația delta pentru reprezentarea unui singur semnal de intrare

Fie  $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0,1,\dots,M-1\}$  o mulțime de  $M$  valori ale funcției de corelație. În cazul prelucrării numerice a datelor aceste valori sînt definite [10] prin binecunoscuta relație :

$$R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot y_q[(k-m) \cdot \Delta t]; \quad (3.1)$$

unde indicele inferior "q" evidențiază cuantizarea eșantioanelor prelevate din cele două semnale de intrare  $x(t)$  și  $y(t)$ ,  $N$  reprezintă numărul de perechi de eșantioane prelucrate pentru obținerea fiecărei valori funcției de corelație. Asteriscul asociat notației  $R_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$  indică faptul că această valoare nu este de fapt decît o estimare a valorii exacte  $R_{xy}(m \cdot \Delta t)$  a funcției de corelație, datorită faptului că  $N$  este finit [ $R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \rightarrow R_{xy}(m \cdot \Delta t)$  cînd  $N \rightarrow \infty$ ]. Pentru a se putea determina toate cele  $M$  valori ale lui  $R_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$  este necesar să se cunoască și cele  $(M-1)$  valori ale lui  $y_q(t)$  la momentele de timp anterioare momentului " $0 \cdot \Delta t$ " de început a calculelor :

$$y_q[(-M+1) \cdot \Delta t], y_q[(-M+2) \cdot \Delta t], \dots, y_q(-1 \cdot \Delta t);$$

Se notează cu  $DR_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$  diferența dintre două valori consecutive  $R_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$  și respectiv  $R_{xy}^*[(m-1) \cdot \Delta t]$ , ale funcției de corelație :

$$DR_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) - R_{xy}^*[(m-1) \cdot \Delta t]; \quad (3.2)$$

putîndu-se determina  $(M-1)$  astfel de valori, pentru  $m=1, 2, \dots, M-1$ .

Tinînd seama de (3.1) relația (3.2) se poate scrie sub forma :

$$\begin{aligned} DR_{xy}^*(m \cdot \Delta t) &= \frac{1}{N} \cdot \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot y_q[(k-m) \cdot \Delta t] - \right. \\ &\quad \left. - \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot y_q[(k-m+1) \cdot \Delta t] \right\} = \\ &= \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot \{ y_q[(k-m) \cdot \Delta t] - y_q[(k-m+1) \cdot \Delta t] \}; \quad (3.3) \end{aligned}$$

Introducîndu-se notația :

$$\delta_y(i \cdot \Delta t) = y_q(i \cdot \Delta t) - y_q[(i-1) \cdot \Delta t]; \quad (3.4)$$

unde în cazul respectării condițiilor de eșantionare și cuantizare necesare pentru reprezentarea lui  $y(t)$  prin modulație delta :

$$\delta_y(i.\Delta t) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } y_q(i.\Delta t) > y_q[(i-1).\Delta t] ; \\ 0, & \text{dacă } y_q(i.\Delta t) = y_q[(i-1).\Delta t] ; \\ -1, & \text{dacă } y_q(i.\Delta t) < y_q[(i-1).\Delta t] ; \end{cases} \quad (3.5)$$

relația (3.3) devine :

$$DR_{xy}^*(m.\Delta t) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} \{ -x_q(k.\Delta t) \cdot \delta_y[(k-m+1).\Delta t] \}; \quad (3.6)$$

unde  $m=1, 2, \dots, M-1$ .

Pentru determinarea celor  $M$  valori  $\{R_{xy}^*(m.\Delta t) | m=0, 1, \dots, M-1\}$  ale funcției de corelație conform algoritmului I, este necesar să se determine direct doar prima valoare  $R_{xy}^*(0)$  a funcției de corelație. (În acest scop este preferabilă utilizarea algoritmului lui Watts care folosește de asemenea reprezentarea lui  $y(t)$  prin modulație delta). Se calculează apoi cele  $(M-1)$  diferențe  $\{DR_{xy}^*(m.\Delta t) | m=1, \dots, M-1\}$  conform (3.6). Pe baza acestora se determină în final, după terminarea prelucrării tuturor eșantioanelor prelevate, cele  $(M-1)$  valori ale funcției de corelație corespunzătoare întârzierilor mai mari de "0",  $\{R_{xy}^*(m.\Delta t) | m=1, \dots, M-1\}$  :

$$R_{xy}^*(m.\Delta t) = R_{xy}^*[(m-1).\Delta t] + DR_{xy}^*(m.\Delta t) ; \quad (3.7)$$

pentru  $m=1, 2, \dots, M-1$ .

În fig.3.1 se prezintă ordinograma noului algoritm pentru determinarea celor  $M$  valori  $\{R_{xy}^*(m.\Delta t) | m=0, 1, \dots, M-1\}$  ale funcției de corelație printr-o procedură de tip paralel. Ordinograma presupune de asemenea utilizarea algoritmului lui Watts [94] pentru determinarea primei valori  $R_{xy}^*(0)$  a funcției de corelație.

Pentru calculul a  $M$  valori  $\{R_{xy}^*(m.\Delta t) | m=0, 1, \dots, M-1\}$  a funcției de corelație prin prelucrarea a câte  $N$  perechi de eșantioane pentru fiecare dintre aceste valori, conform noului algoritm, este necesară prelucrarea a  $(N+M-1)$  eșantioane din fiecare semnal de intrare. Procedura de calcul constă în :  $N(M+1)+M$  adunări (sau scăderi), o înmulțire și eventual în  $M$  împărțiri cu factorul constant  $N$ .

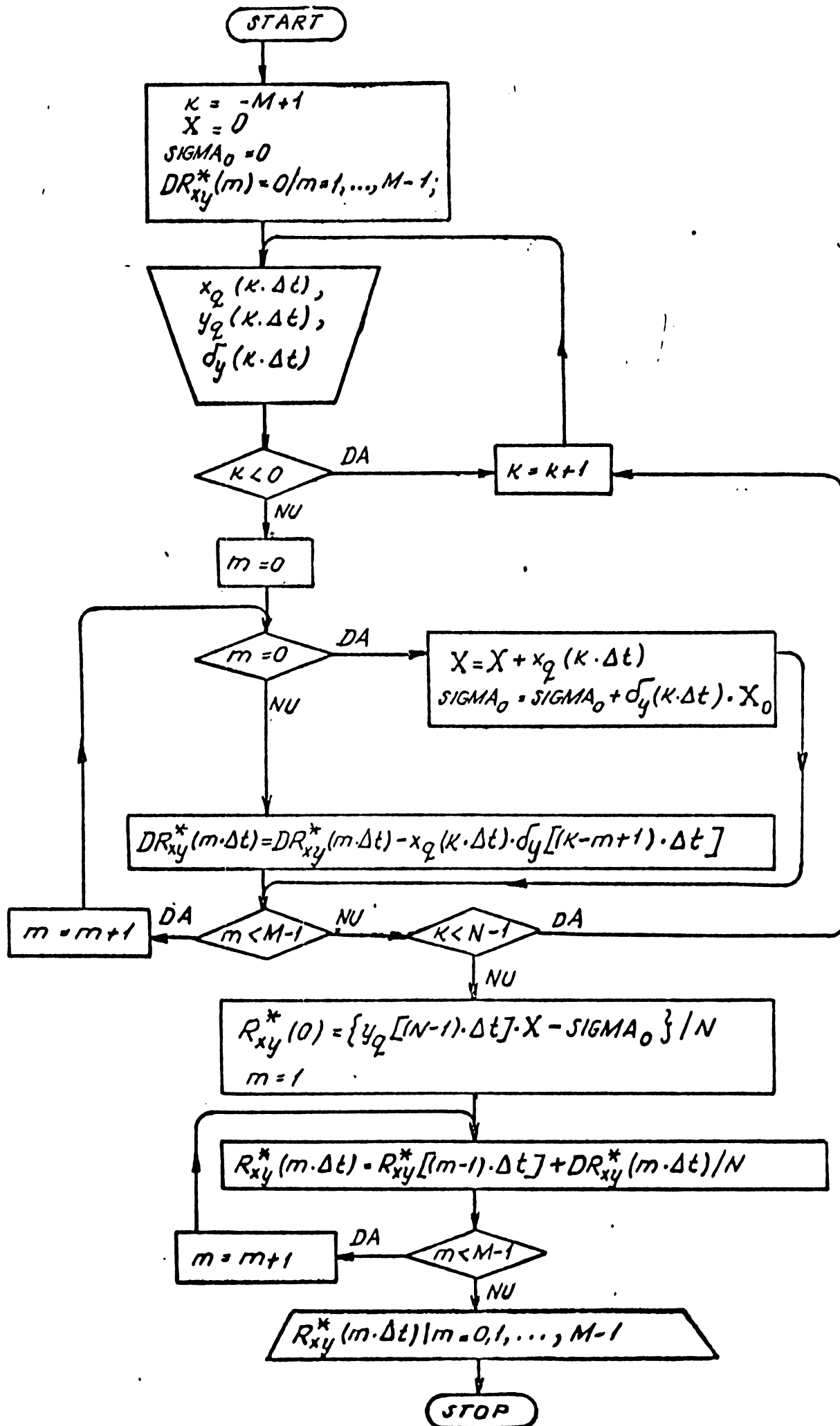


Fig.3.1. Ordinograma pentru calculul valorilor funcției de corelație conform algoritmului I, folosind modulația delta pentru reprezentarea unui singur semnal de intrare

3.2. Algoritmul al II-lea de calcul a funcției de corelație folosind modulația delta pentru reprezentarea ambelor semnale de intrare

Fie  $D^2R_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$  diferența dintre doi gradienti succesivi  $DR_{xy}^*(m \cdot \Delta t)$  și respectiv  $DR_{xy}^*[(m-1) \cdot \Delta t]$ , gradienti definiți în (3.1),

$$D^2R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = DR_{xy}^*(m \cdot \Delta t) - DR_{xy}^*[(m-1) \cdot \Delta t], \quad (m=2, 3, \dots, M-1); \quad (3.8)$$

ceea ce se poate scrie ținând seama de (3.6) :

$$D^2R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} -x_q(k \cdot \Delta t) \cdot \delta_y[(k-m+1) \cdot \Delta t] + \\ + \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t) \cdot \delta_y[(k-m+2) \cdot \Delta t];$$

sau :

$$D^2R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} -x_q(k \cdot \Delta t) \cdot \delta_y[(k-m+1) \cdot \Delta t] + \\ + \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N x_q[(k-1) \cdot \Delta t] \cdot \delta_y[(k-m+1) \cdot \Delta t];$$

sau mai departe :

$$D^2R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \left\{ -x_q(0) \cdot \delta_y[(-m+1) \cdot \Delta t] - \sum_{k=1}^{N-1} \{ x_q(k \cdot \Delta t) - \right. \\ \left. - x_q[(k-1) \cdot \Delta t] \} \cdot \delta_y[(k-m+1) \cdot \Delta t] + x_q[(N-1) \cdot \Delta t] \cdot \delta_y[(N-m+1) \cdot \Delta t] \right\}; \quad (3.9)$$

Admițînd utilizarea modulației delta și pentru reprezentarea semnalului  $x(t)$ , ultima relație se poate scrie în final :

$$D^2R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \left\{ x_q[(N-1) \cdot \Delta t] \cdot \delta_y[(N-m+1) \cdot \Delta t] - \right. \\ \left. - x_q(0) \cdot \delta_y[(-m+1) \cdot \Delta t] - \sum_{k=1}^{N-1} \delta_x(k \cdot \Delta t) \cdot \delta_y[(k-m+1) \cdot \Delta t] \right\}; \quad (3.10)$$

unde, similar cu (3.4) :

$$\delta_x(k \cdot \Delta t) = x_q(k \cdot \Delta t) - x_q[(k-1) \cdot \Delta t]; \quad (3.11)$$

TRIMB  
RESOLUTIA

luînd valori conform relației similare cu (3.5) :

$$\delta_x(k.\Delta t) = \begin{cases} 1, & \text{dacă } x_q(k.\Delta t) > x_q[(k-1).\Delta t]; \\ -0, & \text{dacă } x_q(k.\Delta t) = x_q[(k-1).\Delta t]; \\ -1, & \text{dacă } x_q(k.\Delta t) < x_q[(k-1).\Delta t]; \end{cases} \quad (3.12)$$

Este remarcabilă simplitatea calculelor cerute de relația (3.10): n-1 din totalul de N+1 înmulțiri se efectuează între numere de câte un singur bit  $\delta_x(k.\Delta t)$  și respectiv  $\delta_y[(k-m+1).\Delta t]$ , rezultînd produse tot de câte un singur bit. Insumarea acestor produse se reduce la o simplă numărare, directă sau inversă. Pentru determinarea celor M valori  $\{R_{xy}^*(m.\Delta t) \mid m=0,1,\dots,M-1\}$  ale funcției de corelație conform algoritmului II, este necesar să se determine direct  $R_{xy}^*(0)$ , putîndu-se folosi în acest scop algoritmul lui Watts [94]. Este necesară determinarea unui singur gradient dintre valorile funcției de corelație :  $DR_{xy}^*(\Delta t)$ , folosindu-se în acest scop relația (3.6), particularizată pentru  $m=1$  :

$$DR_{xy}^*(\Delta t) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} -x_q(k.\Delta t) \cdot \delta_y(k.\Delta t) \quad ; \quad (3.13)$$

Se calculează de asemenea (M-2) gradienti de ordinul al doilea  $\{D^2R_{xy}^*(m.\Delta t) \mid m=2,3,\dots,M-1\}$  folosindu-se relația (3.10). Pe baza acestor gradienti de ordinul al doilea rezultă din (3.8) cei (M-2) gradienti de ordinul întîi  $\{DR_{xy}^*(m.\Delta t) \mid m=2,3,\dots,M-1\}$  :

$$DR_{xy}^*(m.\Delta t) = DR_{xy}^*[(m-1).\Delta t] + D^2R_{xy}^*(m.\Delta t) \quad ; \quad (3.14)$$

Valorile gradientilor de ordinul întîi rezultă în mod iterativ pentru  $m=2,3,\dots,M-1$  plecîndu-se de la  $DR_{xy}^*(\Delta t)$ , determinat prin (3.13). În final se determină apoi, similar ca în cazul algoritmului I, cele (M-1) valori ale funcției de corelație corespunzătoare lui  $m=1,2,\dots,M-1$ . Aceste valori rezultă printr-o procedură iterativă plecîndu-se de la  $R_{xy}^*(0)$  presupus ca fiind determinat în mod direct. În acest scop se folosește relația (3.7) :

$$R_{xy}^*(m.\Delta t) = R_{xy}^*[(m-1).\Delta t] + DR_{xy}^*(m.\Delta t) \quad ;$$

unde :  $m=1,2,\dots,M-1$ .

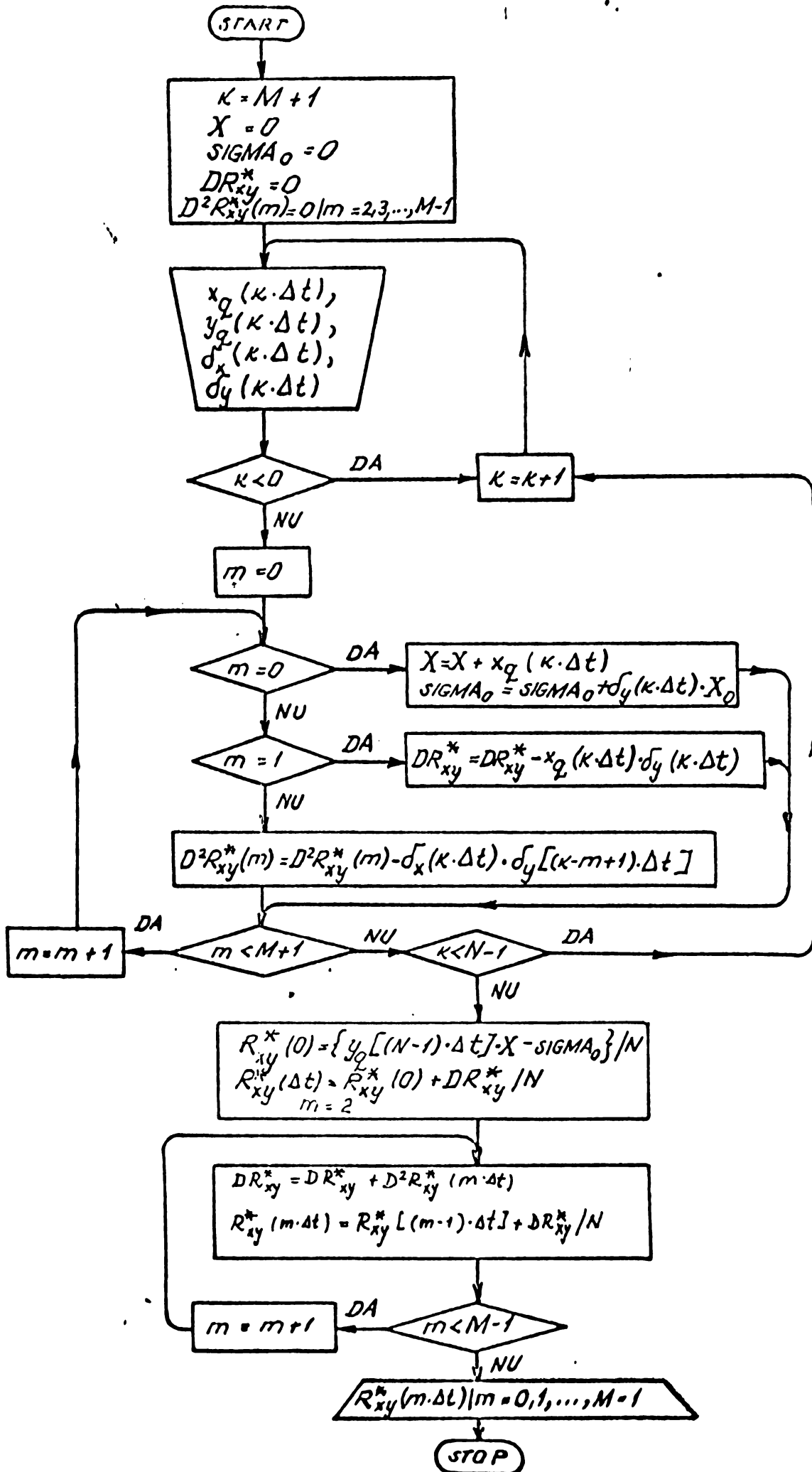


Fig.3.2. Ordinograma pentru calculul valorilor funcției de corelație conform algoritmului al II-lea, folosind modulația delta pentru reprezentarea ambelor semnale de intrare



În fig.3.2 se prezintă ordinograma algoritmului al doilea de determinare a celor  $M$  valori  $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0,1,\dots,M-1\}$  ale funcției de corelație printr-o procedură de tip paralel. Se presupune utilizarea algoritmului lui Watts [94] pentru determinarea directă a primei valori  $R_{xy}^*(0)$  a funcției de corelație.

Procedura de calcul constă în :  $(3 \cdot N + 2 \cdot M - 2)$  adunări (sau scăderi),  $(M-2) \cdot N$  numărări în sus sau în jos, o înmulțire și eventual în  $M$  împărțiri cu factorul constant  $N$ .

### 3.3. Compararea noilor algoritmi cu alți algoritmi cunoscuți

Compararea algoritmilor se face din punctul de vedere al performanțelor lor de viteză. Ca o măsură a acestor performanțe s-a adoptat în literatură [36, 94] numărul și tipul operațiilor aritmetice necesare pentru estimarea valorilor funcției de corelație. Marea majoritate a operațiilor sînt adunări sau înmulțiri, efectuate între operanzi cu semn. Eventualele împărțiri care pot apare se referă la ajustări finale ale scării de reprezentare a rezultatelor și nu se efectuează în timp real. Aceste împărțiri afectează în egală măsură toți algoritmi și din acest motiv nu interesează în cazul comparării algoritmilor. Îmbunătățirea performanțelor se realizează prin reducerea ponderii înmulțirilor față de cea a adunărilor, reducere reflectată imediat în scăderea timpului de calcul necesar.

Reducerea lungimii operanzilor are de asemenea o mare importanță pentru creșterea vitezei de calcul. Prin aceasta devine posibilă înlocuirea unor instrucții aritmetice cu referirile la memorie prin alte instrucții similare dar cu referire la registrele procesorului, instrucții mai rapide decît primele.

Toate aceste aspecte sînt deosebit de importante în cazul implementării algoritmilor în structuri bazate pe microprocesoare deoarece microprocesoarele pe de o parte nu au cablată instrucția de înmulțire (pe care o execută prin subprograme) și pe de altă parte lucrează cu operanzi de lungime redusă (în mod curent de 8 sau chiar 4 biți).

Performanțele noilor algoritmi vor fi evidențiate comparativ cu cele ale algoritmului clasic [10] și ale algoritmilor propuși de Watts [94] și respectiv de Kendall [36].

Algoritmul clasic de determinare a funcției de corelație utilizează relația (3.1) pentru calculul tuturor celor  $M$  valori  $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0,1,\dots,M-1\}$ . Volumul total de calcule se compune în acest caz din :  $(N \cdot M - M)$  adunări,  $N \cdot M$  înmulțiri și  $M$  împărțiri.

Pentru determinarea celor  $M$  valori  $\{R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) \mid m=0,1,\dots,M-1\}$  ale funcției de corelație conform algoritmului Kendall este necesar un volum de calcule constând din :  $(N - M/2 + 1) \cdot 3 \cdot M/2$  adunări,  $(N - M/2 + 1) \cdot M/2 + 3 \cdot N/2 - 1$  înmulțiri și  $M$  împărțiri, considerând că fiecare valoare a fost obținută prin medierea a  $N$  probe de eșantioane.

În cazul algoritmului Watts pentru determinarea valorilor funcției de corelație se folosește relația :

$$R_{xy}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \left\{ y_q [(N-m-1) \cdot \Delta t] \cdot X_N - \text{SIGMA}_m \right\}; \quad (3.15)$$

unde

$$X_N = \sum_{k=0}^{N-1} x_q(k \cdot \Delta t)$$

și

$$\text{SIGMA}_m = \sum_{k=1}^{N-1} \int_y [(k-m+1) \cdot \Delta t] \cdot X_k$$

Pentru determinarea tuturor celor  $M$  valori ale funcției de corelație este necesar deci, în cazul algoritmului Watts, efectuarea unui volum de calcule compus din :  $(N \cdot M + N)$  adunări,  $M$  înmulțiri și  $M$  împărțiri.

Pentru compararea performanțelor tuturor algoritmilor considerați se întocmește tabelul centralizator al acestora referitor la numărul și tipurile operațiilor necesare în fiecare caz.

Analizând tabelul centralizator rezultă că ambii algoritmi propuși de autorul tezei sînt mai rapizi decît ceilalți algoritmi cunoscuți din literatură. În cazul celor doi algoritmi se efectuează o singură înmulțire și aceea nu în timp real ci în final cînd se assemblează valorile finale ale funcției de corelație.

Algoritmul folosit	Operații efectuate			
	NUMARARI	ADUNARI	INMULTIRI	IMPARTIRI
-algoritmul I. propus de autorul tezei	-	$N(M+1)+M$	1	M
-algoritmul al II-lea propus de autorul tezei	$N(M-2)$	$3 \cdot N + 2 \cdot M - 1$	1	M
-algoritmul clasic [10]	-	$N \cdot M - M$	$N \cdot M$	M
-algoritmul Kendall [36]	-	$N \cdot \frac{3M}{2} - \frac{3 \cdot M^2}{4} + \frac{3 \cdot M}{2}$	$N \cdot \frac{M+3}{2} - \frac{M^2}{4} + \frac{M}{2} - 1$	M
-algoritmul Watts [94]	-	$N(M+1)$	M	M

Singurul algoritm cunoscut din literatură, care de asemenea nu necesită efectuarea unor înmulțiri în timp real este algoritmul Watts. Acest algoritm prezintă însă dezavantajul de a necesita efectuarea unor adunări în timp real în care ambii operanzi sînt de lungime relativ mare, cel mai mic dintre operanzi reprezentînd integrala tuturor eșantioanelor  $x_q(i \cdot \Delta t)$  prelevate pînă la momentul curent de timp ( $k \cdot \Delta t$ ). Datorită acestui fapt toate operațiile de adunare care se efectuează în timp real se execută prin instrucții de adunare cu referire la memorie, ambii operanzi trebuind să fie păstrați în memorie deoarece nu încap în registrele de lucru ale microprocesorului. Primul algoritm propus de autorul tezei este deja superior chiar și algoritmului Watts, deoarece în cazul său unul din operanzii care intervin în cele  $N \cdot M$  adunări în timp real este de lungime redusă reprezentînd doar valoarea eșantionului curent  $x_q(k \cdot \Delta t)$ . Acest operand poate fi păstrat în registrele de lucru ale microprocesorului astfel încît operațiile de adunare care trebuiesc efectuate în timp real se pot executa prin instrucții de adunare cu referire la registre, mai rapide decît cele cu referire la memorie. Astfel timpul calculelor care se efectuează între

două eşantionări este cu "M.p" tacte de microprocesor mai redus în cazul primului algoritm propus de autor decât în cazul algoritmului Watts, "p" reprezentând numărul de "bytes" ai integralei eşantioanelor  $x_q(i \cdot \Delta t)$ .

Cel de-al doilea algoritm propus de autorul tezei este superior celorlaltor algoritmi analizați. Astfel pentru  $N > 3$  și  $M > 3$  el necesită efectuarea unui număr mai mic de adunări decât algoritmul lui Watts. În cazul noului algoritm marea majoritate a operațiilor în timp real se reduc la minimum, limitându-se la simple numărări în sus sau în jos.

În concluzie, rezultă superioritatea noilor algoritmi propuși de autorul tezei - asupra celorlaltor algoritmi cunoscuți din literatură.

#### 4. O GENERALIZARE A PRINCIPIULUI PROBABILISTIC DE REPREZENTARE A MĂRIMILOR CU APLICATII LA DETER- MINAREA FUNCȚIEI DE CORELAȚIE

Pînă nu demult se considera că în interiorul aparaturii de măsură pot exista doar forme deterministe de reprezentare a informației : numerică, analogică sau hibridă (analog-numerică). Noțiunea de aleatorism era legată în mod reflex de cea de zgomot de măsurare.

În ultimele două decenii și-au făcut însă apariția noi tehnici de măsură care folosesc semnale aleatoare auxiliare, introduse în mod deliberat în procesul de măsurare. Primele aparate de măsură de acest gen au fost corelatoarele polare cu semnale de referință aleatoare [12, 40, 91]. Metoda s-a extins apoi prin realizarea unor corelatoare hibride [16, 41] și numerice [20, 22, 41, 54] cu mai multe intervale de cuantizare, folosind zgomote auxiliare suprapuse peste semnalele de intrare. S-a propus de asemenea suprapunerea unor zgomote auxiliare peste semnalele de intrare în vederea îmbunătățirii rezoluției convertoarelor analog-numerică [13, 18, 72, 74]. Sub denumirea comercială SEM ("Stochastic Ergodic Measuring"), [57, 88, 95], noua metodă și-a găsit deja și aplicații industriale prin realizarea pe baza ei a unei întregi familii de aparate de măsură. Operînd cu mărimi cuantizate grosier, aparatele din această gamă au o complexitate minimă prezentînd în același timp performanțe de precizie similare cu cele ale aparatelor de măsură "clasice", mult mai complexe. Aceste aparate prezintă însă dezavantajul unui timp de măsurare mult mai mare decît cel necesar aparatelor clasice, ceea ce le restrînge sfera de utilizare la aplicații în care timpul de măsurare nu este prohibitiv.

Apărută relativ recent, folosirea semnalelor aleatoare auxiliare nu a fost considerată pînă acum decît ca o metodă de îmbunătățire a rezoluției unuia sau altuia dintre aparatele de măsură numerice sau hibride. Se cunoaște o singură excepție

în care utilizarea zgomotelor auxiliare este considerată ca dînd naștere unei noi forme de reprezentare a mărimilor [88]. Această abordare se limitează însă la cazul particular al aparatelor din gama SEM, operînd doar cu semnale cuantizate grosier. Această analiză nu constituie de altfel decît o reluare a unui principiu mai vechi [55, 82] de reprezentare probabilistică a informației. Enunțat în 1956 de J.von Neumann, principiul explică transmiterea informației în sistemul nervos prin existența unei noi forme, probabilistice, de reprezentare a mărimilor. Conform acestui principiu fiecărei mărimi  $i$  se asociază o secvență de impulsuri aleatoare binare, caracterizată printr-o probabilitate proporțională cu valoarea respectivei mărimi.

Generalizarea principiului lui J.von Neumann de reprezentare probabilistică a mărimilor, a condus pe autorul tezei [75] la definirea încă unei noi forme "probabilistice-generalizate" de reprezentare a mediei mărimilor în aparatura de măsură. Această nouă formă de reprezentare face posibilă o abordare unitară a tuturor aparatelor de măsură a mediilor de diverse ordine, în a căror funcționare intervin semnale aleatoare auxiliare indiferent de tipul cuantizării folosite.

#### 4.1. Principiul probabilistic al lui J.von Neumann de reprezentare a mărimilor

Conform principiului lui J.von Neumann [55], oricărei mărimi  $x$ , constante,  $i$  se poate asocia o secvență de impulsuri aleatoare binare  $X(t)$ , caracterizată prin probabilitatea  $P(X)$  ce reprezintă o măsură a mărimii  $x$ .

Elementul esențial al oricărui aparat de măsură operînd cu reprezentări probabilistice ale mărimilor, îl constituie convertorul "determinist-probabilistic". În fig.4.1 se prezintă structura și diagramele de timp ale unui astfel de convertor. Mărimea analogică  $x$  constantă oarecare în domeniul  $[-V, +V]$  se aplică la intrarea unui comparator bipozițional. La cealaltă intrare a comparatorului se aplică un semnal aleator analogic,  $Z(t)$  cu media nulă. Ca rezultat al comparației

dintre  $x$  și  $Z(t)$  se obține un semnal  $X(t)$ , binar, definit de relația :

$$X(t) = \begin{cases} L, & \text{dacă } x \leq Z(t) ; \\ H, & \text{dacă } x > Z(t) ; \end{cases} \quad (4.1)$$

Semnalul  $X(t)$  este aleator, fiind rezultat dintr-o comparație în care intervine un termen aleator. Probabilitatea acestui semnal  $X(t)$ , aleator și binar, se definește ca probabilitatea de producere a evenimentului  $X(t) = H$ , adică :

$$P(X) = \text{Prob.}[X(t) = H] ; \quad (4.2)$$

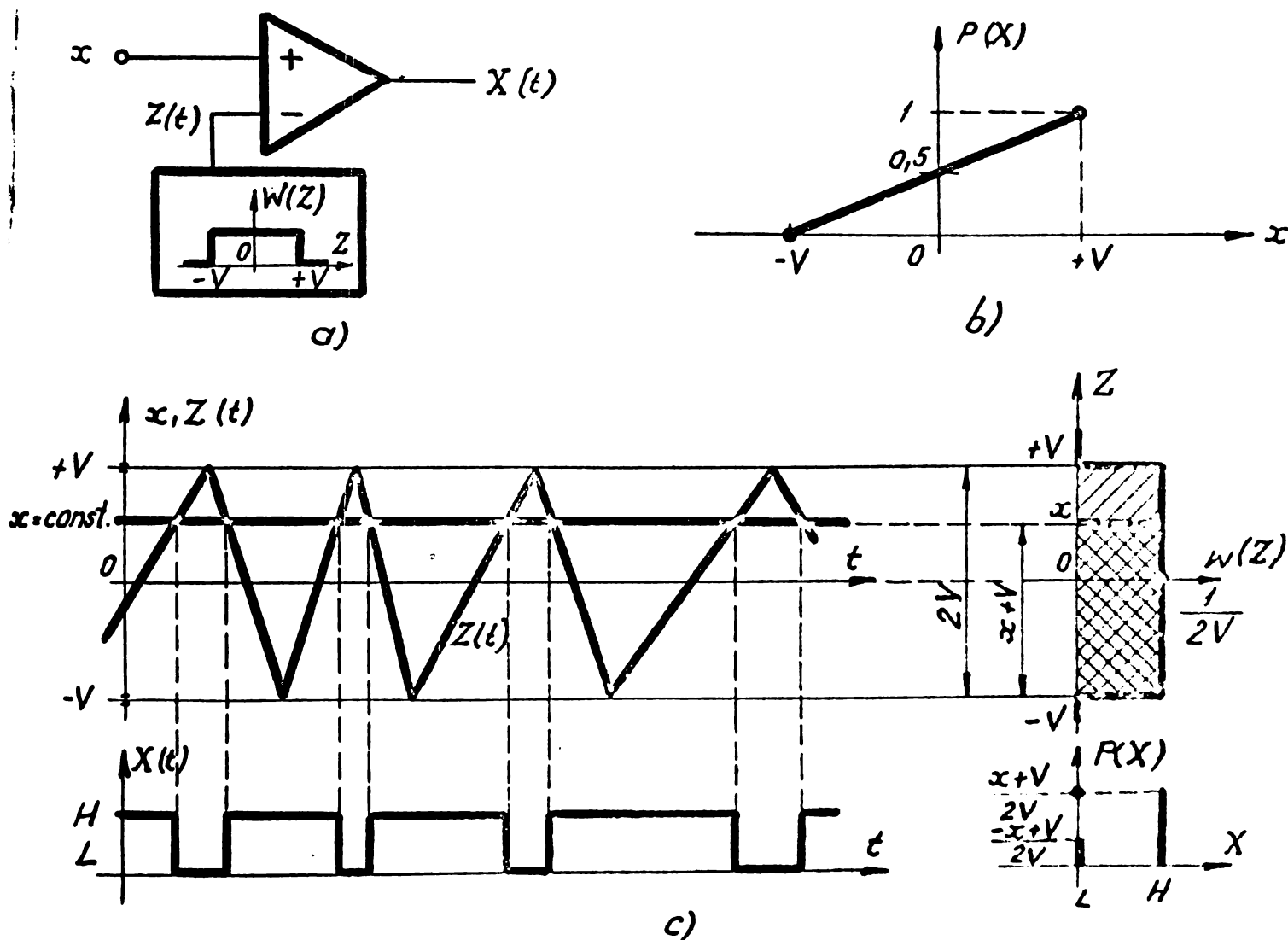


Fig.4.1. Conversia "determinst-probabilistică" ;

a) structura convertorului; b) caracteristica probabilistică a convertorului; c) diagrama de timp, ilustrând principiul convertorului.

de unde se obține ținând seama de (3.1) :

$$P(X) = \text{Prob.}[x > Z(t)] ; \quad (4.3)$$

ceea ce reprezintă de fapt funcția de repartiție a semnalului aleator  $Z(t)$ . Dacă se dorește ca  $P(X)$  să fie o funcție liniară de valoarea lui  $x$  trebuie deci ca  $Z(t)$  să aibă o funcție de repartiție liniară sau, altfel spus, trebuie  $Z(t)$  să fie uniform distribuit în domeniul de existență a lui  $x$ .

Presupunând în continuare că  $Z(t)$  este uniform distribuit în intervalul dat, se poate scrie pe baza diagramei sale de distribuție din fig.4.1.c.) :

$$P[x > Z(t)] = \frac{(x+V)}{2V}, \quad x=\text{const} ; \quad (4.4)$$

de unde rezultă, ținând seama de (4.3), relația dintre mărimea  $x$  și probabilitatea  $P(X)$  a semnalului aleator binar asociat ei în cazul reprezentării probabilistice.

$$P(X) = \frac{1}{2} + \frac{x}{2V} ; \quad (4.5)$$

unde  $x=\text{const.}$ , oarecare în domeniul  $[-V, +V]$ .

Această relație reprezintă expresia analitică a caracteristicii probabilistice de transfer a convertorului analog-probabilistic (reprezentată grafic în fig.4.1.b).

Probabilitatea  $P(X)$  a semnalului aleator binar  $X(t)$  se calculează [10] prin raportul dintre durata intervalelor de timp  $T_H$  în decursul cărora  $X(t)=H$  și durata totală  $T$  a timpului de observare a comportării lui  $X(t)$ , presupunându-se că acest timp tinde spre infinit :

$$P(X) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{T_H}{T} ; \quad (4.6)$$

Integrala semnalului binar  $X(t)$  pe durata  $T$  se poate scrie sub forma :

$$\int_0^T X(t) \cdot dt = H \cdot T_H + L \cdot (T - T_H) ;$$



de unde rezultă, considerînd nivelul inferior  $L=0$  :

$$T_H = \frac{1}{H} \cdot \int_0^T X(t) \cdot dt ; \quad (4.7)$$

Inlocuind  $T_H$  dat de (4.8) în (4.6) rezultă imediat :

$$P(X) = \frac{1}{H} \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \left[ \frac{1}{T} \cdot \int_0^T X(t) \cdot dt \right] ; \quad ($$

sau notînd cu  $\overline{X(t)}$  media temporală a semnalului  $X(t)$  :

$$P(X) = \frac{\overline{X(t)}}{H} ; \quad (4.8)$$

relație ce indică modul de calcul a probabilității  $P(X)$  a semnalului aleator binar  $X(t)$  care se asociază în cazul reprezentării probabilistice mărimii constante  $x$ , conform relației (4.5).

În mod practic timpul  $T$  este finit astfel încît se poate determina doar o estimare  $P^*(X)$  a probabilității semnalului aleator binar  $X(t)$ . Această estimare se obține prin măsurarea mediei temporale  $\overline{X(t)}^*$ , pe durata finită de timp  $T$ , a semnalului obținut la ieșirea convertorului analog-probabilistic. Rezultă în final o expresie similară cu (4.8) :

$$P^*(X) = \frac{\overline{X(t)}^*}{H} ; \quad (4.9)$$

ținînd seama și de (4.5) rezultă în final :

$$x^* = \left( \frac{\overline{X(t)}^*}{H} - \frac{1}{2} \right) \cdot 2V ; \quad (4.10)$$

#### 4.2. Generalizarea principiului probabilistic de reprezentare a mărimilor

Principiul probabilistic enunțat de J.von Neumann se referă numai la cazul particular al cuantizării grosiere. Variabila aleatoare  $X(t)$  care constituie reprezentarea probabilis-

tică a mărimii  $x$  constante, oarecare într-un domeniu dat, poate lua doar două valori fixe. Datorită acestui fapt se poate spune că reprezentarea probabilistică simplă este caracterizată printr-o distribuție discretă binară a variabilei aleatoare purtătoare de informație. Cele două probabilități din distribuția lui  $X(t)$  sînt funcții liniare de valoarea mediei mărimii deterministe  $x$ . Valorile pe care le poate lua  $X(t)$  rămîn constante indiferent de amplitudinea mărimii  $x$ . În fig.4.2 se prezintă schematic procedura de realizare a conversiei determinist-probabilistice simple. Valoarea mărimii deterministe constante "modulează în probabilitate" o purtătoare aleatoare

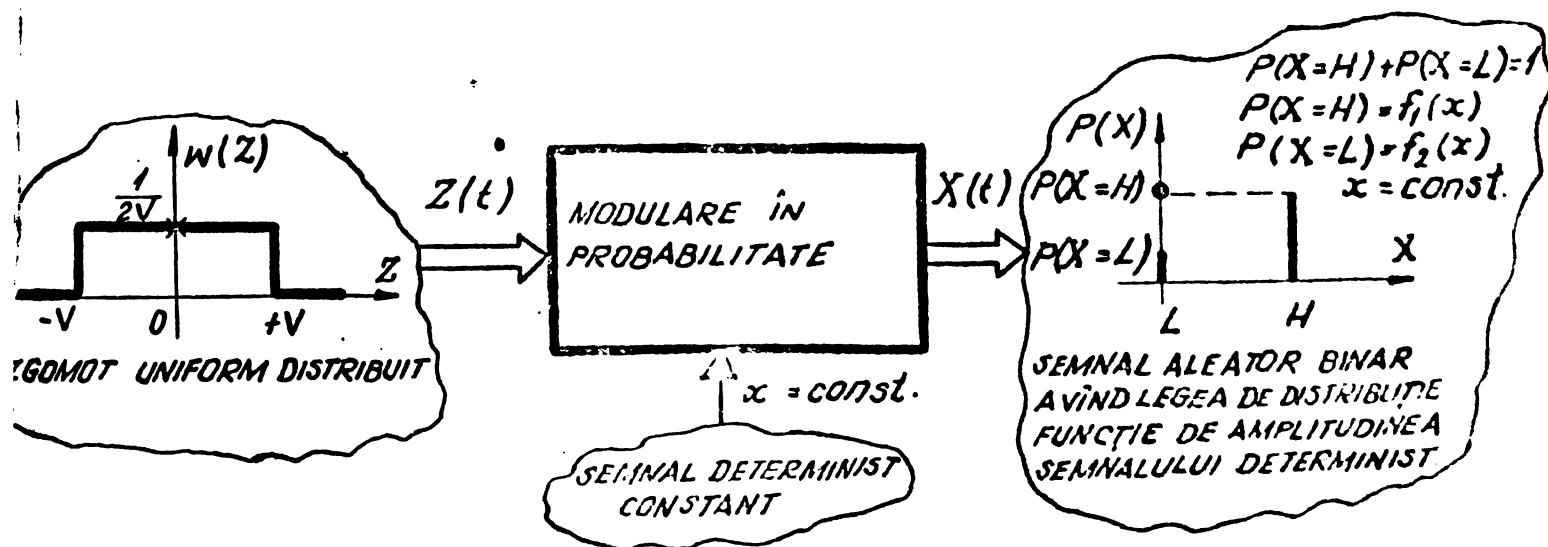


Fig.4.2. Principiul conversiei determinist-probabilistice simple

uniform distribuită  $Z(t)$ , modulare ce implică o cuantizare progresivă, rezultînd în final variabila aleatoare  $X(t)$  cu baza de distribuție discretă, binară.

În [75] autorul tezei a generalizat principiul probabilistic a lui J.von Neumann. Conform principiului probabilistic generalizat, pentru modularea în probabilitate a purtătoarei aleatoare nu mai este necesar ca valoarea mărimii de intrare să fie constantă pe durata modulării, acceptîndu-se de asemenea și o cuantizare uniformă generală, cu un număr oarecare de intervale. Corespunzător acestei generalizări a rezultat o nouă formă probabilistică generalizată, de reprezentare a mărimilor (fig.4.3). Semnalul aleator care reprezintă probabilistic media mărimii  $x$  va fi un semnal discret, dar spre deo-

se bire de cazul precedent, cu mai multe valori, avînd atît legea de distribuție cît și valorile pe care le ia funcții de valoarea  $E[x]$  a mediei mărimii deterministe. In cazul particular al unui zgomot auxiliar uniform distribuit și al unei modulări ce comportă o cuantizare doar în două intervale se obține o con-

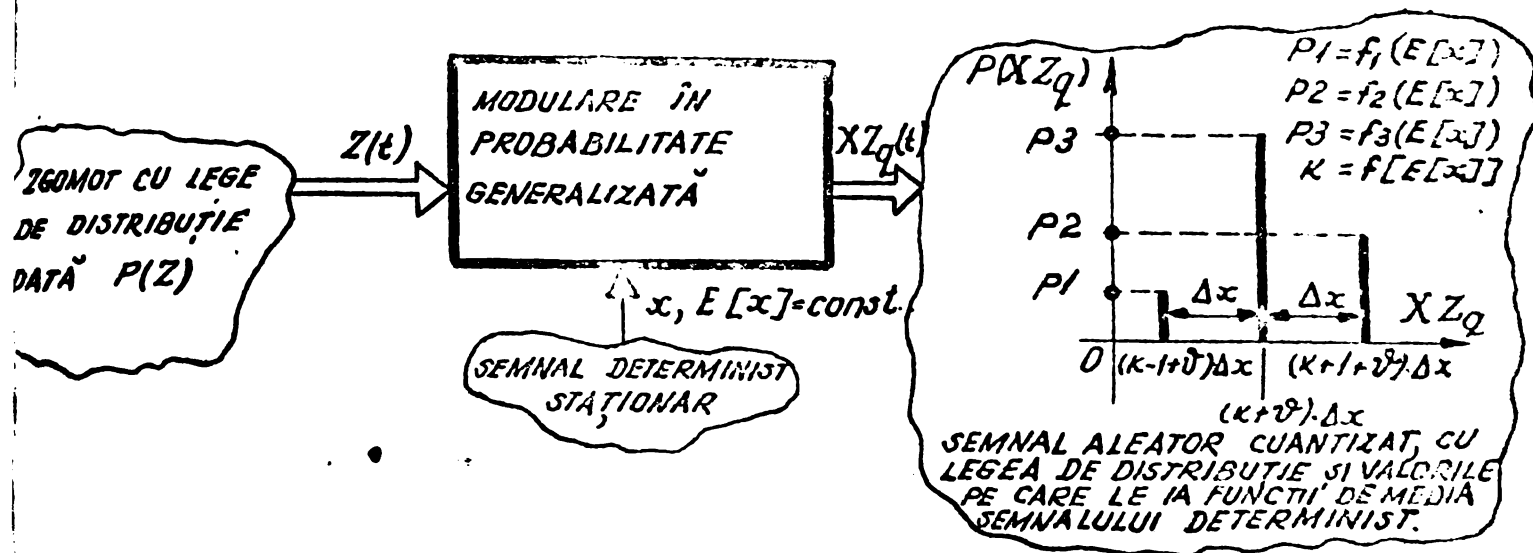


Fig.4.3. Principiul conversiei determinist-probabilistice generalizate

versie determinist probabilistică simplă, de tipul celei prezentate în fig.4.2. Reprezentarea probabilistică a mărimilor, propusă de von Neumann rezultă astfel ca fiind un caz particular al reprezentării probabilistice generalizate propusă de autorul tezei.

Modularea generalizată în probabilitate se realizează prin suprapunerea unui zgomot  $Z(t)$  peste mărimea deterministă  $x$  și prin cuantizarea uniformă, cu pasul  $\Delta x$ , a semnalului  $XZ(t)$  obținut prin mixare. (fig.4.4)

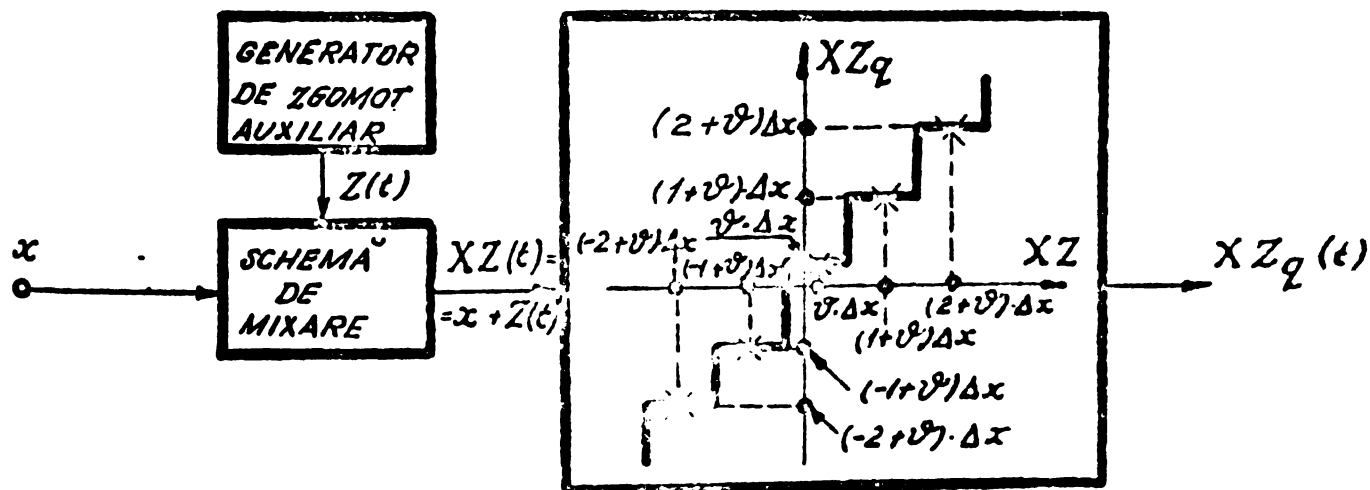


Fig.4.4. Convertorul determinist-probabilistic generalizat

Se poate scrie [15] relația dintre funcția caracteristică a semnalului  $XZ_q(t)$  de la ieșirea cuantizorului și funcția caracteristică a semnalului  $XZ(t)$  aplicat la intrarea acestuia.

$$F_{XZ_q}(u) = \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \left[ \exp(-j \cdot 2 \cdot \pi \cdot l \cdot \theta) \cdot F_{XZ}\left(u - \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\Delta x}\right) \cdot \frac{\sin\left(u \cdot \frac{\Delta x}{2} - l \cdot \pi\right)}{u \cdot \frac{\Delta x}{2} - l \cdot \pi} \right] ; \quad (4.11)$$

Prin definiție  $x$  și  $Z(t)$  sînt independente, unul fiind determinist iar celălalt aleator, astfel încît funcția caracteristică a semnalului  $XZ(t) = x + Z(t)$  se poate scrie ca produs al funcțiilor caracteristice ale celor doi termeni componenți :

$$F_{XZ}(u) = F_x(u) \cdot Z_Z(u) ; \quad (4.12)$$

Pe baza funcției caracteristice a lui  $XZ_q$  date de (4.11) se poate determina [15] speranța sa matematică conform relației :

$$E[XZ_q] = E[XZ] + \frac{\Delta x}{\pi} \cdot \sum_{l=1}^{+\infty} \frac{1}{l} \cdot \text{Im} \left\{ \exp \left[ j \cdot 2 \cdot \pi \cdot l \cdot \left( \frac{1}{2} - \theta \right) \right] \cdot F_{XZ} \left( - \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\Delta x} \right) \right\} ;$$

de unde ținîndu-se seama de (4.12) și de modul de definire a lui  $XZ(t)$  se obține :

$$E[XZ_q] = E[x] + E[Z] + \frac{\Delta x}{\pi} \cdot \sum_{l=1}^{+\infty} \frac{1}{l} \cdot \text{Im} \left\{ \exp \left[ j \cdot 2 \cdot \pi \cdot l \cdot \left( \frac{1}{2} - \theta \right) \right] \cdot F_x \left( - \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\Delta x} \right) \cdot F_Z \left( - \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\Delta x} \right) \right\} \quad (4.13)$$

Pentru ca  $XZ_q(t)$  să constituie reprezentarea probabilistică generalizată a mediei  $E[x]$ , constante, a mărimii deterministe  $x$ , este necesar ca :

$$E[XZ_q] = E[x] ; \quad (4.14)$$

Pentru a fi îndeplinită această cerință trebuie ca ultimii doi termeni ai sumei din membrul drept al lui (4.13) să îndeplinească condițiile :

$$E[Z] = 0 ; \quad (4.15)$$

$$F_Z \left( - \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\Delta x} \right) = 0, \quad l \neq 0 ; \quad (4.16)$$

Aceste condiții se referă doar la zgomotul auxiliar. De aici rezultă condițiile pe care trebuie să le îndeplinească zgomotul auxiliar  $Z(t)$  în cazul conversiei determinist-probabilistice generalizate :

- să fie centrat (să aibă media nulă) ;
- să aibă o astfel de distribuție încât funcția sa caracteristică să fie periodic nulă, cu perioada  $2\pi/\Delta x$  ;

Funcțiile caracteristice care îndeplinesc condiția (4.16) se pot scrie [22] sub forma :

$$F_Z(u) = \prod_{i=1}^n \left[ 1 - \left( \frac{u \cdot \Delta x}{2\pi i} \right)^2 \right]^{n_i} \cdot G(u) ; \quad (4.17)$$

unde  $n$  este un întreg diferit de zero, iar  $G(u) \leq 1$  și  $G(0) = 1$ . De asemenea  $G'(0) = 0$  pentru a se putea îndeplini și condiția (4.15).

Există mai multe legi de distribuție îndeplinind condiția (4.17). Astfel pentru  $n_i = n$  și  $G(u) = 1$  se obține o familie de funcții caracteristice de tipul (4.17) :

$$F_Z(u) = \left[ \frac{\sin(u \cdot \Delta x / 2)}{u \cdot \Delta x / 2} \right]^n \quad (4.18)$$

Pentru  $n=1$  funcția caracteristică este  $F_Z(u) = \frac{\sin(u \cdot \Delta x / 2)}{u \cdot \Delta x / 2}$ , adică binecunoscuta funcție caracteristică a distribuției uniforme :

$$W(Z) = \begin{cases} 1/\Delta x, & \text{pentru } |Z| \leq \Delta x / 2 ; \\ 0, & \text{pentru } |Z| > \Delta x / 2 ; \end{cases} \quad (4.19)$$

Pentru  $n=2$  funcția caracteristică este  $F_Z(u) = \left[ \frac{\sin(u \cdot \Delta x / 2)}{u \cdot \Delta x / 2} \right]^2$ , careia îi corespunde legea de distribuție triunghiulară :

$$W(Z) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta x} \left( 1 - \frac{|Z|}{\Delta x} \right), & \text{pentru } |Z| \leq \Delta x ; \\ 0, & \text{pentru } |Z| > \Delta x ; \end{cases} \quad (4.20)$$

În general, toate distribuțiile rezultate din convoluția distribuției uniforme (4.19) cu o orice altă distribuție

centrată satisfac condiția (4.17), astfel încât toate zgomotele avînd distribuții de acest tip pot servi pentru conversia probabilistică generalizată a mărimilor deterministe.

Reprezentarea probabilistică generalizată permite o estimare numerică mult mai precisă a unei mărimi oarecare  $x$  decît cea care se obține printr-o cuantizare deterministă, în ambele cazuri utilizîndu-se același pas de cuantizare  $\Delta x$ .

Fie mărimea deterministă oarecare  $x$  avînd media :

$$E[x] = (k+\vartheta) \cdot \Delta x + \xi_c \quad (4.21)$$

Prin cuantizarea deterministă cu pasul  $\Delta x$  se obține pentru această medie o estimare :

$$E[x]^* = (k+\vartheta) \cdot \Delta x \quad (4.22)$$

estimare afectată de eroarea de cuantizare  $\xi_c \in (-\Delta x/2, \dots, \Delta x/2)$ .

Prin reprezentarea probabilistică generalizată, folosind un zgomot auxiliar uniform distribuit cu distribuția conform (4.19) se obține o mărime aleatoare cuantizată  $XZ_q(t)$ . Această mărime ia fie valorile  $(k+\vartheta) \cdot \Delta x$  și  $(k+1+\vartheta) \cdot \Delta x$  dacă  $\xi_c > 0$ , fie valorile  $(k+\vartheta) \cdot \Delta x$  și  $(k-1+\vartheta) \cdot \Delta x$  dacă  $\xi_c < 0$  (fig.4.5).

Tinîndu-se seama de diagramele de distribuție uniformă a zgomotului auxiliar din fig.4.5 se poate scrie :

$$\left. \begin{aligned} P[XZ_q = (k+1+\vartheta) \Delta x] &= P[XZ > (k+\vartheta+1/2)] = \xi_c / \Delta x \\ P[XZ_q = (k+\vartheta) \Delta x] &= P[XZ \leq (k+\vartheta+1/2)] = 1 - \xi_c / \Delta x \end{aligned} \right\} \text{dacă } \xi_c > 0; \quad (4.23)$$

$$\left. \begin{aligned} P[XZ_q = (k+\vartheta) \Delta x] &= P[XZ > (k+\vartheta-1/2)] = 1 + \xi_c / \Delta x \\ P[XZ_q = (k-1+\vartheta) \Delta x] &= P[XZ \leq (k+\vartheta-1/2)] = -\xi_c / \Delta x \end{aligned} \right\} \text{dacă } \xi_c < 0; \quad (4.24)$$

Speranța matematică a reprezentării probabilistice generalizate  $XZ_q(t)$  va fi, tinîndu-se seama de distribuțiile pe care le are aceasta conform relațiilor stabilite mai înainte :

$$E[XZ_q] = \begin{cases} (1 - \frac{\xi_c}{\Delta x}) \cdot (k+\vartheta) \cdot \Delta x + \frac{\xi_c}{\Delta x} \cdot (k+1+\vartheta) \cdot \Delta x, & \text{dacă } \xi_c > 0; \\ (1 + \frac{\xi_c}{\Delta x}) \cdot (k+\vartheta) \cdot \Delta x - \frac{\xi_c}{\Delta x} \cdot (k-1+\vartheta) \cdot \Delta x, & \text{dacă } \xi_c < 0; \end{cases}$$

sau efectuînd toate calculele :

$$E[XZ_q] = (k+\vartheta) \cdot \Delta x + \xi_c; \quad (4.25)$$

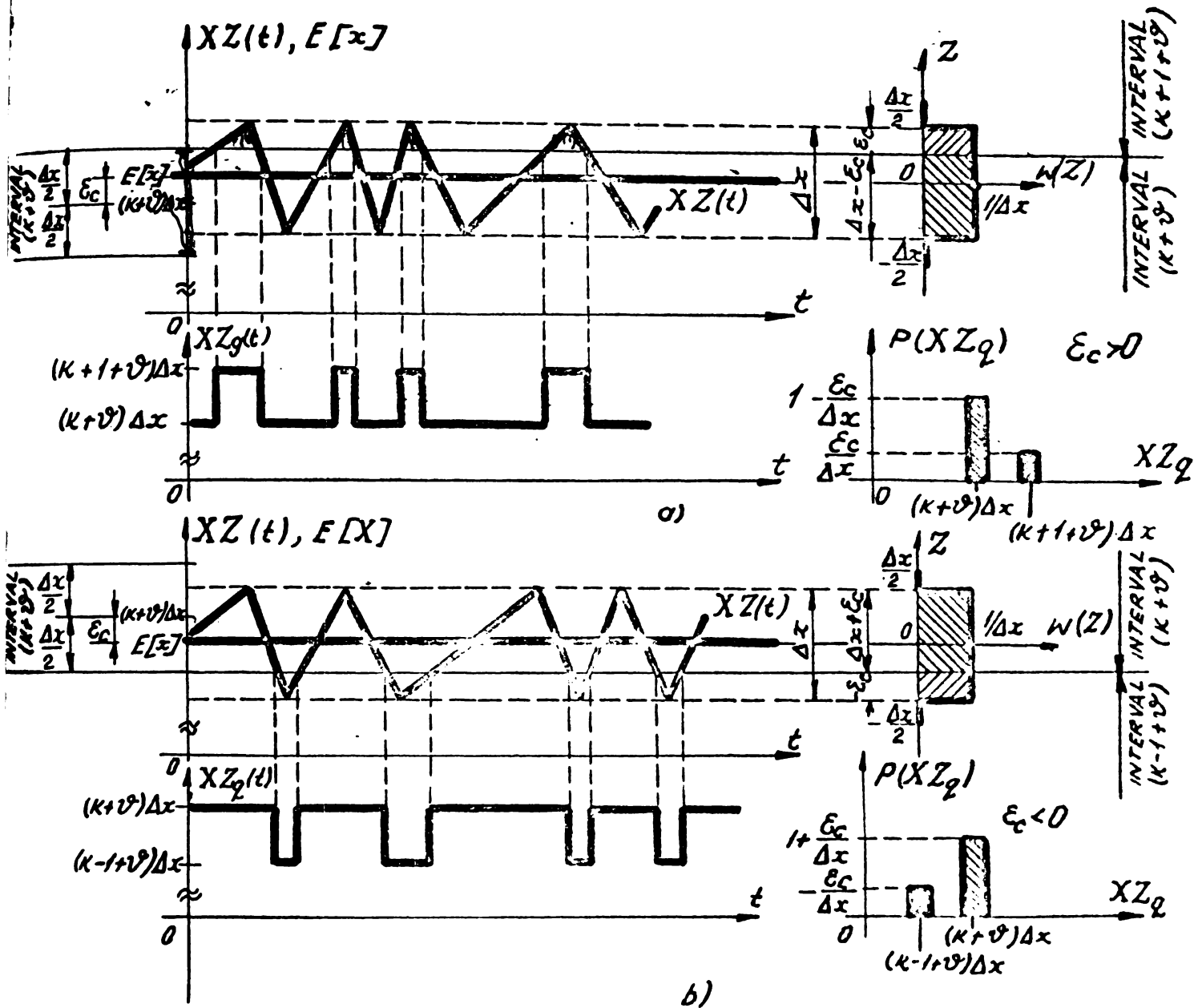


Fig.4.5. Reprezentarea probabilistică generalizată în cazul zgomotului auxiliar uniform distribuit; a) cazul  $\varepsilon_c > 0$ ; b) cazul  $\varepsilon_c < 0$ .

ceea ce reprezintă o estimare corectă a mediei  $E[x]$  definită de (4.21), neafectată de nici o eroare de cuantizare.

Dacă pentru reprezentarea probabilistică generalizată se folosește un zgomot auxiliar cu distribuție triunghiulară conform (4.20), mărimea aleatoare cuantizată  $XZ_q(t)$  ia trei valori  $(k-1+\nu)\Delta x$ ;  $(k+\nu)\Delta x$  și  $(k+1+\nu)\Delta x$ , indiferent de semnul lui  $\varepsilon_c$  (fig.4.6).

Tinându-se seama de diagrama de distribuție triunghiulară a zgomotului auxiliar din fig.4.6 se poate scrie:

$$P[XZ_q = (k-1+\nu)\Delta x] = P[XZ \leq (k+\nu-1/2)\Delta x] = \text{Arie } A1;$$

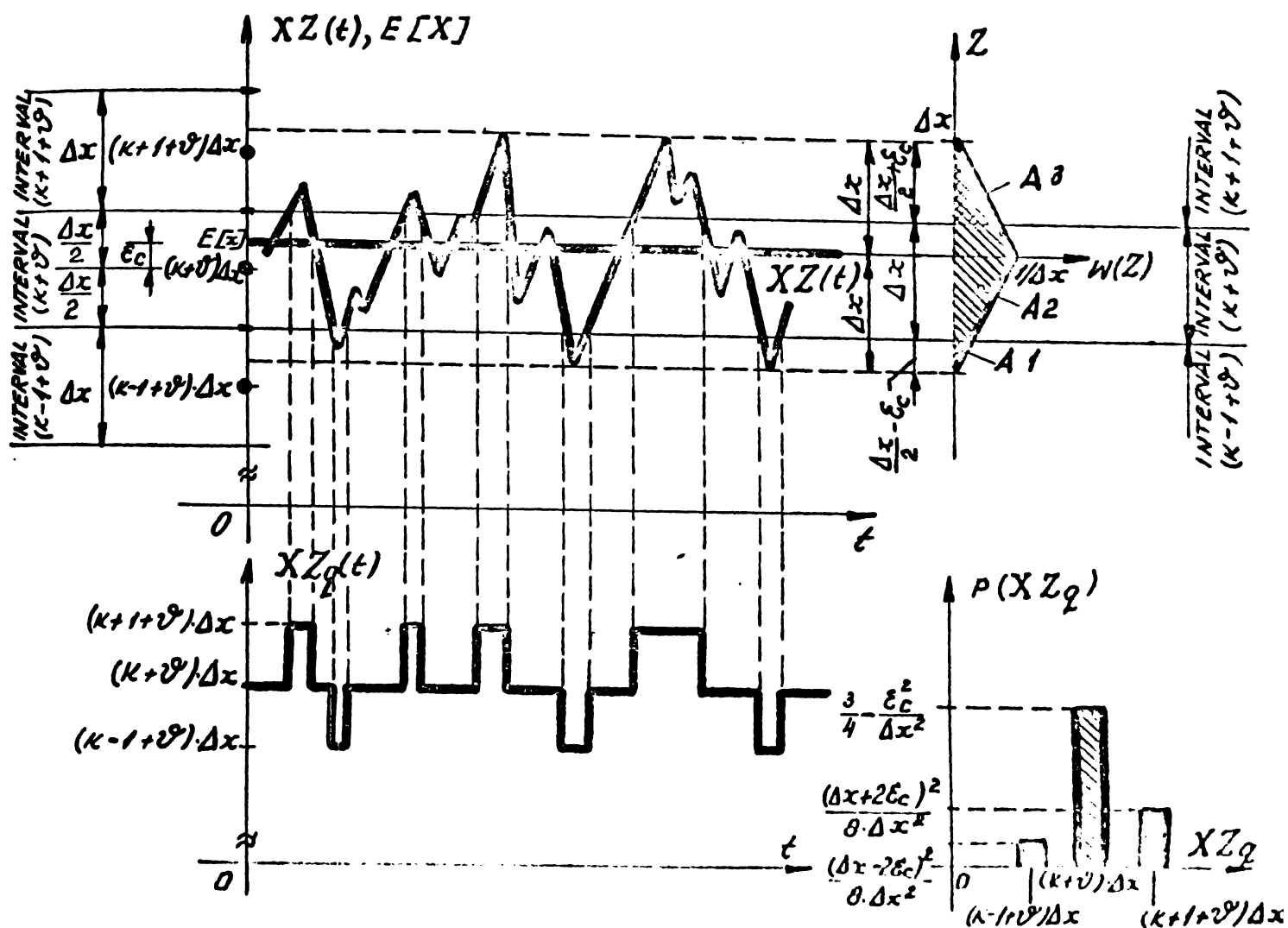


Fig.4.6. Reprezentarea probabilistică generalizată în cazul zgomotului auxiliar cu distribuție triunghiulară

$$P[XZ_q = (k+\vartheta) \cdot \Delta x] = P[(k+\vartheta-1/2) \cdot \Delta x < XZ \leq (k+\vartheta+1/2) \cdot \Delta x] = \text{Aria } A2$$

$$P[XZ_q = (k+1+\vartheta) \cdot \Delta x] = P[XZ > (k+\vartheta+1/2) \cdot \Delta x] = \text{Aria } A3 ;$$

sau calculînd ariile A1, A2 și A3 :

$$P[XZ_q = (k-1+\vartheta) \cdot \Delta x] = \frac{(\Delta x - 2 \cdot \varepsilon_c)^2}{8 \cdot \Delta x^2} ; \quad (4.26)$$

$$P[XZ_q = (k+\vartheta) \cdot \Delta x] = \frac{3}{4} - \frac{\varepsilon_c^2}{\Delta x^2} ; \quad (4.27)$$

$$P[XZ_q = (k+1+\vartheta) \cdot \Delta x] = \frac{(\Delta x + 2 \cdot \varepsilon_c)^2}{8 \cdot \Delta x^2} \quad (4.28)$$



Corespunzător acestor distribuții rezultă valoarea speranței matematice a reprezentării probabilistice generalizate  $XZ_q(t)$  :

$$E[XZ_q] = (k-1+\vartheta)\Delta x \cdot \frac{(\Delta x - 2 \cdot \xi_c)^2}{8 \cdot \Delta x^2} + (k+\vartheta) \cdot \Delta x \left( \frac{3}{4} - \frac{\xi_c^2}{\Delta x^2} \right) + \\ + (k+1+\vartheta) \cdot \Delta x \cdot \frac{(\Delta x + 2 \cdot \xi_c)^2}{8 \cdot \Delta x^2} ;$$

sau după efectuarea calculelor din membrul doi :

$$E[XZ_q] = (k+\vartheta)\Delta x + \xi_c ; \quad (4.29)$$

ceea ce reprezintă și în cazul zgomotului auxiliar cu distribuție triunghiulară o estimare perfectă a mediei  $E[x]$  definită de (4.21).

În practică nu se poate măsura  $E[XZ_q]$  fără nici o eroare. Acest lucru este imposibil datorită timpului finit pe durata căruia se poate face medierea. În mod corespunzător va rezulta o estimare imperfectă a lui  $E[x]$  însă mult mai bună decât cea obținută prin simpla cuantizare. Dacă cuantizarea deterministă oferă doar valoarea  $(k+\vartheta) \cdot \Delta x$  a cuantei în care se află media  $E[x]$ , medierea reprezentării probabilistice asigură și o estimare  $\xi_c^*$  a poziției lui  $E[x]$  în cadrul cuantei  $(k+\vartheta) \cdot \Delta x$ . Această estimare  $\xi_c^*$  este cu atât mai bună cu cât durata de mediere a reprezentării probabilistice este mai mare.

În mod uzual  $\vartheta=0$  sau  $1/2$  iar pentru zgomotul auxiliar se preferă distribuția uniformă (4.19).

În cazul reprezentării probabilistice generalizate estimarea probabilistică este necesară numai pentru  $\xi_c$ , valoarea  $(k+\vartheta) \cdot \Delta x$  rezultând implicit. În cazul reprezentării probabilistice simple însă este necesară estimarea întregii valori  $(k+\vartheta) \cdot \Delta x + \xi_c$ . Datorită acestui fapt pentru măsurarea lui  $E[x]$  cu o eroare dată este necesar un timp de mediere mai mare în cazul reprezentării probabilistice simple decât în cazul reprezentării probabilistice generalizate. Raportul timpilor de mediere necesari este cu atât mai favorabil reprezentării probabilistice generalizate cu cât pasul de cuantizare  $\Delta x$  este mai mic, ceea ce mărește însă complexitatea echipamentului de prelucrare numerică. Alegerea concretă a pasului de cuantizare se face pe

baza unei analize a performanțelor viteză-cost impuse.

4.3. Determinarea funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate

Fie  $XZ_q(t)$  și  $YZ_q(t)$  reprezentările probabilistice generalizate a două semnale staționare ( $E[x]=const$  și  $E[y]=const$ ).

Se poate scrie [15, 43, 94] relația dintre funcția caracteristică  $F_{XZ_qYZ_q}(u_x, u_y)$  a acestor reprezentări și funcția caracteristică a semnalelor aleatoare  $XZ(t)$  și  $YZ(t)$  prin a căror cuantizare au rezultat  $XZ_q(t)$  și respectiv  $YZ(t)$  :

$$F_{XZ_qYZ_q}(u_x, u_y) = \sum_{l_x=-\infty}^{\infty} \sum_{l_y=-\infty}^{\infty} \{ \exp[j \cdot 2\pi(l_x \cdot \vartheta_x + l_y \cdot \vartheta_y)] \}.$$

$$F_{XZ_qYZ_q}(u_x - \frac{2\pi \cdot l_x}{\Delta x}, u_y - \frac{2\pi \cdot l_y}{\Delta y}) \cdot \frac{\sin(u_x \cdot \frac{\Delta x}{2} - l_x \cdot \pi)}{u_x \cdot \frac{\Delta x}{2} - l_x \cdot \pi} \cdot \frac{\sin(u_y \cdot \frac{\Delta y}{2} - l_y \cdot \pi)}{u_y \cdot \frac{\Delta y}{2} - l_y \cdot \pi} \quad (4.30)$$

unde :

$$XZ_q = (k + \vartheta_x) \cdot \Delta x, \text{ pentru } (k + \vartheta_x - 1/2) \cdot \Delta x < XZ \leq (k + \vartheta_x + 1/2) \cdot \Delta x ; (4.31)$$

$$YZ_q = (n + \vartheta_y) \cdot \Delta y, \text{ pentru } (n + \vartheta_y - 1/2) \cdot \Delta y < YZ \leq (n + \vartheta_y + 1/2) \cdot \Delta y ; (4.32)$$

k și n fiind numere întregi cu semn și :

$$XZ(t) = x + Z_x(t), E[x] = const. \text{ iar } Z_x(t) \text{ conform (3.15) și (3.16) ;} \quad (4.33)$$

$$YZ(t) = y + Z_y(t), E[y] = const. \text{ iar } Z_y(t) \text{ conform (3.15) și (3.16) ;} \quad (4.34)$$

Este cunoscută relația dintre momentul de ordinul al II-lea și funcția caracteristică a mărimilor aleatoare :

$$E[XZ_q \cdot YZ_q] = - \left. \frac{\partial^2 F_{XZ_qYZ_q}(u_x, u_y)}{\partial u_x \cdot \partial u_y} \right|_{u_x=0, u_y=0} ; \quad (4.35)$$

Deoarece  $x$  și  $y$  sînt independente de  $Z_x(t)$  și respectiv  $Z_y(t)$  se poate scrie :

$$w(x, y, Z_x, Z_y) = w(x, y) \cdot w(Z_x) \cdot w(Z_y) ; \quad (4.36)$$

de unde rezultă imediat :

$$\begin{aligned} F_{XZYZ}(u_x, u_y) &= E[\exp(j \cdot u_x \cdot XZ + j \cdot u_y \cdot YZ)] = \\ &= E[\exp(j \cdot u_x (x + Z_x) + j \cdot u_y (y + Z_y))] = E[\exp(j \cdot u_x \cdot x + j \cdot u_y \cdot y)] \cdot \\ &\cdot E[\exp(j \cdot u_x \cdot Z_x)] \cdot E[\exp(j \cdot u_y \cdot Z_y)] \end{aligned}$$

sau :

$$F_{XZYZ}(u_x, u_y) = F_{xy}(u_x, u_y) \cdot F_{Zx}(u_x) \cdot F_{Zy}(u_y) ; \quad (4.37)$$

Înlocuind pe (4.30) și (4.37) cu (4.35) și efectuînd toate calculele se obține în final :

$$\begin{aligned} E[XZ_q \cdot YZ_q] &= E[x \cdot y] + \\ &+ \sum_{\substack{l_x = -\infty \\ l_x \neq 0}}^{\infty} \exp(j \cdot 2\pi \cdot l_x \cdot \vartheta_x) \cdot \frac{\Delta x}{2\pi l_x} \cdot (-1)^{l_x} \cdot F_{Zx}\left(-\frac{2\pi l_x}{\Delta x}\right) \cdot \frac{\partial F_{xy}\left(u_x, -\frac{2\pi l_x}{\Delta x}, u_y\right)}{\partial u_y} \Bigg|_{u_y=0} + \\ &+ \sum_{\substack{l_y = -\infty \\ l_y \neq 0}}^{\infty} \exp(j \cdot 2\pi \cdot l_y \cdot \vartheta_y) \cdot \frac{\Delta y}{2\pi l_y} \cdot (-1)^{l_y} \cdot F_{Zy}\left(-\frac{2\pi l_y}{\Delta y}\right) \cdot \frac{\partial F_{xy}\left(u_x, u_y, -\frac{2\pi l_y}{\Delta y}\right)}{\partial u_x} \Bigg|_{u_x=0} - \\ &- \sum_{\substack{l_x = -\infty \\ l_x \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{l_y = -\infty \\ l_y \neq 0}}^{\infty} \exp[j \cdot 2\pi \cdot (l_x \cdot \vartheta_x + l_y \cdot \vartheta_y)] \cdot \frac{\Delta x \cdot \Delta y}{4\pi^2 \cdot l_x \cdot l_y} \cdot (-1)^{l_x + l_y} \cdot F_{Zx}\left(-\frac{2\pi l_x}{\Delta x}\right) \cdot \\ &\cdot F_{Zy}\left(-\frac{2\pi l_y}{\Delta y}\right) \cdot F_{xy}\left(-\frac{2\pi l_x}{\Delta x}, -\frac{2\pi l_y}{\Delta y}\right) ; \quad (4.38) \end{aligned}$$

Deoarece în cazul reprezentării probabilistice generalizate zgomotele auxiliare îndeplinesc condiția (4.16), rezultă :

$$F_{Zx}\left(-\frac{2\pi l_x}{\Delta x}\right) = 0, \quad l_x \neq 0 ; \quad (4.39)$$

$$F_{Zy}\left(-\frac{2\pi l_y}{\Delta y}\right) = 0, \quad l_y \neq 0 ; \quad (4.40)$$

astfel încât relația (4.38) devine :

$$E[XZ_q \cdot YZ_q] = E[x \cdot y] ; \quad (4.41)$$

ceea ce demonstrează că momentul de ordinul al doilea a reprezentărilor probabilistice a două semnale staționare constituie o reprezentare chiar a momentului de ordinul al doilea a celor două semnale.

Folosind notațiile de funcție de corelație în locul celor de moment de ordinul al doilea relația (4.41) devine :

$$R_{XZ_q, YZ_q}(\tau) = R_{x, y}(\tau) ; \quad (4.42)$$

relație ce demonstrează faptul că funcția de intercorelație a reprezentărilor probabilistice generalizate  $XZ_q(t)$  și  $YZ_q(t)$  a două semnale staționare  $x(t)$  și  $y(t)$  este chiar funcția de intercorelație a celor două semnale staționare de intrare. Rezultă astfel echivalența dintre corelatorul clasic și corelatorul operînd cu reprezentările probabilistice generalizate ale semnalelor de intrare (fig.4.7).

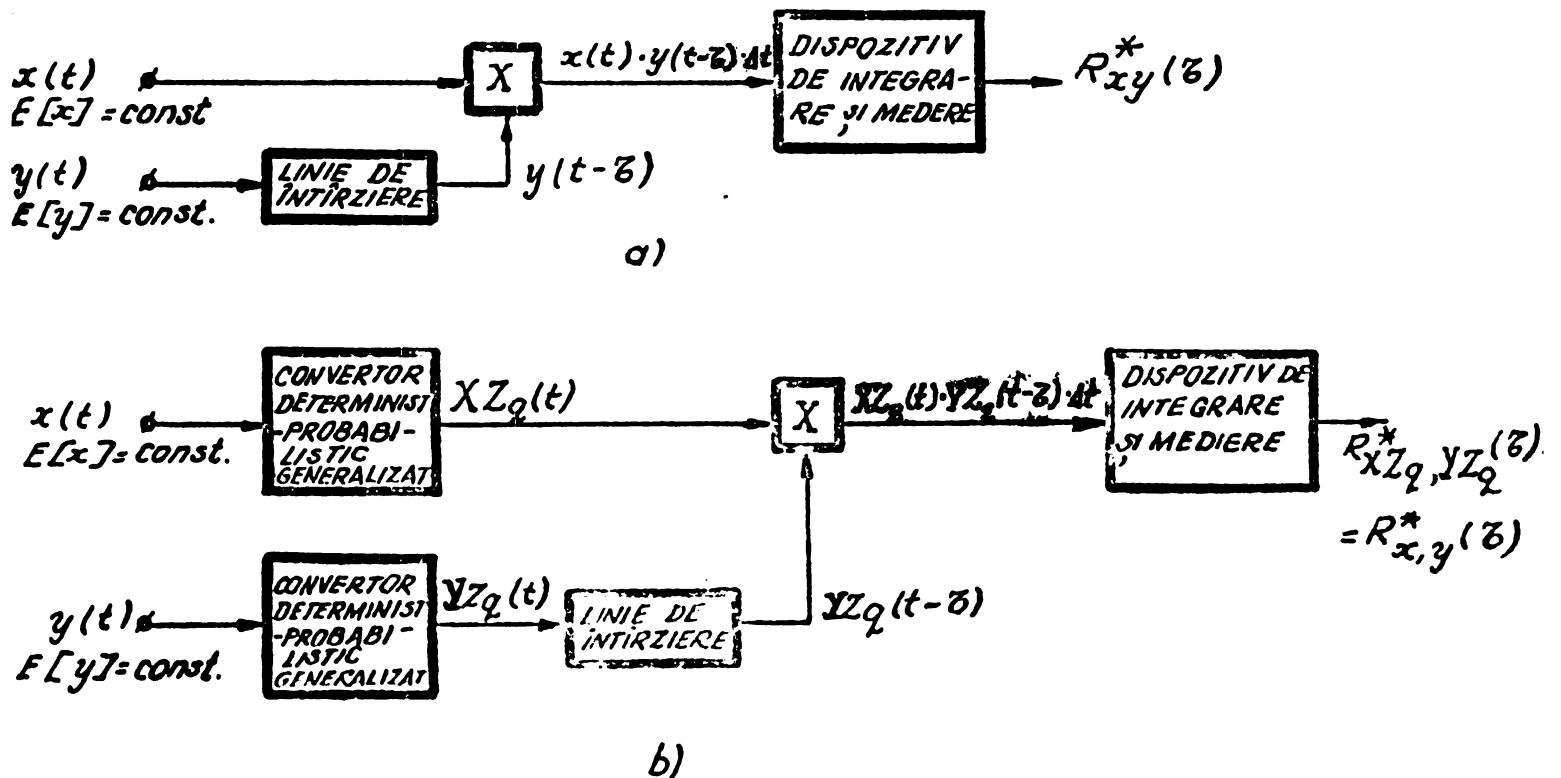


Fig.4.7. Structura corelatorului clasic (a) și structura unui corelator echivalent operînd cu reprezentările probabilistice generalizate ale semnalelor de intrare (b)

Dacă s-ar fi determinat funcția de corelație a semnalelor  $x$  și  $y$  cu ajutorul unui corelator numeric având aceiași pași de cuantizare  $\Delta x$  și respectiv  $\Delta y$  ca cei folosiți în reprezentarea probabilistică generalizată s-ar fi obținut [97, 98] :

$$R_{x_q, y_q}(z) = R_{x, y}(z) + \Delta x \cdot \Delta y / 12 \cdot \exp[-(1-\beta) \cdot 4\pi^2 \cdot \sigma_x \cdot \sigma_y / (\Delta x \cdot \Delta y)]$$

cea ce reprezintă o estimare a funcției de corelație teoretice  $R_{x, y}(z)$  afectată de eroarea de cuantizare  $\Delta x \cdot \Delta y / 12 \cdot \exp[-(1-\beta) \cdot 4\pi^2 \cdot \sigma_x \cdot \sigma_y / (\Delta x \cdot \Delta y)]$ , eroare inexistentă în cazul estimării pe baza reprezentării probabilistice generalizate, (3.42). Rezultă deci imediat superioritatea din acest punct de vedere a utilizării reprezentării probabilistice generalizate.

Reprezentarea probabilistică generalizată nu implică nici o modificare a algoritmului de calcul a funcției de corelație. Mărimile reprezentate probabilistic sînt cuantizate prin definiție ceea ce conduce la structuri numerice ale corelatoarelor realizate pe baza acestui principiu. Structura dispozitivului de prelucrare a datelor (procesorul) este identică în cazul corelatorului probabilistic cu cea din cazul corelatorului clasic. Corelatorul probabilistic are în plus convertoarele determinist-probabilistice generalizate pentru semnalele de intrare.

#### 4.4. Erorile de măsurare a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate

S-a demonstrat, prin relația (4.42) din subcapitolul precedent, că suprapunerea unor zgomote auxiliare îndeplinind condițiile (4.15) și (4.16) nu introduce nici o eroare suplimentară în cazul estimării funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate față de cazul estimării ei prin metodele deterministe, hîncunoscute. Deci și în cazul estimării funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate erorile apar numai din aceleași cauze ca și în cazul estimării funcției de corelație prin metodele numerice clasice [10, 29, 50].

- erori datorită duratei finite de integrare ;
- erori datorită cuantizării semnalelor care se prelucrează.

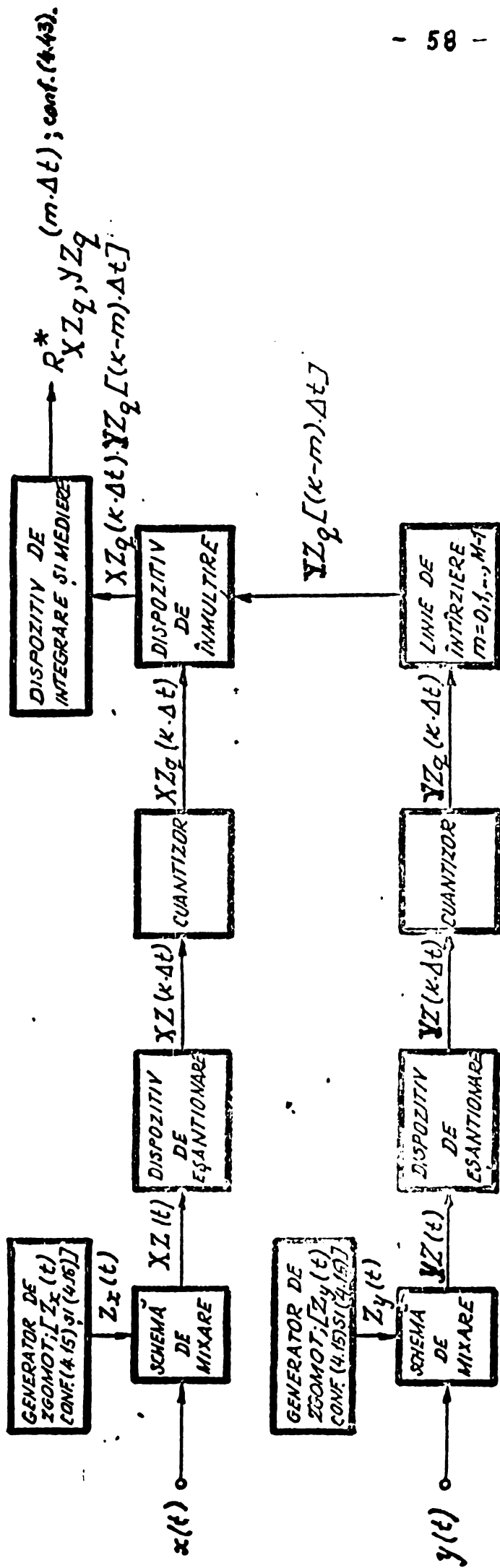


Fig.4.3. Structura corelatorului numeric pentru estimarea funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate

Eșantionarea în serie nu introduce nici o eroare suplimentară [50] dacă frecvența de eșantionare este cel puțin egală cu dublul frecvenței armonicii de ordin superior din spectrul semnalelor de intrare. În acest caz funcția de corelație poate fi eșantionată cu o perioadă egală cu cea de eșantionare a semnalelor de intrare [22, 50].

Fie  $x(t)$  și  $y(t)$  semnalele de intrare într-un corelator numeric care estimează funcția de corelație pe baza reprezentărilor probabilistice  $XZ_q(t)$  și  $YZ_q(t)$ , (fig.4.8). S-a notat cu  $\Delta t$  perioada de eșantionare, cu  $k \cdot \Delta t$  momentele de timp la care se produce eșantionarea, cu  $N \cdot \Delta t$  durata de integrare pentru estimarea valorii fiecărui punct al funcției de corelație, cu  $m \cdot \Delta t$  argumentul pentru un punct oarecare al funcției de corelație.

Pentru valoarea unui punct oarecare  $R_{xy}(\tau)$ , de argument  $\tau = m \cdot \Delta t$ , a funcției de corelație se obține o estimatie :

$$R_{XZ_q, YZ_q}^*(m \cdot \Delta t) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} XZ_q(k \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(k-m) \cdot \Delta t]; \quad (4.43)$$

putîndu-se astfel estima oricare din valorile unei mulțimi de  $M$  puncte ale funcției de corelație ( $m = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ). Asteriscul indică faptul că valoarea determinată nu este exactă ci doar o estimare pe o durată finită de timp.

Fie  $R_{x,y}(m \cdot \Delta t)$  valoarea funcției de corelație ideale a semnalelor de intrare, valoare corespunzătoare aceluiași argument  $\tau = m \cdot \Delta t$  ca și cel al estimării date de (4.43)  $R_{x,y}^*(m \cdot \Delta t)$  corespunde unei durate infinite de integrare ( $N \rightarrow \infty$ ) și unei prelucrări fără o cuantizare prealabilă a semnalelor.

Eroarea medie patratrică a estimării  $R_{XZ_q, YZ_q}^*(m \cdot \Delta t)$  date de (3.43) se calculează față de  $R_{x,y}(m \cdot \Delta t)$  prin relația [10]:

$$\text{Var}[R_{XZ_q, YZ_q}^*(m \cdot \Delta t)] = E[(R_{XZ_q, YZ_q}^*(m \cdot \Delta t) - R_{x,y}(m \cdot \Delta t))^2];$$

sau efectuînd calculele mai departe :

$$\text{Var}[R_{XZ_q, YZ_q}^*(m \cdot \Delta t)] = E[R_{XZ_q, YZ_q}^{*2}(m \cdot \Delta t)] - R_{x,y}^2(m \cdot \Delta t);$$

Tinându-se seama de (4.43) ultima relație se poate scrie :

$$\begin{aligned} \text{Var}[R_{XZ_q, YZ_q}^*(m \cdot \Delta t)] &= \\ &= \frac{1}{N^2} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E[XZ_q(i \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot XZ_q(k \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(k-m) \cdot \Delta t]] - \\ &- R_{x,y}^2(m \cdot \Delta t) ; \end{aligned} \quad (4.44)$$

Deoarece zgomotele auxiliare  $Z_x(t)$  și  $Z_y(t)$  sînt necorelate, atît între ele cît și față de ele însăși la momentele diferite de timp  $i \cdot \Delta t$  și  $k \cdot \Delta t$ , funcția caracteristică comună a reprezentărilor probabilistice generalizate  $XZ_q(i \cdot \Delta t)$ ,  $YZ_q[(i-m) \cdot \Delta t]$ ,  $XZ_q(k \cdot \Delta t)$  și  $YZ_q[(k-m) \cdot \Delta t]$  este legată [ 22 ] de funcția caracteristică comună a semnalelor de intrare  $x(i \cdot \Delta t)$ ,  $y[(i-m) \cdot \Delta t]$ ,  $x(k \cdot \Delta t)$  și  $y[(k-m) \cdot \Delta t]$  precum și de funcțiile caracteristice ale zgomotelor auxiliare prin relația :

$$\begin{aligned} F_{XZ_q YZ_q}(u_x, u_y, u'_x, u'_y) &= \\ &= F_{xy}(u_x, u_y, u'_x, u'_y) \cdot F_{Zx}(u_x) \cdot F_{Zy}(u_y) \cdot F_{Zx}(u'_x) \cdot F_{Zy}(u'_y) ; \end{aligned} \quad (4.45)$$

Momentul de ordinul patru al reprezentărilor probabilistice generalizate, care apare în membrul al doilea al relației (4.44) se determină funcție de  $F_{XZ_q, YZ_q}(u_x, u_y, u'_x, u'_y)$  prin relația :

$$\begin{aligned} E[XZ_q(i \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot XZ_q(k \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(k-m) \cdot \Delta t]] &= \\ &= \left. \frac{\partial^4 F_{XZ_q, YZ_q}(u_x, u_y, u'_x, u'_y)}{\partial u_x \cdot \partial u_y \cdot \partial u'_x \cdot \partial u'_y} \right|_{u_x = u_y = u'_x = u'_y = 0} ; \end{aligned} \quad (4.46)$$

în ipoteza :  $i \neq k$ .

Înlucuiînd funcția caracteristică dată de (4.45) în membru drept al relației (4.46) și efectuînd calculele [ 22 ] tinînd seama de (4.15) și (4.16), se obține în final :



$$E[XZ_q(i \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot XZ_q(k \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(k-m) \cdot \Delta t]] = \\ = E[x(i \cdot \Delta t) \cdot y[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot x(k \cdot \Delta t) \cdot y[(k-m) \cdot \Delta t]]; \quad i \neq k; \quad (4.47)$$

Suma dublă din membrul al doilea al relației (2.44) se poate scrie ținând seama de această relație :

$$\sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E[XZ_q(i \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot XZ_q(k \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(k-m) \cdot \Delta t]] = \\ = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E[XZ_q(i \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot XZ_q(k \cdot \Delta t) \cdot YZ_q[(k-m) \cdot \Delta t]] \Big|_{i \neq k} + \\ + \sum_{i=0}^{N-1} E[XZ_q^2(i \cdot \Delta t) \cdot YZ_q^2[(i-m) \cdot \Delta t]] = \\ = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E[x(i \cdot \Delta t) \cdot y[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot x(k \cdot \Delta t) \cdot y[(k-m) \cdot \Delta t]] \Big|_{i \neq k} + \\ + \sum_{i=0}^{N-1} \{E[XZ_q^2(i \cdot \Delta t) \cdot YZ_q^2[(i-m) \cdot \Delta t]] - E[x^2(i \cdot \Delta t) \cdot y^2[(i-m) \cdot \Delta t]]\} = \\ = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E[x(i \cdot \Delta t) \cdot y[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot x(k \cdot \Delta t) \cdot y[(k-m) \cdot \Delta t]] + \\ + N \cdot [R_{XZ_q, YZ_q}^{*2}(m \cdot \Delta t) - R_{x^2, y^2}(m \cdot \Delta t)];$$

Inlocuind această expresie în relația (4.44) se obține :

$$\text{Var}[R_{XZ_q, YZ_q}^{*2}(m \cdot \Delta t)] = 1/N \cdot [R_{XZ_q, YZ_q}^{*2}(m \cdot \Delta t) - R_{x^2, y^2}^{*2}(m \cdot \Delta t)] + \\ + 1/N^2 \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E[x(i \cdot \Delta t) \cdot y[(i-m) \cdot \Delta t] \cdot x(k \cdot \Delta t) \cdot y[(k-m) \cdot \Delta t]] - R_{x, y}^2(m \cdot \Delta t); \quad (4.48)$$

Primul termen din membrul drept al acestei expresii a dispersiei :  $1/N \cdot [R_{XZ_q, YZ_q}^{*2}(m \cdot \Delta t) - R_{x^2, y^2}^{*2}(m \cdot \Delta t)]$  apare

atît datorită cuantizării semnalelor în procesul de conversie în reprezentarea probabilistică generalizată cît și datorită timpului finit de prelucrare. Termenul reprezintă componența datorită reprezentării probabilistice generalizate din dispersia funcției de corelație. Pentru un N dat, suficient de mare, valoarea acestui termen depinde doar de caracteristicile cuantizoarelor din componența convertoarelor probabilistice generalizate, scăzînd odată cu finețea cuantizării.

Cel de al doilea termen :  $1/N^2 \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} E[x(1.\Delta t) \cdot y[(i-m).\Delta t] \cdot x(k.\Delta t) \cdot y[(k-m).\Delta t]] - R_{x,y}^2(m.\Delta t)$  se datorește în

exclusivitate caracterului finit al timpului de integrare  $T=N.\Delta t$ . El reprezintă la dispersia  $Var[R_{x,y}^*(m.\Delta t)]$  a estimării funcției de corelație pe o durată de timp finită și printr-o prelucrare analogică (fără cuantizare) a semnalelor de intrare x și y.

Relația (4.48) se poate pune deci într-o formă mai concisă :

$$Var[R_{XZq, YZq}^*(m.\Delta t)] = 1/N \cdot [R_{XZq, YZq}^2(m.\Delta t) - R_{x,y}^2(m.\Delta t)] + Var[R_{x,y}^*(m.\Delta t)]; \quad (4.49)$$

Intervenind momentele de ordin superior (doi și patru) ale semnalelor de intrare relațiile (4.48), sau (4.49), nu pot fi folosite în general decît pentru un studiu calitativ al erorilor de estimare a funcției de corelație. În cazul particular al semnalelor de intrare gaussiene și albe s-au putut obține și interpretări cantitative ale erorilor de estimare a funcției de corelație, Astfel s-a determinat [22] în acest caz particular dependența dintre numărul de intervale de cuantizare din cadrul conversiei probabilistice generalizate și raportul dispersiilor,  $Var[R_{XZq, YZq}^*(m.\Delta t)] / Var[R_{x,y}^*(m.\Delta t)]$ , după cum urmează

Numărul intervalelor de cuantizare	2	3	4	5	6	7	8	..	16	...∞
$Var[R_{XZq, YZq}^*(m.\Delta t)]$	72,23	5,75	2,75	1,89	1,53	1,36	1,25	..	1,054	...1
$Var[R_{x,y}^*(m.\Delta t)]$										

Se poate remarca influența puternică a fineții de cuantizare asupra preciziei de estimare a funcției de corelație.

4.5. Eliminarea influenței saturației caracteristicii cuantizoarelor asupra preciziei de măsurare a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate

Deoarece în practică cuantizoarele au un număr finit de intervale apare o saturare a caracteristicii lor (fig.4.9); orice mărime de intrare care depășește limitele unui anumit domeniu  $[-(n+\frac{1}{2}-\vartheta)\Delta x, (n+\frac{1}{2}+\vartheta)\Delta x]$  este trunchiată la valoarea cuantizată (maximă în valoare absolută) corespunzătoare acestor limite. Acest fapt face ca și din punct de vedere al legii de dis-

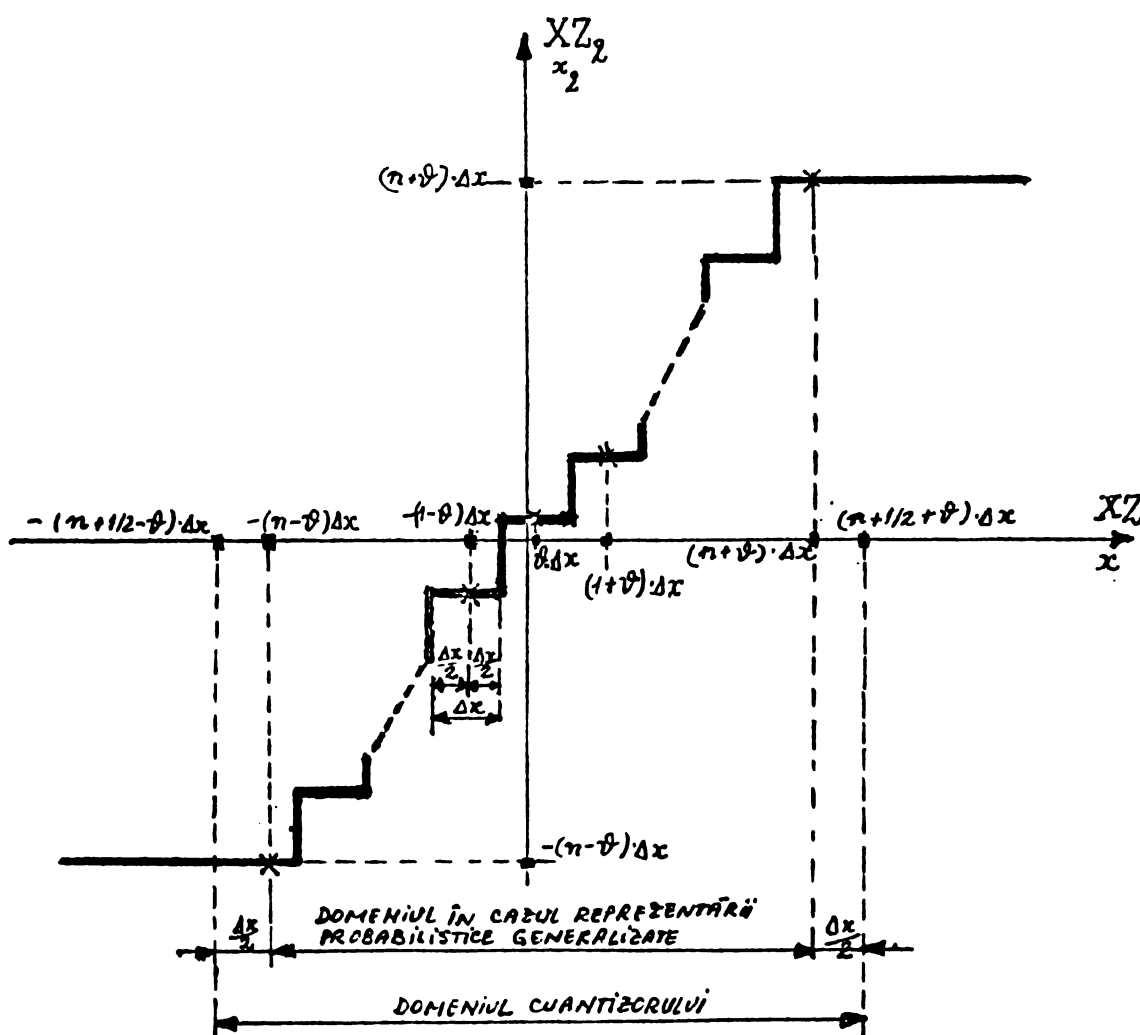


Fig.4.9. Caracteristica de transfer saturată a cuantizorului real

tribuție mărimea de intrare să fie trunchiată, ceea ce duce la apariția unei erori suplimentare față de erorile analizate în

subcapitolul precedent.

Pentru prima dată problema a fost studiată cantitativ de autorul tezei în decursul analizei asistate de calculator a erorilor de măsurare a funcției de corelație.

Erroarea suplimentară datorită saturării caracteristicii cuantizorului este proporțională cu probabilitatea ca semnalul de intrare să depășească limitele domeniului în afara căruia apare saturarea. Această probabilitate se poate determina pe baza inegalității lui Cebîșev [93]:

$$P \{ |x| \geq (n + \frac{1}{2}) \cdot \Delta x \} \leq \frac{\sigma_x^2}{(n + \frac{1}{2})^2 \cdot \Delta x^2} ; \quad (4.50)$$

Ea poate fi redusă prin mărirea domeniului cuantizorului față de puterea semnalului de intrare.

Această problemă este deosebit de importantă în cazul estimării funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate. În acest caz semnalul ce se aplică la intrarea cuantizorului are un domeniu cu lățimea :

$$D_{XZ} = D_x + \Delta x ; \quad (4.51)$$

Pentru a evita ca  $|XZ|$  să depășească limita  $(n + \frac{1}{2}) \cdot \Delta x$  a domeniului trebuie ca  $D_{XZ}$  să fie mai mic decât domeniul cuantizorului, adică :

$$D_{XZ} \leq (2n + 1) \Delta x$$

Tinând seama de (4.51) rezultă în final :

$$D_x \leq 2n \cdot \Delta x. \quad (4.52)$$

condiție necesară și suficientă pentru eliminarea erorii suplimentare ce apare datorită saturării caracteristicii cuantizorului.

Respectarea condiției (4.52) este cu atât mai importantă cu cât  $n$  este mai mic (în cazul cuantizărilor mai puțin fine - situație frecventă în tehnica de măsură corelativă).

4.6. Evidențierea influenței unor imperfecțiuni ale parametrilor zgomotelor auxiliare asupra preciziei de măsurare a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate

În toate calculele efectuate pînă aici s-a presupus că zgomotele auxiliare sînt ideale, îndeplinind anumite condiții fără nici o abatere. S-a presupus astfel că zgomotele auxiliare sînt perfect aleatoare fără "memorie statistică" și că au distribuție de probabilitate încadrată riguros în domeniul unci cuante. În practică aceste condiții nu pot fi îndeplinite întocmai, apărînd anumite abateri de la ele, ceea ce duce la apariția unor erori suplimentare față de cele analizate în subcapitolul 4.4.

Dependența statistică dintre eșantioanele de zgomot auxiliar conduce la o relație de descompunere a funcției caracteristice comune a reprezentărilor probabilistice generalizate care se prelucrează corelativ, diferită de relația (4.45) :

$$F_{XZqYZq}(u_x, u_y, u'_x, u'_y) = F_{xy}(u_x, u_y, u'_x, u'_y) \cdot F_{Zx}(u_x, u'_x) \cdot F_{Zy}(u_y, u'_y); \quad (4.53)$$

Înlocuind această descompunere a funcției caracteristice în (4.46), efectuînd calculele și înlocuind rezultatul obținut pentru momentul de ordinul patru a reprezentărilor probabilistice generalizate, în (4.44) se obține [22] expresia dispersiei de estimare a funcției de corelație :

$$\begin{aligned} \text{Var} [R_{XZq, YZq}^*(m \cdot \Delta t)] &= 1/N \cdot [R_{XZq, YZq}^{*2}(m \cdot \Delta t) - R_{x^2, y^2}^*(m \cdot \Delta t)] + \\ &+ \text{Var} R_{x, y}^*(m \cdot \Delta t) + 1/N^2 \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} (T_{11} + T_{22} + T_{12}); \end{aligned} \quad (4.54)$$

unde :

$$\begin{aligned} T_{11} &= \sum_s \sum_v \{ \exp[j2\tilde{\omega}(s+v) \cdot t_x] \cdot \frac{\partial^2 F_{xy}(-2\tilde{\omega}s/\Delta x, u_y, -2\tilde{\omega}v/\Delta x, u'_y)}{\partial u_y \cdot \partial u'_y} \cdot \\ &\cdot \frac{\partial^2}{\partial u_x \cdot \partial u'_x} [F_{Zx}(u_x + 2\tilde{\omega}s/\Delta x, u'_x - 2\tilde{\omega}v/\Delta x) \cdot \frac{\sin(u_x \cdot \Delta x/2 - \tilde{\omega} \cdot s)}{u_x \cdot \Delta x/2 - \tilde{\omega} \cdot s} \cdot \\ &\cdot \frac{\sin(u'_x \cdot \Delta x/2 - \tilde{\omega} \cdot v)}{u'_x \cdot \Delta x/2 - \tilde{\omega} \cdot v}] \} \Bigg|_{u_x = u'_x = u_y = u'_y = 0} \end{aligned} \quad (4.55)$$

$$\begin{aligned}
 T_{22} = & \sum_r \sum_t \{ \exp[j \cdot 2\tilde{\pi}(r+t) \cdot \vartheta_y] \cdot \frac{\partial^2 F_{xy}(u_x, -2\tilde{\pi}r/\Delta y, u'_x, -2\tilde{\pi}t/\Delta y)}{\partial u_x \cdot \partial u'_x} \cdot \\
 & \cdot \frac{\partial^2}{\partial u_y \cdot \partial u'_y} [F_{zy}(u_y - 2\tilde{\pi}r/\Delta y, u'_y - 2\tilde{\pi}t/\Delta y) \cdot \frac{\sin(u_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot r)}{u_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot r} \cdot \\
 & \cdot \frac{\sin(u'_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot t)}{u'_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot t}] \} \Bigg|_{u_x = u'_x = u_y = u'_y = 0} ; \quad (4.56)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 T_{12} = & \sum_s \sum_v \sum_r \sum_t \{ \exp[j 2\tilde{\pi}[(s+v)\vartheta_x + (r+t)\vartheta_y]] \cdot \\
 & \cdot F_{xy}(-2\tilde{\pi}s/\Delta x, -2\tilde{\pi}v/\Delta y, -2\tilde{\pi}r/\Delta x, -2\tilde{\pi}t/\Delta y) \cdot \\
 & \cdot \frac{\partial^2}{\partial u_x \cdot \partial u'_x} [F_{zx}(u_x - 2\tilde{\pi}s/\Delta x, u'_x - 2\tilde{\pi}v/\Delta y) \cdot \frac{\sin(u_x \cdot \Delta x / 2 - \tilde{\pi} \cdot s)}{u_x \cdot \Delta x / 2 - \tilde{\pi} \cdot s} \cdot \\
 & \cdot \frac{\sin(u'_x \cdot \Delta x / 2 - \tilde{\pi} \cdot v)}{u'_x \cdot \Delta x / 2 - \tilde{\pi} \cdot v}] \cdot \frac{\partial^2}{\partial u_y \cdot \partial u'_y} [F_{zy}(u_y - 2\tilde{\pi}r/\Delta y, u'_y - 2\tilde{\pi}t/\Delta y) \cdot \\
 & \cdot \frac{\sin(u_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot r)}{u_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot r} \cdot \frac{\sin(u'_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot t)}{u'_y \cdot \Delta y / 2 - \tilde{\pi} \cdot t}] \} \Bigg|_{u_x = u'_x = u_y = u'_y = 0} ; \quad (4.57)
 \end{aligned}$$

Relația (4.54) are în plus față de relația similară (4.49) din cazul ideal, suma dublă efectuată asupra termenilor suplimentari  $T_{11}$ ,  $T_{22}$  și  $T_{12}$ . Acești termeni sînt proprii determinării funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate și apar în cazul existenței unei anumite dependențe statistice între eșantioanele zgomotului auxiliar. Valorile acestor termeni depind atît de funcțiile caracteristice ale semnalelor de intrare cît și de funcțiile caracteristice ale zgomotelor auxiliare.

Imprecizia limitelor domeniului zgomotului auxiliar introduce de asemenea erori suplimentare în estimarea funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate. Influența acestei imprecizii a fost evidențiată de autorul tezei în [73].

Fie  $b_x$  și  $b_y$  limitele domeniilor de variație a celor două zgomote auxiliare  $Z_x(t)$  și  $Z_y(t)$ . În cazul ideal  $b_x = \Delta x/2$  și  $b_y = \Delta y/2$ , iar în cazul considerat :

$$b_x = (1 + \delta_x) \cdot \Delta x / 2 ; \quad (4.58)$$

$$b_y = (1 + \delta_y) \cdot \Delta y / 2 ; \quad (4.59)$$

unde  $\delta_x$  și  $\delta_y$  pot lua doar valori subunitare.

Funcțiile caracteristice ale celor două zgomote auxiliare nu vor mai fi nule pentru argumentele  $-2\pi \cdot l_x / \Delta x$  și respectiv  $-2\pi \cdot l_y / \Delta y$  așa cum se întâmplă în (4.39) și (4.40), ci vor lua valorile :

$$F_{Z_x} \left( -\frac{2\pi \cdot l_x}{\Delta x} \right) = \frac{(-1)^{l_x} \cdot \sin(l_x \cdot \pi \cdot \delta_x)}{l_x \cdot \pi \cdot (1 + \delta_x)} ; \quad (4.60)$$

$$F_{Z_y} \left( -\frac{2\pi \cdot l_y}{\Delta y} \right) = \frac{(-1)^{l_y} \cdot \sin(l_y \cdot \pi \cdot \delta_y)}{l_y \cdot \pi \cdot (1 + \delta_y)} ; \quad (4.61)$$

Înlocuind în (4.38) funcțiile caracteristice ale zgomotelor auxiliare date de (4.60) și (4.61) se obține :

$$\begin{aligned} E[XZ_q \cdot YZ_q] &= E[x \cdot y] + \sum_{\substack{l_x = -\infty \\ l_x \neq 0}}^{\infty} \exp(-j \cdot 2\pi \cdot l_x \cdot \theta_x) \cdot \frac{\Delta x \cdot \sin(l_x \cdot \pi \cdot \delta_x)}{2 \cdot \pi^2 \cdot l_x^2 \cdot (1 + \delta_x)} \cdot \\ &\cdot \left. \frac{\partial F_{xy} \left( -\frac{2\pi \cdot l_x}{\Delta x}, u_y \right)}{\partial u_y} \right|_{u_y=0} + \sum_{\substack{l_y = -\infty \\ l_y \neq 0}}^{\infty} \exp(-j \cdot 2\pi \cdot l_y \cdot \theta_y) \cdot \frac{\Delta y \cdot \sin(l_y \cdot \pi \cdot \delta_y)}{2 \cdot \pi^2 \cdot l_y^2 \cdot (1 + \delta_y)} \cdot \\ &\cdot \left. \frac{\partial F_{xy} \left( u_x, -\frac{2\pi \cdot l_y}{\Delta y} \right)}{\partial u_x} \right|_{u_x=0} - \sum_{\substack{l_x = -\infty \\ l_x \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{l_y = -\infty \\ l_y \neq 0}}^{\infty} \left\{ \exp[-j \cdot 2\pi \cdot (l_x \cdot \theta_x + l_y \cdot \theta_y)] \cdot \right. \\ &\cdot \left. \frac{\Delta x \cdot \Delta y \cdot \sin(l_x \cdot \pi \cdot \delta_x) \cdot \sin(l_y \cdot \pi \cdot \delta_y)}{4 \cdot \pi^4 \cdot l_x^2 \cdot l_y^2 \cdot (1 + \delta_x) \cdot (1 + \delta_y)} \cdot F_{xy} \left( -\frac{2\pi \cdot l_x}{\Delta x}, -\frac{2\pi \cdot l_y}{\Delta y} \right) \right\} ; \quad (4.62) \end{aligned}$$

Deci imprecizia de stabilire a domeniilor zgomotelor auxiliare duce la apariție unei erori de estimare a funcției de corelație pe baza reprezentărilor probabilistice, momentele de ordinul doi a reprezentărilor probabilistice generalizate și respectiv a semnalelor de intrare ne mai fiind egale așa cum rezultă în cazul ideal conform (4.40). Termenii din membrul drept al (4.62) care constituie eroarea datorită impreciziei de stabilire a domeniilor zgomotelor auxiliare, conțin în expresiile lor funcțiile caracteristice simple și compuse ale semnalelor de intrare ceea ce face imposibilă evaluarea lor. Acești termeni se compensează reciproc într-o oarecare măsură, suma dublă fiind de semn contrar față de celelalte două sume simple. Se pot trage totuși anumite concluzii asupra influenței parametrilor cuantizoarelor și a toleranțelor domeniilor zgomotelor auxiliare asupra acestei erori. Eroarea ce apare este direct proporțională cu mărimile pașilor de cuantizare  $\Delta x$  și  $\Delta y$ , putând fi redusă deci printr-o cuantizare mai fină. De asemenea eroarea este proporțională cu toleranțele domeniilor zgomotelor auxiliare  $\delta_x$  și  $\delta_y$ , relația (4.62) reducându-se la limită (când  $\delta_x=0$ ,  $\delta_y=0$ ) la relația (4.41).

Această eroare, datorită impreciziei de stabilire a domeniilor zgomotelor auxiliare, apare chiar și în cazul ipotezei unui timp de integrare ideal (infini) când eroarea  $\text{Var}[R_{XZq}^*, YZq(m \cdot \Delta t)]$  dat de (4.48), datorită reprezentării probabilistice generalizate, este nulă.

Studiul acestei erori nu poate fi făcut în general, ci doar pentru diverse tipuri de semnale în parte, pe baza unei analize asistate de calculator.

Discretizarea distribuțiilor zgomotelor auxiliare apare datorită comodității de realizare numerică a surselor de zgomot auxiliar. Spre deosebire de sursele analogice de zgomot, cele numerice (realizate pe baza registrelor de deplasare cu reacție) nu ridică nici o problemă din punct de vedere al menținerii legii de distribuție impuse. Prin natura lor însă ele generează semnale discretizate în amplitudine, ceea ce conduce la o distribuție discretă a zgomotelor auxiliare (fig.4.10).



Fie  $(Q_x+1)$  și  $(Q_y+1)$  numărul de valori discrete pe care le pot lua amplitudinile zgomotelor auxiliare uniform distribuite. Pașii de cuantizare a distribuțiilor celor două zgomote auxiliare vor fi :

$$\Delta Z_x = \Delta x / Q_x ; \quad (4.63)$$

$$\Delta Z_y = \Delta y / Q_y ; \quad (4.64)$$

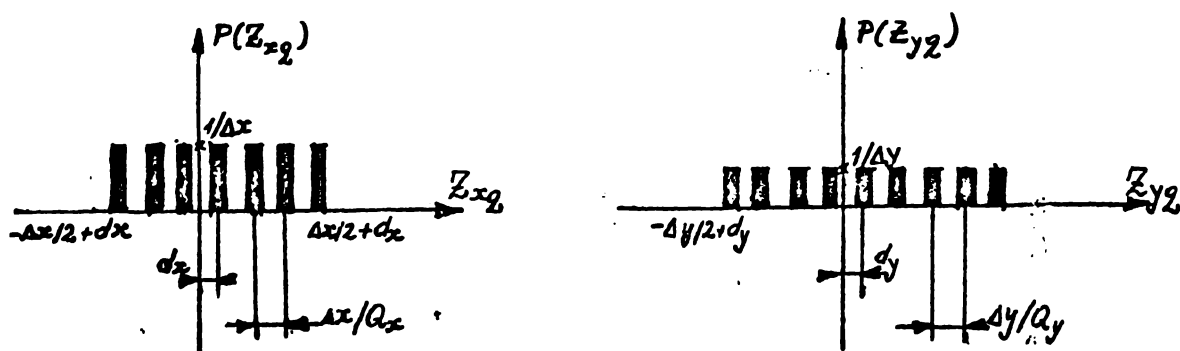


Fig.4.10. Distribuțiile uniforme discrete ale zgomotelor auxiliare  $Z_{xq}(t)$  și  $Z_{yq}(t)$ .

Funcțiile caracteristice ale celor două zgomote auxiliare, presupuse uniform distribuite, se pot scrie :

$$F_{Z_{xq}}(u_x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \exp(j \cdot 2\pi \cdot m \cdot d_x) \cdot \frac{\sin(u_x \cdot \frac{\Delta x}{2} - m \pi Q_x)}{u_x \cdot \frac{\Delta x}{2} - m \cdot \pi \cdot Q_x} \cdot \frac{\sin(u_x \cdot \frac{\Delta Z_x}{2} - m \pi)}{u_x \cdot \frac{\Delta Z_x}{2} - m \cdot \pi}; \quad (4.65)$$

$$F_{Z_{yq}}(u_y) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(j 2\pi \cdot n \cdot d_y) \cdot \frac{\sin(u_y \cdot \frac{\Delta y}{2} - n \pi Q_y)}{u_y \cdot \frac{\Delta y}{2} - n \cdot \pi \cdot Q_y} \cdot \frac{\sin(u_y \cdot \frac{\Delta Z_y}{2} - n \cdot \pi)}{u_y \cdot \frac{\Delta Z_y}{2} - n \cdot \pi}; \quad (4.66)$$

Funcția caracteristică a reprezentărilor probabilistice generalizate a semnalelor  $x$  și  $y$ , obținute prin mixarea acestora cu zgomotele auxiliare  $Z_{xq}(t)$  și respectiv  $Z_{yq}(t)$  este :

$$F_{XZq \cdot YZq}(u_x, u_y) = \sum_{l_x=-\infty}^{\infty} \sum_{l_y=-\infty}^{\infty} \{ \exp[j \cdot 2\pi(l_x \cdot Q_x \cdot \vartheta_x + l_y \cdot Q_y \cdot \vartheta_y)] \cdot \\ \cdot F_{XZ, YZ}(u_x - \frac{2\pi \cdot l_x}{\Delta x / Q_x}, u_y - \frac{2\pi \cdot l_y}{\Delta y / Q_y}) \cdot \frac{\sin(u_x \cdot \frac{\Delta x}{2 \cdot Q_x} - l_x \cdot \pi)}{u_x \cdot \frac{\Delta x}{2 \cdot Q_x} - l_x} \cdot \frac{\sin(u_y \cdot \frac{\Delta y}{2 \cdot Q_y} - l_y \cdot \pi)}{u_y \cdot \frac{\Delta y}{2 \cdot Q_y} - l_y \cdot \pi} \} \quad (4.67)$$

iar momentul de ordinul doi al acestor reprezentări probabilistice generalizate se poate pune

$$E[XZq \cdot YZq] = E[x \cdot y] + \sum_{\substack{l_x=-\infty \\ l_x \neq 0}}^{\infty} \{ \exp(j \cdot 2\pi \cdot l_x \cdot Q_x \cdot \vartheta_x) \cdot \frac{\Delta x / Q_x}{2\pi \cdot l_x} \cdot (-1)^{l_x} \cdot \\ \cdot \frac{\partial F_{xy}(-\frac{2\pi \cdot l_x}{\Delta x / Q_x}, u_y)}{\partial u_y} \Big|_{u_y=0} + \sum_{\substack{l_y=-\infty \\ l_y \neq 0}}^{\infty} \{ \exp(j \cdot 2\pi \cdot l_y \cdot Q_y \cdot \vartheta_y) \cdot \frac{\Delta y / Q_y}{2\pi \cdot l_y} \cdot (-1)^{l_y} \cdot \\ \cdot \frac{\partial F_{xy}(u_y, -\frac{2\pi \cdot l_y}{\Delta y / Q_y})}{\partial u_x} \Big|_{u_x=0} - \sum_{\substack{l_x=-\infty \\ l_x \neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{l_y=-\infty \\ l_y \neq 0}}^{\infty} \{ \exp[j \cdot 2\pi(l_x \cdot Q_x \cdot \vartheta_x + l_y \cdot Q_y \cdot \vartheta_y)] \cdot \\ \cdot \frac{\Delta x / Q_x \cdot \Delta y / Q_y}{4\pi^2 \cdot l_x \cdot l_y} \cdot (-1)^{l_x + l_y} \cdot F_{XZq \cdot YZq}(-\frac{2\pi \cdot l_x}{\Delta x / Q_x}, -\frac{2\pi \cdot l_y}{\Delta y / Q_y}) \} ; \quad (4.68)$$

Tinând seama de expresia dată în [94] pentru funcția de corelație a mărimilor cuantizate, ultima relație găsită nu reprezintă altceva decât funcția de corelație a mărimilor de intrare  $x$  și  $y$  cuantizate cu pașii  $\Delta Z_x$  și respectiv  $\Delta Z_y$ , pași conform (4.62) și (4.64). Precizia de estimare a funcției de corelație este limitată deci în acest caz la cea a estimării ei prin metodele numerice clasice, fiind afectată inerent de o eroare de cuantizare chiar în ipoteza ideală a duratei infinite de integrare.

#### 4.7. Analiza asistată de calculator a impreciziei limitelor domeniului zgomotului auxiliar

Influența variației limitelor domeniului zgomotului auxiliar asupra preciziei de estimare a valorilor medii, a fost evidențiată și studiată analitic pentru prima dată de către autorul tezei [73] în cazul convertoarelor analog-numerice. În [74] autorul a extins studiul și asupra corelatoarelor probabilistice, recurgând în acest caz la o analiză asistată de calculator a erorilor ce apar la determinarea funcției de corelație a diverselor semnale de intrare.

Analiza asistată de calculator reprezintă cea mai adecvată metodă de evaluare cantitativă a erorilor de estimare a funcției de corelație în corelatoarele utilizând reprezentarea probabilistică a mărimilor. Analiza asistată de calculator constă în modelarea fidelă, prin programe, atât a funcționării unui corelator probabilistic cât și a unor semnale de intrare reprezentative pentru domeniul analizei corelative. Autorul a realizat un astfel de program, scris în limbajul FORTRAN, permițând simularea funcționării oricărui corelator probabilistic. Programul dispune de posibilitatea modificării după dorință a limitelor domeniului zgomotului auxiliar precum și a celorlalți parametri ai corelatorului : număr de intervale de cuantizare, frecvență de eșantionare, număr de eșantioane prelucrate, număr de valori calculate. Programul furnizează ca rezultat dispersia funcției de corelație calculată pe baza reprezentării probabilistice a datelor față de funcția de corelație ideală calculată pe baza eșantioanelor necuantizate din semnalele de intrare. Rulând programul pentru diverse semnale de intrare considerate ca reprezentative s-a obținut o evaluare cantitativă, sugestivă, a influenței variației limitelor domeniului zgomotului auxiliar asupra dispersiei funcției de corelație calculate pe baza reprezentării probabilistice a datelor.

În fig.4.11 se prezintă grafic dependența dintre dispersia raportată și mărimea domeniului zgomotului auxiliar în cazul determinării funcției de corelație a unor semnale sinusoidale. Au fost determinate experimental mai multe grafice ale acestei dependențe având ca parametrii numărul de eșantioane prelucrate ( $N = 256, 512$  și  $1024$ ) și numărul intervalelor de cuantizare (3 și 4 intervale). Se poate remarca îmbunătățirea preciziei odată cu

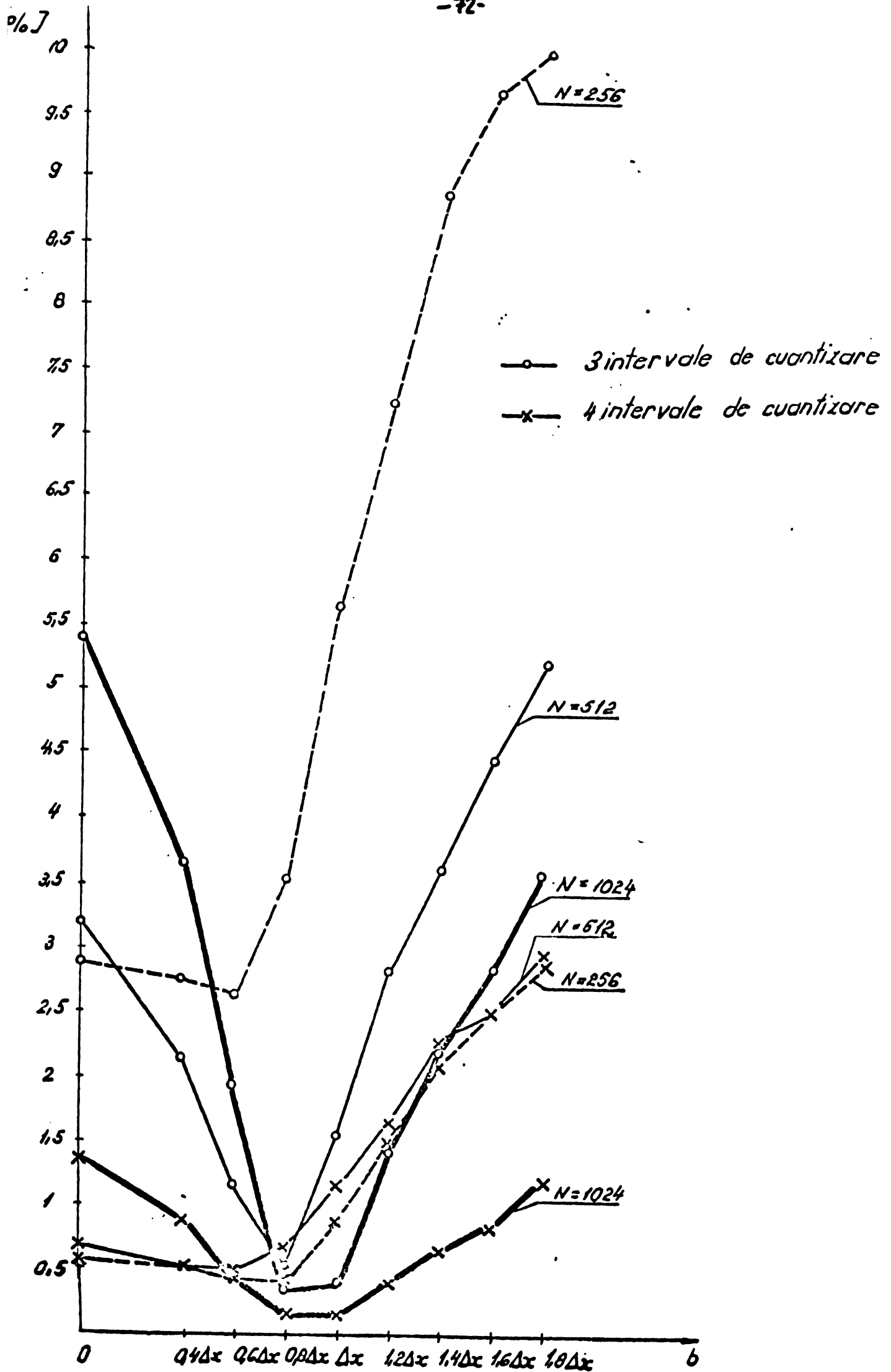


Fig.4.11. Graficul dispersiei raportate a funcției de corelație a semnalului sinusoidal

creșterea numărului de eșantioane prelucrate și cu creșterea intervalelor de cuantizare.

În fig.4.12 este reprezentată grafic dependența dintre dispersia raportată și mărimea domeniului zgomotului auxiliar în cazul determinării funcției de corelație a unor semnale dreptunghiulare. Parametrii graficelor rezultate au fost aceiași ca și în cazul semnalelor sinusoidale : numărul eșantioanelor prelucrate ( $N= 256, 512$  și  $1024$ ) și numărul intervalelor de cuantizare (3 și 4 intervale).

În fig.4.13 se prezintă rezultatele analizei asistate de calculator a dependenței dintre dispersia raportată a funcției de corelație și variația domeniului zgomotului auxiliar în cazul unor semnale de intrare de tipul zgomotului gaussian. Pentru generarea acestor semnale s-a folosit algoritmul propus de autorul tezei în [68]. Parametrii graficelor rezultate au fost aceiași ca și în cazul celorlalte tipuri de semnale corelate.

În fig.4.14 este reprezentată grafic dependența dintre dispersia funcției de corelație calculată pentru valoarea  $\gamma=0$ , în cazul corelării unui zgomot gaussian, și variația domeniului zgomotului auxiliar. Parametrii considerați pentru această dependență au fost aceiași ca și în toate cazurile precedente : numărul de eșantioane prelucrate ( $N= 256, 512$  și  $1024$ ) și numărul intervalelor de cuantizare (3 și 4 intervale).

Ambele valori ale numărului intervalelor de cuantizare alese ca parametri ai graficelor rezultate pentru dispersiile raportate în diferitele cazuri studiate : 3 și 4 intervale de cuantizare, corespund unui același număr de biți (2 biți) necesari pentru reprezentarea datelor cuantizate. În toate cazurile studiate se poate remarca superioritatea soluției care utilizează 4 intervale de cuantizare față de cea cu 3 intervale de cuantizare. Acest rezultat a stat la baza alegerii tipului cuantizărilor utilizate în construcția modelului experimental de correlator utilizând reprezentarea probabilistică a datelor, realizat de autorul tezei [64]. Analiza tuturor graficelor din figurile 4.11, 4.12, 4.13 și 4.14 permite de asemenea să se verifice experimental, prin simulare pe calculator, scăderea dispersiei funcției de corelație odată cu creșterea numărului eșantioanelor prelucrate.

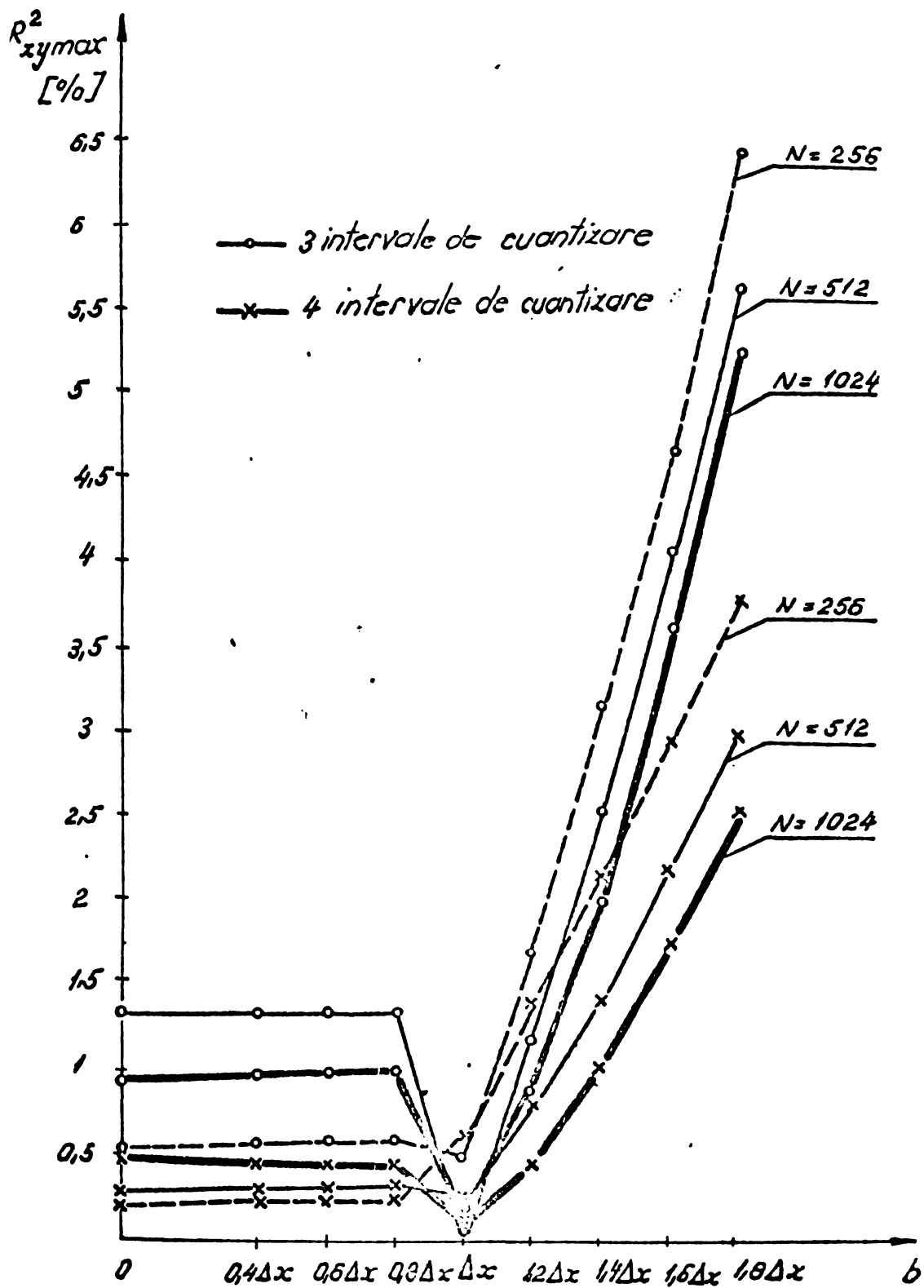


Fig.4.12. Graficul dispersiei raportate a funcției de corelație a unei dreptunghiulare

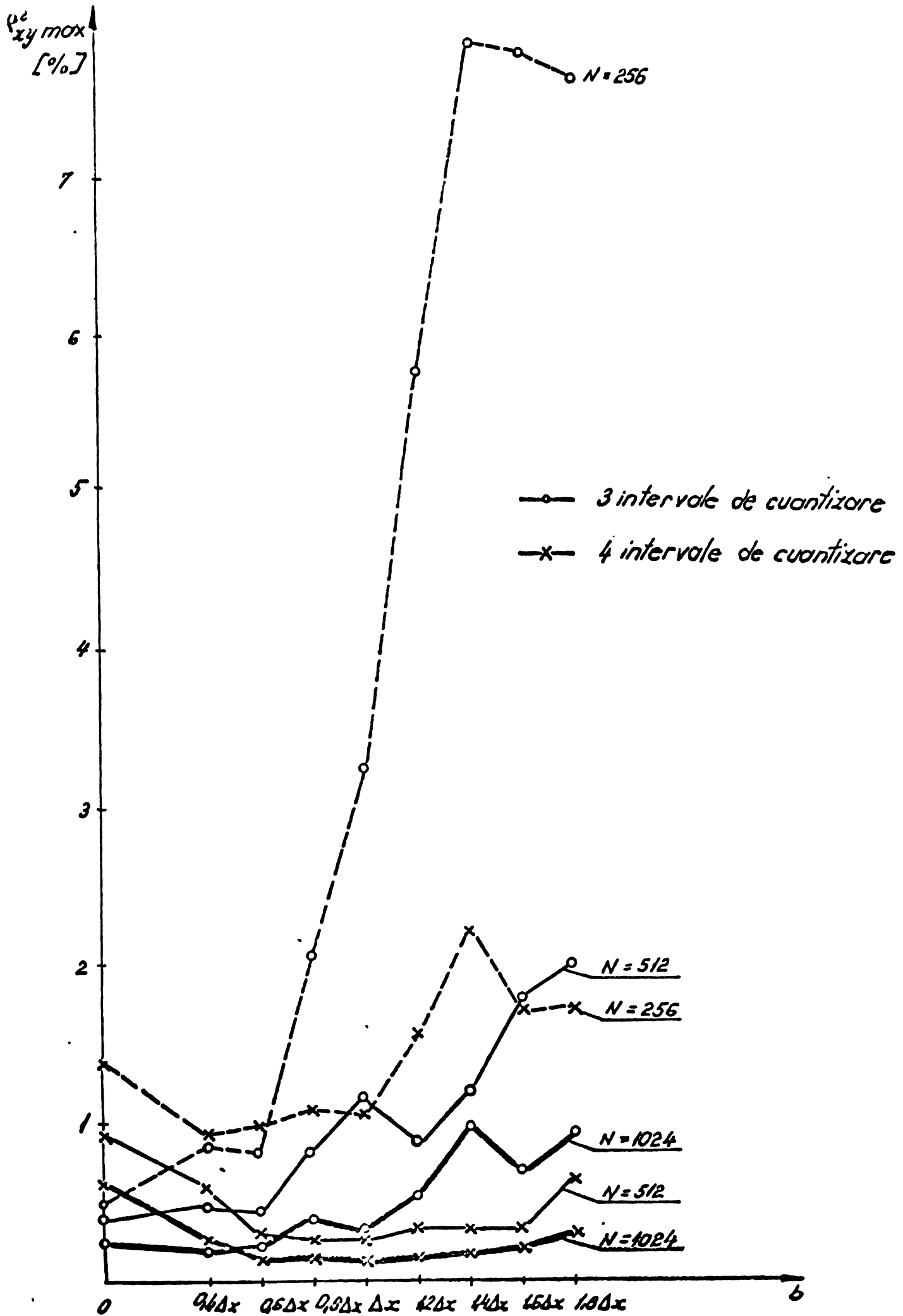


Fig.4.13. Graficul dispersiei raportate a funcției de corelație a zgomotului gaussian

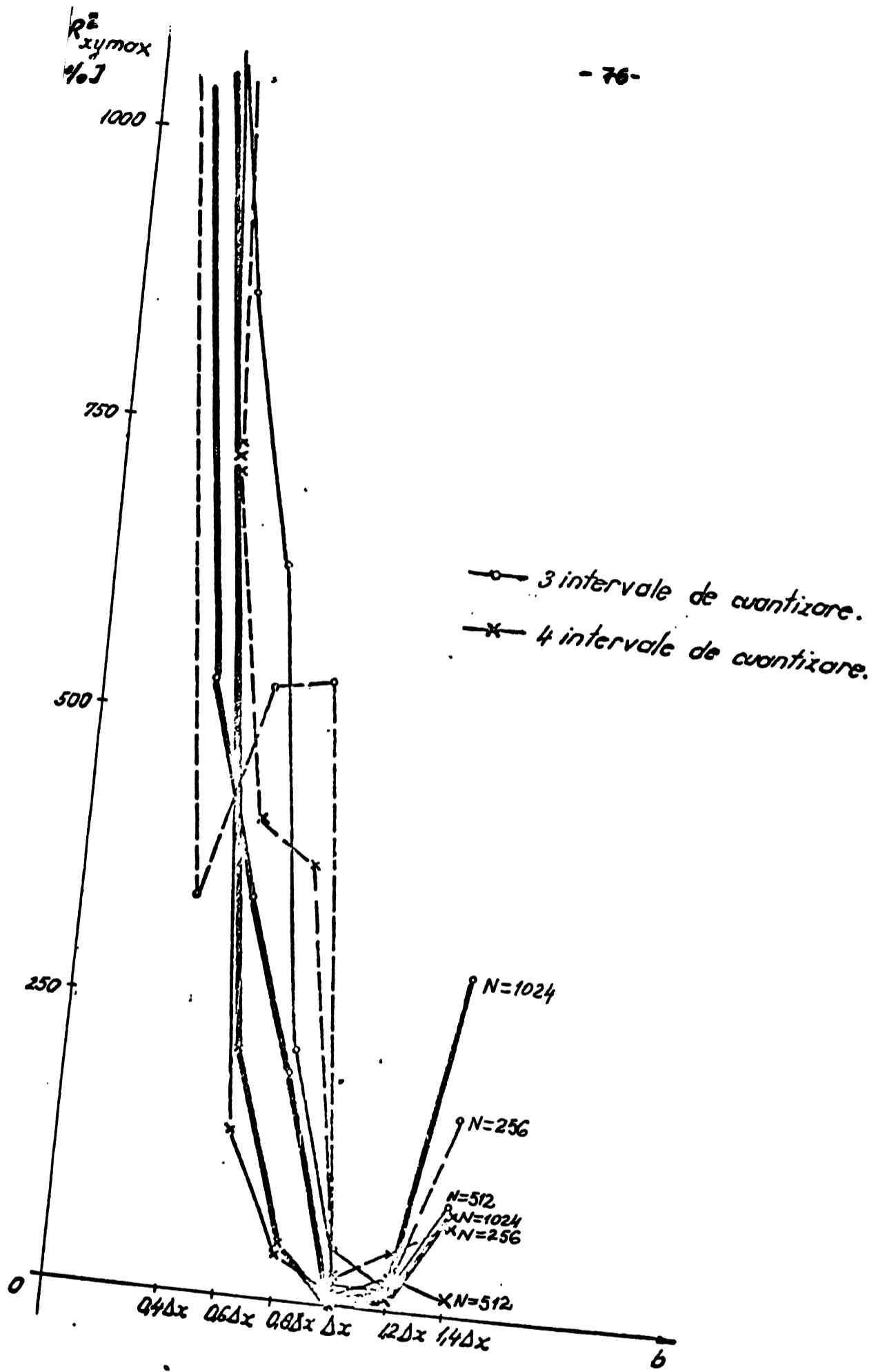


Fig.4.14. Graficul dispersiei raportate a valorii  $R_{xy}^*(o)$  a funcției de corelație a zgomotului gaussian



În toate cazurile analizate se remarcă îmbunătățirea preciziei de estimare a funcției de corelație prin utilizarea unor zgomote auxiliare.

Din analiza graficelor din figurile 4.11 - 4.14 se poate remarca și faptul că la valori mici ale lui  $N$  (pentru care încă legile statistice nu-și au o aplicabilitate perfectă) minimul dispersiei se obține la valori ale lui "b" mai mici decât  $\Delta x$ . Valorile lui "b" pentru care dispersia este minimă cresc tinzând spre  $\Delta x$  odată cu creșterea lui  $N$ . Observația completează afirmațiile generale [12, 22, 34, 41] care nu țin seama de influența lui  $N$  și consideră că minimul dispersiei se obține întotdeauna pentru "b" egal cu  $\Delta x$ .

Aceste rezultate constituie de altfel și o verificare experimentală a concluziilor teoretice semnalate de autorul tezei în [73, 74].

De asemenea se poate remarca că pentru o anumită toleranță, perfect realizabilă în practică (+10%), în stabilirea valorii acestui domeniu, păstrează încă superioritatea calculării funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate față de utilizarea reprezentării deterministe cu același număr de intervale de cuantizare.

Remarcabilă este îmbunătățirea spectaculoasă a preciziei de estimare a valorii funcției de corelație a zgomotelor gaussiene pentru argumentul  $\zeta = 0$ , în cazul utilizării reprezentării probabilistice generalizate față de cazul utilizării unei reprezentări deterministe cu același număr de intervale de cuantizare (fig.4.14).

## 5. REZULTATE EXPERIMENTALE

### 5.1. Corelator utilizând reprezentarea probabilistică generalizată a datelor

Pentru a verifica în practică rezultatele cercetărilor teoretice prezentate în cap.4, autorul tezei a proiectat și realizat un model experimental de corelator, utilizând reprezentarea probabilistică generalizată, cu patru intervale de cuantizare.

Corelatoarele utilizând zgomote auxiliare, cunoscute din literatură sînt în majoritatea lor de tip polar [12,29,34,50,91,95] beneficiind de simplitatea extremă a aritmeticii de un bit. De abia în ultimul timp au început să apară date referitoare la realizarea unor corelatoare utilizând zgomote auxiliare, în cadrul cărora semnalele de intrare sînt cuantizate ternar [84]. În cazul acestor corelatoare, folosind o cuantizare ternară, datele de intrare sînt reprezentate după cuantizare, și memorate în linia de întârziere, sub formă de cuvinte de cîte doi biți. Așa cum a rezultat din simularea făcută pe calculator, prezentată în subcapitolul 4.7 și exemplificată în tab.5.1<sup>și 5.2</sup>, și fig.5.1, 5.2 pentru cazul autocorelării unui semnal aleator gaussian, cuantizarea ternară este inferioară din punct de vedere al preciziei față de cuantizarea în patru intervale. Se remarcă superioritatea cuantizării în patru <sup>intervale</sup> atît în cazul valorii  $R(0)$  a funcției de corelație cît și în cazul erorii medii patratice normate.

De asemenea se remarcă îmbunătățirea substanțială a preciziei în cazul utilizării reprezentării probabilistice generalizate față de cazul reprezentării deterministe cu același număr de intervale de cuantizare. Fiind necesari tot doi biți pentru reprezentarea datelor cuantizate atît în cazul cuantizării ternare cît și în cel al cuantizării în 4 intervale, adoptarea soluției de 4 intervale de cuantizare nu presupune nici o complicație a echipamentului de memorare și calcul, față de varianta cuantizării ternare. Pentru o creștere minoră a complexității corespunzătoare unei aritmetici de doi biți față de aritmetica





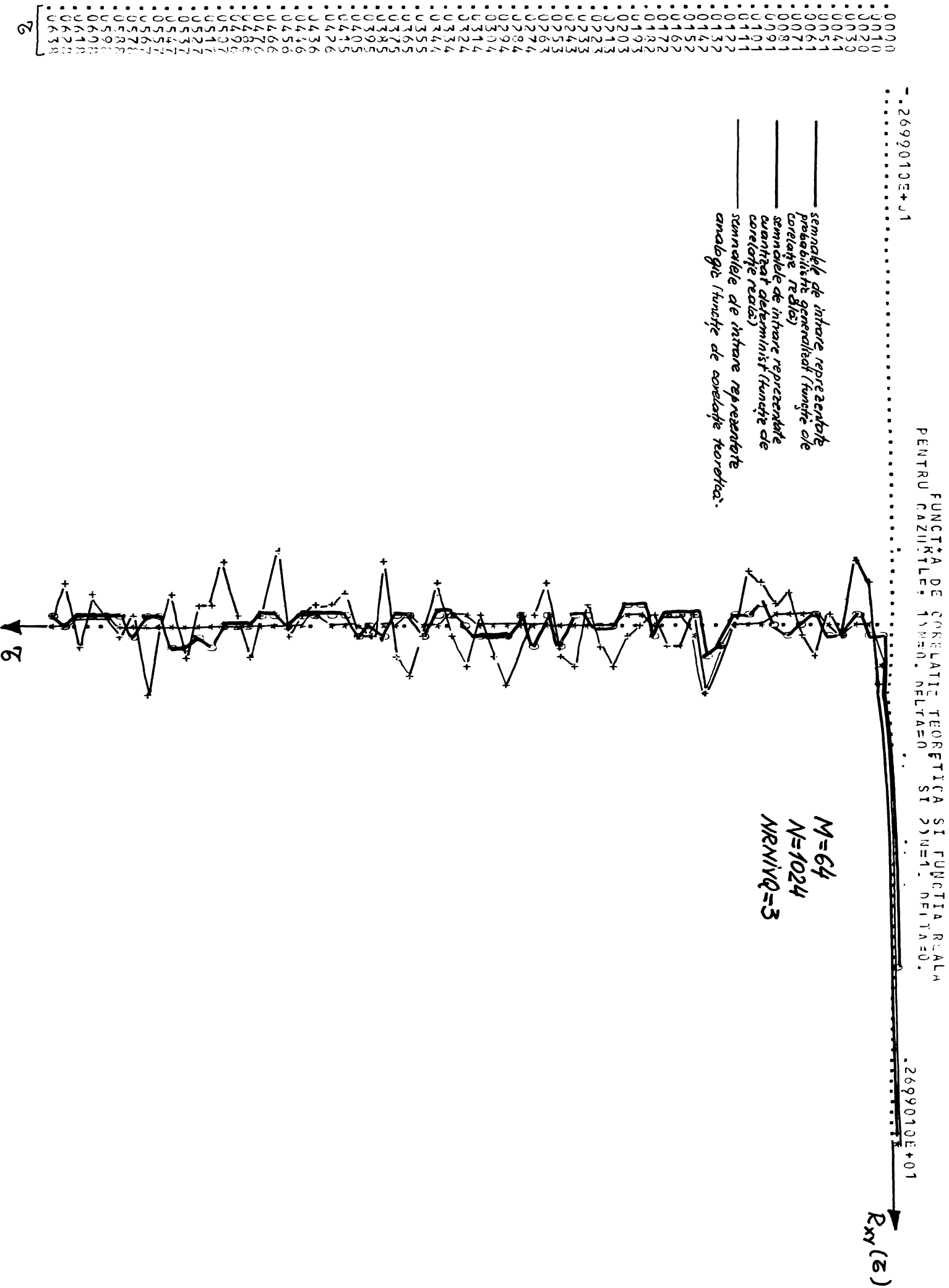
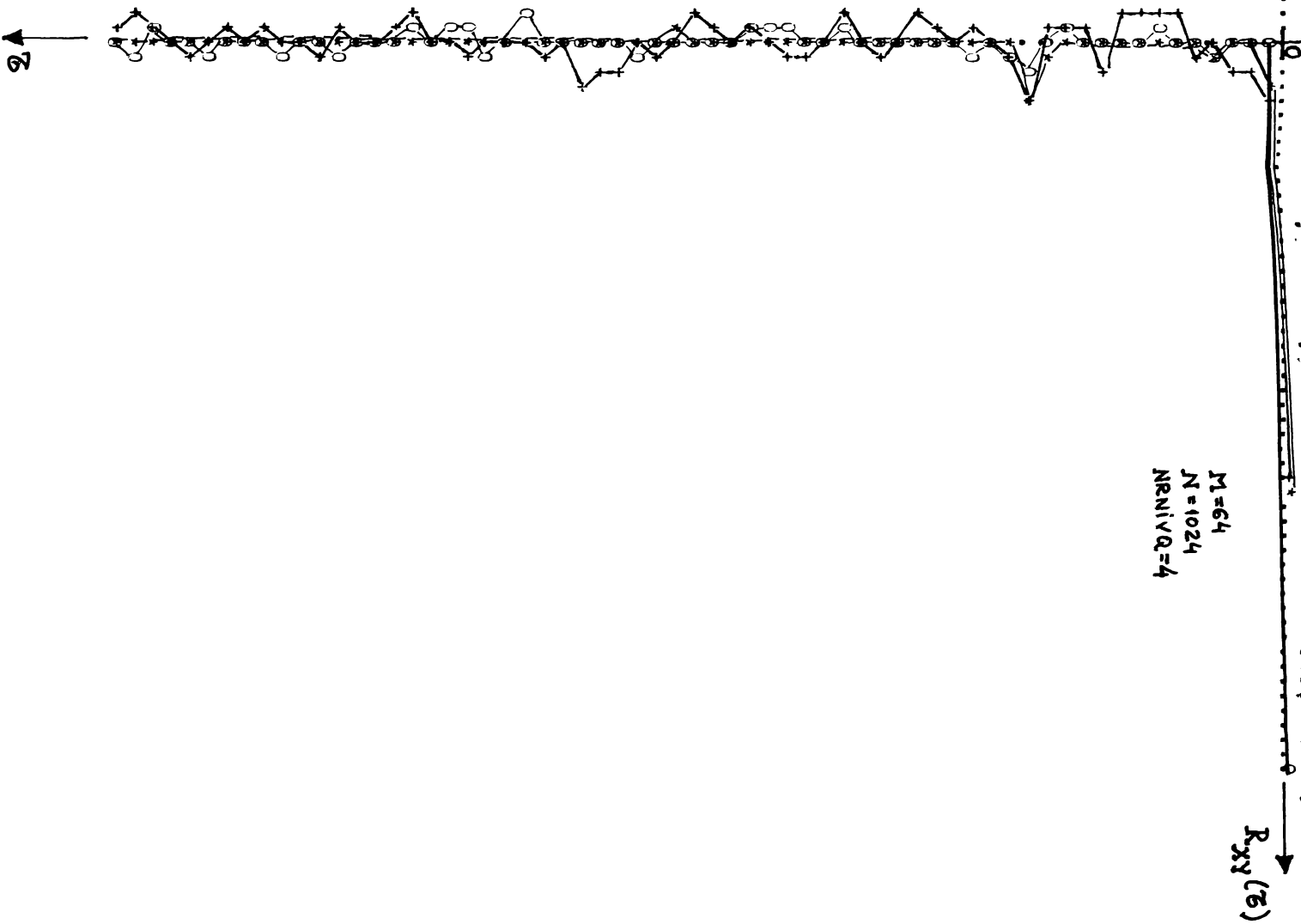


Fig.5.1. Funcția de autocorelație a unui zgomot gaussian, obținută prin analiza asistată de calculator a funcționării unui correlator utilizând reprezentarea probabilistică generalizată (numărul intervalelor de cuantizare NR/NVQ=4)

FUNCTIA DE CORELATIE TEORETICA SI FUNCTIA REALA  
 PENTRU GAZUL IONIZAT. DELTA=0 SI N=1. DELTA=0.

semnale de intrare  
 probabilistic generalizat.  
 (functie de corelatie reala)  
 semnale de intrare  
 cuantizate  
 si re-prezentate  
 determinist  
 (functie de corelatie reala)  
 semnale de intrare  
 reprezentate analogic  
 (functie de corelatie teoretica)

M=64  
 N=1024  
 NRNI=Q=4



00010  
 00020  
 00030  
 00041  
 00051  
 00061  
 00071  
 00081  
 00091  
 00101  
 00111  
 00122  
 00132  
 00142  
 00152  
 00162  
 00172  
 00182  
 00193  
 00203  
 00213  
 00223  
 00233  
 00243  
 00253  
 00263  
 00274  
 00284  
 00294  
 00304  
 00314  
 00324  
 00334  
 00344  
 00355  
 00365  
 00375  
 00385  
 00395  
 00405  
 00415  
 00426  
 00436  
 00446  
 00456  
 00466  
 00476  
 00486  
 00496  
 00507  
 00517  
 00527  
 00537  
 00547  
 00557  
 00567  
 00578  
 00588  
 00598  
 00608  
 00618  
 00628  
 00638

tau

Fig. 5.2. Funcția de autocorelație a unui zgomot gaussian, obținută prin analiza asistată de calculator a funcționării unui correlator utilizând reprezentarea probabilistică generalizată (numărul intervalelor de cuantizare NRNI=Q=4)

de un bit proprie corelatorului polar, în cazul corelatorului probabilistic cu 4 intervale de cuantizare se obține o creștere a vitezei de calcul de 26 de ori [22]. Bazându-se pe aceste considerente și ținând seama de rezultatele analizei asistate de calculator a diverse soluții posibile [73] autorul tezei a realizat un corelator cu 4 intervale de cuantizare, utilizând reprezentarea probabilistică generalizată a datelor [64].

### Structura corelatorului

Corelatorul are o structură de tip uniprocessor funcționând după o procedură de tip paralel (fig.2.5) și utilizând reprezentarea probabilistică generalizată a datelor.

Corelatorul are următoarele performanțe :

- domeniile semnalelor de intrare :  $\pm 0,1$  V ;  $\pm 0,3$  V ;  $\pm 1$  V ;  $\pm 3$  V ;  $\pm 10$  V.
- bandă de frecvență a semnalelor de intrare : 0...1 kHz
- impedanță de intrare :  $50 \text{ k}\Omega \parallel 50 \text{ pF}$
- întârzierea unitară : 0,5 ms, 1 ms, 2 ms, 4 ms, 8 ms, 16 ms, 32 ms, 64 ms, 128 ms, 256 ms.
- numărul de valori ale funcției de corelație determinate : 64
- numărul de perechi de eșantioane prelucrate pentru fiecare valoare a funcției de corelație :  $2^{12}$ ,  $2^{13}$ ,  $2^{14}$ ,  $2^{15}$ ,  $2^{16}$ .
- regimuri de funcționare : inițializare (INIT); determinarea valorilor funcției de corelație (CALCUL) ; extragera rezultatelor pas cu pas cu citirea valorilor pe instrumentul încorporat (INSTR), extragera rezultatelor prin afișare pe osciloscop (OSC), extragera rezultatului la înregistrator în coordonate (INREG).
- funcții calculate : intercorelație, autocorelație.
- forma de prezentare a rezultatului : tensiune variabilă în domeniul  $\pm 1,5$  V cu precizia de  $\pm 2\%$
- modalități de extragere a rezultatului : după terminarea calculului ;
  - în regim manual (pas cu pas) la instrumentul încorporat, în procente
  - în regim automat periodic, la osciloscop : 0,5 ms între două valori consecutive ale funcției de corelație extrase

- în regim automat, extragerea unei singure înregistrări a funcției de corelație la un înregistrator în coordonate : 256 ms între două valori consecutive ale funcției de corelație extrase
- atenuarea semnalului la ieșire:  $2^{-10}$ ,  $2^{-9}$ ,  $2^{-8}$ ,  $2^{-7}$ ,  $2^{-6}$
- sarcina la ieșire :  $\geq 2 \text{ k}\Omega$
- greutate și gabarit : 5 kg, 470 mm x 230 mm x 140 mm
- putere consumată : 25 VA la 220 V și 50 Hz.

În fig.5.3 se prezintă structura corelatorului realizat precum și schema de circulație a informației între principalele sale blocuri funcționale.

Semnalele de intrare  $X(t)$  și  $Y(t)$ , a căror funcție de intercorelație va fi determinată, se aplică la intrările câte unui amplificator de intrare având factorul de amplificare reglabil în trepte. Semnalele analogice  $X'(t)$  și  $Y'(t)$  obținute la ieșirile celor două amplificatoare de intrare, sînt aduse la intrările unor scheme de mixare unde sînt amestecate cu zgomotele aleatoare uniforme distribuite  $Z_x(t)$  și respectiv  $Z_y(t)$ . Zgomotele aleatoare sînt produse de două generatoare distincte, astfel încît sînt independente și deci necorelate între ele. De asemenea zgomotele generate îndeplinesc condițiile (4.15) și (4.16) impuse de reprezentarea probabilistică generalizată a datelor. La ieșirile celor două scheme de mixare se obțin semnalele analogice  $XZ(t)$  și respectiv  $YZ(t)$  din care, după conversia analog-numerică, se obțin reprezentările probabilistice generalizate ale semnalelor de intrare. Fiecare eșantion din compunerea reprezentărilor probabilistice generalizate a celor două semnale de intrare este reprezentat prin câte doi biți :  $XZQ1$ ,  $XZQ0$  și respectiv  $YZQ1$ ,  $YZQ0$ . Sînt suficienți doar doi biți deoarece convertoarele au doar patru intervale de cuantizare. Primii biți reprezintă semnele celor numere.

Numărul binar  $YZQ1(M)$ ,  $YZQ0(M)$  reprezintă valoarea cuantizată a eșantionului prelevat din canalul  $Y$ , cu " $m$ " pași de eșantionare înaintea momentului curent de timp. Prin înmulțirea celor două numere binare de câte doi biți :  $XZQ1$ ,  $XZQ0$  și respectiv  $YZQ1(M)$ ,  $YZQ0(M)$  se obține produsul sub forma unui număr binar de patru biți :  $P3(M)$ ,  $P2(M)$ ,  $P1(M)$ ,  $P0(M)$ , ultimul bit fiind cel mai puțin semnificativ iar primul este bitul de semn. Acest



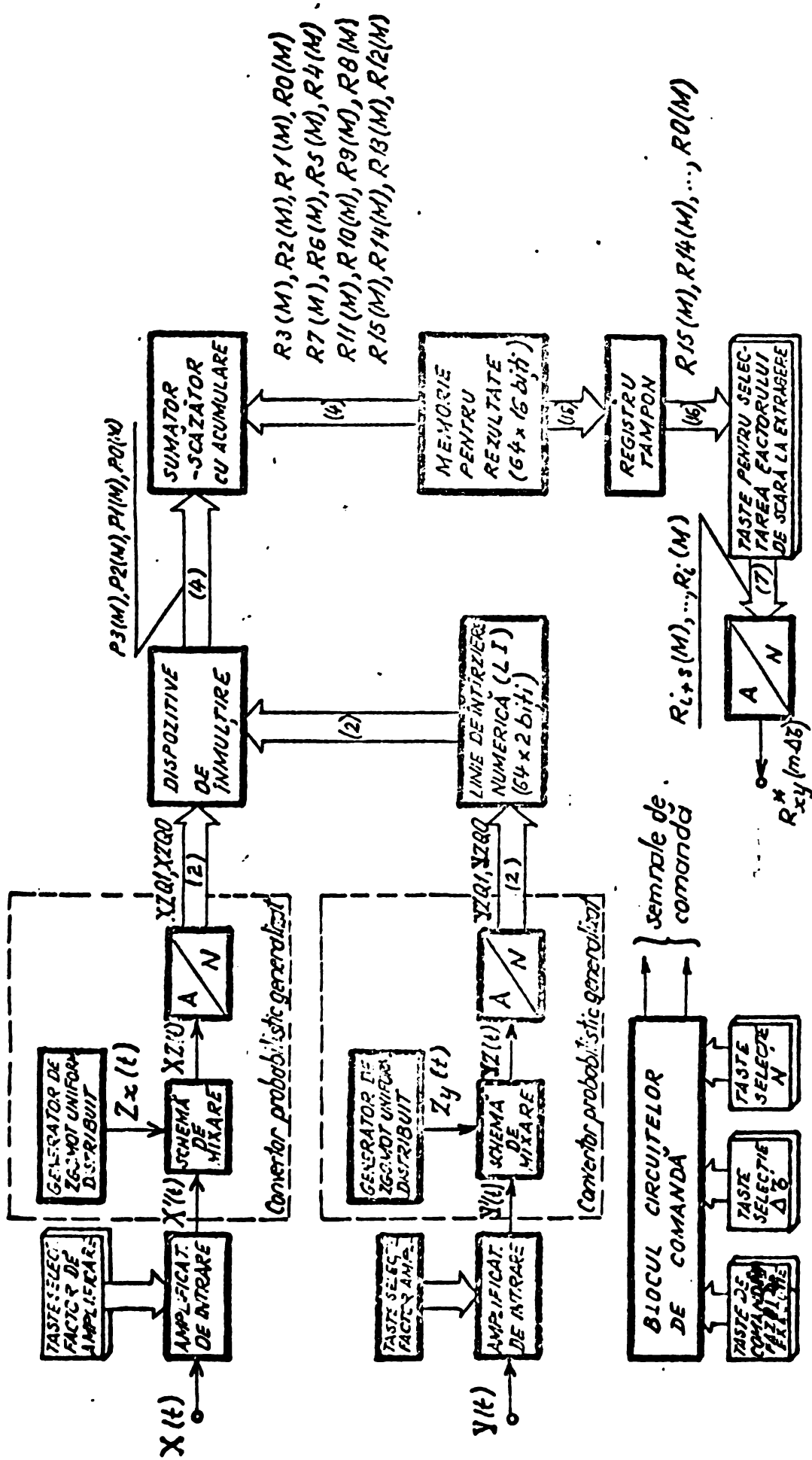


Fig.5.3. Schema bloc și circulația informației în corelatorul realizat

produs este apoi adunat algebric cu numărul  $R_{15}(M), \dots, R_1(M), R_0(M)$  care reprezintă integrala corespunzătoare valorii  $R_{xy}(m, \Delta z)$  a funcției de corelație. Insumarea se face în mod serie-paralel începînd cu tetrada  $R_3(M), R_2(M), R_1(M), R_0(M)$ , cea mai puțin semnificativă. Bitul  $R_{15}(M)$  este bitul de semn al integralei. Valorile numerice a tuturor celor 64 de integrale, corespunzătoare întregii funcții de corelație calculate, se păstrează într-o memorie de rezultate avînd capacitatea de  $64 \times 16$  biți.

Procedura de calcul constă în repetarea a  $N$  cicluri, în cadrul fiecărui ciclu adăugîndu-se la fiecare din cele 64 de integrale cîte un produs corespunzător lui  $m = 0, 1, 2, \dots, 63$ . În final, la terminarea fazei de calcul fiecare integrală este rezultatul prelucrării a cîte  $N$  perechi de eșantioane. Valoarea lui  $N$  cît și valoarea lui  $\Delta z$  sînt prestabilite cu ajutorul unor taste de selecție. Blocul circuitelor de comandă asigură atît eșantionarea la pasul  $\Delta z$  împus cît și încheierea procedurii de calcul la consumarea numărului de perechi de eșantioane,  $N$ , prescris.

Faza de calcul trebuie să fie precedată întotdeauna de faza de inițializare, în decursul căreia toată memoria de rezultate este anulată, creîndu-se premisele începerii procesului de integrare.

După consumarea procedurii de calcul a valorilor funcției de corelație, se poate trece la faza de extragere a rezultatelor din memorie. Fiecare valoare calculată a funcției de corelație este extrasă în registrul tampon sub forma unui număr binar, cu semn, avînd lungimea de 16 biți. Corelatorul dispune de posibilitatea alegerii unui factor de scară la extragere prin selectarea a unui grup de 6 biți de o anumită pondere dintre cei 15 biți de mantisă a numărului din registru tampon. Cei 6 biți selectați plus bitul de semn  $R_{15}(M)$  sînt apoi convertiți sub formă analogică astfel încît valoarea calculată a funcției de corelație se prezintă la ieșire sub forma unei tensiuni negative sau pozitive. La extragere memoria este baleiată succesiv astfel încît la ieșire apar una după alta, în ordine, toate cele 64 de valori ale funcției de corelație calculate. Baleierea rezultatelor din memorie pentru extragere se poate face automat : repstîndu-se ciclic atunci cînd afișarea rezultatului se face

pe osciloscop sau sub forma unei singure secvențe a celor 64 de valori atunci cînd afișarea rezultatului se face pe înregistra-  
tor în coordonate. Există și posibilitatea baleierii memoriei  
în ritmul comandat manual de la panoul frontal, atunci cînd afi-  
șarea rezultatului se face pe instrumentul de măsură încorporat  
în corelator.

Fazele care se doresc a fi executate (INITIALIZARE, CALCUL,  
și EXTRAGERE) cît și modalitatea de extragere se comandă de că-  
tre utilizator prin acționarea tastelor corespunzătoare de pe  
panoul frontal al corelatorului.

Blocul circuitelor de comandă asigură generarea cîte unui  
program de impulsuri de comandă, specific fiecăruia dintre regi-  
murile de funcționare comandat la tastatură de către utilizator.

Structura corelatorului a fost implementată în cea mai  
mare parte cu circuite integrate TTL de complexitate simplă sau  
medie. Doar memoria pentru rezultate a fost realizată cu circui-  
te integrate pe scară largă, MOS, constînd din patru registre de  
deplasare de cîte 256 biți.

Corelatorul dispune de surse proprii de curent continuu  
fiind necesară alimentarea sa doar de la rețeaua de 220 V, 50 Hz.

În fig.5.4 se prezintă o fotografie a corelatorului văzut  
dinspre panoul frontal. Pe fotografie sînt localizate diferitele  
taste de comandă și selecție, bornele pentru intrarea și respec-  
tiv ieșirea semnalelor cît și becurile de semnalizare.

În fig.5.5 se prezintă corelatorul văzut de sus, fără ca-  
pacul superior, astfel încît pot fi identificate plachetele cu  
circuite integrate, pe care sînt amplasate diversele blocuri  
funcționale.

Amplificatoarele de intrare sînt identice pentru ambele  
canale. Au o impedanță de intrare de  $50\text{ k}\Omega \parallel 50\text{ pF}$ . Permit o re-  
glare în trepte a amplificării conform următoarelor valori :  
15; 5; 1,5; 0,5; și 0,15. Semnalul de la ieșirea amplificatoru-  
lui,  $X'(t)$  sau  $Y'(t)$ , are o plajă de variație de  $\pm 1,5\text{ V}$ . Amplifi-  
catoarele asigură fără nici o problemă o caracteristică de am-  
plificare constantă în gama de frecvențe impusă (0...1 kHz).

Generatoarele de zgomot uniform distribuit furnizează sem-  
nale de tipul "dinte de fierăstrău", ceea ce le asigură o distri-  
buție uniformă. Domeniul de variație al acestor semnale, cu me-

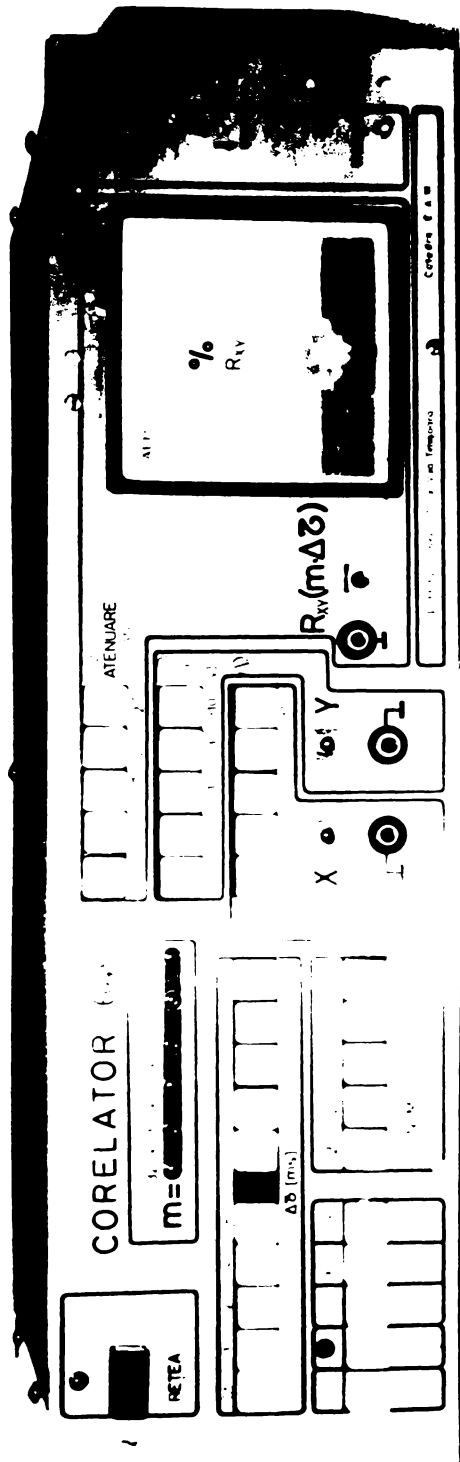


Fig. 3.4. Poziția control al corelatorului.

Convertoarele analog-numerice și dispozitivul de înmulțire

Generatoarele de zgomot și schemele de mixare

Amplificatoarele de intrare

Linia de intrare

Sumatorul-oscilator cu acumulare

Registrul tampon

Memoria

Numărătorul de adrese ale memoriei

Dispozitivul de comandă

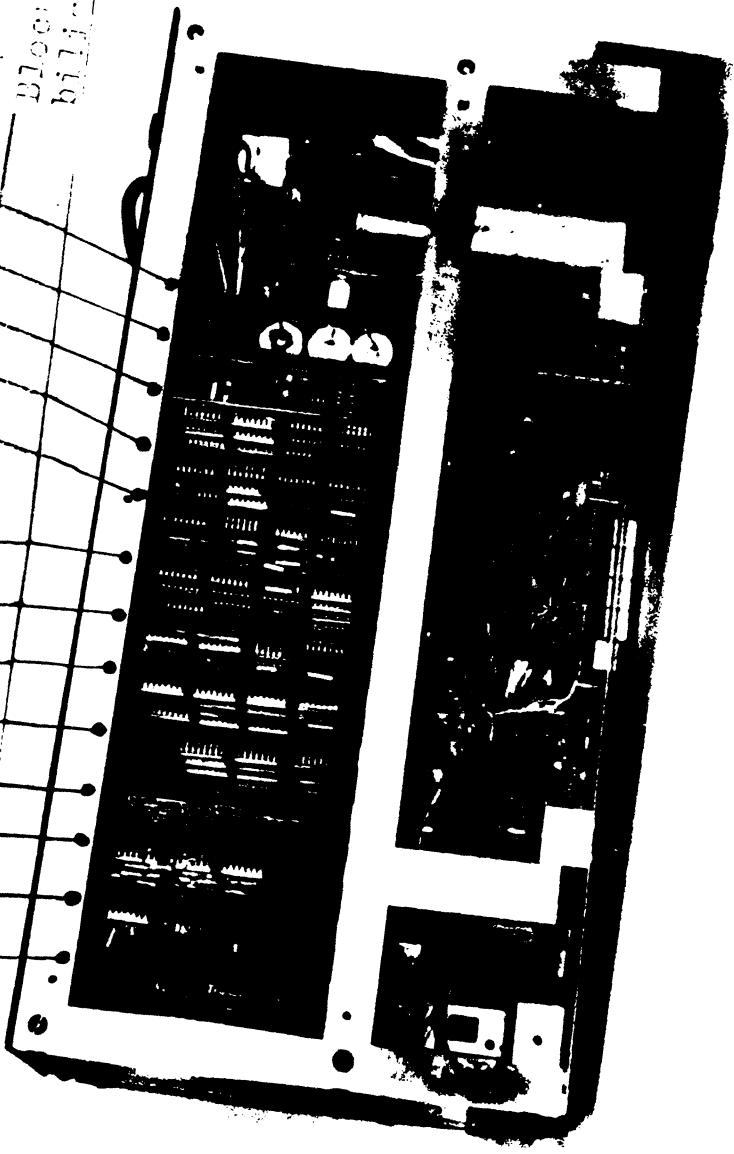
Dispozitivul de comandă

Dispozitivul de comandă

Convertoarele analog-numeric

Blocul dispozitivelor de comandă

Dispozitivul de comandă



dia nulă, este de  $\pm 0,5$  V. Pentru a se asigura aleatorismul pan-tele semnalelor nu sînt constante, ele modificîndu-și valoarea în mod aleator, comandat de un generator de zgomot aleator, gaussian [52]. Realizarea de către autorul tezei a unui astfel de generator de zgomote aleatoare, cu distribuție uniformă și continuă rezolvă una din problemele majore ale conversiei probabilistice generalizate : sursa de zgomot aleator uniform distribuit. Această sursă este, de obicei, realizată pe baza unui registru de deplasare cu reacție [22, 40] ceea ce duce la o cuantizare nedorită a zgomotului auxiliar și impune, așa cum s-a arătat în cap.4.6, o limitare intrinsecă a preciziei conversiei. Utilizarea unei surse de zgomot uniform continuu permite o îmbunătățire nelimitată a preciziei, pe măsură ce crește numărul (N) de eșantioane prelucrate.

Cele două generatoare de zgomot aleator, uniform distribuit, utilizate în canalele X și Y, sînt complet independente astfel încît zgomotele  $Z_x(t)$  și  $Z_y(t)$  sînt necorelate, neintroducînd erori suplimentare în estimarea funcției de corelație a semnalelor de intrare.

În figurile 5.6 și 5.7 se prezintă oscilogramele celor două zgomote auxiliare, aleatoare, uniform distribuite.

Schemele de mixare sînt identice pentru ambele canale de intrare. Constau din cîte un amplificator-sumator. Realizează mixarea semnalelor de intrare cu zgomotele auxiliare aleatoare, uniform distribuite.

Convertoarele analog-numeric, identice pentru ambele canale de intrare, sînt de tip paralel și au caracteristica de transfer conform figurii 5.8. Rezultatul conversiei este memorat în bistabile R-S construite din porți SI-NU, sincronizate de un impuls de strobare. Informația care rămîne în aceste bistabile, considerată rezultat al conversiei, reprezintă valoarea cuantizată a semnalului de intrare corespunzătoare duratei frontului posterior al impulsului de strobare. Datorită acestui fapt nu mai este necesară eșantionarea cu memorare înainte de conversie aceasta realizîndu-se implicit în partea numerică a convertorului. Porțile SI-NU utilizate sînt din familia TTL-rapidă astfel încît timpul lor de comutare este minim ( $\approx 6$  ns) rezultînd deci și o durată de eșantionare neglijabilă ( $\approx 20$  ns) [50].

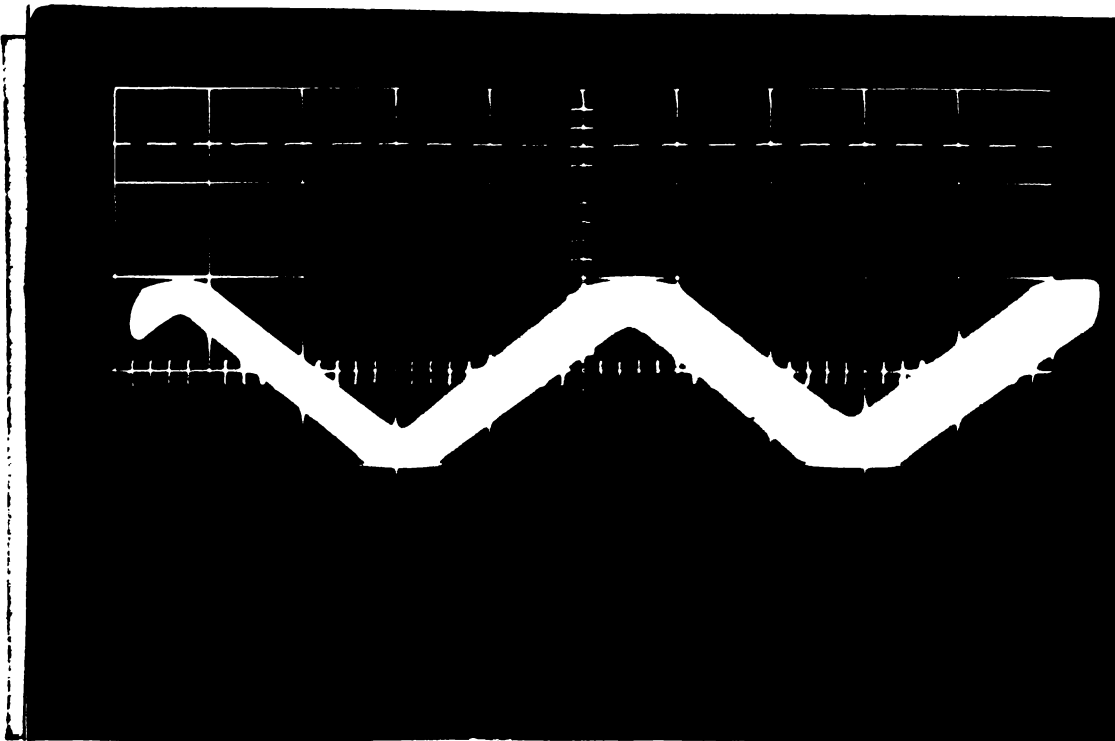


Fig.5.6. Oscilograma zgomotului auxiliar  $Z_x(t)$

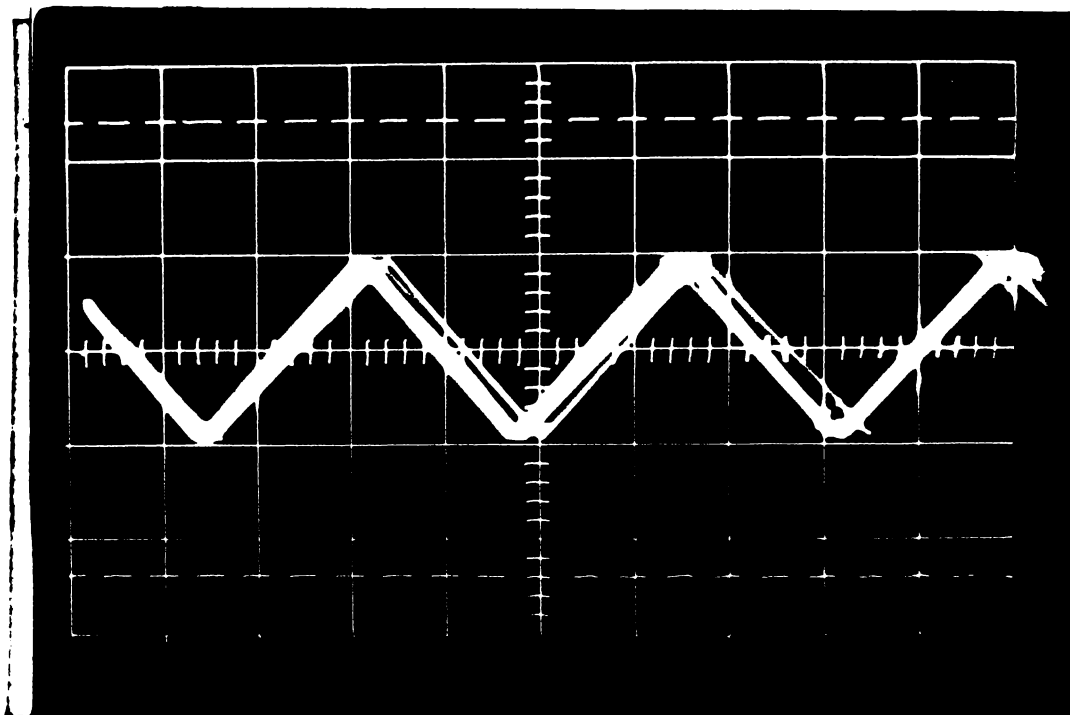


Fig.5.7. Oscilograma zgomotului auxiliar  $Z_y(t)$

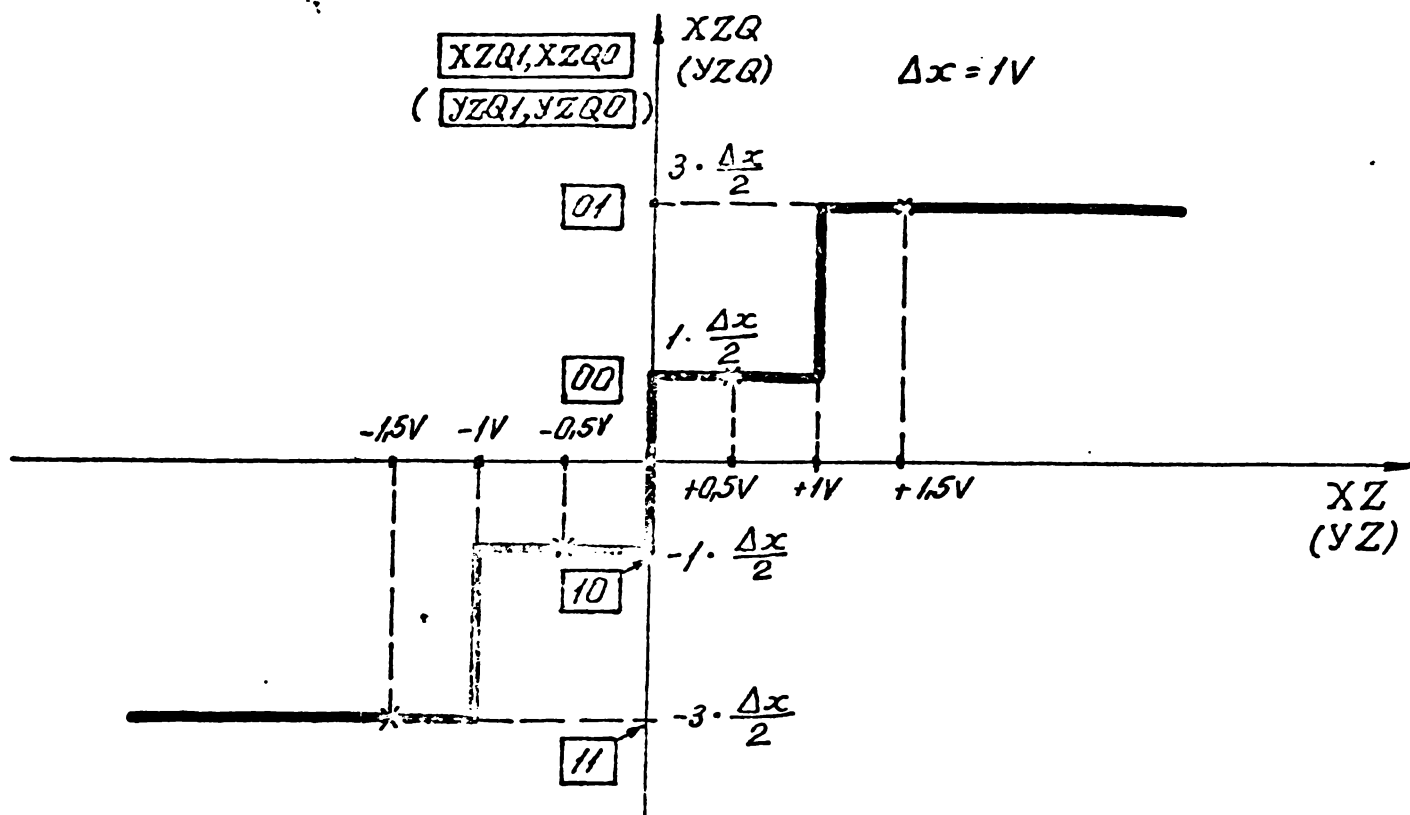


Fig.5.8. Caracteristicile de transfer ale convertoarelor analog/numerice

Linia de întârziere numerică constă din 2 registre de deplasare de câte 64 biți fiecare. Fiecare registru de deplasare este realizat prin inserierea a 8 registre de deplasare integrate TTL de tip 5N 7491 , fiecare de câte 8 biți. Linia de întârziere dispune de posibilitatea efectuării unei recirculări a întregului conținut, între două introduceri succesive de noi eșantioane în linia de întârziere. Această recirculare este impusă de algoritmul de execuție a procedurii de calcul a funcției de corelație. Frecvența maximă de introducere a noilor eșantioane în linie este de 18 MHz.

Dispozitivul de înmulțire este de tip paralel și constă dintr-o schemă logică combinațională realizată cu circuite integrate TTL. Efectuează înmulțirea între doi operanzi cu semn,  $XZQ1, XZQ0$  și respectiv  $YZQ1(M), YZQ0(M)$ , având lungimea de câte doi biți și furnizează rezultatul sub forma unui număr binar cu



semn, avînd lungimea de 5 biți : P4(M), P3(M), P2(M), P1(M), P0(M). Acest număr reprezintă valoarea produsului exprimată în cod complement față de unu :

Valoarea produsului [ $\Delta x^2/4$ ]	Număr binar corespunzător				
	Semn	Mantisă			
	P4(M)	P3(M)	P2(M)	P1(M)	P0(M)
+ 9	0	1	0	0	1
+ 3	0	0	0	1	1
+ 1	0	0	0	0	1
-11	1	1	1	1	0
- 3	1	1	1	0	0
- 9	1	0	1	1	0

În tabel au fost considerate toate valorile posibile ale produsului. Deoarece valoarea absolută maximă a produsului este 9 pentru codarea ei sînt necesari 4 biți de mantisă. Timpul cerut pentru efectuarea unei înmulțiri este de 50 ns.

Sumatorul-scăzător cu acumulare efectuează integrările printr-o procedură serie-paralel, adunînd sau scăzînd în paralel cîte 4 biți. Tetradele sînt operate astfel una după alta începînd cu tetrada cea mai puțin semnificativă. O integrare completă constă în adunarea sau scăderea a patru tetrade. Sumatorul-scăzător care efectuează operațiile aritmetice este realizat în jurul unui sumator integrat CDB 483E pentru operanzi de 4 biți. Operanzii se prezintă în cod complementar față de doi.

Memoria pentru rezultate are o capacitate de 64 cuvinte de cîte 16 biți fiecare. Constă din 4 registre de deplasare avînd fiecare o capacitate de 256 biți, realizate în tehnologia MOS, de tipul FDN156A. Datele reprezentînd valorile curente ale celor 64 de integrale care definesc funcția de corelație, sînt introduse sau extrase sub formă de tetradă. Frecvența maximă de manipulare a acestor tetrade este de 1 MHz. Memoria de tip serie și folosind circuite integrate în tehnologia MOS, este lentă și constituie elementul de strângere în lanțul de prelucrare a informa-

ției, limitînd superior în ultimă instanță banda semnalelor ce se pot prelucra corelativ.

Registrul tampon realizează asamblarea numerelor care reprezintă valorile integralelor ce definesc funcția de corelație. Aceste numere cu lungimea de cîte 16 biți sînt extrase din memorie tetrată după tetradă și asamblate în registrul tampon într-o formă acceptabilă pentru afișarea lor.

Tastele pentru selectarea factorului de scară la extragere permit selectarea unui grup parecare de 6 biți consecutivi dintre cei 15 biți de mantisă disponibile la ieșirile registrului tampon. Selectînd aceste grupe începînd de la un anumit rang se stabilește și factorul de scară la extragere. Omiterea unor biți semnificativi de rang superior celor extrași, duce la apariția unor erori de trunchiere astfel încît este recomandabil ca selectarea grupelor ce se afișează să înceapă de la rangul cel mai semnificativ al mantisei.

Convertorul numeric-analogic primește la intrare bitul de semn, al numărului din registrul tampon și grupul celor 6 biți selectați de la tastele de selecție a factorului de scară la extragere. Furnizează la ieșire o tensiune corespunzătoare cu valoarea funcției de corelație conținută în registrul tampon. Această tensiune este în permanență afișată pe instrumentul de măsură încorporat în corelator. Ieșirea convertorului este accesibilă de la panoul frontal al corelatorului astfel încît să poată fi afișată și la alte aparate indicatoare cu intrare analogică (osciloscop, înregistrator în coordonate).

Blocul circuitelor de comandă asigură secvența de impulsuri de comandă necesar pentru buna prelucrare a datelor și circulația acestora între blocurile descrise mai înainte.

Blocul circuitelor de comandă generează diverse secvențe de semnale de comandă, funcție de faza prestabilită de la tastatura de comandă a fazelor aflată pe panoul frontal al corelatorului. Există posibilitatea punerii corelatorului în oricare dintre următoarele regimuri de funcționare :

- inițializare, comandat prin acționarea tastei INIT și avînd ca efect inițializarea memoriei de rezultate înainte de începerea calculului ;

- calcul, comandat prin acționarea tastei CALCUL. În decursul acestei faze se efectuează prelevarea eșantioanelor din semnalele de intrare, conversia lor în formă probabilistică generalizată și calcularea pe baza acestora a celor 64 de valori ale funcției de corelație. Pasul de eșantionare este selectat de la tastatura "Δτ" accesibilă de asemenea pe panoul frontal al corelatorului. Pentru Δτ pot fi prescrise valori între 0,5ms și 256 ms. Procesul de calcul durează pînă la consumarea întregului număr de perechi de eșantioane prescrise a fi prelucrate pentru găsirea fiecărei valori a funcției de corelație. Prescrierea numărului de perechi de eșantioane se face de la tastatura NUMAR ESANTIOANE accesibilă pe panoul frontal al corelatorului de la care tastatură putînd fi prescrise valori de la  $2^{12}$  pînă la  $2^{16}$ .

Procedura de calcul urmată este de tip paralel corespunzătoare unui corelator uniprocessor. Între două eșantionări succesive ale semnalelor de intrare se efectuează iterațiile pentru toate cele 64 de valori ale funcției de corelație aflate în calcul. Pentru aceasta eșantionul  $X(k \cdot \Delta\tau)$  prelevat la momentul curent de timp  $k \cdot \Delta\tau$  se înmulțește cu eșantionul  $Y(k \cdot \Delta\tau)$  precum și cu toate celelalte 63 de eșantioane  $\{Y[(k-m) \cdot \Delta\tau] \mid m=1, 2, \dots, 63\}$  prelevate la momentele de timp anterioare. Cele 64 de produse astfel obținute se adună la valorile deja calculate ale integralelor corespunzătoare celor 64 de valori  $\{R_{XY}(m \cdot \Delta\tau) \mid m=0, 1, 2, \dots, 63\}$  ale funcției de corelație. În fig.5.9 se prezintă modul de prelevare și înmulțire a eșantioanelor în decursul fazei de calcul.

În fig.5.10 se prezintă secvența operațiilor care se execută în decursul fazei de calcul a valorilor funcției de corelație. În ordinogramă sînt reprezentate și principalele semnale de comandă care determină executarea diverselor operații care concură la realizarea fazei de calcul. Verificarea corectitudinii algoritmului s-a făcut prin simulare pe calculator conform metodei prezentate de autorul tezei în [78].

Detaliind ordinograma pînă la nivelul operațiilor elementare se poate apoi sintetiza schema dispozitivului de comandă. Înainte de implementarea schemei logice obținute s-a făcut o analiză asistată de calculator a funcționării ei. Programul de analiză conceput de autorul tezei [77] a permis depistarea eventua-

lelor hazarduri din funcționarea schemei logice prin simularea ei la nivel de poartă și circuit basculant, simularea făcându-se ținând cont de caracteristicile și dispersiile lor conform catalogului de circuite integrate.

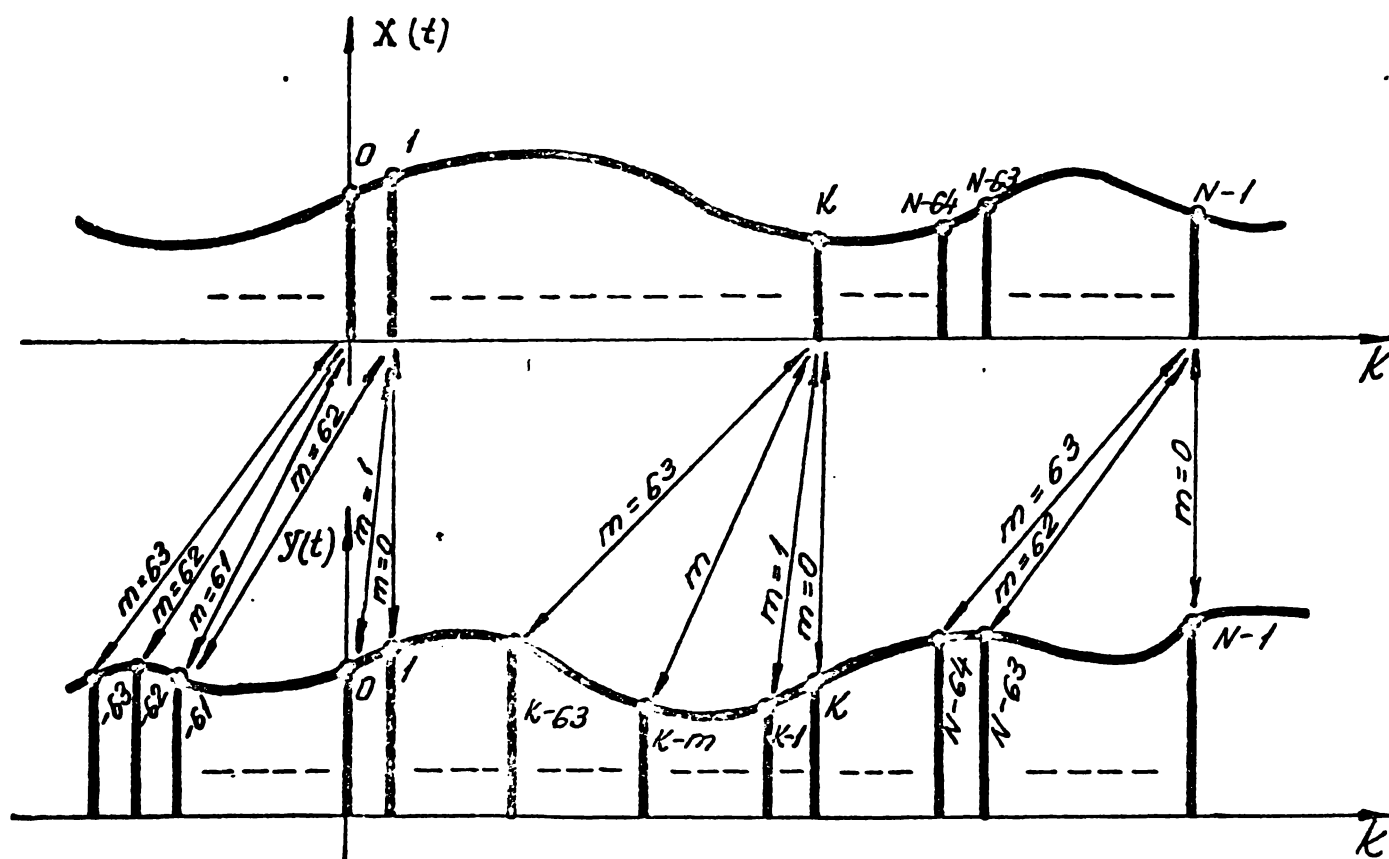


Fig.5.9. Prelevarea și înmulțirea perechilor de eșantioane din semnalele de intrare

- extragere cu afișare pe instrument, regim comandat prin acționarea tastei INSTR. Permite extragerea rezultatului în ritmul dorit utilizator, trecerea la următoarea valoare a funcției de corelație făcându-se prin acționarea butonului microîntrerupătorului "m=m+1" aflat în partea dreaptă jos a panoului frontal a corelatorului. Valoarea curentă a lui "m" (numărul pașilor  $\Delta\tau$  care constituie argumentul funcției de corelație  $R_{XY}(m, \Delta\tau)$ ) este afișată în binar cu ajutorul a 6 becuri de pe panoul frontal al corelatorului.

- extragere cu afișare continuă pe osciloscop, se declanșează prin acționarea tastei OSC. Permite afișarea datelor prin osciloscop prin extragerea lor într-o secvență continuă din memorie cu o perioadă de schimbare a valorilor de 0,5 ms.

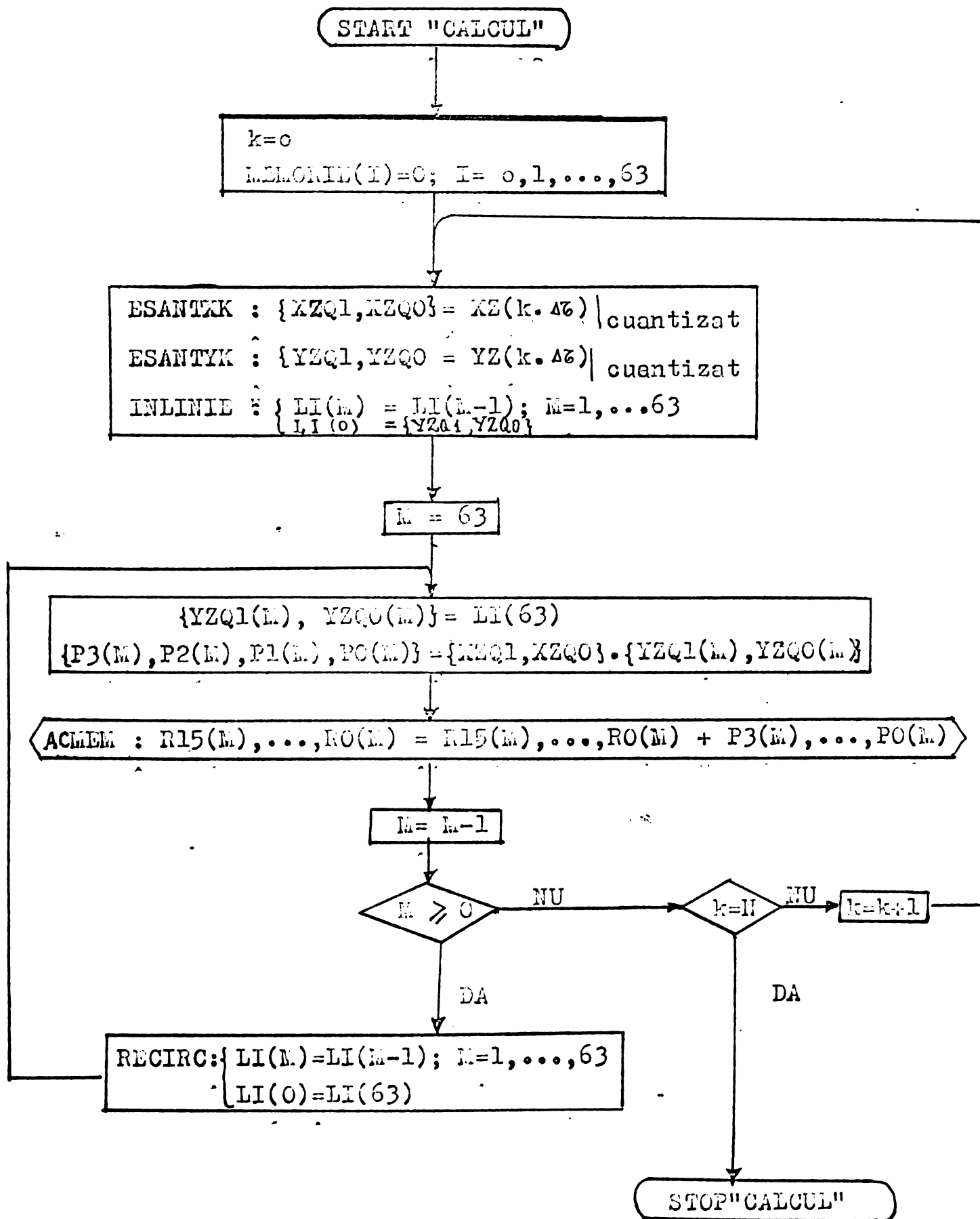


Fig.5.10. Ordinograma operațiilor ce se execută în faza "CALCUL".

- extragere cu afișare pe înregistrare în coordonate ; faza se declanșează prin acționarea tastei INREG. Are ca efect extragerea unei singure secvențe de a celor 64 de valori ale funcției de corelație calculate. Perioada de schimbare a datelor afișate este de 256 ms.

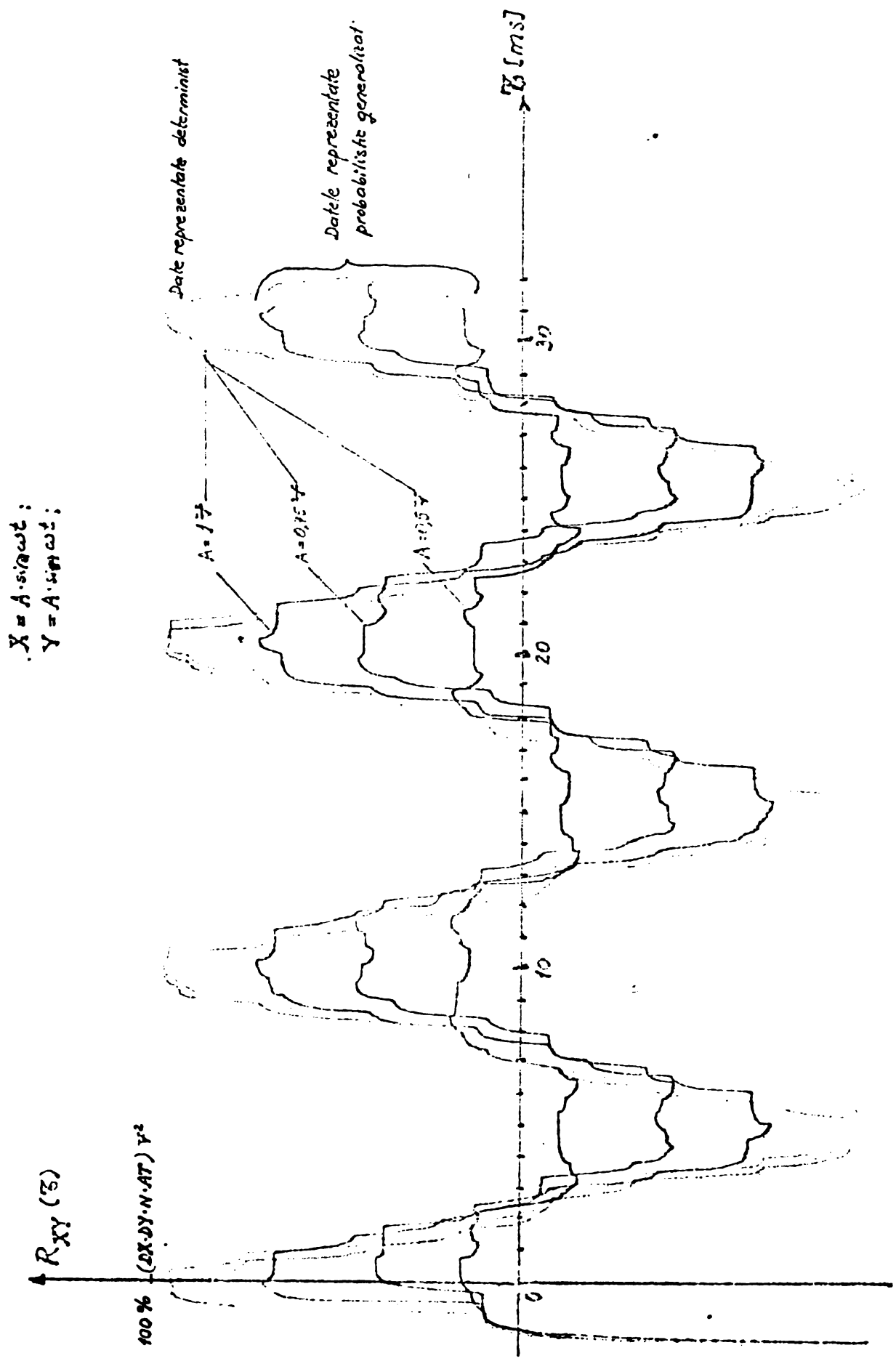
## 5.2. Măsurători și verificări experimentale

O primă categorie de verificări experimentale au urmărit să evidențieze îmbunătățirea preciziei de estimare a funcției de corelație în cazul utilizării reprezentării probabilistice generalizate față de cazul utilizării reprezentării deterministe a datelor. De asemenea performanțele corelatorului au fost verificate și în cazul unor aplicații reprezentative pentru domeniul măsurătorilor corelative, rezultatele experimentale obținute fiind în concordanță deplină cu cele scontate teoretic.

5.2.1. Îmbunătățirea preciziei prin utilizarea reprezentării probabilistice generalizate în locul reprezentării deterministe a datelor a fost evidențiată prin determinarea funcției de autocorelație a uneia și aceleiași mărimi de intrare o dată prin suprapunerea zgomotelor auxiliare peste semnalul de intrare înainte de cuantizare și a două oară prin cuantizarea directă a semnalului de intrare. În ambele cazuri cuantizarea a comportat același număr de 4 intervale de cuantizare.

În fig.5.11 se prezintă funcțiile de autocorelație rezultate în ambele cazuri pentru trei valori ale amplitudinii semnalului sinusoidal centrat aplicat la intrarea corelatorului. Dacă se calculează funcția de autocorelație pe baza reprezentării deterministe nu apare nici o diferență între funcțiile de autocorelație corespunzătoare unor valori diferite ale amplitudinii semnalului de intrare : 1 V; 0,75 V; și 0,5 V. Utilizând reprezentarea probabilistică generalizată distincția dintre cele trei funcții de autocorelație apare clar atât calitativ cât și cantitativ. Astfel, așa cum se poate vedea din reprezentările grafice obținute la ieșirea corelatorului, pentru semnalele sinusoidale de intrare cu amplitudinile de 0,5 V și 1 V, aflate în raportul 1:2, se obțin în cazul utilizării reprezentării pro-

$N=2''$   
 $\sigma_X = \sigma_Y = 13 \mu$   
 $A_T = 2''$   
 $\Delta t = 0,5 \text{ ms}$



$X = A \cdot \sin \omega t$   
 $Y = A \cdot \sin \omega t$

Fig.5.11. Îmbunătățirea preciziei de estimare a funcției de corelație prin folosirea reprezentării probabilistice

babilistice generalizate funcții de autocorelație avînd amplitudinile în raportul 1:4, conform premizelor teoretice. În toate cazurile semnalele de intrare au avut aceeași frecvență și au fost utilizate aceleași valori ale amplificărilor de intrare factorilor de scară la extragere, pas de eșantionare și număr de eșantionare prelucrate.

### 5.2.2. Măsurători corelative reprezentative efectuate cu ajutorul corelatorului realizat

Aplicațiile corelatoreselor în practică se bazează în ultimă instanță doar pe cîteva tipuri de măsurători: detectarea corelativă a semnalelor înecate în zgomot, determinarea corelativă a defazajelor (decalajelor în timp) dintre două semnale de același tip și determinarea corelativă a funcțiilor de transfer a unor instalații aflate în condiții normale de funcționare [6, 34, 45, 61, 62].

În fig.5.12 se prezintă oscilograma reproducă de pe un osciloscop cu două canale pentru un semnal sinusoidal de 70 Hz înecat în zgomot. La primul canal a fost aplicat semnalul înecat în zgomot (în care este imposibil de sesizat prezența semnalului sinusoidal) iar la al doilea canal a fost oscilografiat semnalul sinusoidal înainte de a fi înecat în zgomot. Oscilograamele corespunzătoare celor două canale au fost suprapuse astfel încît a rezultat o imagine edificatoare pentru ponderea pe care o are în ansamblu semnalul sinusoidal ce trebuie detectat (s-a folosit aceeași amplificare pentru ambele canale de intrare ale osciloscopului).

În fig.5.13 se prezintă funcția de autocorelație furnizată la ieșirea înregistratorului de către corelator. Deși încă perturbată de zgomot, funcția de autocorelație are un clar caracter periodic și furnizează cu o precizie mai bună de 1,5% valoarea  $T = 14,45$  ms a perioadei semnalului sinusoidal de 70 Hz (avînd perioada  $T = 14,285..$  ms) înecat în zgomot (gaussian, cu banda între 20 Hz și 20 kHz).

O estimare și mai bună a perioadei semnalului sinusoidal înecat în zgomot se obține prin intercorelația dintre semnalul înecat în zgomot și un semnal sinusoidal neperturbat avînd aceeași perioadă cu cea scontată pentru semnalul înecat în zgomot. În fig.5.14 se prezintă funcția de intercorelație obținută la ieșirea corelatorului avînd la o intrare același semnal înecat



în zgomot iar la cealaltă intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 70 Hz. Așa cum rezultă din figură și cum era și de a-

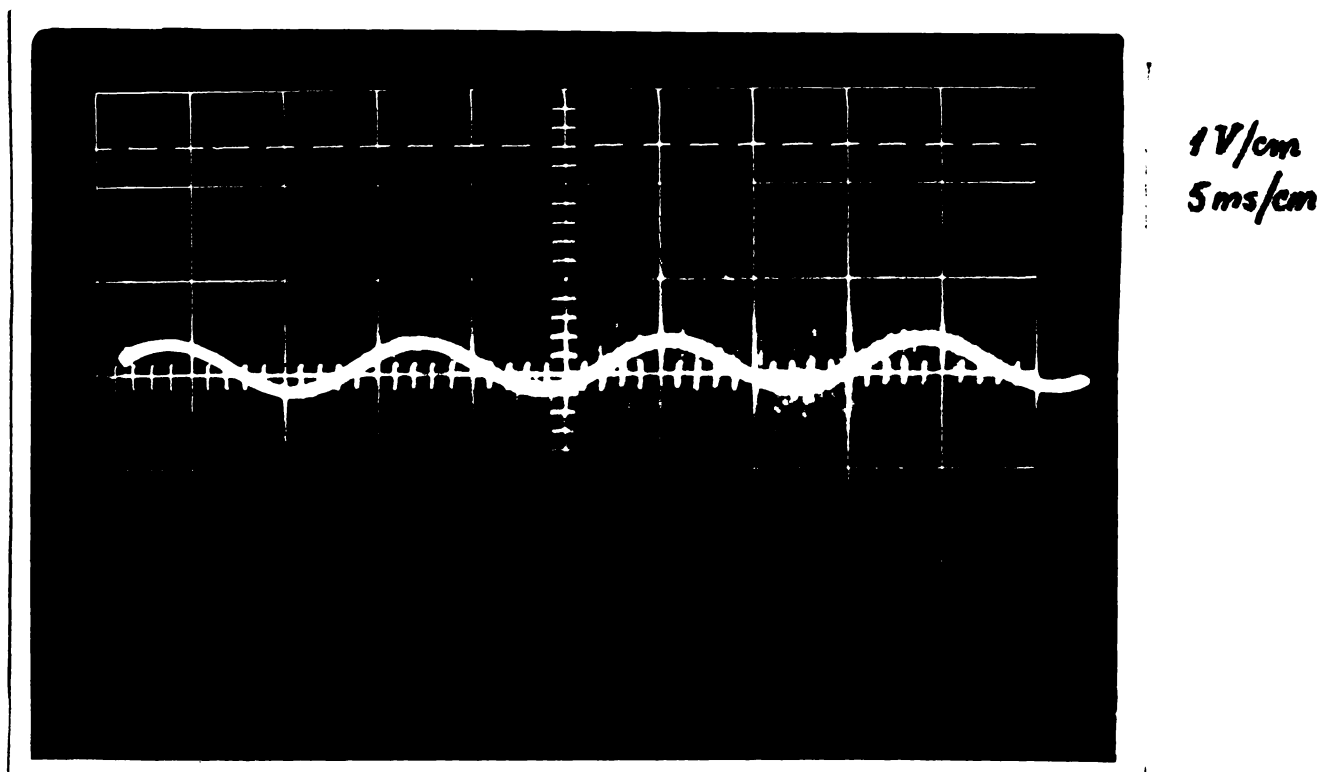


Fig.5.12. Oscilogrammele semnalului sinusoidal înneecat în zgomot și a aceluiaș semnal înainte de perturbarea sa.

șteptat [45, 63] raportul semnal/zgomot al funcției de intercorelație este superior celui obținut în cazul autocorelației. De asemenea și estimarea perioadei semnalului înneecat în zgomot este mai precisă. Astfel prin intercorelație s-a obținut pentru perioadă o valoare  $T = 14,3$  ms realizându-se astfel o precizie sub 0,5%.

Măsurarea corelativă a defazajelor (decalajelor în timp) dintre două semnale de același tip stă la baza unei game largi

$N = 2^{16}$   
 $\Delta X = \Delta Y = 13 \mu$   
 $AT = 2^{-8}$   
 $\Delta t = 0,5 \text{ ms}$

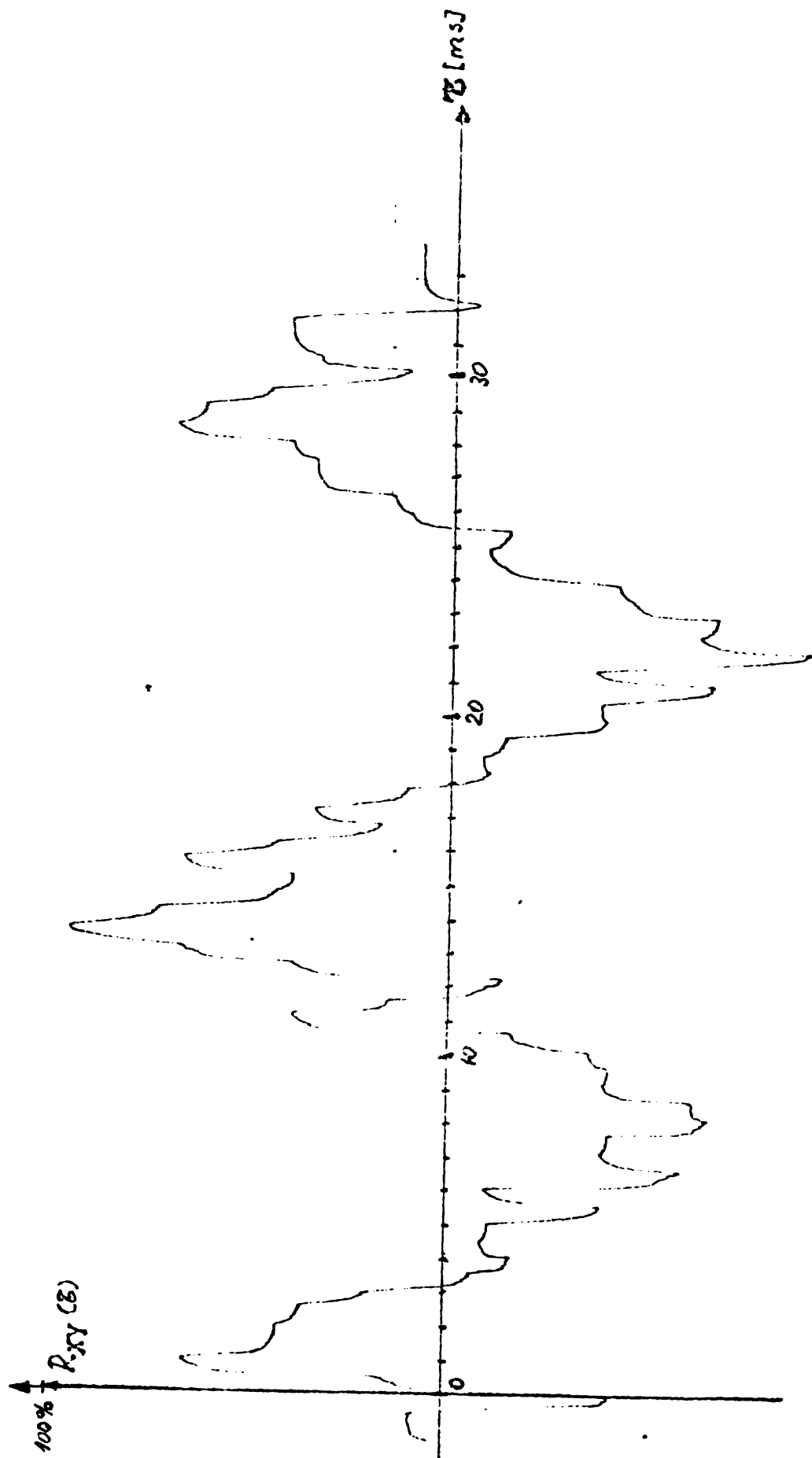


Fig.5.13. Funcția de autocorelație a sinusoidelor în zgomot

$N=2^6$   
 $DX = \pm 1V$   
 $DY = \pm 3V$   
 $AT = 2^{-9}$   
 $\Delta t = 0,5 ms$

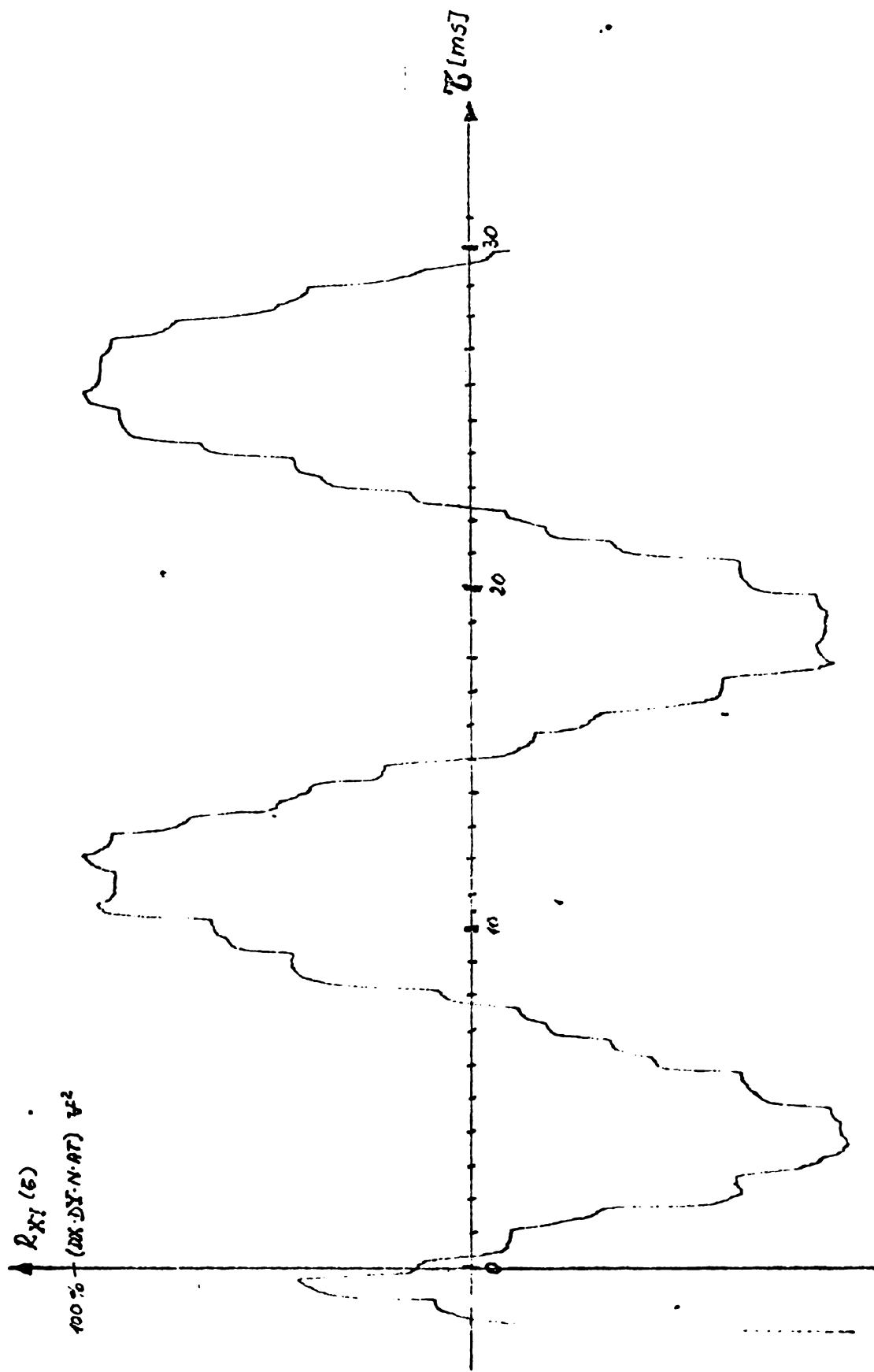


Fig.5.14. Funcția de intercorelație dintre sinusoida înneacăată în zgomot și o sinusoidă de aceeași frecvență dar neperturbată

de aplicații ale tehnicilor de măsură corelativă : măsurarea distanțelor (altitudinea avioanelor, adâncimea apei, determinarea unor căi de propagare acustică), măsurarea vitezelor (viteza avioanelor, viteza navelor, viteza laminatelor, viteza de propagare a variațiilor de temperatură din fluide)[6, 34, 45, 48, 60, 62].

În fig.5.15 se prezintă oscilogrammele a două semnale sinusoidale de aceeași frecvență, defazate cu 3,25 ms. Prin intercorelarea celor două semnale cu ajutorul corelatorului realizat s-a obținut o funcție de intercorelație defazată față de funcția de autocorelație a unuia din semnale, așa cum se poate vedea în fig.5.16, cu valori  $T = (3,1 - 3,3)$ ms, rezultând deci o eroare sub 5%. Precizia relativ scăzută se datorește numărului mic de eșantioane utilizate ( $N = 2^{12}$ ), creșterea acestui număr conducând la o îmbunătățire a preciziei.

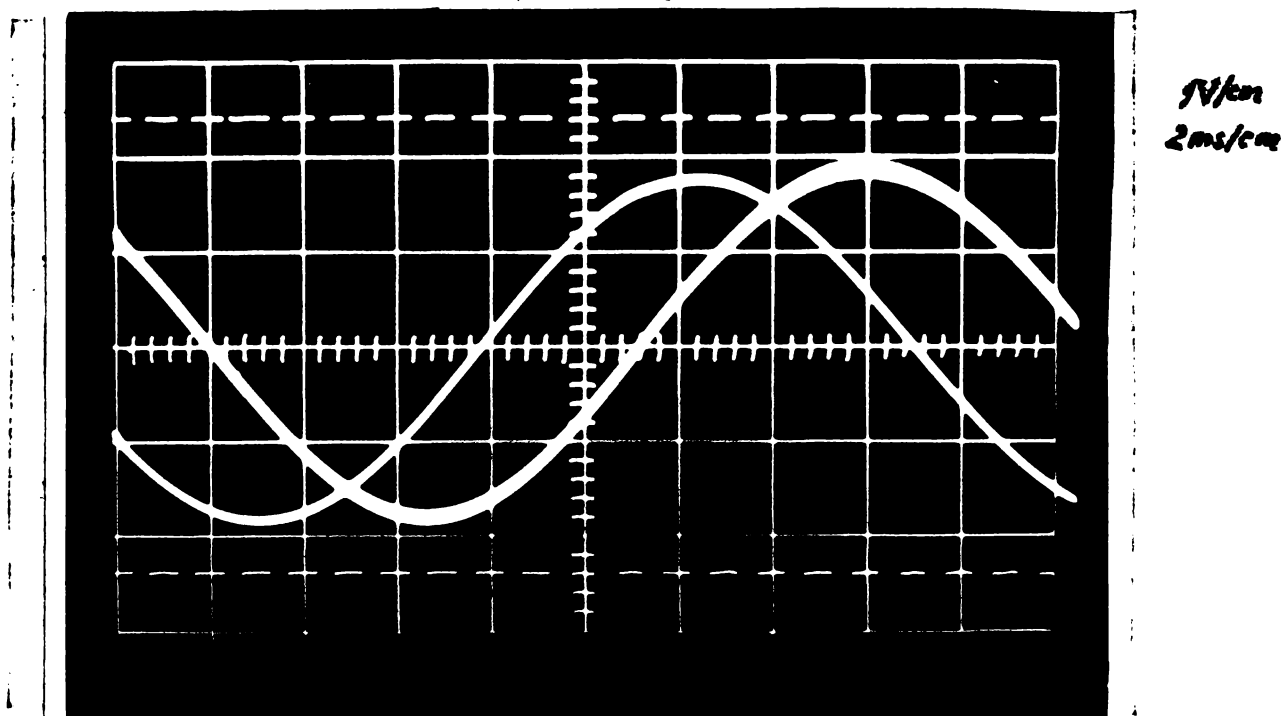


Fig.5.15. Oscilogrammele a două semnale de la intrarea în corelator pentru măsurarea corelativă de defazajului

$$N = 2^8$$

$$\Delta X = \Delta Y = \pm 1 \text{ V}$$

$$\Delta T = 2^{-10}$$

$$\Delta Z = 9.5 \text{ ms}$$

$$R_{XX}(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k x_{k+z}$$

$$R_{YY}(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_k y_{k+z}$$

$$R_{XY}(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k y_{k+z}$$

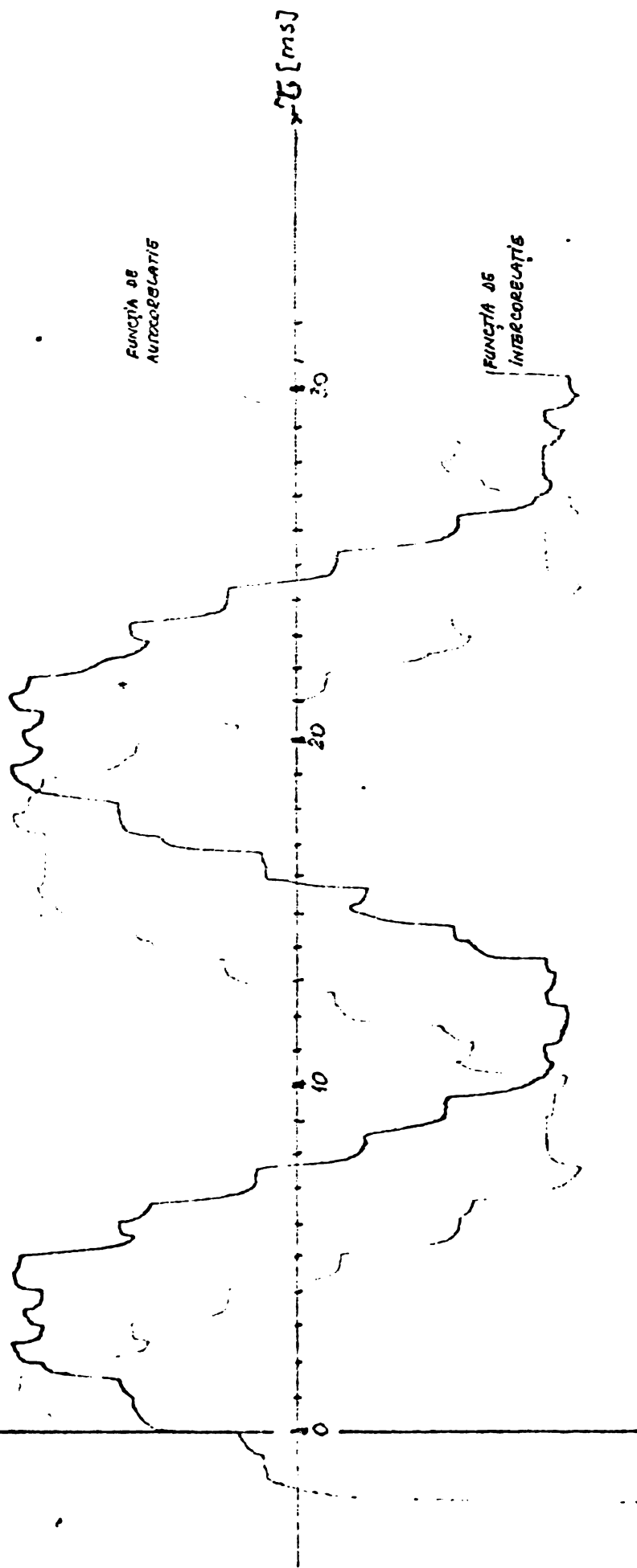


Fig.5.16. Funcțiile de autocorelație și respectiv intercorelație a două semnale sinusoidale defazate

## 6. C O N C L U Z I I

Aparînd ca urmare a necesităţii de rezolvare a unor probleme ridicate de practica inginerescă şi cea de cercetare experimentală, mijloacele de măsurare corelativă s-au dezvoltat de-a lungul a unei perioade de aproape trei decenii. Evoluţia acestor mijloace de măsurare a avut loc în contextul dezvoltării spectaculoase pe care a cunoscut-o în această perioadă tehnologia componentelor electronice. Beneficiind de creşterea funcţionalităţii componentelor electronice pe de o parte şi scăderea costului acestor componente pe de altă parte tehnica de măsurare corelativă nu mai este în prezent îngrădită de dificultăţi de ordin tehnic sau economic. Tehnica de măsurare corelativă a evaluat de la realizarea unor dispozitive specializate pentru măsurarea funcţiei de corelaţie înspre realizarea unor sisteme complexe de analiză statistică multifuncţionale capabile ca printre alte funcţii statistice să determine şi pe cele de corelaţie. Lucrul în timp real constituie la ora actuală o cerinţă curentă pentru orice dispozitiv de măsurare corelativă.

În prezent, în dezvoltarea mijloacelor de măsurare corelativă se conturează următoarele tendinţe :

- realizarea unor dispozitive numerice de măsurare corelativă (corelatoare) avînd o complexitate redusă (1 - 2 biţi), singurele [ 22, 41, 57, 84, 95 ] care au mai rămas competitive din punct de vedere economic în lupta cu analizoarele statistice multifuncţionale. Îmbunătăţirea preciziei de măsurare a acestor corelatoare se realizează prin utilizarea, în interiorul lor, a reprezentării probabilistice.

- realizarea unor analizoare statistice complexe, multifuncţionale, capabile să calculeze şi funcţiile de corelaţie. Sînt dispozitive numerice, de complexitate mare ( operanzi de 4, 8 sau 16 biţi) realizate în jurul unor microprocesoare [ 80, 85, 101 ] caracterizîndu-se printr-o mare flexibilitate şi po-

sibilități de dezvoltare. În cazul acestora implementarea funcțiilor de măsurare corelativă constituie o problemă de "software" sau "firmware". Îmbunătățirea performanțelor de măsurare corelativă se realizează pe seama perfecționării algoritmilor de calcul [11, 36, 58, 69, 81].

- realizarea unor dispozitive de măsurare corelativă cu aplicații speciale, <sup>acestea</sup> sînt în marea lor majoritate de tip analogic și sînt destinate prelucrării unor semnale de înaltă frecvență [34, 38, 99] sau prelucrării unor semnale optice [34, 70].

Teza de doctorat se înscrie în cadrul acestor tendințe de dezvoltare a mijloacelor de măsurare corelativă, prezentînd contribuții la îmbunătățirea mijloacelor de măsurare atît din punct de vedere al metodelor "software" cît și a celor "hardware" de implementare a tehnicilor de măsurare corelativă.

#### Contribuțiile autorului :

1. Analiza critică a criteriilor de clasificare a dispozitivelor de măsurare corelativă și sistematizarea clasificării acestora pe baza unor criterii funcționale și constructive distincte : metoda folosită pentru determinarea funcției de corelație, ordinea de determinare a valorilor funcției, numărul de procesoare din structura corelatorului, principiul de reprezentare internă a mărimilor, modul de prelucrare a datelor, natura fizică a semnalelor în interiorul corelatorului.

2. Elaborarea unei metode obiective de proiectare structurală a dispozitivelor de măsurare corelativă. Obiectivizarea modului de alegere a structurii se face pe baza unui grafic de interdependență, stabilit între performanțele și elementele constructive ale dispozitivelor de măsurare corelativă. Impunîndu-se precizia de măsurare, gama de întârzieri și timpul maxim disponibil pentru măsurarea în timp real se pot determina : modul de prelucrare a datelor (numeric, analogic sau hibrid), numărul de procesoare, principiul de reprezentare internă a datelor (probabilistic sau determinist) precum și complexitatea procesului (numărul de biți în cazul prelucrării numerice).

3. Elaborarea a doi noi algoritmi pentru calculul numeric al funcției de corelație folosind modulația delta la reprezentarea semnalelor de intrare. Algoritmii reprezintă o alter-

nativă de implementare "software" a unei metode de calcul în paralel a valorilor funcției de corelație, brevetată de autorul tezei (brevet RSR nr.67.306 [65]). Algoritmii elaborați sînt rapizi, evitînd operațiile de înmulțire în timp real, fiind adecvați pentru implementarea într-un sistem de analiză realizat în jurul unui microprocesor. Cel de-al doilea algoritm permite chiar și reducerea numărului de adunări în timp real, înlocuindu-le prin simple numărări.

Algoritmii elaborați sînt superiori din punct de vedere al vitezei tuturor celorlalți algoritmi din aceeași clasă cunoscuți din literatură [10, 36, 94]. Astfel pentru calculul a "M" valori a funcției de corelație folosind "N" eșantioane din fiecare semnal, primul algoritm elaborat necesită :  $N(M+1)+M$  adunări, o înmulțire și M împărțiri, al doilea algoritm :  $N(M-2)$  numărări,  $(3.N+2.M-1)$  adunări, o înmulțire și M împărțiri, față de algoritmul clasic care necesită :  $(N.M-M)$  adunări,  $N.M$  înmulțiri și M împărțiri, sau față de algoritmul Kendall care necesită :  $(N.3M/2-3.M^2/4+3.M/2)$  adunări,  $N(M+3)/2-M^2/4+M/2-1$  înmulțiri și M împărțiri, sau față de algoritmul Watts care necesită  $N(M+1)$  adunări, M înmulțiri și M împărțiri.

4. Generalizarea principiului lui J.von Neumann [55] de reprezentare probabilistică a mărimilor și elaborarea "conceptului de reprezentare probabilistică generalizată" a mărimilor. Conform noului principiu semnalele de intrare modulcază în probabilitate niște semnale aleatoare auxiliare (avînd inițial prescrisă o anumită lege de distribuție) rezultînd semnale aleatoare cuantizate avînd legea de distribuție și valorile funcție de mediile semnalelor de intrare. În cadrul reprezentării probabilistice simple a lui von Neumann semnalele aleatoare modulate în probabilitate sînt cuantizate doar linear pe cînd în cadrul reprezentării probabilistice generalizate este acceptată cuantizarea în oricîte intervale.

Reprezentarea probabilistică generalizată este mai precisă decît reprezentarea deterministă folosind același număr de intervale de cuantizare. În cazul reprezentării probabilistice se poate determina chiar și poziția mediei semnalului de intrare în cadrul intervalului de cuantizare în care se află. Astfel se poate reduce eroarea de cuantizare inerentă oricărei reprezentări numerice deterministe, reducere cu atît mai pronunțată cu cît timpul conversiei este mai mare.



Admițând o cuantizare în mai multe intervale reprezentarea probabilistică generalizată este mai rapidă decât reprezentarea probabilistică simplă făcând posibil un compromis "complexitate-viteză" în construcția aparaturii de măsurare.

Elaborarea conceptului de reprezentare probabilistică generalizată reprezintă suportul teoretic de descriere a unei întregi game de aparatură de măsurare. Reprezentarea probabilistică generalizată își găsește aplicații în realizarea dispozitivelor de măsurare a mediilor de ordinul întâi [72, 74] și al mediilor de ordinul al doilea [22, 41, 75].

În aceeași clasă intră ca un caz particular și binecunoscutele aparate de măsurare din gama SEM [95].

5. Evidențierea influenței impreciziei de stabilire a plajei zgomotului auxiliar asupra preciziei de măsurare a mediilor pe baza reprezentării probabilistice generalizate. Studiul influenței acestui parametru efectuat la început de autor în cazul măsurării mediilor de ordinul întâi [73] este extins în teză și în cazul estimării funcțiilor de corelație (medii de ordinul al doilea) pe baza reprezentării probabilistice generalizate.

Studiul se referă la o problemă de interes practic, cea a instabilității în timp a plajei de variație a zgomotelor auxiliare. Rezultatele demonstrează menținerea unei îmbunătățiri a preciziei de estimare a funcției de corelație pe baza reprezentării probabilistice generalizate comparativ cu metoda clasică, deterministă, de calcul chiar și în cazul unor variații de ordinul procentelor ale plajei zgomotului auxiliar.

6. Elaborarea unui sistem de subprograme în FORTRAN pentru analiza asistată de calculator a comportării unui corelator utilizând reprezentarea probabilistică generalizată. Sistemul de subprograme se bazează pe metode originale, elaborate de autor pentru simularea pe calculator a structurilor numerice [77, 78] și pentru generarea unor numere pseudoaleatoare [68].

Simularea fidelă a corelatorului în diverse situații constituie un experiment util pentru studiul influenței diversilor parametri constructivi ai acestuia. Simularea a verificat pe deplin concluziile obținute pe cale analitică iar în cazul studiului influenței impreciziei plajei zgomotului auxiliar a

constituit singura metodă practic utilizabilă pentru o analiză cantitativă a acestei influențe, completînd rezultatele calitative obținute analitic.

7. Realizarea practică a unui corelator utilizînd reprezentarea probabilistică generalizată a datelor. Corelatorul realizat reprezintă o materializare a studiilor teoretice întreprinse de autor privind reprezentarea probabilistică generalizată și aplicațiile acesteia în tehnica de măsurare corelativă.

Corelatorul realizat de tip uniprocessor, permite calculul în paralel a 64 de valori ale funcției de corelație. Cuantizarea semnalelor în 4 intervale reprezintă un bun compromis (verificat și prin simularea pe calculator) între complexitate și viteză. Operînd cu date reprezentate prin numai doi biți, corelatorul realizat beneficiază pe de o parte și de avantajul unei complexități reduse a convertoarelor, liniei de întîrziere și a dispozitivului aritmetic de înmulțire și integrare iar pe de altă parte este de 26 ori mai rapid decît binecunoscutele corelatoare probabilistice polare din gama SEL produse industrial.

Corelatorul dispune de multiple facilități de prestabilire de la tastatura aflată pe panoul său frontal după cum urmează : 5 trepte de atenuare separat pentru fiecare intrare și pentru extragerea rezultatului, 10 trepte pentru întîrzierea elementară ( de la 0,5 ms la 256 ms), 5 trepte de valori pentru numărul de eșantioane  $N(2^{12}-2^{16})$ , 5 taste de regim de funcționare (inițializare, calcul, extragere pas cu pas cu citire la instrumentul de măsură incorporat în corelator, extragere cu afișare pe osciloscop, extragere cu afișare pe înregistrator mecanic în coordonate).

Generatoarele de zgomote auxiliare aleatoare uniform distribuite folosite în construcția corelatorului sînt de tip analogic, independente, construite conform unei scheme originale [52].

Măsurătorile efectuate cu ajutorul corelatorului realizat au verificat practic îmbunătățirea considerabilă a rezoluției în cazul utilizării reprezentării probabilistice generalizate față de cazul utilizării reprezentării deterministe cu același număr de intervale de cuantizare. )

Funcționarea corectă a corelatorului realizat a fost de asemenea verificată experimental în cazul unor măsurători corelative reprezentative : detecția unei sinusoidă înecate în zgomot (prin autocorelație și prin intercorelație) și măsurarea corelativă a întârzierilor (defazajelor) unor semnale.

## BIBLIOGRAFIE

1. Angot A., "Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică și telecomunicații" - Ed.Tehnică, București, 1970.
2. Antonov O.E., Demin V.P., Ivaniuk J.P., "Primenenie vîsokociastotnîh ortogonalinîh filtrov dlia postroenia korelometrov". - Radiotekhnika i Elektronika, tom XXII, no.12, 1977.
3. Ardeleanu Gh., Nicolau M., Druță G., "Lupta mijloacelor radiotehnice împotriva bruiajului". - Ed.Militară, București, 1975.
4. Balakrishnan A.V., (editor), "Communication Theory". - Mc.Graw-Hill, New-York, 1968.
5. Ball,G.A., "Korrelationsmessgeräte", - Veb.Verlag Technik, Berlin, 1972.
6. Ball J.A., "The Harvard Minicorrelator". - IEEE Tr.on Instr. and Measurement, June 1973.
7. Banta E.J., "On the Autocorrelation Function of Quantized Signal plus Noise". - IEEE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-11, no.1, Jan.1965.
8. Barker H.A., Obidegwou S.H., "Combined Crosscorrelation method for the measurement of 2-nd order Volterra Kernels". - Proc.of the IEE, vol.120, No.1, Jan.1973.
9. Bartels E., "Praktische Systemanalyse mit Korrelationsverfahren". - Regelungstechnik, vol.14, 1966.
10. Bendat J.S., Piersol A.G., "Measurement and analysis of random data ". - John Wiley & Sons, New York - London - Sydney, 1966.
11. Bergland G.D., Hale H.W., "Digital real-time spectral analysis". - IEEE Tr.El.Computers, vol.EC-16, no.2, Apr.1967.

12. Berndt H., "Correlation Function Estimation by a Polarity Method Using Stochastic Reference Signals". - IEEE Tr.Inf. Theory, vol.IT-14, no.6, Nov.1968.
13. Birnbaum M., Herbin J., Vauchy J.M., "Amélioration de la précision d'une mesure de la tension numérique par une méthode statistique". - L'Onde électrique, v.48, no.493, Avr.1968.
14. Blinchikoff H.J., "A Note on the Autocorrelation Function of FM by a Sine Wave Plus Noise". - IEEE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-14, no.3, May 1968.
15. Bonnet G., "Sur la statistique du second ordre des signaux aléatoires quantifiés". - Compt.Rend., 225, juillet 1962.
16. Bow B.L., "Correlation entering new fields with real-time signal analysis". - Electronics, Oct.31, 1966, vol.39,no.22.
17. Broch J.T., "Champ d'applications et limitations des fonctions d'intercorrélation et de densité interspectrale". - Brüel & Kjaer Technical Review, no.4, 1970.
18. Butterworth J., Mac Laughlin D.I., Moss B.C., "The use of random noise to improve resolution in analogue-to-digital-conversion". - J.Scient.Instr.44, no.12, 1967.
19. Campbell L.L., "A General Analysis of Post Detection - Correlation". - IEEE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-11, no.3, July 1965.
20. Castanie F., Hoffman J.C., Lacaze B., "On the Performance of a Tandem Reference Correlator". - IEEE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-20, March 1974.
21. Cerdințev V.A., "Avtokorreliaționnîi priem slojnîh fazomanipulirovannîh signalov". - Radiotekhnika i Elektronika, tom XXII, no.6, 1977.
22. Chang Ke-Yen, Moore D., "Modified Digital Correlator and Its Estimation Errors". - IEEE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-16, Nov.1970.
23. Ciucu G., Craiu V., Ștefănescu A., "Statistică matematică li cercetări operaționale". - E.D.P., București, 1974.

24. Cox J.R., Nolle F.M., Arthur R.M., "Digital analysis of the electroencephalogram, the blood pressure wave, and the electrocardiogram". - Proc.of the IEEE, vol.60, no.10, oct.1972,
25. Domaraŭkii A.N., Ivanov L.N., Iurlov Iu.I., "Mnogotelevoi statisticeskii analiz sluciainih signalov". - Nauka, Novosibirsk, 1975.
26. Gatland H.B., Lovell B.W., "A correlation function computer using delta modulation techniques". - J.Scient.Instrum. v.42, no.8, 1965.
27. Geng-Seng Fang, Pavlidis T., "Signal Classification Through Quasi-Singular Detection with Applications in Mechanical Fault Diagnosis". - IEEE Tr.Inf.Theory, vol.IT-18, no.5, Sept.1972.
28. Gonzales G., "Time-delay approximation for correlation measurements on an analog-computer". - IEEE Tr.El.Computers, vol.EC-14, no.4, 1975.
29. Griбанov Iu.I., Veselov G.P., Andreev V.N., "Avtomaticeskie ŭifrovie korreliatori". - Energhia, Moskva, 1971.
30. Horwitz L.P., Ehelton G.L., "Pattern Recognition using Autocorrelation". - Proc.of the IEEE, vol.49, Jan.1961.
31. INTERTECHNIQUE., "FLURIMAT S, analyse du signal en temps réel".
32. Ionescu G., Sgîrciu V., "Tehnici de corelație în timp real" - A.M.C., vol.24 A și B, Editura Tehnică, București 1976.
33. Jespers P., Chu P.T., Fettweis A., "A new method of computing correlation functions". - International Symposium on Inf.Theory, Brussels, Sept, 1962.
34. Jovinski Y.M., Arhobskii Y.F., "Korreliacionnêe ustroistva" - Energhia, Moskva, 1974.
35. Keisuke Izawa, Katsuhisa Furuta, "Application of correlation technique for the measurement of thtransfer or transport lag". - IMEKO IV, Warszawa 1967.

36. Kendal B.W., "A New Algorithm for Computing Correlations".  
IEEE.Tr.Computers, vol.EC-23, no.1, Jan.1974.
37. Kitai R., Masuko A., "Digital instrument for measurement of autocorrelation and moments". - Proc.IEE, vol.116, no.11, nov.1969.
38. Klas F., "Apparatura dlia orientatii v cosmose, osnovannaia na slejenii za zvezdnim polem". - Zarubejnaia radioelektronika, 1963, no.3.
39. Klemm R., "Grundlagen der Erzeugung und Unterdrückung von Korrelierten Rundstörstörungen mit digitalen Filtern" (teză de doctorat) - T.U.Berlin 1974.
40. Knowles J.B., Tsui H.T., "Correlating devices and their estimation errors". - Journal of applied physics, vol.38, no.2, feb.1967.
41. Kofman W., Chaudourne S., "Etude d'un corrélateur utilisant deux sources de bruits auxiliaires". - L'Onde Électrique, vol.53, juin. 1973.
42. Korn G.A., "Random-Process Simulation and Measurements". - Mc.Graw-Hill, New-York, 1966.
43. Kosiakin A.A., "Statisticeskaia teoria cvantovania po urovniu". - Avtomatika i Telemekhanika, tom XXII, no.6, 1961.
44. Lainiotis D.G., "On a Class of Generalized Polarity Coincidence Correlators". - IEEE Tr.Inf.Theory, vol.IT-14, No.4, July 1968.
45. Lange F.H., "Korrelationselektronik", - Veb.Verlag Technik, Berlin, 1962.
46. Lee Y.W., "Statistical Theory of communication". - J.Willey & Sons, New-York, 1960.
47. Levine B., "Fondements théoretiques de la radiotechnique statistique". - Mir, Moscou, 1973.
48. Lücke K., "Korrelationsanalyse von Temperaturschwankungen in strömenden Fluiden zur Ermittlung der Transportzeit einer Temperaturstörung". - Messen.Steuern.Regeln, no.2/1975.

49. Mareskii V.M., "Funcția korreliatîi uzkopolosnovo norma-  
linovo sluciainovo proțesa posle amplitudno-fazovovo preo-  
brazonania". - Radiotekhnika i Elektronika, tom XXII, no.9,  
1977.
50. Max J., "Méthodes et techniques de traitement du signal et  
applications aux mesures physiques". - Masson et Cie,  
Paris, 1972.
51. Milsum J.H., "Biological control system analysis"., Mc.Graw  
-Hill, New York, 1966.
52. Naforniță I., Petriu E., Gmandt E., "Generator de zgomote  
aleatoare cu distribuție uniformă", Buletinul șt.și tehnic  
al I.P."Traian Vuia" Timișoara, Seria electrotehnică, tom.  
23(37), fasc.2/1978 (acceptat spre publicare).
53. Naforniță I., Petriu E., Petrică M., "Convertor analog nu-  
meric pentru un sistem de achiziții de date". - Lucrări  
tehnic-șt. în cadrul festivalului "Cîntarea României", I.P.  
Traian Vuia" Timișoara, 1977.
54. Nasfumi Iwama, Tomio Kimura, Takashige Tsukishima, "The Use  
of Discrete References in a Random Reference Correlator".-  
IEEE. Tr.Inf.Theory, vol.IT-22, March, 1976.
55. von Neumann J., "Probabilistic logics and the synthesis of  
reliable organisms from unreliable components".- in "Auto-  
mata Studies" (C.E.Shanon), Princeton Univ.Press, Princen-  
ton, N.J., 1956.
56. Nicolas M., Poggi R., "Recherche des signaux pour radar a  
correlation". - L'Onde Electrique, tome XLV, no.455, fev.  
1965.
57. NORMA Messtechnik, "SEM-electronic correlator", - NORMA tech.  
document. PM 4707 E.
58. Ojala L., Rautanen E.T., "On Incremental Algorithms for Ave-  
raging and Correlation Computation". - IEEE.Tr.on Instr.  
and Measurement, vol.IM-23, no.1, March, 1974.
59. Oliver B.M., Cage J.M., (editors), "Electronic Measurements  
and Instrumentation"., Mc.Graw-Hill, New-York, 1971.



60. Penescu C., Ionescu G., "Corelatoare automate aplicate în cercetare și tehnică", Simpozionul "Acustica și metodele de corelare", Acad. R.S.R.1971
61. Penescu C., Ionescu G., Tertişco M., Ceangă E., "Identificarea experimentală a proceselor automatizate". - Ed.Tehnică, Bucureşti, 1971.
62. Petriu E., "Stadiul actual al aplicării teoriei corelației în tehnica măsurării". - referatul nr.1 în cadrul pregătirii prin doctorat, I.P."Traian Vuia", Timișoara, 1975.
63. Petriu E., "Utilizarea corelatoarelor la separarea semnalelor utile de zgomote". - referatul nr.2 în cadrul pregătirii prin doctorat, I.P."Traian Vuia", Timișoara, 1976.
64. Petriu E., "Corelator cu patru nivele de cuantizare utilizând zgomote suprapuse la intrări". - Lucrări tehnico-șt. în cadrul festivalului "Cântarea României"., I.P."Traian Vuia" Timișoara, 1977.
65. Petriu E., "Metodă și aparat numeric pentru determinarea simultană a valorilor funcției de corelație" - Brevet RSR nr.67.306.
66. Petriu E., "Un nou algoritm pentru calculul funcției de corelație" - Buletinul șt.și tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, Seria electrotehnică, tom 23(37), fasc.2/1978. (acceptată spre publicare).
67. Petriu E., Naforniță I., Mihăescu A., "Corelator numeric punct cu punct fără linie de întârziere" - Lucrări tehnico-șt. în cadrul festivalului "Cântarea României", I.P."Traian Vuia" Timișoara, 1977.
68. Petriu E., Naforniță I., "Generarea numerelor pseudoaleatoare cu lege de distribuție simetrică". - Buletinul șt. și tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, Seria electrotehnică, tom 22(36), fasc.1-1977.
69. Petriu E., Petriu D., "Estimarea funcției de corelație a semnalelor cuantizate logaritmice în baza 2". - Buletinul șt. și tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, Seria Electrotehnică, tom 22(36), fasc.1 - 1978.

70. Piccioto R., Skendoroff G., "Distance measurement system operating with an optical correlator". - J.Revue Technique Thomson-CSF, v.1, no.3, 1969.
71. Pop E., "Metode și aparate de măsură numerice". - I.P."Traian Vuia", Timișoara, 1972.
72. Pop E., "Asupra reducerii erorii de cuantizare a convertoarelor analog-numerice prin suprapunerea unor semnale aleatoare la intrare". - Metrologia aplicată, vol.XXIII, 1967, nr.2.
73. Pop E., Petriu E., "Studiul erorii de cuantizare a corelațiilor utilizând suprapunerea unor zgomote aleatoare la intrări" - Lucrări tehnico-șt. în cadrul festivalului "Cântarea României", I.P."Traian Vuia", Timișoara, 1977.
74. Pop E., Petriu E., "Studiul erorii de cuantizare a convertoarelor analog-numerice în cazul suprapunerii unui semnal aleator uniform distribuit la intrare". - Metrologia aplicată, vol.XXIV, 1977, nr.1.
75. Pop E., Petriu E., "Asupra reprezentării probabilistice a mărimilor în aparatura de măsură". - Metrologia aplicată, vol.XXIV, 1977, nr.4.
76. Pop E., Stoica V., "Principii și metode de măsurare numerică". - Facla, Timișoara, 1977.
77. Pop V., Petriu E., "Analiza schemelor logice cu ajutorul calculatorului" - Buletinul șt. și tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, Seria electrotehnică, tom 22(36), fasc.2, 1977.
78. Pop V., Petriu E., "Verificarea algoritmilor de executare a instrucțiilor aritmetice cu ajutorul calculatorului". - Buletinul șt. și tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, Seria electrotehnică, tom 17(31), fasc.1/1972.
79. Pop V., Stratuleț M., Petriu E., "Studiul tendințelor mondiale de dezvoltare a memoriilor cu circuite integrate MOS". - Sesiunea de comunicări științifice în domeniul calculatoarelor I.P."Traian Vuia" Timișoara, 1974.

80. Poussin R., "On sont les mycrosystème 8 bits". E.A.I. 236, Mai 1977.
81. Ramirez R., "Fast Fourier transform makes correlation simpler". - Electronics, June 26, 1975, vol.48, no.13.
82. Ribeiro S.T., "Random-Pulse Machines". - IEEE.Tr.Computers, vol.EC-16, no.3, June 1967.
83. Ruchkin D.S., "Error of correlation coefficient estimates from polarity coincidences". - IEEE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-11 no.2, 1965.
84. Russel Lawson F., Mc.Gillem Clare D., "The Use of a High Sampling Rate and Ternary Quantization to Improve the Performance of the Random Reference Correlator". - IEEE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-20, March 1974.
85. Sabatier A., "Application pratique des microprocesseurs aux mesures, régulation, automatisme". - M.R.A. nov.1975.
86. Schöltzel P., "Einführung in die Korrelations-Messtechnik". - Elektronik, Heft 3, 1971.
87. Schwartz M.J., "On the Detection of Known Binary Signals in Gaussian Noise of Exponential Covariance". - IEEE.Tr. Inf.Theory, vol.IT-11, no.3, July 1965.
88. Spătaru Al., "Teoria transmisiunii informației". - Ed.Tehnică, București, 1965.
89. Tumfart S., "New instruments use probabilistic principles". - Electronics, July 1975.
90. Veltman B.P.Th., van den Bos A., "The Applicability of the Relay Correlator and the Polarity Coincidence Correlator in Automatic Control". - Automatic and Remote Control, Proc.2 nd Congress IFAC, London, 1963.
91. Veltman B.P.Th., "Quantisierung, Abtastfrequenz und statistische Streuung bei Korrelationsmessungen". - Regelungstechnik, Heft 4, 1966.
92. Veltman B.P.Th., "The correlator as an integrated part of a measuring instrument". - IMEKO IV, Warszawa 1967.

93. Ventsel H., "Théorie des probabilités". - Mir, Moscou, 1973.
94. Watts D.G., "A General Theory of Amplitude Quantization with Applications to Correlation Determination". - The IEE. Monograph, no.481 M, Nov. 1961.
95. Wehrmann W. "Eine neue Familie : Stochastisch-ergodische Messgeräte", NORMA Technische Informationen, Heft 2/1971.
96. Wehrmann W. "Technische Anwendungen der Korrelationsanalyse in der Signal- und Systemtheorie". - NORMA Technische Informationen, Heft 2/1972.
97. Widrow B., "A Study of Rough Amplitude Quantization by Means of Nyquist Sampling Theory". - IRE.Tr.Circ.Theory, vol. PGCT-3, no.4, Dec.1956.
98. Widrow B., "Statistical Analysis of Amplitude-Quantized Sampled-Data Systems". - Tech.Rep.2103-01, Stanford Univ. California, May 1960.
99. Wilcox R.H., "A simple microwave correlator". - Proc.IRE 1954, v.42, no.10.
100. Wolff S.S., Thomas J.B., Williams R.T., "The polarity-coincidence correlator : a nonparametric detection device". IRE.Tr.Inf.Theory, vol.IT-3, Jan.1962.
101. x x x "Microprocessors the Minicomputer/Random Logic Alternative". - Electronic Engineering, March 1975.
102. x x x "Serial analogue memories and their applications". - Electronic Engineering, January 1975.