

CONTRIBUȚII LA CREȘTEREA REZOLUȚIEI ȘI PRECIZIEI TRADUCTOARELOR INCREMENTALE DE DEPLASARE

Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

625.375
181 D

Introducere	V-VI
1. Problematika măsurărilor digitale din domeniul mărimilor neelectrice	1
1.1. Senzor sau traductor. Pro și contra sau disputa definițiilor	1
1.2. Deplasare - liniară sau rotație.....	2
1.3. “Inteligența” traductoarelor și contextul mecatronic	3
2. Măsurarea numerică a deplasărilor liniare,	5
2.1. Principii și procedee de măsurare	5
2.1.1. Procedeele incrementale	5
2.1.1.1. Principiul fotoelectric	5
2.1.1.1.1. Considerații teoretice	5
2.1.1.1.2. Principiul de funcționare	7
2.1.1.1.3. Soluții noi și tehnologii avansate	10
2.1.1.2. Principiul măsurării interferențiale.....	13
2.1.1.2.1. Măsurarea interferometrică cu rețea mobilă.....	13
2.1.1.2.2. Măsurarea cu interferometrul de distanță.....	16
2.1.2. Procedeele absolute. Principiul de funcționare.....	18
2.1.3. Alte principii de măsurare incrementală și absolută.....	20
2.1.4. Alte procedee de măsurare a deplasărilor	20
2.2. Metode și tehnici de prelucrare a semnalelor traductoarelor	23
2.2.1. Prelucrarea semnalelor în cuadratură de fază.....	23
2.2.2. Interpolarea.....	28
2.2.2.1. Tehnici de interpolare la tastarea statică.	29
2.2.2.2. Tehnici de interpolare specifice tastării dinamice	31
2.2.2.2.1. Interpolarea prin prelucrarea digitală a fazei	31
2.2.2.2.2. Interpolarea prin prelucrarea digitală a amplitudinii	32
2.2.3. Markerii de referință. Markerii cu cod de distanță	33
2.3. Aprecieri finale. Estimări.....	34
3. Contribuții la creșterea rezoluției și preciziei traductoarelor incrementale de deplasare	35
3.1. Reducerea erorii de fază la semnalele în cuadratură	35
3.1.1. Considerații generale	35
3.1.2. Principiul traductorului.....	36
3.1.3. Metoda de decodare	37
3.1.4. O soluție de implementare.....	41
3.1.5. Concluzii	42
3.2. Metode de scanare a rețelelor incrementale cu senzori optici liniari de tip CCD	43
3.2.1. Aprecieri privind oportunitatea introducerii unui nou concept de tastare optoelectronică	43
3.2.2. Principiul unui traductor incremental bazat pe tastarea fotoelectrică cu senzori CCD	46
3.2.3. Metodă de scanare optică cu senzori liniari CCD	47
3.2.3.1. Principiul metodei	47
3.2.3.2. Algoritm de decodificare a informației de deplasare. Abordare combinațională.....	50
3.2.3.3. Discuții	52
3.2.4. O metodă “totală” de scanare fotoelectrică cu CCD	53
3.2.4.1. Premise. Determinări.....	53

3.2.4.2. Algoritm de decodificare prin metoda "totală" de scanare	53
3.2.4.3. Particularități de implementare	60
3.2.4.4. Discuții. (continuare)	65
3.2.5. Metodă de scanare fotoelectrică cu evaluarea deplasării prin mediere	66
3.2.5.1. Mediarea și precizia de măsurare. Argumentări	66
3.2.5.2. Algoritm de decodificare prin "metoda medierii" deplasărilor	67
3.2.5.3. Un "automat" de măsurare	69
3.2.5.4. Discuții. Reluare	71
3.2.6. Estimarea preciziei metodelor de scanare fotoelectrică cu CCD	72
3.2.6.1. Erori specifice senzorului optic - CCD	72
3.2.6.2. Alte surse de eroare. Eroarea globală	75
3.2.7. Îmbunătățirea preciziei de măsurare prin metoda centroidului	79
3.2.7.1. Depășirea limitelor unui fotoelement sau "dincolo de bariera de un pixel!"	79
3.2.7.2. Calculul erorii de estimare a poziției unei linii de front	79
3.2.7.3. În limita unor discuții, totuși!	86
3.3. Corecția erorilor de neliniaritate la traductoarele incrementale optice	87
3.3.1. Problematika neliniarității la măsurările incrementale	87
3.3.2. Metodă de "reperare absolută" a unui sistem de markeri de referință	88
3.3.2.1. Fundamentare teoretică	88
3.3.2.2. Câteva detalii tehnice ale metodei	90
3.3.2.3. Algoritm secvențial pentru decodificarea poziției absolute	91
3.3.2.4. Eroarea de histerezis. Histerezisul "rezidual"	94
3.3.2.5. Altă soluție de decodificare și sincronizare	96
3.3.3. Concluzii	97
4. Experimente, observații, interpretări	99
4.1. Experimentul I	99
4.1.1. Datele tehnice ale experimentului	99
4.1.2. Estimarea preciziei rezultatelor experimentului	101
4.1.2.1. Problema analizei datelor. Formularea inferenței statistice	101
4.1.2.2. Verificarea normalității rezultatelor experimentale	101
4.1.2.3. Distribuția erorilor și caracteristicile ei	105
4.1.3. Verificarea dependenței dintre erori și deplasare	110
4.1.3.1. O posibilă corelare a erorilor	110
4.1.3.2. Modelul de regresie liniară pentru dispersia erorilor	111
4.1.3.3. Verificarea ipotezelor modelului liniar	113
4.1.3.4. Aproximarea curbei de variație pentru abaterea standard a erorilor experimentale	116
4.1.3.5. Predicția dispersiei erorilor și intervalul de predicție	117
4.1.3.6. Efectul factorului k asupra abaterii standard a erorilor de măsurare	118
4.1.4. Concluziile experimentului I	119
4.2. Experimentul II	120
4.2.1. Datele tehnice ale experimentului	120
4.2.2. Analiza rezultatelor	120
4.2.3. Concluziile experimentului II	122
4.3. Alte teste	122
4.4. Concluziile finale ale experimentelor și testelor statistice	123
4.5. Alte confirmări ale modelului experimental	124
4.5.1. Câteva considerații ale sistemului optic și eventuale reconsiderări	124
4.5.2. Aspecte funcționale și de configurare a blocului electronic	126
4.5.3. Senzorul optic liniar TSL 214, în contextul experimentelor efectuate și în raport cu CCD-urile liniare pentru aplicații științifice	128
4.5.4. "Experimente" la nivelul pixel-ului	130

5. Concluzii	133
5.1 Sinteza contribuțiilor originale	133
5.1.1 Contribuții teoretice în domeniu	133
5.1.2 Contribuții practice - prin metode, algoritmi și soluții tehnice	135
5.2 Evaluări și confirmări experimentale	139
5.3 Direcții de continuare și dezvoltare a cercetărilor întreprinse	141
 Bibliografie	 143
 Adrese de interes în World Wide Web (Internet)	 153
 Anexe	 155
Anexa I	1-8
Anexa II	1-8IV
Anexa III	1-8III
Anexa IV	1-8II
Anexa V	1-8I
Anexa VI	1-8
Anexa VII	1-8
Anexa VIII	1-8III
Anexa IX	1-10
Anexa X	1-7

INTRODUCERE

În aceste câteva rânduri de început autorul a căutat să se desprindă din tehnicitatea extremă a lucrării sale precum și de unele deducții analitice și experimente migăloase ce susțin rațiunea și semnificația conceptelor elaborate. În același timp s-a străduit să respecte exigențele onestității intelectuale și să nu alunece nici pe panta unei exploatare abuzive ori prea simpliste a afirmațiilor științifice.

Așadar, prin abordarea problemelor din domeniul traductoarelor, respectiv al senzorilor, în lucrarea de față autorul încearcă să evidențieze importanța care se acordă în prezent acestor "nou veniți" care, prin impactul lor în lumea tehnicii sunt capabili să producă adevărate "șocuri" în numeroase domenii de activitate. Așa cum se va vedea și în continuare, astăzi senzorii și sistemele senzoriale sunt componente vitale oricărui sistem de măsură și control. Cercetarea științifică din toate domeniile este de neconceput fără sprijinul tehnicii de calcul avansate, combinate cu aportul senzorilor.

Progresele tehnologice înregistrate în domeniul realizării senzorilor sunt foarte încurajatoare astfel încât se poate aprecia că în scurt timp estimările de azi vor fi mult depășite. Aspirațiile în domeniu tind spre realizarea unor sisteme de măsurare inteligente bazate pe sisteme de traductoare care să se apropie cât mai mult de senzorii naturali ai organelor de simț ale omului.

Strategiile pentru obținerea unor domenii maxime de operare sau disponibilitate sunt formulate tot mai des într-o abordare perfecționistă în care se face totul pentru a reduce nivelele de eroare la zero, cât și într-o abordare tolerantă la defectări înglobând detecția automată a erorii și izolarea ei, sau chiar reconfigurarea automată a sistemului.

În timp ce procesările realizate de sistemele de măsurare devin din ce în ce mai complexe, tehnologia și știința măsurărilor capătă un rol tot mai important în dezvoltarea și operarea sistemelor mecatronice. Modul de lucru "operator colaborative", în care responsabilitatea deciziilor de nivel înalt este transferată sistemului însăși, implică transferul inteligenței la nivelul sistemului, lucru posibil doar prin extinderea sistemelor de sesizare în mediul propriu. Aceasta atrage după sine o concentrare considerabilă de inteligență și în zona subsistemului senzorial.

Astfel ar putea fi caracterizat sumar profilul actual al traductorului sau senzorului într-un sistem de măsurare complex.

În continuare, într-o succintă trecere în revistă autorul își propune să prezinte principalele elemente din conținutul lucrării, structurat pe capitole.

Astfel în Capitolul 1 - "*Problematika măsurărilor digitale din domeniul mărimilor neelectrice*", autorul încearcă să fixeze câteva repere în ceea ce privește nivelul actual și perspectivele sistemelor de măsurare complexe cu referire directă la implicarea *senzorului*, respectiv a *traductorului* în procesul propriu-zis de măsurare. Apoi, pentru domeniul vizat (al mărimilor neelectrice), se restrânge referința asupra obiectului supus măsurării, fixându-se măsurandul - mărimea fizică ce caracterizează deplasarea liniară într-o mișcare de translație.

Data fiind menținerea ambiguității noțiunilor de senzor și respectiv traductor, se încearcă și o "stabilizare" a lor, cel puțin la nivelul prezentei lucrări.

În Capitolul 2 - "*Măsurarea numerică a deplasărilor*" autorul prezintă concret metode, tehnici și procedee de măsurare cu accent pe *procedeele incremental dezvoltat pe principiul fotoelectric*. La fiecare procedeu, respectiv principiu de măsurare, considerațiile teoretice de metodă sunt urmate de soluții tehnice cu variante de realizare, însoțite de elemente de descriere funcțională și parametri comparativi, de performanță. Pentru fiecare în parte sunt prezentate cele mai noi realizări tehnice ale domeniului.

Principiile *interferometriei optice* sunt tratate și ele, având în vedere interesul deosebit pe care îl prezintă în perspectivă, pentru măsurările de înaltă rezoluție și precizie.

Autorul abordează și problema prelucrării *semnalelor în cuadratură de fază*, specifice traductoarelor de tip incremental. Sunt analizate și discutate soluții de creștere a preciziei măsurării prin diverse tehnici de prelucrare a acestor semnale, în vederea extragerii unei informații corecte de deplasare. Nu sunt ocolite nici tehnicile de interpolare, precum și unele soluții de autocorecție periodică prin sisteme de *markeri de referință*.

Capitolul 3 - "*Contribuții la creșterea rezoluției și preciziei traductoarelor incrementale de deplasare*" este o încercare din partea autorului de a oferi câteva soluții tehnice originale de îmbunătățire a performanțelor traductoarelor.

Este un capitol de substanță, în care se propune chiar o nouă *metodă de explorare fotoelectrică a riglelor optice incrementale* folosind senzori optici liniari de tip CCD. În același timp autorul formulează un nou *concept de evaluare a deplasării* în cazul scanării fotoelectrice cu CCD, bazat pe analiza corelată a unor cadre imagine numite generic "*desene sau modele intuneric-lumină*", detectate de aria fotosensibilă a senzorului. Această elaborare este completată de soluții tehnice cu variante de implementare ce urmăresc furnizarea unor rezoluții sporite de măsurare, cu costuri minime și întrunind cât mai multe din caracteristicile *traductorului inteligent*.

Capitolul oferă și o analiză pertinentă a surselor de eroare precum și a posibilor factori de influență, finalizată cu formularea unei *anticipații de model* prin care se estimează apriori tipul erorilor, distribuția lor și parametri acesteia. Autorul încearcă și o forțare a limitelor modelului împingând investigațiile asupra nivelului erorilor dincolo de cadrul unei cuante de discretizare a domeniului de măsură, respectiv ale unui fotoelement sau pixel CCD.

Ca ultimă resursă de creștere a preciziei și în special a liniarității, se oferă o soluție de sistem de markeri de referință în cod absolut, ce folosește o metodă inedită de *codare longitudinală* bazată pe secvențe pseudoaleatoare.

Capitolul 4 - "*Experimente, observații, interpretări*" trădează de la început efortul autorului de a valorifica la maximum rezultatele de măsurare produse de un model experimental.

La bază sunt două experimente efectuate și atestate în laboratorul de optoelectronică al Fachhochschule für Technik - Esslingen, Germania. Modelele testate sunt implementări a două dintre soluțiile de scanare fotoelectrică cu CCD dezvoltate de autor în capitolul precedent. Rezultatele obținute din măsurători au fost supuse unei minuțioase analize statistice, cu intenția vădită de a verifica *validitatea estimatelor teoretice apriorice ale modelului erorilor*.

Iar Capitolul 5 - "*Concluzii*" este încheierea firească a unui laborios și amplu proces de elaborare întreprins într-un domeniu dinamic și efervescent, derulat pe parcursul câtorva ani buni de căutări și încercări, care în final s-au concretizat în această teză de doctorat. Sperăm ca efortul nostru de a înlesni în acest fel comunicarea științifică, va contribui cât de cât la înlăturarea barierelor instituite artificial între cei ce elaborează, fiecare după specialitatea lui, o cultură și că aceasta ar putea deveni în scurt timp patrimoniul întregii comunități.

În cele din urmă autorul consideră aici, locul și momentul oportun de a-și exprima mulțumirile sincere, adresate în primul rând conducătorului științific al lucrării, domnul profesor dr. ing. Sever Crișan, pentru sugestiile și observațiile transmise pe tot parcursul elaborării tezei, precum și pentru atenta coordonare și îndrumare din fazele premergătoare, ale pregătirii doctoratului.

Autorul mulțumește de asemenea colectivului Departamentului de Măsurări și Optică Electronică pentru opiniile și observațiile constructive formulate pe parcursul examenelor și referatelor susținute, care l-au ajutat la depășirea multor momente critice în alegerea soluțiilor optime.

Recunoștință deosebită datorează autorul familiei sale, mamei și în special soției, care prin atitudinea lor plină de înțelegere, încurajare și susținere morală, uneori chiar prin sacrificii proprii, au făcut posibilă găsirea timpului și liniștii necesare finalizării acestei lucrări. Aceleași mulțumiri sincere adresate fratelui și soției sale, care împreună i-au înlesnit autorului acumularea unui vast material bibliografic (în special documentații de firmă), sprijinindu-l în același timp cu multe din materialele necesare redactării tezei.

O sinceră grațitudine păstrează și doamnei, dr. Ioana Moisil, cercetător principal la Centrul de calcul al Ministerului Sănătății și profesor asociat la Facultatea de inginerie a Universității "L. Blaga" din Sibiu, pentru prețioasele sugestii privind analiza statistică a datelor experimentale.

De asemenea autorul se simte deosebit de îndatorat față de profesorii Lothar Issler, persoana de contact și Otto Strobel, șeful Departamentului de Optoelectronică al Institutului de Învățământ Superior Tehnic din Esslingen, Germania, care în răstimpul unei burse de studiu i-au oferit sprijin în realizarea și testarea modelelor sale experimentale.

În încheierea acestui cuvânt introductiv, autorul ține să mulțumească și tuturor celor nenumiți aici, dar care într-un fel sau altul au susținut și călăuzit acest demers deloc facil.

CAPITOL 1. PROBLEMATICA MĂSURĂRILOR DIGITALE DIN DOMENIUL MĂRIMILOR NEELECTRICE

1.1 Senzor sau traductor. Pro și contra sau disputa definițiilor

În efortul susținut de documentare într-un domeniu relativ nou și cu o dinamică comparabilă cu cea a informaticii ori a calculatoarelor, autorul constată cu surprindere o anumită ambiguitate în atribuirea sensurilor de *senzor* respectiv *traductor* elementelor corespunzătoare ale sistemelor de măsurare electronică. Atât în literatura de specialitate cât și în lucrările descriptive, de teoretizare a domeniului, la fel în dicționarele tehnice explicative ori în cele enciclopedice, cei doi termeni sunt definiți uneori echivoc alteleori contradictoriu, fără puțința de separare netă, atât sub aspect funcțional cât și structural. Spre exemplu "Dictionary of Electronics". (Penguin Books, 1985), definește senzorul ca pe "un dispozitiv care răspunde unui stimul fizic (căldură, lumină, sunet, presiune, mișcare, etc.) și produce un semnal electric corespunzător la ieșire", în timp ce traductorul¹ este tot "un dispozitiv sau aparat care convertește lungimea, poziția, temperatura, presiunea, nivelul etc., într-o formă de energie diferită (adică, tensiune sau curent)". În același timp "Dicționarul tehnic englez-român" (ediția 1992) traduce termenul sensor prin *traductor de proximitate* (autom.), și *element sensibil, senzor* (metr.), iar pentru transducer atribuie sensul de *translator, traductor* (autom. el, tele) și *organ de transfer de transmisiune*, în accepțiune fizică, (fiz).

Din perspectivă etimologică, cuvântul traductor se pare că derivă din latinescul "traducō" indicând în mod uzual un "dispozitiv care transferă energia de la un sistem la altul, în aceeași formă s-au într-o formă modificată".

Măsurarea electronică a mărimilor neelectrice folosea și ea la început termenul de traductor pentru a defini generic "un dispozitiv în care un semnal de o natură dată este convertit într-un semnal de altă natură". De asemenea în [90] și [128] se consideră că "traductorul generează semnalul electric de intrare într-un sistem de măsurare, funcție de mărimea neelectrică de măsurat":

Dezvoltarea actuală a microelectronicii și a tehnologiilor de microprelucrare și microhibridizare a impus tot mai frecvent termenul de senzor. Însă, acesta are încă și în prezent un sens destul de imprecis. Astfel după unii autori, precum Dodoc în "Teoria și construcția aparatelor optice" (1989), [38] și Tränkler în "Sensoren für geometrische Meßgrößen" (1987), [189], traductorul rămâne în continuare un "aparat care detectează, captează și transformă semnalul de intrare livrat de măsurand și emite un semnal cu caracteristici normale mijlocului de măsurare", în timp ce senzorul (sau elementul sensibil, sonda) "este conținut în acesta, ca prim element ce sesizează direct semnalul de intrare". Într-o atare accepțiune semantică cel mai simplu traductor se reduce la un senzor sau detector.

În schimb în opinia altor specialiști ai domeniului între care se pot cita J. Favennec în "Smart sensors in industry" (1987), [58], precum și A. Dorey și D. Bradley în "Measurement science and technology - essential fundamentals of mechatronics" (1994), [43] și mai ales în contextul senzorilor inteligenți, traductorul este perceput ca o componentă primară a acestora. Astfel senzorul sau sistemul de senzori² devine pentru sistemul de măsură privit ca și entitate

¹ "Transducer" în terminologie engleză.

² Unii autori folosesc în locul noțiunii de "sistem de senzori" pe cea de "senzor hibrid", [26], [56] și [168]

conceptual închisă, elementul de conectivitate informațională cu mediul extern lui, altfel spus *interfața cu măsurandul*.

De asemenea în dicționarul enciclopedic “on-line”¹ (“The Concise Columbia Electronic Encyclopedia”, Third Edition), găsim pentru sensor următoarea definiție:

“un dispozitiv electronic folosit la măsurarea unei mărimi fizice ca temperatură, presiune sau intensitate sonoră și care o convertește într-un semnal electronic de un anumit tip (de ex. o tensiune); senzorii sunt în mod normal componente ale unor sisteme electronice complexe precum sisteme de conducere cu calculatorul sau sisteme de măsurare; senzorii digitali folosesc cel mai adesea o comunicație serială cu cea de tip RS 232 pentru a transmite informația direct controlerului sau computerului printr-un port serial”;

iar pentru transducer :

“ un dispozitiv pentru conversia sunetului, temperaturii, presiunii, luminii sau altor semnale, într-un sau dintr-un semnal electronic ”.

Aici definiția sensorului pare mai comprehensivă. Cu toate acestea o delimitare clară a sferelor celor două noțiuni nu se poate face. Însă, unanim acceptat este faptul că *senzorul este un element sensibil care se află în contact direct cu fenomenul ce trebuie înregistrat!*

În [168] este menționată o propunere a lui Jäger care, dată fiind ambiguitatea denumirii de sensor, promite o anumită stabilizare a noțiunilor. Această teorie încearcă să delimiteze următoarele categorii de noțiuni:

- senzorul : *“este elementul de conversie, care transformă o mărime neelectrică într-una care poate fi evaluată electric”;*
- sistemul de senzori : *“este o unitate funcțională pentru înregistrarea și reprezentarea mărimilor de măsurare sau pentru recunoașterea formelor obiectelor; sistemele de senzori se compun din senzori și unități microelectronice de prelucrare conectate cu aceștia”;*
- tehnica senzorilor : *“înglobează totalitatea operațiilor hardware și software pentru reprezentarea unei mărimi de măsurare sau a unor combinații de mărimi de măsurare într-un semnal ce poate fi prelucrat automat”.*

În această “dispută semantică”, timpul își va spune fără îndoială cuvântul. În lucrarea sa, autorul a optat pentru termenul de traductor atribuit elementului complex ce realizează conversia mărimii neelectrice în semnal electric condiționat, menținând în schimb pentru senzor semnificația de element sensibil primar, sau detector.

1.2 Deplasare - liniară sau rotație

În această lucrare autorul își fixează intențiile de investigare asupra acelei categorii de traductoare destinate măsurării mărimilor geometrice și denumite generic “de deplasare”. Înțelegând prin deplasare mărimea ce caracterizează schimbările de poziție ale unui punct caracteristic față de un sistem de referință, încadrarea devine și mai restrictivă dacă referirea se face numai pentru translațiile liniare și deplasări prin rotație.

Concret, obiectul analizei îl constituie traductoarele care sunt destinate conversiei intermediare a unor mărimi a căror variație se materializează prin sisteme mecanice în *deplasări liniare sau unghiulare*. Și problema deplasărilor unghiulare este la rândul ei tratată restrictiv, fiind privită doar ca măsurare indirectă tot de deplasare liniară, situație în care domeniul liniar

Vezi “Adrese de interes în World Wide Web”, pag. 141, [5].

este asociat mai multor rotații complete în vederea acoperirii unor domenii mai largi de măsurare, [19], [23].

Și într-un caz și în celălalt percepția mișcării de deplasare și evaluarea ei se descriu prin varii metode prezentate analitic și comparativ. Prelevarea datelor corespunzătoare din subspațiul considerat și prelucrarea lor se fac într-un context informațional și statistic. Acest mod de abordare complexă aplicat de autor în principalele capitole ale lucrării (cap.3 și cap.4) oferă perspectiva unor concluzii realiste și raționale asupra modelelor formulate.

1.3 “Inteligența” traductoarelor și contextul mecatronic

*Traductorul inteligent*¹ a depășit astăzi faza de simplu concept, devenind o realitate. Apărut din nevoia de digitalizare extensivă în procesările de semnal și favorizat de progresul tehnologic înregistrat în microelectronică, traductorul inteligent reprezintă o fructificare a potențialului imens pe care îl oferă acumulările tehnologice care caracterizează procesul planar din fabricația de componente LSI, [101]. Acompanied și de tehnologii suplimentare, ca cele de microprelucrare pe siliciu și microhibridizare, acest proces susținut de “integrare” tinde să marcheze o nouă generație de instrumentație de măsurare, [88].

În esență *traductorul inteligent* este o combinație a microelementului senzitiv cu procesarea de semnal “on-chip”, la care se adaugă și unele abilități suplimentare, precum compensarea termică, autotestarea și comunicația. Dacă considerăm și elementele mecanice microprelucrate sau cele optice integrate care compun de obicei arhitectura unui astfel de traductor, acesta poate fi considerat el însuși un “veritabil *sistem mecatronic*”, [43], [47], [129].

Într-un context lărgit, în sistemul mecatronic ca *mediu multi-sensor distribuit*, rolul traductoarelor sau al sistemelor senzoriale devine critic prin însăși *funcția de măsurare* pe care o implementează și care este esențială în conducerea întregului sistem. Astfel, în noile sisteme de fabricație prin folosirea *măsurării “în proces”*² fiecare operație realizată de un centru de prelucrare este monitorizată continuu, iar valorile parametrice obținute sunt comparate cu cele impuse prin specificația sistemului, cu feedback imediat pentru controlul operării, [193], [94]. Însă a face posibilă măsurarea “în proces” înseamnă în primul rând mutarea accentului pe performanțele senzoului, respectiv ale traductorului.

Extinderea acestui concept de măsurare printr-o *monitorizare condiționată*³ “on-line” implică adoptarea unor strategii de conducere adaptivă, [153]. Evident, în cadrul unor astfel de sisteme este deosebit de importantă prelevarea unor date precise și în *timp real* privind starea și comportamentul sistemului, [12]. Acestea impun dezvoltarea *domeniului tehnicilor de măsurare și sesizare* în primul rând și firesc, al procesării avansate de semnal în condițiile unui mediu de informație inevitabil zgomotos, [127].

Nu mai departe aplicațiile roboților în procese de fabricație care privesc în general realizarea unor poziționări precise, cu o repetabilitate de nivel înalt în raport cu operații specifice, de asemenea repetitive, impun utilizarea unor senzori bazați pe tehnici și strategii de control care întăresc precizia pozițională, repetabilitatea și viteza de răspuns, [5], [26], [37], [49], [171].

¹ “Smart” or “intelligent” sensor transducer - în terminologie engleză! Și aici există discuții privind relevanța atributului folosit.

² Adică, în interiorul și în timpul lui!

³ *Monitorizarea condiționată* privește de regulă controlul și urmărirea sculei de prelucrare, furnizarea de informații privind starea mașinii, atenționarea anticipată asupra posibilelor defecte ale sistemului, etc., [16], [43].

Pe de altă parte asistăm frecvent la transferul roboților din mediul structurat și controlat al fabricii în medii nestructurate, foarte complexe și în același timp dinamice, ca cel din domeniul construcțiilor industriale și civile, ori al aplicațiilor speciale (combaterea incendiilor, dezarmarea nucleară, aplicațiile militare și aerospațiale), care impun asumarea de către robot atât a deciziilor de nivel tactic și strategic sub impactul mediului, cât și pentru lucrul său și pentru propria sa stare, [149]. Toate acestea necesită includerea unor nivele extensive și distribuite de senzori împreună cu procesarea corespunzătoare de semnal, pentru furnizarea tuturor informațiilor necesare în timp real. Conducerea acestor structuri în ansamblu va include folosirea extensivă a tehnicilor inteligenței artificiale prin rețelele neuronale precum și a controlului fuzzy, fiecare din acestea impunând la rândul lor cerințe specifice în ce privește adaptarea traductorului respectiv senzorului, [46], [104], [169].

Pentru a asigura nivelul de "integrare" impus, având în vedere că tot mai multe sisteme dintr-o gamă largă de aplicații tind să devină mecatronice prin însăși natura lor, e nevoie de un transfer masiv de "inteligență" dinspre procesor spre traductor. Aceasta va viza nu numai o procesare locală de semnal și abilitatea de a comunica cu alte subsisteme de traductoare printr-o rețea, cât și implementarea unor funcții de test "on-chip" promovând arhitecturi și structuri cu autotestare încorporată BIST¹, [157], [163], [194].

În acest context se poate prefigura că dezvoltarea ulterioară a acestui tip de traductoare va fi și în continuare caracterizată de:

- sinergia cu rețelele locale industriale, [115], [151], [176], [201], [227], [230];
- modularitate și standardizare, [58], [204];
- credibilitate sporită a datelor (întreținere asistată, validarea măsurărilor), [104], [246], [224];
- siguranță sporită și precizie, [60], [224];
- o reducere masivă a costurilor asociate, (mai ales cele legate de cablare), [58].

Pe parcursul întregii lucrări, cu precădere în partea de contribuții la dezvoltarea acestei noi generații de senzori, autorul a avut în vedere aproape fiecare din aceste caracteristici pentru modelele și soluțiile tehnice propuse. Se poate constata ușor că orientarea investigațiilor sale se încadrează perfect în previziunile experților domeniului formulate în multe din rapoartele conferințelor și congreselor ce au avut loc pe această tematică. Acestea estimează de altfel că tehnologiile care vor rămâne în competiție în viitor sunt cele pentru fabricarea senzorilor optoelectronici, cele bazate pe fizica solidului pentru senzorii microelectronici, (hibridizarea) și tehnologiile integrate pentru producerea sistemelor senzoriale inteligente, [89], [101], [219], [267].

¹ BIST - "built in self-testing"

CAPITOL 2. MĂSURAREA NUMERICĂ A DEPLASĂRILOR LINIARE

2.1 PRINCIPII ȘI PROCEDEE DE MĂSURARE

În literatura de specialitate se încearcă o clasificare a sistemelor de măsurare a deplasărilor fie după principiul fizic de măsurare ce stă la baza funcționării lor, fie după procedeul de măsurare, adică după modul de obținere a semnalelor electrice și de prelucrare a acestora. Alte caracteristici de diferențiere mai pot fi modul constructiv și clasa de protecție sau domeniul de măsură, dar acestea sunt mai puțin relevante. Cea mai uzuală clasificare după [51], distinge:

- sistemele de măsurare *incrementale*, care generează semnale ce determină modificarea indicației măsurării cu valori elementare de evaluare sau *incrementi*, de mărimea rezoluției;
- sistemele de măsurare *codate* sau *absolute*, care furnizează o valoare codată ce indică totdeauna poziția absolută a măsurandului în raport cu o referință fixată.

2.1.1 PROCEDEUL INCREMENTAL

Procedeul se bazează pe cuantificarea mărimii de măsurat, încorporate într-o măsură, și generarea unor semnale electrice corespunzătoare poziției măsurii. Această măsură este realizată sub formă de raster sau rețea incrementală, conținând un număr de spații egale, fie transparente și opace, fie reflectante și absorbante. Rețelele pot fi: liniare, circulare, radiale, *zone Fresnel* ori alte forme. Se folosesc și rețele de difracție, așa numitele *rețele de frecvență mare*, în măsurările bazate pe principiul interferometric, [38]. Parametri unei rețele incrementale sunt *constantă rețelei* sau *pasul* $T(\text{mm})$ și *frecvența* $R=1/T$ (nr. linii / mm). În cazul rețelelor unghiulare *frecvența spațială* se raportează la diametrul mediu d_m al coroanei divizate.

Așadar prin procedeul incremental estimarea valorii unei deplasări x constă în incrementarea sau decrementarea valorii anterior măsurate cu o valoare n multiplu de elemente de drum T . Palparea sau tastarea acestor rețele în vederea producerii semnalelor electrice corespunzătoare se poate face optic, inductiv sau capacitiv și mai rar prin contact electric direct, fiind consacrate deja unele principii care stau la baza realizării diverselor traductoare ori sisteme de măsurare incrementale, cum ar fi: *principiul fotoelectric*, *principiul măsurării inductive*, *principiul măsurării magnetice*, *principiul măsurării interferențiale* și altele, [55].

2.1.1.1 PRINCIPIUL FOTOELECTRIC

2.1.1.1.1 Considerații teoretice

Cele mai multe traductoare de deplasare folosesc principiul măsurării fotoelectrice numit uneori și principiul *Moiré*. Este un efect optic ce se manifestă prin apariția unui tablou de franje de interferență la deplasarea relativă a două rețele paralele. Ele iau naștere prin interferența ge-

ometrică (virtuală) sau fizică (reală) atât la *rețelele de transmisie* cât și la cele prin *reflexie*. În figura (2.1.a) se prezintă două rețele paralele R_1 și R_2 suprapuse sub un unghi θ , locul geometric al punctelor de intersecție formând familia de *franje Moiré*.

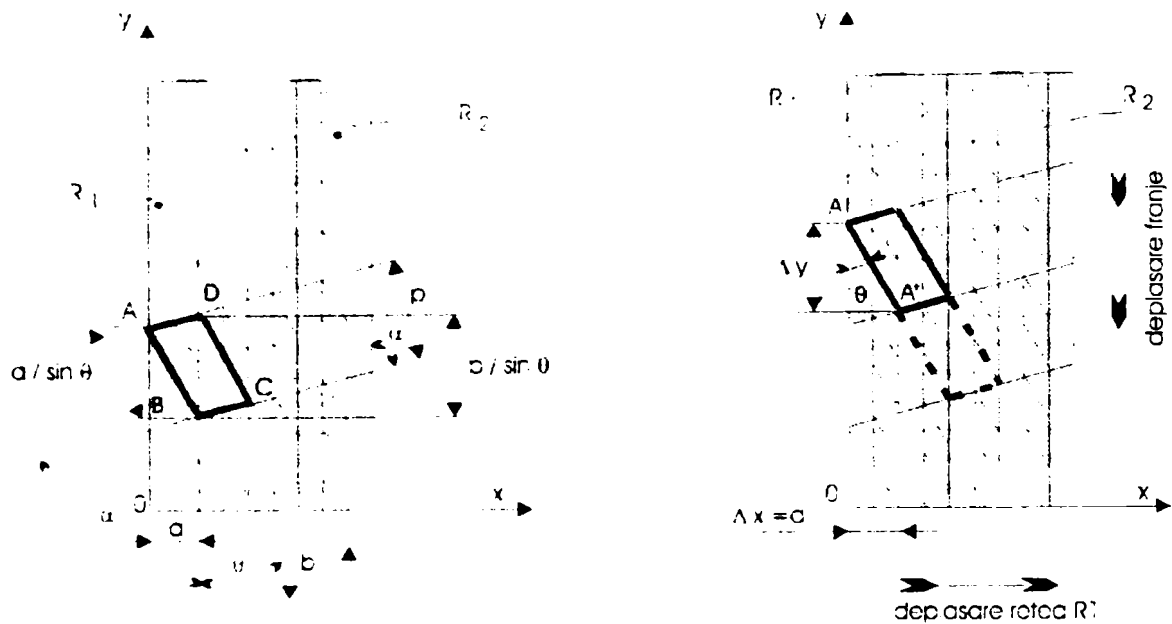


Figura 2.1. Principiul Moiré. a) Formarea sistemului de franje de interferență; b) Deplasarea sistemului de franje la deplasarea relativă a celor două rețele.

Franjele paralele cu diagonalele mici ale patrulaterelor de intensitate luminoasă maximă astfel formate sunt *franje transversale* sau *sustractive* [38], ele fiind și singurele vizibile. Când elementele opace și transparente ale rețelei au aceeași lățime, contrastul franjelor este maxim.

Constantele celor două rețele R_1 și R_2 fiind a respectiv b , pentru sistemul de franje se obțin pasul p și unghiul α , unde:

$$p = \frac{2 \cdot \sigma_{BC'D}}{BC'} \tag{2.1}$$

din relația

$$p = \frac{ab}{\sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cos\theta}} \tag{2.2}$$

și din teorema sinusurilor în $\Delta BC'D$:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{a \cdot \sin\theta}{\sqrt{a^2 + b^2 - 2ab \cdot \cos\theta}}\right) \tag{2.3}$$

La o deplasare a rețelei R_1 în direcția x cu Δx sistemul de franje se deplasează perpendicular pe direcția mișcării cu $\Delta y = \Delta x \cdot \operatorname{tg}\theta = \Delta x \cdot \theta$ (pentru θ mic), (fig.2.1.b). Are loc și o variație a fazei cu $\Delta\varphi = 2\pi \cdot \Delta x / a$, iar pentru $\Delta x = a$ și $\Delta\varphi = 2\pi$, deci la o deplasare cu un pas a are loc o deplasare cu un pas p a sistemului de franje, altfel spus o franjă ia locul alteia.

Dacă rețele R_1, R_2 sunt paralele ($\theta = 0$), la deplasarea lor relativă se obțin *franje longitudinale* care se deplasează în același sens cu rețeaua mobilă, acestea fiind folosite de fapt la măsurarea incrementală simplă.

Dacă $\theta \neq 0$ și $a = b$ (R_1 și R_2 cu constante egale), se formează franje la infinit (relatia 2.2), deci la deplasarea relativă prin cele două rețele "trece" sau "nu trece" lumina (ori reflectă sau nu), echivalentă cu o citire incrementală simplă. De obicei se folosesc fie rețele paralele ($\theta = 0$) la care constantele diferă $a-b = w$, fie rețele înclinate cu un θ mic, una din rețele având lungimea efectivă egală cu domeniul de măsură (rețeaua de măsură R_M) iar cealaltă fiind rețeaua de tastare (rețeaua vernier R_V). La deplasarea lor relativă se deplasează și sistemul de *franje Moiré* prin fața unor senzori fotoelectrici care convertesc variațiile de flux luminos în semnale electrice corespunzătoare. Observând că pentru $a = b$ relațiile (2.2) și (2.3) devin:

$$p = \frac{a}{\sqrt{2 \cdot (1 - \cos\theta)}} = \frac{a}{2 \cdot \sin \frac{\theta}{2}} \quad (2.4)$$

și

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\sin\theta}{\sqrt{2 \cdot (1 - \cos\theta)}}\right) = \frac{(\pi - \theta)}{2} \quad (2.5)$$

adică franjele sunt perpendiculare pe bisectoarea unghiului θ iar interfranja p este cu atât mai mare cu cât θ este mai mic, acestea permit folosirea unor rețele de divizare foarte fine, realizate într-o plajă de toleranță foarte strânsă defectele lor neinfluențând semnificativ forma franjelor. Pasul p devine astfel cuanta domeniului măsurabil, el putând fi divizat apoi electronic prin diverse tehnici de interpolare, (vezi § 2.2.2).

2.1.1.1.2 Principiul de funcționare

Sistemul de măsură care utilizează o riglă de sticlă (rețea de transmisie) ca în figura 2.2. aplică *principiul luminii refractate*, [55], [56]. Placa de tastare R_V plasată la mică distanță de rigla de măsură R_M este iluminată cu un fascicol paralel provenit de la sistemul optic format din sursa L și lentila condensoare C .

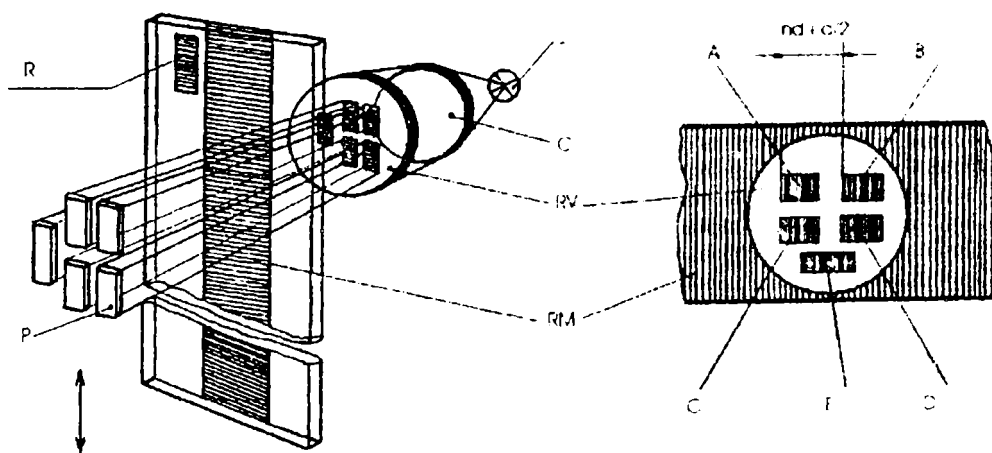


Figura 2.2 Principiul traductorului fotoelectric

Cele patru zone ale plăcii de tastare (fig.2.2), sunt rețele paralele, cu constante d egale cu constanta riglei de măsură R_V , dar defazate cu $d/4$ adică $\pi/2$ una față de cealaltă. Atât pentru rețelele paralele cât și pentru cele unghiulare pe principiul Moiré se recomandă ca "lățimea" w a câmpului de palpate al fotoelementului să fie mai mică de 90° din ciclul Moiré, adică $w < p/4$, în aceste condiții apreciindu-se că are loc un transfer optic optim de la sursă la fotodectoare, [39], [65].

Luând ca referință fotocurentul corespunzător la $w = p/4$ se constată că raportul lumină întuneric este bun, iar o mărire a lui w nu produce o creștere apreciabilă a curentului (tabelul 1.), în schimb o mărire a numărului de fante a zonei de tastare mărește fluxul luminos ce cade pe fotoelement și prin formarea mediei fantelor crește precizia.

w/p	Fotocurent relativ	Raport lumină întuneric
0.25	1.000	7.01
0.10	0.434	19.00
0.05	0.223	39.00

Tabelul 1. Valorile fotocurentului și pentru diferite lățimi de fantă și raportul lumină întuneric asociat.

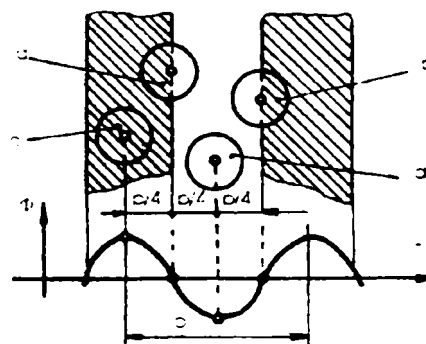


Figura 2.3 Forma de variație a fluxului luminos la tastarea sistemului de franje Moiré

Prin mișcarea relativă a celor două rețele R_V și R_I , sistemul optic $L - C$, placa de tastare R_I și grupul de fotoelemente P fiind solidare, are loc o variație a fluxului luminos Φ corespunzător sistemului de franje Moiré ce se formează (fig. 1.4). La nivelul fotodectoarelor acesta se transformă în patru semnale sinusoidale a, b, c, d în cuadratură de fază și suprapuse peste o componentă continuă, datorată curentului de întuneric. (fig.2.4 a).

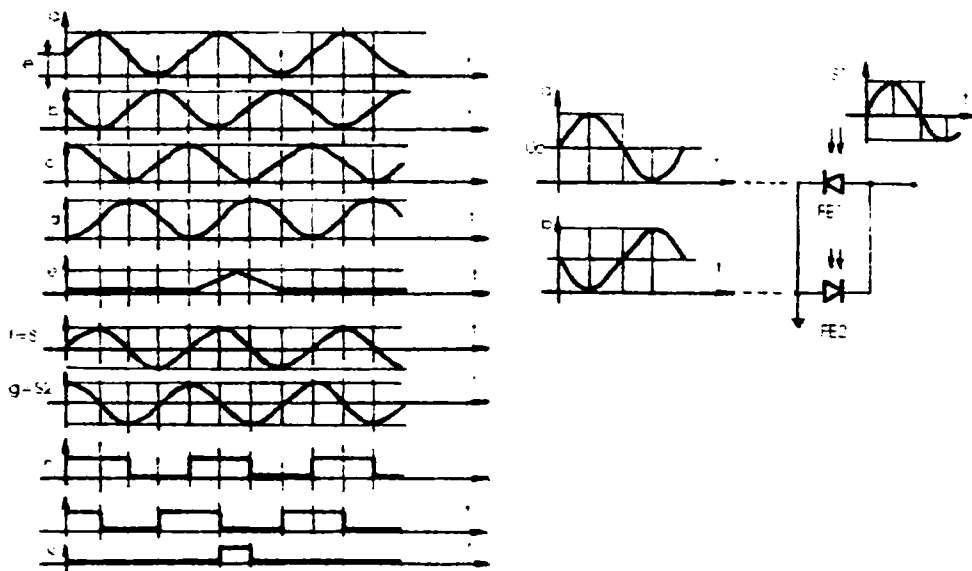


Figura 2.4 a) Transformările succesive ale semnalelor primare a, b, c, d produse de fotoelemente până la forma finală a semnalelor livrate h, j, k ; b) Detecția componentei continue din semnalele primare.

Semnalele a și b defazate cu $\Delta\varphi = \pi$, sunt detectate și conectate astfel încât să se obțină diferența lor, semnalul $f = S_1$, sinusoidal, simetric față de zero, sau semnalul tastat f , (fig. 2.4 b). În mod analog din celelalte două câmpuri c și d , și din fotoelementele corespunzătoare lor se formează al doilea semnal tastat $g = S_2$ defazat față de primul cu 90° , deci cu $p/4$. Expresiile lor sunt:

$$\begin{aligned} S_1 &= A_0 \cdot \sin \varphi \\ S_2 &= A_0 \cdot \cos \varphi \end{aligned} \quad (2.6)$$

unde $\varphi = 2\pi x / p$.

Apoi aceste semnale sunt transformate în semnalele digitale h, j, k și prelucrate logic în scheme de interpolare (divizare electronică a intervalului) și discriminare a sensului de deplasare. Un numărător reversibil numără pe intrarea „+” și respectiv „-” în sensul de deplasare, un număr de impulsuri corespunzător drumului parcurs. Rezultatul poate fi afișat sau și livrat unui sistem de calcul ori unei unități de comandă.

În majoritatea aplicațiilor rezoluția obținută prin transformarea directă a semnalelor de tastare f și g în semnale digitale nu este suficientă. Cele mai fine diviziuni folosite în mod obișnuit sunt de $10 \mu m$, iar la divizări mai fine de $1 \mu m$, prin tastare după principiul Moiré, rezultatele nu mai pot fi sigure deoarece se impune un câmp de toleranțe prea strâns pentru jocul de mișcare dintre rețeaua de măsură R_M și rețeaua vernier R_V , [237], [238], [262]. Diversele tehnici de interpolare care se aplică semnalelor tastate îmbunătățesc considerabil rezoluția în aceste situații, [7], (vezi și §2.2.2).

Acest tip de traductor incremental are rigla de măsură R_M prevăzută cu o rețea suplimentară R numită *rețea absolută* sau *de zero* care este palpată prin zona E a rețelei R_V . Fotoelementul corespunzător produce semnalul electric e care devine apoi semnalul de referință k . Aceasta servește la producerea poziției de referință după întreruperea lucrului sau la controlul impulsurilor false în scheme de corecție, [239], [253].

O variantă a principiului măsurării fotoelectrice se bazează pe lumina reflectată și este prezentată în fig. 2.5. În locul unei rigle de sticlă se utilizează o riglă de oțel ale cărei diviziuni sunt formate în zone care reflectă și zone care absorb lumina, respectiv zone ce reflectă dirijat și zone ce reflectă difuz lumina. Rigla palpatoare R_V este o lamă plan-paralelă din sticlă optică prevăzută cu 4 rețele de transmisie, toate având aceeași constantă d egală cu a rețelei R_M , dar fiecare fiind deplasată față de precedenta cu $d/4$. Fiecărei rețele îi corespunde un fotodetector care transformă variațiile de flux luminos în semnale electrice. Prelucrarea acestora este analogă cu a traductorului fotoelectric prin transmisie. Deoarece în cursul unei divizări lumina este deviată de 3 ori, refracție - reflexie - refracție, prin principiul Moiré aplicat în cazul reflexiei se pot realiza diviziuni de $10 \mu m$ sau și mai mici, [39], [64].

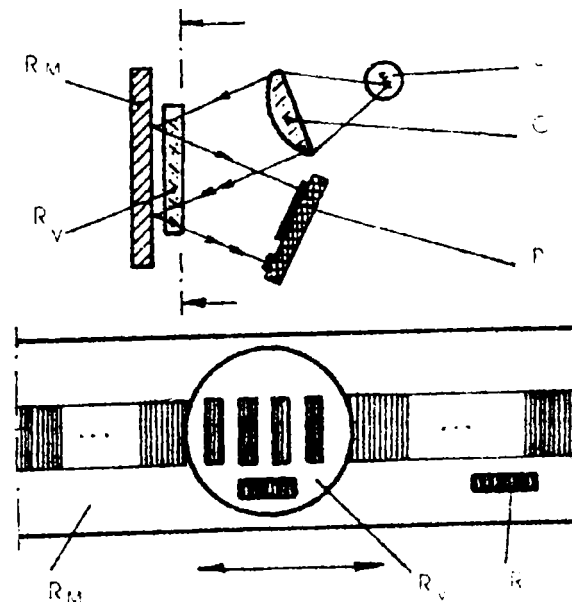


Figura 2.5 Traductor incremental fotoelectric prin reflexie.

2.1.1.1.3 Soluții noi și tehnologii avansate

O soluție îmbunătățită pentru principiul măsurării fotoelectrice o oferă combinarea procedurii de reproducere cu principiul tastării dinamice (Philips), [22], [52].

Schemă optică în fig. 2.6 o sursă de lumină L , lentila planconvexă F , oglinda semitransparentă S și obiectivul O reproduce o zonă de divizare relativ grosieră a rețelei de măsură R_M pe o arie de fotodiode. optoscanerul OS . Acestea sunt dispuse în două grupe conectate în antifază și comutate ciclic de către un numărător în inel realizat cu registrul de deplasare RD . Astfel la ieșirea optoscanerului se obține un semnal de tensiune alternativă cu frecvența f_m , când rigla R_M stă în repaus față de unitatea de tastare. Deplasarea riglei determină o modificare a fazei, relativ la semnal și în funcție de sensul de deplasare. Corespunzător vor comuta fotodiodele unității de tastare, semnalul electric fiind furnizat unei unități logice de prelucrare UL , care va evalua numeric faza semnalului prin numărătorul N , făcând să corespundă fiecărei fracțiuni de diviziune, deplasarea corespunzătoare a riglei de măsură. Evaluarea numerică a fazei va fi descrisă în § 2.2.2.2.1.

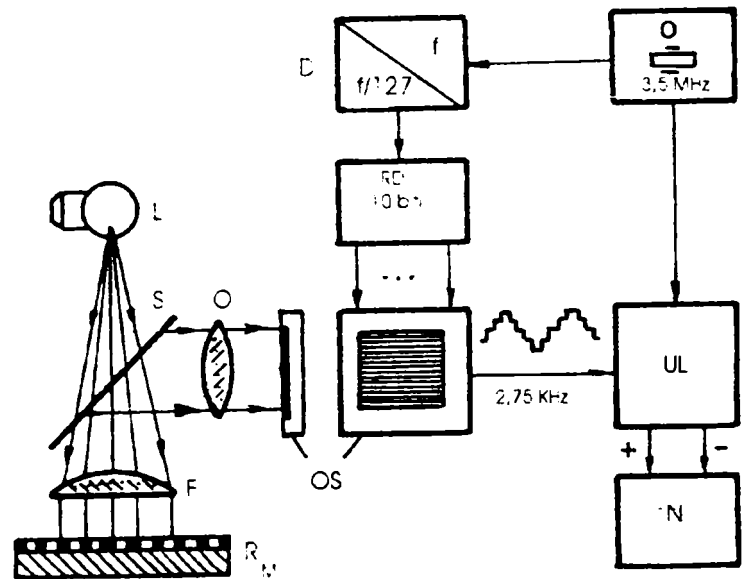


Figura 2.6 Traductor fotoelectric pe principiul tastării dinamice.

Noile tendințe în domeniul traductoarelor de deplasare impun o adaptare mai bună a realizării acestora în funcție de pretențiile de precizie, fiabilitate, cost și simplitate de montare pentru integrarea ușoară, cu modificări minime, în orice aplicație. La acestea se adaugă o dezvoltare în paralel a unor componente electronice larg integrate, dedicate, care implementează funcții de numărare, decodare, amplificare și interfațare cu sisteme de achiziție ori prelucrare, [228], [241], [256]. O confirmare a acestor orientări este traductorul incremental dezvoltat de firma Hewlett Packard (1992), precum și familia de circuite integrate cu funcții specializate adaptate diferitelor variante de realizare a acestuia, [229], [260].

Traductorul este tot pe principiul optic cunoscut însă oferă o precizie superioară celor precedente. Din punct de vedere constructiv subansamblurile principale sunt discul divizat DM sau rigla divizată RM și capul de tastare CT , (vezi figura 2.7). Discul poate avea între 256 și 2048 diviziuni și grosimi mai mari (deci rigiditate mai bună) decât ale d.s.c.u...o. ob.s.n.u.t.c. la aceleasi precizii de divizare.

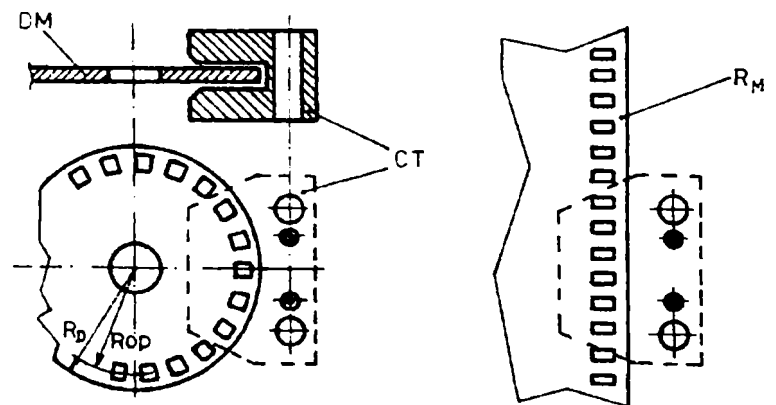


Figura 2.7 Principiul constructiv al traductorului Hewlett Packard

Se acceptă lagăre mai puțin pretențioase, cu jocuri mai mari, iar toleranțele de montaj între disc și capul de tastare variază între $\pm 0,13\text{mm}$ și $\pm 0,38\text{mm}$. Raza discului de măsură R_d , variază între 28 și 56 mm cu diverse rezoluții standard de la 1,39 până la 7,41 diviziuni/mm. [260] Între raza discului R_d și raza optică de tastare R_{op} se păstrează relația:

$$R_d[\text{mm}] = R_{op}[\text{mm}] + \text{MAX } 1,9[\text{mm}]$$

indiferent de varianta de realizare, iar raportul între *sensibilitatea de fază* și cea de *reglaj* este de 50:1. Capul de tastare este un modul compact din piese de plastic turnat peste o placă metalică suport. În el se află montate atât sursa de lumină cât și fotodetectorul integrat, împreună cu un circuit de procesare a semnalelor. Sistemul optic se reduce la o lentilă convergentă de precizie, din *policarbonit*, cu distanța focală mică, situată chiar în fața *LED-ului*, (sursa de lumină) Aceasta are un rol colimator ea furnizând un fascicul plan-parallel foarte concentrat care compensează divergența radiației emise prin amplificarea componentelor unghiulare. La aceasta contribuie însă și calitatea deosebită a *LED-ului*, cu *Ga As P* și un diametru optic de numai $60\mu\text{m}$, [86].

Principiul de funcționare poate fi urmărit pe schema bloc din figura 2.8:

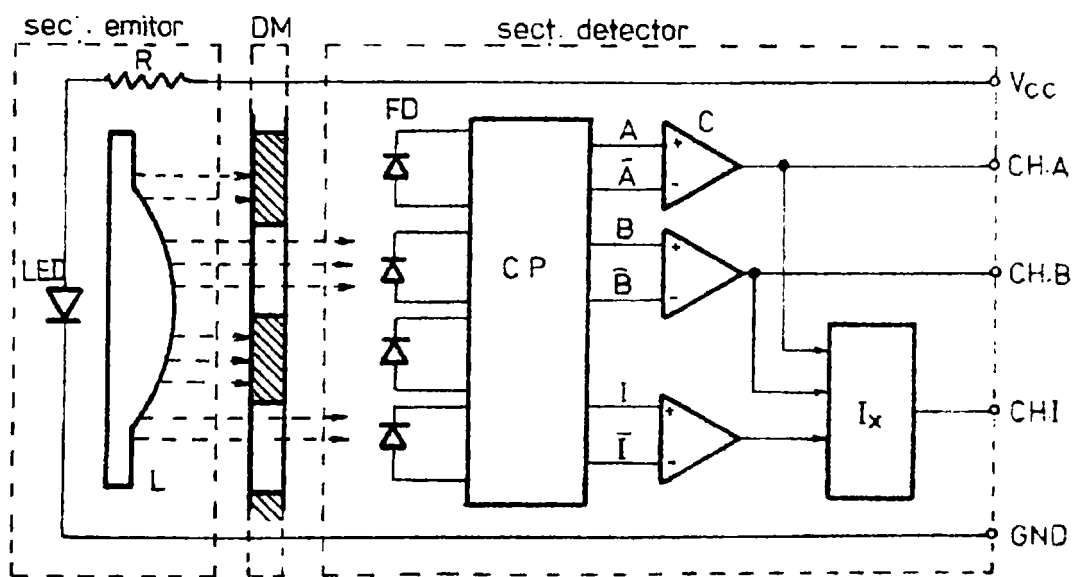


Figura 2.8 Schema bloc de principiu a traductorului Hewlett Packard

Discul de măsură *DM* se rotește în spațiul dintre emițător și detector. Prin întreruperea fluxului luminos și corelat cu succedarea fantelor și interfantelor sale produce la nivelul unei arii de fotodiode integrate *I·D* un desen "umbră-lumină" asemănător celui din figura 2.9. a). Un circuit integrat de procesare *CP*, prelucrează simultan semnalul cules de la toate fotodiodele furnizând semnalele *A*, \bar{A} , *B*, \bar{B} și *I*, \bar{I} . Apoi un nivel de comparatoare furnizează semnalele finale *CH.A* și *CH.B* (*canal A* și *canal B*), semnale rectangulare în quadratură de fază și un semnal index *CH.I* generat la fiecare rotație completă a discului având caracteristicile din figura 2.9. b). Aceasta presupune o pistă suplimentară pe discul divizat și o pereche de fotodiode în aranjamentul radial de palpate. Deși în esență principiul fizic de tastare este tot fotoelectric, în generarea semnalelor în quadratură *A* și *B* se aplică o *tehnică de "fazare" integrată*, diferită esențial de cea folosită la tastarea statică ori dinamică.

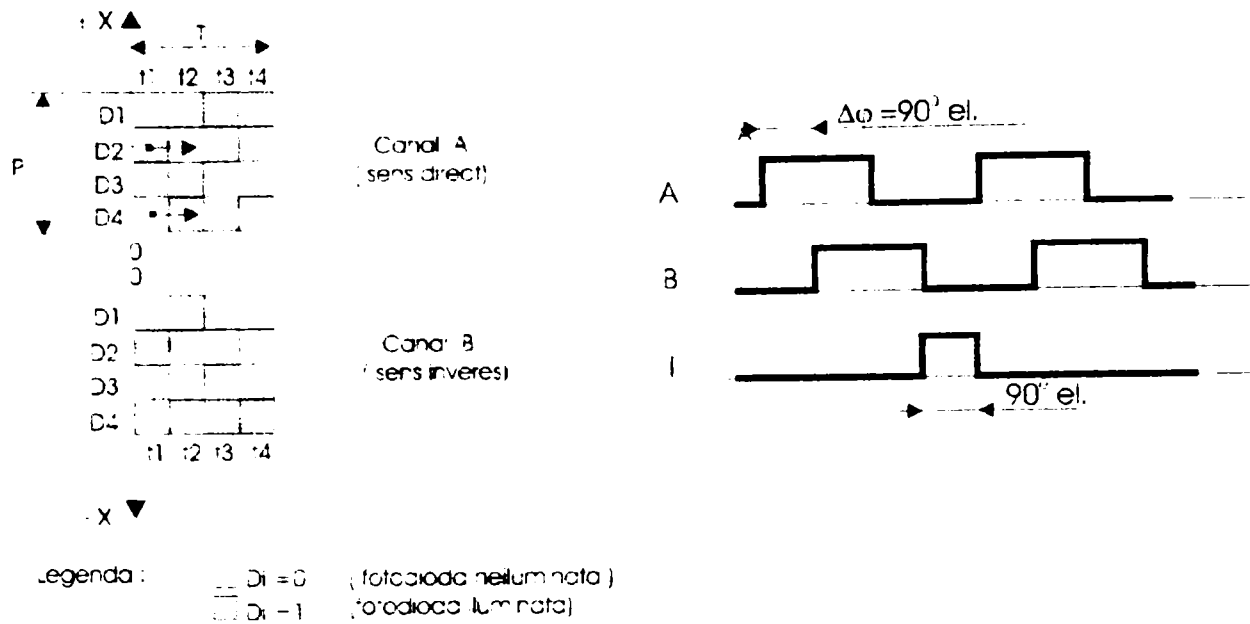


Figura 2.9 a) Desenul "umbră-lumină" asociat variației fluxului luminos perceput de aria de fotodiode; b) Forma semnalelor generate de traductor și relația de fază dintre ele.

Astfel un pas de tastare P acoperă patru fotodiode. Pentru o prelucrare mai bună se însușmează semnalele de la câte două fotodiode corespondente din pași consecutivi. De asemenea fiecare fotodiodă furnizează informații pentru ambele semnale de ieșire, obținându-se o "suprapunere" efectivă a celor două canale A și B și o reducere a erorii de fază până la valori tipice de $2''$ electrice față de $15'' \pm 20''$ electrice la modelul Moiré. [260].

Variantele de traductoare pe principiul fotoelectric erau prevăzute cu diafragme obturatoare pentru dirijarea fluxului luminos și lentile care să-l concentreze pe domenii detectoare singulare, care reduceau randamentul emisiei la 50%, [87]. Prin noua tehnică de cuplare logică a mai multor domenii detectoare singulare se pot elimina diafragmele folosind procentele din fluxul luminos care înainte de pierdeau. Evaluarea semnalelor fotodectoarelor se face neliniar, printr-un nivel de amplificatoare cu histereză A_H , reducându-se astfel influența fluctuațiilor de intensitate luminoasă ale sursei până la un raport de 200:1 între valorile extreme, [86].

Din semnalele prelevate de la cele patru perechi de fotodiode printr-o logică de decodificare se obțin simultan semnalele A și B defazate și complementarele lor \bar{A} și \bar{B} . Semnalele în logică antivalentă sunt supuse apoi unui nivel de comparare diferențială² obținându-se semnalele A și B propriu-zise, sau $CH A$, $CH B$ și $CH I$, (vezi figura 2.8). Acestea sunt semnale în cuadratură de fază, rectangulare și foarte precise în ce privește defazajul și lățimea impulsurilor, parametri ce se mențin până la frecvențe de tastare de 100 KHz și într-un domeniu de temperaturi de lucru de $-40^\circ C \pm 100^\circ C$, [229], [260].

Toată electronica de procesare este integrată într-un singur chip, doar aria de fotodiode urmând să fie adaptată printr-un set de măști în funcție de rezoluția de divizare a discului sau a riglei folosite. Pentru o anumită dimensiune a fotodectoarelor se acceptă toleranțe destul de

¹ O posibilă metodă ar putea fi cea dezvoltată în § 3.1.3, însă nici o documentație tehnică de firmă nu oferă informații în acest sens.

² Compararea diferențială servește la eliminarea unor perturbații potențiale ce ar afecta simultan semnalul A și \bar{A} sau B și \bar{B} , în speță perturbații de mod comun.

mari la realizarea divizării. Totuși o corelare defectuoasă a drumului optic cu circuitul detector poate duce la erori ale lățimii impulsurilor de măsură.

Soluțiile tehnice constructive de realizare a capului de tastare au dus la economisirea a 10 piese separate, din cele folosite la celelalte sisteme, reducerea costurilor tehnologice de realizare de 4 ori, a timpilor de montare de 10 ori și implicit o creștere a fiabilității. Printr-o detecție suplimentară de front, ($\times 4$), se pot obține rezoluții de până la 8.192 pași / rotație

Pentru acest tip de traductoare a fost dezvoltată și seria de circuite integrate *HC11*, reprezentând controlere pentru programarea deplasării, numărătoare-decodificatoare în quadratură pe 12 și 16 biți, precum și variante expandabile. [229].

Produsul firmei Hewlett Packard este o încercare de realizare de *traductor inteligent* în care o parte din electronica de procesare este transferată direct părții de senzor propriu-zis. Traductorul este în același timp o aplicare reușită a *principiilor și spiritului mecatronicii*, [43], [58].

2.1.1.2 PRINCIPIUL MĂSURĂRII INTERFERENȚIALE

Se cunosc două metode complet diferite prin care interferometria optică poate efectua măsurarea deplasărilor:

- o configurație standard de traductor cu *rețea de difracție mobilă*, bazată pe *interferența între două ordine de difracție (+1) și (-1) defazate*;
- o configurație clasică de *interferometru de distanță*, bazată pe *interferența între un fascicul de semnal și un fascicul de referință (deviația Doppler)*.

2.1.1.2.1 Măsurarea interferometrică cu rețea mobilă. Considerații teoretice și principiul de funcționare

Sistemul de măsurare din figura 2.10, numit și *interferometrul cu grilă* folosește ca rigla de măsură R_M o *rețea de difracție defazoare* funcționând prin reflexie, executată de obicei pe suprafețe metalice (neabsorbante) cu depunere superficială de Au, (deci, grad de reflexie mare)

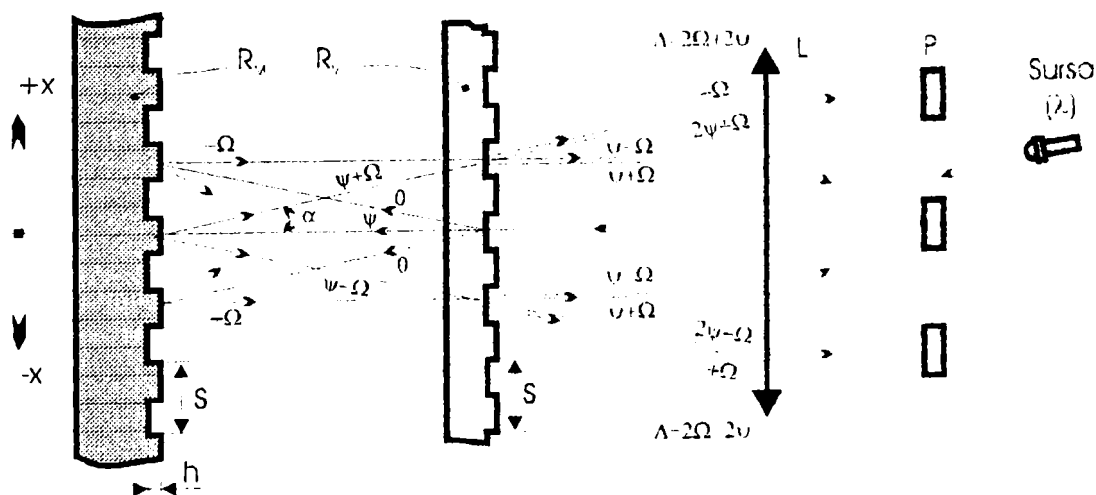


Figura 2.10 Principiul interferometrului cu rețea mobilă

Rețeaua R_V are un profil dreptunghiular, constanta s fiind egală cu pasul de divizare (uzual $s = 4\mu m$) iar înălțimea $h = \lambda + \lambda$, λ fiind lungimea de undă a luminii cu care se face tastarea riglei. ($h = 0,2\mu m$ și $\lambda = 0,8\mu m$ - infraroșu apropiat). Alegerea lui h se face ținându-se cont că între fasciculele reflectate pe benzile proeminente și respectiv pe cele denivelate ale rețelei R_V apare o diferență de fază $\Delta\varphi = 2\pi 2h/\lambda$, astfel că pentru $h = \lambda/4$ rezultă $\Delta\varphi = \pi$ și întreaga energie este conținută în spectre, respectiv intensitatea maximă se obține în banda de difracție de ordinul (1), [29], [38].

Rețeaua de tastare R_T este o rețea de fază plană funcționând prin transmisie, tot cu profil dreptunghiular și cu constanta identică cu a riglei R_V . Fasciculul de lumină provenit de la o sursă cu lungime de coerență redusă¹ ($l_c \approx 1m$ -aproape "monocromatică"), de obicei laser semiconductor cu $\lambda_{emis} \approx 800nm$, este incident normal pe direcția de deplasare a rețelei mobile R_V . La traversarea rețelei R_T fasciculul este difractat (vezi figura 2.11.a), R_i și R_d fiind raza incidentă normal respectiv razele difractate corespunzătoare ordinelor de difracție (0), (-1) și (-1), s constanta rețelei iar α unghiul de difracție, unde:

$$\sin\alpha_k = k \cdot \frac{\lambda}{s}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.7)$$

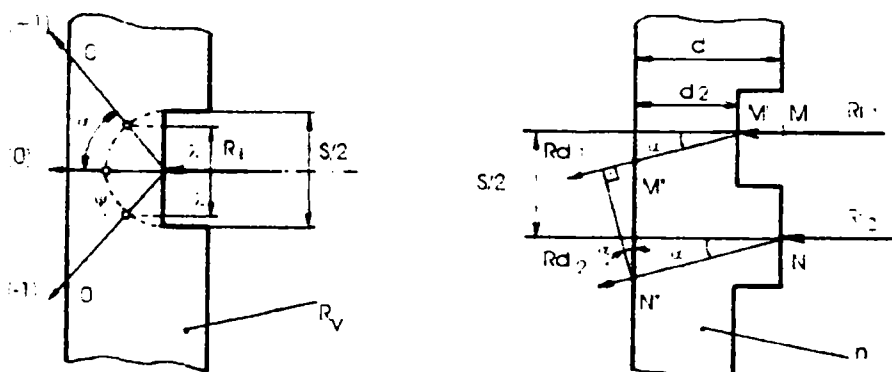


Figura 2.11 a) Raza incidentă normal R_i și razele difractate $R_d(0)$, (1) și (-1) în cazul rețelei de tastare R_V ; b) Defazajul dintre razele difractate R_{d1} și R_{d2} provenite din incidența normală pe creștătura respectiv pe proeminența rețelei R_V datorat diferenței de drum optic $d=d_1-d_2$.

Conform teoriei rețelelor de difracție prin transmisie (figura 2.11.b) expresia defazajului introdus de rețeaua de tastare R_T este:

$$\Delta\delta = \delta_2 - \delta_1 = \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \left[\frac{s}{2} \cdot \sin\alpha_k + (d_1 - d_2) \cdot \frac{1-n}{n} \right] \quad (2.8)$$

unde

$$\delta_1 = 2 \cdot \pi \cdot \left(\frac{d_1 - d_2}{\lambda} - \frac{d_1 - d_2}{\lambda'} \right) \quad (2.9)$$

¹ "Redusă" în comparație cu $l_c \rightarrow \infty$ pentru radiația monocromatică pură, dar mult mai mare față de lungimea de coerență a luminii albe.

este defazajul dintre două raze incidente în planul rețelei în punctele M și N (denivelare, proeminență) situate la distanța s , iar

$$\delta_2 = 2\pi \cdot \frac{M''N'' \cdot \sin\alpha_k}{\lambda} = 2\pi \cdot \frac{S}{\lambda} \cdot \sin\alpha_k \quad (2.10)$$

este defazajul dintre razele de difracție corespunzătoare aparținând aceluiași ordin de difracție. De asemenea d_1 , d_2 și s sunt parametri constructivi ai rețelei (fig. 2.11 b). n este indicele de refracție, iar λ și λ' lungimea de undă a emisiei luminoase în aer respectiv în mediul rețelei corelate prin relația:

$$\lambda = n \cdot \lambda'$$

Pentru $k=0$, ordinul de difracție (0), se obține un defazaj $\Delta\delta = \psi \neq 0$ iar pentru $k = \pm 1$, printr-o dimensionare corelată a rețelei R_I se poate obține un defazaj nul, (fig. 2.11 a) și (fig. 2.10).

Difracția prin reflexie la nivelul rețelei R_{VI} va reține ca semnificative doar fronturile de undă corespunzătoare ordinelor (0), (-1), și (+1), condiția $h = \lambda/4$. Defazajul suplimentar introdus se poate estima cu relația:

$$\Delta\delta = 2\pi \cdot S \cdot \frac{(\sin\alpha_k + \sin\alpha)}{\lambda} \quad (2.11)$$

unde α este unghiul razei incidente, iar α_k unghiul de difracție cu $\sin\alpha_k = k \cdot \lambda/S$. Se are în vedere și faptul că reflexia undelor pe un mediu mai dens se face cu pierderea unei semiunde $\lambda/2$ sau cu o diferență de fază $\delta=\pi$ deci:

$$\sin\alpha_k + \sin\alpha = -k \cdot \frac{\lambda}{S} \quad (2.12)$$

Figurile 2.12.a), b), și c) conțin o detaliere constructivă a celor trei cazuri de incidență și respectiv difracție la nivelul rețelei R_M din figura 2.10, cu precizarea defazajului introdus

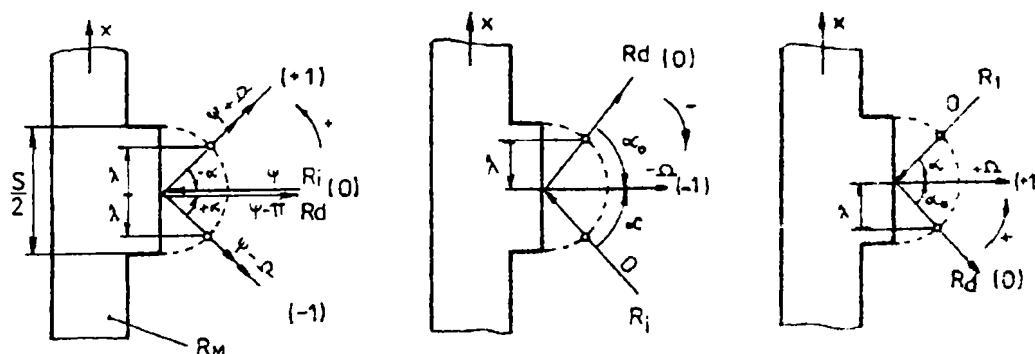


Figura 2.12 Cele trei cazuri de incidență la nivelul rețelei de măsură R_M : a) incidența normală și fronturile difractate de ordin (0), (+1) și (-1); b) incidența de unghi $(-\alpha)$ cu difracții de ordin (0) și (-1); c) incidența de unghi $(+\alpha)$ cu difracții de ordin (0) și (+1).

Fronturile de undă reflectate de rețeaua R_{VI} (vezi fig. 2.10), traversează apoi rețeaua palpatoare R_I producând trei fascicule de raze interferate, defazate între ele cu (0, $+2\psi$ și -2ψ). Acestea sunt colimate de lentila L excitând apoi trei fotodectoare P care le transformă în semnale electrice. Asimilând rețeaua mobilă R_{VI} cu o oglindă distribuită [163], [165] la o deplasare

în planul ei cu distanța Δx în sensul de măsurare, frontul de undă corespunzător ordinului întâi de difracție suferă un defazaj $\pm\Omega$ unde:

$$\Omega = 2\pi \cdot \frac{\Delta x}{s} \quad (2.13)$$

Pentru $\Delta x = s$ fronturile se decalează exact cu o lungime de undă, fasciculul corespunzător ordinului $(+1)$ de difracție deplasându-se spre $(+)$, în sensul luminii iar cel de ordinul (-1) spre $(-)$, vezi figurile 2.10 și 2.12. Deplasarea de fază $\Delta\delta$ între ordinele de difracție $(+1)$ și (-1) este exact dublul diferenței de fază pe care același fascicul, să zicem de ordin $(+1)$ l-ar avea dacă rețeaua mobilă ar fi înlocuită cu o oglindă punctiformă. $\Delta\delta = 4\pi \cdot \Delta x / s$. Aceasta înseamnă că în cursul fiecărei perioade de divizare se obțin câte două perioade de semnal, [53]. Din cele trei semnale de interferență simetric defazate de obicei cu 120° , se obțin printr-o schemă electronică adecvată alte două semnale sinusoidale defazate cu $1/4$ din perioadă (adică 90° defazaj electric). Acestea se prelucrează apoi prin tehnici specifice *semnalelor în cuadratură*.

În general semnalele corespunzătoare fasciculelor interferate nu conțin armonici superioare, perioada de divizare putând fi interpolată foarte fin. Astfel la rigle de măsură cu constanta de $4\mu m$ pot fi obținuți pași de măsură de $1\mu m$, $0,1\mu m$ sau $0,01\mu m$, [45], [124], [160].

Acest principiu poate fi aplicat atât la măsurarea deplasărilor prin translație cât și prin rotație. Unitatea de lungime, de referință, este *perioada spațială a rețelei mobile*. Precizia este determinată în principal de calitatea semnalelor de interferență, adică de cele două ordine de difracție $(+1)$ și (-1) și de menținerea constantă a lungimii drumului optic, în schimb nu depinde de lungimea de undă a sursei, care nu trebuie să fie *coerentă temporal*,¹ [136].

2.1.1.2.2 Măsurarea cu interferometrul de distanță. Considerații teoretice și principiul de funcționare.

Principiul acestei metode se bazează pe *compararea distanței de măsurat cu lungimea de undă emisă de o sursă de referință și apoi evaluarea acestei distanțe printr-un număr proporțional cu numărul de franje de interferență sesizate într-un anumit punct*. O schemă uzuală este cea a unei configurații clasice de interferometru Michelson, (figura 2.13.a).

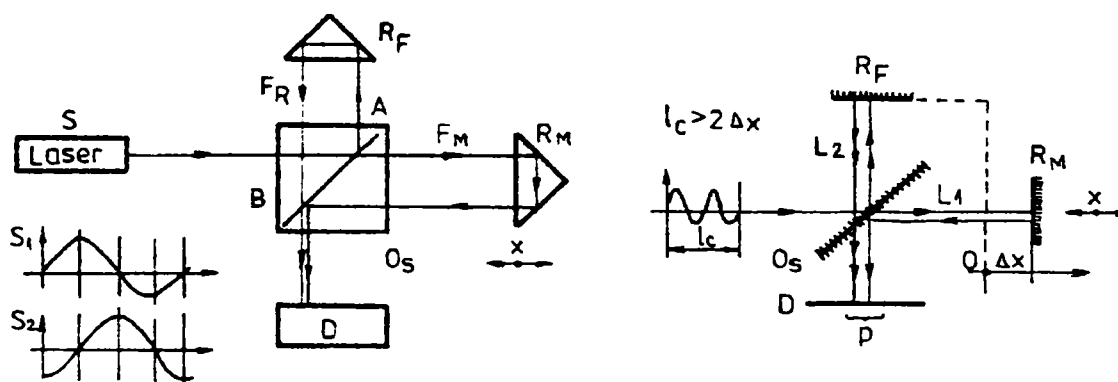


Figura 2.13 a) Configurație clasică de interferometru de distanță; b) principiul măsurării interferometrice.

¹ Se referă la timpul de coerență T_c ($T_c = l_c / c$) care poate fi foarte scurt, altfel spus sursa nu trebuie să fie neapărat monocromatică!

Un fascicul de lumină monocromatică emis de o sursă laser este divizat de oglinda semitransparentă O_S într-un fascicul de măsură F_M și unul de referință F_R . Fasciculul de măsură întâlnește un reflector mobil R_M fiind dirijat înapoi după care interferează cu fasciculul F_R , reflectat și el de R_F care este fix, în punctul B al oglinzii semitransparente. Rezultatul interferenței este un sistem de franje de egală înclinare de tip Haidinger, obținut în planul unor elemente foto-detectoare D , [32], [44], [78].

Sistemul optic al acestei configurații poate fi asimilat cu o lamă de aer limitată de un divizor și o oglindă (ramura F_M a laserului), astfel că datorită fenomenului de reflexie multiplă se obțin franje nete, înguste și de mare contrast, [90], [225]. Cele două fascicule F_M și F_R pot fi percepute ca oscilații armonice generate de două surse independente într-un mediu omogen și izotrop, (fig. 2.13.b). Admițând că cele două unde oscilează în fază (adică $\Delta\phi=0$), cu aceeași amplitudine și frecvență, după ce parcurg drumurile $2L_1$ și respectiv $2L_2$ acestea interferează "neperturbat" într-un punct P din planul fotodetector D obținându-se:

$$\begin{aligned} y_P &= A \cdot \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{2L_1}{\lambda} \right) + A \cdot \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{2L_2}{\lambda} \right) = \\ &= 2A \cdot \cos 2\pi \left(\frac{L_1 - L_2}{\lambda} \right) \cdot \sin 2\pi \left(\frac{t}{T} - \frac{L_1 + L_2}{\lambda} \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

unde

$$A_P = 2A \cdot \cos 2\pi \left(\frac{L_1 - L_2}{\lambda} \right) \quad (2.15)$$

este amplitudinea unde rezonante în punctul P , ea fiind maximă pentru o diferență de drum

$$\delta = 2(L_1 - L_2) = k \cdot \lambda, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.16)$$

și minimă pentru

$$\delta = 2 \cdot (L_1 - L_2) = (2k + 1) \cdot \frac{\lambda}{2}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (2.17)$$

L_1 și L_2 fiind lungimile celor două brațe ale interferometrului, de măsură respectiv de referință. Apreciind că intensitatea luminoasă $I_{luminoasă} \sim A_P^2$, adică, [50]:

$$I_{luminoasă} \approx \cos^2 2\pi \left(\frac{L_1 - L_2}{\lambda} \right) \quad (2.18)$$

în punctul P intensități luminoase egale se succed la intervale de π echivalente cu deplasări $\Delta x = \lambda/2$.

Dacă vom considera inițial $L_1 = L_2$ și $\Delta\phi = 0$, la o deplasare Δx a reflectorului mobil R_M , pe direcția fasciculului F_M , diferența de drum $2 \cdot \Delta x$ va introduce un defazaj:

$$\Delta\phi = 2\pi \cdot \frac{2 \Delta x}{\lambda} = 4\pi \cdot \frac{\Delta x}{\lambda} \quad (2.19)$$

625-375/1810

Astfel deplasarea Δx este evaluată ca un *multiplu al unei unități de măsură "imateriale"*, care este *lungimea de undă a razei laser*, [124], [177].

La o deplasare $\Delta x = \lambda/4$ prin punctul P se succed un maxim respectiv un minim al intensității luminoase. Un sistem de detecție cu două fotoelemente astfel decalate spațial furnizează două semnale electrice cvasisinusoidale în cuadratură de fază. Prelucrate digital prin tehnici specifice, acestea permit fie o măsurare simplă prin incrementarea sau decrementarea cu câte o unitate a unui numărător reversibil la fiecare deplasare $\Delta x = \lambda/2$ într-un sens sau altul, fie implementarea unor metode de interpolare când se impune evaluarea unor diviziuni mai fine de $\lambda/2$ [172], [211].

Prin acest procedeu se pot măsura distanțe Δx pentru care diferența drumurilor optice ale celor două fascicule F_M și F_R respectă încă *condiția de interferență* $l_c > 2 \cdot \Delta x$, l_c fiind lungimea de coerență a emisiei laser monocromatice, (tipic $l_c \approx 1m$). De asemenea *condiția de coerență* pentru cele două fascicule (adică defazaj nul), este obligatorie pentru precizia interferării. *Menținerea constantă a unității de referință din brațul de măsură al interferometrului*, respectiv a lungimii de undă λ a razei laser este condiția esențială pentru precizia măsurării, [177]. Folosirea unui laser cu o emisie cu lungimea de undă λ foarte bine stabilizată nu este suficientă, aceasta fiind puternic dependentă de condițiile de mediu, respectiv de parametri aerului din lama creată în brațul de măsură al interferometrului. Astfel o deplasare cu Δx a reflectorului de măsurare R_M (vezi fig. 2.13.b) depinde de lungimea de undă, în condiții normale, și de numărul de franje de interferență N succedate, prin următoarea relație:

$$2 \cdot \Delta x = \lambda_n \cdot N \cdot (1 + k_a) \quad (2.20)$$

unde k_a este un factor de corecție care însumează abaterea parametrilor aerului de la valorile normale, [189]:

$$k_a = k_p \cdot (p - p_0) + k_T \cdot (T - T_0) + k_u \cdot (u_r - u_0) \quad (2.21)$$

Factorii k_p , k_T și k_u sunt coeficienți de ajustare pentru abaterea presiunii, temperaturii, respectiv a umidității relative, de la valorile normale p_0 , T_0 și u_0 , factori ce au valorile estimate de mai jos, [125], [173]:

$$\begin{aligned} k_p &= -0.2 \times 10^{-6} / \text{mbar} \\ k_T &= 0.9 \times 10^{-6} / ^\circ \text{C} \\ k_u &= 0.03 \times 10^{-6} / \% u_r \end{aligned}$$

În cazul măsurărilor foarte exacte acești factori de mediu sunt foarte bine controlați cu un sistem de senzori conectați la echipamente sofisticate gen "*stație meteo*", care calculează și operează corecțiile necesare în timp real, [36], [124].

2.1.2 PROCEDEUL ABSOLUT. Principiul de funcționare

Prin folosirea riglelor și discurilor codate, măsurarea deplasărilor liniare respectiv unghiulare este asociată direct unor semnale digitale determinate nemijlocit de o codificare absolută. Noțiunea de "*absolut*" asociată acestui procedeu de măsurare evidențiază faptul că fiecare punct al domeniului de măsurare este marcat printr-un semnal respectiv o combinație de semnale

“absolut” distincte astfel că poziția momentană a obiectului de măsurat este oricând *absolut reproductibilă*, [217], [224].

Reprezentativ pentru acest procedeu este așa-numitul *codificator de unghi* care intră în construcția traductoarelor de rotație în special, dar care este utilizat frecvent și în traductoarele de deplasare prin translație, prin adaptarea unui mecanism de conversie a mișcării de tip pînion-cremalieră sau șurub-piuliță. Acest tip de traductor se compune (vezi figura 2.14) din discul codat *DC* solidar cu axul *A* care îi transmite acestuia mișcarea de rotație. Discul *DC* este de obicei o *măsură optică*, prevăzută cu mai multe piste, fiecare din acestea conținând un număr egal de zone transparente (sau reflectante) și opace (sau absorbante) corespunzător codului folosit, și cărora prin sistemul de tastare li se asociază apoi valorile logice “1” și respectiv “0”. [83], [84].

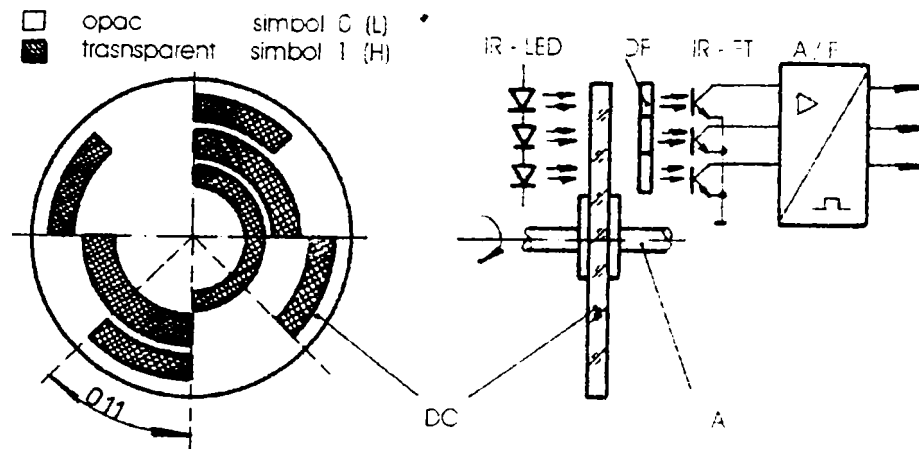


Figura 2.14 Principiul traductorului absolut de rotație, “codificator de unghi”

Diversele modele și tehnici de execuție ale acestor discuri asigură rezoluții cuprinse între 100 și 50.000 diviziuni pe rotație, [216], [231]. Sunt cunoscute de asemenea și discuri codificate magnetice unde diviziunile sunt combinații de zone magnetizate și respectiv nemagnetizate, ori discuri absolute cu contact, codificarea fiind realizată prin zone conductoare sau izolante, [189].

Sistemele de tastare a discurilor folosesc principii cunoscute ca principiul magnetic, principiul galvanic, prin contact electric cu perii colectoare (tot mai rar aplicat ¹), și respectiv principiul fotoelectric, [215].

La traductorul din figura 2.14 emisia unei linii de fotodiode (*IR-LED*) traversează discul *DC* și o diafragmă *DF* situată în spatele acestuia excitând apoi o arie de fototranzistori *FT*. În funcție de poziția unghiulară a discului codat prin intermediul fântelor diafragmei este “citită” combinația de cod corespunzătoare și “tradusă” de către fiecare fototranzistor în parte într-un semnal electric care este apoi amplificat și format de blocul *A/F*. Informația binară rezultată poate fi imediat interpretată ori prelucrată de orice sistem de calcul sau de procesare digitală.

Astfel spre deosebire de procedeu de măsurare incremental, la măsurarea codată absolut valoarea numerică a poziției unghiulare este disponibilă imediat după conectarea tensiunii de alimentare și se conservă la întreruperea acesteia. Ca urmare a acestei estimări absolute nu mai este necesară *discriminarea sensului* și nici *circuite de numărare*. Sunt excluse astfel și *erorile de măsurare în lanț* ce ar putea fi cauzate de apariția unor impulsuri parazite în timpul măsurării. [217], [255].

2.1.3 ALTE PRINCIPII DE MĂSURARE INCREMENTALĂ ȘI ABSOLUTĂ

Alte principii, devenite deja clasice în raport cu cele descrise anterior, cum ar fi *principiul măsurării inductive* prin reprezentanții săi consacrați *resolverul* și *inductosinul* [90], și *principiul măsurării magnetice* prin aplicații de tipul celei descrise în [240], sunt tot mai puțin dezvoltate în ultima vreme. În opinia autorului, regresul lor de pe piața traductoarelor de deplasare s-ar datora limitărilor lor în ce privește precizia, a complexității fenomenelor perturbatoare ce trebuiesc compensate și mai ales incapacității lor de miniaturizare extensivă.

Cu toate acestea există o electronică bine pusă la punct capabilă să compenseze o gamă largă de tipuri de erori, cum ar fi cele datorate armonicilor superioare din cuplajul roto-stator, erorile de decalaj ($\Delta\varphi = \pi/2$) dintre tensiunile de alimentare rotorice, inegalitatea amplitudinilor acestora, precum și diferențele de impedanță ale înfășurărilor rotorului. [42], [90], [102], [194]. Semnalele astfel prelucrate permit apoi o interpolare de factor $2^{1/2}$, sau mai mare, pe perechea de poli, obținându-se pași de măsură de $0,32''$ sau mai fini, la varianta circulară spre exemplu, [55]. Precizia și subdivizarea sunt însă limitate ele depinzând puternic de ajustarea fazei și amplitudinii semnalelor tastate. [51], [79], [103], [119].

Există și preocupări pentru dezvoltarea unor principii noi, mai puțin convenționale ca cele amintite până acum, [24], [66]. Ele sunt susținute și de o motivație bine argumentată. Astfel în tehnica măsurărilor procedeele bazate pe principii fizice simple sunt preferate deoarece într-o măsurare în care participă cât mai puține mărimi și rezultatul va fi afectat de mai puțini factori.

Dintre acestea *principiul măsurării deplasărilor liniare cu ultrasunete* este apreciat ca o soluție cu șanse de impunere în viitor, [147]. Acceptând că viteza de propagare a ultrasunetelor într-un mediu solid (de exemplu metal) este constantă, se poate aprecia că timpul între generarea impulsului de ultrasunet și recepția acestuia este direct proporțional cu lungimea de măsurat, (adică $\Delta t \sim L$). Astfel măsurarea deplasării este de fapt evaluarea timpului de propagare a undei ultrasonice între două puncte ale conductorului de undă și este o *măsurare absolută*, ea păstrându-se și în cazul întreruperii accidentale a tensiunii de alimentare, (vezi aplicația dezvoltată în [147] și [256]). Sunt acoperite domenii de măsurare de 150mm până la 320mm , măsurările putându-se efectua cu o rată de până la 2 KHz , iar reproductibilitatea este mai bună de $0,01\text{ mm}$. Erorile de neliniaritate sunt mai mici de $0,1\%$, iar histerezisul specific $\approx 0,075\text{ mm}$, [256], [264].

Deși tehnologiile de realizare sunt complicate și folosesc materiale deosebite, măsurarea bazată pe acest principiu este liniară, fără contact și nu necesită conexiuni mecanice. Spre deosebire de riglele optice, măsurarea cu ultrasunete se pretează și la aplicațiile care impun o robustețe mare pentru traductor, metoda nefiind perturbată de vibrații sau șocuri. Apoi măsurarea se face absolut și nu incremental, un alt avantaj de reținut, [48], [147].

2.1.4 ALTE PROCEDEE DE MĂSURARE A DEPLASĂRILOR

O categorie aparte o constituie traductoarele pentru deplasări mici și foarte mici¹. Cele mai răspândite sunt cele *parametrice*², de tip inductiv, capacitiv sau rezistiv, [90].

Cele inductive se bazează fie pe modificarea reluctanțelor de închidere a fluxurilor magnetice prin două bobine la deplasarea unui miez de ferită mobil, față de poziția de echilibru [128], fie pe modificarea întrefierului prin deplasarea unei armături mobile în dreptul unui miez

¹ Adică distanțe de ordinul a $10^{-3} \div 10^{-6}$ m și chiar 10^{-9} m

² Se consideră parametrice traductoarele care necesită alimentare electrică pentru a furniza semnalul de ieșire, [128].

feromagnetic, [90]. Varianta diferențială este cea mai răspândită în ambele cazuri. Mai performante par a fi însă cele de tip *transformator diferențial liniar variabil* în care elementul sensibil îl constituie bobinele în montaj diferențial din variantele anterioare dispuse în secundarul transformatorului. Soluții îmbunătățite sunt propuse în [71], [108], [158], [179], [203], iar în [193] este prezentată o soluție inedită de senzor ce folosește curenții turbionari pentru măsurarea deplasării. Deși distanța măsurată este mai mică de 1cm , rezoluții de $1\mu\text{m}$ sunt garantate aici prin independența de variațiile de temperatură și umiditate, lipsind practic legătura fizică între senzor și obiectul a cărui deplasare se măsoară.

Traductoarele pe principiul capacitiv au ca element sensibil un condensator plan sau cilindric a cărui capacitate variază fie cu distanța dintre armături, fie cu suprafața lor, [90]. Unele se bazează și pe modificarea permitivității dielectricului, [82]. Și în cazul acestor traductoare variantele diferențiale sunt mai mult folosite datorită sensibilității mai mari la deplasare, imunității la perturbații și liniarității bune pe o plajă mai mare, [128]. În general sunt atinse precizii de $1\mu\text{m}$ sau mai bune, pe domenii de 1mm . Ele sunt datorate în principal tipului de oscilator folosit și liniarității lui deosebite. Aplicații performante sunt descrise în [82], [116] și [154]. În [59] este prezentată o soluție de oscilator a cărui ieșire poate fi conectată direct la un microcontroler fără a mai necesita conversie *A/D*. Procesarea în sine a semnalului acestui tip de traductor cunoaște și ea diferite metode și algoritmi specifici, dezvoltati în [36], [37] și [44].

În fine principiul rezistiv, mai simplu dar și mai puțin precis, exploatează dependența liniară dintre rezistența electrică R a unui conductor și lungimea l a acestuia. Mai frecvent utilizate sunt variantele cu element sensibil rezistiv în montaj reostatic și în montaj potențiomtric [90], [128]. Soluțiile noi folosesc tot mai mult elemente fotosensibile, și anume fotorezistențe. Aici erorile de contact dispar și variațiile cu temperatura sunt mai reduse. Se cunosc numeroase variante de aplicare [18], [107], [109], [110], [144]. Acestea seamănă tot mai puțin cu principiul clasic consacrat, aducând mai degrabă cu cel fotoelectric. Oricum măsurarea în sine este tot digitală, fie incrementală, fie absolută.

De asemenea, apariția unei componente electronice noi induce firesc soluții noi cu aplicații mai performante decât predecesoarele lor consacrate. Ele sunt mai greu de încadrat într-unul din procedeele sau principiile cunoscute, de cele mai multe ori situându-se la frontiera lor, în zona de interferență. Este cazul circuitului PSD (Position Sensitive Detector) funcționând pe principiul *fotodiodei cu efect lateral*. Cu rezoluții de $0,1\mu\text{m}$ sau mai bune, aceste componente sunt ideale pentru aplicații de centrare și poziționare foarte precisă, detecție de front (tranziii "lumină - întuneric"), [98], [234]. Aplicațiile de măsurare a deplasărilor sunt de tip *non-contact* bazate pe metoda triangulației. Un astfel de sistem tipic constă dintr-o sursă de lumină, diodă laser sau LED, o oglindă sau un sistem de oglinzi și fotodiode receptoare, (PSD-ul), care colectează lumina reflectată și furnizează un semnal de ieșire proporțional cu poziția, [30], [145], [222]. Considerate multă vreme¹ mult mai precise decât CCD-urile din camerele video, în ce privește rezoluția și liniaritatea, sunt folosite deja în multe aplicații pretențioase, precum cele descrise în [120] și [46], [196].

Pentru precizii deosebite se folosesc arii multielement cu una sau două dimensiuni. Imaginea spotului luminos induce fotocurenți în elementele iluminate. Apoi toate elementele sunt scanate pentru a determina poziția spotului. Este necesar ca dimensiunea spotului să fie mai mică decât mărimea unui pixel (adică a unui fotoelement). Dacă nu, trebuie calculată poziția

¹ Anul 1995 marchează apariția primelor CCD-uri cu canal îngropat bazate pe tehnologia *MOS in SiC* care au determinat o creștere spectaculoasă a rezoluției, până la 5340 pixeli, și a frecvenței de lucru la 35 KHz față de 1,5 : 5KHz, cu o eficiență a transferului de sarcină mai mare de 99,4%, [152], [25], [61]

centroidului sarcinii electrice acumulate prin măsurarea ieșirii mai multor elemente adiacente. Acesta însă sporește costul și complexitatea analizei și procesării datelor, [1], [46], [222].

O implementare originală cunoaște și procedeul codat. Numite generic și "*digitizoare*" de unghi sau distanță, aceste traductoare au caracteristică acea scală formată din mai multe piste de cod, separate în spațiu, și tastate cu cel puțin un element de sesizare, [96], [83]. Soluția propusă în [184] utilizează în schimb o *scală de cod multistrat*, cu pistele de cod situate în straturi diferite, suprapuse unul peste celălalt. Fiecare strat este o celulă cu cristale lichide cu electrozi de date și de comandă. Scala se mișcă între două planuri, cel al elementelor fotoemisive și respectiv al celor fotodectoare. Prin electrozii de date se fixează o anumită combinație de cod, unele celule fiind conectate la masă, iar prin electrozii de comandă o unitate de control programată comută alimentarea celulelor cu cristale lichide. Informația "stocată" în scala multistrat este conformă unui algoritm de operare. La un moment dat, imaginea ce apare corespunzător pistelor de cod dintr-o anumită poziție este "citită" și decodată pe baza algoritmului implementat. Numărul acestor straturi este limitat la 10-15 din considerente de "calitate" a imaginii furnizate și de viteză de citire.

Pe același principiu se pot construi și scale de cod bazate pe *efectul galvanomagnetic*, unde straturile sunt de fapt senzori Hall, iar semnalul de poziție (excitația) este produs de un magnet permanent ce se deplasează relativ față de scala de cod. Se folosesc detectoare Hall cu lățimea de 1mm. Puterea de rezoluție furnizată de un astfel de senzor, variază spre exemplu în cazul scalelor multistrat cu cristale lichide de la 20-40 linii/mm, dacă se folosește efectul de alunecare dinamică, la 60-100 linii/mm dacă se folosește efectul de orientare al cristalelor. Deși rezoluția aceasta nu este încă prea bună, capacitatea lor mare de miniaturizare le recomandă pentru utilizări în robotică și în echipamentele de navigație.

Același principiu de măsurare apare în variante îmbunătățite în [40], [185] unde se realizează o extindere a domeniului de măsură în paralel cu creșterea semnificativă a rezoluției.

Tot bazată pe cristale lichide, este o metodă de "*corelare a petelor*" pentru măsurarea deplasărilor laterale ale unor obiecte brute, folosită în [131]. Aceași metodă combinată cu principiul interferometric [206], furnizează soluții cu rezoluții mult sporite. "*Modelele de pete*"¹ sunt folosite ca repere sau marcaje naturale ale suprafeței, imprimate de lumina coerentă a laserului. Deplasarea petelor cauzată de mișcarea liniară sau unghiulară a suprafeței este detectată cu un senzor de imagine liniar (CCD) de mare rezoluție (1024 elemente) a cărui ieșire este analizată de un corelator. Avantajele majore sunt simplitatea deosebită a configurației optice și domeniul mare de măsurare.

În fine, numeroase aplicații folosesc tot mai mult senzorii de imagine CCD, liniari sau bidimensionali, fie în măsurare directă pe principiul fotoelectric [100], [118], [135], [155], fie în combinație cu principiul interferometric sau altele mai puțin "convenționale", [28], [150], [206]. Acestea vor fi însă analizate și discutate mai amplu în § 3.2.

O ultimă soluție [159], care promite să devină o nouă generație de senzori folosește tot un principiu interferometric², dar în care scanarea rasterului (adică a riglei de măsură) se face cu *unde acustice de suprafață*. Aceasta produce rezoluții sub 0,01 μm pe domenii de până la 220mm, neliniaritatea caracteristicii statice de ieșire fiind cuprinsă în limita a 0,2% din valoarea unui pas. Avantajele sale față de metodele interferometriei optice sunt simplitatea și interfațarea imediată cu sistemul mecanic.

¹ În terminologie anglo-americană - "*speckle patterns*".

² O varianta cu *interferometru de distanță*.

2.2 METODE ȘI TEHNICI DE PRELUCRARE A SEMNALELOR TRADUCTOARELOR

2.2.1 PRELUCRAREA SEMNALELOR ÎN QUADRATURĂ DE FAZĂ

Majoritatea traductoarelor incrementale, indiferent de procedeul de tastare folosit furnizează la ieșire două semnale în quadratură de fază, A (sau canal A) și B (sau canal B), (vezi figura 2.15). Acestea conțin implicit informații despre poziția relativă, sensul de deplasare rotativă și chiar viteza deplasării.

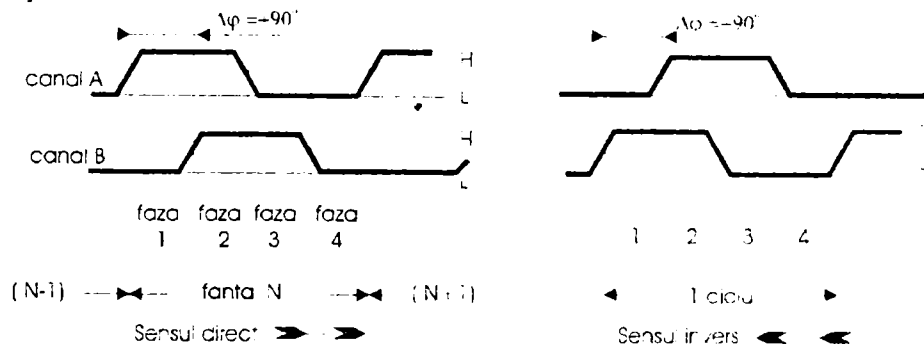


Figura 2.15 Semnalele în quadratură de fază în funcție de sensul de deplasare: a) pentru sensul direct; și b) pentru sensul invers.

Extragerea și decodificarea acestei informații cunoaște variate soluții în funcție de complexitatea și pretențiile de precizie ale fiecărei aplicații în parte, reflectate evident și în prețul traductorului. Astfel o tranziție a semnalului A din $L \rightarrow H$ (sau $H \rightarrow L$) conjugată cu un semnal stabil $B = L$ (sau $B = H$) poate fi asociată unui sens de deplasare direct, sau sens A , (fig. 2.15. a). O analiză similară aplicată semnalului B va permite decodificarea unui sens invers, sensul B , (fig. 2.15. b).

Evaluarea incrementală a deplasării se poate face prin decodificare simplă (un impuls fantă), dacă se numără numai impulsurile A sau numai B , decodificare dublă dacă se numără atât tranzițiile lui A cât și tranzițiile lui B . Acest ultim mod de decodificare oferă o rezoluție maximă, (adică $\times 4$), printr-o "divizare" electronică a pasului rețelei de măsură R_{ef} . Ea poate fi aplicată doar riglelor cu o divizare foarte precisă, [248].

Implementarea separată a funcției de multiplicare a ratei impulsurilor ($\times 4$), și a celei de detecție a sensului nu este cea mai sigură soluție, [69], [167]. Aceasta deoarece circuitul de detecție "răspunde" la schimbarea sensului în mod normal pe durata unui impuls A sau B , interval în care se generează și impulsuri de numărare, astfel că o parte din acestea pot fi numărate eronat, în sus sau în jos. În schimb soluția propusă în [182] elimină acest neajuns printr-o decodificare simultană a informației de sens și de poziție cu ajutorul unui circuit de interfață realizat cu o logică combinațională extrem de simplă, (vezi figurile 2.16 și 2.17).

Idea de bază pornește de la descrierea cu ajutorul unor funcții logice distincte a celor două cicluri care caracterizează sensul direct respectiv invers de deplasare. Astfel asociind fiecărei faze a unui ciclu câte un termen normal conjunctiv [10], [15] se obțin expresiile:

$$f_A = \dot{A} \cdot \bar{B} + \dot{B} \cdot A + \bar{\dot{A}} \cdot B + \bar{\dot{B}} \cdot \bar{A} = S_A \quad (2.22)$$

$$f_B = \dot{B} \cdot \bar{A} + \dot{A} \cdot B + \bar{\dot{B}} \cdot A + \bar{\dot{A}} \cdot \bar{B} = S_B$$

unde A, B, \bar{A}, \bar{B} sunt variabile logice binare asociate semnalelor de tip nivel, A respectiv B , iar $\dot{A}, \dot{B}, \dot{\bar{A}}, \dot{\bar{B}}$ sunt variabile binare asociate unor semnale de tip impuls care marchează tranzițiile semnalelor A , respectiv B , astfel:

$$\dot{A} \quad \text{pentru tranziția} \quad L \rightarrow H$$

iar

$$\dot{\bar{A}} \quad \text{pentru tranziția} \quad H \rightarrow L$$

și analog pentru B .

Astfel funcțiile f_A și f_B sunt perfect disjuncte identificând fără echivoc cele două sensuri de deplasare S_1 și S_2 , furnizând în același timp trenuri de impulsuri cvadruple direct sau invers numărabile pentru o rezoluție maximă. (vezi fig. 2.16 și fig. 2.17).

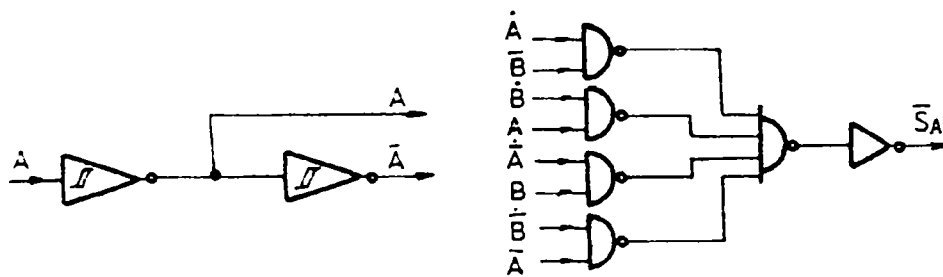


Figura 2.16 a) "Formarea logică" a semnalelor primare ale traductorului; b) Model de implementare logică a funcției de sens S_A .

Semnalele A și B disponibile la ieșirea traductoarelor deși sunt rectangulare se aplică mai întâi unor porți logice cu intrări de tip Trigger-Schmidt pentru "îmbunătățirea" fronturilor (fig. 2.16.a). Se pot obține astfel și negatele lor logice, unele traductoare furnizând direct și aceste semnale. Impulsurile de detecție a fronturilor sunt generate cu circuite de tip monostabil declanșabile pe front (fig. 2.17.a).

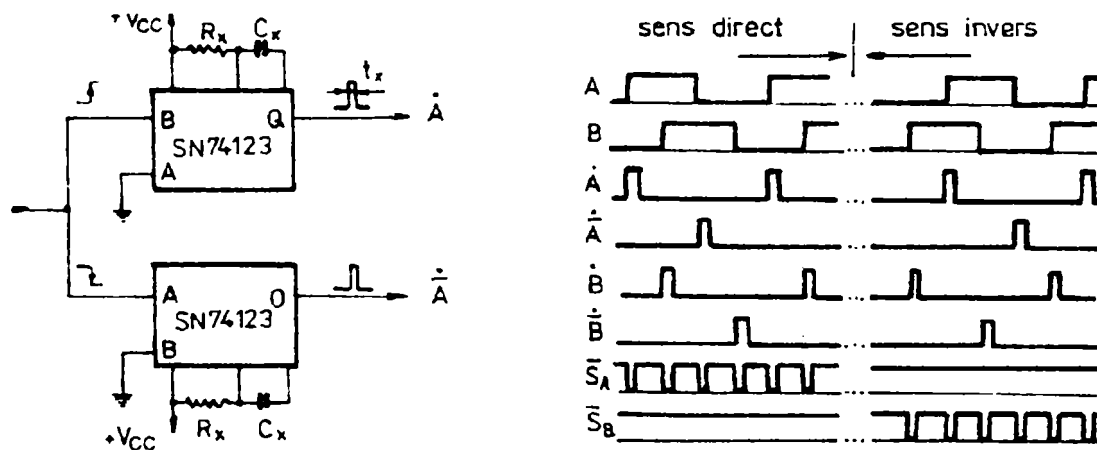


Figura 2.17 a) Generarea impulsurilor de detecție a fronturilor de semnal; b) Diagrama pentru obținerea semnalelor de sens S_A și S_B din semnalele formate logic ale traductorului.

Acestea sunt semnale "ferme" ce nu mai pot fi afectate de eventuale tranziții parazite datorate vibrațiilor sistemului mecanic de antrenare a rețelei de tastare R_T și influența unor câmpuri electromagnetice perturbatoare este mult redusă în acest caz. [161]. Pentru o imunitate maximă, durata impulsurilor

$\dot{A}, \dot{B}, \overline{\dot{A}}, \overline{\dot{B}}$ fixată prin elementele pasive externe R_N, C_N este limitată superior la $1/4$ de ciclu minim corespunzător vitezei maxime de deplasare rotire a traductorului. Această condiție se traduce prin relația, [182]:

$$t \leq \frac{15}{V_{max} \cdot N} \quad (2.23)$$

unde V_{max} este viteza maximă (în rotații minut), iar N este rata impulsurilor (în impulsuri rotație). Relația se menține valabilă și în cazul unei deplasări liniare iar coeficientul 15 în loc de 16 a fost ales din criterii de siguranță, ($t = 1,25 \mu s$ pentru $V = 3.000$ rpm și $N = 4.000$ imp./rot.) o limitare inferioară pentru durata t este impusă de timpii de tranziție ai componentelor electronice folosite, astfel încât să fie evitat hazardul combinațional. Acest circuit de interfață răspunde astfel la o schimbare de sens într-un interval mai scurt de $1/4$ de ciclu fără a pierde vreun impuls de numărare.

După același principiu de decodificare a semnalelor în cuadratură se poate concepe o logică secvențială sincronă mai sigură și "suficient" de rapidă. Astfel circuitul din figura 2.18. este o dezvoltare personală a autorului, a unei scheme bloc din [248]. El folosește semnalul de tact (CLK) pentru eșantionarea semnalelor A respectiv B și sincronizarea logicii de detecție.

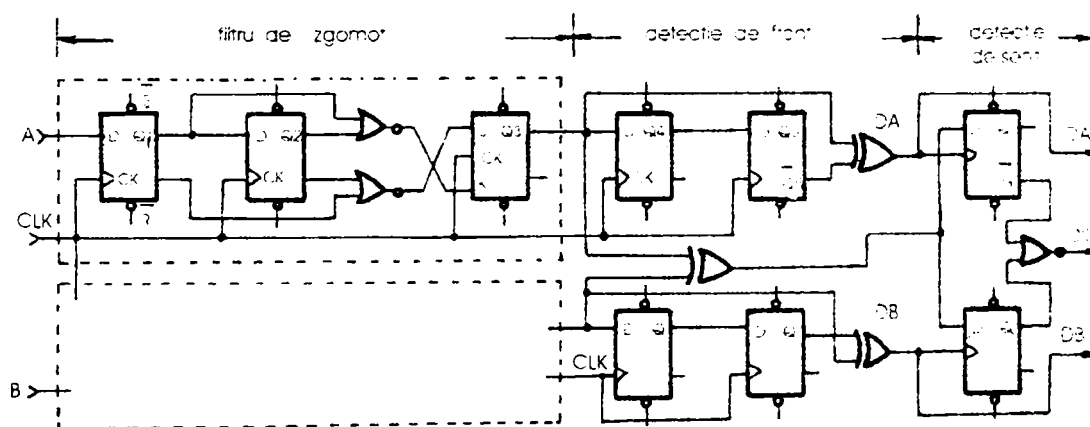


Figura 2.18 Logică secvențială sincronă de decodificare a semnalelor în cuadratură de fază.

Un filtru pentru zgomotul de tranziție elimină vibrațiile sistemului mecanic în timpul tastării semnalelor A și B precum și posibilele perturbații electromagnetice exterioare. El folosește perioada tactului pentru a detecta cel puțin două impulsuri H sau L pe o linie de semnal înainte de stabilizarea acestuia, așa cum rezultă și din diagrama de semnale din (fig. 2.19). astfel impulsuri mai scurte decât perioada tactului pot fi complet rejectate. O creștere a imunității la zgomot poate fi realizată prin suplimentarea stărilor filtrului (adică bistabili suplimentari).

Un circuit de detecție eșantionează cele două fronturi ale fiecărui semnal generând semnalele DA și respectiv DB și corelat cu acestea discriminatorul de sens produce semnalul DIR unde:

$$DIR = \overline{A\overline{B}} \cdot DB + A\overline{B} \cdot DA + \overline{A}B \cdot DB + \overline{A}B \cdot DA = (A \oplus B) \cdot DB + (\overline{A \oplus B}) \cdot DA \quad (2.24)$$

și analog

$$\overline{DIR} = (A \oplus B) \cdot DA + (\overline{A \oplus B}) \cdot DB$$

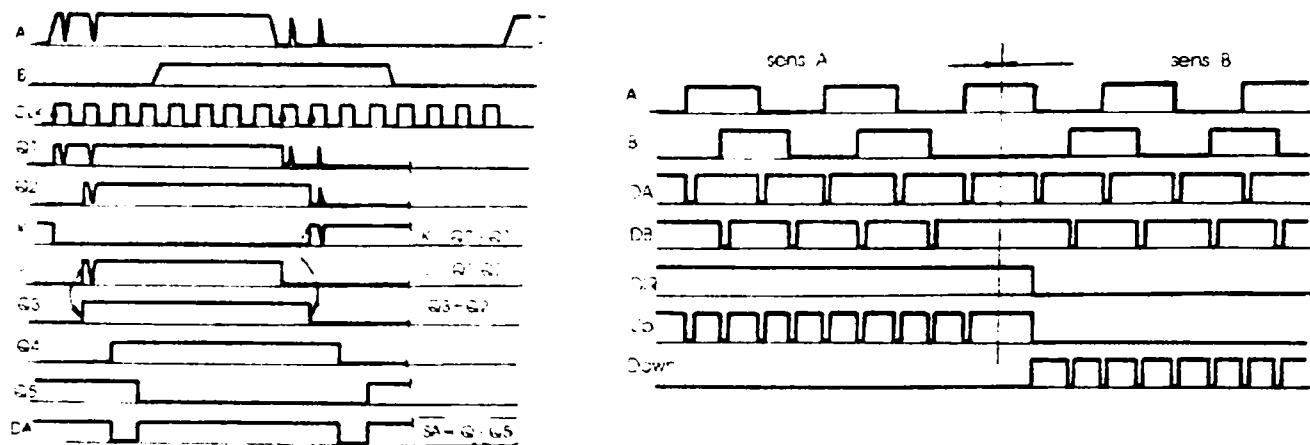


Figura 2.19 a) Detectia și rejectia impulsurilor parazite prin filtrare digitală: b) Obținerea semnalelor DA și DB de detecție a fronturilor lui A și B, și a semnalului DIR de discriminare a sensului.

relații similare cu (2.22) deduse prin asocierea semnalelor DA și DB la stările semnalelor A și B corespunzătoare celor două senzuri, (vezi diagramele de semnale din figura 2.15). Apoi printr-o logică suplimentară se obțin semnalele Up și Down aplicabile direct la intrările unui numărător reversibil. (fig. 2.19.b):

$$\begin{aligned} Up &= DA \cdot DB \cdot DIR \\ Down &= DA \cdot DB \cdot \overline{DIR} \end{aligned} \quad (2.25)$$

Pentru ca schema propusă în figura 2.18 să fie pe deplin performantă trebuie ca logica folosită să fie de 10 ori mai rapidă decât viteza estimată maximă de sosire a zărilor în cuadratură, [248]. De asemenea trebuie ca viteza de operare să permită cel puțin 4 eșantionări pe ciclu în aceleași condiții limită ale semnalelor A și B.

Prelucrarea semnalelor în cuadratură acceptă și o abordare proprie automatelor cu algoritm de stare (ASM), [167]. Astfel că asociind fiecărei faze din cele două cicluri distincte din (fig. 2.15.a,b) câte o stare, se obține un automat secvențial cu 8 stări. Folosind o codare adecvată pentru evitarea fenomenelor de concurs în tranziția stărilor și tehnici specifice sintezei acestor automate, se poate obține o implementare elegantă cu circuite logice programabile de tip FPLA, PAL, GAL, etc. Deși un singur circuit este suficient pentru întreaga aplicație, soluția este mai puțin rapidă decât celelalte două soluții anterioare.

În aplicațiile în care viteza nu mai este o problemă, decodificarea semnalelor în cuadratură se poate face ușor prin program după următorul algoritm, (fig.2.20). Aceasta presupune în mod firesc un microcalculator ori un sistem cu microprocesor care să dispună de porturi de intrare cu

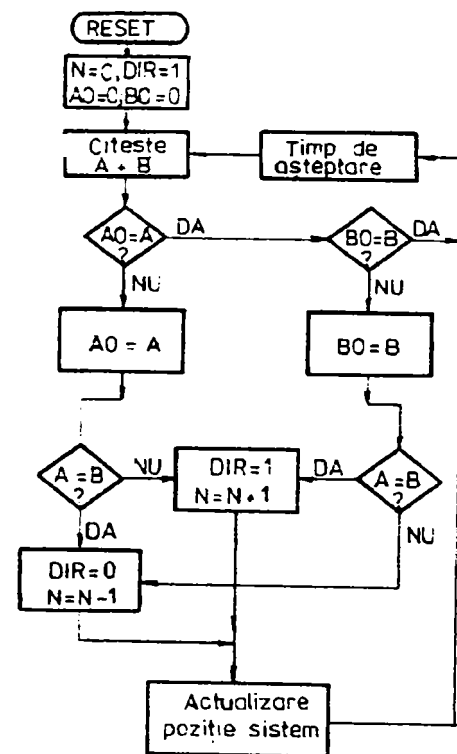


Figura 2.20 Algoritmul decodificării software a semnalelor în cuadratură

controlul întreruperilor care să faciliteze *procedura de "scanare"* a semnalelor de intrare aplicată aici, [243], [248], [254], [266].

Algoritmul începe cu o inițializare a poziției relative N și a sensului deplasării D/R . Apoi se continuă testarea în paralel a celor două semnale A și B prin compararea cu valorile A_0 și B_0 inițializate și ele în prealabil. Actualizare poziției sistemului este urmată de un timp de așteptare până la o nouă prelevare de semnale.

Prelucrarea cu rezoluție maximă a semnalelor în cuadratură este condiționată în principal de *precizia "divizării"* riglei de măsură R_M indiferent de tehnologia de realizare și de procedeul de tastare folosit. Aceasta determină și "*distanța*" între tranzițiile semnalelor A și B , *purtaătoarele implicite ale unității de măsură*. De asemenea durată impulsului A sau B trebuie să fie constant $1/2$ din perioada semnalului ea asigurând și *liniaritatea măsurării*. La aceasta se adaugă și o *eroare de histerezis optic* ori *magnetic* manifestată îndeosebi la schimbarea sensului deplasării prin diferența ce apare la o tranziție lumină întuneric și invers, ori între zone adiacente diferit magnetizate.

Aceste erori cunosc metode diferite de compensare specifice fiecărui procedeu de tastare. Astfel pentru *procedeul fotoelectric* se folosește o buclă de control a lățimii impulsului de măsurare în cadrul unui ciclu, unde valoarea medie a impulsurilor A și B reglează curentul LED-ului. (adică sursa emisiei luminoase),[166]. Unele firme folosesc pe lângă configurația clasică de fotodetectori pentru obținerea semnalelor în cuadratură un *nivel suplimentar de detecție ca referință de semnal* pentru rejectia zgomotului și creșterea stabilității pragului de detecție cu variația tensiunii și a temperaturii, [166], [252]. Pentru precizii de măsurare deosebite se folosesc configurații hardware care stabilizează factorul de umplere al semnalelor generate de traductor la $1/2$ din ciclul de măsurare, într-o gamă largă de frecvență, [212], [220], [251]. Un astfel de circuit, conceput de autor într-o versiune mai performantă, este prezentat în figura 2.21

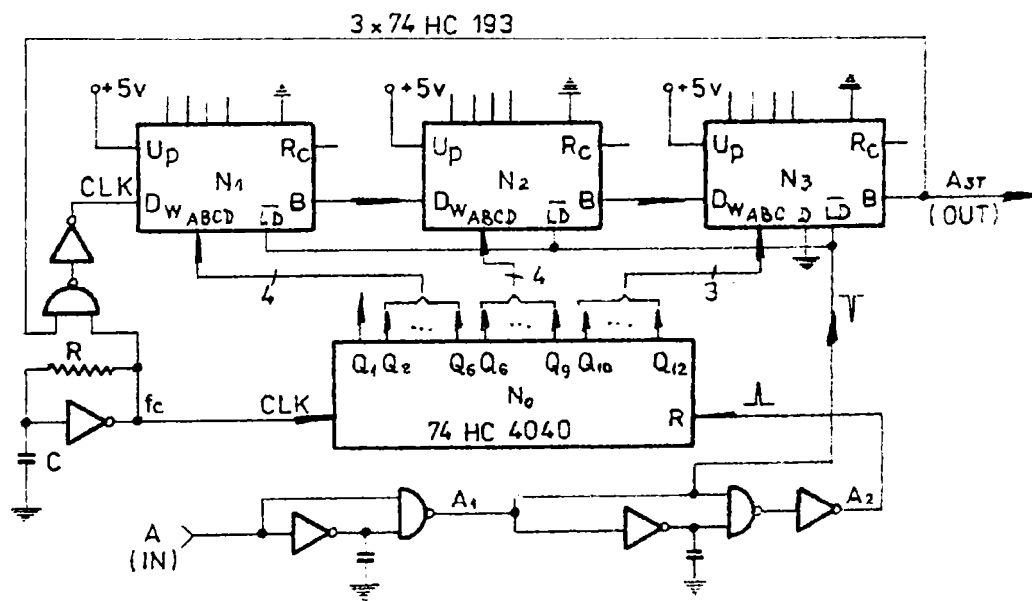


Figura 2.21 Circuit de stabilizare la $1/2$ din perioadă a factorului de umplere al semnalelor în cuadratură de fază.

N_0 este un numărător binar asincron de 12 biți cu transport succesiv care contorizează N impulsuri de tact între două tranziții $L \rightarrow H$ succesive ale semnalului A de intrare:

$$N = \frac{f_c}{f_{IN}} \tag{2.26}$$

unde N depinde de frecvența f_{IN} , deci implicit de viteza de tastare a traductorului. N_1 , N_2 , și N_3 formează împreună un numărător descrescător tot de 12 biți care la comanda A_1 se încarcă cu numărul $N \cdot 2$ (adică ieșirile Q_2, \dots, Q_{12}) din conținutul lui N_0 . Imediat N_0 este resetat de comanda A_2 (vezi fig. 2.22), reluându-și numărarea tactelor. Când conținutul numărătorului compus N_1 - N_2 - N_3 ajunge la zero, ieșirea de împrumut B a lui N_3 comută pe L , menținându-se în această stare până la o nouă comandă de încărcare, deci la o nouă tranziție din $L \rightarrow H$ a semnalului A de intrare. În aceste condiții folosind relația 2.26 durata T_i în care $A_{ST} = H$ se poate exprima:

$$T_i = \frac{N}{f_c} = \frac{1}{2 \cdot f_{IN}} = \frac{1}{2} \cdot T_{IN} \tag{2.27}$$

Astfel impulsul de ieșire A_{ST} va fi tot timpul $0,5 \times T_{IN}$, independent de frecvența și factorul de umplere al semnalului A . Nici precizia frecvenței de tact f_c nu are importanță, însă raportul f_c/f_{IN} nu trebuie să depășească $2^{1/2} \approx 1,414$, capacitatea maximă de numărare a lui N_0 .

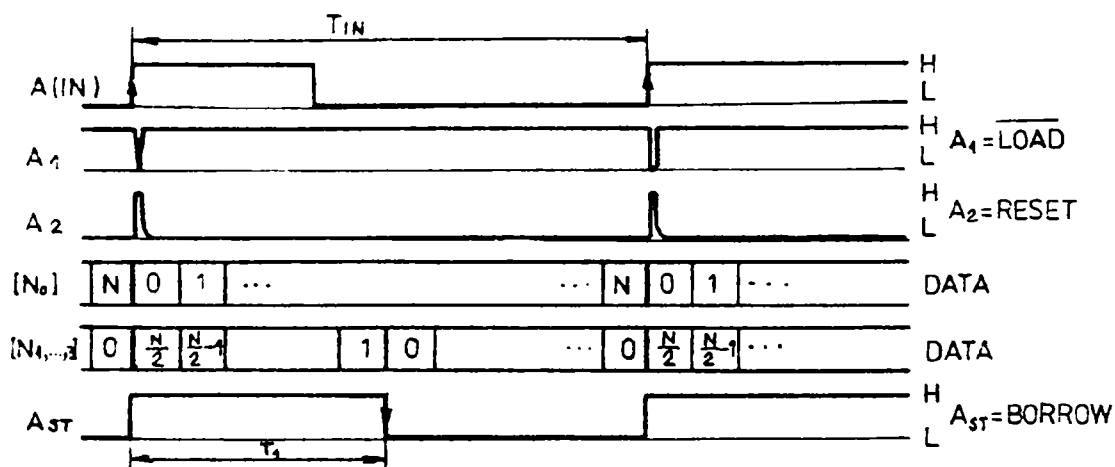


Figura 2.22 Diagrama de semnale pentru circuitul de stabilizare a factorului de umplere al semnalelor de măsurare ale traductorului la 1/2 din T.

Dacă numărul N contorizat în intervalul T_{IN} este impar se introduce o eroare egală cu $0,5/N$ deoarece bitul cel mai puțin semnificativ Q_1 este ignorat. Însă N fiind un număr mare, această eroare este nesemnificativă.

2.2.2 INTERPOLAREA

În general *interpolarea* se referă la *evaluarea mărimii unui interval din diviziunea de măsurare*, [38]. În contextul prelucrării nemijlocite a unor semnale furnizate de traductorul propriuzis, ea apare ca un procedeu complementar tehnicilor de prelucrare în cuadratură pentru obținerea unor pași de măsură mai mici decât 1/4 din perioada semnalelor tastate, [51], [68], [181].

Interpolarea se aplică fie direct semnalelor sin/cos înainte de "formare", fie după prelucrarea în cuadratură. Tehnicile folosite sunt specifice fiecărui procedeu de tastare.

2.2.2.1 TEHNICI DE INTERPOLARE LA TASTAREA STATICĂ

Tastarea statică cuprinde toate procedeele de măsurare incrementală care furnizează semnale periodice care evaluează deplășarea prin însăși perioada lor, sau prin fracțiuni din aceasta.

Astfel o divizare suplimentară a pasului de măsurare se poate realiza prin detecția punctelor de intersecție ale curbelor semnalelor \sin și \cos pe lângă detecția trecerii prin zero, (vezi figura 2.23). Se obține deci o multiplicare $\times 8$ a rezoluției de evaluare. Semnalele S_A și S_B au semnificația de la pct. 2.2.1, (figura 2.17.b).

Folosirea suplimentară a semnalelor:

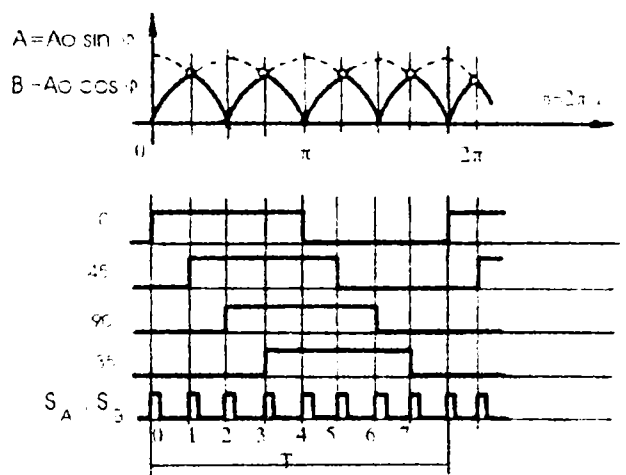


Figura 2.23 Detecția suplimentară a punctelor de intersecție a curbelor \sin și \cos pentru mărirea factorului de interpolare la tastarea statică.

$$\begin{aligned}
 A + B &= A_0 \cdot \sqrt{2} \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right) \\
 A - B &= A_0 \cdot \sqrt{2} \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.28}$$

și

pe lângă

$$\begin{aligned}
 A &= A_0 \cdot \sin \varphi \\
 B &= A_0 \cdot \sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{4}\right) = A_0 \cdot \cos \varphi
 \end{aligned}
 \tag{2.29}$$

și

va permite ca printr-un procedeu analog celui prezentat să se realizeze o multiplicare $\times 16$ a rezoluției. Divizări de ordin superior se pot obține pornind de la semnalele din (relațiile 2.29), din care se formează apoi semnalele $S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}$ defazate cu unghiurile $\beta, 2\beta, \dots, (n-1) \cdot \beta$ după procedeu următor, [51], [162]:

$$\begin{aligned}
 S_0 &= A = A_0 \cdot \sin \alpha \\
 S_1 &= A \cdot \cos \beta + B \cdot \sin \beta = A_0 \cdot \sin(\varphi + \beta) \\
 S_2 &= A \cdot \cos 2\beta + B \cdot \sin 2\beta = A_0 \cdot \sin(\varphi + 2\beta)
 \end{aligned}
 \tag{2.30}$$

$$S_{n-1} = \dots = A_0 \cdot \sin[\varphi + (n-1) \cdot \beta]$$

Un fragment al schemei de principiu a circuitului de interpolare este prezentat în figura 2.24.a. iar diagrama de fază și diagramele de semnal din figura 2.24.b, detaliază funcționarea acestuia. Circuitul realizează o interpolare de factor 5, deci $\beta = 360^\circ / (4 \times 5) = 18^\circ$. Cele 10 semnale (S_0, S_1, \dots, S_9) care apar într-o semiperioadă au faze cuprinse între 0° și 162° . Ele sunt apoi

“formate” printr-un nivel de comparare (adică detecție de zero), și transformate în două serii de impulsuri dreptunghiulare $A^{(2k-1)}$ și $B^{(2k-1)}$ printr-un nivel de SAU-Exclusiv (sau suma modulo 2).

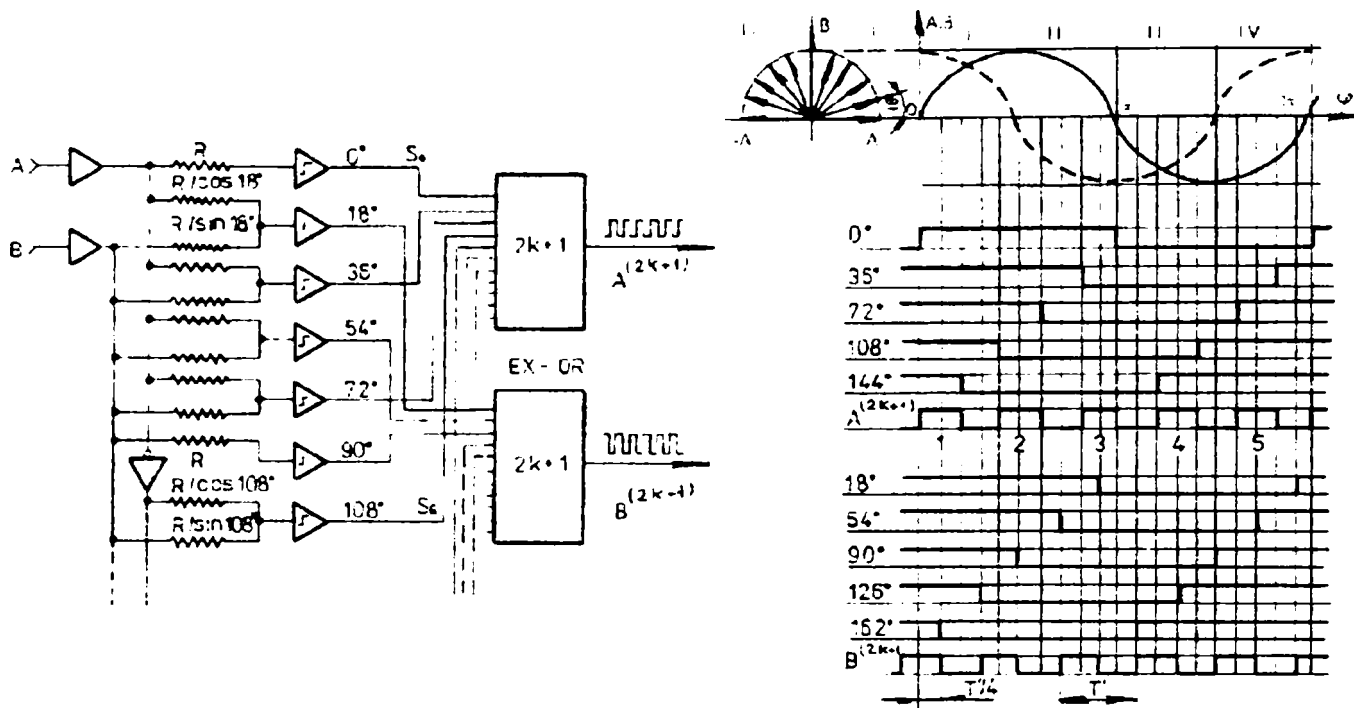


Figura 2.24 a) Schema de principiu a unui circuit de interpolare de factor 5; b) Diagrama de fază, diagramele semnalelor de divizare S_0, \dots, S_4 și a celor interpolate $A^{(2k+1)}, B^{(2k+1)}$.

Corecția cadranelui pentru defazaje cuprinse între $90^\circ < \Delta\theta < 180^\circ$ se face prin inversarea corespunzătoare a semnalului A . Frecvența semnalelor de ieșire este de $5 \times$ frecvența semnalului de intrare, între ele fiind un decalaj $1/4 \cdot T'$ unde $T' = 1/5 \cdot f_{IN}$. Distanța între două flancuri consecutive ale acestor semnale corespunde unui pas de măsurare, care în acest caz este $1/20$ din perioada inițială de divizare. După același procedeu se pot face interpolări de factor 10 sau 25, la care pasul de măsură va fi $1/40$ respectiv $1/100$ din diviziunea inițială, [163].

Pentru divizări de ordin superior se folosește un procedeu de interpolare numerică, [20], [51], [53]. Acesta se bazează pe calculul funcției $arctg$ și folosește un sistem digital de calcul, (vezi figura 2.25). Se aplică traductoarelor de rotație dar prin conversia mișcării se poate aplica și celor de deplasare liniară. Relația de legătură este dată mai jos:

$$\varphi = arctg\left(\frac{A}{B}\right) = 2\pi \cdot \frac{x}{T} \quad (2.31)$$

Semnalele de tastare A și B în formă analogică (relația 2.29), sunt eșantionate (SH) și apoi convertite numeric (AD). Aceste valori servesc la calculul raportului $A/B = tg \varphi$ de către microprocesor. Rezultatul reprezintă de fapt adresa corespunzătoare valorii momentane a unghiului φ dintr-o tabelă ($EPROM$), ce este imediat listată cu o precizie oricât de mare. În același timp semnalele analogice împreună cu semnalul de referință R sunt aplicate unor comparatoare care stabilesc cadranelui curent (vezi diagrama de fază din fig. 2.24 b), numărul acestuia reprezentând o primă evaluare “grosieră” a poziției. În cazul traductoarelor de rotație tip multitură, numărătorul N este capabil să contorizeze prin incrementare sau decrementare numărul cadranelor parcur-

se. Microprocesorul va corela această valoare cu rezultatul interpolării anterioare astfel încât tranzițiile valorilor grosiere și fine să corespundă. Dintr-un alt tabel se pot citi valori de corecție, iar semnalele sinusoidale vor fi memorate în vederea determinării și apoi corectării erorilor sistematice de măsurare.

Rezultatul final este o valoare numerică codată care poate fi furnizată serial (TS) unei unități de comandă, unui alt sistem de calcul sau unei unități de afișare, LE și LR fiind canalele de emisie respectiv recepție.

Se poate concepe o procedură de interpolare digitală mai rapidă dacă se utilizează o tabelă bidimensională, [163], [247]. Se evită astfel calculul raportului A/B , la ieșirea tablei obținându-se printr-o logică de selecție adecvată, o valoare codificată pentru unghiul φ . Corespunzător acesteia, un semnal incremental cu pas foarte fin, generat intern, va fi numărat în timp când astfel poziția unghiulară cu rezoluție oricât de mare.

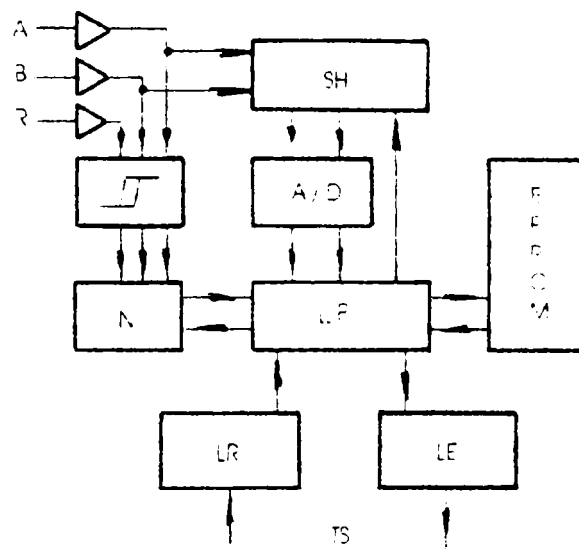


Figura 2.25 Configurație de implementare a procedurii de interpolare numerică

2.2.2.2 TEHNICI DE INTERPOLARE SPECIFICE TASTĂRII DINAMICE

Tastarea dinamică furnizează semnale de tensiune alternativă de frecvență constantă sau aproape constantă a căror amplitudine sau fază variază proporțional cu deplasarea (adică distanța sau unghiul).

2.2.2.2.1 Interpolarea prin prelucrarea digitală a fazei

În general semnalele tastate dinamic sunt două semnale de tensiune curent alternative cu frecvența f , de forma:

$$\begin{aligned} S_1 &= A_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \\ S_2 &= A_2 \cdot \sin(\omega t) \end{aligned} \quad (2.32)$$

unde S_1 este purtătorul informației despre deplasarea s prin diferența de fază $\varphi = 2\pi s / \lambda$, iar S_2 este un semnal de referință obținut dintr-un alt semnal S_3 prin divizare de frecvență, [53]

$$S_3 = A_3 \cdot \sin(n\omega t) \quad (2.33)$$

Uneori semnalul S_3 se obține din S_2 printr-o logică de comutație adecvată. Un numărător fixează perioada semnalului S_3 în cadrul unei perioade a semnalului S_2 , (vezi figura 2.26). "Deplasarea"

semnalului determină o "extensie" a intervalului de numărare a perioadelor T_3 astfel că numărul N corespunzător va permite evaluarea distanței Δx prin relația:

$$\Delta x = N \cdot T_3 - n \quad (2.34)$$

unde $n = T/T_3$, (dedus din relațiile 2.32, 2.33). Valoarea deplasării s se obține prin însumarea tuturor deplasărilor Δx , astfel că:

$$s = \sum \Delta x$$

unde pasul de măsură are valoarea T/n . Rezultatul măsurării poate fi furnizat fie ca o valoare digitală, codată, fie ca un semnal de tip incremental.

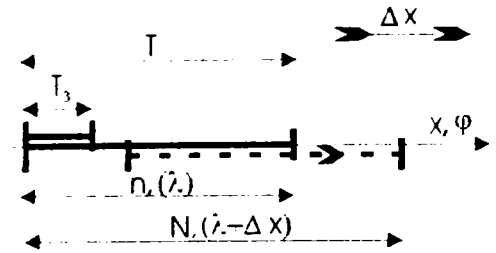


Figura 2.26 Principiul interpolării prin prelucrarea digitală a fazei

2.2.2.2.2 Interpolarea prin prelucrarea digitală a amplitudinii

Această tehnică de interpolare cunoscută în literatura de specialitate și ca "tastarea cu purtătoare de frecvență" [51], folosește două semnale alternative de aceeași fază și frecvență, modulate în amplitudine chiar de valoarea măsurată:

$$\begin{aligned} S_1 &= (A_0 \cdot \sin \varphi) \cdot \sin \omega t \\ S_2 &= (A_0 \cdot \cos \varphi) \cdot \sin \omega t \end{aligned} \quad (2.35)$$

cu $\varphi = 2\pi \cdot s/T$ și $\omega = 2\pi f$.

Electronica de interpolare (vezi figura 2.27) cuprinde un generator de impulsuri comandat în tensiune OCT, ale cărui impulsuri sunt contorizate de numărătorul N_1 . Valoarea numerică de la ieșirea acestuia se aplică unui generator de funcții \sin/\cos , GSC. Semnalele \sin și \cos ale acestuia se multipliază analogic cu semnalele de intrare S_2 și respectiv S_1 .

Printr-o logică de scădere se obține semnalul diferență S_3 :

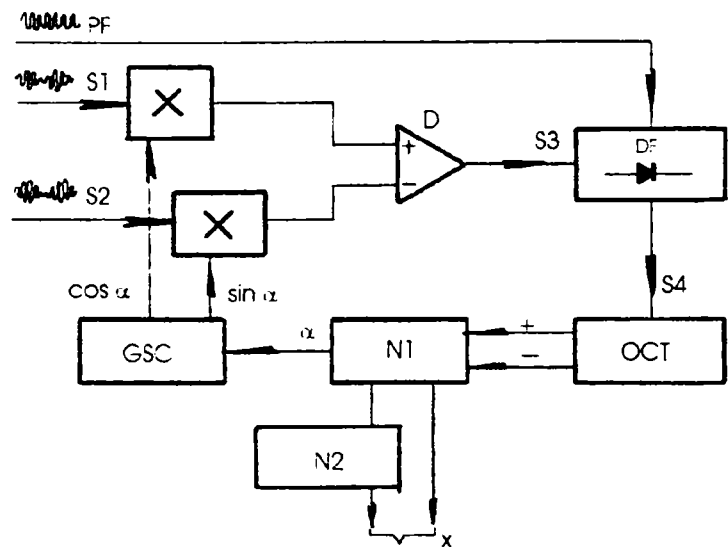


Figura 2.27 Configurație pentru interpolarea prin prelucrarea digitală a amplitudinii.

$$S_3 = S_1 \cdot \cos \alpha - S_2 \cdot \sin \alpha = A_0 \cdot \sin(\varphi - \alpha) \cdot \sin \omega t \quad (2.36)$$

Detectorul sensibil la fază DF prin rejecția purtătoarei PF generează semnalul de eroare S_4 :

$$S_4 = A_0 \cdot \sin(\varphi - \alpha) \quad (2.37)$$

care va comanda OCT astfel încât valoarea numărată, furnizată de N_1 să crească sau să scadă până când semnalele S_3 (relația 2.36) și S_4 devin nule, adică $\alpha = \varphi$. În esență schema este o buclă de calare a fazei PLL, în care valoarea numărată α urmărește argumentul φ , purtătorul informației despre deplasarea x . Astfel α devine mărimea dorită pentru interpolarea lui s . Incrementarea sau decrementarea lui N_1 declanșează un al doilea numărător N_2 care va contoriza numărul de perioade ale semnalului. Prin corelarea indicațiilor celor două numărătoare se obține valoarea măsurată s . Alternativ la ieșire pot fi disponibile și impulsurile de numărare sub forma unor impulsuri incrementale obișnuite.

2.2.3 MARKERI DE REFERINȚĂ. MARKERI CU COD DE DISTANȚĂ

Tehnica markerilor de referință nu este un procedeu de măsurare în sine, el propunându-și doar fixarea unor referințe absolute [53], pe riglele de măsură ale traductoarelor incrementale care să poată fi reperate în caz de întrerupere accidentală a tensiunii de alimentare sau la reluarea lucrului. Prin aceasta se poate minimaliza unul din dezavantajele majore ale procedurii de măsurare incremental.

Se pot folosi unul sau mai mulți markeri de referință pe aceeași riglă de măsură pe lângă diviziunile periodice. Un marker se compune fie dintr-o singură linie de divizare, fie dintr-o rețea cu divizare aleatoare care tastată cu o rețea identică produce doar impulsuri singulare și înguste (vezi fig.2.4.a, semnalul k), [54]. Acestui pus i se poate atribui o anumită valoare a poziției. La reconectarea traductorului, după reperarea acestei poziții se încarcă din nou valoarea atribuită contribuind astfel la o "conservare" a valorii oricărei poziții de măsură. Pentru a se elimina dezavantajul parcurgerii unor distanțe mari până la reperarea markerului de referință s-au impus soluții care folosesc mai mulți markeri dispuși pe aceeași pistă a riglei de măsură la distanțe inegale dar astfel încât distanțele dintre markerii consecutivi să difere printr-un număr întreg de diviziuni de măsură¹, (vezi figura 2.28).

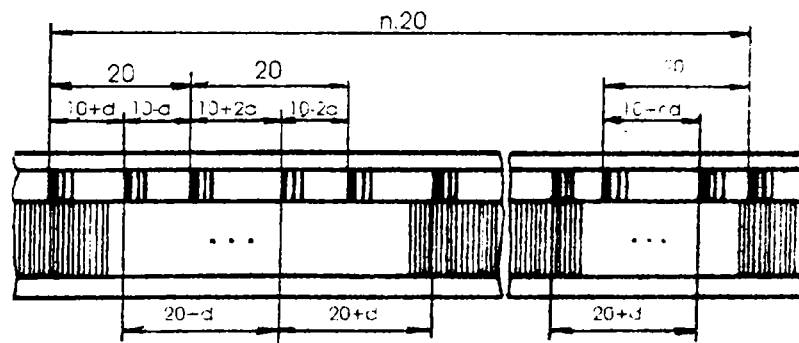


Figura 2.28 Rețea de markeri de referință cu cod de distanță.

Astfel se realizează implicit și o codare a poziției. Prin reperarea oricăror doi markeri consecutivi și aprecierea distanței prin N , N fiind numărul diviziunilor de măsură tastate în acest interval, se poate deduce ușor poziția absolută².

¹ Pentru exemplul din figura 2.28 s-au considerat toate cotele în mm, iar $d = 0,02$ mm

² În relația 2.38 valoarea $n = 0$ se consideră în cazul reperării a doi markeri situați la distanță $(10 - nd)$, iar valoarea $n = 0$ în cazul când distanța dintre ei este $(10 - nd)$.

$$x = \begin{cases} n \cdot (20 + d) - 10, & n > 0 \\ n \cdot 20, & n \leq 0 \end{cases} \quad (2.38)$$

unde

$$n = \pm \left(N - \frac{10}{d} \right) \quad (2.39)$$

iar d valoarea unei diviziuni a riglei de măsură. De asemenea distanța parcursă prin reperarea oricăror trei markeri consecutivi este o constantă, fie 20 mm , fie $20,02 \text{ mm}$ aceasta servind la implementarea unor *algoritmi de corectie periodică a erorilor de neliniaritate* chiar în timpul măsurării. [163].

2.3. APRECIERI FINALE. ESTIMĂRI

La capătul acestei prezentări, destul de elaborate, de metode de măsurare digitală a deplasărilor, cu procesarea de semnal asociată, se cuvin făcute și unele aprecieri comparative privind nivelul de performanță al actualelor traductoare din domeniu precum și o estimare a evoluției lor în perspectivă imediată.

În acest sens este unanim acceptat că în ce privește precizia și rezoluția, sistemele de măsurare fotoelectrică sunt superioare celor bazate pe alte principii fizice de măsurare, în primul rând datorită capacităților lor de palpate a unor diviziuni foarte fine. Astfel tehnicile moderne de tastare fotoelectrică nu mai limitează practic rezoluția riglelor de măsură, acestea putând fi realizate cu precizii foarte mari, de $\pm 5 \mu\text{m}$ până la $\pm 1 \mu\text{m}$ pentru lungimi de măsurare $\leq 1 \text{ m}$, [4], [56], [223]. De asemenea sistemele fotoelectrice sunt preferate celor inductive și magnetice, având cele mai mici abateri în cadrul perioadei de divizare și la schimbarea sensului de deplasare.

Ele se pretează cel mai bine și miniaturizării excesive impuse de evoluția sistemelor mecatronice. Acum tehnologiile de microprelucrare pe siliciu ca și tehnologiile planare permit realizarea simultană pe același chip atât a elementului sensibil (senzorul), cât și a structurii de procesare de semnal, fie numai parțial, fie integral. În același timp se estimează că dezvoltarea microtehnologiei hibridizării va putea permite o *abordare optică complet integrată*, [93], [113], [136]. Astfel funcțiile optice pentru corecția focalizării și a erorilor de citire a riglei de măsură vor putea fi integrate sub formă de ghiduri de undă obținându-se “chip-uri de citire optică” foarte compacte, cu preț de cost scăzut și flexibilitate mare în configurare, [207], [250]. Tot optica integrată poate oferi soluții pentru realizarea condiției de interferență în quadratură, factor decisiv pentru o abordare integrată cu rețele cuplate optic a viitoarelor traductoare incrementale de translație și de rotație, [86], [117], [214]. Tot în perspectivă apropiată se preconizează extinderea utilizării fibrei optice pentru cuplarea diferitelor tipuri de traductoare care lucrează în condiții extreme de mediu, precum și pentru aplicațiile din medii industriale zgomotoase, [62], [63]. Se anticipează chiar o nouă generație de senzori bazați pe fibră optică, implementând principii interferometrice, [13], [17], [34], [195], [219].

Iar în ce privește viitorul, se apreciază că în funcție de contextul evolutiv al tehnologiilor de fabricație a laserilor semiconductori, a fibrelor optice și a componentelor pentru fibre optice, a ansamblurilor micro-optice funcționale și a circuitelor optice integrate, vom asista la propulsarea unei noi generații de instrumentație bazate în principal pe senzorii interferometrici, [70], [132], întrucât *sistemele optice bazate pe interferența Moiré se pare că sunt și ele foarte aproape de limitele lor fundamentale*, [36], [224], [249].

CAPITOL 3. CONTRIBUȚII LA CREȘTEREA REZOLUȚIEI ȘI PRECIZIEI TRADUCTOARELOR INCREMENTALE DE DEPLASARE

3.1 REDUCEREA ERORII DE FAZĂ LA SEMNALELE ÎN QUADRATURĂ¹

3.1.1 CONSIDERAȚII GENERALE

Semnalele în cuadratură de fază sunt specifice traductoarelor incrementale de deplasare (TID), indiferent de procedeul de tastare utilizat. *Eroarea de fază* ce se manifestă la aceste semnale este determinată în principal de modul de formare a lor și afectează considerabil precizia măsurării. Dacă abaterea de la cuadratura de fază (adică $T/4$) este constantă, ea introduce o eroare sistematică relativ ușor de compensat. Însă dacă variază aleator alterează liniaritatea, corecția ei fiind acum dificilă.

Reducerea erorii de fază poate contribui consistent la îmbunătățirea procesului de măsurare, în primul rând prin "*calitatea*" semnalelor furnizate blocului de procesare. Astfel semnale cu un defazaj precis (foarte apropiat de $\pm T/4$, adică 90° electrice) și constant, cu un factor de umplere $1/2 \cdot T$ de asemenea constant, permit interpolări de factor sporit, deci o rezoluție mărită și implicit precizie mai bună. Pe de altă parte minimalizarea erorii de fază este gândită și în sensul surmontării limitelor introduse de precizia de execuție a riglei sau discului de măsură (de fapt *precizia de divizare*), altfel spus "*impreciziile*" măsurandului să poată fi "*compensate*" electronic prin furnizarea unor semnale electrice de calitate.

Din aceste considerente problema capătă tot mai mult sens. Interesul pentru abordarea ei a fost susținut de câteva propuneri și idei de rezolvare menționate în [77], [86], [193]. Suportul principal l-a constituit însă realizarea de către firma Hewlett-Packard a unui traductor incremental ce aplică o așa-numită "*tehnică de fazare integrată*", (vezi pct. 2.1.1.1.3). Pentru prima oară semnalele în cuadratură furnizate la ieșirea traductorului nu mai sunt rezultatul tastării fotoelectrice directe a discului de măsură, ci sunt "*fabricate*" printr-un proces de "*decodificare logică*" a informației electrice prelevate în procesul exploratoriu al măsurării propriu-zise. Rezultatele comunicate sunt remarcabile anunțând o *reducere a erorii de fază* de la valori de $15^\circ \div 20^\circ$ tipice pentru modelul Moiré [260], la valori de numai 2° el , cu o *îmbunătățire a liniarității* de $8 \div 10\%$, [86].

Neexistând însă nici o referire la acest procedeu în literatura de specialitate, am abordat subiectul pornind de aceleași premise tehnice și tehnologice de realizare ale firmei HP și am încercat să găsim o metodă de obținere a semnalelor specifice în cuadratură de fază A și B tot printr-o tehnică de fazare integrată. Cu riscul inerent ca soluția să fie similară cu patentul HP, dar și cu șansa ca ea să fie una originală și de interes.

Principiul și construcția traductorului sunt aceleași cu cele descrise în capitolul 2, §2.1.1.1.3, metoda de decodificare însă fiind elaborată prin "*sinteză deductivă*" având ca suport scheme bloc și informații sumare din documentații tehnice de produs.

¹ Această tehnică, deși vizează în primul rând semnalele traductoarelor incrementale optoelectronice care implementează principiul fotoelectric, poate fi adaptată și principiului inductiv ori interferometric cu rețea de difracție. Ea poate constitui așadar obiectul unor preocupări viitoare.

3.1.2 PRINCIPIUL TRADUCTORULUI

După cum rezultă din figura 2.8 precum și din figura 3.1 de mai jos, proiecția unui *pas de tastare*¹ P al discului incremental de măsurare acoperă patru fotodiode din aria fotosensibilă de palpate, din care mereu câte două fotodiode consecutive² sunt excitate iar celelalte două sunt obturate.

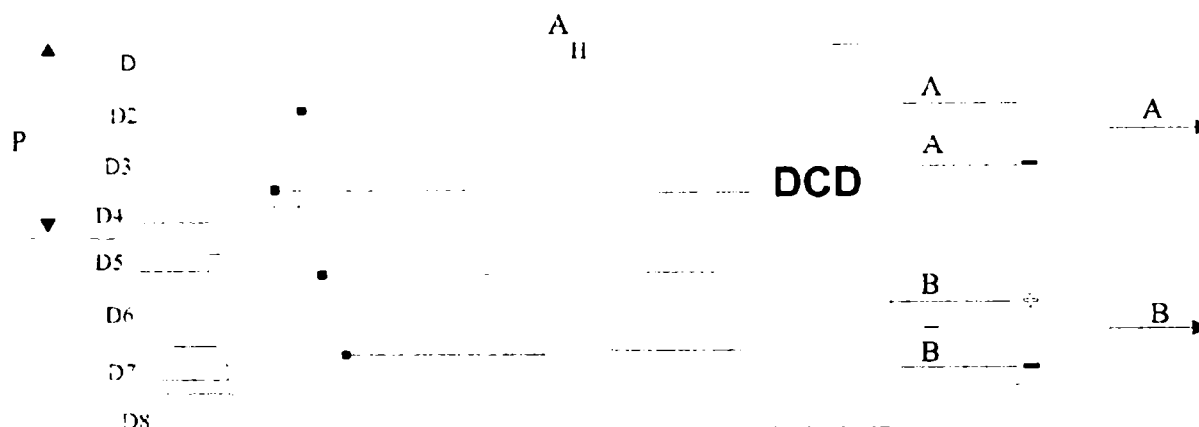


Figura 3.1 O posibilă diagramă bloc electrică a traductorului

Considerând *capul de "palpare"* fix și discul de măsură DM mobil, la o deplasare unghiulară cu un pas P într-un sens numit *sens A* sau *direct* al acestuia va produce la nivelul ariei fotosensibile o succedare în expunerea fotodiodelor D_1, \dots, D_4 similară *desenului "umbră-lumină"* din figura 3.2.a.

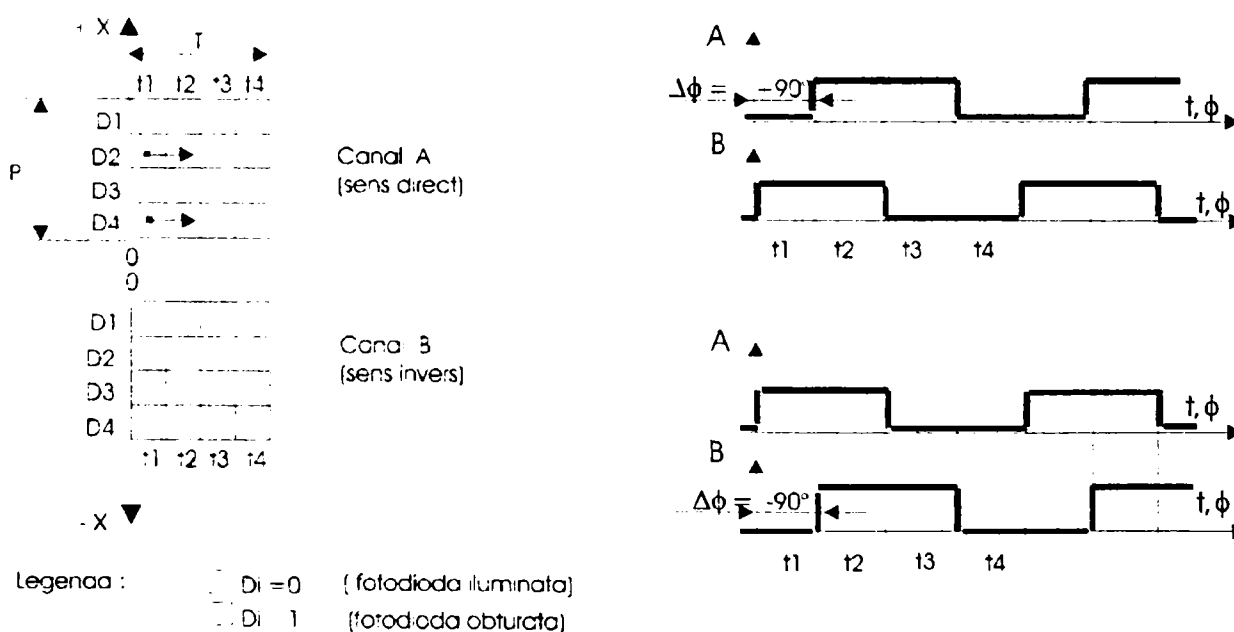


Figura 3.2 Asocierea unor semnale electrice "desenului" de expunere al setului de fotodiode de palpate. a) modelele "umbră-lumină" la expunerea fotodiodelor într-un ciclu de măsură (un pas P); b) semnalele A și B în quadratură de fază de pas temporal T asociate.

¹ Se consideră un *pas de tastare* ca fiind constituit de o pereche (fantă + interfantă) a discului de măsură.

² Diodele D_1 și D_4 sunt de asemenea considerate consecutive în raport cu ciclul de măsură, pasul P .

Pasul P discretizat în cuante de lățimea ariei unei fotodiode poate fi asociat unei serii de patru modele distincte produse la momentele t_1, \dots, t_4 . Această informație acumulată în setul de fotodiode într-o perioadă de timp T , unde

$$T = \sum_{j=1}^4 t_j \quad (3.1)$$

conține deopotrivă date despre *sensul deplasării* (adică *sensul A*) precum și despre *mărimea ei* $\Delta x \cdot P$.

3.1.3 METODA DE DECODARE

O “*decodare*” directă și completă apare ca imposibilă. Însă cu o conversie prealabilă a variației fluxului luminos tradus prin variația sarcinii electrice vehiculate la nivelul fotoelementelor într-un semnal electric devine mai fezabilă. Asocierea unui semnal care să modeleze variația fluxului incident complică mult decodificarea. Se poate încerca în schimb asocierea unor semnale cunoscute deja, cum sunt de exemplu semnalele în *quadratură*¹. Ele sunt specifice explorărilor de tip incremental și prelucrarea lor nu mai este de mult o problemă.

Această asociere este perfect posibilă deoarece fotodiodele parcurg doar două stări, excitate și obturate, compatibile cu cele două stări logice necesare unei prelucrări binare de semnal, iar corelarea logică a stărilor lor cu un semnal logic oarecare nu este afectată de nici o dependență funcțională. Asociem deci *sensului A* de deplasare setul de două semnale A și B în *quadratură de fază* unde B este în avans față de A . Semnalele vor fi de perioadă T divizată în intervale de timp t_1, \dots, t_4 , (figura 3.2. b). Astfel în fiecare interval t_j , stării S_j a setului de fotodiode îi corespunde o stare a celor două semnale A și B . În mod cu totul analog, pornind din aceeași poziție de referință poate fi descris un *sens B* sau *invers*, iar semnalele asociate vor fi de același tip, însă cu A în avans de fază față de B , (vezi figura 3.2 a și b).

Acceptând că fotodiodele transmit o informație “digitalizată”, și că aceasta va trebui decodificată tot printr-o secvență de semnale binare problema se reduce la o aplicație de sinteză logică.

Fie d_i o variabilă binară, *purtătorul informației* transmise de o fotodiodă D_i , definită astfel:

$$d_i = \begin{cases} 0, & \text{pentru fotodioda } D_i \text{ obturata;} \\ 1, & \text{pentru fotodioda } D_i \text{ excitata.} \end{cases} \quad (3.2)$$

unde $i = \overline{1, 4}$.

Se exprimă apoi semnalele A și B ca funcții logice de variabile d_i , respectându-se corespondența dintre starea setului de variabile d_1, \dots, d_4 asociat fotodiodelor în intervalul t_j și starea semnalelor A și B în același moment. Însă cele două tabele de adevăr obținute (figura 3.3) descriu incomplet semnalele A și B , doar 4 din cele 16 combinații binare fiind practic posibile în fiecare caz. Se impune deci definirea suplimentară a celor două funcții logice de sens care să diferențieze net expresiile semnalelor A și B în cele două cazuri distincte.

¹ Deși numele generic de semnale în *quadratură* vizează semnalele alternative de tip *sin / cos*, în cazul de față se face referire la semnale de formă rectangulară, unipolare, de nivel logic (*TTL* sau *MOS*), păstrând doar defazajul de $\pi/2$ respectiv $T/4$, cu T perioada semnalelor.

	d1	d2	d3	d4	A	B	\bar{A}	\bar{B}	
t1	1	0	0	1	0	1	1	0	Sens direct (sens A)
t2	1	1	0	0	1	1	0	0	
t3	0	1	1	0	1	0	0	1	
t4	0	0	1	1	0	0	1	1	
t1	1	0	0	1	1	0	0	1	Sens invers (sens B)
t2	0	0	1	1	1	1	0	0	
t3	0	1	1	0	0	1	1	0	
t4	1	1	0	0	0	0	1	1	

Figura 3.3 Tabelele de adevăr pentru semnalele A și B asociate fiecărui sens de deplasare.

Cele patru stări decelabile pe fiecare sens sunt 4-uple de forma $S_j = (\tilde{d}_1, \tilde{d}_2, \tilde{d}_3, \tilde{d}_4)$ care aparțin spațiului vectorilor de stare:

$$S(d_1, d_2, d_3, d_4) = \begin{Bmatrix} 1001 \\ 1100 \\ 0110 \\ 0011 \end{Bmatrix} \quad (3.3)$$

j fiind un numărabil pentru momentele t_1, \dots, t_j

Distinctă pentru fiecare sens este numai succesiunea lor. Deci pentru recunoașterea sensului trebuie considerate secvențele de stări $S_1 \rightarrow S_2 \rightarrow S_3 \rightarrow S_4 \rightarrow S_1$ pentru *sensul A* și $S_1 \rightarrow S_4 \rightarrow S_3 \rightarrow S_2 \rightarrow S_1$ pentru *sensul B*, unde $S_1 = (1001)$, $S_2 = (1100)$, $S_3 = (0110)$, $S_4 = (0011)$. Problema se pretează deci unei *abordări secvențiale* specifice automatelor finite de stare. Însă o tratare pur *combinatorială* este preferabilă din considerente de *prelucrare în timp real*¹.

Așadar trebuie reconsiderată descrierea logică a celor două sensuri având în vedere că tranzițiile $S_1 \rightarrow S_2, S_2 \rightarrow S_3, S_3 \rightarrow S_4, S_4 \rightarrow S_1$ sunt proprii numai *sensului A*, în timp ce pentru *sensul B* acestea devin $S_1 \rightarrow S_4, S_4 \rightarrow S_3$ ș.a.m.d., (spre exemplu tranziția $S_1 \rightarrow S_2$ este evident distinctă de tranziția $S_2 \rightarrow S_1$). În aceste condiții se pot defini niște "stări de tranziție" sau "condiții logice" $S_{j,j-1}$ și respectiv $S_{j-1,j}$ în care variabilele d_i asociate unor fronturi de flux luminos (vezi desenul "umbră-lumină" din fig. 3.2.a) sunt înlocuite prin conjuncția valorilor lor aferente stării S_j și respectiv S_{j-1} , astfel²:

$$d_i \uparrow = \overline{d_i^j} \cdot d_i^{j+1} \quad \text{și} \quad d_i \downarrow = d_i^j \cdot \overline{d_i^{j+1}} \quad (3.4)$$

Spre exemplu *condiția* $S_{1,2}$ se scrie:

$$S_{1,2} = (d_1 \cdot d_2 \uparrow \cdot \overline{d_3} \cdot d_4 \downarrow)$$

unde $d_2 \uparrow = \overline{d_2^1} \cdot d_2^2$ și $d_4 \downarrow = d_4^1 \cdot \overline{d_4^2}$ corespund tranziției (0→1) a variabilei d_2 și respectiv (1→0) a variabilei d_4 , d_2 și d_4 fiind singurele variabile afectate la tranziția $S_1 \rightarrow S_2$.

¹ Constrângerea de *timp real* în sensul definiției date de James Martin (1977) și al considerațiilor din [12] apare la aplicațiile în care se lucrează la limita maximă a unor parametri funcționali ca turație sau viteză de deplasare, pentru traductor.

² În relațiile 3.4, $d_i \uparrow$ și $d_i \downarrow$ sunt notații simbolice pentru variabilele de tranziție, de fapt subfuncții logice de valori temporal distincte ale aceleiași variabile d_i , care fizic corespund tranziției "lumină - întuneric" în primul caz, respectiv "întuneric - lumină" în cel de al doilea, (vezi și [81]).

Expresiile¹ celor două funcții de sens devin acum:

$$S_{.1} = \sum_1^4 S_{i,j+1} = (d_1 \cdot d_2 \uparrow \cdot \bar{d}_3 \cdot d_4 \downarrow) + (d_1 \downarrow \cdot d_2 \cdot d_3 \uparrow \cdot \bar{d}_4) + (\bar{d}_1 \cdot d_2 \downarrow \cdot d_3 \cdot d_4 \uparrow) + (d_1 \uparrow \cdot \bar{d}_2 \cdot d_3 \downarrow \cdot d_4) \quad (3.5)$$

și

$$S_{.B} = \sum_1^4 S_{j+1,j} = (d_1 \downarrow \cdot \bar{d}_2 \cdot d_3 \uparrow \cdot d_4) + (\bar{d}_1 \cdot d_2 \uparrow \cdot d_3 \cdot d_4 \downarrow) + (d_1 \uparrow \cdot d_2 \cdot d_3 \downarrow \cdot \bar{d}_4) + (d_1 \cdot d_2 \downarrow \cdot \bar{d}_3 \cdot d_4 \uparrow) \quad (3.6)$$

Se observă că cele două funcții sunt disjuncte, deci neechivoce. Folosind relațiile (3.5), (3.6) și tabelele de tranziții din figura 3.3 se pot elabora acum și expresiile semnalelor A și B precum și a complementarelor lor \bar{A} și \bar{B} . Deși acestea au alura unor semnale continue, ele sunt de fapt *semnale periodice cuantizate*, după cum se vede mai jos:

$$\begin{aligned} A &= \sum_j A_j = \\ &= \sum_j \left[S_{.1} \cdot (d_1^j \cdot d_2^j \cdot \bar{d}_3^j \cdot \bar{d}_4^j + \bar{d}_1^j \cdot d_2^j \cdot d_3^j \cdot d_4^j) + S_{.B} \cdot (d_1^j \cdot \bar{d}_2^j \cdot \bar{d}_3^j \cdot d_4^j + \bar{d}_1^j \cdot d_2^j \cdot d_3^j \cdot d_4^j) \right] = \\ &= S_{.1} \cdot \sum_j f_{.11}^j + S_{.B} \cdot \sum_j f_{.1B}^j \end{aligned} \quad (3.7)$$

unde $\sum_j f_{.11}^j$ este de fapt expresia cuantificată a subfuncției

$$f_{.11} = d_1 \cdot d_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot \bar{d}_4 + \bar{d}_1 \cdot d_2 \cdot d_3 \cdot d_4 \quad (3.8)$$

componenta generatoare a semnalului A la o deplasare în sensul direct iar $\sum_j f_{.1B}^j$ este expresia subfuncției

$$f_{.1B} = d_1 \cdot \bar{d}_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot d_4 + \bar{d}_1 \cdot d_2 \cdot d_3 \cdot d_4 \quad (3.9)$$

componenta semnalului A corespunzătoare sensului B.

Analog se deduc și expresiile celorlalte semnale:

$$\begin{aligned} B &= S_{.1} \cdot \sum_j f_{B1}^j + S_{.B} \cdot \sum_j f_{BB}^j \\ \bar{A} &= S_{.1} \cdot \sum_j f_{.11}^j + S_{.B} \cdot \sum_j f_{.1B}^j \\ \bar{B} &= S_{.1} \cdot \sum_j f_{B1}^j + S_{.B} \cdot \sum_j f_{BB}^j \end{aligned} \quad (3.10)$$

unde

¹ Aici simbolul \sum este folosit cu sensul de sumă logică (booleană) la fel ca și simbolul (\cdot) , iar pentru $j = 4$ conținea $S_{j,j+1}$ este de fapt $S_{j,j}$, S_j fiind succesorul real al lui S_j .

$$\begin{aligned}
 \sum_j f'_{B1} &= d_1 \cdot \bar{d}_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot d_4 + d_1 \cdot d_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot \bar{d}_4 \quad \text{și} \quad \sum_j f'_{BB} = \bar{d}_1 \cdot \bar{d}_2 \cdot d_3 \cdot d_4 + \bar{d}_1 \cdot d_2 \cdot d_3 \cdot \bar{d}_4 \\
 \sum_j f'_{A1} &= \bar{d}_1 \cdot \bar{d}_2 \cdot d_3 \cdot d_4 + d_1 \cdot \bar{d}_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot d_4 \quad \text{și} \quad \sum_j f'_{AB} = \bar{d}_1 \cdot d_2 \cdot d_3 \cdot \bar{d}_4 + d_1 \cdot d_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot \bar{d}_4 \\
 \sum_j f'_{B1} &= \bar{d}_1 \cdot d_2 \cdot d_3 \cdot \bar{d}_4 + \bar{d}_1 \cdot \bar{d}_2 \cdot d_3 \cdot d_4 \quad \text{și} \quad \sum_j f'_{BB} = d_1 \cdot d_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot \bar{d}_4 + d_1 \cdot \bar{d}_2 \cdot \bar{d}_3 \cdot d_4
 \end{aligned}
 \tag{3.11}$$

Pornind de la premisa că nu pot apare decât cele patru combinații în oricare ciclu P al fiecărui sens de deplasare, o reproiectare a relațiilor (3.11) prin folosirea condițiilor "don't care" conduce la expresii mult mai simple. Se folosesc diagramele Karnaugh¹ din figura de mai jos:

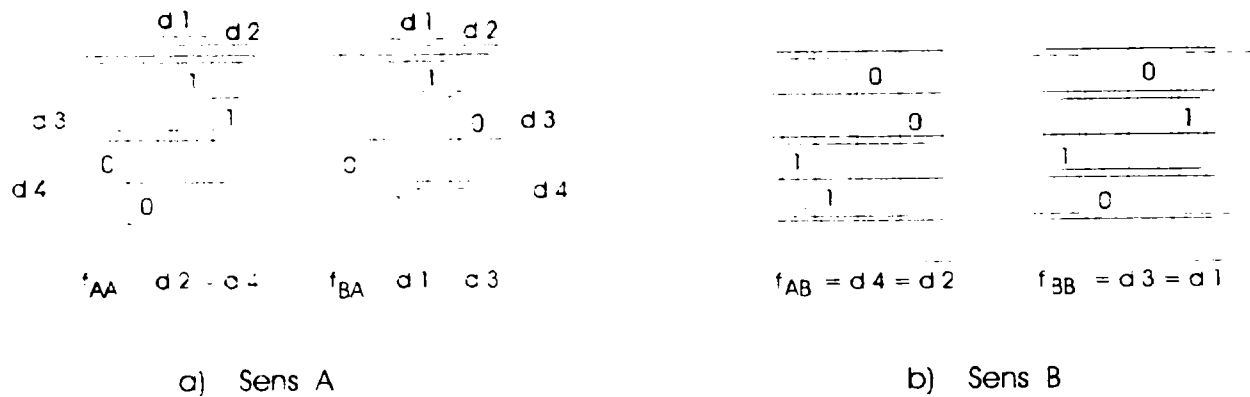


Figura 3.4 Utilizarea diagramelor Karnaugh la minimizarea expresiilor subfuncțiilor componente ale celor două semnale A și B, pentru ambele sensuri de deplasare.

Astfel cele patru semnale pot fi exprimate minimizat:

$$\begin{aligned}
 A &= S_A \cdot d_2 + S_B \cdot d_4 \quad \text{și} \quad B = S_A \cdot d_1 + S_B \cdot d_3 \\
 \bar{A} &= S_A \cdot \bar{d}_2 + S_B \cdot \bar{d}_4 \quad \text{și} \quad \bar{B} = S_A \cdot \bar{d}_1 + S_B \cdot \bar{d}_3
 \end{aligned}
 \tag{3.12}$$

Este posibilă și o a doua formă minimă distinctă de prima, după cum se vede și din diagramele din figura (3.4). Utilizarea acestor expresii pentru implementare este indiscutabil mai economică, însă reducerea complexității circuitului nu garantează și siguranța funcționării lui. Astfel sunt posibile situații în care să apară și unele din combinațiile considerate redundante. Acestea sunt de regulă cauzate de inducerea unor vibrații mecanice în sistemul optic care perturbă fluxul incident iar la scanarea discului de măsură introduc erori ce nu pot fi detectate prin decodificare. La fel și în cazul opririi discului incremental într-o poziție intermediară în care excită parțial două fotodiode adiacente, sau al obturării parțiale a zonelor transparente ale discului de particule de praf sau alte impurități. În aceste condiții expresiile (3.9) și (3.10) sunt mai sigure, decodificarea mai precisă, deoarece în fiecare termen din subfuncțiile componente ale semnalelor A și B participă toate cele patru fotodiode. Totuși este previzibilă o eroare de măsurare de $\pm P/4$, echiva-

¹ În aceste diagrame compartimentele nemarcate sunt de tipul "don't care" și corespund celor (16-4) combinații care nu apar și pentru care funcțiile de semnal A și B nu sunt definite. De asemenea pentru ușurința scrierii, la asignarea variabilelor s-a folosit o reprezentare grafică, prin segmente, a codului Gray.

lentul unei cuante, (adică lățimea ariei unei fotodiode). Efectul erorii de cuantizare este și el mult diminuat prin *generarea simultană* a semnalelor A și B cu aportul efectiv al fiecărei fotodiode. Se obține astfel o "suprapunere" aproape perfectă a celor două semnale acesta contribuind esențial la reducerea erorii de fază.

Incontestabil, de calitatea semnalelor în quadratură de fază depind *rezoluția*, *liniaritatea* și implicit *precizia măsurării*. Dacă semnalele A și B sunt foarte precise¹ ele pot fi supuse ulterior unui "tratament" de interpolare cu factor mărit (adică mai bun de 1:1024). Semnalele complementare \bar{A} și \bar{B} generate simultan cu celelalte două pot servi ca printr-o comparare diferențială a semnalelor de același nume (A și \bar{A} sau B și \bar{B}) să se obțină semnalele A și B în forma finală, *foarte curate și foarte precise*².

3.1.4 O SOLUȚIE DE IMPLEMENTARE

Electronica digitală pentru implementarea expresiilor (3.9) și (3.10) va fi în principiu o structură combinațională multinivel. Însă datorită complexității ei, pe de o parte pentru a îmbunătăți parametri de viteză ai rețelei, pe de altă parte pentru a asigura o funcționare fără hazard propun o structurare de tip *pipe-line*,³ ca în figura 3.5:

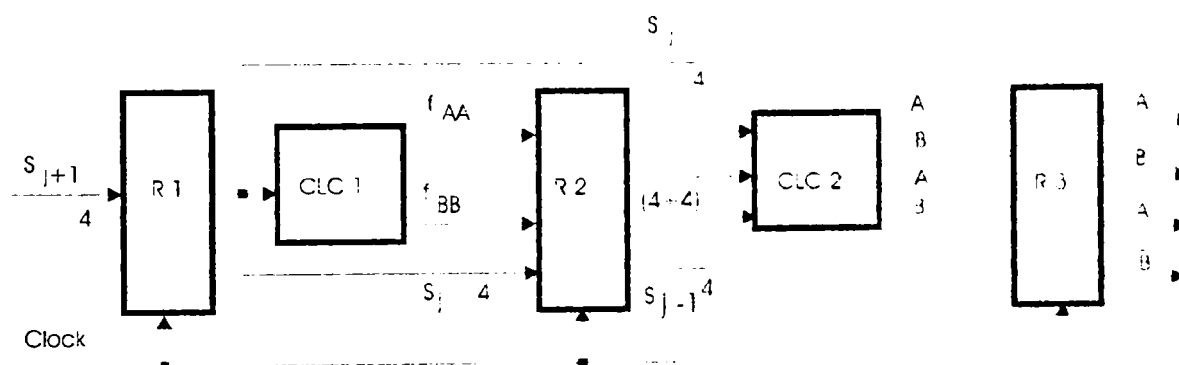


Figura 3.5 Configurație de tip pipe-line pentru eliminarea hazardului static și creșterea vitezei de prelucrare a rețelei combinaționale.

Elaborarea semnalelor în quadratură se face în două faze. Întâi se generează componentele de semnal, adică subfuncțiile f_{AA}, \dots, f_{BB} (rel. 3.11), în subrețeaua CLC_1 , apoi se produc funcțiile de sens S_A, S_B (relațiile 3.5 și 3.6) și se livrează semnalele A, B, \bar{A} și \bar{B} în subrețeaua CLC_2 . Regiștrii R_1 și R_2 introduc un sincronism în execuția celor două faze și asigură aplicarea simultană la intrarea CLC_2 a informației din două stări consecutive S_j, S_{j-1} ale setului de fotodiode D_1, \dots, D_4 pentru calculul funcțiilor de sens. Registrul R_3 aplică simultan în exterior cele patru semnale A, B și \bar{A}, \bar{B} , eliminând stările tranzitorii inerente apărute la generarea lor, (adică *hazardul combinațional*).

¹ Precizia semnalelor presupune *formă exactă*, deci lățime constantă, perioadă constantă și abatere de la defazaajul de $T/4$ cât mai redusă.

² Se apreciază că o perturbație ce afectează semnalul A afectează în egală măsură și pe \bar{A} , astfel că printr-o comparare diferențială se pot reduce și chiar elimina zgomotul de cuantizare și perturbațiile de mod comun

³ Structura de prelucrare *pipe-line* utilizată la declanșarea unor paralelisme în prelucrarea datelor se aplică predilect și structurilor de ordin zero, adică rețelelor combinaționale.

Diagrama de procesare de mai jos (figura 3.6) relevă faptul că de la al doilea impuls de tact începe un proces de prelucrare simultană în ambele subrețele (CLC₁ și CLC₂), iar după al treilea impuls semnalele sunt disponibile la ieșire.

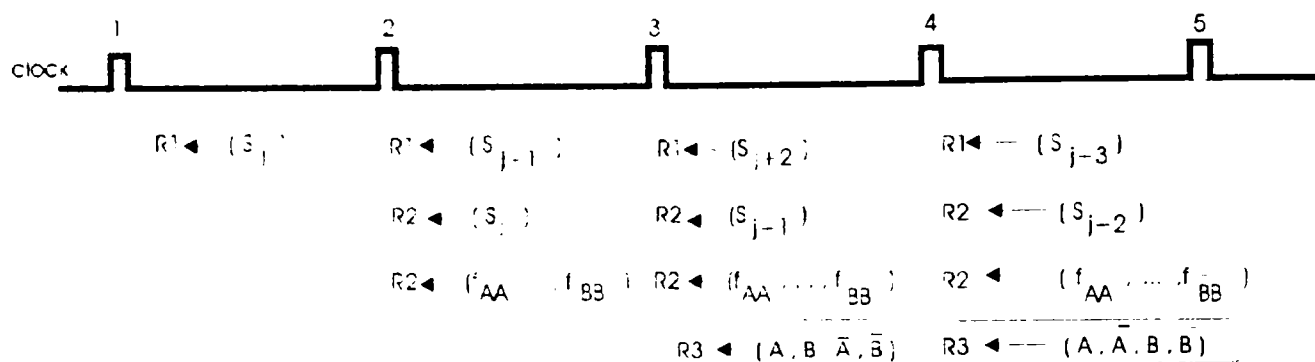


Figura 3.6 Paralelism de procesare în structura combinațională de tip *pipe-line* din figura 3.5.

Dacă sinteza semnalelor A și B ar fi fost tratată secvențial, generarea lor necesita patru tacte în fiecare ciclu, deci o viteză de răspuns a sistemului logic la stimulii optici considerabil diminuată. (de cel puțin patru ori). Implementarea în forma propusă se pretează unei proiectări "on chip" (direct pe siliciu) ca circuit cu funcție dedicată (ASIC), ori în logică integrată programabilă de tip PAL, GAL, FPLA, [133].

3.1.5 CONCLUZII

Această metodă a fost elaborată și fundamentată doar din punct de vedere teoretic. Avantajele ei majore pot fi ușor intuite chiar și fără o verificare practică prealabilă. Ea este deosebit de precisă pentru că elimină un element altfel indispensabil din capul de tastare al traductorului optic, și anume rețeaua vernier R_v , cea care introduce de fapt defazajul de $T/4$, în cuadratură. Dispar astfel și problemele de axare și punere la punct din faza de calibrare, se reduc erorile de defazare datorate jocurilor și vibrațiilor mecanice, se simplifică și sistemul optic. Devine posibilă miniaturizarea reperelor mecanice constructive și a componentelor optice crescând astfel gradul de integrare al mecanicii în *sens mecatronic*.

Esențial pentru metoda "fuzării integrate" este deci eliminarea dependenței directe a semnalelor în cuadratură furnizate de traductor, de semnalele primare produse de fotelemente prin tastarea fotoelectrică a rețelei incrementale. Astfel defazarea în cuadratură caracteristică nu se mai obține direct ci este "introdusă" în procesul de sinteză al semnalelor traductorului prin asocierea unor semnale logice precis defazate, la răspunsul electric al fotelementelor excitate de o variație periodică de flux luminos asemenea unor modele "umbră-lumină" specifice rețelelor incrementale. Analiza acestor modele poate oferi multiple metode de asociere și decodificare logică ele constituind obiectul unor preocupări expuse în paragraful următor.

Acum ultima resursă de creștere a preciziei măsurării rămâne tastarea optoelectronică a riglei de măsură. Utilizarea unor componente electronice mai performante, cum ar fi CCD-urile liniare, este o soluție posibilă ce poate îmbunătăți performanțele sistemului de măsură. Aceasta presupune însă reconsiderarea conceptului de tastare sau scanare optică a rețelei incrementale.

3.2 METODE DE SCANARE A REȚELELOR INCREMENTALE CU SENZORI OPTICI LINIARI¹ DE TIP CCD

3.2.1 APRECIERI PRIVIND OPORTUNITATEA INTRODUCERII UNUI NOU CONCEPT DE TASTARE OPTOELECTRONICĂ

Creșterea continuă a pretențiilor de precizie din specificațiile tehnice de prelucrare prin diverse tehnologii impune frecvent valori din domeniul micronic pentru aceasta și submicronic pentru rezoluție. Asta înseamnă deplasări foarte fine și poziționări foarte precise. Evaluarea lor presupune instrumentații și sisteme de măsurare adaptate noilor cerințe. Însă dinamica accentuată a acestor transformări nu lasă prea mult timp pentru punerea la punct a unor principii fizice fundamental diferite de cele existente, respectiv dezvoltarea unei noi generații de senzori care să satisfacă în totalitate astfel de pretenții de precizie în continuă creștere.

Fără îndoială interferometria optică este și va rămâne o resursă ce ar putea furniza ușor precizii submicronice (10-100nm), apreciindu-se chiar că viitoarele generații de mașini-unelte și roboți vor fi echipate cu traductoare cu senzori interferometrici. [36], [132], [136]. Însă pătrunderea interferometriei pe piața traductoarelor pentru măsurări industriale este încă un deziderat care implică întâi un salt conceptual atât în privința proiectării cât și al tehnologiei. [173]. Sunt de trecut barierele privind stabilitatea cu temperatura în condițiile reale de lucru din mediul industrial, imunizarea la perturbații acustice și magnetice, precum și aspectele legate de costul de fabricație raportate la nivelul actual al senzorilor optici. În acest context piața traductoarelor de deplasare rămâne încă dominată de traductoarele bazate pe principiile opticii convenționale.

Tastarea fotoelectrică statică axată în principal pe sistemul de franje de interferență Moiré (vezi § 2.1.1.1.), asigură condițiile atingerii unor precizii de $\pm 1\mu\text{m}/\text{m}$ măsurat sau $\pm 0,2\mu\text{m}/200\text{mm}$ măsurați, [233]. Dar aceasta implică un câmp de toleranțe foarte strâns între rețeaua vernier de palpăre și rețeaua de măsură, precum și reglaje și puneri la punct foarte pretențioase pentru sistemul optic. Sunt necesare și echipamente optice de filtrare, pentru eliminarea armonicilor semnalului sinusoidal datorate difracției prin rețeaua de divizare, care produc variații de amplitudine ale semnalului furnizat, [51], [233]. Filtrarea corespunzătoare permite în continuare folosirea unui factor de interpolare mărit care să ducă în final la rezoluții uzuale de 12-14 biți, sau în cazuri speciale chiar de 21-24 biți, ca în cazul traductoarelor de rotație multitură. [163], [216], [237], [250]. Perspectivele par favorabile în condițiile dezvoltării *microtehnologiei hibridizării* care va putea permite o *abordare optică complet integrată*. Astfel funcțiile optice pentru corecția focalizării și a erorilor de citire a rețelei incrementale vor putea fi integrate sub formă de *ghiduri de undă* obținându-se cipuri de "citire" optică, foarte compacte, cu preț de cost scăzut și flexibilitate mare în configurare, [235]. Tot optica integrată poate oferi soluții pentru realizarea condiției de interferență în cuadratură, factor decisiv pentru o abordare integrată cu rețele cuplate a viitoarelor traductoare de translație liniară sau unghiulară. [86].

Tastarea fotoelectrică dinamică (vezi soluția Philips din § 2.1.1.3 și din [189], [164]), permite pași de măsură de $1\mu\text{m}$ sau $0,5\mu\text{m}$. Însă datorită frecvenței purtătoare (cea care dă perioada unui ciclu de măsură) apare un histerezis temporal la modificarea poziției sau a vitezei de deplasare, ce se manifestă prin întâzieri de mărimea unui ciclu de măsură² în răspuns, [112].

¹ Cu sensul de aranjament sau dispunere liniară de fotoelemente (pixeli)

² În cazul traductorului Philips prezentat în § 2.1.1.3 frecvența de tact de $3,5\text{ MHz}$ este divizată prin electronica de interpolare de 1270 ori, frecvența purtătoare devenind de $2,75\text{ KHz}$, astfel că perioada unui ciclu de măsură va fi de $0,4\text{ ms}$.

Erorile dinamice sunt specifice sistemelor de măsurare de acest tip acționând ca un dezavantaj major față de cele bazate pe tastarea statică. Dar acestea din urmă sunt la rândul lor concurate de sistemele de măsurare interferențială ce folosesc rețele de difracție ca rigle de măsură. Ele cumulează avantajul unor diviziuni foarte fine ($\approx 1\mu m / 1m$ lungime sau $\approx 0,2\mu m / 200mm$ lungime), cu cel al rezoluției ($0,01\mu m$) și implicit al preciziei oferite de principiul de măsurare, precum și o toleranță deosebit de mare acceptată la tastare, comparativ cu celelalte sisteme, [124], [242]. Asociind și o electronică suplimentară de interpolare se pot obține chiar rezoluții de $5\mu m$, ceea ce le recomandă chiar ca o alternativă mai fiabilă pentru interferometrul cu laser.

În opinia autorului toate acestea fac să se contureze o concluzie aproape certă, anume că măsurarea numerică a deplasărilor va fi încă multă vreme controlată de senzorii optici pe principiul fotoelectric. Deși după aprecierile multor specialiști ai domeniului se consideră că tehnologiile bazate pe optica convențională au fost dezvoltate până aproape de limitele fizice fundamentale [224], [249], m-am decis să investighez minuțios toate resursele potențial furnizoare de performanță din această zonă a măsurărilor digitale.

În acest context o analiză pertinentă relevă faptul că o mărire a rezoluției printr-o divizare mai fină de $8\mu m$ a riglei de măsură nu este posibilă datorită manifestării preponderente a fenomenelor de difracție, iar o "divizare electronică" suplimentară prin tehnici de interpolare, deși nelimitată teoretic este restricționată practic de nivelul erorilor de neliniaritate datorate impreciziilor de realizare a riglei. Precizii maxime sunt posibile doar pe distanțe relativ scurte, adică $250mm$, altfel costurile realizării unor rigle mai lungi devin excesiv de mari. Diviziuni foarte fine impun și o miniaturizare corelată a sistemului optic din capul de tastare fotoelectrică, cu toată complexitatea problemelor ce derivă de aici. Din păcate toate acestea afectează și calitatea semnalelor în cuadratură specifice interferenței Moiré. Eforturile de asigurare a constanței a perioadei semnalelor (*purtătorul intrinsec al unității de măsură*), și respectiv a defazajului tipic de $\approx T/4$, sunt incontestabil mai mari și conduc de regulă la o electronică foarte sofisticată. De cele mai multe ori acestea nu se justifică.

Soluția aplicării unor tehnici de "fazare integrată" similară cu cea dezvoltată de autor în § 3.1, poate constitui o alternativă mai performantă ce se poate prevala și de avantajele oferite de progresele actuale ale opticii integrate.

De asemenea o alternativă fezabilă ar putea fi o soluție hibridă de traductor incremental bazat tot pe o interferență în cuadratură combinat cu un sistem de corecție punctuală periodică, asigurat de o riglă optică suplimentară atașată celei de măsură, cu o rată mai mică de divizare dar foarte precis realizată și care să fie tastată cu un sistem cu fotodiodă cu efect lateral, tip PSD. Aceasta ar putea asigura o compensare consistentă a neliniarităților măsurării mai ales pe distanțe lungi. O astfel de variantă este propusă și dezvoltată de autor în § 3.3.

Există însă și propuneri și chiar unele soluții mai vechi de utilizare a CCD-urilor liniare la tastarea riglelor optice incrementale, [76], [100], [135]. Deși multă vreme ignorate, probabil datorită performanțelor mai reduse ale acestor componente, ele sunt tot mai mult reconsiderate astăzi. Autorul îndrăznește chiar să le aprecieze ca fiind o "șansă a generației senzorilor optici convenționali".

Deși intrinsec principiul fizic este același (tot cel fotoelectric), tastarea riglei de măsură este de fapt o scanare incrementală la nivel de pixel, acesta devenind astfel unitatea sau pasul de măsură. Acum nu mai avem de-a face cu sistemul de franje în cuadratură de fază, deci nici semnalele furnizate nu mai pot avea configurația precedentă. Se impune firesc introducerea unui nou concept de tastare optică care să vizeze în primul rând modul de "extragere" a informației de deplasare și de sens din informația stocată în fotoelementele CCD-ului în procesul explorării riglei de măsură.

Într-un moment în care senzorii de imagine (*CCD*-urile), cunosc o dezvoltare spectaculoasă, penetrând puternic în sistemele de roboți industriali și mai ales în aplicațiile științifice de prelucrare a imaginilor, [141], [169], [268], este firesc ca și știința și tehnologia măsurărilor să le acorde un interes sporit. El este susținut pe de o parte de performanțele tehnologice atinse în fabricația *CCD*-urilor, rezoluții de la 128-5.340 pixeli, dimensiuni mai reduse de $6,5 \mu\text{m}$ pentru un pixel, o dinamică de peste 15.000:1, și frecvențe de citire de aproape 25MHz^{-1} , [25], [35], iar pe de altă parte de simplitatea algoritmilor de decodare a informației de deplasare ce poate fi intuită ușor, anticipat.

Creșterea preciziei de poziționare a pixelilor în aranjamentul liniar odată cu dimensiunea lor redusă, permit cuantizări foarte fine ale diviziunilor riglelor de măsură și chiar interpolări suplimentare ale intervalelor de măsurare. Astfel limitările în ce privește divizarea riglelor pot fi acum depășite fără probleme. Caracterul lor discret înlătură nevoia unei conversii analog / digitale, altfel iminente în cazul senzorilor bazați pe interferența în cuadratură a franjelor Moiré, sau a ordinelor de difracție (+1), (-1) și (0), (vezi § 2.1.1.2.1) îmbunătățind prin aceasta timpul de răspuns la stimulii fotonici externi. Furnizarea unui semnal digital intrinsec la ieșire contribuie la reducerea costului traductorului, dar și la creșterea fiabilității lui, și ar putea satisface mai ușor "*constrângerile de timp real*" impuse în unele aplicații speciale, (din domenii ca aeronautica, navigația, tehnica militară și aerospațială). Apoi sensibilitatea deosebită a noii generații de *CCD*-uri la excitația fonică, asigurată prin microlentile cu rol de focalizare amplasate pe fiecare fotoelement, asociată cu o eficiență a transferului de sarcină mai mare de 99,4%, [25], [61], [152], simplifică considerabil sistemul optic care poate beneficia acum de toate realizările opticii integrate. Sursa de lumină poate fi acum o simplă diodă fotoemisivă de tip *LED* sau *LASER*, favorizând miniaturizarea extensivă prin integrarea tuturor elementelor traductorului într-un veritabil *sistem mecatronic*².

Mai rămâne de pus la punct doar problema "citirii" informației din elementele *CCD*-ului pentru o evaluare cât mai justă a deplasării. Aici câmpul de investigare se lărgeste oferind posibilități multiple de tratare a acestei informații. Câteva "constrângeri" trebuie avute în vedere însă și aci. Este de dorit ca algoritmi de decodificare să fie cât mai simplii și eficienți, astfel încât să asigure rate de procesare ridicate, iar electronica de implementare să se încadreze în limitele de complexitate ale unui *ASIC* ori *PLA*. Este indicat ca aceeași structură să înglobeze și algoritmi de corecție și auto-testare întrunind astfel cât mai multe din cerințele impuse unui senzor inteligent, [58], [194], [219].

Toate acestea coroborate cu interesul crescând pentru microtehnologiile hibride susțin după părerea noastră orice demers de investigare și cercetare în această direcție, iar încercarea de formulare și elaborare a unui nou concept de tastare fotoelectrică se justifică pe deplin.

Astfel printr-o analogie pur formală cu *metoda corelării petelor (speckle-patterns correlation)* aplicată traductoarelor optice bazate pe cristale lichide, (vezi § 2.1.4 și [131], [206]), autorul propune o analiză "corelată" a unor *modele (sau desene) "întuneric-lumină"* ce se succed la nivelul ariei fotosensibile a *CCD*-ului în timpul explorării unei rigle optice incrementale printr-o translație liniară. O corelare și o tratare logică a acestora poate servi la identificarea sensului deplasării precum și a mărimii ei.

Aceasta ar fi în linii mari esența noului concept de tastare fotoelectrică.

¹ Acești parametri sunt caracteristici *CCD*-urilor liniare, așa numitele "black-and-white-only linear CCDs", care au fost dezvoltate în special pentru aplicațiile de scanare de documente, imagini și fotografii alb/negru, dar se pretează foarte bine și detecțiilor de fronturi de lumină ca în cazul scanării riglelor incrementale.

² Termenul face referire la conceptul de mecatronică aplicat senzorilor și sistemelor senzoriale, respectiv integrarea funcțiilor de control și măsurare pe același chip, [43].

3.2.2. PRINCIPIUL UNUI TRADUCTOR INCREMENTAL BAZAT PE TASTAREA FOTOELECTRICĂ CU SENZORI OPTICI CCD

Orice sistem de tastare fotoelectrică se încadrează în configurații optice specifice principiului fizic în sine. Astfel că ele nu pot diferi esențial de la o soluție la alta. Doar anumite particularități tehnologice de realizare le-ar putea deosebi în acest caz.

Principial un traductor bazat pe tastarea fotoelectrică cu *CCD*-uri ar putea fi structurat ca cel din figura 3.7.a. El diferă foarte puțin de alte variante dezvoltate în [135], [155], iar o soluție similară a fost anterior prezentată și experimentată chiar de autor în [73].

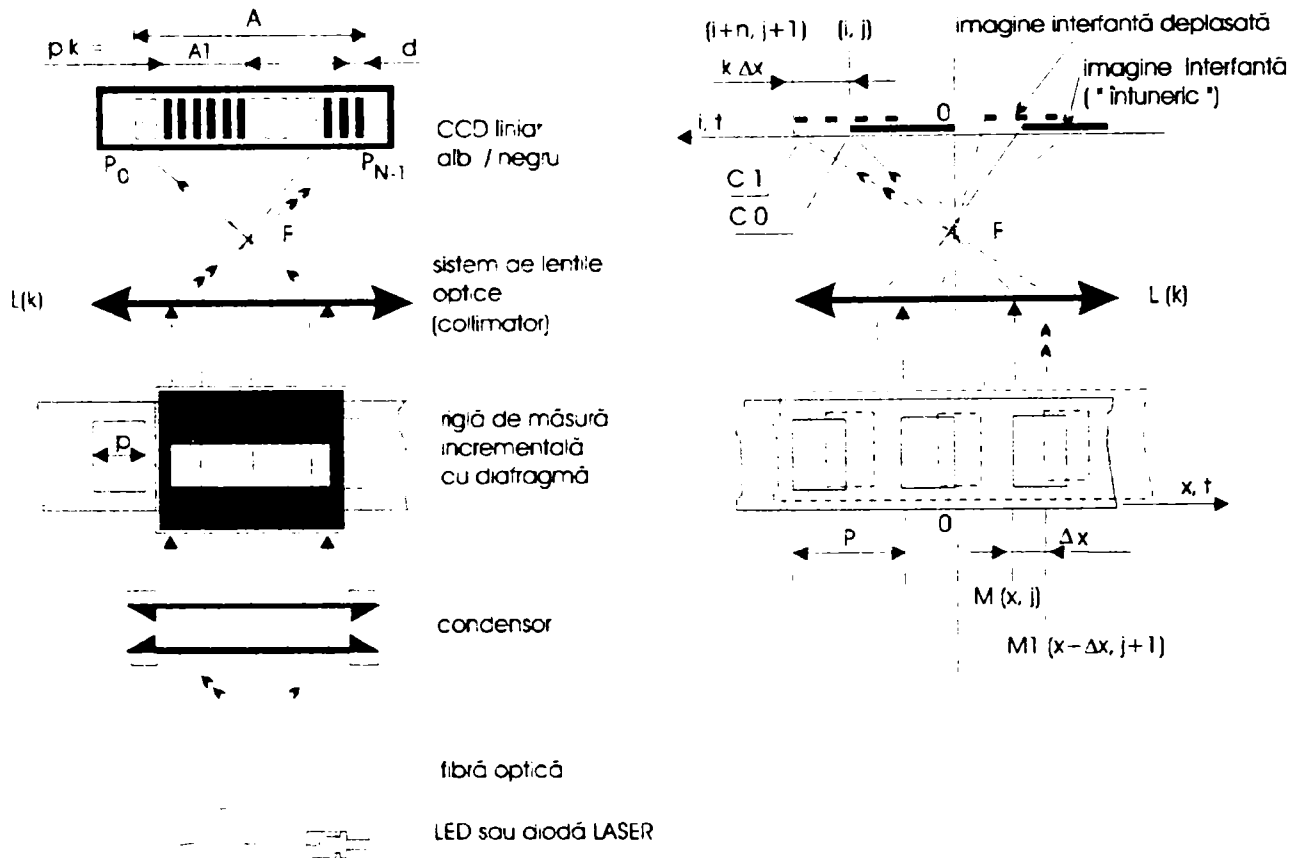


Figura 3.7 Traductor incremental cu senzor optic liniar *CCD*: (a) principiul traductorului, și (b) principiul metodei de scanare.

Așa cum relevă însăși figura 3.7.a., principalele elemente constitutive pe lângă rigla optică incrementală de măsură și o componentă electronică fotosenzitivă tip *CCD*, le oferă un sistem optic în configurație uzuală condensor - diafragmă - colimator, și sursa de lumină care în condiții de miniaturizare excesivă poate fi chiar o diodă fotoemisivă *LED* sau *LASER*. Pentru un transfer optic optim lumina poate fi condusă prin fibră optică până în focarul sistemului de lentile condensoare, iar fascicolul plan-parallel obținut va penetra prin transmisie rigla optică incrementală dispusă în drumul său. Eventual se poate interpune o diafragmă cu apertură dreptunghiulară pentru "direcționarea" fascicolului de lumină pe suprafața fotosensibilă a *CCD*-ului. Imaginea reală a riglei de măsură reprezentată prin fante și interfante, apare proiectată astfel la nivelul

CCD-ului asemeni unor zone întunecate sau iluminate impresionând corespunzător linia de fotoelemente prin acumulare de sarcină electrică.

Întreg ansamblul formează un așa numit cap de tastare fotoelectrică sau de "scanare optică" a riglei de măsură, care poate fi mobil dacă rigla se consideră fixă, și viceversa dacă rigla însăși efectuează deplasarea odată cu echipamentul mobil.

Presupunând scannerul fix¹, când rigla de măsură se deplasează într-un sens sau altul, la nivelul CCD-ului se percepe o mișcare similară² a zonelor luminoase și întunecate care apoi devine periodică relativ la lungimea liniei de fotoelemente, A . Dacă această mișcare s-ar descompune în pași elementari de lățimea unui pixel (adică d) succesiunea imaginilor înregistrate la suprafața CCD-ului ar fi asemeni unor modele "întuneric-lumină" care se repetă după un timp. Ele vor constitui în continuare obiect de investigație în cadrul unor metode de scanare concepute de autor, în esență niște algoritmi de tratare a informației optice înregistrate de CCD în timpul unei deplasări, pentru evaluarea corectă a mărimii și sensului acesteia.

3.2.3 METODĂ DE SCANARE OPTICĂ CU SENZORI LINIARI CCD

3.2.3.1 Principiul metodei

În varianta dezvoltată în [155], deplasarea într-un sens sau altul se raportează mereu la un singur front de lumină (adică de același tip, fie tranziție lumină-întuneric, fie invers), perceput de pixelii CCD-ului. El corespunde flancului de același nume al fanțelor riglei de măsură. Prin explorarea succesivă a conținutului CCD-ului se identifică prima pereche de pixeli de același număr, identici în conținut (ca iluminare), din două "citiri" consecutive, poziția lor în aranjamentul liniar al CCD-ului indicând de fapt poziția frontului de lumină în acest perimetru fotosensibil. Înregistrarea succedării mai multor astfel de fronturi, prin raportare la pozițiile lor anterioare, întregeste apoi informația necesară evaluării deplasării. Deplasarea totală apare astfel ca o sumă algebrică a deplasărilor parțiale din fiecare citire.

În schimb în varianta din [135], rigla de măsură este o riglă metalică cu gradații de $3\text{-}6\mu\text{m}$ gravate pe suprafața ei la distanțe de 1mm . Acestea sunt iluminate cu o sursă de lumină cu o distribuție spațială oarecare, iar fascicolul reflectat de aceste marcaje este proiectat pe suprafața unui CCD liniar care servește la cuantizarea imaginii lui și determinarea cu precizie foarte mare a centrului fascicolului, deci poziția unei diviziuni. Acestea sunt apoi numărate iar intervalul dintre ele interpolat cu un factor foarte mare asigurându-se astfel rezoluții de $0,1\mu\text{m}$.

În [73] autorul încearcă o reluare a soluției expuse în [155], gândită însă în spiritul noului concept de tastare pe care dorește să-l impună ca pe o modalitate unitară, originală, de tratare a informației de deplasare înregistrate în timp de pixelii CCD-ului.

Bazându-se pe experiența acumulată și pe reușita experimentelor efectuate cu soluția [73], autorul propune în continuare o variantă îmbunătățită de metodă de scanare optică pentru traductoarele dezvoltate cu linii CCD alb-negru. Ideea de bază rămâne tot recunoașterea și tratarea unei succesiuni de modele întuneric-lumină ce apar pe suprafața unui CCD în timpul explorării prin deplasarea liniară a unei rigle optice incrementale.

Principiul metodei se poate intui ușor urmărind figura 3.7.b. Astfel o deplasare Δx într-un anumit sens a riglei de măsură determină deplasarea "imaginii" ei, (adică *modelul întuneric-*

¹ Același raționament se poate formula identic în cazul scanner mobil - riglă fixă

² Eventual în sens opus celei reale, inversiune datorată sistemului optic.

lumină) pe suprafața CCD-ului în sens opus cu $k \cdot \Delta x$, k fiind factorul de mărire al sistemului optic. Dacă în momentul j un front de lumină (de exemplu cel corespunzător laturii stângi a unei fante) este în poziția pixelului P_i , în momentul următor ($j+1$) el va fi în poziția P_{i+n} sau P_{i-n} în funcție de sensul de deplasare. Admițând că t_j și t_{j+1} sunt momente ce corespund unor citiri consecutive a stării pixelilor CCD-ului, poziția $M(x, j)$, sau abscisa flancului unei fante a riglei de măsură pe axa deplasării, poate fi asociată unei stări a CCD-ului în care pixelul P_i este neiluminat în ambele momente de timp. Analog poziția $M(x - \Delta x, j+1)$ este asociată pixelului P_{i-n} , precedentul celui ce apare excitat în ambele momente, adică pixelul P_{i-n-1} . În schimb pixelii P_{i-1}, \dots, P_{i-n} situați între cele două poziții extreme diferă prin conținut în cele două citiri, fiind toți iluminați în momentul j , respectiv toți neiluminați la momentul $j+1$. Numărul lor poate servi așadar la evaluarea deplasamentului liniar Δx , al riglei de măsură. Astfel:

$$\Delta x = n \cdot \frac{d}{k} \quad (3.13)$$

d fiind spațierea geometrică a pixelilor CCD-ului. Dacă rata citirilor este astfel încât deplasarea între două citiri consecutive să nu depășească lățimea unei fante p , poziția frontului de lumină va fi întotdeauna în mod unic determinată.

Astfel se pot evalua corect doar deplasări Δx pentru care:

$$\Delta x = L < p \quad (3.14)$$

O evaluare justă a unei deplasări oarecare impune formularea unor condiții de “dimensionare” a sistemului traductor, respectiv corelare a dimensiunii ariei fotosensibile a CCD-ului (A) cu rata de divizare a riglei P , respectiv lățimea fantelor p , precum și cu factorul de mărire k al sistemului optic introdus de grupul colimator $L(k)$. De regulă A și f_{CCD} (frecvența maximă a citirilor) sunt impuse prin alegerea componentei. Valorile optime ale celorlalți parametri rezultă din condiționările de mai jos:

- a) imaginea unei fante în urma unei deplasări $\Delta x = \pm L$ să nu iese din cadrul ariei CCD, adică

$$(p + 2L) < \frac{A}{k} \quad (3.15)$$

- b) oricare două fante consecutive să poată fi decelabile între două citiri consecutive, deci deplasarea maximă $\Delta x = L$ să nu depășească lățimea unei interfante

$$L < P - p \quad (3.16)$$

O rată maximă a deplasării se obține pentru un deplasament $\Delta x = L_{max}$ efectuat într-un interval T_{min} dintre două citiri, corespunzător frecvenței maxime de extragere a informației din CCD. Respectarea simultană a condițiilor (3.14) și (3.16) înseamnă

$$L_{max} = \text{Min}(p, P - p) \quad (3.17)$$

deci un L_{max} se obține pentru $p = P - p$ sau $p = P/2$. Condiția suplimentară (3.15) conduce la o valoare limită și pentru perioada de divizare a riglei de măsură $P = 2A/3k$, deci pentru obținerea

unei rate maxime de deplasare este indicat ca imaginea unei fante $p \cdot k = A_1$ (vezi figura 3.7 a) să ocupe cel mult $1/3$ din lățimea (A) a ariei CCD-ului.

Astfel de calcule au fost făcute și în [73] și [155]. În ambele cazuri la evaluarea deplasării se reperează doar poziția unui front de lumină, respectiv același flanc al oricărei fante. În ciuda simplității deosebite a metodei de evaluare a deplasării din [155], sau a algoritmului de extragere a informației de deplasare din CCD din [73], autorul constată că pentru o rată maximă de deplasare condiția $p = A/3k$ este greu de satisfăcut practic, majoritatea CCD-urilor având de regulă numărul de pixeli egal cu puteri ale lui 2, (adică 64, 128, ..., 1024, 2048, ...). Astfel cuantizarea unei fante nu se poate face cu un număr întreg de pixeli ceea ce complică mult reglajele de punere la punct a sistemului optic al traductorului. De asemenea, doar maxim $1/3$ din numărul N al pixelilor CCD-ului, participă direct la evaluarea deplasării între două citiri consecutive, ca și când doar $1/3$ din capacitatea de informație ar fi exploatată. Chiar și capacitatea de discretizare oferită de CCD este insuficient utilizată, rezoluția maximă de scanare a fantelor fiind de $3(N-d)$ în loc de maxim $1(N-d)$.

Pornind de la aceste observații autorul propune o soluție prin care resursele CCD-ului să fie mai eficient valorificate. Ideea de bază susține reperarea ambelor flancuri ale fantelor în timpul deplasării riglei de măsură, aceasta însemnând tratarea ambelor fronturi din desenul "întuneric-lumină" asociat.

Reformularea condițiilor (3.14, 3.15 și 3.16) conduce la concluzia că acum imaginea unei perioade de divizare ($P = \text{fantă} + \text{interfantă}$) a riglei de măsură trebuie să se încadreze în lățimea (A) a ariei fotosensibile a CCD-ului, pentru a asigura o rată maximă de deplasare. Atunci lățimea maximă a unei fante poate fi $p = A/2k$ ceea ce înseamnă o creștere de 1,5 ori a rezoluției de scanare, la aceeași rată maximă de deplasare.

În continuare prevalându-se de avantajele unei discretizări directe a deplasării prin utilizarea CCD-ului, noua metodă de scanare aplică un tratament binar în analiza modelelor "întuneric-lumină" înregistrate de linia de fotoelemente. În plus caracteristicile specifice ale CCD-urilor alb - negru, favorizează interpretarea binară a stării pixelilor săi. Astfel asociind fiecărui pixel P_i al CCD-ului o variabilă binară $a_{i,j}$ ca mai jos:

$$a_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{pentru pixel } P_i \text{ neiluminat} \\ 1, & \text{pentru pixel } P_i \text{ iluminat} \end{cases} \quad (3.18)$$

i fiind numărul pixelului iar j momentul citirii curente a CCD-ului. Atunci întreaga informație înmagazinată la un moment dat t_j în CCD poate fi descrisă de un cuvânt binar:

$$A_j = \sum_{i=0}^{N-1} a_{i,j} \cdot 2^i, \quad \text{cu } i = \overline{0, N-1} \quad (3.19)$$

unde N este numărul pixelilor CCD-ului, iar i reprezintă în același timp rangul binar asociat cu numărul pixelului P_i .

3.2.3.2 Algoritm de decodificare a informației de deplasare. Abordare combinațională

Pentru a ușura conceperea algoritmului de decodificare a informației de deplasare acumulate în pixelii CCD-ului, a fost imaginat modelul "întuneric-lumină" pentru un CCD cu numai 8 pixeli, (ca în figura 3.8 a,b). Am presupus că deplasarea liniară se face în pași elementari de o cuantă d , ca și cum modelul s-ar deplasa odată din poziția unui pixel în cea vecină lui, și tot așa mereu în același sens. Se remarcă o periodicitate dată de 8 desene consecutive distincte, a căror ordine de succedare se repetă după un timp. Ea poate fi asociată cu o periodicitate exprimată în conținutul CCD-ului tot prin 8 stări distincte de informație.

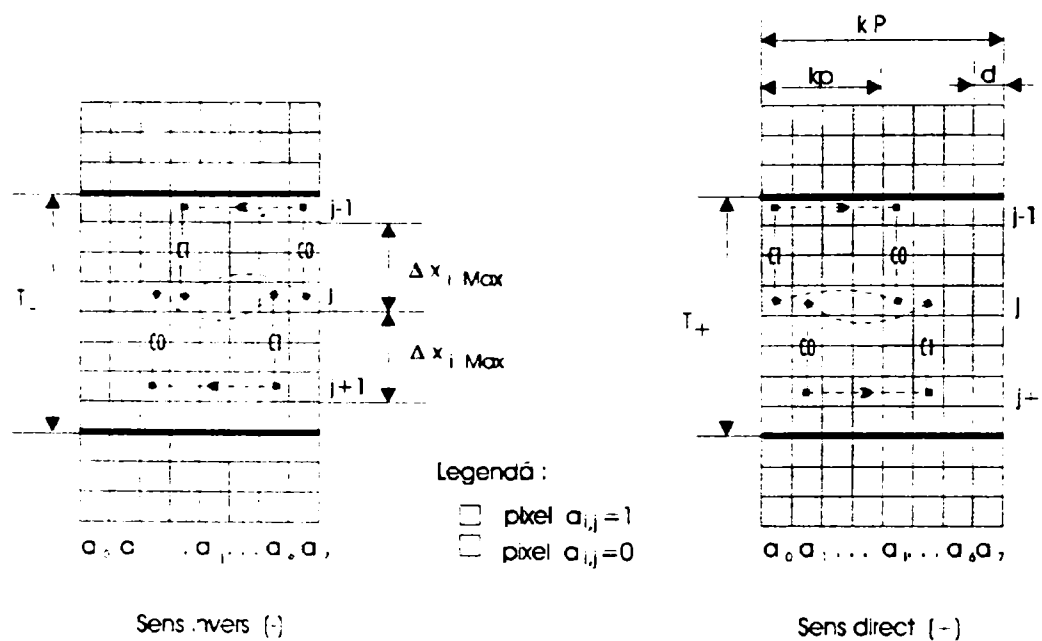


Figura 3.8 Modelele "întuneric-lumină" la explorarea unui CCD particular cu 8 pixeli: a) modelul pentru deplasarea în sens invers, și b) modelul pentru sensul direct de deplasare.

Dacă mărimea deplasării între două citiri ale CCD-ului ($j-1$) și (j) nu depășește lățimea unei fante p , și mai exact

$$(\Delta x)_{\max} \leq p - \frac{d}{k} \tag{3.20}$$

atunci poziția unui front de lumină sau întuneric poate fi corect determinată. Întrucât în cazul unei deplasări maxime de fiecare dată doar două fronturi distincte se succed într-o perioadă T , pentru evaluarea justă a deplasării este necesar ca ambele să fie detectate.

În termeni de algebră binară a detecta un front de lumină înseamnă a identifica primii doi biți identici "1" (adică $a_{i,j-1} = a_{i,j} = 1$) la explorarea conținutului CCD-ului prin două citiri consecutive, altfel spus identificarea "condiției de unu", C_1 . Similar un front de întuneric va fi marcat de identificarea a doi biți identici "0" (adică $a_{i,j-1} = a_{i,j} = 0$), numită "condiție de zero", C_0 ¹. În același timp condiția C_1 urmând după o condiție C_0 indică poziția imediat următoare poziției frontului de întuneric deplasat. Analog pentru frontul de lumină într-o succesiune $C_1 \rightarrow C_0$.

Fie $\delta = dk$ incrementul deplasării. Dacă numai doi biți de același rang $a_{i,j-1}$ și $a_{i,j}$ sunt distincți între poziția binară a unei condiții C_1 sau C_0 și cea a complementarei ei, asta înseamnă

¹ Trebuie reținut faptul că de fiecare dată se compară biții de același rang i , corespunzând aceluiași pixel P_i , furnizați de extracțiile A_j și A_{j-1} din CCD, iar citirea se face mereu începând cu rangul 0, adică pixelul P_0 .

că s-a produs o deplasare $\pm\delta$, într-un sens sau altul. Dacă între două citiri consecutive au loc mai multe deplasări elementare, deplasarea totală apare doar ca o înregistrare a diferenței absciselor pozițiilor frontului în cele două momente, fără a urmări punct cu punct mișcarea în sine. Adică:

$$\Delta x_j = x_j - x_{j-1} = \pm n \cdot \delta \quad (3.21)$$

Ea se poate exprima deci prin numărul n al pozițiilor binare distincte, identificate între două condiții de identitate, comparând informațiile consecutive A_{j-1} și A_j . Astfel dacă abscisa x_{j-1} de pe axa deplasării este asociată cu poziția i din linia de fotoelemente, atunci pentru x_j va corespunde o poziție¹ ($i \pm n$), unde:

$$0 \leq n \leq \frac{N}{2} - 1$$

(din relațiile 3.13 și 3.20). Semnul deplasamentului Δx_j va fi fixat pe baza funcțiilor de sens formulate mai jos. În aceste condiții deplasarea totală apare ca o sumă algebrică a deplasărilor înregistrate la fiecare citire a CCD-ului.

Pentru a detecta corect sensul deplasării trebuie considerate ambele modele "întineric-lumină" din figura 3.8. Se observă că dacă prima condiție detectată este o "condiție de unu" C_1 atunci mereu în perechile de biți ($a_{i,j}$, $a_{i,j-1}$) bitul din prima citire $a_{i,j-1} = 1$ iar cel din a doua $a_{i,j} = 0$, când ei diferă. Dacă dimpotrivă prima condiție detectată este C_0 atunci valorile lor se inversează (adică $a_{i,j-1} = 0$ și $a_{i,j} = 1$). Pentru sensul invers de deplasare toate aceste remarci sunt analoge.

Întrucât schimbarea sensului de deplasare poate avea loc chiar și în intervalul dintre două extrageri de informație din CCD ($j-1$, j), funcțiile de sens trebuie să detecteze corect și aceste situații. În condițiile de mai sus expresiile pentru funcțiile logice de sens, eșantionate la momente discrete t_j , se scriu:

$$FS = f_j^{(+)} = (VALID\ MAS) \cdot \left(C_0 \cdot \sum_{i=\alpha+1}^{\beta-1} \overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j} + C_1 \cdot \sum_{i=\alpha+1}^{\beta-1} a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}} \right) \cdot CK_2 \quad (3.22)$$

și

$$RS = f_j^{(-)} = (VALID\ MAS) \cdot \left(C_0 \cdot \sum_{i=\alpha+1}^{\beta-1} a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}} + C_1 \cdot \sum_{i=\alpha+1}^{\beta-1} \overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j} \right) \cdot CK_2 \quad (3.23)$$

$$\text{cu } C_0 = \overline{a_{\alpha,j-1}} \cdot \overline{a_{\alpha,j}} \quad \text{și} \quad C_1 = a_{\beta,j-1} \cdot a_{\beta,j} \quad (\forall) \{(\alpha, \beta) \mid \alpha \leq \beta \text{ și } \alpha, \beta \in \{0, \dots, N-1\}\}$$

α și β fiind de fapt valori concrete ale lui i , α corespunzând poziției primei condiții de identitate detectate, iar β poziției condiției complementare identificate. De asemenea *VALID MAS* este un semnal care condiționează declanșarea ciclului de măsură de tactul de citire al CCD-ului, CK_1 :

$$VALID\ MAS = (C_0 + C_1) \cdot CK_1 = (a_{\alpha,j-1} \cdot a_{\alpha,j} + \overline{a_{\beta,j-1}} \cdot \overline{a_{\beta,j}}) \cdot CK_1 \quad (3.24)$$

¹ Este de remarcat faptul că valorile $(i-n)$ și $(i+n)$ rămân mereu pozitive pentru n cuprins între aceste limite, iar pentru deplasări ce implică succedarea mai multor fronturi, ele se actualizează funcție de poziția noului front în perimetrul fotosensibil în momentul citirii CCD-ului.

și CK_2 este rata de extragere a informației pixelilor CCD-ului. Semnalul $INIT$ încheie ciclul de măsurare prin resetarea întregii logici secvențiale în vederea inițierii unui ciclu nou. El se declanșează numai după detecția condiției complementare de front, altfel spus numai după ce ambele fronturi ale unei fante au fost trecute prin procesul de scanare. Deoarece fizic și spațial fronturile fantei sunt distincte, rezultă că și condițiile de detecție (C_0 și C_1) asociate lor, sunt logic și temporal exclusive. Această particularitate permite exprimarea logică simplă a semnalului $INIT$ ca și conjuncția celor două condiții de identitate, (adică $INIT=C_0 \cdot C_1$). O implementare logică combinațională a relațiilor (3.22), (3.23) și (3.24) este dată în figura 3.9.

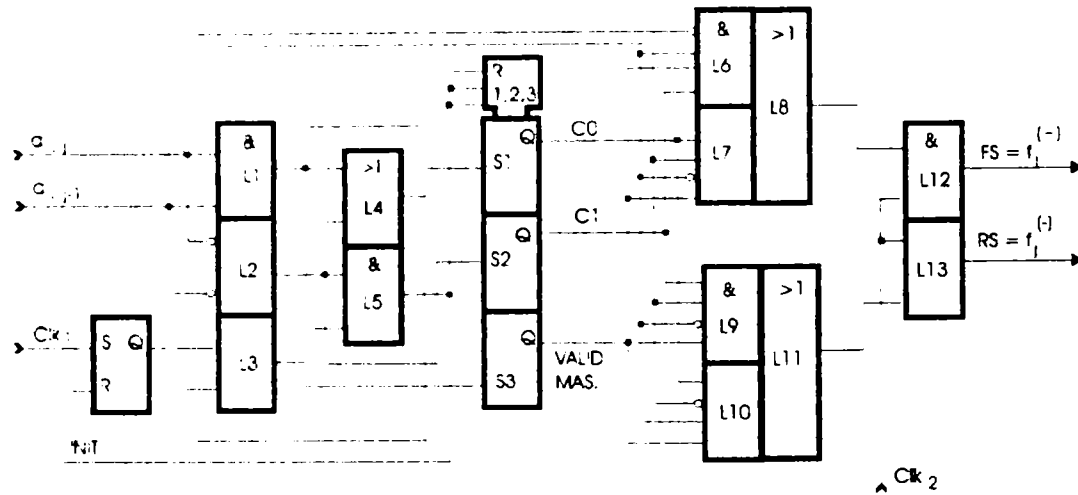


Figura 3.9 Diagrama logică pentru funcțiile sensului de deplasare.

Expresiile (3.22) și (3.23) conțin numai termeni care corespund poziției i în care biții $a_{i,j-1}$ și $a_{i,j}$ sunt distincți ca valoare, astfel că pentru fiecare din ei un impuls CK_2 va fi numărat în sus sau în jos de un numărător binar reversibil. Prin urmare conținutul curent al numărătorului corespunde în orice moment poziției liniare relative a riglei de măsură față de capul de scanare al traductorului. Mai rămâne de introdus doar un factor de scală pentru a putea afișa direct valoarea deplasării Δx . Altfel semnalul de ieșire fiind digital, poate fi transmis sau procesat direct.

3.2.3.3 Discuții

În concluzie se cuvine subliniat încă odată că avantajul major al acestei soluții este o exploatare mai eficientă a informației extrase din CCD față de cele dezvoltate în [73] și [155], prin alocarea unui număr mai mare de pixeli pentru scanarea unui pas de măsură. Astfel în fiecare ciclu de măsurare din cei N pixeli testați un număr N' , unde:

$$N' = \frac{N}{2} + 1 \tag{3.25}$$

contribuie direct la evaluarea deplasării, dacă aceasta se face cu o rată maximă (relația 3.20) între două citiri consecutive. Creșterea factorului de interpolare determină îmbunătățirea rezoluției și implicit a preciziei.

Metoda de investigare a modelelor "întuneric-lumină" urmărește dinamica procesului de scanare fotoelectrică a riglelor optice incrementale cu senzorii de imagine liniari CCD. Ea este simplă, rapidă și "rezolvă" toate aspectele fizice reale dintr-o translație liniară. Ușor de implementat ea permite în același timp adaptarea la particularitățile componentei sensitive.

3.2.4 O METODĂ “TOTALĂ” DE SCANARE FOTOELECTRICĂ CU CCD

3.2.4.1 Premise. Determinări¹

În orice direcție de dezvoltare tehnică se atinge la un moment dat o situație limită, un punct critic, dincolo de care un progres substanțial nu mai este posibil. Astfel de situații apar de regulă atunci când prin procedee tot mai subtile s-a reușit atingerea limitelor fizice ale materialelor implicate în soluția respectivă. Momentul fiind critic implică schimbarea radicală a principiului soluției, astfel încât acesta să fie orientat spre o direcție nouă de dezvoltare.

În cazul scanării fotoelectrice cu CCD-uri se naște întrebarea “unde și care ar putea fi aceste limite?” sau / și “cum ar putea fi ele împinse la extrem?”, evident în limitele conceptului de finitudine.

Un astfel de raționament a determinat autorul să încerce exploatarea cu maximă eficiență a “resurselor” interne ale CCD-ului, privitor atât la capacitatea sa de discretizare cât și la participația la un moment dat în număr cât mai mare a pixelilor componenți la evaluarea completă a deplasării riglei de măsură. La metoda formulată anterior în § 3.2.3, cât și în cele dezvoltate în [73] și [155], orice deplasare era apreciată prin numărul de biți distincți identificați între două condiții de identitate (C_0-C_1) sau/și (C_1-C_0). Deci la evaluarea unei deplasări Δx , între două citiri consecutive ale CCD-ului participau cel mult $(N-1)$, respectiv $(N-1)$ pixeli.

Deși în procesul de scanare fotoelectrică în integralitatea lui toți pixelii CCD-ului sunt “angajați”, faptul că deplasarea în sine implică numai o parte din ei la un moment dat se reflectă direct și în rezoluția de explorare a fantelor riglei de măsură. Creșterea ei presupune însă alocarea unui număr mai mare de pixeli prin restrângerea “ferestrei de scanare”² la lățimea unei fante.

Așadar atributul “totală” folosit de autor în definierea acestei noi metode de scanare fotoelectrică își propune să evidențieze aportul tuturor pixelilor la evaluarea deplasării, în orice moment și indiferent de poziția frontului de lumină în perimetrul fotosensibil al CCD-ului.

3.2.4.2 Algoritm de decodificare prin metoda “totală” de scanare

Principiul fundamental, cel fotoelectric este același, deci configurația traductorului descris în § 3.2.2 poate fi preluată și adaptată condițiilor noului algoritm de decodificare.

Prin proiecția unei singure fante pe aria fotosensibilă a CCD-ului se mărește incontestabil rezoluția de scanare a riglei de măsură. Dar și acum, la fel ca în metodele concepute anterior, referirea deplasării va avea în vedere fronturi de lumină și întuneric, deci flancurile fantelor. Dacă am încadra exact proiecția fantei în perimetrul fotosensibil al CCD-ului (adică $p \leq k \leq A$), am pierde percepția corectă a marginilor ei. Detecția lor are nevoie de informație din ambele câmpuri optice situate de o parte și de alta a frontierei de lumină sau întuneric. Teoretic doi pixeli adiacenți sunt suficienți pentru definirea unui astfel de front. Dacă avem însă în vedere și eroarea specifică de cuantizare, atunci numărul lor minim necesar ar fi 4, restul fiind rezervați pentru discretizarea fantei.

¹ În sens real, în spiritul *dialecticii spontane*.

² Am numit “fereastră de scanare” zona din rigla de măsură ce se proiectează la un moment dat pe suprafața CCD-ului.

Oricum componentele CCD alb-negru produse astăzi au caracteristici de sensibilitate mult îmbunătățite, încât pot detecta ușor poziția unui front în intervalul de spațiere a doi pixeli. Dacă se impune o precizie deosebită se poate folosi “informația” mediată a mai multor pixeli adiacenți frontului.

În continuare vom uza de unele considerații simplificatoare care să ușureze evidențierea particularităților specifice noului algoritm de tratare a informației de deplasare înregistrate succesiv în CCD. La fel ca și în § 3.2.3.2 vom folosi un CCD cu numai 8 pixeli pentru imaginarea modelelor “întuneric-lumină” ce se pot produce prin deplasări elementare de câte un pas (d) fie numai într-un sens, fie numai în altul. De asemenea pentru a asigura rate maxime de deplasare vom păstra relația dintre lățimea unei fante și perioada de divizare a riglei de măsură (adică $p=P/2$), dedusă în § 3.2.3.1. Așa după cum se poate intui și din figura 3.10, constrângerea impusă unei deplasări maxime $(\Delta x)_{max}$ între două “citiri” consecutive ale CCD-ului formulată în § 3.2.3.2. prin relația (3.20), se păstrează și ea.

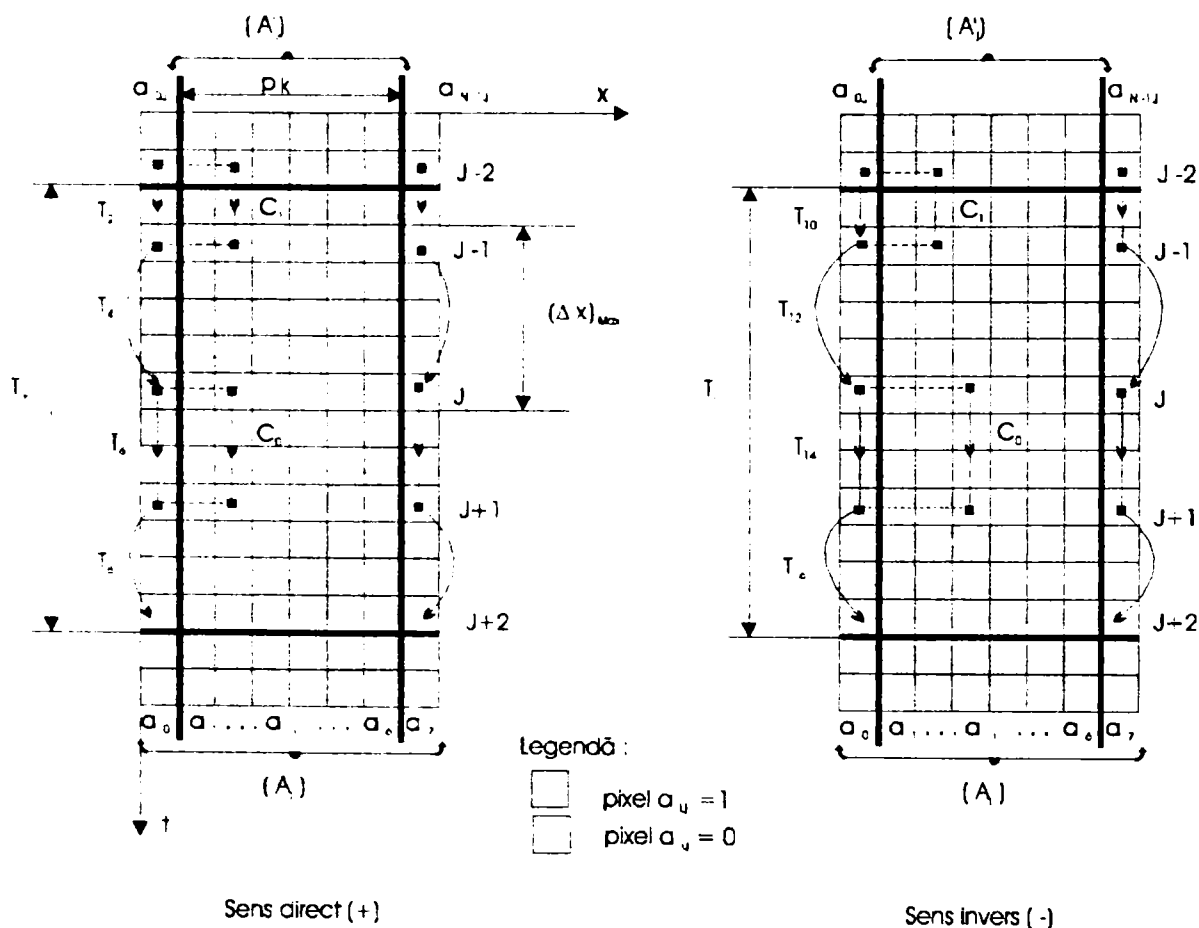


Figura 3.10 Modelele “întuneric-lumină” la scanarea optică cu CCD în cazul proiecției unei singure fante pe aria fotosensibilă, cu evidențierea cazurilor de ambiguitate la discriminarea sensului: a) modelul pentru deplasare în sens direct (+), și b) modelul pentru deplasarea în sens invers (-).

La fel și perioada de succedare a desenelor “întuneric-lumină”, ($T=2p$). Așadar o primă constatare favorabilă se cuvine reținută, anume că la aceeași rată maximă de deplasare rezoluția este dublă față de metoda anterioară.

Imaginând acum o deplasare $\Delta x_j = L_{max}$ într-un anumit sens, efectuată cu o rată maximă între două momente de timp (t_{j-1} , t_j), deci care ar acoperi $(N'-1)$ pixeli, N' fiind numărul de pixeli

CCD alocați scanării unei fante¹, să încercăm să o poziționăm ca moment inițial ($j-1$) în oricare din cele 12 stări distincte ale modelului, pe care le percepe o fereastră de scanare de lățimea unei fante. Analizând conținuturile parțiale A'_{j-1} și A'_j ale pixelilor CCD-ului vom constata că ele diferă mereu într-un număr de poziții egal cu numărul pașilor elementari conținuți în deplasarea Δx_j , (adică 5 poziții).

Prin urmare o deplasare $\pm \Delta x_j$ ar putea fi evaluată printr-o comparare secvențială, bit cu bit, a informației conținute în două cuvinte binare A'_{j-1} și A'_j prelevate din citiri consecutive ale CCD-ului, unde:

$$A'_j = \sum_{i=1}^{N-2} a_{i,j} \cdot 2^i, \quad \text{cu } i = \overline{1, (N-2)} \quad (3.26)$$

și reținerea numărului n_j al pozițiilor distincte ca măsură a deplasării, (vezi și relația 3.13)

O reprezentare similară celei din figura 3.7.b adaptată cazului concret ar sugera într-un mod mai plastic ideea aprecierii deplasării ca rezultat al “suprapunerii” a două imagini înregistrate succesiv de CCD, și anume cea a unei fante încadrate în aria fotosensibilă luată ca referință și cea a fantei deplasate. La nivelul CCD-ului percepția deplasării apare ca o zonă în care un număr de pixeli consecutivi și-au schimbat conținutul între cele două momente de timp. Lățimea ei este strâns corelată cu deplasarea reală a riglei de măsură prin relația:

$$|\Delta x_j| = |\pm n_j| \cdot \frac{d}{k} \quad (3.27)$$

d și k având aceeași semnificație din § 3.2.2 și § 3.2.3.

Într-o abordare logică neformală această constatare ar putea fi reformulată prin expresiile² de mai jos:

$$|\Delta x_j| = |x_j - x_{j-1}| \Leftrightarrow A'_{j-1} \oplus A'_j = \sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \quad (3.28)$$

adică mărimea unei deplasări Δx_j produsă în intervalul (t_{j-1}, t_j) și percepută în momentul j , descompusă în deplasări elementare cu semn d/k , (în pași de o cuantă), poate fi tratată ca o sumă binară de informații proprii celor două imagini înregistrate consecutiv, descompusă și ea la nivel de pixeli CCD prin variabilele binare asociate. Efectul însumării binare (*mod* 2) este asemănător unei “extincții” a celor două imagini în zona unde se suprapun, și reținerea numai a diferențelor apărute în urma deplasării relative, raportate la poziția anterioară.

Însă acest demers produce doar informații despre mărimea deplasării. Precizarea suplimentară a semnului presupune și o detecție de sens. În acest scop se va apela la informația furnizată de pixelii extremi P_0 și P_{N-1} reținuți pentru detecția flancurilor fantei, adică biții $(a_{0,j-1}, a_{0,j})$ și $(a_{N-1,j-1}, a_{N-1,j})$.

Indisolubil legate, spațiul și timpul³ ar putea fi considerate într-o reprezentare ortogonală înlesnită chiar de modelele “întineric-lumină” din figura 3.10. Ele însele nu sunt altceva decât o

¹ Unde $N' = p \cdot k \cdot d = N - 2$, iar în cazul particular considerat $N' = 6$ pixeli.

² Aici simbolul Σ este folosit cu sensul de disjuncție sau sumare logică.

³ “Măsurăm timpul cu ajutorul mișcării și mișcarea cu ajutorul timpului!” Emile Picard. [148]

descompunere în timp a unei mișcări discretizate, “observatorul”¹ având poziția “înghețată” în originea sistemului. Considerând pixelii extremi ai CCD-ului legați și ei de abscise fixate în spațiu, înregistrăm în timp informația acumulată prin modificarea stării lor, ca urmare a baleierii lor de către imaginile fantelor riglei de măsură ce se succed în timpul deplasării.

Într-o abordare logică similară, informația perindată în conținutul acestor pixeli într-o perioadă T , sau T , remarcată pe aceste modele “întuneric-lumină”, poate fi “asamblată” în două semnale digitale, defazate, ca cele din figura 3.11 a, b.

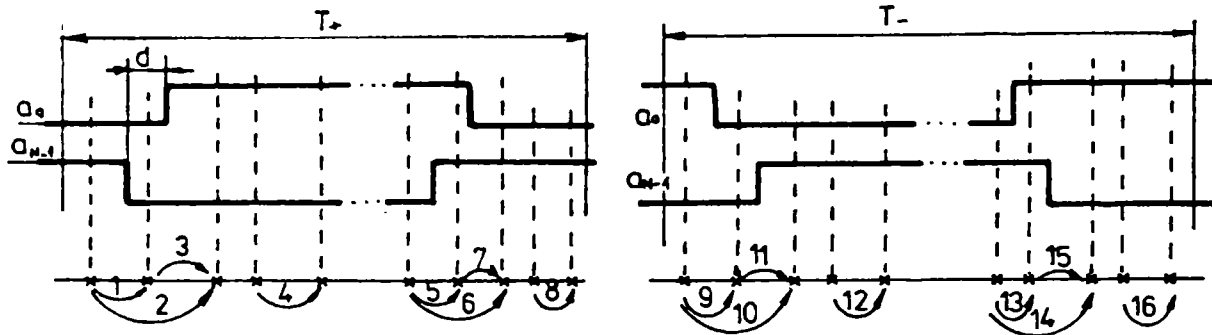


Figura 3.11 Semnalele digitale a^*_0 și a^*_{N-1} obținute prin “asamblarea” eşantioanelor extrase din CCD la citirea stării pixelilor extremi: a) reprezentarea semnalelor a^*_0 și a^*_{N-1} cu defazajul caracteristic sensului direct de deplasare (+); b) reprezentarea analogă pentru sensul invers (-).

Ele ar putea fi exprimate și analitic prin expresii de forma:

$$a^*_0 = \sum_j a_{0,j} \quad \text{și} \quad a^*_{N-1} = \sum_j a_{N-1,j}, \quad (3.29)$$

unde $j \in \mathbb{N}$, numărabil. Acestea par să caracterizeze univoc cele două sensuri de deplasare.

Putem vorbi acum de o divizare oarecum dihotomică² a sferei noțiunii de pixel, în *pixeli de deplasare* (cei rezervați scanării fantei) și *pixeli de sens* (pixelii extremi), fiecare furnizând informații de un anumit tip dar complementare, ce întregesc cunoașterea asigurând percepția corectă a mișcării.

Pentru a nu impieta cu nimic rata maximă de deplasare și în același timp mișcarea să poată fi determinată complet într-un singur ciclu de citiri ($(j-1), j$) trebuie ca orice pereche de eşantioane ($a_{0,j-1}, a_{0,j}$) și ($a_{N-1,j-1}, a_{N-1,j}$) să permită o discriminare corectă a sensului numai pe baza informației furnizate prin starea lor în cele două momente.

În timp semnalele a^*_0 și a^*_{N-1} produc doar patru combinații distincte de valori pe care le vom numi “stări”, (vezi și tabelul 3.1):

$$S_j = (a_{0,j}, a_{N-1,j}) \quad (3.30)$$

¹ Un observator ipotetic, în particular chiar CCD-ul.

² În sens logic și numai în context informațional!

unde $j \in \mathbb{N}$, numărabil. Însă ca și în cazul pixelilor de deplasare, numai valoarea lor la un moment dat (j) nu este suficientă pentru percepția corectă a mișcării, respectiv detecția sensului. Ele trebuie corelate cu valorile, respectiv starea dintr-un moment anterior celui considerat.

În continuare vom numi *tranziție* (T_{ij}), orice succesiune de stări $S_{j-1} \rightarrow S_j$ distincte sau nu, caracterizată de perechea de eșantioane $((a_{0,j-1}, a_{N-1,j-1}), (a_{0,j}, a_{N-1,j}))$. Într-o explorare pixel cu pixel a unui sens de deplasare făcută pe modelele "întuneric-lumină" din figura 3.10, într-o perioadă T sau T' se pot identifica câte opt astfel de *tranziții* distincte¹ pentru fiecare sens. Ele sunt figurate și pe diagramele de semnal din figura 3.11. O reprezentare intuitivă a acestora reunind ambele sensuri de deplasare este dată însă prin graful tranzițiilor din figura 3.12.

Analizând în parte fiecare tranziție de pe graf și corelând-o cu localizarea ei în timp de pe diagramele de semnal, observăm că pot exista și situații când două citiri consecutive ale CCD-ului nu implică neapărat stări distincte, (adică $S_{j-1} \rightarrow S_j$ cu $S_{j-1} = S_j$). Astfel tranziții de tipul T_4 și T_8 sau T_{12} și T_{16} nu presupun modificarea "stării" semnalelor $a_{0,j-1}$ și $a_{N-1,j-1}$ în două extrageri de informație.

În acest caz nu se poate preciza corect sensul fiind nevoie fie de o cunoaștere apriorică a stării dintr-o viitoare citire ($j-1$), fie reținerea antepenultimei citiri ($j-2$). Lucrurile se complică oricum, încât suntem nevoiți să tratăm separat aceste tranziții. Să le numim "*exceptii de speța întâi*" notate cu $T^{(1)}_{ij}$.

Graful de tranziții mai pune în evidență și tranziții de tipul T_2 și T_{14} sau T_6 și T_{10} care deși implică aceleași stări, $S_1 \rightarrow S_2$ și $S_2 \rightarrow S_1$, sunt de același sens și nu determină univoc sensul pentru care au fost definite. Și ele la rândul lor pot fi considerate niște "*exceptii de speța a doua*", notate $T^{(2)}_{ij}$.

În schimb toate celelalte tranziții care implică aceleași stări sunt antagonice și deci specifice fiecare în parte unui anumit sens de deplasare, (spre exemplu T_3 care implică $S_0 \rightarrow S_2$ aparține sensului direct, în timp ce T_9 care implică $S_2 \rightarrow S_0$ determină sensul invers). Acestea vor fi descrise în continuare prin starea perechii de eșantioane prelevate la momentele ($j-1$) și (j). Astfel, pentru sensul direct avem expresiile²:

S_i	S_0	S_1	S_2	S_3
$(a_{0,j}, a_{N-1,j})$	(0,0)	(0,1)	(1,0)	(1,1)

Tabelul 3.1 "Stările" semnalelor $a_{0,j}$ și $a_{N-1,j}$ descrise prin perechi de eșantioane binare extrase la momente discrete (j) de timp.

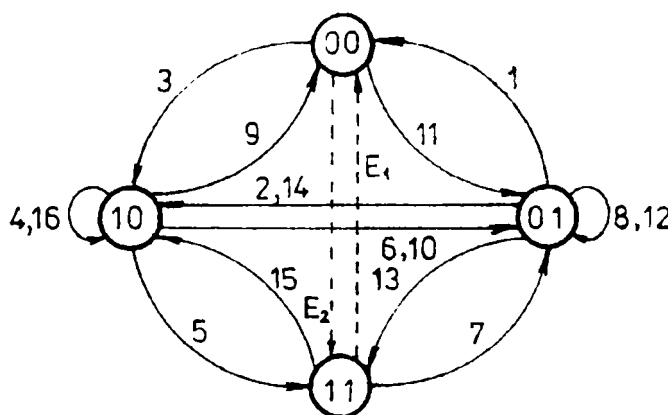


Figura 3.12 Graful de tranziție a stărilor pentru semnalele $a_{0,j}$ și $a_{N-1,j}$ asociate pixelilor externi.

¹ La considerarea acestor *tranziții* s-a avut în vedere ca intervalul spațial corespunzător (x_{j-1}, x_j) să nu depășească Δx_{max} impus prin relația 3.20.

² Semnul (\cdot) se folosește aici cu semnificația de produs logic sau conjuncție binară

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \overline{a_{0,j-1}} \cdot \overline{a_{0,j}} \cdot (a_{N-1} \downarrow) \\
 T_3 &= (a_0 \uparrow) \cdot \overline{a_{N-1,j-1}} \cdot \overline{a_{N-1,j}} \\
 T_5 &= a_{0,j-1} \cdot a_{0,j} \cdot (a_{N-1} \uparrow) \\
 T_7 &= (a_0 \downarrow) \cdot a_{N-1,j-1} \cdot a_{N-1,j}
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

iar pentru sensul invers

$$\begin{aligned}
 T_9 &= (a_0 \downarrow) \cdot \overline{a_{N-1,j-1}} \cdot \overline{a_{N-1,j}} \\
 T_{11} &= \overline{a_{0,j-1}} \cdot \overline{a_{0,j}} \cdot (a_{N-1} \uparrow) \\
 T_{13} &= (a_0 \uparrow) \cdot a_{N-1,j-1} \cdot a_{N-1,j} \\
 T_{15} &= a_{0,j-1} \cdot a_{0,j} \cdot (a_{N-1} \downarrow)
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

unde $(a_0 \uparrow) = \overline{a_{0,j-1}} \cdot a_{0,j}$ și $(a_0 \downarrow) = a_{0,j-1} \cdot \overline{a_{0,j}}$, iar $(a_0 \uparrow)$ și $(a_0 \downarrow)$ sunt notații simbolice pentru variabilele de tranziție, identice cu cele folosite în § 3.1.3.

Revenind la tranzițiile “excepții” constatăm că în aceste cazuri numai informația pixelilor extremi nu este suficientă pentru o discriminare neambiguă a sensului de deplasare. Ea va trebui deci completată prin aport de informație și din zona *pixelilor de deplasare*.

Astfel *excepțiile de speța întâi* pot fi “rezolvate” ușor observând că pentru sensul direct (+) este specifică o relație $(a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}})$ pentru starea *pixelilor de deplasare*, iar pentru sensul invers (-) o relație complementară analogă $(\overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j})$, (vezi figura 3.10). Expresiile lor devin atunci:

a) pentru sensul direct (+)

$$\begin{aligned}
 T_4^{(1)} &= \left[(a_{0,j-1} \cdot \overline{a_{N-1,j-1}}) \cdot (a_{0,j} \cdot \overline{a_{N-1,j}}) \right] \cdot (a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}}) \\
 \text{și} \\
 T_8^{(1)} &= \left[(\overline{a_{0,j-1}} \cdot a_{N-1,j-1}) \cdot (\overline{a_{0,j}} \cdot a_{N-1,j}) \right] \cdot (\overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j})
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

b) pentru sensul invers (-)

$$\begin{aligned}
 T_{12}^{(1)} &= \left[(\overline{a_{0,j-1}} \cdot a_{N-1,j-1}) \cdot (\overline{a_{0,j}} \cdot a_{N-1,j}) \right] \cdot (a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}}) \\
 \text{și} \\
 T_{16}^{(1)} &= \left[(a_{0,j-1} \cdot \overline{a_{N-1,j-1}}) \cdot (a_{0,j} \cdot \overline{a_{N-1,j}}) \right] \cdot (\overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j})
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

unde $i = \overline{1}, \overline{N-2}$ iar $j \in N$, numărabil.

Folosindu-ne tot de *pixelii de deplasare* putem individualiza și *excepțiile de speța a doua*. După cum se observă și pe modelele “întuneric-lumină” din figura 3.10, tranziții de tipul T_2

sau T_6 pot fi conjugate cu condiții¹ C_1 respectiv C_0 identificate prin compararea stării pixelilor de deplasare în cele două momente. Ele devin astfel distincte de omoloagele lor T_{10} și T_{14} asociate sensului invers de deplasare. Acum putem scrie pentru sensul direct (+):

$$T_2^{(2)} = (a_0 \uparrow) \cdot (a_{N-1} \downarrow) \cdot C_1 = (a_0 \uparrow) \cdot (a_{N-1} \downarrow) \cdot (a_{i,j-1} \cdot a_{i,j})$$

și

$$T_6^{(2)} = (a_0 \downarrow) \cdot (a_{N-1} \uparrow) \cdot C_0 = (a_0 \downarrow) \cdot (a_{N-1} \uparrow) \cdot (\overline{a_{i,j-1}} \cdot \overline{a_{i,j}})$$

și analog pentru sensul invers(-):

$$T_{10}^{(2)} = (a_0 \downarrow) \cdot (a_{N-1} \uparrow) \cdot C_1$$

$$T_{14}^{(2)} = (a_0 \uparrow) \cdot (a_{N-1} \downarrow) \cdot C_0$$

cu același $i = \overline{1, N-2}$ și $j \in N$, numărabil.

Constatăm așadar că tratarea tranzițiilor excepții nu complică foarte mult algoritmul de decodificare. Ba mai mult ea se poate "rezolva" chiar în intervalul dintre două citiri și cu concursul exclusiv al pixelilor CCD-ului.

În aceste condiții putem încerca formularea funcțiilor deplasării. Ca și în celelalte metode (vezi relațiile 3.22 și 3.23), le vom exprima tot sub forma a două funcții de sens perfect disjuncte, discretizate prin (j):

$$FS = \sum_j f_j^{(+)} \quad \text{și} \quad RS = \sum_j f_j^{(-)} \quad (3.37)$$

care validează contorizarea în sus sau în jos, într-un numărător reversibil, a unor impulsuri de tact, ca măsură a deplasărilor într-un sens sau altul produse într-un interval de timp. Combinând informația despre mărimea deplasării prin conjugare cu cea de sens putem scrie:

$$f_j^{(+)} = \left[\sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \right] \cdot \varphi_j^{(+)} \cdot CK_2 =$$

$$= \left\{ \left[\sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \right] \cdot (T_1 + T_3 + T_5 + T_7 + T_4^{(1)} + T_8^{(1)} + T_2^{(2)} + T_6^{(2)}) \right\} \cdot CK_2 \quad (3.38)$$

și

$$f_j^{(-)} = \left[\sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \right] \cdot \varphi_j^{(-)} \cdot CK_2 =$$

$$= \left\{ \left[\sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \right] \cdot (T_9 + T_{11} + T_{13} + T_{15} + T_{12}^{(1)} + T_{16}^{(1)} + T_{10}^{(2)} + T_{14}^{(2)}) \right\} \cdot CK_2 \quad (3.39)$$

unde $\varphi_j^{(+)}$ și $\varphi_j^{(-)}$ sunt funcțiile propriu-zise de sens, iar T_{1j} , $T_{1j}^{(1)}$ și $T_{1j}^{(2)}$ au expresiile deduse anterior, (vezi relațiile 3.31, 3.32, 3.33, 3.34, 3.35, și 3.36).

¹ Condițiile C_0 și C_1 au aceeași semnificație de la metoda tratată în § 3.2.3.

Un caz aparte îl constituie tranzițiile marcate pe graf cu E_1 și E_2 . Ele sunt apreciate ca tranziții probabile, eronate, neaparținând nici unui sens de deplasare. Producerea lor ar putea fi exprimată printr-un semnal de eroare ERR având expresia de mai jos:

$$ERR_j = E_{1,j} + E_{2,j} = (a_0 \uparrow) \cdot (a_{N-1} \uparrow) + (a_0 \downarrow) \cdot (a_{N-1} \downarrow) \quad (3.40)$$

Acest semnal presupune tranziții de stări $S_{0,j-1} \rightarrow S_{3,j}$ sau $S_{3,j-1} \rightarrow S_{0,j}$.

În sinteza automatelor secvențiale asincrone, teoria codării stărilor recomandă utilizarea unor coduri adiacente pentru toate stările care dau tranziții, în scopul evitării fenomenelor de *concurș a semnalelor*, (hazardul secvențial) [10], [202]. Pe baza acestor considerații o tranziție $S_0 \rightarrow S_3$ spre exemplu s-ar putea produce practic pe două căi, după cum se vede și în diagrama de mai jos:

$$(S_0 \rightarrow S_3) \Rightarrow \begin{cases} (00) \xrightarrow{t_1} (01) \xrightarrow{t_2} (11) & \text{în sens direct (+)} \\ (00) \xrightarrow{t_{11}} (10) \xrightarrow{t_{12}} (11) & \text{în sens invers (-)} \end{cases}$$

implicând deci și tranziții intermediare, care ar apărea ca niște deplasări “accidentale” într-un sens sau altul.

Acest punct de vedere are un suport pur electronic, el fiind specific circuitelor cu funcționare secvențială asincronă. În schimb semnalele a_n^* și a_{N-1}^* , sursa eșantioanelor ($a_{0,j-1}$, $a_{N-1,j-1}$) și ($a_{0,j}$, $a_{N-1,j}$), pot “încălca” legile electronicii pentru că de fapt la origine provin dintr-o informație optică ușor alterabilă și pe căi neelectrice. Astfel o viteză excesivă de deplasare, la fel ca și o schimbare bruscă de sens pot produce un efect de “trenă” datorat inerției optice care combinat cu efectul unor vibrații mecanice ale sistemului de măsură pot genera situații care nu exclud o comutare cvasi simultană a semnalelor a_n^* și a_{N-1}^* . De aceea astfel de fenomene se cuvin identificate și tratate corespunzător, cu atât mai mult cu cât ele se produc în intervalul de incertitudine al unei cuante.

3.2.4.3 Particularități de implementare

Prin metoda “totală” de scanare fotoelectrică a riglelor optice logica de implementare devine mai complexă. Algoritmii decodificării informației din *CCD* comportă acum două faze distincte. Deși aparent independente una de alta ca procesare, ambele concură la evaluarea completă a deplasării. În mod firesc procesarea de sens trebuie să se producă înaintea celei de determinare a mării deplasării. Așa cum au fost ele concepute și descrise, funcțiile de sens sunt de fapt condiționări pentru contorizarea în sus sau în jos a unor impulsuri care prin numărul lor să permită aprecierea cât mai justă a deplasării. Dar detecția de sens lucrează în principal cu pixelii extremi, asta însemnând o extragere completă a informației din *CCD* cu reținerea stării acestora. În cazul tranzițiilor excepții este nevoie și de aportul celorlalți pixeli. Prin urmare informația (A_j), la fel ca și precedenta ei (A_{j-1}), trebuie să “conservate” temporar întrucât decizia testării pixelilor de deplasare se ia numai după cunoașterea prealabilă a stării pixelilor extremi. De asemenea numai după încheierea detecției de sens se declanșează cealaltă procesare.

Așadar, acest proces de segregare a informației din pixelii *CCD*-ului se realizează prin extrageri independente și la momente diferite, fără alterarea conținutului lor în acest interval. El

implică regiștrii de stocare temporară care pot constitui o problemă dacă N este mare (adică 1024 sau 2048 pixeli).

Pentru a asigura totuși o viteză maximă de procesare, determinați fiind și de modul de extragere serială a informației din CCD, am conceput o configurație hardware cu două registre de deplasare care implementează un concept de tip "pipe-line predictiv" [202], de procesare paralelă, (vezi figura 3.13).

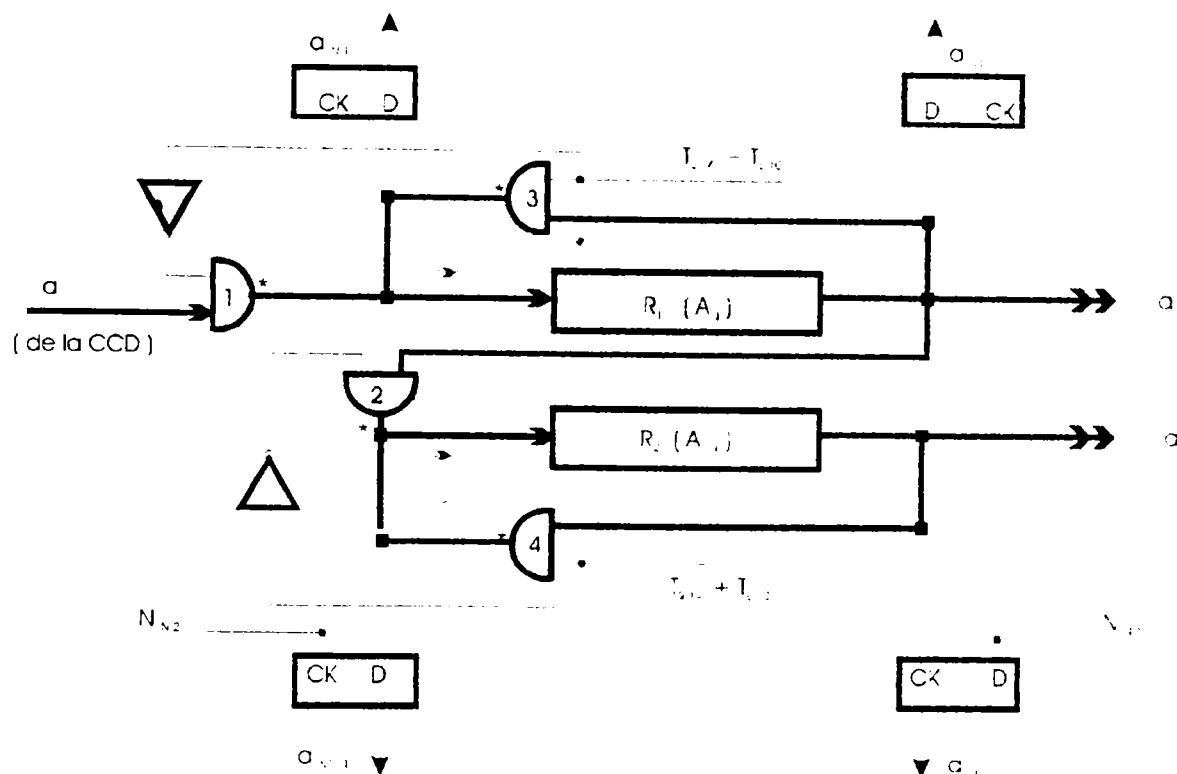


Figura 3.13 Configurație logică de separare și extragere a informației de sens și respectiv de deplasare din conținutul pixelilor CCD-ului.

Astfel în registrul R_1 se va afla în permanență informația actuală (A_j) corespunzătoare momentului (j) considerat, iar în R_2 informația anterior prelevată (A_{j-1}). Fiecare nou ciclu de măsură va actualiza (A_j) din R_1 , în timp ce aceasta va fi salvată în R_2 devenind anterioară (A_{j-1}). Două semnale N_{N-2} și N_{N-1} provenite de la un numărător comandat¹ ($\text{mod } N$), vor fixa momentele reținerii biților $a_{N-1,j-1}$ și $a_{N-1,j}$, respectiv $a_{0,j-1}$ și $a_{0,j}$ în patru bistabili latch de stare.

Dacă starea acestora evidențiază o tranziție *exceptie de speța a doua* $T^{(2)}_2$, $T^{(2)}_6$ sau $T^{(2)}_{10}$, $T^{(2)}_{14}$, informația (A_j) și (A_{j-1}) va fi "explorată" din nou bit cu bit în vederea identificării unei condiții C_0 sau C_1 și reînscrisă în aceleași registre. În acest moment fluxul de date între registre (poarta² 2), și între CCD și registre (poarta 1), este blocat fiind validată o configurație în mel de conservare a informației, (porțile 3 și 4).

La fel trebuie procedat și în cazul *exceptiilor de speța întâi*.

¹ Numărătorul N este înzestrat suplimentar cu o logică combinațională (LC), vezi fig. 3.15, care detectează stările corespunzătoare "poziției" pixelilor *extremi* precum și a celor *de deplasare* adiacenți fronturilor fantei, și generează semnalele de marcare N_0 , N_{N-1} , N_{N-2} sau de fixare interval $N_{1,N-2}$. Ele servesc la declanșarea și sincronizarea fazelor de procesare într-un ciclu de măsură, după cum se vede și din diagrama de semnale din fig. 3.14. Semnalul de numărare pentru numărătorul N este tactul CK_2 de citire a pixelilor CCD-ului.

² Porțile 1, 2, 3 și 4 sunt de tip "open-collector" sau "tri-state".

Asta înseamnă că pe o diagramă de semnale ca cea din figura 3.14 pot apare două tipuri de cicluri de măsură, unul *normal* de $2N$ tacte¹ și unul *extins* de $(2N+N)$ tacte în cazul tranzițiilor excepții.

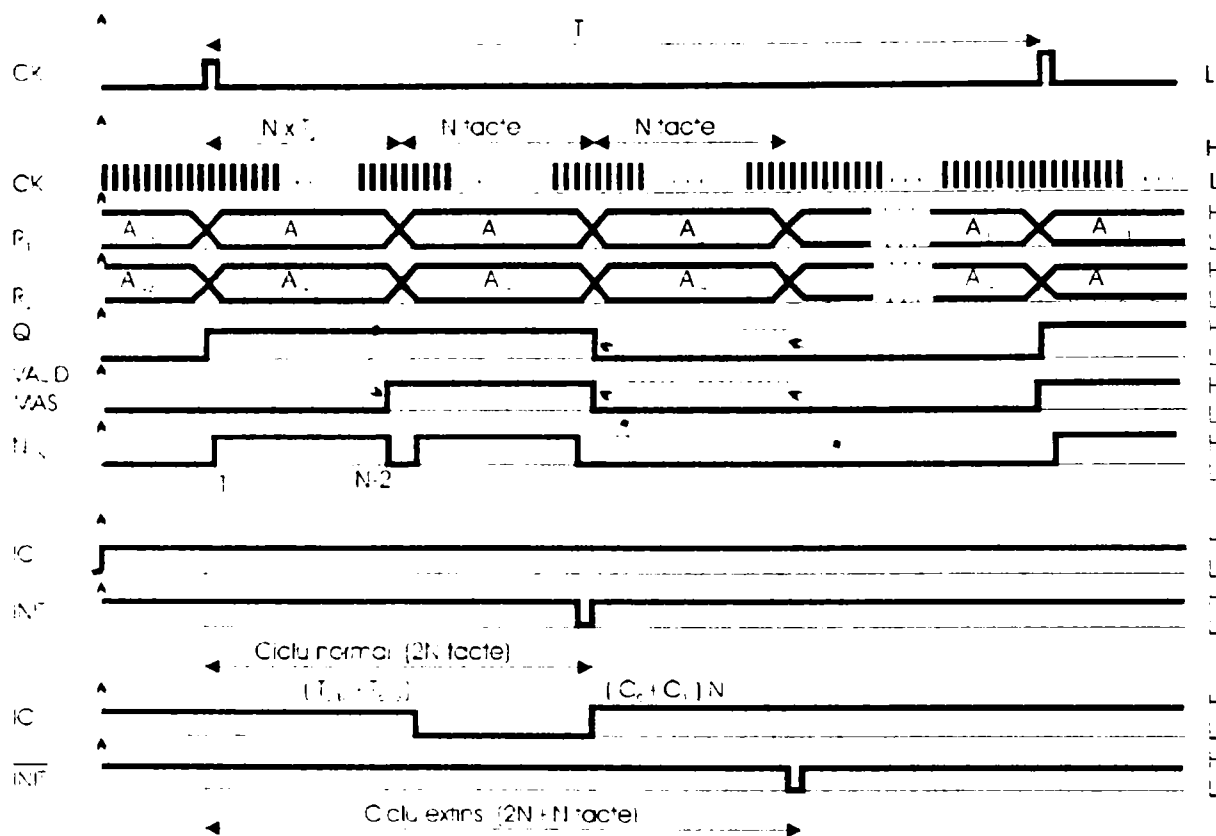


Figura 3.14 Diagrama semnalelor pentru logica de evaluare a deplasării. Evidențierea celor două tipuri de cicluri de măsură posibile în procesul scanării fotoelectrice cu CCD prin metoda “totală”.

Mecanismul *predictiv* al procesării este asigurat prin declanșarea de fiecare dată a unui *ciclu normal* considerat ca fiind cel mai probabil. Numai dacă sunt detectate condițiile unor tranziții excepții acesta se prelungeste devenind unul *extins*. Apoi prelucrarea simultană a biților $a_{i,j-1}$ și $a_{i,j}$ în paralel cu transferul informațiilor (A_j) și (A_{j-1}) între registre și între CCD și registre, constituie elemente specifice tehnicilor de procesare paralelă de tip *pipe-line*.

Așa după cum se va vedea și în continuare, simpla “rescriere” într-o formă echivalentă logic a expresiilor funcțiilor de sens poate micșora probabilitatea declanșării ciclului extins reducând durata medie a ciclurilor de măsură odată cu creșterea vitezei de procesare.

Astfel, analizând atent expresiile funcțiilor de deplasare (relațiile 3.38 și 3.39) se constată că în cazul termenilor $T_{i,j}^{(1)}$ constituenți ai funcțiilor propriu-zise de sens $\varphi_j^{(-)}$ și $\varphi_j^{(+)}$ produsul lor logic cu funcția deplasării se poate “reduce” obținându-se relațiile²:

¹ N tacte pentru o detecție *normală* de sens și alte N tacte pentru evaluarea deplasării.

² Aici prin $T_{2,10}$ și respectiv $T_{8,12}$ s-a notat factorul din expresia $T_{i,j}^{(1)}$ determinat exclusiv de starea pixelilor extremi și care este identic în expresiile tranzițiilor $T_4^{(1)}$ și $T_7^{(1)}$ respectiv $T_8^{(1)}$ și $T_{12}^{(1)}$.

$$\begin{aligned} & \left[\sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \right] \cdot (T_4^{(1)} + T_8^{(1)}) = \dots = \\ & = \left[(a_{0,j-1} \cdot \overline{a_{N-1,j-1}}) \cdot (a_{0,j} \cdot \overline{a_{N-1,j}}) \right] \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}} \right) + \left[(\overline{a_{0,j-1}} \cdot a_{N-1,j-1}) \cdot (\overline{a_{0,j}} \cdot a_{N-1,j}) \right] \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} \overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j} \right) \\ & = T_{4,16} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}} \right) + T_{8,12} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} \overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j} \right) \end{aligned}$$

și analog în cazul tranzițiilor $T_{12}^{(1)}$ și $T_{16}^{(1)}$.

Rescriind acum expresiile funcțiilor de deplasare, ajustate și cu "condiționările" suplimentare din schema logică de principiu din figura 3.15, avem:

$$\begin{aligned} f_j^{(+)} & = \left\{ \left[\sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \right] \cdot \widehat{\varphi}_j^{(+)} + T_{4,16} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}} \right) + T_{8,12} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} \overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j} \right) \right\} \\ & \cdot (VALID\ MAS) \cdot (IC) \cdot (CK_2) \end{aligned} \quad (3.41)$$

și

$$\begin{aligned} f_j^{(-)} & = \left\{ \left[\sum_{i=1}^{N-2} (a_{i,j-1} \oplus a_{i,j}) \right] \cdot \widehat{\varphi}_j^{(-)} + T_{4,16} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} \overline{a_{i,j-1}} \cdot a_{i,j} \right) + T_{8,12} \cdot \left(\sum_{i=1}^{N-2} a_{i,j-1} \cdot \overline{a_{i,j}} \right) \right\} \\ & \cdot (VALID\ MAS) \cdot (\overline{IC}) \cdot (CK_2) \end{aligned} \quad (3.42)$$

unde

$$\widehat{\varphi}_j^{(+)} = (T_1 + T_3 + T_5 + T_7 + T_2^{(2)} + T_6^{(2)}) \quad (3.43)$$

și

$$\widehat{\varphi}_j^{(-)} = (T_9 + T_{11} + T_{13} + T_{15} + T_{10}^{(2)} + T_{14}^{(2)}) \quad (3.44)$$

Observăm acum că tranzițiile *exceptiilor de speta întâi* se constituie ca termeni independenți în expresia funcției de sens, care pot fi determinați într-un ciclu normal de măsură. Astfel prin simpla reformulare a funcțiilor deplasării, statistic vorbind se reduce mult numărul situațiilor care pot genera un ciclu extins pentru prelucrare. Rămân doar *exceptiile de speta a doua* care nu pot fi "rezolvate" complet într-un ciclu cu numai $2N$ tacte.

După cum se vede și din diagrama de semnale din figura 3.14 și din schema logică din figura 3.15, funcționarea secvențială pentru execuția fazelor algoritmului de decodificare este controlată de două semnale de tact, unul care fixează frecvența "citirilor" (CD-ului) (CK_1), și unul care impune rata extragerii pixelilor (CK_2). Un impuls CK_1 setează bistabilul de stare B_1 ($Q_1 \rightarrow 1$) declanșând încărcarea registrului R_1 cu noul conținut ($R_1 \leftarrow A_1$) și pornește în același timp un numărător de ciclu *mod N*, (adică N tacte CK_2). Semnalul $VALID\ MAS = Q_1 \cdot \overline{N_{N,j}}$ pre-

gătește ciclul de evaluare propriu-zisă a mărimii deplasării și împreună cu semnalul $N_{1,N-2}$, produs tot de numărătorul N , selectează prin elementele logice L_{10} și L_{11} numai acele impulsuri care corespund unor situații de neidentitate $a_{i,j} \neq a_{i,j-1}$, unde $i = 1, N-2$, (adică pixelii de deplasare).

O situație aparte o constituie tranzițiile *excepții de speța a doua* când se activează semnalul de identificare condiție \overline{IC} ($IC \rightarrow 0$) care prin blocarea porților L_2, L_3 și implicit a elementelor logice L_{10}, L_{11} împiedică accesul impulsurilor (CK_2) spre numărătorul reversibil NR până la începutul unei noi secvențe de numărare *mod* N , (adică $N_0 \cdot (C_0 - C_1) = 1$). Semnalele $N_0, N_{1, N-2}, N_{N-2}$ și N_{N-1} sunt produse de o logică combinațională LC corelat cu ieșirile numărătorului N .

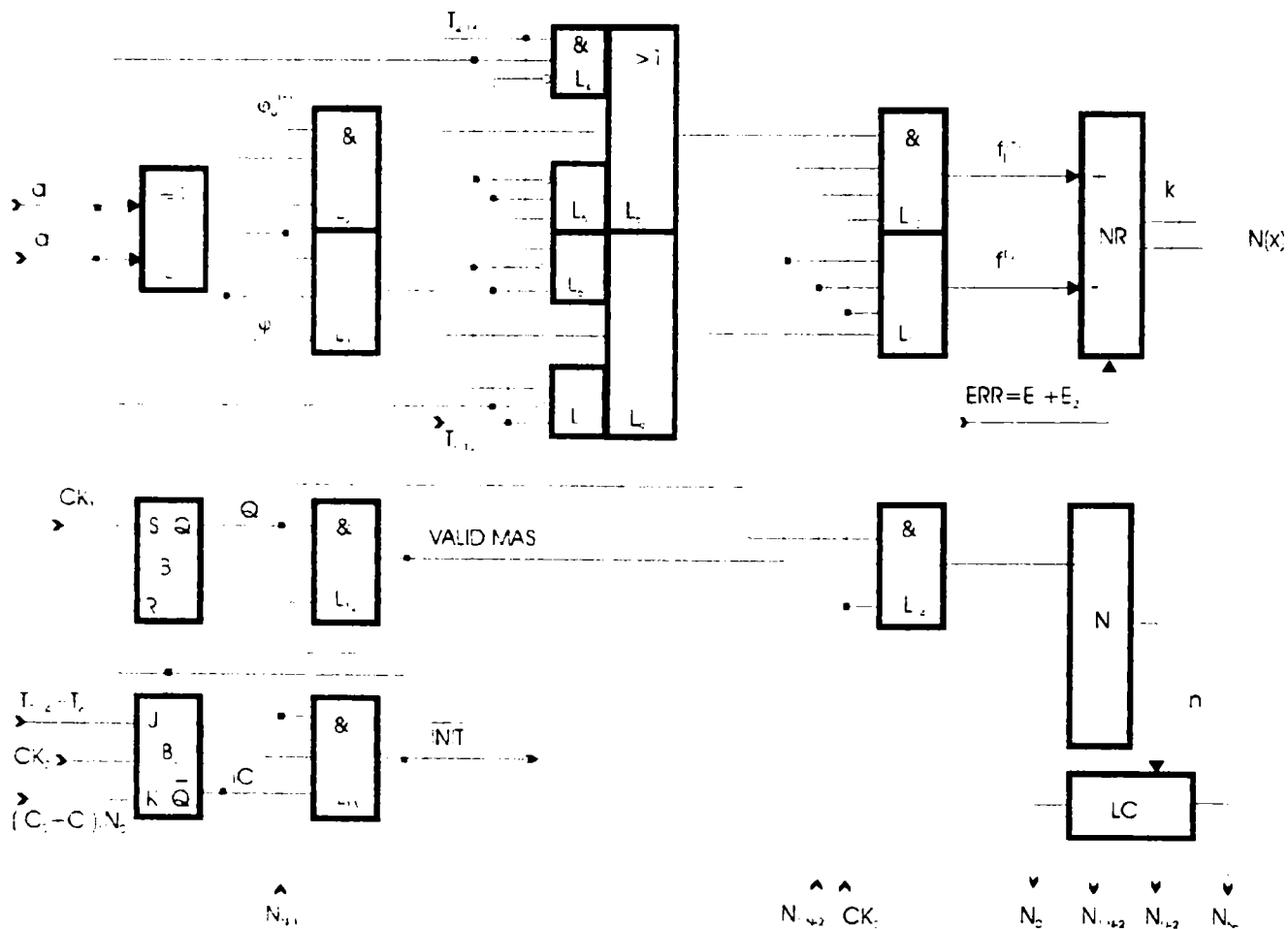


Figura 3.15 Schema de principiu pentru logica de discriminare de sens și evaluare a deplasării.

Un ciclu de măsură (sau procesare), fie că este normal, fie că este extins, se încheie prin același semnal $INIT$ activ pe zero, unde:

$$\overline{INIT} = \overline{(IC)} \cdot \overline{(VALID\ MAS)} \cdot (N_{N-1})$$

și care inițializează bistabilii de stare B_1 și B_2 și pe cei de condiție BC_1 și BC_0 precum și numărătorul de ciclu N .

Semnalul de eroare ERR blochează numărătorul reversibil NR , putând servi apoi la declanșarea unei cereri de reluare a măsurării.

3.2.4.4 Discuții. (continuare)

Spre deosebire de metoda propusă în § 3.2.3 metoda "totală" de scanare fotoelectrică alocă majoritatea¹ pixelilor CCD -ului pentru evaluarea mărimii deplasării. Aceasta înseamnă aproape *dublarea rezoluției de explorare* a fantelor riglei de măsură la o aceeași rată maximă de deplasare. Este de așteptat și o îmbunătățire a preciziei măsurării. Deși electronica de procesare se complică, ea rămâne totuși în limite rezonabile pentru o implementare "on chip".

Deteția condițiilor de eroare poate servi implementării unor algoritmi de corecție care să declanșeze reluarea măsurării, sau chiar să determine recalibrarea sistemului de măsură în cazul creșterii frecvenței lor de manifestare.

Se pot imagina și algoritmi de corecție mai sofisticăți [134], [149], [156], [170], [183], de tip adaptiv, în funcție de condițiile de producere a erorilor:

- viteză mare de deplasare apropiată de o valoare maximă impusă sau determinată;
- accelerare a deplasării aproape de limita impusă de constanta de timp a sistemului de măsură;
- zgomot datorat unor perturbații prin câmp electromagnetic, vibrații mecanice ori interferențe optice.

Corelat cu acestea un numărător suplimentar de ajustare a poziției (sau de offset) poate fi incrementat sau decrementat corespunzător sensului deplasării. Pentru astfel de implementări se pretează chip-uri cu *logică fuzzy* sau procesoare rapide. [57], [111], [118], [130]. Sunt posibile și alternative software interesante dar cu performanțe de viteză mai reduse, [16], [114].

În concluzie putem spune că la ambele metode eforturile au fost concentrate în principal pentru obținerea unei rezoluții cât mai bune. Metoda "totală" de scanare "forțează" utilizarea la maxim a capacității de discretizare a unui CCD . Aceasta devine astfel o "limită" atinsă chiar cu prețul complicării procesării, care se justifică dacă avem în vedere că *se realizează dublarea rezoluției utilizând aceeași componentă fotosensibilă*. Apoi rezoluția condiționează precizia chiar dacă nu o și determină, astfel încât se poate anticipa și o îmbunătățire a acesteia.

În continuare toate celelalte demersuri trebuie orientate spre identificarea factorilor de influență și determinare a preciziei, ținta firească a oricărei metode sau principiu de măsurare. Însă ele vor face obiectul altor investigații ce vor fi dezvoltate în paragrafele următoare.

¹ Adică $(N-2)$ sau $(N-1)$, oricum $(N-N_f)$ unde N_f este un număr finit mic de pixeli folosiți pentru determinarea cât mai precisă a fronturilor unei fante.

3.2.5 METODĂ DE SCANARE FOTOELECTRICĂ CU EVALUAREA DEPLASĂRII PRIN MEDIERE

3.2.5.1 Medierea și precizia de măsurare. Argumentări

Precizia, în accepțiune metrologică, este un atribut calitativ al măsurării dar se estimează de obicei prin *eroare*, parametru ce o caracterizează sub aspect cantitativ, [122]. În teoria erorilor de măsurare se încearcă o apreciere cantitativă a ei definind *precizia măsurării* prin constanta $h = 1/\sigma \sqrt{2}$, *modulul preciziei*, [186]. Problema fundamentală devine astfel stabilirea metodei de determinare a celei mai bune estimății pentru parametrul σ , abaterea medie pătratică, adică $\sigma = \varphi(x_1, x_2, \dots, x_n)$, unde φ este o funcție care converge în probabilitate către acest parametru, iar x_n ($n = 1, 2, \dots, n$), sunt rezultatele obținute din măsurători.

Tot din teoria erorilor [186], aflăm că o estimăție $\bar{\sigma}$ a acestuia este *stabilă* sau *absolut corectă* dacă sunt satisfăcute condițiile¹:

$$\begin{cases} M(\bar{\sigma}) = \sigma \\ \lim_{n \rightarrow \infty} D(\bar{\sigma}) = 0 \end{cases} \quad (3.45)$$

și în plus este și *eficientă* dacă are dispersia minimă:

$$M(\hat{\sigma} - \sigma)^2 = \inf M(\bar{\sigma} - \sigma)^2 \quad (3.46)$$

unde $\hat{\sigma} = \hat{\sigma}(x_1, x_2, \dots, x_n)$ este un estimator obiectiv² al parametrului σ .

În practică însă estimăția $\bar{\sigma}$ este numai *corectă* deoarece conține și o anumită eroare sistematică $\varepsilon(n)$ astfel încât relația 3.45 se rescrie:

$$M(\bar{\sigma}) = \sigma + \varepsilon(n) \quad (3.47)$$

De aici rezultă că precizia estimăției depinde printre altele și de numărul măsurătorilor efectuate asupra mărimii de măsurat, căci $\varepsilon(n)$ descrește cu n .

Revenind la teoria măsurărilor [122] și [186], constatăm că eroarea medie pătratică σ caracterizează doar procesul de măsurare în sine și nu depinde de numărul n de măsurări, în timp ce eroarea medie pătratică a mediei, notată σ_n , caracterizează rezultatul prelucrat al măsurării și scade cu n . Aceste afirmații au ca suport teoria probabilităților unde se demonstrează că între abaterea medie pătratică a mediei și abaterea standard a n rezultate individuale independente există relația de mai jos³:

¹ Aici $\bar{\sigma}$ este media aritmetică obținută din n rezultate, iar $M(\bar{\sigma})$ și $D(\bar{\sigma})$ sunt media, respectiv dispersia estimăției $\bar{\sigma}$ a parametrului σ .

² Un estimator $\hat{\sigma}$ al parametrului σ se spune că este obiectiv dacă $M(\hat{\sigma}) = \sigma$. Însă nu totdeauna este adevărat că cea mai bună estimăție este cea cu dispersia minimă numai pentru că s-a impus ca ea să fie obiectivă. Spre exemplu în anumite condiții estimatori liniari pot fi folosiți ca atare compensând prin simplitate o anumită diminuare în eficiență, vezi [14].

³ Acestea sunt valori teoretice.

$$\sigma_x = \frac{\sigma}{\sqrt{n}} \quad (3.48)$$

O relație similară se poate stabili și între estimațiile acestora:

$$S_x = \frac{S}{\sqrt{n}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n \cdot (n-1)}} \quad (3.49)$$

unde x_i aparține setului de rezultate individuale (x_1, x_2, \dots, x_n), obținute experimental, iar \bar{x} este media acestora, [14], [186].

În concluzie *incertitudinea măsurării se micșorează de \sqrt{n} ori dacă se consideră media celor n rezultate în locul unuia singur*. Altfel spus precizia rezultatelor obținute din măsurători individuale repetate poate fi îmbunătățită prin creșterea numărului acestora.

Pe baza considerațiilor de mai sus autorul propune transferarea acestui proces de mediere a rezultatelor măsurării direct în metoda de măsurare, așa încât metoda în sine să comporte evaluări repetate ale aceleiași deplasări Δx_j și care apoi mediate să producă direct un rezultat cât mai apropiat de valoarea reală.

Ideea nu este nouă. Ea se practică frecvent în sistemele de măsurare foarte precise în care partea de senzor este dublată, ori se fac citiri multiple ale poziției, în cazul sistemelor bazate pe principiul codat [52], [216], [218], [224]. În consecință se poate imagina o nouă metodă de scanare prin proiecția simultană a mai multor perioade P ale riglei de măsură pe suprafața fotosensibilă a CCD-ului.

3.2.5.2 Algoritm de decodificare prin metoda “medierii” deplasărilor

Noua metodă de evaluare a deplasării folosește același principiu de scanare fotoelectrică cu CCD și chiar elemente din metoda descrisă în § 3.2.3. caracteristic ei este o mărire a ferestrei de scanare a riglei de măsură prin proiecția simultană a mai multor perioade de divizare P , pe suprafața fotosensibilă a CCD-ului. Prin aceasta o deplasare reală Δx_j este reprodusă de mai multe ori la nivelul fotoelementelor CCD-ului.

Pentru ilustrare au fost făcute supoziții similare celor din metodele precedente. Astfel am imaginat o deplasare liniară, în pași de o cuantă¹, într-un anumit sens, înregistrând în fiecare moment al deplasării starea pixelilor CCD-ului. A rezultat un model “*întuneric-lumină*” asemeni celui din figura 3.16, în care am folosit un CCD ipotetic cu 24 pixeli, pe suprafața căruia au fost proiectate trei perioade P de divizare. Analizând acest desen constatăm că dacă numărul perioadelor P încadrate în perimetrul fotosensibil al CCD-ului este n , la o deplasare elementară² Δx_j produsă în intervalul (t_{j-1}, t_j) , prin explorarea celor N pixeli se identifică consecutiv $(2n-1)$ alternări de condiții C_0, C_1 . Corespunzător fiecărei perechi de tranziții $C_1 \rightarrow C_0$ sau $C_0 \rightarrow C_1$, un număr de biți distincți $a_{i,j-1} \neq a_{i,j}$ sunt înregistrați ca urmare a deplasamentului liniar Δx_j produs

¹ Perioada de spațiere d a fotoelementelor CCD-ului.

² Și aici o deplasare elementară se supune limitării impuse prin relația 3.20

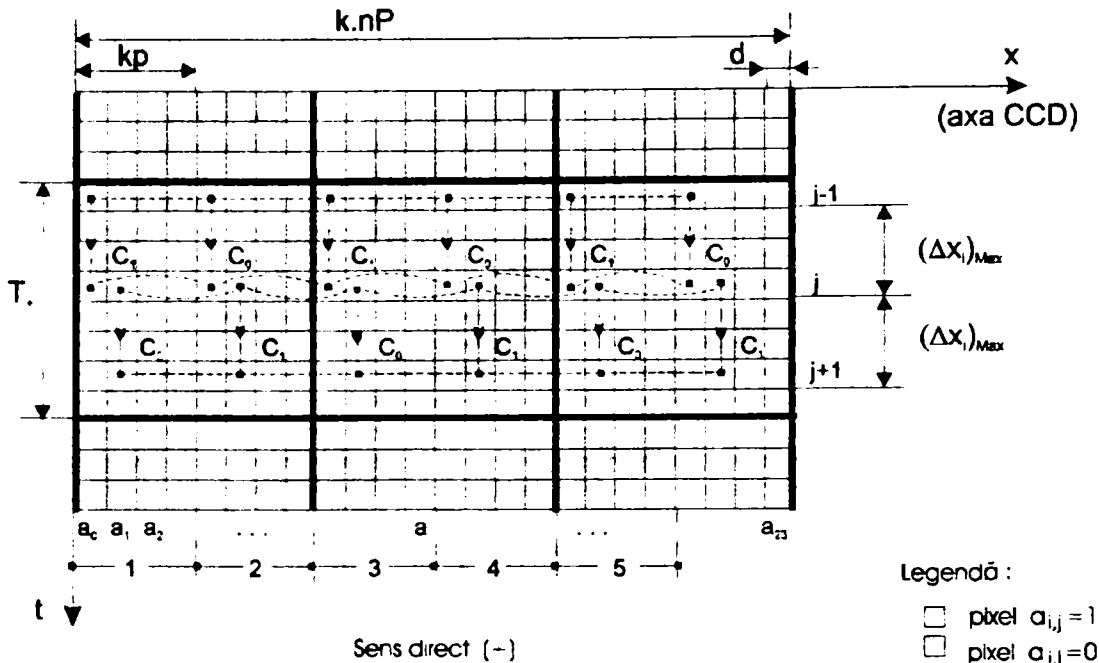


Figura 3.16 Modelul "întuneric-lumină" înregistrat de pixelii CCD-ului la o deplasare liniară în sens direct, prin metoda de evaluare prin mediere.

Asta înseamnă $(2n-1)$ evaluări ale aceleiași deplasări identificate între cele $(2n-1)$ condiții complementare. Un ciclu de măsură se încheie astfel după $(2n-1)$ alternări de condiții C_1, C_0 . Apoi numărul impulsurilor contorizate în sus sau în jos este divizat cu $(2n-1)$ astfel încât se obține un rezultat mediat, ca măsură a deplasării reale, mai precis de aproape $\sqrt{2n-1}$ ori decât prin metoda inițială, cea din § 3.2.3.

Algoritmul decodificării prin această metodă este descris de diagrama logică alăturată, figura 3.17. Aceasta sugerează o funcționare secvențială ce se pretează unei implementări gen *mașină cu algoritm de stări*, [106].

Expresiile logice ale funcțiilor deplasării $f_j^{(+)}$ și $f_j^{(-)}$ sunt similare celor formulate anterior prin relațiile 3.22 și 3.23. Și prin această metodă de scanare "urcătoare" secvențial, bit cu bit în ritmul extragerii informației din CCD, comparându-se mereu valori eșantionate în momente de timp consecutive $(j-1)$ și (j) . Valoarea lor la un moment dat este totdeauna asociată momentului (j) considerat de referință.

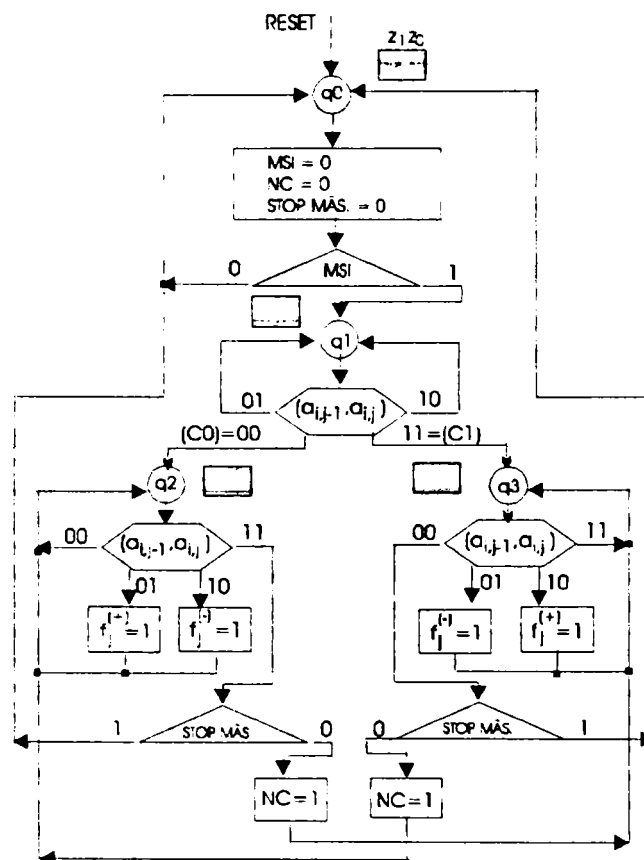


Figura 3.17 Diagrama pentru algoritmul metodei de scanare fotoelectrică prin "mediere".

3.2.5.3 Un “automat” de măsurare

În contextul teoriei automatelor orice aplicație cu caracteristică algoritmică în funcționare poate fi “privită” ca un sistem logic de ordinul doi [10], deci un automat cu algoritm de stări. O astfel de configurație logică se poate imagina și pentru implementarea algoritmului metodei de evaluare a deplasării prin mediere, figura 3.18.

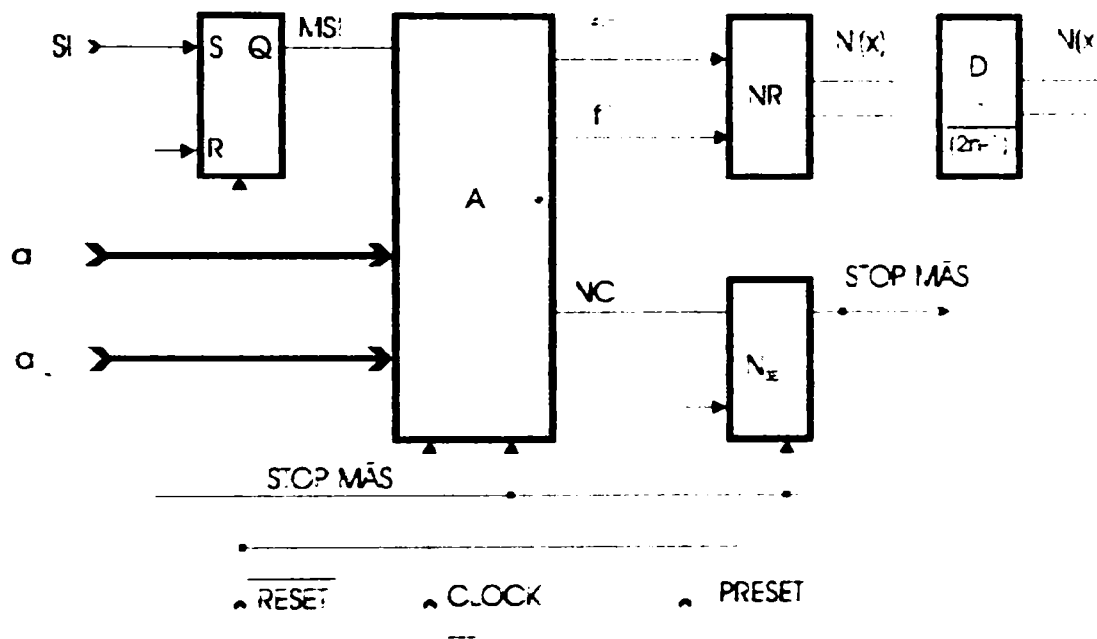


Figura 3.18 Configurație logică pentru metoda de scanare fotoelectrică cu evaluarea deplasărilor prin mediere.

Patru stări sunt suficiente, fiecare din ele fiind stabilă așa după cum se vede și din diagrama de tranziții din figura 3.19.

Se anticipează astfel o funcționare sigură chiar și în modul asincron. Alegând și o codare adiacentă pentru tranziția dublă $q_3 \rightarrow q_2$ și $q_3 \leftarrow q_2$, stări implicate direct în procesul de evaluare a deplasării Δx , asigurăm și o reducere a posibilelor erori datorate fenomenelor de concurs a semnalelor. Însă pentru o funcționare cu siguranță maximă avem nevoie de o codare pe trei biți, deci trei variabile de stare z_0, z_1, z_2 și stări suplimentare pentru asigurarea adiacenței tuturor tranzițiilor. În modul sincron problema se simplifică mult.

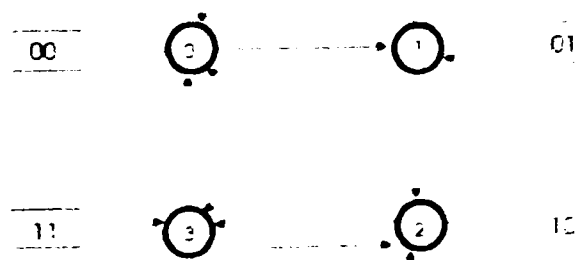


Figura 3.19 Diagrama simplificată a tranzițiilor pentru automatul de stare A din configurația logică.

Semnalele MSI, NC și STOP MĂS au semnificația din diagrama de semnale din figura 3.20. Aici NC înseamnă numărul de alternări a condițiilor C_0, C_1 , care sunt numărate

separat într-un contor al subciclurilor de evaluare N_{SE} . Când aceasta atinge valoarea $NC = 2n - 1$ este generat semnalul *STOP MĂS* care încheie ciclul propriu-zis de măsurare.

Admițând codificarea stărilor din organigrama funcțională (figura 3.17) și pe baza diagramelor de tranziție din figura 3.21, se pot scrie expresiile variabilelor stării următoare și a celorlalte semnale generate în procesul de decodificare a informației binare din starea pixelilor CCD-ului:

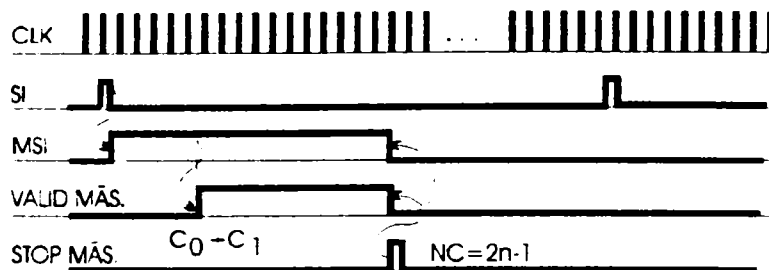


Figura 3.20 Diagrama de timp a semnalelor specifice unui ciclu de măsură.

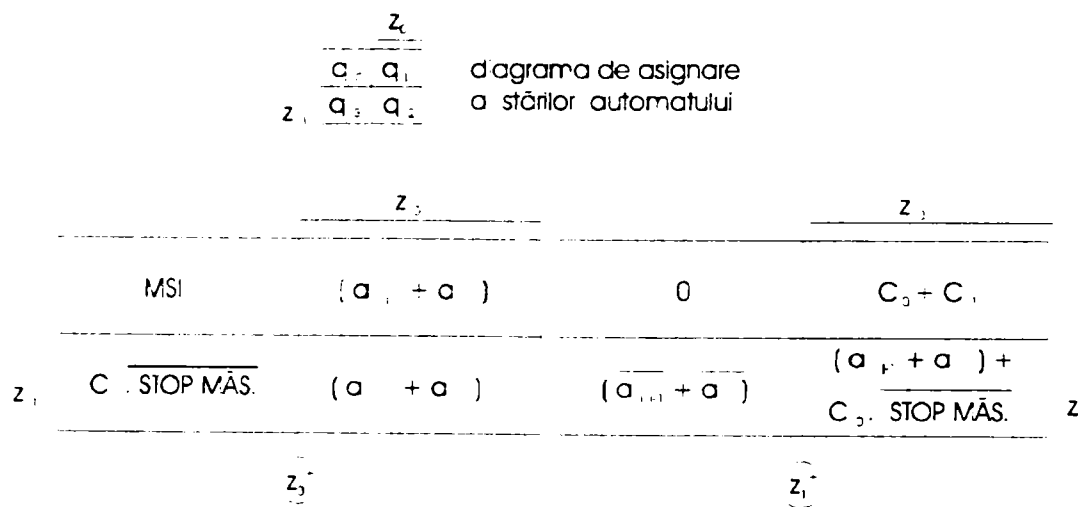


Figura 3.21 Diagramele de tranziție pentru variabilele stării următoare (z_0^+) și (z_1^+).

$$z_0^+ = \left[(a_{i,j-1} + a_{i,j}) \cdot z_0 + (MSI) \cdot \bar{z}_1 \cdot \bar{z}_0 + C_1 \cdot (\overline{STOP\ MĂS.}) \cdot z_1 \cdot \bar{z}_0 \right] \cdot \overline{RESET} \quad (3.50)$$

$$z_1^+ = \left\{ \left[(a_{i,j-1} + a_{i,j}) + C_0 \cdot (\overline{STOP\ MĂS.}) \right] \cdot z_1 \cdot z_0 + (C_0 + C_1) \cdot \bar{z}_1 \cdot z_0 + \left(\overline{a_{i,j-1}} + \overline{a_{i,j}} \right) \cdot z_1 \cdot \bar{z}_0 \right\} \cdot \overline{RESET} \quad (3.51)$$

$$NC = \left\{ \left[(C_1) \cdot z_1 \cdot \bar{z}_0 + (C_0) \cdot \bar{z}_1 \cdot z_0 \right] \cdot (\overline{STOP\ MĂS.}) \right\} \cdot \overline{RESET} \quad (3.52)$$

unde

$$STOP\ MĂS. = \begin{cases} 0, & \text{când } NC < 2n - 1 \\ 1, & \text{când } NC = 2n - 1 \end{cases}$$

iar n este numărul de perioade P de divizare a riglei de măsură proiectate pe suprafața CCD-ului.

3.2.5.4 Discuții. Reluare

Această metodă de *evaluare mediată a deplasării* este cea mai simplă soluție de creștere semnificativă a preciziei. Este un principiu care se aplică frecvent, cu precădere în sistemele de măsurare cu precizie ridicată și care sunt afectate îndeosebi de erori aleatoare datorate unor factori slab corelați.

Cu o “sacrificare”¹ aparentă a rezoluției, prin proiecția simultană a n perioade de divizare P în același perimetru fotosensibil, și evaluarea multiplă a aceleiași deplasări Δx , se obține apoi prin medierea valorilor ei, un rezultat de aproape $\sqrt{2n-1}$ ori mai precis. Aceste evaluări făcându-se prin investigarea sistematică a unor aparente subcicluri de măsură, poziționate la abscise diferite pe axa CCD-ului, (vezi desenul “întuneric-lumină” din figura 3.16), permit și o *compensare globală a dispersiilor în sensibilitate și în dispunerea geometrică a pixelilor CCD-ului*. O compensare individuală în acest sens ar fi practic imposibilă.

Metoda de evaluare propusă aici de autor conservă caracteristicile privind rata maximă a deplasărilor din metoda de scanare formulată anterior în § 3.2.3. *Eficiența participării pixelilor CCD-ului prin conținutul de informație la evaluarea deplasării este mai bună decât în metoda amintită mai sus*. Astfel numărul pixelilor implicați la un moment dat în procesul de măsurare este acum:

$$N'' = \frac{N}{2n} \cdot (2n - 1) + 1 \quad (3.53)$$

față de valoarea N' estimată prin relația (3.25).

Procedeul medierii rezultatelor transferat direct în metoda de măsurare sporește performanțele acesteia privind precizia, contribuind și la îmbunătățirea măsurării în ansamblu. Chiar dacă ideea medierii prin măsurări simultane cu mai mulți senzori a aceleiași mărimi fizice este frecvent folosită în sistemele de măsurare cu pretenții de precizie ridicată, autorul consideră inedită aplicarea ei în scanarea fotoelectrică cu CCD, în investigațiile sale de documentare bibliografică negăsind încă o aplicație similară a acestui procedeu.

De asemenea *efortul de implementare este minim*, prin comparație cu aplicațiile cunoscute [216], [218], unde multiplicarea capetelor de tastare implică inevitabil costuri sporite.

¹ Ea poate fi compensată prin alegerea unui CCD cu un număr corespunzător de mare de pixeli încât să fie satisfăcute și pretențiile privind rezoluția!

3.2.6 ESTIMAREA PRECIZIEI METODELOR DE SCANARE FOTOELECTRICĂ CU CCD

3.2.6.1 Erori specifice senzorului optic - CCD

Orice analiză a erorilor de măsurare pornește de la componenta fotosensitivă, CCD-ul, furnizorul direct de informație despre deplasare. Calitatea și corectitudinea acestor date determină în principal precizia măsurării.

Privind geometria senzorului ca pe un aranjament liniar discret de elemente fotosensibile asemeni celui din figura 3.22, unde a este lățimea unei fotodiode, d distanța centru-centru dintre două fotodiode consecutive, iar h deschiderea practică într-o mască opacă dispusă deasupra ariei fotosensibile (sau *apertură*)¹, putem aprecia răspunsul său la un stimul luminos punctiform ce baleiază întreaga arie fotosensibilă printr-o reprezentare idealizată numită funcția de răspuns la deschidere (apertură), [97]. Uniformitatea răspunsului optic de-a lungul ariei de fotodiode este funcție de lungimea de undă a emisiei luminoase folosite, fiind mai bună în domeniul vizibil decât în infraroșu, [232].

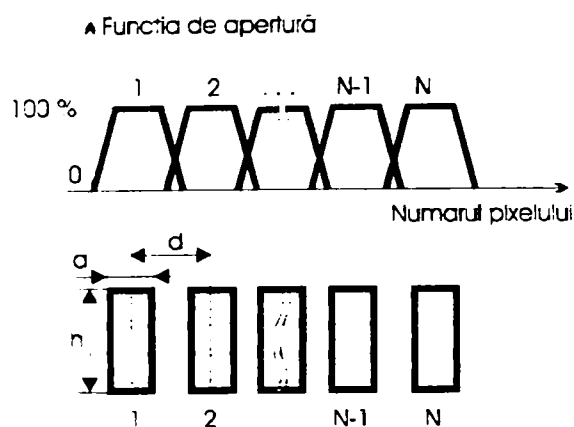


Figura 3.22 Geometria unui senzor liniar CCD și funcția idealizată de răspuns la apertură.

Optimizările componentelor CCD pentru aplicațiile științifice sunt în general dirijate pentru generarea unei cantități maxime de sarcină de semnal din radiația incidentă disponibilă și detecția acestei sarcini (adică conversia ei într-un semnal de tensiune) cu cel mai redus posibil zgomot. În principal sunt trei componente ce trebuie considerate: (1) *curentul de fugă*, de întuneric, (2) un *zgomot propriu* datorat unei extincții incomplete a tranzițiilor în timpul comutării tactului de extragere a informației, care este cuplat capacitiv cu linia video de ieșire, și (3) *zgomotul aleator de pixel* numit și *zgomot Johnson*² sau de cuantizare, [97], [213].

Componentele (1) și (2) sunt puternic dependente de temperatură dar aceasta nu reprezintă un factor limitativ pentru domeniul dinamic dacă se folosesc timpi de integrare mari, [25], [152]. Aceștia vor permite ca acumularea sarcinii electrice din fiecare fotoelement, direct proporțională cu lumina incidentă, să fie cât mai fidelă. De asemenea un comportament dinamic bun poate fi atins prin realizarea în layout-ul circuitului a unui plan de masă eficient și a unor decuplări corespunzătoare pentru evitarea perturbațiilor prin acumulare electrostatică, [27].

În aplicațiile din domeniul astronomiei sau spectroscopiei ce lucrează cu lumină de intensitate redusă, pentru a mări sensibilitatea în detecție, curentul de întuneric este menținut în general la valori neglijabile (virtual zero), cu componenta optică operând la temperaturi "criogenice", tipic în domeniul 140-230K, [99].

Singurul zgomot de cuantizare (3) care reprezintă o fluctuație nerepetitivă suprapusă peste nivelul de întuneric, nu poate fi eliminat printr-o procesare de semnal. Valoarea sa în rms³,

¹ Spre exemplu la seria H de 1024, 1728 și 2048 elemente a firmei EG&G RETICON $a=7\mu\text{m}$, d până la $15\mu\text{m}$ iar $h=16\mu\text{m}$, [232].

² Acesta conduce la o fluctuație aleatoare a nivelului de zero, limitând prin aceasta nivelul minim de semnal ce poate fi detectat.

³ Root-Mean-Square Value

poate fi în general limitată prin amplificarea de semnal la o valoare mai mică de 0,1% din nivelul de saturație, asta și în funcție de banda de zgomot a preamplificatorului folosit, [11], [232].

Erorile de axare ale ariei fotosensibile a CCD-ului relativ la direcția de deplasare, precum și imprecizia de poziționare a fotoelementelor sau alte erori de fabricație pot fi luate în considerare și corectate și ele în timpul calibrării sistemului de măsură.

Prin urmare efectele majorității surselor de eroare analizate pot fi reduse prin diverse tehnici de compensare și corecție, [60], cu excepția zgomotului de cuantizare, care fiind aleator, nu poate fi nici eliminat, nici corectat. Însă prin prelucrarea rezultatelor unor măsurători repetate respectiv prin medierea unor evaluări simultane ale aceleiași mărimi așa cum s-a propus și prin metoda din § 3.2.5, se poate realiza o compensare suficientă chiar și pentru aceste erori.

Așadar o eroare specifică de cuantizare ε_i trebuie avută în vedere, ea constituind o componentă principală a erorii globale ε_T , ce se încearcă a se estima în continuare. În același timp ea poate fi apreciată și ca eroare de metodă. Scanarea fotoelectrică cu CCD bazându-se tocmai pe discretizarea intervalului de măsură. Ea se manifestă în cadrul unei perioade P de divizare a riglei de măsură și în valoare absolută este cuprinsă între limitele binecunoscute:

$$|\varepsilon_i| < \frac{d}{2k} \quad (3.54)$$

d fiind perioada de spațiere a pixelilor CCD-ului, iar k factorul de mărire al sistemului optic.

La metoda descrisă în § 3.2.3, în condițiile de dimensionare a fantelor riglei de măsură (vezi relațiile 3.15, 3.16 și 3.17), raportarea deplasării se face tot la un singur front (fie de lumină, fie de întuneric) respectiv una din marginile unei fante, (vezi și figura 3.8). Însă într-o deplasare $\Delta x = P$ pentru a "acoperi" întregul interval, la o rată maximă de deplasare sunt necesare două reperări de front sau de flanc de fantă. Și cum unui front de lumină îi urmează unul de întuneric rezultă că deplasarea într-o perioadă de divizare P implică identificarea poziției ambelor flancuri ale unei fante pe axa CCD-ului. Întrucât fiecare deplasare va fi afectată de aceeași eroare de cuantizare, rezultă că într-o deplasare în care sunt implicate n linii de front, deplasarea totală între linia m și $(m+n)$ va fi dată de relația:

$$L = |x_{m+n} - x_m| = \sum_{i=m}^{m+n} (l_i + \varepsilon_{.i}) = \sum_{i=m}^{m+n} l_i + \sum_{i=m}^{m+n} \varepsilon_{.i} \quad (3.55)$$

unde l_i este mărimea deplasării reale între două poziții de front adiacente, iar $\varepsilon_{.i}$ valoarea absolută a erorii de poziționare a frontului i . Întrucât eroarea $\varepsilon_{.i}$ poate lua orice valoare din intervalul $(-d/2k, +d/2k)$ cu aceeași probabilitate, o putem asimila cu o variabilă aleatoare continuă cu o distribuție uniformă ca în figura 3.23.

Relația de definiție a acestei distribuții este dată în continuare:

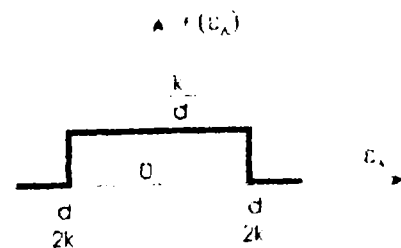


Figura 3.23 Densitatea de repartiție a erorii de cuantizare ε_i pentru o distribuție uniformă.

$$f(\varepsilon_A) = \begin{cases} 0, & \text{dacă } \varepsilon_A < -\frac{d}{2k} \\ \frac{k}{d}, & \text{dacă } -\frac{d}{2k} \leq \varepsilon_A \leq \frac{d}{2k} \\ 0, & \text{dacă } \varepsilon_A > \frac{d}{2k} \end{cases} \quad (3.56)$$

iar funcția de repartiție a erorii în aceleași condiții, are expresia [186]:

$$F(\varepsilon_A) = \int_{-\infty}^{\varepsilon_A} f(\varepsilon_A) d\varepsilon_A = \begin{cases} 0, & \text{dacă } \varepsilon_A < -\frac{d}{2k} \\ \frac{\varepsilon_A + \frac{d}{2k}}{\frac{d}{k}}, & \text{dacă } |\varepsilon_A| \leq \frac{d}{2k} \\ 1, & \text{dacă } \varepsilon_A > \frac{d}{2k} \end{cases} \quad (3.57)$$

Deoarece eroarea ε_{li} este întâmplătoare și simetric repartizată (relația 3.56), intră cu semn în expresia (3.55) astfel că valoarea ei medie pentru un interval de măsurare unde n este suficient de mare, devine egală cu zero. Această concluzie demonstrată în teoria erorilor, confirmă *proprietatea mediei de compensare a erorilor aleatoare*¹, [14].

În continuare, tot conform definițiilor din [186], dispersia erorii ε_A va avea expresia:

$$D(\varepsilon_A) = M[\varepsilon_A - M(\varepsilon_A)]^2 = \int_{-\frac{d}{2k}}^{\frac{d}{2k}} [\varepsilon_A - M(\varepsilon_A)]^2 \cdot \omega(\varepsilon_A) \cdot d\varepsilon_A = \dots = \frac{1}{12} \cdot \left(\frac{d}{k}\right)^2 \quad (3.58)$$

iar abaterea medie pătratică a erorii de cuantizare se exprimă și ea prin relația:

$$\sigma(\varepsilon_A) = \sqrt{D(\varepsilon_A)} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \frac{d}{k} \quad (3.59)$$

Corelând aceste două expresii cu relația 3.55, putem formula dispersia totală a erorii ε_A și abaterea medie pătratică pe intervalul de măsură considerat, care implică reperarea poziției a n linii consecutive de front, astfel²:

$$D_t(\varepsilon_A) = \sum_{i=1}^n D_i(\varepsilon_A) = n \cdot D(\varepsilon_A) = \frac{n}{12} \cdot \left(\frac{d}{k}\right)^2 \quad (3.60)$$

¹ Acestea întăresc încă o dată argumentările pentru metoda de evaluare prin "mediere" dezvoltată în § 3.2.5.

² Scrierea acestor relații a avut în vedere faptul că în cazul unei repartiții uniforme a erorii de cuantizare ε_A , dispersia D și deviația standard σ sunt și ele uniforme în intervalul $(-d/2k, d/2k)$.

și

$$\sigma_l(\varepsilon_A) = \sqrt{\sum_{i=1}^n D_i(\varepsilon_A)} \cong 0,29 d \cdot \frac{\sqrt{n}}{k} \quad (3.61)$$

Aceste mărimi pot servi drept *estimații teoretice* ale erorii de cuantizare în procesul de măsurare fiind aceleași pentru ambele metode de scanare fotoelectrică propuse în §3.2.3 și §3.2.4.

3.2.6.2 Alte surse de eroare. Eroarea globală

Alte limitări în precizia de măsurare prin metodele prezentate sunt introduse chiar de rigla de măsură propriu-zisă (*RM*) și de sistemul optic care “transferă” imaginea acesteia pe suprafața fotosensibilă a *CCD*-ului.

Primul element care intră în discuție este *precizia de divizare* a *RM*, aceasta fiind determinantă în sistemele de măsurare optică bazate pe interferența Moiré, și chiar în cele dezvoltate pe interferența ordinelor de difracție. Însă în metodele de scanare fotoelectrică propuse de autor deplasarea nu mai este evaluată prin unități de divizare *P* ale *RM*, ci prin unități de spațiere *d* ale fotoelementelor *CCD*-ului, astfel încât *precizia de divizare nu mai implică de loc precizia de măsurare*. De asemenea, aprecierea deplasării se face de fiecare dată prin raportare la un singur front, fie cel de “lumină”, fie cel de “întuneric”. Poziția unei linii de front *l_i*, chiar dacă este situată la o distanță $P \cdot 2 \pm \delta$, cu $\delta \gg d$, față de precedentă¹ ei adiacentă *l_{i-1}*, ea va putea fi determinată ca atare cu rezoluția $\pm d$. Astfel, *deplasarea totală Δx va fi o acumulare a deplasărilor într-un sens sau altul, calculate față de o abscisă de referință considerată originea sistemului, sau coordonata spațială a punctului din care începe deplasarea*.

În aceste condiții tot “calitatea” componentei fotosensibile, prin precizia geometrică de realizare și dispunere a fotoelementelor sale va influența în principal precizia și liniaritatea măsurării. Oricum ea va fi net superioară celei de realizare a riglei optice și cu costuri mult mai reduse.

Putem spune deci, că *precizia măsurării se “traduce” prin precizia de reperare a unei “linii” de front*, care din păcate nu este tocmai o linie, respectiv un front net. La aceasta contribuie într-o oarecare măsură și sistemul optic dar determinantă rămâne calitatea prelucrării flancurilor fantelor riglei *RM*. Astfel gradul de prelucrare al acestora, sau rugozitatea, ori calitatea depunerii zonelor opace în cazul riglelor optice prin transmisie, respectiv absorbante în cazul celor prin reflexie, într-un cuvânt “finețea” liniilor de separare a acestor zone introduce o eroare în aprecierea poziției, pe care să o numim *eroare de front ε_F*.

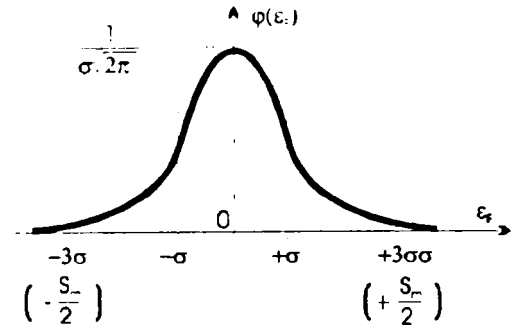
În estimarea erorii *ε_F* se va considera o valoare maximă *S_m* pentru microasperități. Atunci aprecierea poziției unei linii de front când aceasta se deplasează în perimetrul fotosensibil *A* al *CCD*-ului, se poate face în limitele $\pm S_m \cdot 2$ chiar și în condițiile unor fluctuații ale fluxului luminos perpendicular pe direcția de deplasare. Așadar valoarea absolută a acestei erori se poate exprima prin relația:

¹ Ca poziție spațială!

$$|\varepsilon_F| \leq \frac{S_m}{2} \quad (3.62)$$

Deoarece eroarea de front ε_F este influențată de un număr mare de factori (temperatură, praf, vibrații, interferențe optice, etc.), în general slab corelați, putem considera o distribuție normală, centrată pe zero, pentru densitatea de repartiție $\varphi(\varepsilon_F)$ a acesteia [186], (vezi fig. 3.24).

$$\varphi(\varepsilon_F) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{\varepsilon_F^2}{2\sigma^2}} \quad (3.63)$$



Se știe că probabilitate de situare a erorii în limitele $(-3\sigma, +3\sigma)$ este de $0,9973\dots$, așa-numita "regulă a lui 3σ " [3], [186], deci considerând $3\sigma = S_m/2$ obținem pentru o deplasare Δx , prin succedarea a n linii de front, o dispersie a erorii ε_F analogă cu cea determinată anterior pentru eroarea de cuantizare ε_q . Astfel:

Figura 3.24 Repartiția normală Gauss pentru densitatea de probabilitate a distribuției erorilor ε_F .

$$D_i(\varepsilon_F) = \sum_{i=1}^n D_i(\varepsilon_F) = \sum_{i=1}^n \left(\frac{S_m}{6}\right)^2 = n \cdot \left(\frac{S_m}{6}\right)^2 \quad (3.64)$$

iar pentru deviația standard:

$$\sigma_i(\varepsilon_F) = \sqrt{D_i(\varepsilon_F)} = \sqrt{n} \cdot \left(\frac{S_m}{6}\right) \quad (3.65)$$

În continuare vom face și o succintă analiză a contribuției sistemului optic la precizia globală a traductorului. Astfel în majoritatea cazurilor de investigare a preciziei sistemelor bazate pe senzori optici [19], fluxul incident disponibil și răspunsul receptorului se consideră constante și în mod corespunzător schimbările dinamice din fluxul incident regăsite la nivelul receptorului sunt estimate de obicei prin funcția de transfer optic FTO definită ca raport dintre fluxul optic total disponibil Φ_{LE} (emisie) și fluxul sosit la detector Φ_{LR} (recepție):

$$FTO = \frac{\Phi_{LR}}{\Phi_{LE}} \quad (3.66)$$

Atenuările fluxului optic ca urmare a pierderilor din mediul de transmisie sunt datorate în principal reflexiilor pe suprafața materialului, în cazul riglelor de măsură metalice, sau difuziei

și absorbției prin material în cazul riglelor optice prin transmisie. Aceste neajunsuri sunt însă “rezolvate” tehnologic, astfel încât să poată fi asigurat un nivel minim pentru fluxul incident, nivel impus de caracteristicile de sensibilitate ale senzorului optic. În plus componentele optice integrate (ghiduri optice, microlentile, surse cu randament sporit, etc.) reduc mult din eforturile de “conservare” a fluxului luminos pe calea de transmisie. Apoi imperfecțiunile de cuplare dintre fluxul optic de la sursă și receptor produse de apertura relativă a receptorului și respectiv a sursei [19], sunt și ele mult reduse prin tehnologiile de integrare optică.

Totuși constanta k , *factorul de mărire*, caracteristică sistemului optic intră în expresia erorii de cuantizare ε_A , ceea ce înseamnă că o poate influența. Deși în expresiile indicatorilor statistici $D_t(\varepsilon_F)$ și $\sigma(\varepsilon_F)$ de estimare a erorii de front ε_F , factorul k nu apare explicit, indicând o neimplicare directă în precizia măsurării, se poate anticipa o îmbunătățire calitativă a imaginii fronturilor fantelor și deci un răspuns mai bun în detecția lor, dacă se alege o valoare subunitară pentru acesta, (adică imagine micșorată), [135], [155].

Erorile ε_A și ε_F sunt însă independente și deci contribuie aditiv la *eroarea totală*, care poate fi exprimată astfel:

$$\varepsilon_T = \varepsilon_A + \varepsilon_F \quad (3.67)$$

în consecință *eroarea globală* va avea și ea o distribuție normală deoarece eroarea de front ε_F poate lua teoretic valori în întreg intervalul $(-\infty, +\infty)$. Se deduce ușor că valoarea medie și în acest caz este nulă¹. Într-adevăr considerând definiția mediei [186] și introducând relațiile 3.56 și 3.63 în 3.67 obținem:

$$M(\varepsilon_T) = \int_{-\frac{d}{2k}}^{\frac{d}{2k}} \varepsilon_A \cdot \omega(\varepsilon_A) \cdot d\varepsilon_A + \int_{-\infty}^{+\infty} \varepsilon_F \cdot \varphi(\varepsilon_F) \cdot d\varepsilon_F \quad (3.68)$$

apoi efectuând transformarea $\varepsilon_F = \sigma \cdot t$ în a doua integrală, rezultă imediat:

$$M(\varepsilon_T) = 0 + \left(-\frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} \right) \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} (-t) \cdot e^{-\frac{t^2}{2}} \cdot dt = -\frac{\sigma}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{t^2}{2}} \Big|_{-\infty}^{+\infty} = 0 \quad (3.69)$$

Acest rezultat, bine cunoscut în teoria erorilor, pune încă odată în evidență proprietatea mediei de compensare a erorilor întâmplătoare.

Întrucât erorile aleatoare ε_A și ε_F sunt *independente*, sau *foarte slab corelate*, în teoria probabilităților [14] se demonstrează relația ce poate fi stabilită între eroarea medie pătratică rezultantă σ_Σ și abaterile medii pătratice ale erorilor parțiale ce o compun:

$$\sigma(\varepsilon_T) = \sigma_\Sigma = \sqrt{\sigma_t^2(\varepsilon_A) + \sigma_t^2(\varepsilon_F)} = \sqrt{D_t(\varepsilon_A) + D_t(\varepsilon_F)} = \dots = \frac{\sqrt{n}}{6} \cdot \sqrt{S_m^2 + \frac{3 \cdot d^2}{k^2}} \quad (3.70)$$

¹ Tot pentru un interval de măsurare Δx suficient de larg, adică număr n mare de linii de front reperate

așadar se poate admite că dacă erorile parțiale sunt suficient de slab corelate se aplică *regula de însumare pătratică*.

În cazul unor deplasări Δx foarte fine, în intervalul de o perioadă P sau mai multe, dar care implică un număr n mic de linii ce trebuiesc reperate, pentru o estimare mai bună a preciziei de măsurare ar fi mai potrivită folosirea unei *repartiții Student* cu n grade de libertate, în locul celei normale, [123], [186]. Evident în cazul metodei de evaluare prin “mediere” aceste estimări vor fi de $\sqrt{2n-1}$ ori mai bune, n fiind aici numărul de perioade P proiectate simultan pe suprafața CCD -ului.

3.2.7 ÎMBUNĂTĂȚIREA PRECIZIEI DE MĂSURARE PRIN METODA CENTROIDULUI

3.2.7.1 Depășirea limitelor unui fotoelement sau “dincolo de bariera de un pixel!”

În fiecare din metodele de scanare fotoelectrică descrise anterior problema centrală era determinarea cât mai precisă a poziției unei linii de front pe axa deplasării. După cum reiese și din analiza erorilor făcută în § 3.2.6 precizia acestei determinări este afectată în principal de o eroare de cuantizare ε_1 . De regulă în măsurători se estimează apriori valoarea ei ca fiind de ± 1 cuantă (sau pixel), chiar dacă ea de fapt poate lua orice valoare dintr-un interval cunoscut, în cazul nostru $(-d/2k, d/2k)$. Acceptată ca eroare de metodă, aceasta introduce deci o incertitudine de ± 1 pixel în estimarea poziției unui front și se datorează în principal imposibilității practice¹ de a determina un echivalent electric pentru sarcina acumulată de fotoelement la o excitație fonică.

Uzând de teoria cuantică pentru a percepe în intimitatea lor mecanismele acumulării și transferurilor de sarcină din *CCD*, constatăm că “informația” din fiecare pixel poate fi convertită într-un număr de electroni (sau cantitate de sarcină electrică) pe baza *curbei de transfer fonică*, a lui Janusick (1987), [91]. Astfel fiecare foton detectat în spectrul vizibil sau în infraroșu dă naștere unui singur electron, încât distribuția numărului lor în fiecare pixel ar putea fi descrisă în mod normal de o *statistică Poisson* discretă². Zgomotul de “citire” (sau extragere) este de ordinul a 10 electroni sau mai mult per pixel, astfel încât numărul lor total pixel este suficient de mare pentru ca distribuția Poisson să fie aproximată cu una normală (Gaussiană), cu aceeași valoare medie.

Pomind de la astfel de premise și bazându-se și pe alte confirmări în acest sens, [11], [99], [135], [152], autorul își propune să înceapă o analiză privind răspunsul *CCD*-ului la un front de lumină (sau întuneric), cu intenția vădită de a estima cu o precizie mai bună de ± 1 pixel poziția reală a acestuia. Instrumentarul de calcul³ se bazează pe metoda centroidului sarcinii electrice acumulate de pixelii *CCD*-ului în regiunea de tranziție a unui front.

3.2.7.2 Calculul erorii de estimare a poziției unei linii de front

Caracteristic tuturor metodelor de scanare cu *CCD* este prezența unui fascicul luminos plan paralel care proiectează în perimetrul lui fotosensibil imaginea fantelor și interfantelor riglei de măsură propriu-zise. Aceste imagini, constând din zone “albe” și zone “negre” (respectiv iluminate și obturate) bine delimitate, se succed în timpul deplasării de-a lungul axei *CCD*-ului măturând întreaga arie fotosensibilă de la un capăt la celălalt. În percepția lor, esențială este în primul rând detecția cât mai precisă a poziției unei linii de separare a celor două zone, adică a unui flanc de fantă. Apoi evaluarea deplasării se face prin raportare directă la frontul reperat.

¹ Fiind de natură statistică ! (zgomot de pixel).

² Deși se utilizează restrâns în studiul erorilor, repartiția Poisson dă rezultate în fizica particulelor unde de obicei numărul de experimente este mare iar probabilitatea de apariție a unui eveniment mică.

³ Un calcul asemănător dar în alt context, a fost făcut în [135] pentru determinarea centroidului distribuției fluxului luminos al unui fascicul reflectat de marcajele foarte înguste ($3\text{-}6\mu\text{m}$) de pe suprafața unei rigle metalice de măsură și proiectat pe aria unui *CCD*.

Admitem că fluxul luminos incident pe suprafața CCD-ului are alura din figura 3.25, astfel că intensitatea lui în zona fronturilor are o distribuție continuă neuniformă dată de $f(x)$, unde $f(x)$ ar putea fi una din funcțiile $\cos x$, $\cos^2 x$, $\sin x$, x sau $\exp(-x^2/2)$.

Corespunzător ei, CCD-ul acumulează o anumită cantitate de sarcină electrică în fiecare fotoelement exprimată ca un semnal electric discret la ieșire. Distribuția acestei sarcini ar putea fi descrisă de o histogramă ca în figura 3.26, acesta reprezentând un echivalent electric discret al iluminării pixelilor CCD-ului, sau altfel spus "răspunsul" electric al CCD-ului la excitația fonică.

Să restrângem însă aria de investigare la regiunea de tranziție a unui front de lumină, figura 3.26, și fie a și b limitele distribuției $f(x)$ astfel încât:

$$f(x) = \begin{cases} 0, & \text{pentru } x < a \\ f(x) > 0, & \text{pentru } a \leq x \leq b \\ 1, & \text{pentru } x > b \end{cases} \quad (3.71)$$

unde $a, b \in \mathcal{R}$ și $a < b$.

Fie de asemenea N numărul pixelilor CCD-ului expuși, încadrați în intervalul spațial $[a, b]$. Admițând că sarcina oricărui pixel ar putea fi descrisă de o variabilă continuă cu valori determinate de intensitatea expunerii (în baza supozițiilor formulate în § 3.2.7.1), atunci putem exprima sarcina conținută în fiecare element sub forma unei integrale:

$$S_i = \int_{a + \frac{b-a}{N}(i-1)}^{a + \frac{b-a}{N}i} f(x) dx, \quad \text{cu } i = \overline{1, N} \quad (3.72)$$

unde i este numărul pixelului, unul din cei N considerați, iar x este abscisa de pe axa deplasării (axa CCD-ului). Astfel S_i este sarcina conținută în elementul i , și este egală cu aria pixelului asociat de sub curba $f(x)$. Se admite că există un coeficient de proporționalitate între distribuția luminii descrisă de $f(x)$ și sarcina electrică corespunzătoare ca variație continuă. Dar expresia lui nu se reduce la un simplu parametru numeric, ci este una foarte complexă¹.

¹ Printre altele el caracterizează adâncimea de penetrare a fotonilor în Si funcție de lungimea de undă și de un coeficient de absorbție optică, ține cont de grosimea stratului de polisiliciu, respectiv grosimea "activă" a stratului de sub electrozi, de efectul de reflexie și interferență optică în diferitele planuri și trasee ale structurii CCD-ului, etc. [25], [91], [99], [135].

Însă, așa cum se va vedea în continuare el nu contribuie la rezultatul final al analizei, motiv pentru care se și omite.

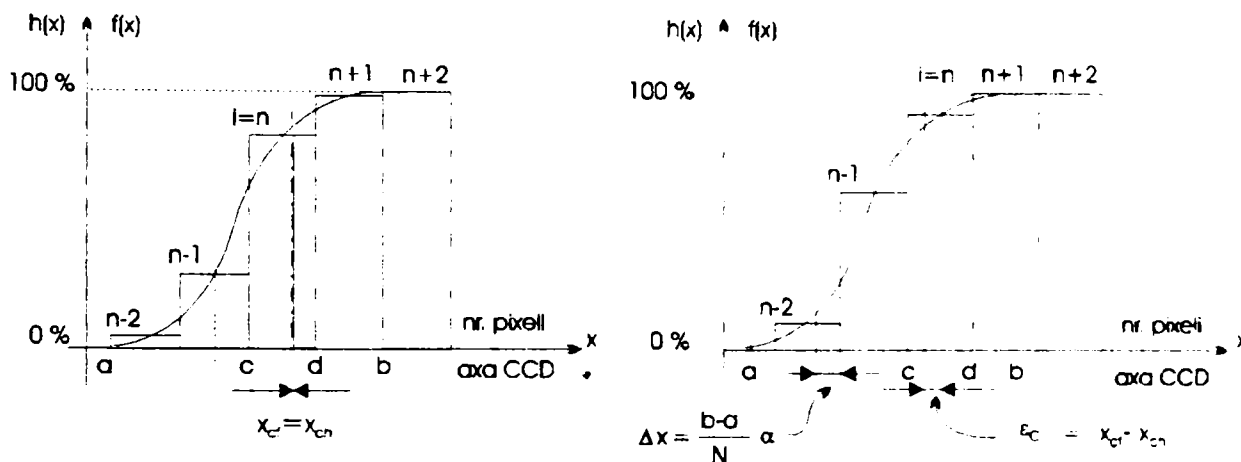


Figura 3.26 Distribuția sarcinii electrice acumulate în pixelii CCD-ului în regiunea unui front reprezentată ca o variație continuă $f(x)$, proporțională cu fluxul incident $\Phi(x)$ și echivalentul ei discret reprezentat prin histograma $h(x)$: a) în cazul când axele centrelor de masă ale celor două suprafețe coincid; b) în cazul când distribuția discretă apare ca deplasată cu Δx , datorită poziției relative a pixelilor CCD față de poziția frontului.

Întrucât $f(x)$ este integrabilă pe $[a, b]$ în sens Riemann¹, dacă:

$$F(x) = \int_0^x f(x) dx$$

este o primitivă a funcției, atunci relația (3.72) se poate rescrie prin formula Newton-Leibniz:

$$S_i = F\left(a + \frac{b-a}{N} \cdot i\right) - F\left(a + \frac{b-a}{N} \cdot (i-1)\right) \tag{3.73}$$

Fie x_{cf} poziția centroidului sarcinii electrice asociate prin distribuția continuă a iluminării, $f(x)$. Ea verifică ecuația:

$$S(x < x_{cf}) = S(x > x_{cf}) \tag{3.74}$$

unde

¹ Se putea aplica la fel de bine *integrabilitatea în sens Cauchy*, Extinzând conceptul și asupra funcțiilor nu neapărat continue peste tot, dar mărginite pe un interval $[a, b]$, *integrabilitatea în sensul lui Riemann* ne permite în schimb introducerea unor funcții care să descrie cât mai bine distribuția reală a sarcinii electrice sau a fluxului luminos incident, însă cu riscul ca unele să nu admită totdeauna primitivă, [3], [8]

$$S(x < x_{cf}) = \int_a^{x_{cf}} f(x) dx \quad \text{și} \quad S(x > x_{cf}) = \int_{x_{cf}}^b f(x) dx$$

Prin analogie se poate determina și poziția centroidului sarcinii corespunzătoare distribuției discrete $h(x)$, notată x_{ch} . Practic aceasta este valoarea pe care încercăm să o estimăm cât mai precis. Poziția reală, de referință, a liniei de front o atribuim în schimb centroidului distribuției intensității fluxului luminos din regiunea cuprinsă între limitele $[a, b]$. Imprecizia de determinare a ei prin analiza histogramei sarcinii electrice o notăm ε_c , eroarea centroidului. Ea va fi nulă doar când poziția relativă a celor N pixeli considerați, față de linia de front, va fi astfel încât centrele celor două distribuții să coincidă, (vezi figura 3.26 a). Altfel, ea variază în limita lățimii geometrice a unui fotoelement, (de exemplu d).

După cum se vede și această eroare este de natură statistică și se datorează imposibilității de a preciza valorile distribuției $f(x)$ în interiorul elementelor CCD-ului prin valoarea sarcinii acumulate în fiecare element.

Fie $i=n$ numărul pixelului pe suprafața căruia cad axele centrelor celor două distribuții și c și d abscisele marginilor lui pe axa CCD-ului. Considerăm distribuția discretă $h(x)$ deplasată cu $\Delta x = \alpha \cdot (b-a) / N$, unde α este o fracțiune de pixel, iar $(b-a) / N$ lățimea unui pixel, (figura 3.26). Jumătate din sarcina electrică totală acumulată de CCD ar putea fi exprimată ca și aria histogramei mărginite de $x=x_{ch}$ și $x=b$, (aria marcată, în figura 3.26 b). Așadar:

$$\frac{S}{2} = r_{ch} \cdot \int_{a - \frac{b-a}{N} \cdot [(n-1)+\alpha]}^{a + \frac{b-a}{N} \cdot (n+\alpha)} f(x) dx + \sum_{i=n+1}^N \int_{a + \frac{b-a}{N} \cdot [(i-1)+\alpha]}^{a + \frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha)} f(x) dx \quad (3.75)$$

unde r_{ch} fixează fracțiunea din aria pixelului “central” cu numărul “ n ”, care intră în jumătate din aria totală considerată și este dat de relația:

$$r_{ch} = \frac{d - x_{ch}}{d - c} = \frac{d - x_{ch}}{\frac{b - a}{N}} \quad (3.76)$$

Numărul n al elementului unde este localizat centroidul se poate exprima în funcție de numărul N de fotoelemente expuse astfel:

$$n = \frac{N + 1}{2}, \quad \text{pentru } N \text{ impar}$$

și

$$n = \frac{N}{2}, \quad \text{pentru } N \text{ par} \quad (3.77)$$

Pe de altă parte se poate exprima aceeași cantitate de sarcină (adică S_2) prin jumătate din aria totală a histogramei discrete, astfel:

$$\frac{S}{2} = \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{i=1}^N \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1+\alpha)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha)} f(x) dx \right] + \int_a^{a+\frac{b-a}{N} \cdot \alpha} f(x) dx \quad (3.78)$$

unde ultima integrală ia în considerare prima parte din distribuția continuă $f(x)$ care nu cade pe cei N pixeli inițial considerați, dar este totuși integrată de CCD, [135]. Egalând cele două expresii ale lui S_2 din relațiile (3.75) și (3.78), obținem:

$$\begin{aligned} r_{ch} \cdot \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot [(n-1)+\alpha]}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot (n+\alpha)} f(x) dx &= \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{i=1}^N \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1+\alpha)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha)} f(x) dx \right] - \left[\sum_{i=n+1}^N \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1+\alpha)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha)} f(x) dx \right] + \\ &+ \int_a^{a+\frac{b-a}{N} \cdot \alpha} f(x) dx. \end{aligned} \quad (3.79)$$

După prelucrări în membrul drept al relației 3.79, aceasta devine:

$$= \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{i=1}^n \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1+\alpha)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha)} f(x) dx \right] - \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{i=n+1}^N \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1+\alpha)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha)} f(x) dx \right] + \int_a^{a+\frac{b-a}{N} \cdot \alpha} f(x) dx.$$

și ținând cont și de relația (3.73), avem:

$$\begin{aligned} \dots &= \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=1}^n \left\{ F \left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha) \right] - F \left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (i-1+\alpha) \right] \right\} + \left[F \left(a + \frac{b-a}{N} \cdot \alpha \right) - F(a) \right] - \\ &- \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=n+1}^N \left\{ F \left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (i+\alpha) \right] - F \left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (i-1+\alpha) \right] \right\} \end{aligned}$$

și mai departe:

$$\begin{aligned}
 \dots &= \frac{1}{2} \cdot \left\{ F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (n+\alpha) \right] - F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot \alpha \right] \right\} + \left[F\left(a + \frac{b-a}{N} \cdot \alpha \right) - F(a) \right] - \\
 &\quad - \frac{1}{2} \cdot \left\{ F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (N+\alpha) \right] - F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (n+\alpha) \right] \right\} = \dots \\
 &= F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (n+\alpha) \right] + \frac{1}{2} \cdot F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot \alpha \right] - \frac{1}{2} \cdot F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (N+\alpha) \right] - F(a) \quad (3.80)
 \end{aligned}$$

Acum putem exprima fracțiunea r_{ch} astfel:

$$r_{ch} = \frac{F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (n+\alpha) \right] + \frac{1}{2} \cdot F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot \alpha \right] - \frac{1}{2} \cdot F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (N+\alpha) \right] - F(a)}{F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot n \right] - F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (n-1) \right]} \quad (3.81)$$

În mod cu totul analog se determină poziția x_{cf} a centroidului distribuției sarcinii electrice pe cei N pixeli considerați în cazul în care centrele celor două distribuții, cea continuă și respectiv cea discretă echivalentă coincid. Vom considera deci cazul distribuției “nedeplasate” din figura 3.26 a. exprimând ca și mai înainte jumătate din sarcina acumulată în fotoelemente prin aria histogramei mărginite de $x=x_{cf}$ și $x=b$, avem:

$$\frac{S}{2} = r_{ch} \cdot \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (n-1)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot n} f(x) dx + \sum_{i=n+1}^N \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot i} f(x) dx \quad (3.82)$$

Apoi egalând această expresie cu valoarea aceleiași sarcini exprimate ca jumătate din aria totală a histogramei, obținem:

$$r_{cf} \cdot \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (n-1)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot n} f(x) dx = \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{i=1}^n \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot i} f(x) dx \right] - \frac{1}{2} \cdot \left[\sum_{i=n+1}^N \int_{a+\frac{b-a}{N} \cdot (i-1)}^{a+\frac{b-a}{N} \cdot i} f(x) dx \right] \quad (3.83)$$

La fel ținând cont de relația (3.73) rezultă acum:

$$r_{cf} = \frac{F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot n\right] - \frac{1}{2} \cdot [F(a) + F(b)]}{F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot n\right] - F\left[a + \frac{b-a}{N} \cdot (n-1)\right]} \quad (3.84)$$

Apoi din relațiile:

$$d - x_{cf} = r_{cf} \cdot \frac{b-a}{N}$$

și

$$d - x_{ch} = r_{ch} \cdot \frac{b-a}{N} \quad (3.85)$$

deducem expresia erorii de poziționare a centroidului distribuției sarcinii discrete (adică a răspunsului CCD-ului), față de poziția reală a centroidului distribuției intensității fluxului luminos:

$$\epsilon_C = |x_{cf} - x_{ch}| = |r_{ch} - r_{cf}| \cdot \frac{b-a}{N} \quad (3.86)$$

Aceasta ar fi deci eroarea de determinare a poziției unei linii de front între limitele unui pixel, pe care să o numim *eroarea intraelement*. Ea va înregistra o variație periodică, de perioadă egală cu lățimea unui fotoelement, datorită parametrului α , (unde $0 \leq \alpha \leq 1$), fracțiune din $(b-a)/N$, care poate lua orice valoare în intervalul $[0, 1]$, în funcție de situarea liniei de front relativ la pixelii CCD-ului. Această dependență se supune legilor statisticii, și atinge o valoare maximă (sau minimă) la același α pentru toți cei N pixeli considerați. Din punct de vedere practic este utilă cunoașterea doar a valorii maxime a acestei erori pentru a fi folosită apoi în corecția rezultatelor măsurării prin diverse metode, specifice fiecărui principiu de măsurare.

3.2.7.3 În limita unor discuții, totuși!

Fără îndoială orice proces de discretizare a variației unei mărimi prin cuantizare induce o incertitudine în estimarea valorilor ei care se încadrează de obicei în limita de ± 1 cuantă. Necunoașterea valorilor intrinseci cuantei se rezolvă fie atribuind mărimii respective valoarea centrului de clasă corespunzător [142], fie se supune unei analize statistice sofisticate.

Eroarea de estimare este de fapt un “zgomot” de cuantizare. Întrucât zgomotele au distribuții aleatoare centrate, ele au valoarea medie nulă, astfel că influența lor asupra rezultatului măsurării poate fi redusă prin mediere. Așadar tot prin mediere s-ar putea reduce și eroarea de cuantizare¹.

Însă în cazul măsurărilor individuale zgomotul adaugă o eroare importantă care se reflectă în eroarea de cuantizare. Folosirea CCD-ului ca “instrument” de cuantizare în metodele de măsurare propuse de autor în acest capitol, oferă perspectiva adâncirii investigațiilor de estimare a limitelor reale ale erorii de cuantizare, prin analiza fenomenelor ce au loc în intimitatea unui fotoelement, deci în spațiul intrinsec al cuantei.

Prevalându-se de rezultatele unor cercetări laborioase făcute în acest sens prin aplicații din domenii ca spectroscopia sau astronomia, care folosesc senzorul de imagine CCD la limita capacităților sale de sensibilitate și discretizare [25], [91], [99], [1152], precum și de unele încercări anterioare cu conectivitate directă în tehnica măsurării deplasărilor [24], [135], [155], autorul a conceput acest “exercițiu” de estimare a poziției unei linii de front luminos în interiorul unui pixel, nu ca pe o metodă în sine de reducere a erorii de cuantizare însăși, ci ca un instrumentar de calcul în vederea încadrării cât mai juste a acestei erori între limite mai “strânse” decât intervalul de o cuantă. Eroarea de apreciere a poziției centroidului sarcinii electrice acumulate în fotoelementele CCD-ului din regiunea unui front, ca răspuns al acestuia la fluxul luminos incident, este o *eroare intra-element* de natură statistică. Cu toate acestea, *cunoașterea limitelor sale maxime de variație poate servi la ajustarea erorii globale de măsurare, prin diminuarea erorii de cuantizare sau chiar substituind-o.*

Astfel precizii submicronice pot fi atinse prin aproape toate metodele descrise în paragrafele acestui capitol, chiar cu fotoelemente cu lățimi de $6-10\mu\text{m}$ în compunerea CCD-ului.

În concluzie *acest efort de îmbunătățire a preciziei de măsurare*, nu foarte greu de pus în practică, *se justifică mai ales pentru sistemele de măsurare foarte precise*, de regulă care operează în mediu de laborator și care ar servi drept mașini de măsurat s-au instalații de referință în calibrarea sistemelor de măsurare de clasă inferioară lor.

¹ Aceasta este chiar una din căile de îmbunătățire a preciziei metodelor de scanare fotoelectrică “exersate” de autor în § 3.2.5.

3.3 CORECȚIA ERORILOR DE NELINIARITATE LA TRADUCTOARELE INCREMENTALE OPTICE

3.3.1 PROBLEMATICA NELINIARITĂȚII LA MĂSURĂRILE INCREMENTALE

În general traductoarele de deplasare bazate pe procedeul incremental manifestă două neajunsuri majore:

- caracterul cumulativ al erorilor de măsurare;
- pierderea poziției la întreruperea accidentală a alimentării.

Scanarea riglei de măsură cu ajutorul unei linii *CCD* propusă la pct. 3.2 reduce foarte mult erorile de măsurare, fiind la fel de precisă și pe intervale largi de măsurare. Erorile aleatoare, nesistematice nu pot fi însă complet eliminate, ele producând distorsiuni ale procesului de măsurare prin acumulare. Acestea sunt prin natura lor de *tip aditiv*. Probabilitatea manifestării lor crește cu lungimea intervalului de măsură, prin urmare se impune verificarea și ajustarea periodică a valorii măsurate, [75].

O soluție în acest sens ar fi atașarea unui sistem de markeri de referință la rețeaua incrementală de măsură. În literatură sunt menționate soluții ce aplică tehnica markerilor de referință [56], sau a markerilor cu cod de distanță [51], aceștia din urmă permițând și implementarea unor algoritmi de corecție periodică a erorilor de neliniaritate chiar în timpul măsurării, [164]. Acești markeri sunt însă tot o rețea de diviziuni sau grupuri aleatoare de diviziuni care prin dispunerea lor introduc un cod de distanță. Pentru identificarea poziției absolute este necesară însă *tastarea a doi markeri consecutivi*, vezi pct.2.2.3. Tastarea lor implică o *rețea de mascare* identică cu cea a markerului care produce un semnal analogic ce trebuie convertit digital și apoi prelucrat de o logică adecvată. Sunt necesare și anumite calcule care cad în sarcina sistemului central de calcul.

În condițiile unui traductor inteligent astfel de autocorecții trebuie să se facă în timp real, deci partea de procesare a valorii măsurate trebuie transferată părții de senzor [58], și în plus să fie *rapidă și sigură*. Ambele caracteristici pot fi asigurate doar printr-o procesare digitalizată locală eliminând conversia analog-digitală de semnal. O combinație a procedeului incremental cu cel absolut, prin *personalizarea markerilor cu coduri binare distincte* este soluția cea mai sigură de recunoaștere și tratare a lor [74], și nu afectează cu nimic caracterul incremental al măsurării în sine.

Actualul context tehnologic este favorabil implementării acestei idei chiar în cazul scanării cu linii fotosensibile de tip *CCD*. În [74] am propus o soluție de "*marcare*" periodică a riglei de măsură cu repere codate în cod absolut, încât prin palparea lor la deplasarea capului de citire să poată fi identificată în orice moment poziția reală a sistemului de măsurare. Însă numărul acestor repere devine restrictiv dacă se au în vedere creșterea numărului biților de cod și implicit de elemente senzitive pentru citirea lui, odată cu sporirea numărului markerilor de referință. Se adaugă faptul că majoritatea sistemelor de poziționare absolută folosesc o *tehnică de codare "transversală"* [10], [146], [217], [231], în care codul este înscris pe n piste paralele (sau concentrice după caz), în fiecare pas de măsură. Aceasta ar duce la o complicație nejustificată a riglei de măsură. Din rațiuni tehnologice de realizare fizică, dar mai ales sub imperativul creșterii costului o astfel de soluție nu convine.

Ar fi ideală aplicarea unei metode de *codificare "longitudinală"* în care codul să fie înscris într-o singură pistă dispusă paralel cu rețeaua incrementală de măsură. În literatura de spe-

cialitate se cunoaște un caz de dezvoltare longitudinală a unei secvențe de coduri binare însoțită de o metodă de scanare simplă dar originală [137], [138], [139], [140].

Pornind de la o idee formulată în [138] și dezvoltată în [140] dar în alt context, am conceput o metodă de aplicare a *codurilor în lanț*, respectiv a *secvențelor pseudoaleatoare*, pentru codificarea unui sistem de markeri de referință atașabil rețelelor incrementale.

3.3.2 METODĂ DE “REPERARE ABSOLUTĂ” A UNUI SISTEM DE MARKERI DE REFERINȚĂ

3.3.2.1 Fundamentare teoretică

Un registru de deplasare de n biți cu o reacție de tip “*feedback liniar*” (*RDFL*), cu intrarea nulă (adică $w_i = 0$) are un comportament autonom periodic, concretizat într-o secvență de simboluri binare cu caracter *pseudoaleator*¹ (*SBPA*), furnizate la ieșire. M -*secvența*² generată de un astfel de *RDFL* conține într-o reprezentare desfășurată liniar, parțial suprapuse, toate cele $k=2^n-1$ stări distincte din evoluția registrului, mai puțin starea trivială ($000\dots0$). Acest lucru se poate vedea ușor din figura 3.28.

Am considerat cazul simplificat al unei rețele de divizare polinomiale configurate pe baza relației de recurență:

$$x_0 = x_1 \oplus x_3 \tag{3.88}$$

unde

$$T^{-1} = \frac{1}{1 + D + D^3} \tag{3.89}$$

este caracteristica de transfer. Intrarea $w_i=0$ îi conferă un comportament autonom, de numărător cu *cod în lanț*, obținându-se la ieșirea w_0 o secvență ciclică de perioadă maximă $T=2^3-1=7$, vezi figura 3.27.

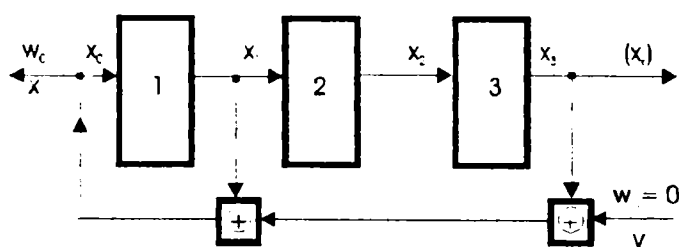


Figura 3.27 RDFL pe 3 biți cu reacția $x_0 = x_1 \oplus x_3$ pentru SBPA directă

Nr. tacte	SBPA (x_i) $w_3 = x_0$	Cod stare RDFL			Nr. stare
		x_1	x_2	x_3	
0	1	1	0	0	1
1	1	1	1	0	3
2	0	1	1	1	7
3	1	0	1	1	6
4	0	1	0	1	5
5	0	0	1	0	2
6	1	0	0	1	4
7	1	1	0	0	1

Tabelul 1. Tabel de generare a SBPA directe

¹ Termenul deși este asociat unor secvențe binare deterministe, deci perfect predictibile, relevă faptul că pentru un observator care percepe numai un segment (fereastră) din această secvență, mult mai mic decât lungimea ei maximă, acesta apare ca fiind aleator.

² Secvența binară pseudoaleatoare (SBPA) de lungime maximă $L_{max} = T$ cu $T = 2^n - 1$ generată de un *RDFL* de n biți.

Aceeași secvență $(X_k) = (0011101\dots)$ dar întârziată cu trei tacte se regăsește în starea a 3-a a RDFL-ului, bitul x_3 . Dacă considerăm starea $S_0(x_1^0 x_2^0 x_3^0) = (100)$ drept stare inițială, succesiunea stărilor RDFL-ului va fi cea descrisă în tabelul 1.

Exploatând o proprietate specifică codurilor progresive, aceea că primii $(n-1)$ biți ai unui astfel de cuvânt de cod sunt identici cu ultimii $(n-1)$ ai cuvântului de cod precedent [33], se constată că prin suprapunerea parțială a codurilor de stare consecutive din evoluția unui RDFL se obține o secvență binară identică cu cea rezultată prin înregistrarea bitului de stare x_n al registrului într-un ciclu de (2^n-1) tacte, (vezi figura 3.28).

Ea constituie de fapt o altă proprietate esențială a secvențelor pseudoaleatoare, așa numita "proprietate de fereastră", [33]. Astfel orice n -tuplu:

$$\{X_k(x_1, \dots, x_n) \mid k = 1, \dots, 2^n-1\}$$

produs de o fereastră W_k de lățime n ce scanează secvența este unic [106], și deci poate identifica complet poziția absolută pe o pistă codificată cu o astfel de secvență.

O SBPA este similară secvenței nule¹ pentru o mașină liniară inertă² cu funcția de transfer $T = Y/X$, T fiind un polinom de întârziere de forma:

$$T = P(D) = 1 + \sum_{i=1}^n a_i \cdot D^i, \quad i = 1, \dots, n \pmod{2} \tag{3.90}$$

unde D este un operator de întârziere adică $D^i x_k = x_{k-i}$, iar a_i este un coeficient binar care indică participarea sau nu a bitului x_i al RDFL-ului la reacție. Pentru ca secvența nulă să fie periodică și de lungime maximă $L = 2^n-1$, $P(D)$ trebuie să fie un polinom primitiv în câmpul $GF(2)^i$, [106]. Expresia ei se determină din ecuația:

$$Y = X \cdot \left(1 + \sum_{i=1}^n a_i \cdot D^i \right), \quad i = 1, \dots, n \tag{3.91}$$

unde se impune $Y = 0$ pentru orice X aplicat la intrare. Mașina liniară inversă corespunzătoare, cu caracteristica $T^{-1} = 1/P(D)$ va avea o reacție configurată chiar pe baza relației de recurență care definește secvența nulă din mașina inițială, (relația 3.91):

$$X_0 = \sum_{i=1}^n a_i \cdot (D^i X_k), \pmod{2} \tag{3.92}$$

¹ Secvența nulă, notată X_0 este o secvență de intrare nenulă a unei mașini liniare T astfel încât $Y = T X_0$ să fie o secvență de zerouri, (după [106]).

² Se zice inertă o mașină liniară ale cărei elemente de întârziere sunt inițial în starea zero

³ În general câmpul finit Galois modulo p , $GF(p)$, este definit ca mulțimea întregilor $(0, 1, \dots, p-1)$ unde adunarea și înmulțirea $\text{mod } p$ formează o structură de inel comutativ cu element unitate nenul și simetric nenul pentru orice element al său, (după [23]).

Nr. stare	Cod stare RDFL $x_1 x_2 x_3$	
1	0 0 1	stare inițială
3	0 1 1	
7	1 1 1	
6	1 1 0	
5	1 0 1	
2	0 1 0	
4	1 0 0	
1	0 0 1	

SBPA (X _i)	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1
		-1		-6			-4			
			3		5			1		
				7		-2				

Figura 3.28 Identificarea succesiunii stărilor RDFL-ului în secvența SBPA prin "ferestre de cod" de 3 biți

Aceasta este și expresia SBPA generate, unde RDFL-ul generator este de fapt o mașină liniară inversă dar neinertă, care exclude starea (000...0) ca stare inițială.

3.3.2.2 Câteva detalii tehnice ale metodei

SBPA aleasă va fi transpusă într-o rețea liniară de lungime $L = (2^n - 1)D$, formată din segmente opace sau transparente de lățime D corespunzător valorii binare (0 sau 1) a biților din componența secvenței. O vom numi rețea în cod absolut, sau rețea de markeri de referință. Ea va fi dispusă paralel cu rețeaua incrementală a riglei de măsură și fiecare marker (sau segment de cod) asociat unei poziții absolute a riglei $X(p)$, distanța D dintre două poziții consecutive constituind un pas de reperare absolută, ca în figura 3.29.

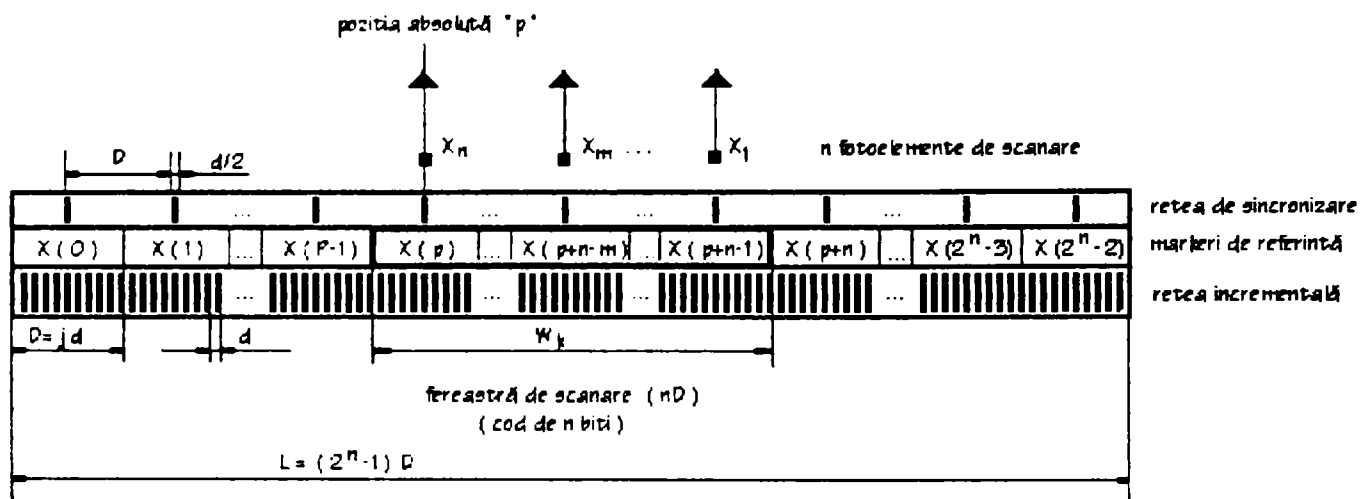


Figura 3.29 Riglă de măsură incrementală cu sistem de markeri în cod absolut.

Pasul D se alege multiplu de pasul rețelei incrementale d , pasul de măsură propriu-zis fiind direct legat de acesta prin procedeul de scanare și factorul de interpolare folosit.

Capul de tastare poate fi conceput tot ca o linie de N pixeli CCD suplimentată cu o altă linie de n elemente fotosensibile, de lungime $L' = nD$.¹

Rețeaua în cod absolut relativ "grosieră" poate fi în schimb realizată cu precizie suficient de mare. Rețeaua incrementală deși mai "fină" cu $1/2$ ordine de mărime decât precedenta, nu ridică nici ea probleme în ceea ce privește precizia de execuție. Rezoluția și implicit precizia globală rămân direct dependente de calitatea capului de tastare, respectiv precizia de realizare a componentei optoelectronice. Nu sunt excluse însă în reperarea markerilor erorile de ambiguitate la citirea codului, [41]. Acestea sunt foarte probabile și pot apare datorită nesimultaneității comutării celor n elemente fotosenzitive în zona de frontieră a segmentelor de cod. În [74] am propus atașarea unei alte rețele cu rol de sincronizare, constând în benzi înguste transparente, centrate pe mijlocul fiecărui pas absolut $X(p)$, a căror detecție să declanșeze validarea citirii codului de n biți, (al ferestrei). Se apreciază că în această zonă datele prelevate de linia de scanare

¹ Evident n trebuie corelat cu N prin A , lungimea liniei fotosensibile a CCD-ului, (vezi §.3.2.2).

absolută (cele n fotoelemente) au devenit *stabile* și indică corect codul poziției. Însă localizarea centrului unui marker de referință trebuie făcută cel puțin cu rezoluția celei mai fine diviziuni, deci depinde de rezoluția incrementală de explorare¹. În cazul unei explorări simple² a riglei de măsură alegerea lățimii $d/2$ pentru fanta de sincronizare (ca în figura 3.x3) este satisfăcătoare, precizia de localizare a reperului situându-se în limita de ± 1 diviziune elementară.

Dacă diviziunea rețelei incrementale este supusă unui procedeu de interpolare suplimentară vom folosi perechi de câte două fante explorate separat dar cu același factor de interpolare. (pentru detalii vezi §.3.2.2).

3.3.2.3 Algoritm secvențial pentru decodificarea poziției absolute

Singura problemă mai dificilă este “interpretarea” codurilor conținute în ferestrele succesive prelevate din SBPA citită de pe rigla markerilor de referință (sau de reperare absolută), știut fiind că pentru o procesare digitală convine mai mult reprezentarea binară pură.

Decodificarea paralelă este cea mai rapidă soluție, dar circuitul câștigă în complexitate odată cu n . Chiar și pentru $n = 8$ biți structura decodicatorului este prea “stufosă” pentru o implementare “on chip”. Deoarece la vitezele mecanice maxime de deplasare rata succedării simbolurilor $X(p)$ ale codului absolut nu depășește $1KHz \div 10KHz$, timpi de $100\mu s$ sunt acoperitori chiar și pentru o procesare hardware secvențială, având în vedere frecvențe de comutare uzuale de $1MHz$ pentru structurile logice.

Metoda de decodificare secvențială concepută de autor exploatează reversibilitatea algoritmului de generare a unei secvențe SBPA.

Să luăm secvența periodică de lungime maximă $(X_n) = (0011101)$ generată de RDFL-ul din figura 3.x1, pornind din starea inițială $S_0 (x_1^0 x_2^0 x_3^0) = (100)$. Fie aceasta o SBPA directă. Secvența SBPA inversată³ va fi secvența ale cărei simboluri se succed în sens invers, conținutul ei rămânând nemodificat, (adică același cu al SBPA directe). Aceasta înseamnă și inversiunea din succedarea stărilor RDFL-ului tradusă prin inversarea ponderii binare atribuite biților de cod de stare, echivalentă cu o permutare de trei a pozițiilor lor în cadrul RDFL, (figura 3.30):



Figura 3.30 Succesiunea simbolurilor de cod într-o fereastră de 3 biți a SBPA.

Pentru conformitate cu sensul de la secvența SBPA directă bitul x_3 ar trebui să fie precedat de un bit x_j (prin analogie cu x_0 care precede pe x_1), dar acesta se poate obține corect numai printr-o întârziere suplimentară cu un tact a lui x_3 . Deducerea relației de recurență pentru configurarea reacției RDFL-ului generator de SBPA inversată se va face acum pe baza polinomului:

¹ Aceasta va include și factorul de interpolare!
² Explorare simplă în sensul detectării unei singure fante într-un pas de măsură, altfel spus numărare simplă, unu la unu.
³ Este distinctă de o SBPA inversă produsă de o configurație de divizare polinomială cu caracteristica $(T^{-1})^3 - T$

$$P'(D) = D \cdot (1 + D + D^3) \tag{3.93}$$

Din

$$Y = X \cdot (D + D^2 + D^4) \tag{3.94}$$

unde $Y = 0$ se obține expresia de recurență

$$x_4 = x_1 \oplus x_2 \tag{3.95}$$

Astfel RDFL-ul din figura 3.31 va produce o succesiune inversă în evoluția stărilor prin comparație cu RDFL-ul generator de SBPA directă așa după cum se vede și din Tabelul 2:

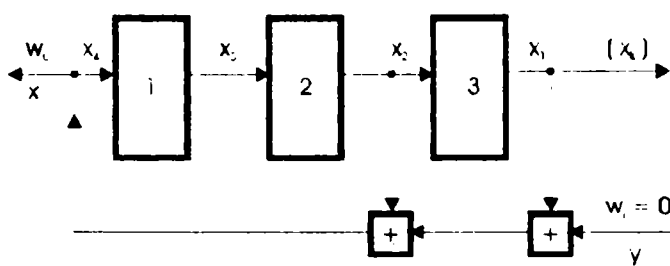


Figura 3.31 RDFL pe 3 biți pentru SBPA inversată cu reacția $x_4 = x_1 \oplus x_2$

Nr. tacte	SBPA (X_i) $w_0 = x_4$	Cod stare RDFL $x_3 \ x_2 \ x_1$	Nr. stare
0	1	0 0 1	1
1	0	1 0 0	4
2	1	0 1 0	2
3	1	1 0 1	5
4	1	1 1 0	6
5	0	1 1 1	7
6	0	0 1 1	3
7	1	0 0 1	1

$$SBPA (X_i) = (1001011\dots)$$

Tabelul 2 Tabelul de generare a SBPA inversate.

Dacă încărcăm paralel în noul RDFL starea $S_p (x_1^p \ x_2^p \ x_3^p)$ a RDFL-ului inițial, obținută după p deplasări "înainte" ale SBPA directe, după alte p deplasări "înapoi" se atinge din nou starea considerată inițială $S_0 (x_1^0 \ x_2^0 \ x_3^0) = (100)$. Numărul p de tacte înregistrate de un număr binar direct este o măsură a deplasării în unități de *pas de reperare absolută* și permite identificarea univocă a markerului p al riglei de măsură, figura 3.22.

Pe baza relațiilor (3.88) și (3.95) se pot deduce prin analogie expresiile generalizate ale relațiilor de recurență:

a) pentru SBPA directă

$$x_0 = a_1 x_1 \oplus a_2 x_2 \oplus \dots \oplus a_{n-1} x_{n-1} \tag{3.96}$$

cu $x_i = D^i x_{i-1}$, pentru $i = 1, \dots, n$;

b) pentru SBPA inversată

$$x_{n+1} = x_1 \oplus b_2 x_2 \oplus \dots \oplus b_n x_n \tag{3.97}$$

cu $x_i = D^i x_{i-1}$, pentru $i = n, \dots, 1$;

unde coeficienții binari a_i, b_i sunt determinați pe baza polinomului de întârziere ales pentru construcția RDFL-ului. În Tabelul 3 sunt date câteva modele de astfel de relații de recurență calculate pentru diferite valori ale lui n .

RDFL n biti	Lungimea secvenței M (în biti)	Polinomul de întârziere primitiv	Relația de recurență pentru SBPA directă	Relația de recurență pentru SBPA inversată
3	7	$1 + D + D^3$	$x_0 = x_1 + x_3$	$x_4 = x_1 + x_2$
4	15	$1 + D^3 + D^4$	$x_0 = x_3 + x_4$	$x_5 = x_1 + x_4$
5	31	$1 + D^3 + D^5$	$x_0 = x_3 + x_5$	$x_6 = x_1 + x_4$
6	63	$1 + D^5 + D^6$	$x_0 = x_5 + x_6$	$x_7 = x_1 + x_6$
7	127	$1 + D^6 + D^7$	$x_0 = x_6 + x_7$	$x_8 = x_1 + x_7$
8	255	$1 + D^4 + D^5 + D^6 + D^8$	$x_0 = x_4 + x_5 + x_6 + x_8$	$x_9 = x_1 + x_5 + x_6 + x_7$
9	511	$1 + D^4 + D^9$	$x_0 = x_4 + x_9$	$x_{10} = x_1 + x_5$
10	1023	$1 + D^3 + D^{10}$	$x_0 = x_3 + x_{10}$	$x_{11} = x_1 + x_4$
11	2047	$1 + D^2 + D^{11}$	$x_0 = x_2 + x_{11}$	$x_{12} = x_1 + x_3$
12	4095	$1 + D^3 + D^4 + D^7 + D^{12}$	$x_0 = x_3 + x_4 + x_7 + x_{12}$	$x_{13} = x_1 + x_4 + x_5 + x_8$
13	8191	$1 + D + D^3 + D^4 + D^{13}$	$x_0 = x_1 + x_3 + x_4 + x_{13}$	$x_{14} = x_1 + x_2 + x_4 + x_5$
14	16383	$1 + D^4 + D^8 + D^{13} + D^{14}$	$x_0 = x_4 + x_8 + x_{13} + x_{14}$	$x_{15} = x_1 + x_5 + x_9 + x_{14}$

Notă: Semnul "+" se va trata ca suma modul 2

Tabelul 3 Modele de polinoame primitive și relațiile de recurență asociate pentru generarea SBPA directe și inversate

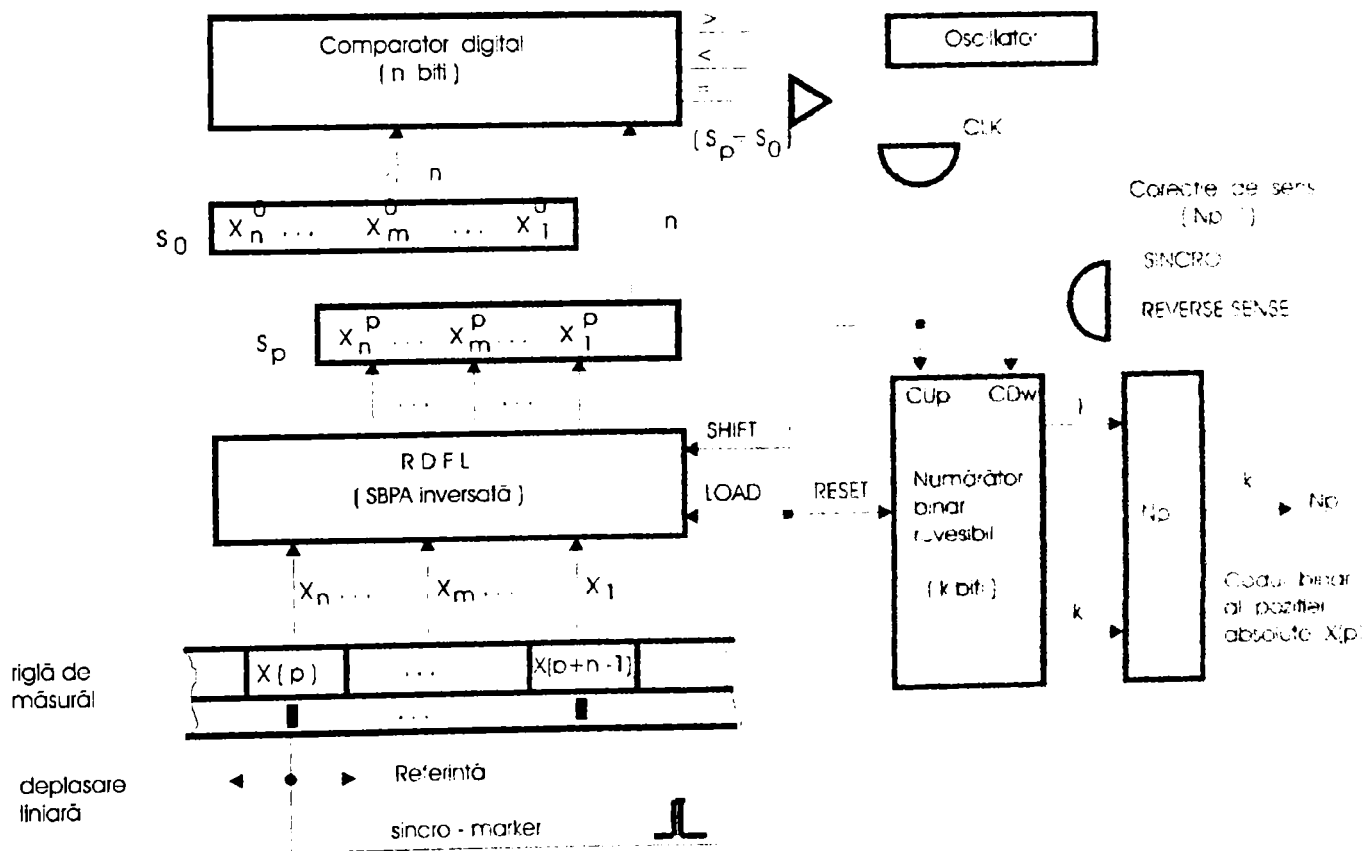


Figura 3.32 Implementarea algoritmului secvențial de decodificare binară a poziției absolute

3.3.2.4 Eroarea de histerezis. Histerezisul “rezidual”.

În procesul de scanare a riglei de măsură prin deplasarea capului de citire într-un sens sau altul conținutul numărătorului de poziție (din figura 3.32) rămâne neschimbat între două reperi consecutive de sincronizare. La o inversare a sensului de deplasare produsă între reperul corespunzător markerului $X(p)$ și cel al lui $X(p-1)$ codul binar N_p sau N_{p-1} se menține până la întâlnirea reperului $X(p-1)$ respectiv $X(p-2)$, după cum se vede și din graficul din figura 3.33.

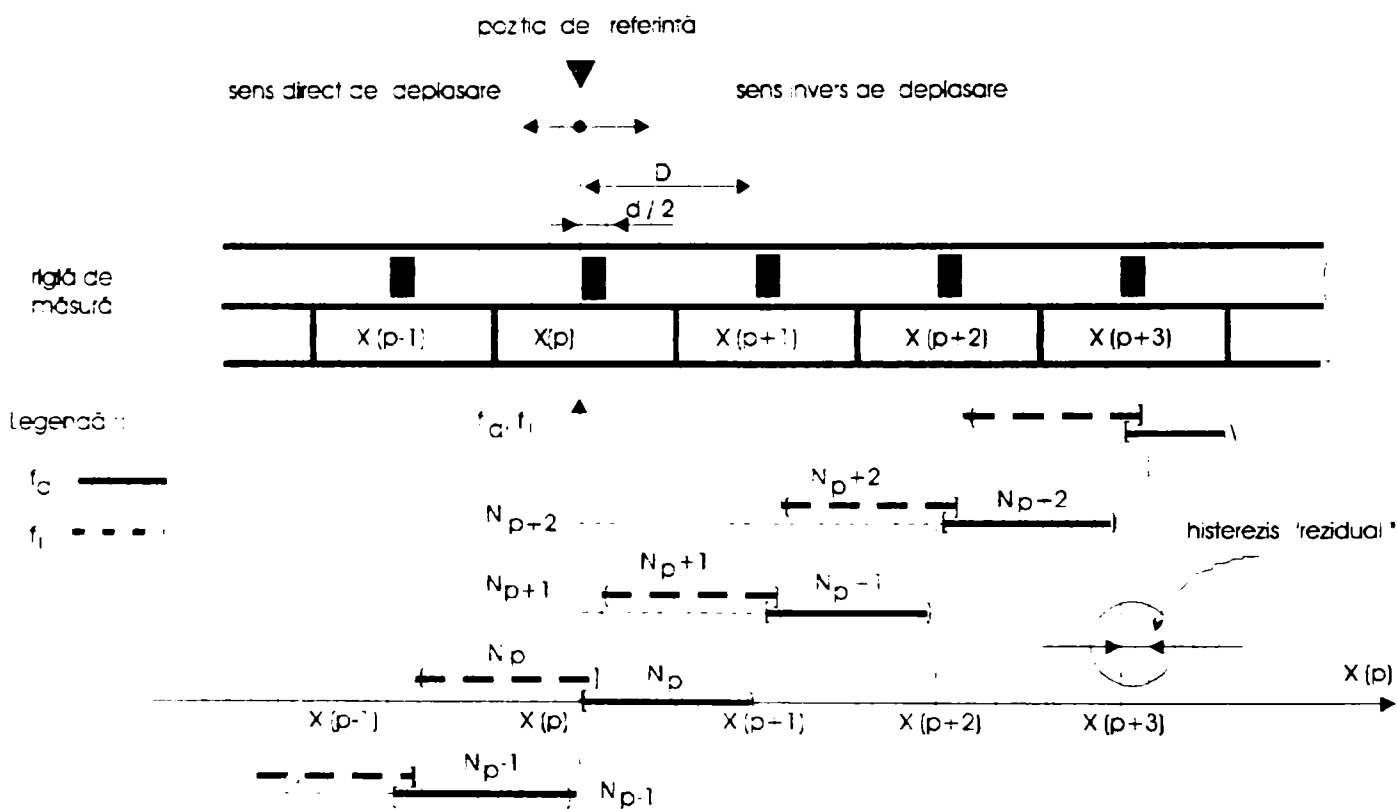


Figura 3.33 Evidențierea erorii de histerezis la schimbarea sensului de deplasare.

Expresiile funcțiilor de cod corespunzătoare deplasării în sens direct (sau crescător) f_d și respectiv în sens invers (sau descrescător) f_i pot fi descrise prin relațiile de mai jos:

$$f_d(X(p)) = N_p, \quad \text{pentru } X(p) \in [pD, (p+1)D) \quad (3.98)$$

și

$$f_i(X(p)) = N_{p+1} = N_p + 1, \quad \text{pentru } X(p) \in \left(pD + \frac{d}{2}, (p+1)D + \frac{d}{2} \right] \quad (3.99)$$

unde $p = 0, 2^n - 2$, iar N_p și N_{p-1} fiind coduri binare consecutive în sens crescător asociate firesc unor poziții consecutive $X(p)$, și respectiv $X(p-1)$ de pe rigla de măsură.

În consecință în intervalul deschis $(pD - d/2, (p-1)D)$ cele două funcții de cod i-au valori distincte, această eroare fiind una sistematică, determinată, de tip “histerezis”, manifestându-se

la schimbarea sensului de deplasare. Ea poate fi corectată ușor prin comanda decrementării conținutului numărătorului de poziție cu o unitate binară *LSB* la reîntâlnirea reperului poziției $X(p)$ a doua oară, dar în sens invers, (vezi și figura 3.32). Din nefericire rămâne încă un *histeresis "rezidual"* egal cu $d/2$, datorat lății fantei reperului de sincronizare, și care poate fi cel mult diminuat, dar nu înlăturat complet. Important este ca această eroare să se situeze sub rezoluția scării incrementale.

Regândind problema "sincronizării" citirii markerilor de referință am ajuns la concluzia că eroarea de *histeresis "reziduală"* poate fi redusă considerabil dacă fanta de sincronizare ar fi înlocuită de un front, respectiv o tranziție logică $0 \rightarrow 1$ sau $1 \rightarrow 0$. Pentru aceasta am atașat rețelei de referință absolute o pistă suplimentară cu același pas D , constând dintr-o alternanță de zone "0" și "1", marginea fiecărei zone fiind centrate pe markerul absolut ca în figura 3.34, în locul celei cu reperi de sincronizare.

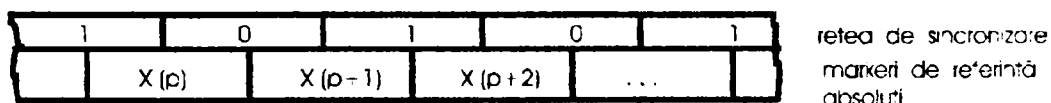


Figura 3.34 Soluție de reducere a erorii de histeresis "rezidual".

Astfel problema devine una de detecție de front, care se anticipează a fi mult mai precisă.¹ Literatura de specialitate menționează câteva metode în acest sens [46], [95], [138]. Cele mai multe nu urmăresc însă o detecție intrinsecă foarte precisă, ci doar o creștere a rezoluției globale cu un factor 2:1.

În cazul soluției propuse în figura 3.34, apare o alternare de tranziții $0 \rightarrow 1$, $1 \rightarrow 0$ care indiferent cum ar fi detectate implică apoi o "formare" logică cu componente "cu prag" de tip *Trigger Schmidt*, unde cele două valori ale tensiunilor de prag V_{PH} și V_{PL} sunt distincte. Aceasta face ca momentele de timp ale producerii celor două tranziții ale semnalului să nu corespundă exact momentelor în care capul de citire se află în pozițiile $X(p)$ respectiv $X(p-1)$, cu alte cuvinte distanțele temporale între oricare trei reperi consecutive sunt diferite:

$$\tau(X(p), X(p+1)) \neq \tau(X(p+1), X(p+2))$$

în timp ce intervalele spațiale sunt echidistante. Acest neajuns poate fi corectat utilizând două piste binare identice, defazate cu $1/2$ pas una față de cealaltă ca în figura 3.35, și însumând modulo 2 semnalele produse de fotelementele $F(0)$ și $F(1)$ corespunzătoare.

Acum mijloacele markerilor de referință $X(p)$ vor fi "marcate" de impulsuri de sincronizare echidistante temporal, asociate tranzițiilor de același tip $1 \rightarrow 0$ ale semnalului $F'(0)$. De asemenea sensul de deplasare nu mai afectează momentele citirii codului de poziție întrucât între lățimea impulsului de sincronizare t_S și cea a unui impuls $F'(0)$ corespunzător unei viteze maxime de deplasare a capului de citire se poate asigura ușor un raport de cel puțin 1:1000 (ex. $T_F=0,1ms$ și $t_S=0,1\mu s$). În aceste condiții histeresisul rezidual devine nesemnificativ.

¹ Se admite că o astfel de riglă poate fi realizată fizic foarte precis, iar precizia este superioară rezoluției incrementale a riglei de măsură.

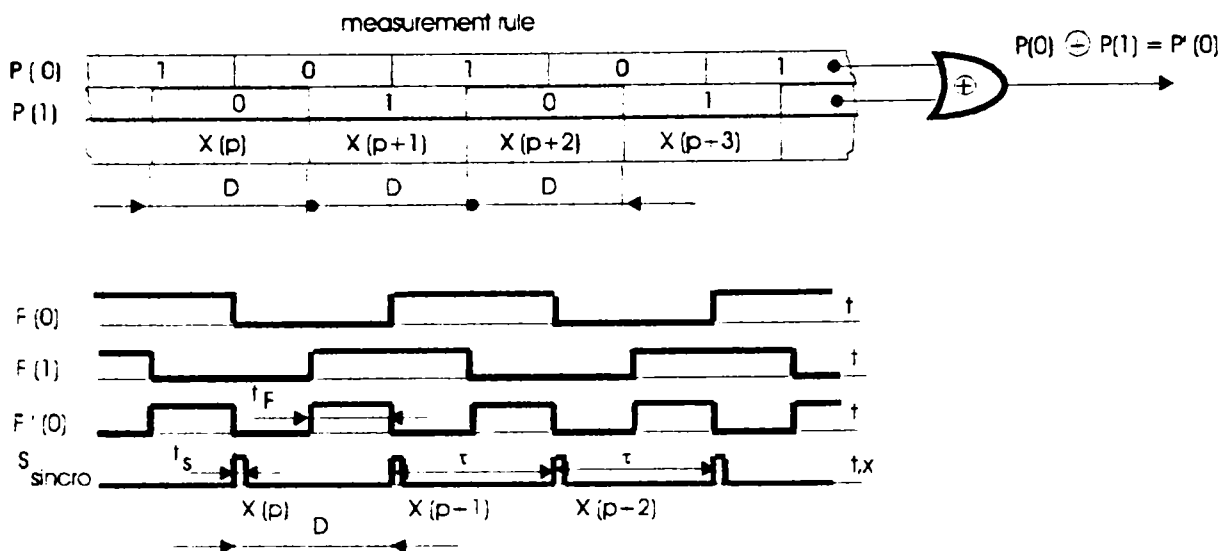


Figura 3.35 Corecția decalajului temporal dintre impulsurile de sincronizare a citirii codului poziției absolute a markerilor de referință.

3.3.2.5 Altă soluție de decodificare și sincronizare

Se propune în continuare o nouă metodă de decodificare a poziției absolute bazată în esență pe același algoritm dezvoltat la pct. 3.3.2.3, dar cu încărcarea serială a codului poziției de n biți. Însă datorită dispunerii longitudinale a codului valoarea bitului asociat markerului $X(p)$ nu reprezintă nimic în sine, decât în contextul celorlalți $(n-1)$ biți consecutivi ai markerilor precedenți. De aici și principalul dezavantaj al acestei soluții, acela că primii $(n-1)$ markeri de referință, pornind din originea sistemului, nu vor putea fi decodificați. Abia după “citirea” bitului n , adică parcurgerea a n pași absoluți în același sens markerii de poziție devin identificabili.

Problema se poate rezolva printr-o corecție de offset binară $[N(p)-N(n)] = N_p - n$ aplicată conținutului număratorului de poziție (vezi figura 3.32), astfel încât poziției absolute $X(n)$ să îi corespundă de fapt codul poziției $X(0)$, tradusă printr-o translație de $(n \times D)$ a originii sistemului de măsură.

Acest neajuns este compensat însă de o simplificare considerabilă a capului de citire, care necesită acum un singur fotoelement în loc de n pentru reperarea markerilor de referință. De asemenea citindu-se doar un bit din fereastra de scanare la un moment dat, nu se mai pune problema erorii de ambiguitate la citirea codului poziției.

Rămâne în discuție “fixarea” momentului de eșantionare a fiecărui segment al pistei de referință, respectiv de încărcare a codului fiecărui marker $X(p)$ în RDFL-ul cu SPBA inversată (vezi figura 3.32), pentru decodificarea poziției absolute “ p ”. Valoarea biților x_n asociați sectoarelor $X(p)$ variază cvasialeator înregistrându-se atât situații de (11) și (00) consecutivi cât și tranziții (01) și (10). De aceea în “formarea” semnalului logic produs prin citirea acestei piste apar probleme similare celor semnalate la pct 3.3.2.4. acestea pot fi rezolvate analog sau folosind metode bazate pe ideea “deplasării de informație” aplicate în sistemele cu codificare spațială, [95].

3.3.3 CONCLUZII

Metoda de reperare propusă poate fi implementată cu eforturi tehnologice minime atât în ce privește realizarea riglei de măsură cât și a capului de tastare. Ea a fost gândită a se aplica sistemelor incrementale de măsură bazate pe principiul optic (prin transmisie sau prin reflexie) dar poate fi adaptată ușor și altor sisteme tot de tip incremental. Logica de prelucrare, decodare și corecție pot fi realizate prin proiectare *on chip* (pe siliciu) sub formă de circuite dedicate pentru aplicație ASIC, sau cu ajutorul logicii programate PAL, GAL, FPLA. Prelucrarea este exclusiv digitală, semnalul furnizat de fotoelementele capului de tastare fiind format direct în nivele logice standard TTL, CMOS.

Practic orice eroare accidentală în timpul măsurării poate fi corectată la reperarea primului marker întâlnit. În cazul sistemelor dispuse pe mașini unelte o întrerupere nedorită a alimentării nu mai impune revenirea sculei sau a mesei în originea sistemului, poziția reală regăsindu-se ușor. În plus avansul sculei la cota de prelucrare se poate face mai rapid, asemeni unei deplasări "*grosiere*" evaluate prin markerii de referință, urmând ca avansul de prelucrare să se facă fin, controlat de măsurarea incrementală.

Se poate implementa foarte ușor un algoritm de corecție periodică declanșat de reperarea unui marker, printr-o comparare digitală între valoarea măsurată incremental și valoarea absolută (*reală și sigură*) a markerului întâlnit. Aceasta va duce la **îmbunătățirea liniarității măsurării și la reducerea incertitudinii de măsurare, caracteristici esențiale ale unui sistem de măsurare inteligent.**

Devine posibilă și înregistrarea automată a unui protocol de măsurare în vederea etalonării pe baza abaterilor de la valoarea reală din pozițiile de referință, fără implicarea neapărată a unor sisteme cu clasă de precizie superioară. Apoi analiza protocolului de măsurare va permite identificarea erorilor sistematice, datorate în special mecanismelor de ghidare sau abaterilor de paralelism dintre capul de tastare și rigla de măsură, și eliminarea lor prin introducerea coeficienților de corecție. Aceasta vizează mai ales sistemele de măsurare ce operează în medii "*agresive*", puternic perturbatoare, cauzatoare de erori grosolane impredictibile.

În consecință metoda propusă va spori calitatea sistemelor de măsură incrementale prin creșterea *preciziei și a siguranței măsurării.*

CAPITOL 4. EXPERIMENTE, OBSERVAȚII, INTERPRETĂRI

4.1 EXPERIMENT I

4.1.1 DATELE TEHNICE ALE EXPERIMENTULUI

Autorul a conceput și realizat un model experimental de traductor optic pentru verificarea principiului metodei de scanare fotoelectrică cu CCD descrise în § 3.2.3. Imagini ale ansamblului traductor-instalație de testare sunt prezentate în ANEXA VI, pag. i, iii.

Pentru traductor am folosit o configurație de tipul celei descrise în § 3.2.2 și ilustrate în figura 3.7.a, construcția blocului optic fiind detaliată în desenul de execuție din ANEXA VI, pag. v. S-a urmărit nu atât proiectarea și realizarea unui sistem optic miniatural, cât mai ales asigurarea unei imagini nete a rețelei de măsură pe suprafața CCD-ului, a flexibilității în schimbarea elementelor optice (lentile, diafragme, rastere), precum și a unor facilități de reglaj a contrastului, ajustare a dimensiunilor imaginii fantei, încadrarea mai multor perioade de divizare în aria fotosensibilă, etc. operații indispensabile într-un experiment.

Rigla de măsură a fost realizată printr-un procedeu de copiere fotografică a unui negativ (peliculă), pe un suport de sticlă optică (3mm), sub forma unei rețele regulate de zone transparente (fante), alternând cu zone opace (interfante). Ea a fost executată în 3 variante cu rate de divizare P diferite, respectiv $P_1=8mm$, $P_2=5mm$ și $P_3=3mm$. Aceste valori au fost corelate cu cele 3 valori testate pentru parametrul k (mărire optică), $k_1=0.5$, $k_2=0.8$ și $k_3=1.33$, ce s-au obținut folosind lentile cu distanțe focale diferite pentru obiectivul L_3 (vezi ANEXA VI, pag. v). Rata de divizare P a fost corelată și cu lățimea A a ariei fotosensibile a senzorului de imagine (CCD), prin relațiile (3.15) și (3.17). Precizia de execuție a riglei (nu în sensul de precizie de divizare) estimată prin valoarea maximă a microasperităților din desenul fronturilor unei fante, măsurată cu o mașină optică de profile, a fost $S_m=0.05mm$, (S_m având semnificația din § 3.2.6.2.).

S-a aplicat o iluminare centrală, prin transmisie în câmp luminos (de tip DIA), încât imaginile fantelor să se producă pe un fond luminos. Ca sursă de radiație am folosit o lampă cu halogen Philips, tip GY6.35, (12V, 100W). Pentru "omogenizarea" sursei (eliminarea efectului azimutal) s-a introdus între sursă și colector un geam mat (obținut prin atac cu acid), fixat într-o montură elastică. Doar teste funcționale s-au efectuat și în condițiile iluminării cu un *modul diodă laser miniatural LMD 115* cu emisie de $5mW$ în infraroșu apropiat ($820nm$), măsurările propriu-zise făcându-se însă în lumină "albă".

Pentru senzorul liniar CCD am folosit o componentă Texas Instruments TSL 214, cu $N=64$ pixeli, perioada de spațiere a fotoelementelor $d=0,125mm$ și lățimea ariei fotosensibile $A=N \times d=8mm$. Date suplimentare sunt disponibile în documentația tehnică din ANEXA IX, și în referințele [257], [258], [259]. În § 4.4 se va reveni asupra caracteristicilor senzorului.

Testele funcționale și măsurători preliminare, au fost efectuate de autor în laboratorul de măsurări al Facultății de inginerie, Universitatea "L. Blaga" Sibiu, iar experimentul care a produs măsurătorile de referință a fost efectuat integral în laboratorul de optoelectronică al Fachhochschule für Technik Esslingen, Außenstelle für Elektronik und Microelektronik Göppingen, Germania. Am folosit același echipament electronic însă sistemul optic a fost reprodus cu un banc optic de laborator montat pe o masă micrometrică cu suspensie pneumatică.

În condițiile în care sistemul de palpare optică era fix, am deplasat rigla de măsură care în prealabil a fost montată pe un suport mobil, având deplasarea controlată de un aparat de mă-

sură mecanic de tip vernier, cu șurub micrometric și precizie de $0,005mm$. Experimentul a constat în reperarea a 10 abscise într-o deplasare continuă, în același sens, pe distanța de $100mm$ astfel:

- pentru fiecare valoare întreagă x_i , a poziției riglei de măsură RM pe axa deplasării, indicată de afișajul propriu al sistemului de măsură testat, s-au citit valorile “reale” (de referință) ale deplasării cu precizia de $0.01mm$ (adică două zecimale exacte);
- apoi reluând deplasarea din aceeași poziție inițială, luată ca origine a sistemului, și în condiții identice oprindu-se de fiecare dată în pozițiile date de abscisele fixate ca repere de măsurare, (adică $10mm, 20mm, 30mm, \dots, 90mm$ și $100mm$).

S-au înregistrat astfel șapte seturi de valori reprezentând rezultatele unor măsurări repetate ale unor deplasări liniare pe distanțe egale, în intervalul $0-100 mm$, pentru cazul $k_1=0.5$ și $P_1=8mm$. Pentru celelalte situații cu $k_2=0,8$ și $P_2=5mm$, respectiv $k_3=1,33$ și $P_3=3mm$ au fost efectuate doar câte trei seturi de măsurători.

Toate rezultatele experimentului sunt prezentate sintetic în tabelele de mai jos:

Valoare diviziune [mm] / Val. măsurată [mm]	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
Set 1	0,00	10,03	19,98	29,99	40,05	49,90	60,07	69,82	79,71	90,17	99,69
Set 2	0,00	10,09	19,99	30,12	39,86	49,94	59,76	69,91	79,81	90,33	100,05
Set 3	0,00	09,93	20,01	30,19	40,12	49,83	59,86	69,90	80,13	89,82	100,42
Set 4	0,00	10,07	19,96	30,06	39,91	49,86	60,13	70,00	80,06	89,76	100,60
Set 5	0,00	10,01	19,95	29,96	40,22	50,06	59,86	69,94	79,96	89,87	100,34
Set 6	0,00	10,14	20,07	29,73	40,00	49,73	59,72	70,23	80,08	90,56	100,26
Set 7	0,00	09,97	19,87	30,11	40,10	50,29	59,79	70,07	80,17	90,01	100,09

Tabelul 4.1 Rezultatele măsurătorilor experimentului de deplasare liniară pe distanța de $100mm$ în condițiile $d=0,125mm, S_m=0,05mm, k=0,5$ și $P=8mm$.

Valoare diviziune [mm] / Val. măsurată [mm]	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
Set 1	0,00	10,03	19,91	30,01	39,94	50,22	60,04	69,72	80,00	90,25	99,83
Set 2	0,00	10,18	19,86	30,13	39,96	50,15	59,91	69,92	80,10	90,00	99,98
Set 3	0,00	09,96	20,02	30,06	39,75	50,29	59,84	69,85	80,31	89,81	100,32

Tabelul 4.2 Rezultatele măsurătorilor în condițiile $d=0,125mm, S_m=0,05mm, k=0,8$ și $P=5mm$.

Valoare diviziune [mm] / Val. măsurată [mm]	x_0	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
Set 1	0,00	10,01	19,93	30,02	39,88	49,94	59,92	69,98	79,91	90,09	100,18
Set 2	0,00	10,00	20,02	29,96	39,98	49,99	60,13	69,89	80,21	90,08	100,10
Set 3	0,00	10,03	20,04	30,11	39,89	50,09	59,96	70,10	80,11	89,90	99,91

Tabelul 4.3 Rezultatele măsurătorilor în condițiile $d=0,125mm, S_m=0,05mm, k=1,33$ și $P=3mm$.

4.1.2 ESTIMAREA PRECIZIEI REZULTATELOR MĂSURĂRII

4.1.2.1 Problema analizei datelor. Formularea inferenței statistice

În § 3.2.6 au fost deduse expresiile estimațiilor teoretice, apriorice, pentru parametri $D(\varepsilon_i)$, dispersia sau varianța erorii totale și $\sigma(\varepsilon_i)$, abaterea medie pătratică. Prin prelucrarea statistică a rezultatelor obținute din măsurători încercăm stabilirea *legii de repartiție reale* a erorilor de măsurare și *estimarea parametrilor ei*. De fapt încercăm determinarea valorilor adevărate ale mărimilor măsurate și prin aceasta precizia rezultatelor.

În acest sens putem încadra “experimentul I” în cazul *unui instrument nou de măsură* [187], despre care presupunem că dă o distribuție normală pentru erori și că poate avea ca orice aparat de măsură atât erori sistematice¹ cât și aleatoare. Considerăm drept “*populație țintă*” mulțimea tuturor absciselor “măsurabile”² de pe axa deplasării, dintr-un interval egal cu domeniul de măsurare. În acest context rezultatele măsurătorilor se constituie într-o *selecție*³ a populației considerate, formată din 10 valori punctuale corespunzătoare a 10 abscise distincte X_j ($x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_k$), $k = 10$. Selecția X_j la rândul ei face parte dintr-un grup de $n = 7$ selecții reprezentând rezultatele mai multor *serii de măsurători individuale repetate* asupra celor 10 argumente, efectuate în condiții identice și independent una de alta. Toate măsurătorile se consideră de egală precizie, fiind efectuate cu același instrument. Datele, deși sunt reprezentate de valori discrete, vor fi tratate însă ca variabile continue.

În aceste condiții încercăm formularea unei *inferențe statistice*.

“*repartiția erorilor obținute din rezultatele experimentale precum și parametri acesteia concordă cu estimațiile teoretice și deci, sunt reprezentative pentru întreaga populație, adică tot domeniul de măsurare*”.

Pentru verificarea acestei inferențe, în analiza datelor vom urma etapele de mai jos:

- a) formularea ipotezelor sau a coniecturilor;
- b) determinarea unor statistici de test corespunzătoare;
- c) calcularea acestor statistici pe baza datelor experimentale;
- d) compararea statisticilor de test empirice cu valori de prag predeterminate;
- e) formularea concluziilor cu privire la ipotezele originale.

Pentru prelucrarea statistică a rezultatelor am folosit programele *MATHCAD-7 Professional*, și *STATISTICA*, sub Windows 95.

4.1.2.2 Verificarea normalității rezultatelor experimentale

Majoritatea testelor statistice impun ca și condiție de aplicare, asumarea unei anumite distribuții pentru datele de analizat. Repartiția normală este cel mai frecvent folosită, ea fiind și o repartiție reală, [23]. Am considerat însă necesară verificarea prealabilă a unei astfel de supoziții pentru sporirea încrederii în rezultatele testelor aplicate.

Așadar am demarat analiza statistică a datelor printr-o *verificare a normalității rezultatelor*. Am considerat datele *categoriale*, fiecare categorie fiind reprezentată de o abscisă X_i . Pentru fiecă-

¹ Deși în calculele de estimare teoretică a parametrilor repartiției apriori erorile sistematice s-au presupus compensate, în prelucrarea rezultatelor experimentale ele nu sunt excluse!

² În sensul de decelabile prin rezoluția instrumentului.

³ Presupusă reprezentativă!

re din ele am considerat câte un eșantion format din valorile selecțiilor X_j corespunzătoare abscisei "i", astfel $X_i (x_{i,1}, x_{i,2}, \dots, x_{i,j}, \dots, x_{i,n})$, $n = 7$. Am presupus o distribuție normală a acestor valori în cazul fiecărei abscise și am verificat-o aplicând un *test de concordanță*¹ bazat pe o *statistică* χ^2 , [254], [14].

Întrucât valorile unui eșantion nu sunt grupate, ele au fost împărțite pe intervale de variație sau de clasă, de lungime d , aceasta fiind una din condițiile inițiale ale testului. Lungimea intervalului de grupare s-a calculat cu formula lui Sturges, [14], [186] :

$$d = \frac{x_{i, \max} - x_{i, \min}}{1 + 3.322 \cdot \lg n} \quad (4.1)$$

Statistica de test aleasă își propune să măsoare cât de mult se abat valorile observate de cele estimate. În condițiile ipotezei² $H_0 : x_i \in (X, \mu, \sigma)$, statistica de test se scrie:

$$Q = \sum_i \frac{(O_i - E_i)^2}{E_i} \quad (4.2)$$

unde O_i este numărul de rezultate $x_{i,j}$ care cad în intervalul de clasă I_i iar E_i este numărul de valori estimate, pentru același interval presupunând ipoteza de nul H_0 . Pentru un număr n de măsurători suficient de mare variabila Q se apropie foarte mult de o distribuție χ^2 . Criteriul de acceptare se formulează astfel:

$$P(\chi^2 \leq \chi^2_{\alpha}) < 1 - \alpha \quad \text{sau} \quad \chi^2 \leq \chi^2_{\alpha} = \chi^2_{1-\alpha, df} \quad (4.3)$$

unde df este numărul gradelor de libertate pentru distribuția χ^2 , iar $\alpha = 0,01$ este nivelul de încredere al testului. Datele observate O au fost demultiplicate mai întâi cu n ($n = 7$), pentru a produce probabilitățile empirice și apoi prin σ , astfel ca aria din fiecare interval de grupare corespunzătoare acelei probabilități să formeze o distribuție de probabilități. O concordanță bună între observații și estimări se realizează atunci când aria dreptunghiului dintr-un pas este o bună aproximare a ariei corespunzătoare de sub curba de repartiție, (vezi ANEXA I, pg. iii). În ANEXA-I sunt prezentate calculele testului aplicate eșantionului X_5 corespunzător abscisei $X_i = 50mm$ de pe axa deplasării.

Valoarea testului $\chi^2 = 7,841$, pentru un prag de semnificație $\alpha = 0,01$ verifică criteriul de acceptare (relația 4.3). Astfel $P(\chi^2 \leq \chi^2_{\alpha}) = 0,835 < 1 - \alpha = 0,99$ deci ipoteza de nul H_0 se acceptă, adică valorile $x_{i,j}$ obținute la măsurarea abscisei X_i *aproximează bine o distribuție normală*. În figura 4.1 sunt reprezentate grafic distribuția ipotetică și cea empirică. S-au reprezentat suplimentar *mediana* și *media selecției* ca măsuri ale așa-numitei "*tendințe centrale*".

Pentru o apreciere mai justă a normalității distribuției rezultatelor s-au folosit și indicatorii de abatere de la normalitate, adică *coeficientul de asimetrie* respectiv *exces*. Aceștia au fost calculați cu relațiile [186], [245]:

$$A_s = \frac{n \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^3}{(n-1) \cdot (n-2) \cdot S^3} \quad (4.4)$$

¹ În terminologie anglo-americană "a goodness-of-fit" test.

² Parametri distribuției normale μ și σ se consideră necunoscuți.

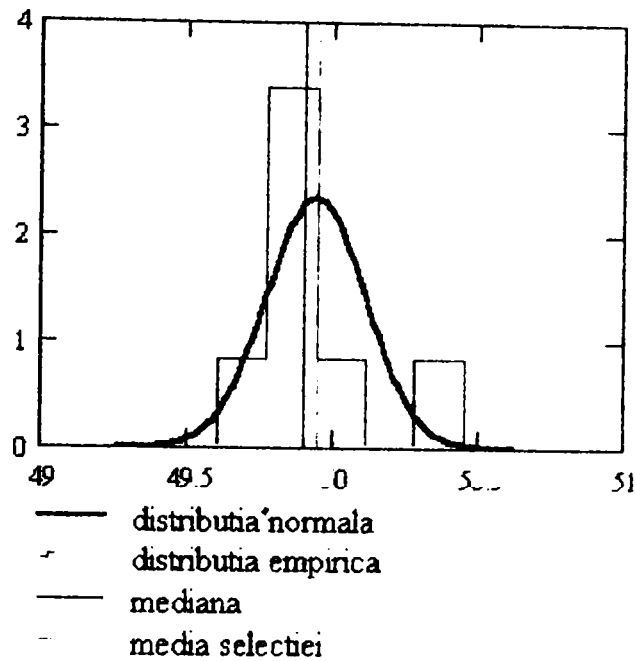


Figura 4.1 Testul de concordanță pentru verificarea normalității valorilor măsurate pentru abscisa $X_5 = 50mm$

și

$$E_x = \frac{n \cdot (n+1) \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})}{(n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3) \cdot S^4} - \frac{3 \cdot (n-1)^2}{(n-2) \cdot (n-3)} \quad (4.5)$$

unde S este abaterea medie pătratică de selecție. Valorile lor sunt date în Tabelul 4.4 de mai jos.

Abcisa	X_1	X_2	X_3	X_4	X_5	X_6	X_7	X_8	X_9	X_{10}
A_s	0,057	-0,329	-1,290	-0,088	1,174	0,850	1,030	-0,804	0,695	-0,227
E_x	-0,602	1,510	2,015	-0,717	1,587	-0,850	1,091	-0,762	-0,692	-0,172

Tabelul 4.4 Valorile coeficienților pentru asimetria și excesul curbelor de repartiție corespunzătoare eşantioanelor de valori asociate absciselor X_i .

După cum se știe valorile pozitive pentru A_s indică o asimetrie dreaptă iar cele negative o asimetrie a ramurii stângi a distribuției. Oricum valorile sunt foarte mici, majoritatea subunitare sau în jurul valorii 1, încât asimetriile sunt nesemnificative pentru toate abscisele X_i . Cele mai apropiate de o distribuție normală sunt rezultatele măsurătorilor pentru abscisele X_1 , X_4 și X_{10} .

La fel excesul E_x indică gradul de îndepărtare al curbei studiate față de cea normală astfel că valori $E_x > 0$ indică o caracteristică în exces sau *leptokurtică*, iar cele negative una mai plată sau *platycurtică*. Oricum și în acest caz valorile foarte mici indică abateri prea puțin semnificative de la

normalitate. Rezultatele care se abat cel mai mult corespund absciselor X_3 , X_5 și X_7 , lucru ușor de observat și pe reprezentările din ANEXA I, unde mediana de selecție este vizibil mai depărtată de media selecției. La fel situarea mediei în dreapta medianei în cazul abscisei X_5 sau X_7 indică tot o asimetrie dreaptă ca și coeficientul A_S , iar în cazul X_8 o asimetrie pe partea stângă. O confirmare grafică a valorilor coeficientului de exces a repartiției o oferă histograma frecvențelor absolute de distribuție, prin gradul de concentrare față de centru, (vezi ANEXA I, pag. viii, ix și x).

Așadar rezultatele testelor de până acum par să infirme o eventuală ipoteză alternativă:

$$H_1 : \text{ existența unei deplasări a centrului de grupare }''$$

care ar presupune acțiunea unei cauze sistematice în procesul de măsurare.

În analiza rezultatelor a fost folosit și un alt mod de a detecta abaterile de la normalitate, bazat pe o așa-numită "diagramă normală de probabilități". Aici fiecare valoare este reprezentată ca opusul valorii pe care ar avea-o dacă ar proveni de fapt dintr-o distribuție normală standard. Valorile normale presupuse, numite înregistrări sau trepte normale, pot fi estimate prin calcularea mai întâi a rangului înregistrărilor datelor sortate și formarea unui raport estimație pentru fiecare rang, după formula Van der Waerden [245]:

$$p_j = \frac{\text{rank}_j}{n+1} \tag{4.2}$$

unde "rank_j" este rangul de legătură corespunzător fiecărui element din șirul valorilor datelor ordonate în sens crescător. Dacă două sau mai multe elemente au aceeași valoare rangul se calculează ca media rangurilor corespunzătoare poziției lor în șir. Treptele normale sunt de fapt punctele corespunzătoare valorilor procentuale ale probabilităților cumulate, (quantile), dintr-o distribuție normală standard $N(p_j, 0,1)$. Dacă selecția sau eșantionul provin dintr-o distribuție normală, punctele reprezentării normale de probabilități vor părea că formează o linie aproape dreaptă.

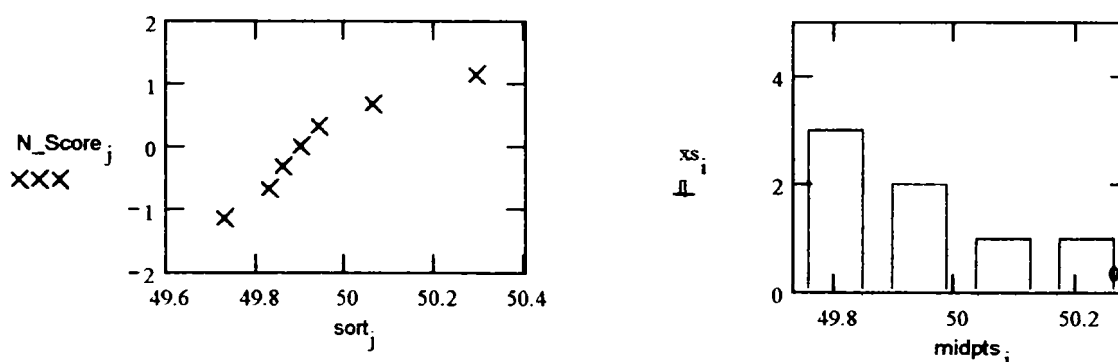


Figura 4.2 Diagrama treptelor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa $X_5 : 50mm$.

Rezultatele acestui test pentru abscisa X_5 sunt date în figura 4.2, iar pentru restul reperelor în ANEXA I, (pag. viii, ix și x).

4.1.2.3 Distribuția erorilor și caracteristicile ei

Scopul propriu-zis al studiului nostru este de fapt *verificarea inferenței statistice* formulate în § 4.1.2.1. În procesul de prelucrare a măsurătorilor sunt rare cazurile când se poate spune că se cunoaște valoarea adevărată a mărimii fizice și respectiv eroarea medie pătratică teoretică. Analiza anterioară asupra normalității repartiției rezultatelor nu a evidențiat prezența unor *erori sistematice* în șirul de măsurători, astfel că putem continua analiza erorilor sub premisa că datele sunt afectate doar de *erori întâmplătoare*. Oricum depistarea și eliminarea erorilor sistematice este practic foarte dificilă datorită multitudinii factorilor ce se interconstrâng în procesul fizic de măsurare [186].

De asemenea în rezultatele măsurătorilor afectate de erori variabile care apar sub forma unor dependențe liniare sau pătratice se constată în general o tendință de mărire a abaterilor observate pe măsură ce ne îndepărtăm de originea citirilor [123], lucru remarcat și în evoluția valorilor experimentului I și anticipat în analiza estimativă a erorilor din § 3.2.6. Motivul este cunoscut, *efectul cumulativ al erorilor în măsurările digitale care folosesc rețele de măsură incrementale*.

În consens cu teoria măsurărilor, încadrăm experimentul în cazul unui instrument nou de măsură, folosit pentru prima oară, pentru care ne propunem să estimăm dispersia erorilor pe care acesta le dă. Acest lucru se face măsurând de mai multe ori un reper a cărui dimensiune o cunoaștem cu o anumită precizie, în ipoteza că erorile aparatului au o *distribuție aproximativ normală, centrată pe zero*. Datele supuse analizei sunt erorile aparente $e_{ij} = (x_{i,j} - x)$, unde $i = 0, \dots, 10$ și $j = 0, \dots, 6$, calculate din rezultatele experimentale, ("DATA-ERR_1").

Primul test aplicat, "*testul mediilor*", urmărește să verifice validitatea ipotezei conform căreia am considerat pentru erori o valoare medie apriori $H_0: \mu_0 = 0$. Abaterea medie pătratică σ se presupune necunoscută. Testul s-a aplicat pentru fiecare abscisă X_i în parte. Pentru statistica de test am considerat variabila t , [187], [188]:

$$t = \frac{\sqrt{N} \cdot (\bar{e}_i - \mu_H)}{S_{N_i}} \quad (4.7)$$

unde \bar{e}_i este media erorilor aparente corespunzătoare eșantionului X_i , iar $\mu_H = \mu_0$ valoarea medie ipotetică a erorilor, N este numărul valorilor dintr-un eșantion iar S_{N_i} eroarea medie pătratică corespunzătoare eșantionului considerat, calculată cu formula de mai jos:

$$S_{N_i} = \sqrt{\frac{\sum_j (e_{i,j} - \bar{e}_i)^2}{N - 1}} \quad (4.8)$$

Această statistică urmează o distribuție *Student t* cu $N-1$ grade de libertate. Ea convine mai mult decât una de tip χ^2 datorită numărului mic de valori N disponibile și în plus pentru că este centrată pe zero, fiind și cea mai apropiată de una normală. *Criteriul de acceptare al testului* considerând un nivel de semnificație $\alpha = 0,01$, a fost formulat astfel:

$$\left| P(t_{0,N-1} = t_{\alpha,N-1}) - 0,5 \right| < \frac{1 - \alpha}{2} \quad (4.9)$$

Am folosit o *repartiție cu două cozi* pentru care s-au calculat cele două valori critice C_0 și C_1 , ($C_1 = -C_0$) pe baza funcției de distribuție a probabilităților cumulative inverse. Rezultatul testului pentru eșantionul corespunzător abscisei X_5 este dat în figura 4.3.

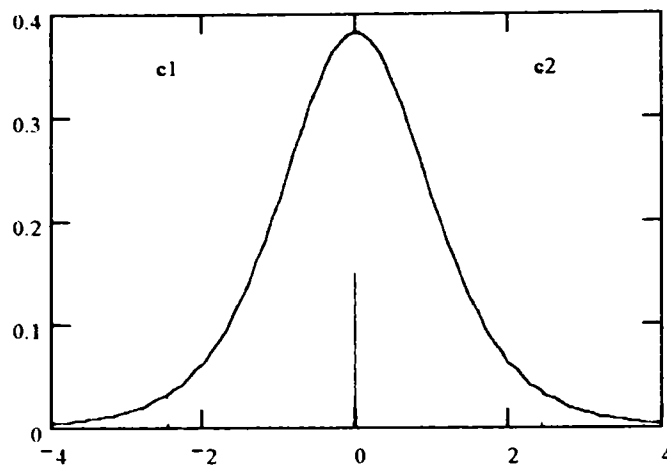


Figura 4.3 Testul mediei pentru abscisa X_5 cu $p = 95\%$

Rezultatele testului pentru celelalte abscise sunt cuprinse în *ANEXA II*, (pag. ii și iii). Toate reprezentările grafice confirmă tendința de centrare pe valoarea medie $\mu = 0$, a distribuției erorilor în cazul fiecărui eșantion.

În continuare am aplicat un test pentru analiza dispersiei erorilor, [2]. Este tot un test parametric și este firesc să fie folosit după o analiză prealabilă a mediei, întrucât cei doi parametri împreună, determină complet cele mai multe distribuții de probabilitate, inclusiv pe cea normală. Testul considerat verifică ipoteza de nul:

$$H_0: \sigma^2 \geq \sigma_0^2 \quad \text{sau} \quad H_0: \sigma \geq \sigma_0$$

scrisă în termeni de varianță sau abatere standard. Am preferat această ipoteză în locul uneia de forma $\sigma^2 = \sigma_0^2$, întrucât presupunem că o dispersie de selecție este afectată de mult mai mulți factori decât cei considerați la estimarea teoretică și este de așteptat să fie mai mare sau cel mult egală cu aceasta. Oricum pentru estimarea parametrului σ se vor folosi alte teste mai complexe, cu un grad sporit de verosimilitate.

Condițiile de aplicare a testului presupun pentru valorile selecției o distribuție aproximativ normală și nu impun cunoașterea neapărată a mediei. Statistica de test folosită pentru verificarea dispersiei erorilor este:

$$\chi^2 = \frac{1}{\sigma_{0i}^2} \cdot \left[\sum_j (e_{i,j} - \bar{e}_i)^2 \right] \quad (4.10)$$

unde $e_{i,j}$ sunt valorile erorilor aparente corespunzătoare eșantionului X_i , \bar{e}_i valoarea lor medie, iar σ_{0i}^2 dispersia teoretică corespunzătoare, calculată cu relația 3.70. Această variabilă urmează o distribuție χ^2 cu $N-1 = 6$ grade de libertate. Și aici criteriul de acceptare se poate formula în termeni de probabilități cumulate în funcție de un nivel de încredere α , astfel:

$$P(\chi^2_{\alpha, N-1} \geq \chi^2_{0, N-1}) > \alpha \quad (4.11)$$

Pentru abscisa X_5 , luată ca referință și pentru testele anterioare, se obține o valoare a testului $\chi^2 = 6,346$ mai mare decât valoarea critică $c = 0,872$ astfel că ipoteza inițială H_0 se verifică. Diagrama din figura 4.4 confirmă și ea concluziile testului.

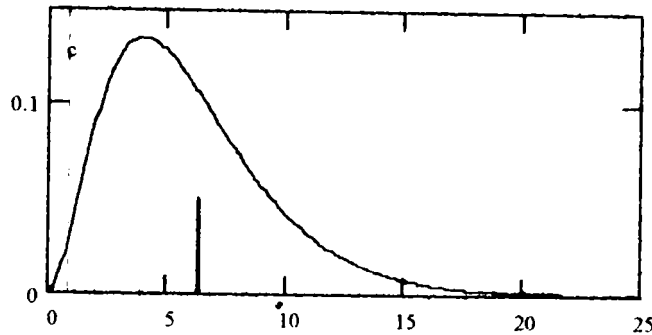


Figura 4.4 Testul dispersiei erorilor la măsurarea abscisei X_5 : 50mm.

Aplicând consecvent testul și pentru celelalte eșantioane de valori constatăm că în toate cazurile ipoteza de nul $H_0: \sigma^2 \geq \sigma_0^2$ se confirmă. Aceste rezultate pot fi consultate în ANEXA II, (pag. iv, v și vi).

Rezultatele încurajatoare ale acestui test au condus la folosirea unui test cu două nivele de semnificație (o repartiție cu două “cozi”) pentru estimarea parametrului σ , eroare medie pătratică. În aceste condiții pe lângă ipoteza de nul $H_0: \sigma = \sigma_0$, formulăm și o ipoteză alternativă $H_1: \sigma \neq \sigma_0$ unde σ_0 este estimarea teoretică dată de formula 3.70.

Statistica de test se poate scrie astfel:

$$\chi^2 = \frac{(N-1) \cdot S_i^2}{\sigma_{0_i}^2} \quad \text{cu} \quad S_i = \sqrt{\frac{N}{N-1} \cdot \sum_j (e_{i,j} - \bar{e}_i)^2} \quad (4.12)$$

S_i fiind abaterea standard de selecție pentru eșantionul i . Pentru abscisa X_5 rezultatele sunt exprimate de reprezentarea din figura 4.5.

În consecință ipoteza alternativă este rejectată, întărind convingerea că *estimarea teoretică σ_0 este corectă*. Ea se confirmă și în cazul celorlalte repere măsurate, (vezi ANEXA II, pag. vii, viii și ix). Doar în cazul absciselor X_2 și X_7 valorile testului indică pentru erori abateri situate la limita stângă a intervalului de încredere, adică valori mult mai mici decât cele estimate.

Pentru confirmare au fost calculate intervalele de încredere și reprezentate prin vectorii coloană $L(i)$ și $U(i)$ din ANEXA II, (pag. ix, x). Acestea acoperă cu o probabilitate $p = 90\%$ estimarea teoretică σ_0 a abaterii medii pătratice a erorilor de măsurare.

În vederea sporirii încrederii în rezultatele testelor mediilor și ale dispersiilor s-au mai folosit și unele *teste neparametrice* precum *testul de contingență* și *testul ANOVA*.

Să ne reamintim că rezultatele măsurătorilor precum și valorile corespunzătoare ale erorilor aparente sunt de fapt niște *date categoriale* ele fiind grupate pe coloane reprezentând valori

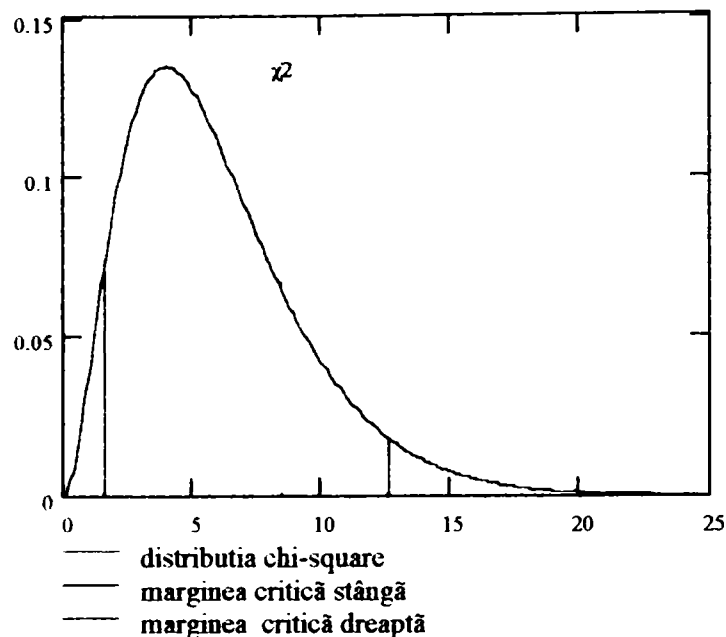


Figura 4.5. Testul deviației standard pentru abscisa X_5 .

asociate câte unui reper (abscisă), înregistrat pe axa deplasării. Dispunerea pe linii reprezintă în schimb serii de măsurători independente, repetate în condiții identice, ale aceluiași reper. O analiză globală a acestor date se impune totuși pentru a evidenția posibile interdependențe care să ateste prezența unor influențe sau cauze exterioare, neanticipate în faza estimăției teoretice apriorice.

În acest sens *testul de contingență* își propune verificarea unei ipoteze de genul:

H_0 : “clasificarea erorilor după seriile de măsurători este independentă de asocierea lor după abscisele X_i ”.

De fapt, este tot un test χ^2 folosit împreună cu tabela de contingență. Fiind neparametric el nu presupune asumarea unor condiții inițiale pentru selecție, decât că valorile conținute sunt aleatoare. Statistica de test va fi tot una asemănătoare cu cea folosită în § 4.1.2.2 la testul de verificare a normalității datelor experimentale:

$$\chi^2 = \sum_j \sum_i \frac{(O_{j,i} - E_{j,i})^2}{E_{j,i}} \tag{4.13}$$

Aici valorile expectate $E_{i,j}$ se calculează pe baza unei table de probabilități unde fiecare $p_{i,j}$ reprezintă probabilitatea de situare a datelor într-o celulă $c_{i,j}$ (intersecția unei *categorii linie* cu o *categorie coloană*) în condițiile de asumare a *independenței de dispunere categorială a datelor*¹. Calculele și rezultatul testului pot fi urmărite detaliat în *ANEXA II*, (pag. x, xi și xii), precum și în figura 4.6.

¹ Întrucât testul este prin excelență dezvoltat pe probabilități, am folosit ca date matricea valorilor absolute ale erorilor aparente.

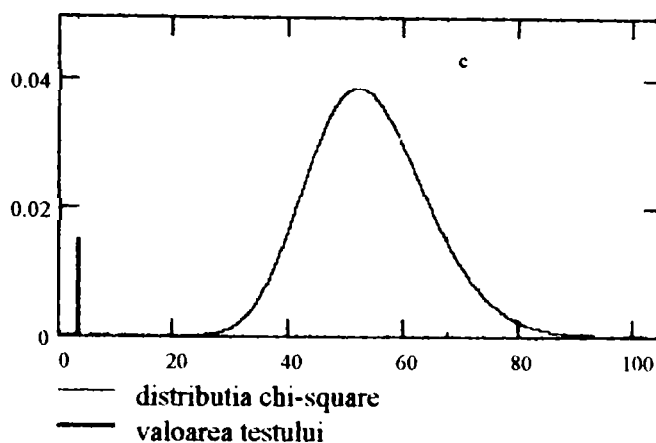


Figura 4.6 Testul de contingență pentru erori.

În concluzie constituirea datelor în șiruri reprezentând selecții ale unor serii de măsurători repetate nu are nici o legătură cu gruparea lor după abscisele X , reperate în timpul deplasării liniare.

Concluzii similare se pot desprinde și din următorul test aplicat. Testul *ANOVA cu doi factori*¹ se bazează tot pe o analiză a dispersiei valorilor observate, [2]. Formulăm doi factori posibili de interes, A (sau "selecție") și respectiv B (sau "abscisa") care ar putea determina gruparea datelor pe serii de măsurători respectiv pe abscise reperate într-o serie. Prin ipoteză presupunem independența celor doi factori, care exclude apriori o eventuală interacțiune a lor. De fapt această supoziție a fost confirmată prin testul anterior de contingență. Se calculează apoi mediile pe coloane și pe linii și media totală pe coloane, respectiv linii, iar în final dispersiile acestora tot pe coloane și linii. Statistica de test se construiește pe baza unui raport care compară dispersia valorilor asociate factorului de interes (intergrupuri) cu dispersia totală din cadrul grupărilor:

$$F_{\text{selecție}} = \frac{\left(\frac{SSB_{\text{selecție}}}{dfB_{\text{selecție}}} \right)}{\left(\frac{SSW}{dfW} \right)} \quad \text{și} \quad F_{\text{abscisa}} = \frac{\left(\frac{SSB_{\text{abscisa}}}{dfB_{\text{abscisa}}} \right)}{\left(\frac{SSW}{dfW} \right)} \quad (4.14)$$

unde SSB și SSW au semnificația din ANEXA II, (pag. xii) iar $dfB_{\text{selecție}}$, respectiv dfB_{abscisa} și dfW sunt gradele de libertate ale unei distribuții de tip F pe care o urmează variabilele $F_{\text{selecție}}$ și F_{abscisa} .

Cei doi factori de influență se testează independent în condițiile ipotezelor inițiale:

H_0 : "dispersia erorilor nu este afectată de gruparea lor pe abscise, sau erorile de măsurare au aceeași dispersie indiferent de abscisa X_i ";

H_0 : "între seriile de măsurători repetate, (selecții) nu există diferențe semnificative"

¹ Cunoscut și sub numele de "Two-way ANOVA test" este de fapt o extensie a testului inițial ANOVA (sau One-way ANOVA), [245].

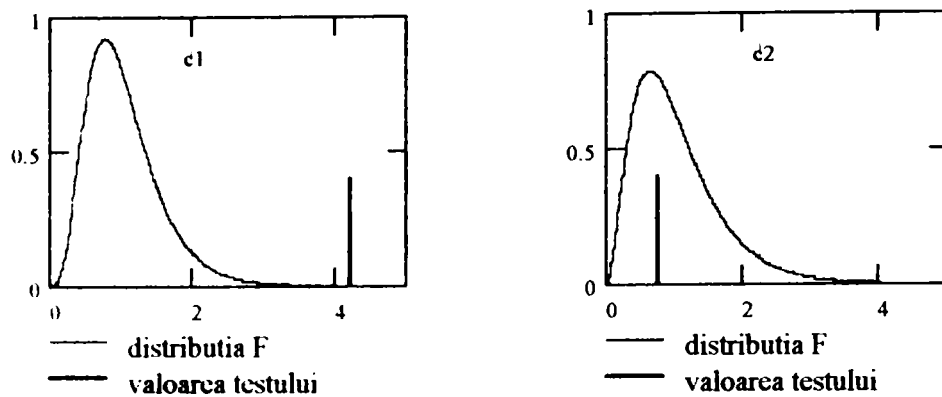


Figura 4.7 Testul *Two-way ANOVA* a) testul dispersiilor pentru factorul *B* (“*abscisa*”); b) testul dispersiilor pentru factorul *A* (“*selecție*”).

După cum se vede și din *ANEXA II* (pag. xiv) și din figurile 4.7 a) și b) rezultatele testului infirmă ipoteza asociată factorului de influență *B* (“*abscisa*”). Așadar dispunerea erorilor după abscise trădează **existența unei legități de variație respectiv o dependență funcțională de poziția reperului X_i în timpul măsurării deplasării.**

Și această concluzie precum și certificarea inexistenței unor diferențe semnificative între și-rurile de măsurători, ambele **exclud prezența unor potențiale cauze sistematice care să afecteze în mod considerabil rezultatul măsurării.**

4.1.3 VERIFICAREA DEPENDENȚEI DINTRE ERORI ȘI DEPLASARE

4.1.3.1 O posibilă corelarea a erorilor

Am continuat analiza datelor încercând să determin o asociere statistică între erorile din și-rurile de măsurători repetate S_0, \dots, S_6 și deplasarea Δx . Pentru a înlesni o corespondență directă, pe baza relațiilor deduse pentru estimațiile teoretice ale dispersiei și deviației standard, am asociat un vector $NL_i = nr_linii$; astfel încât o deplasare Δx_i să fie convertită într-un număr corespunzător de linii de front detectate de senzorul de imagine *CCD* în timpul scanării riglei de măsură. Ținând cont și de perioada de divizare P a rețelei incrementale această corespondență se poate formula astfel¹:

$$NL_i = \left\lceil \frac{\Delta x_i}{P} \right\rceil, \quad i = 0, \dots, 10 \quad (4.15)$$

Valorile calculate ale acestui vector pentru o deplasare $\Delta x_i \in [0, \dots, 100mm]$ se găsesc în *ANEXA III*, (pag. i). Ca măsură a corelației posibile dintre seriile de măsurători S_j ($j = 0, \dots, 6$) și

¹ Unde prin $\lceil E(x) \rceil$ am considerat partea întregă a valorii expresiei $E(x)$.

deplasarea Δx_i prin intermediul vectorului NL_i am folosit covarianța perechilor (S_i, NL_i) . Întrucât valorile celor doi vectori sunt perechi, estimarea covarianței s-a făcut cu ajutorul relației, [186].

$$Cov(S_i, NL_i) = \frac{1}{k} \cdot \sum_{i=1}^k (x_i - \bar{x}) \cdot (NL_i - \overline{NL}), \quad k = 10 \quad (4.16)$$

Pentru coeficientul de corelație ρ s-a folosit estimarea de selecție, *coeficientul Pearson*, [121], [187]:

$$\rho(S_i, NL_i) = \frac{\sum_{i=1}^k (x_i - \bar{x}) \cdot (NL_i - \overline{NL})}{\sqrt{\sum_i (x_i - \bar{x})^2} \cdot \sqrt{\sum_i (NL_i - \overline{NL})^2}} \quad (4.17)$$

Rezultatele sunt date în *ANEXA III*, (pag. i). În cazul seriilor S_0 și respectiv S_5 atât valorile covarianței cât și ale coeficientului de corelație par să indice o oarecare dependență între erorile aparente rezultate din măsurători și deplasare, $\rho_0 = -0,480$, $cov_0 = -0,329$, respectiv $\rho_5 = +0,375$, $cov_5 = +0,305$. Însă în cazul S_0 este negativă în timp ce la selecția S_5 este pozitivă. Valori mai reduse se înregistrează pentru seriile S_1 și S_3 iar în rest sunt ne semnificative, aproape nule. Este totuși dificil de a trage niște concluzii rezonabile doar pe baza acestor indicatori, știut fiind că de multe ori între variabile poate exista o corelație semnificativă chiar dacă coeficientul de corelație este mic, iar pe de altă parte o corelație puternică ($\rho \approx 1$) nu implică automat și o cauzalitate ci doar o simplă legătură direcțională, [187].

În schimb reprezentările grafice sunt de multe ori mai intuitive și mai expresive. Autorul a folosit diagrame ale împrăștierii valorilor e_{ij} ale erorilor de măsurare în funcție de deplasare și constată că acestea concordă foarte bine cu concluziile desprinse din calculele anterioare. (vezi *ANEXA III*, pag. i). Astfel pentru seria de măsurători S_0 , unde corelația negativă, destul de consistentă, indică o tendință de scădere (negativare) a erorilor odată cu deplasarea, reprezentarea grafică indică fără echivoc aceeași comportare pentru erori. La fel și în cazul S_5 , dar cu o creștere în sens pozitiv. Restul diagramelor nu par să trădeze vreo dependență liniară în acest sens.

Dacă analizăm însă relația 3.70 intuim o posibilă dependență liniară între dispersia erorilor și deplasare prin intermediul lui NL , numărul liniilor de front detectate. Reluând calculele privind corelația în cazul dispersiei, obținem un coeficient foarte bun $\rho_0 = 0,837$ care confirmă o posibilă relație între cele două mărimi.

4.1.3.2 Modelul de regresie liniară pentru dispersia erorilor

Rezultatele analizei anterioare indică deci o corelație bună din punct de vedere statistic între dispersia erorilor și numărul liniilor de front detectate NL_i . Cu ajutorul *regresiei* încercăm să găsim o relație sau un set de ecuații care să ajute la explicarea legăturii. Întrucât estimările apriorice indică o dependență liniară, căutăm să formulăm mai întâi un model bazat pe o *regresie liniară simplă*:

$$Y_i = \beta_0 + \beta_1 \cdot X_i + \varepsilon_i \quad (4.18)$$

unde variabila dependentă Y reprezintă valorile dispersiei erorilor la măsurarea fiecărei abscise, iar variabila predictoare X_i corespunde numărului liniilor de front detectate, asociat fiecărei deplasări

Δx_i . Termenii ε_i își propun să “acopere” variațiile aleatoare ale modelului, [121], [198], iar β_0 și β_1 sunt parametri specifici ai regresiei.

Pentru modelul selecției vom folosi în schimb ecuația:

$$y_{estm_i} = b_0 + b_1 \cdot x_i + e_i \tag{4.19}$$

unde b_0 și b_1 sunt estimații ale parametrilor β_0 și β_1 , în “sensul celor mai mici pătrate”¹, iar e_i reprezintă erorile reziduale pentru regresie.

Calculați pe baza *ecuațiilor normale ale regresiei*

$$b_1 = \frac{\sum_i (x_i - \bar{x}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sum_i (x_i - \bar{x})^2}$$

si (4.20)

$$b_0 = \bar{y} - b_1 \cdot \bar{x}$$

parametri regresiei au valorile $b_1 = 0,0063$ și $b_0 = -0,0072$, iar estimația regresiei este reprezentată în figura 4.7, (vezi și ANEXA III, pag. iii, iv).

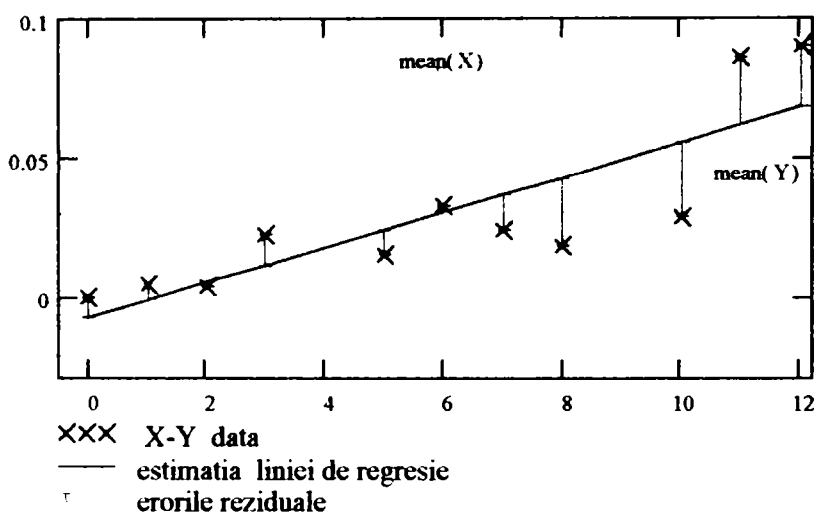


Figura 4.7 Modelul regresiei liniare pentru dispersia erorilor

După cum se vede din figura de mai sus, modelul liniar de selecție pare să fie o bună aproximare pentru dispersia erorilor și vine să confirme *anticipația teoretică de model* din §3.2.6. În același timp împrăștierea reziduurilor e_i reprezentată în ANEXA III, (pag. v), nu oferă indicii de corelare, aceasta fiind și una din condițiile esențiale de acceptare a modelului de regresie, [245].

¹ Coeficienții b_0 și b_1 sunt în acest sens “*cei mai buni estimatori liniari, obiectivi*” întrucât dau dispersia minimă pentru erorile ε_i , [14], [121].

4.1.3.3 Verificarea ipotezelor modelului liniar

În mod normal orice descriere de model își asumă anumite ipoteze. Înainte ca modelul statistic să poată fi folosit el însuși pentru verificarea unor ipoteze ori pentru predicție, este important a se vedea dacă presupunerile sau condițiile modelului fundamental sunt corecte, [200]. În cazul nostru deoarece modelul de selecție se “potrivește” bine cu datele experimentului, pentru acceptarea lui se impune deci verificarea *conjecturilor primare*, [198]. Acestea se formulează astfel

- a) valorile medii ale variabilei dependente Y sunt funcții liniare de X ;
- b) singurele valori aleatoare ale modelului sunt termenii eroare ε_i ;
- c) diferențele dintre observații sunt necorelate, în plus pentru fiecare X dat valorile ε_i sunt normal distribuite, cu media $\mu=0$ și dispersia σ^2 constantă.

Întrucât datele sunt liniare ipoteza a) se verifică, iar b) este confirmată și ea de reprezentarea împrăștierii reziduurilor pe care nu se poate discerne un model anume, (vezi ANEXA III, pag.v). Verificarea condițiilor b) și c) se face de fapt prin investigarea estimațiilor erorilor, respectiv reziduurilor e_i . Deoarece este mai ușor să interpretezi amplitudinea reziduurilor standardizate, vom folosi pentru analiză reziduurile e_i divizate printr-o estimație a deviației standard a erorilor, notată “ $se_{e(e)}$ ”, (vezi ANEXA III, pag v), și definită ca mai jos:

$$se_{e(e)} = \sqrt{\frac{\sum_i e_i^2}{n-2}}, \quad n = 0, \Lambda, 6. \quad (4.21)$$

Folosind și o altă estimație¹ uzuală pentru deviația reziduurilor individuale e_i :

$$\frac{1}{\frac{se_{e(e)}}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{1}{n} + dist_i\right)\right]}}}, \quad \text{unde} \quad dist_i = \frac{1}{n-1} \cdot \frac{(x_i - \bar{x})^2}{D(x)} \quad (4.22)$$

obținem reziduurile standardizate “ajustate” (sau “student-izate”) care sunt mai precise în sensul că ele înregistrează punct cu punct diferențele în dispersia erorilor. Împrăștieria acestor reziduuri în funcție de variabila de predicție X este reprezentată în figura 4.8 și ANEXA III, (pag.v, vi). Se poate constata ușor că aceste puncte sunt dispersate aleator pe verticală față de media ipotetică $\mu_{II} = 0$. Diferențele sunt minime între cele două reprezentări. Același rezultat îl produce și reprezentarea reziduurilor față de estimația regresiei.

În schimb condiția privind constanța dispersiei reziduurilor se pare că nu este satisfăcută întrucât se remarcă o creștere a amplitudinii lor de stânga la dreapta, deci odată cu deplasarea. Prin urmare *înregistrăm o primă violare a ipotezelor modelului liniar*.

¹ Această estimație ajustează oarecum distanța sau “influența” între fiecare valoare a lui X_i și media valorilor X .

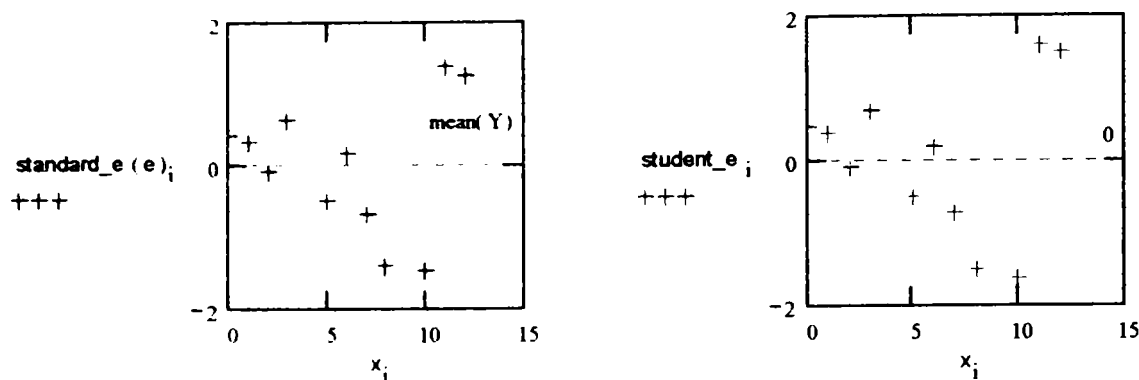


Figura 4.8 Verificarea ipotezei privind caracterul aleator al reziduurilor e_i : a) pentru reziduurile standard; b) pentru reziduurile student.

În ce privește corelația reziduurilor, am întreprins o analiză bazată pe *statistica Durbin-Watson*, [121], vezi *ANEXA III*, (pag. vi). Dacă termenii eroare adiacenți din modelul de regresie sunt necorelați, atunci valoarea statisticii DW va fi apropiată de 2. În cazul nostru s-a obținut o valoare < 2 , respectiv $DW = 1,307$, ceea ce indică o corelație adiacentă pozitivă. Din păcate această statistică nu poate detecta corelațiile de ordin superior (neadiacente). Oricum acest tip de corelații în mod normal nu pot exista fără o corelație adiacentă între erori. Constatăm că din nou constrângerile modelului fundamental nu sunt îndeplinite.

Verificarea *normalității distribuției reziduurilor* am lăsat-o la urmă pentru că este sensibilă la unele violări ale presupunerilor inițiale ale modelului printre care și faptul că dispersia erorilor nu este constantă, cum este și cazul nostru. Pentru testul de normalitate am folosit tot o diagramă de probabilități, respectiv diagrama scorurilor normale ca în § 4.1.2.2. Rezultatul testului din *ANEXA III*, (pag. vi), indică totuși o dispunere aproximativ liniară pentru valorile înregistrărilor normale, care confirmă astfel normalitatea distribuției reziduurilor.

În concluzie putem rezuma pe baza investigațiilor statistice efectuate până acum că, valorile selecției se potrivesc bine pe un model liniar de regresie care stabilește o dependență între dispersia erorilor de măsurare ale absciselor X_i și deplasare. Apoi, constrângerile inițiale ale modelului sunt în mare măsură satisfăcute, cu excepția constanței dispersiei reziduurilor și a necorelării lor. Chiar dacă statistica DW , uzual ia valori între 0 și 4, iar valoarea 2 indică o necorelare clară, valoarea $DW = 1.307$ nu poate fi ignorată din acest punct de vedere.

În astfel de cazuri analiza statistică acceptă efectuarea unor *transformări asupra datelor inițiale* ("neprelucrate") încât acestea să se poată conforma cât mai bine restricțiilor fundamentale ale modelului, [199]. Așa de pildă violările privind erorile ε_i pot fi uneori corectate prin transformarea variabilei dependente Y . În situația de față dacă analizăm atent dispersia erorilor cu deplasarea și în același timp variația mediei valorilor absolute ale erorilor cu deplasarea, observăm că există o dependență clară, în ambele cazuri, de variabila de predicție X^1 . Pe de altă parte o creștere a amplitudinii erorilor explică o variație în același sens pentru dispersie, ce poate fi exprimată ca o dependență funcțională de forma:

$$\sigma^2 = f(\bar{y}) \tag{4.23}$$

O transformare care ar satisface relația:

¹ În sensul că ambele cresc funcție de abscisa X_i .

$$\frac{dT(y)}{dy} = \frac{c}{\sqrt{f(y)}} \quad (4.24)$$

unde c este o constantă, va produce un termen eroare ε_i cu o dispersie aproape constantă, [198]. Integrând relația (4.24) obținem expresia transformării $T(y)$:

$$T(y) = 2 \cdot \sqrt{y} \cdot \frac{c}{\sqrt{k}}, \quad \text{unde } f(y) = k \cdot y \quad (4.25)$$

care se poate simplifica la:

$$T(y) = \sqrt{y}, \quad \text{dacă luăm } c = \frac{\sqrt{k}}{2} \quad (4.26)$$

Aplicând această transformare valorilor variabilei y , obținem pentru reziduurile standardizate, *stabilizate*, reprezentările de mai jos, figura 4.9, (vezi și ANEXA III, pag vii):

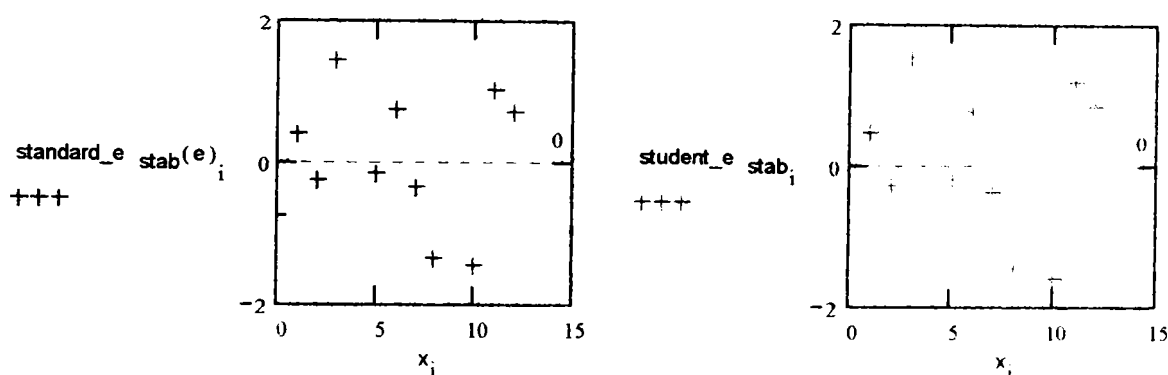


Figura 4.9 Împrăștierea reziduurilor stabilizate : a) pentru reziduurile standard; b) pentru reziduurile student.

Comparativ cu situația din figura 4.8, acestea indică acum o dispersie constantă față medie. În plus dacă recalculăm statistica Durbin-Watson obținem $DW = 1,823$, (vezi ANEXA III, pag. viii), valoare mult mai apropiată de 2, care indică o corelație adiacentă foarte slabă.

În concluzie transformarea $T(y)$ aplicată variabilei dependente y a apropiat mai mult aceste date de modelul liniar de regresie, ridicând cele două violări ale restricțiilor inițiale ale modelului. Acum nu mai există temeri asupra dependenței liniare dintre dispersia erorilor și deplasare, prin NL_i , numărul de linii de front detectate.

Investigațiile pot continua cu formularea unor noi inferențe pentru parametri regresiei β_0 și β_1 respectiv estimațiile lor b_0 și b_1 . Se poate încerca și o regresie multiplă¹ considerând și alți factori de influență, [2], [121]. Având însă în vedere că aceste rezultate au fost produse doar de un

¹ Spre exemplu una de tip polinomial, vezi [114],

model experimental, în primă fază, ne putem declara satisfăcuți de o aproximare destul de bună prin estimăția de selecție a modelului.

4.1.3.4 Aproximarea curbei de variație pentru abaterea standard a erorilor experimentale

Toate investigațiile din paragraful anterior au urmărit de fapt confirmarea unei dependențe liniare, sau aproape liniare, între dispersia erorilor și deplasare, așa cum se anticipase și în estimațiile teoretice din § 3.2.6, cu scopul de a găsi apoi cele mai bune aproximații pentru legea de variație a parametrului σ . În ANEXA IV, (pag. i), s-a încercat o reprezentare comparată a estimației teoretice a deviației standard, cu cea experimentală folosind o *interpolare liniară* a valorilor selecției și una *spline-cubică*¹. În ambele cazuri curbele de interpolare urmăresc destul de bine variația ipotetică.

O aproximare și mai bună s-a obținut însă prin *metoda celor mai mici pătrate*² folosind funcția:

$$f(x) = a + b \cdot \sqrt{x} \quad (4.23)$$

cu parametri $a = 0$ și $b = c_1$, unde:

$$c_1 = \frac{1}{6} \cdot \sqrt{S_m^2 + \frac{3 \cdot d^2}{k^2}} \quad (4.24)$$

adică $c_1 = 0,073$, valoare calculată pe baza relației 3.70 și a datelor inițiale ale experimentului privind parametri P , S_m , d și k , (vezi figura 4.10 și ANEXA IV, pag. ii).

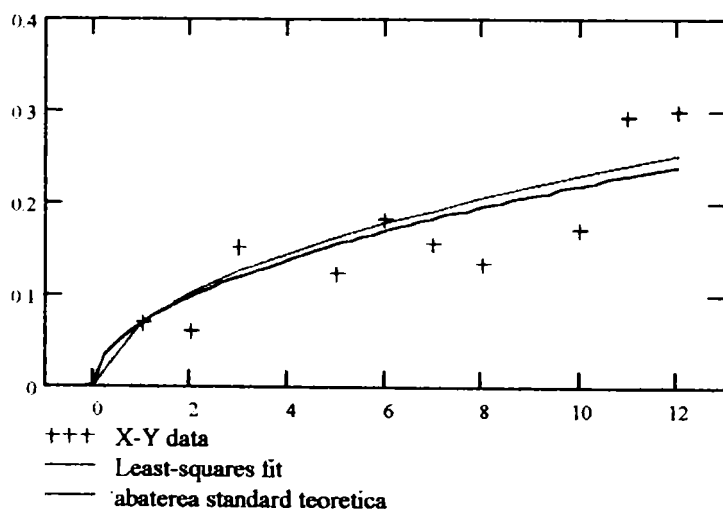


Figura 4.10 Aproximarea deviației standard prin regresie generalizată cu funcția Mathcad *linfit*.

¹ S-au folosit funcțiile Mathcad proprii, *cspline* și *interp*. Funcția *cspline* determină o curbă care trece printr-un set de puncte astfel încât prima și a doua derivată a curbei să fie continuă în fiecare din aceste puncte. Pentru oricare 3 puncte adiacente se construiește un polinom de grad 3 care trece prin toate aceste puncte. Curba completă se obține prin asamblarea tuturor segmentelor astfel calculate. [245].

² Regresie generalizată, folosind funcțiile Mathcad *linfit* și *genfit*. [245].

Cele mai bune rezultate au fost obținute însă tot printr-o regresie generalizată, dar folosind în locul unei modelări liniare una care se bazează pe rezolvarea iterativă a unui sistem de ecuații neliniare, format din derivatele parțiale ale funcției de aproximare (4.23), în raport cu parametri a și b . Rezultatele sunt reprezentate atât în figura 4.11, cât și în ANEXA IV, (pag. iii).

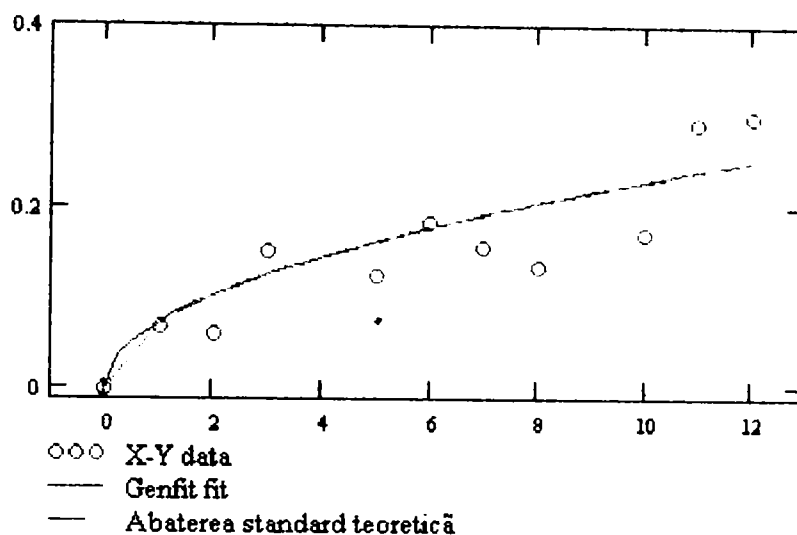


Figura 4.11 Aproximarea abaterii standard a erorilor prin regresie generalizată cu funcția Mathcad *genfit*.

Conchidem că estimăția teoretică σ , pentru abaterea standard a erorilor de măsurare în experimentul I, este corectă. Deci putem afirma că relația 3.70 exprimă legea de variație a parametrului σ , care caracterizează distribuția erorilor, la măsurarea deplasării prin metoda de scanare fotoelectrică cu senzori CCD a riglelor optice incrementale.

4.1.3.5 Predicția dispersiei erorilor și intervalul de predicție

Când ecuația de regresie aproximează bine datele, ea poate fi folosită pentru predicția valorilor variabilei dependente Y din intervalul considerat, sau chiar din afara lui, în cazul extrapolării. Autorul a calculat câteva valori pentru abscise exterioare domeniului experimental, ele fiind înregistrate în tabelul de mai jos:

Nr. linii front (deplasare)	12 linii (100mm)	31 linii (250mm)	62 linii (500mm)	125 linii (1m)	250 linii (2m)
σ_1^2 estimatie	0,063	0,164	0,327	0,660	1,319
σ_1^2 predicție	0,068	0,188	0,383	0,779	1,566

Tabelul 4.5 Valorile dispersiei erorilor obținute prin extrapolare pe baza ecuației de regresie.

Se poate constata că ele sunt destul de apropiate de valorile estimate pe baza relației 3.70. Diferențele se accentuează pentru abscisele mai îndepărtate (1m, 2m). Oricum o astfel de extra-

polare este puțin riscantă, deoarece relația de regresie s-ar putea să nu-și mai mențină valorile pentru parametri săi, în afara domeniului folosit în estimarea făcută.

Chiar și în cadrul domeniului de măsură experimental predicțiile punctuale pot varia de la un eșantion la altul. Aceste variații se exprimă sub forma unor *intervale de predicție*¹ care asociate, pentru întregul domeniu, devin *benzi de predicție*. Calculul și reprezentarea lor sunt date în ANEXA IV, (pag. iv și v).

4.1.3.6 Efectul factorului k asupra abaterii standard a erorilor de măsurare

Analizând expresia estimăției pentru abaterea standard σ din relația 3.70, se poate intui ușor că coeficientul k , de mărire al sistemului optic, constituie un factor de influență. Dependența se poate exprima astfel:

$$\sigma_1 = C_1(k) \cdot \sqrt{n}$$

unde

(4.25)

$$C_1(k) = \frac{1}{6} \cdot \sqrt{S_m^2 + \frac{3 \cdot d^2}{k^2}}$$

Reprezentarea grafică din figura 4.12 indică o variație semnificativă a “constantei” $C_1(k)$ pentru valori ale parametruului k situate în intervalul $[0,5, \dots, 1,5]$, vezi și ANEXA IV (pag. v).

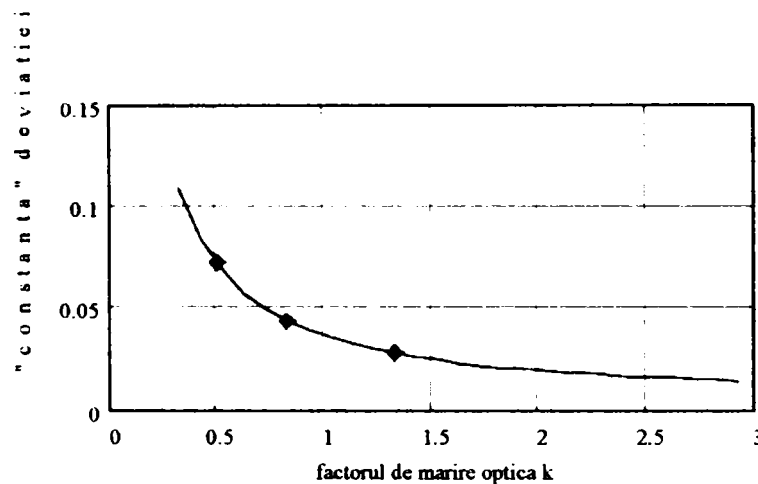


Figura 4.12 Dependența deviației standard de factorul k

Asta înseamnă că o valoare supraunitară² pentru k , poate reduce abaterea medie pătratică a erorilor de măsurare. Reducerea apare consistentă pentru valori ale lui k de până la 1,5 maximum 2.

Această concluzie este aparent contradictorie cu opinia formulată în § 3.2.6.2 potrivit căreia o imagine micșorată îmbunătățește calitatea flancurilor fantelor, deci reduce contribuția microasperităților datorate prelucrărilor mecanice, la eroarea totală de măsurare.

¹ Asemeni intervalelor de încredere!

² Adică imaginea fantelor rețelei incrementale apare mărită pe suprafața senzorului CCD.

Efectul factorului k a fost testat și experimental. Astfel, după cum a fost precizat și la începutul capitolului § 4.1.1, s-au făcut măsurători pentru trei valori $k_1=0.5$, $k_2=0.8$ și $k_3=1.33$. Rezultatele măsurătorilor în cazul k_2 și k_3 sunt conținute în Tabelul 4.2 și 4.3, iar în ANEXA IV (pag. vi), sunt calculate erorile aparente și deviațiile standard ale acestora. Atât de aici cât și din diagrama din figura 4.13, se poate constata o reducere clară a erorilor cu creșterea lui k .

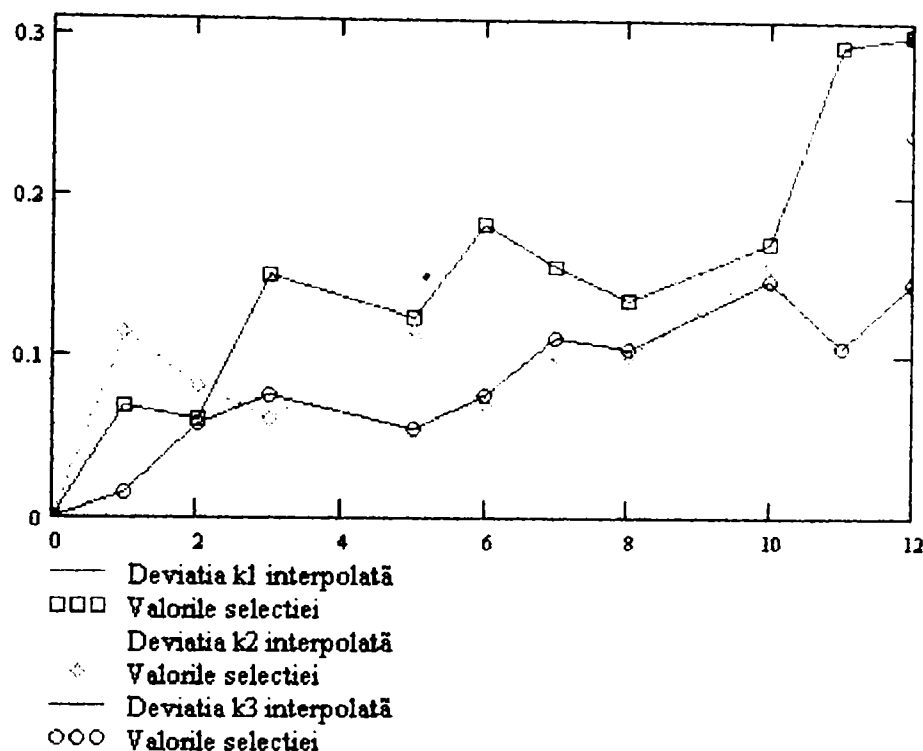


Figura 4.13 Dependența abaterii standard a erorilor de măsurare de factorul k de mărire optică.

În continuare, pentru o ilustrare cât mai “expresivă” a variației erorilor de măsurare ale experimentului I în ansamblu, (adică toate cele 7 serii de măsurători), autorul a folosit o reprezentare plană ($2D$), sub formă de contururi sau curbe de nivel și alte două reprezentări $3D$, una ca o suprafață de interpolare a punctelor reprezentând erorile și alta sub formă de coloane proporționale cu amplitudinea erorilor de măsurare ale fiecărei abscise, (vezi ANEXA IV, pag. vii).

Toate reprezentările țin cont și de semnul erorilor în ele putându-se recunoaște ușor curbele de variație și repartitia erorilor pe serii de măsurători și pe abscise.

4.1.4 CONCLUZIILE EXPERIMENTULUI I

În primul rând acest experiment și-a propus verificarea unei soluții tehnice, din punct de vedere funcțional. În al doilea rând, prin analiza rezultatelor de măsurare înregistrate a urmărit verificarea în condiții de lucru reale a unor ipoteze apriori formulate, relativ la posibila influență și afectarea cu erori a rezultatelor.

Apoi, investigațiile statistice ce au urmat experimentului propriu-zis au căutat să demonstreze normalitatea distribuției datelor experimentale și să determine estimări cât mai verosimile pentru parametri acesteia, anume media μ și abaterea medie pătratică σ . Principalul obiectiv al

analizei l-au constituit erorile de măsurare, tipul lor, legea de variație, eventuale corelații sau interdependențe cu alți factori, prezența sau nu a erorilor sistematice. Toate testele efectuate în acest sens au pornit de la condiții inițiale, sau premise formulate pe baza considerațiilor teoretice, respectiv anticipației de model din § 3.2.6. S-au folosit teste specifice analizei statistice a datelor experimentale, iar rezultatele lor au fost în majoritate dublate de reprezentări grafice confirmative, (ANEXELE I, II, III și IV). Concluzia finală se poate exprima astfel: “*inferența statistică formulată în § 4.1.2.1 se confirmă în totalitate*”, adică “*repartiția erorilor obținute din rezultatele experimentale precum și parametri acestora concordă cu estimările teoretice și deci sunt reprezentative pentru întreaga populație, adică tot domeniul de măsurare*”.

4.2 EXPERIMENTUL II

4.2.1 Datele tehnice ale experimentului

Autorul și-a propus să testeze și *metoda de scanare fotoelectrică prin evaluarea mediată a deplasării*, dezvoltată în §3.2.5. Pentru o raportare cât mai ușoară la metoda testată anterior, au fost menținute majoritatea condițiilor din primul experiment. Adică, s-a folosit același element fotosensibil (CCD-TSL 214), deci $d = 0,125\text{mm}$, și același sistem optic cu $k = 0,5$. În schimb rigla optică de măsură a avut perioada de divizare $P = 2\text{mm}$, însă cu aceeași calitate a realizării, apreciată prin $S_m = 0,05\text{mm}$. Acum pe aria fotosensibilă a CCD-ului ($A = 8\text{mm}$), se proiectează simultan $4 \times P$ pași de divizare.

Electronica de decodare și evaluare a fost modificată în conformitate cu noul algoritm de prelucrare a informației rezultate prin scanarea fotoelectrică, § 3.2.5.2. Derularea experimentului a fost similară cu a celui precedent. Adică, într-o deplasare liniară pe o distanță de 100mm s-au înregistrat valorile punctuale a 10 abscise. Și în acest caz măsurătorile au fost reluate în condiții identice, reținându-se câte 7 valori pentru fiecare abscisă reperată în timpul deplasării, (vezi ANEXA V, pag. i, “DATA-EXP_2”).

4.2.2 Analiza rezultatelor

Rezultatele măsurătorilor au fost supuse unor investigații statistice, cu intenția relevării unei *îmbunătățiri semnificative a măsurării prin reducerea dispersiei erorilor*, respectiv a abaterii medii pătratice.

Așadar au fost calculate noile valori pentru deviația empirică σ_{2exp} pentru fiecare abscisă X_i în parte și comparate cu cele rezultate în experimentul I, (vezi ANEXA V, pag. i). De asemenea s-au calculat și valorile globale ale principalilor parametri ai unei distribuții statistice, media, mediana, dispersia și abaterea standard. Aceste valori sunt prezentate sintetic, prin raportare la experimentul I, tot în ANEXA V, (pag. i). În toate cazurile noile valori sunt mai bune decât cele de referință, inclusiv reprezentarea grafică din figura 4.14 confirmă nivelul mai scăzut al erorilor din experimentul II.

Într-adevăr, anticipam o scădere a amplitudinii erorilor în condițiile unei evaluări mediate. Este interesant de verificat însă dacă se confirmă și raportul de reducere estimat, adică de $r_{estim} = \sqrt{2n-1}$ ori, în cazul nostru $r_{estim} = \sqrt{7}$. Pentru aceasta am procedat la aplicarea unui test dezvoltat pe o statistică de tip F , prin compararea dispersiilor erorilor obținute din cele două experimente de măsurare. Vom aplica testul separat în condițiile a două ipoteze de nul distincte:

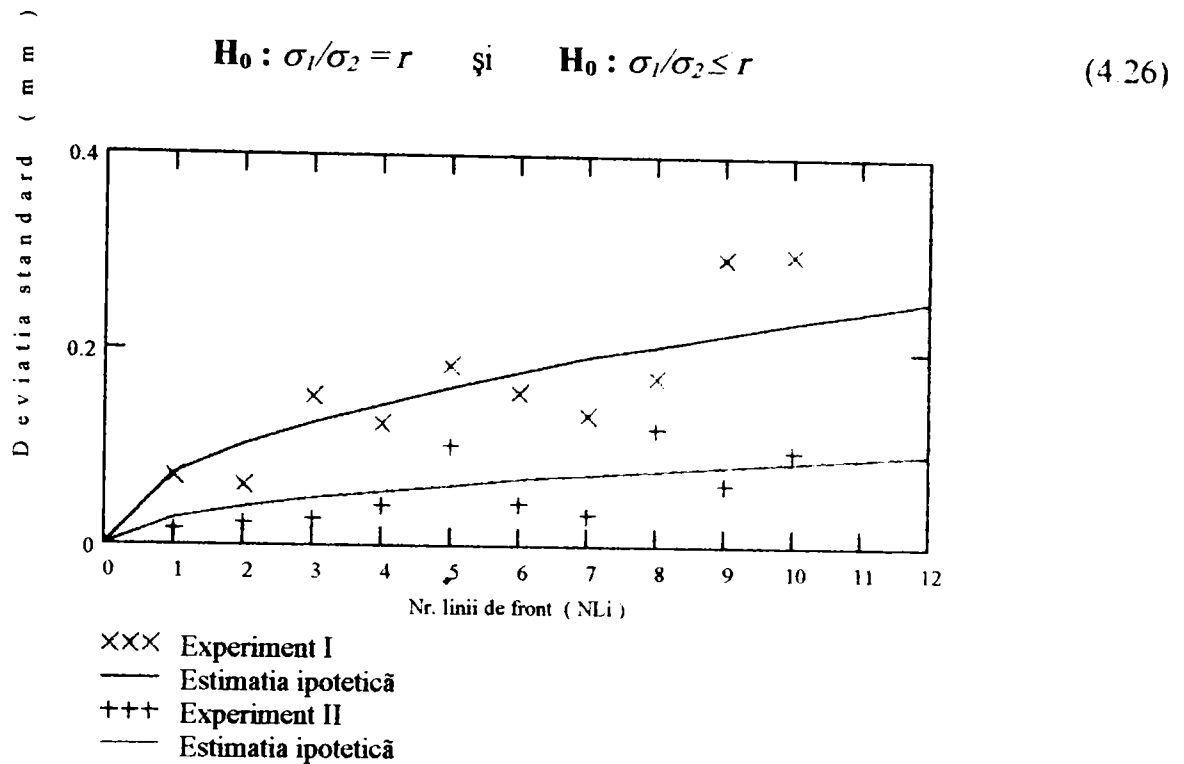


Figura 4.14 Abaterea standard de selecție a erorilor în cele două experimente.

Pentru ambele cazuri folosim o statistică de test:

$$F = \frac{\left(\frac{s_1^2}{\sigma_1^2} \right)}{\left(\frac{s_2^2}{\sigma_2^2} \right)} = \frac{1}{r^2} \cdot \frac{s_1^2}{s_2^2} \quad (4.27)$$

care urmează o distribuție de tip F cu $(n_1 - 1)$ grade de libertate la numărător și $(n_2 - 1)$ grade de libertate la numitor, s_1 și s_2 sunt estimații de selecție pentru deviație iar σ_1 și σ_2 estimațiile a priori calculate. Rezultatele testului în cele două cazuri pentru un nivel de semnificație $\alpha = 0,1$ sunt date în ANEXA V, (pag. ii și iii).

Urmărind simultan valorile testului $F(i)$, calculate pentru fiecare abscisă, cu valorile logice de adevăr ale criteriilor de acceptare pentru cele două ipoteze de nul, constatăm că acestea sunt rejectate pentru abscisa X_0 și X_3 în primul caz, și pentru X_3 și X_9 în al doilea caz. Rezultatele sunt confirmate și de reprezentările grafice corespunzătoare, (vezi tot ANEXA V, pag. iii). Pentru abscisa X_0 acest rezultat deși corect, este nerelevant, el fiind produs tocmai de valoarea 0 atribuită originii deplasării.

Reluarea testului pentru un alt prag de semnificație $\alpha = 0,05$ sau ($p=0,95$) face ca prima ipoteză să fie acceptată acum în toate cazurile, iar a doua ipoteză să fie rejectată și acum în cazul abscisei X_3 , rezultate confirmate de altfel și grafic, (vezi ANEXA V, pag. iv).

În aceste condiții ipoteza $H_0 : \sigma_1/\sigma_2 = r$ pare mai plauzibilă, deși în condițiile reale ale experimentului se anticipa mai degrabă ipoteza $H_0 : \sigma_1/\sigma_2 \leq r$. Rezultatul este deci deosebit de favorabil și confirmă și de această dată anticipația teoretică de model. Prin urmare, metoda de evaluare

prin medierea deplasărilor produce într-adevăr rezultate mai bune decât precedentă, de $r_{estim} = \sqrt{7}$ ori.

Și pentru acest experiment autorul a încercat câteva reprezentări 3D, gen “suprafețe de eroare”, unind puncte distribuite spațial, reprezentând erorile de măsurare ale absciselor din cele 7 serii de măsurători repetate. Astfel s-au reprezentat descompuse pe intervale de măsurare (X_0-X_6) și (X_7-X_{10}), suprafețele originale (MZ) și corespondentele lor obținute prin *interpolare spline bi-dimensională (FIT)* în cele două experimente, (vezi ANEXA V, pag. iv și v).

Se observă că în cazul experimentului II limitele de “încadrare” ale suprafețelor de eroare sunt cuprinse între $-0,2 \div +0,2mm$, față de experimentul I unde sunt mai largi $-0,4 \div +0,5mm$.

4.2.3 Concluziile experimentului II

Experimentul II este o reluare în condiții de lucru identice a precedentului experiment. Principiul de măsurare este același, diferențe înregistrându-se doar în metoda de evaluare a deplasării. În esență, la o deplasare Δx_i , sunt scanati simultan $n=4$ pași de divizare ai rețelei incrementale, înregistrându-se prin acumulare $(2n-1) = 7$ măsurători¹. Rezultatul produs este însă o medie aritmetică a celor 7 înregistrări și așa cum se estima prin analiza făcută în §3.2.5.1, este mai precis decât valorile măsurării luate singular.

Analiza rezultatelor experimentului a confirmat pe deplin estimările modelului de anticipație. Astfel media de selecție a erorilor de măsurare este de 3 ori mai mică decât în experimentul I, dispersia erorilor de 5,4 ori, iar abaterea medie pătratică de 2,5 ori².

Condițiile de lucru identice pentru cele două experimente au constituit premisa investigațiilor statistice care urmăreau să confirme raportul ipotetic $r = \sigma_1 / \sigma_2 = \sqrt{2n-1}$, presupus pentru deviațiile standard ale erorilor de măsurare din cele două cazuri. Deși se anticipa un raport $r' = \sigma_1 / \sigma_2 \leq r$, dat fiind condițiile și starea de model experimental, pentru instrumentul de măsură, rezultatele testelor statistice au confirmat chiar valoarea ipotetică a raportului r . Aceasta se datorează în bună parte *efectului atenuator al medierii asupra factorului aleator în producerea erorilor, cât și compensării dispersiilor în sensibilitate și în dispunerea geometrică a pixelilor CCD-ului.*

4.3 ALTE TESTE

Asupra datelor experimentale s-au efectuat și câteva teste cu programul specializat “STATISTICA”, (vezi ANEXA V, pag. vi și vii). S-a urmărit în primul rând relevarea diferențelor dintre seriile de măsurători repetate precum și posibile corelații între acestea și între valorile adiacente în particular.

Testele aplicate au fost teste generale tip ANOVA/MANOVA bazate pe analiza dispersiei datelor categoriale, ce folosesc în special distribuții χ^2 și F . Atât testele parametrice cât și cele neparametrice au confirmat că diferența dintre seriile de măsurători este nesemnificativă din punct de vedere statistic, concluziile fiind similare cu cele din § 4.1.2.3, (testul de contingență și testul ANOVA - “two-way”).

¹ În intervalul celor 4 perioade T se produc de fapt 7 cicluri de măsură, fiind reperate $(2n-1)$ flancuri de fante, (vezi § 3.2.5.2).

² Referirea s-a făcut la valorile globale ale acestor parametri, menționate și în ANEXA V, (pag. i).

Pentru corelații s-au efectuat testele “*Multiple Matrix Correlation*”, *Friedman ANOVA* și *Kendal correlation coeficient*. În toate cazurile s-a obținut un rezultat foarte apropiat de valoarea 1, ($\geq 0,90$) ceea ce demonstrează că există o corelație perfectă a datelor grupate pe serii de măsurători.

Aceste concluzii, chiar dacă nu aduc nimic în plus față de rezultatele anterioare obținute sub *Mathcad*, în schimb întăresc încrederea în validitatea lor, ele fiind produse de un program specializat în acest sens.

4.4 CONCLUZIILE FINALE ALE EXPERIMENTELOR ȘI TESTELOR STATISTICE

Atât confirmările experimentului I cât și ale celui de al doilea au în mod firesc o participare aditivă, neexclusivă, la ceea ce autorul încearcă să numească “concluzii finale”. La acestea se mai pot adăuga doar câteva elemente.

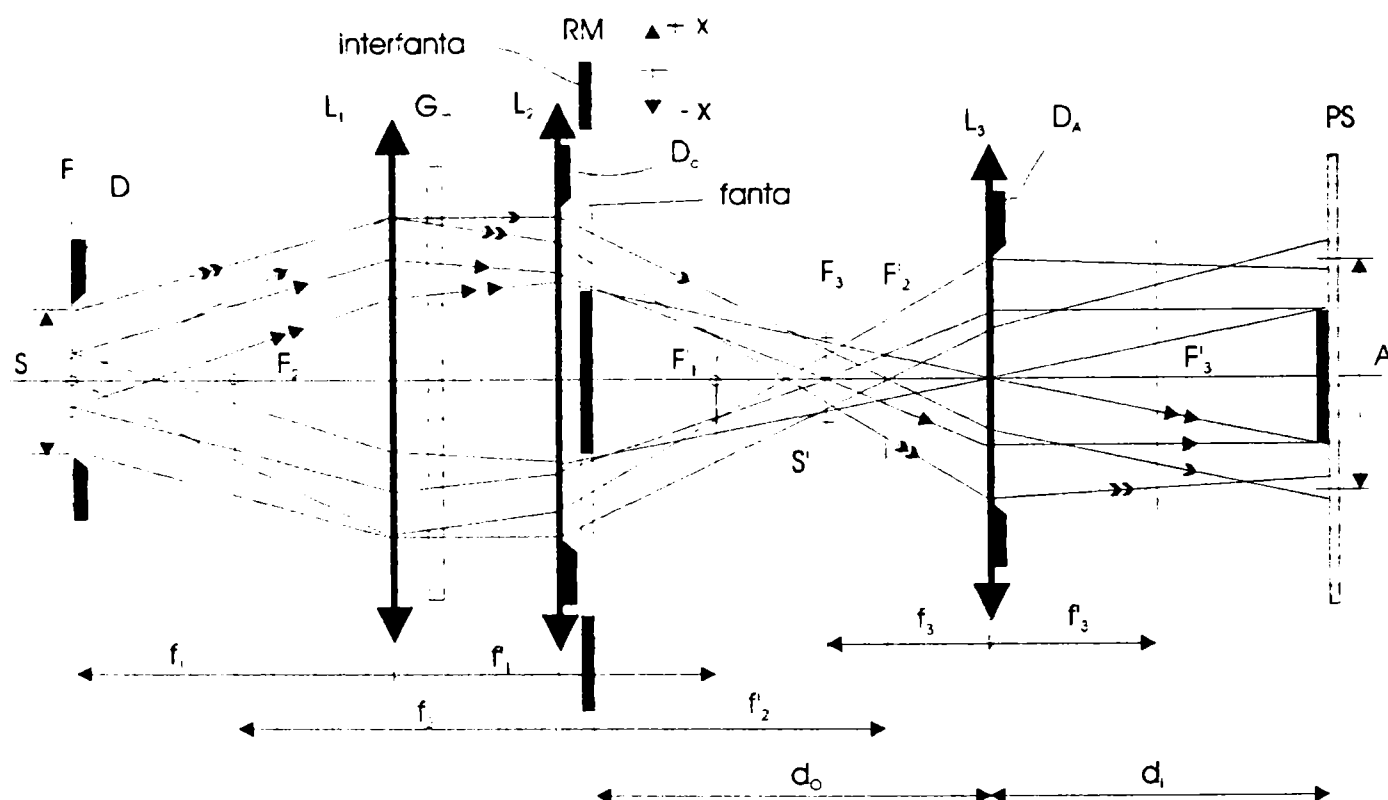
Deși modelul a fost doar unul experimental, nicidecum un prototip, el a confirmat de la început prin rezultatele obținute, că aceste metode de scanare fotoelectrică cu senzori optici liniari, tip *CCD*, pot fi implementate ușor și permit rezoluții și precizii superioare traductoarelor optice clasice. În ciuda efectului cumulativ al erorilor de măsurare datorat în principal procedurii incremental de evaluare a deplasării, și care de obicei limitează domeniul la $250\text{-}500\text{mm}$, valorile de predicție ale deviației standard estimate pentru abscise de 1m și chiar 2m , nu diferă foarte mult de valorile calculate pe curba teoretică, și nici nu urmează o legitate simplă aditivă.

În plus, pentru aplicațiile cu pretenții de precizie ridicată metoda scanării cu evaluare mediată a deplasării oferă o reducere consistentă a erorilor compensând chiar și anumite deficiențe ale senzorului, cum ar fi neuniformitatea sensibilității fotoelementelor componente și imprecizia de spațiere, care afectează de obicei liniaritatea măsurării.

4.5 ALTE CONFIRMĂRI ALE MODELULUI EXPERIMENTAL

4.5.1 Câteva considerații ale sistemului optic și eventuale reconsiderări

Cele două variante de traductor a) *prin metoda din § 3.2.3*, (experiment I) și respectiv b) *prin metoda din § 3.2.5*, (experiment II), au folosit sistemul optic din figurile 1 și 2, (ANEXA VI, pag. i). El a fost configurat după schema optică din figura 4.15, detalii constructive suplimentare ale bancului optic fiind date în ANEXA VI, pag. vi.



Legenda :

D_i - diafragma iluminare
 G_m - geam mat
 D_c - diafragma de câmp
 D_A - diafragma de apertură

RM - rigla de masura
 PS - placa senzor CCD
 A - arie fotosensibila CCD
 S - camp sursa de lumina

Figura 4.15 Schema optică a traductorului incremental cu senzor optic CCD.

În esență este o schemă de diaproiector tipică, folosită frecvent în proiecția rețelelor incrementale precum și a discurilor codate pe suprafața fotoreceptoarelor. Sursa de lumină de mărime S situată în planul focal obiect al lentilei convergente L_1 formează prin sistemul condenser L_1/L_2 imaginea micșorată S' în planul focal al obiectivului L_3 . Am urmărit prin aceasta realizarea unei propagări telecentrice în spațiul imagine, cu o divergență cât mai redusă și utilizând în ace-

lași timp cât mai mult din fluxul luminos emis. În plus lentilele L_2 și L_3 sunt lentile diafragmate ce limitează câmpul luminos la cadrul ariei fotosensibile A , a CCD-ului.

Așadar, chiar în condițiile reale ale unui stigmatism aproximativ, acceptat, am încercat să îmbunătățim cât mai mult calitatea imaginii fantelor rețelei de măsură conferind fascicolului luminos caracteristici paraxiale (în aproximația lui Gauss), prin folosirea unor lentile cu distanțe focale mari pentru L_1 și L_2 , ($f_1=f_2=106\text{mm}$) și aplicarea diafragmării pentru L_2 și L_3 .

Pentru ajustarea abaterilor axiale am avut în vedere posibilitatea efectuării a două reglaje independente:

- deplasarea obiectului (RM) pe axa sistemului lenticular, pentru realizarea *măririi optice liniare*, k ;
- deplasarea fină a "ecranului" (PS), pentru asigurarea *netității imaginii*, (vezi șurub de reglaj, poziția 14 din desen banc optic, ANEXA VI, pag. v).

Controlul operațiilor de *punere la punct* a sistemului optic este înlesnit de blocul electronic de afișare care dispune de 5 indicatoare cu diode LED care semnalizează în orice moment starea iluminării pixelilor $P_0, P_{16}, P_{32}, P_{48}$ și P_{63} din compunerea CCD-ului, (vezi ANEXA VI, fig. 2 și schema electronică din ANEXA VII, pag. 4/8). Acestea permit încadrarea ușoară a imaginii unei perioade de divizare a rețelei de măsură sau a $n \times P$ perioade, în cazul metodei de evaluare a deplasării prin mediere ($n=4$), în perimetrul fotosensibil A , al CCD-ului.

Geamul mat G_m , (fig. 4.15), servește la reducerea efectului azimutal dat de proiecția imaginii filamentului becului. Rezultate comparabile în *omogenizarea* sursei de lumină se pot obține în anumite condiții prin utilizarea unui condensator dioptric cu o aberație sferică reziduală, [29], [107], sau prin amplasarea unei oglinzi sferice reci cu centrul de curbura suprapus cu centrul sursei, [135].

Pentru calculul aproximativ al distanțelor d_o și d_i (*distanță obiect* și *distanță imagine*) am folosit formula clasică a sistemelor optice cu lentile subțiri, cazul în care dau imagini reale, [38].

Calitatea imaginii fantelor rețelei incrementale este neândoios determinantă pentru precizia măsurării. Apreciată în principal prin cele trei caracteristici testate uzual, *stigmatismul*, *planeitatea* și *ortoscopicitatea*, imaginea dată de sistemul optic conceput satisface pretențiile impuse de finețea discretizării unei perioade P , (64 cuante). Astfel aberațiile cromatice concretizate în *dispersia focarelor* afectează prea puțin răspunsul electric al senzorului de imagine (CCD-ul), acesta dispunând de o sensibilitate spectrală centrată pe lungimea de undă $\lambda = 750\text{nm}$ a radiației luminoase, spre capătul roșu al spectrului vizibil, (ANEXA IX, pag. 8).

De asemenea, fenomenele datorate difracției sunt nesemnificative în condițiile unor rate de divizare de ordinul *mm*-lor ($P_1=8\text{mm}$, $P_2=5\text{mm}$, etc.), pentru rețeaua de măsură, știut fiind că acestea se produc doar într-un unghi solid redus, când lățimea fantei devine comparabilă cu lungimea de undă a radiației incidente, [38]. În plus fiecare deschidere individuală a rețelei acționează la rândul ei ca fantă și produce o estompere a spectrelor de interferență de ordin superior.

Efectul penumbrei este și el minimizat prin reglajele de ajustare optică a netității imaginii fantelor, cu atât mai mult cu cât fluxul luminos incident pe suprafața CCD-ului este apoi convertit binar cu dispozitive electronice de comutare cu prag, (comparatoare cu ieșire digitală).

Analiza semnalelor obținute pe baza înregistrărilor răspunsului electric al senzorului optic (CCD), efectuate cu un osciloscop cu conversie analog / digitală HAMEG-tip HM 305-2, a relevat faptul că fenomenele menționate mai sus nu sunt sesizabile în cazul scanării imaginii rasterului cu pixeli de lățime $d=0,125\text{mm}$, (CCD-TSI 214). Ba mai mult, răspunsul electric al acestuia permite chiar urmărirea deplasării unui front de lumină în interiorul suprafeței unui fotoelement, (vezi oscilograma *tidccd-04*, și oscilogramele *tidccd-09* și *tidccd-10* din ANEXA

VIII). Detalii suplimentare despre experimentul prin care au fost obținute aceste semnale sunt date în §4.5.4.

De fapt ideea de bază a metodelor de scanare optică cu CCD este de a lăsa rezoluția măsurării pe seama puterii de discretizare a senzorului optic, (prin numărul pixelilor dintr-o linie), rata divizării riglei de măsură fiind astfel aleasă încât să nu mai constituie o limitare pentru precizia și costul realizării acesteia.

Se reduc astfel și multe din exigențele impuse sistemului optic. Acesta ar putea fi deci realizat industrial în variante miniaturale, integrate sau hibride, care să conțină și componenta senzitivă și sursa de lumină, folosind microlentile și ghiduri de lumină, ori fibra optică, [47], [62], [101], [117], [36.Web], [39.Web]. Nivelul tehnologiilor actuale permite chiar realizarea în tehnică integrată a întregului sistem de măsură, [113]. Rezultatul ar fi un microsenzor optoelectronic de deplasare foarte fiabil, cu preț de cost scăzut, ușor interfațabil sau compatibil direct cu sistemele de procesare digitală, [57], [88].

În concluzie, sistemul optic conceput și realizat de autor și-a propus doar furnizarea unei imagini calitativ acceptabile pentru nivelul de rezoluție al CCD-ului folosit, care să permită verificarea metodelor de scanare prezentate și a corectitudinii algoritmilor de decodificare a informației extrase din CCD. Din punctul de vedere al teoriei măsurărilor trebuia să asigure verificarea legității de variație a erorilor formulate anticipat și confirmarea sau infirmarea estimațiilor parametrilor statistici ai modelului aprioric al erorilor. De aceea el a fost gândit într-o configurație flexibilă, ușor adaptabil ambelor metode de scanare experimentate, care să permită și efectuarea unor teste specifice senzorului optic, CCD-ului.

4.5.2 Aspecte funcționale și de configurare a blocului electronic

Electronica traductorului este concentrată pe două plăci experimentale, așa după cum se poate vedea și din figura 2, ANEXA VI, pag. i, placa de bază fiind în format EUROCARD simplu ($110 \times 160 \text{mm}^2$). Componentele integrate și cele discrete sunt montate în socluri, iar conexiunile sunt realizate în tehnică *wire-wrap*. În principal s-au folosit componente digitale în tehnologie T^2L și CMOS din seria comercială SN 74xx și CD 4xxx. Întregul bloc electronic a fost conceput să lucreze cu o unică sursă de tensiune $V_{DD} = V_{CC} = 5V$.

Structurarea lui pe subansambluri funcționale este prezentată în schema bloc din ANEXA VII, pag. 1-8. Ea a fost astfel gândită încât cu modificări minime să poată fi folosită pentru testarea ambelor metode (din §3.2.3 și §3.2.5). Doar logica de procesare, de fapt implementarea algoritmului de decodificarea a informației extrase din CCD într-un ciclu de măsură, este specifică fiecărei metode în parte. Însă metoda de evaluare a deplasării prin mediere (§3.2.5) impune suplimentar un divizor cu n , n fiind numărul de cicluri de măsură efectuate simultan într-un ciclu propriu-zis, ($n=7$, în experiment II).

Celelalte subansambluri și anume, generatorul semnalelor proprii CCD-ului (SI și CLK , conform specificațiilor tehnice din ANEXA IX), cititorul informației A_{j-1} stocate în CCD în intervalul $(j-1, j)$ în procesul de măsurare și circuitul care separă informația din cele două momente consecutive, respectiv biții de informație $a_{i,j-1}$ și $a_{i,j}$, la fel și circuitele de afișare digitală, sunt comune pentru ambele variante de metodă.

Schemele circuitelor pentru logica de procesare sunt aceleași cu cele prezentate în figura 3.9, (pag. 52) și descrise în §3.2.3.2, pentru prima metodă de scanare optică și respectiv figura 3.18 și §3.2.5.3 pentru metoda medierii deplasărilor. La fel ca și în figura 3.9, schema logică din ANEXA IX, pag. 5-8, folosește reprezentarea sub standardul ANSI-IEEE 11984, prevalându-se de

avantajele modularizării și ierarhizării compunerii simbolurilor circuitelor logice, în timp ce pentru metoda din §3.2.5 s-a folosit reprezentarea clasică, desfășurată pe două pagini pag. 6/8 și pag. 7/8, ANEXA VII.

“Citirea” datelor din CCD, însemnând de fapt o conversie a ieșirii analogice a acestuia (AO) în format binar, a fost realizată cu un comparator neinversor cu histerezis, de precizie ridicată, realizat cu două comparatoare LM 339 având ieșirile conectate printr-o configurație logică de tip bistabil RS. Ieșirile comparatoarelor fiind compatibile TTL, nivelul ridicat de tensiune a fost asociat nivelului logic H, iar cel coborât, de 0V, nivelului logic L. Fixarea tensiunilor de prag de comutare V_{pH} și V_{pL} , s-a făcut prin raportare la valorile tipice, precum și la cele minime respectiv maxime, ale nivelelor de tensiune ale ieșirii analogice (AO) a CCD-ului, în condiții de iluminare medie peste toți pixelii respectiv întuneric sau negru pe fiecare pixel, $V_{AO(W)}$ și $V_{AO(D)}$, (vezi ANEXA IX, pag. 5).

Întrucât imaginea proiectată pe suprafața CCD-ului constă din benzi luminoase alternând cu benzi întunecate și pentru a evita tranzițiile nedorite ale comparatorului, frecvențe mai ales când tensiunea de intrare trece lent prin valoarea de prag și poate fi însoțită de zgomote, ambele tensiuni de prag au fost alese în jurul valorilor de tensiune corespunzătoare unei iluminări medii, adică $V_{pH} \approx V_{AO(W)_{typ}} = (2V)$ deci $V_{pH} > V_{AO(W)_{min}}$, iar $V_{AO(D)_{max}} > V_{pL} > V_{AO(W)_{min}}$.

Acestea au fost apoi ajustate experimental, obținând la $V_{pH} = 1,95V$ și $V_{pL} = 1,75V$ un răspuns optim¹ al comparatorului la semnalul furnizat de CCD. Însă răspunsul acestuia devine sigur mai ales datorită faptului că comutările în cele două sensuri au loc la valori de prag distincte, deci prezenței histerezisului. În același timp decalajul dintre cele două tensiuni de prag este redus, încât tensiunea de histerezis să introducă o diferență minimă pe ramurile caracteristicii de transfer a comparatorului.

De asemenea s-au folosit comparatoare în loc de AO din rațiuni ce pot fi enunțate simplu:

- nu necesită reacție negativă și nici compensare cu frecvența;
- crește viteza de comutație, amplificarea nemaifiind constrânsă de limita de stabilitate.

Viteza de răspuns și siguranța comutării sunt amplificate de procesul de basculare în avalanșă al circuitului bistabil.

Utilizarea aceste configurații de comparator în conversia binară a informației optice cuantificate prin sarcina electrică acumulată în pixelii CCD-ului a permis și efectuarea unor experimente de localizare a poziției frontului luminos chiar în perimetrul unui element fotosensibil. (detalii în §4.5.4).

Separarea informațiilor prelevate prin citiri consecutive se realizează cu un registru de stocare serie, pe 64 biți, circuitul MCI4517B, (vezi schema din ANEXA VII, pag. 4/8), în care pe măsură ce se încarcă data A_j , în același timp se extrage anterioara ei, A_{j-1} . Astfel, simultan la intrarea registrului și la ieșirea lui avem informația pixelului de același număr din aranjamentul liniar al CCD-ului din extragerea (j) și din precedentă citire ($j-1$), respectiv biții $a_{i,j}$ și $a_{i,j-1}$ (i fiind numărul curent al pixelului extras).

Evaluarea deplasării se face direct în unități de pixeli, aceștia constituind incrementii contorizați în procesul măsurării, valoarea ei fiind afișată cu 3/4 digiți, (-1,999 - val. maxim afișată). Mărimea deplasării în unități de lungime [mm], se obține apoi prin multiplicare cu un factor de conversiune determinat prin corelarea valorilor parametrilor P (perioada de divizare a RM), d (lățimea unui pixel CCD) și k (factor de mărire optică liniară). Astfel, pentru cazul $P=8mm$, $k=0,5$ și $d=0,125mm$ prin metoda din §3.2.3, respectiv $P=2mm$, k și d aceiași, prin

¹ Adică tranziții ferme, fără comutări aleatoare sau benzi de oscilații suprapuse peste nivelul de întuneric

metoda din §3.2.5, la un deplasament liniar $L=100mm$ sunt contorizați în ambele cazuri $N_c=800$ incrementi (pixeli), iar factorul de conversiune calculat este $C_c=0,125$. În mod analogic pentru $P=5mm$ și $k=0,8$ prin metoda întâi, $N_c=1.280$ pixeli și $C_c=0.078$.

4.5.3 Senzorul optic liniar TSL 214, în contextul experimentelor efectuate și în raport cu CCD-urile liniare pentru aplicații științifice

Aplicațiile de scanare optică cu CCD dezvoltate și experimentate de autor au folosit ca senzor optic un produs al firmei Texas Instruments, TSL 214, care constă dintr-o rețea liniară adresabilă de 64 fotoelemente (pixeli). Cu o structură internă complexă (echivalentul a peste 2.500 porți integrate), circuitul poate opera ușor în orice sistem de procesare digitală, având nevoie de o singură tensiune de alimentare (5V) și doar două semnale externe de comandă CK și SI, tact și un semnal ce inițiază ciclul extragerii secvenței pixelilor, (vezi și documentația tehnică din ANEXA IX). El este recomandat de producător pentru o gamă largă de aplicații de poziționare în sisteme de conducere a proceselor industriale și în sisteme de măsurare optică, la codificarea liniare și de unghi (de rotație), detecții de front etc.

Procedeul scanării unei rețele optice regulate (incrementale), este în esență o detecție de front. Deplasarea este percepută și evaluată prin raportare continuă la un front (de lumină sau întuneric), produs de marginile unei fante (sau interfante). Precizia reperării lui determină indubitabil și precizia măsurării, încât în condițiile unui sistem optic deja pus la punct și a unei imagini corespunzătoare transmise senzorului optic, decizia pozițională aparține integral acestuia. Astfel CCD-ul trebuie să permită o localizare cât mai exactă a poziției frontului pe o axă imagină, în direcția deplasării.

Decisivă este deci calitatea componentei senzitive, exprimată prin performanțele electrice ale răspunsului (*eficiența de transfer a sarcinii (CTE)*, *eficiența cuantică (QE)*, *sensibilitatea spectrală*, *neuniformitățile răspunsului fotoelectric*, *timpul de integrare*, etc.) și respectiv geometrice, de realizare și dispunere (spațiere) a fotoelementelor, reflectată în performanțele de rezoluție, exprimate prin *funcția de transfer a modulației (MTF)*. Această ultimă caracteristică este de fapt un parametru de test al oricărei componente optice, care în cazul CCD-urilor poate trăda nepotriviri între mărimea pixelului și frecvența spațială de dispunere în rețea pe de o parte, și distribuția intensității imaginii pe de altă parte, care pot conduce la ambiguități în măsurare, [33.Web], [38.Web], [37.Web].

Așadar, alegerea componentei optice care satisface cel mai bine cerințele unei aplicații este un exercițiu laborios și complex în același timp. De regulă performanțele deosebite se reflectă în preț, iar costul este o opțiune drastic limitativă pentru produsele comerciale și chiar cele industriale. Informațiile din domeniul pieței CCD-urilor citează prețuri cuprinse între 500\$ și 100.000\$ pentru produsele firmelor americane și europene, în cazul CCD-urilor științifice și militare putând depăși chiar 160.000\$, în timp ce pentru segmentul comercial, dominat de firmele japoneze, prețurile se situează între 50\$ și 265\$¹. Ultimele valori citate sunt pentru seria de CCD-uri liniare având de la 128 la 5.430 pixeli, produse de compania Toshiba. Senzorii liniari științifici ai lui ELV au între 3.072 și 12.288 pixeli, cu lățimi de $8\div 12\mu m$ și frecvențe de citire de $4\div 7,5MHz$, (vezi și ANEXA X, pag.3).

În experimentele efectuate de autor CCD-ul operează cu o rată de aprox. 100KHz (valoarea limită recomandată fiind 500KHz), viteza de deplasare a riglei în timpul măsurării

¹ Datele citate aparțin unor statistici din 1998/1999 și [40.Web].

nefiind critică. Aceasta apare ca un factor limitativ când viteza mașinilor de scanare este mare, la fel și rezoluția impusă, implicând secvențe de extragere lungi. Atunci chiar rate de $4MHz$, pentru o linie de 4.096 sau 8.192 pixeli, ar putea deveni nesatisfăcătoare.

Curentul de întuneric, o componentă consistentă a *zgomotului de pixel*, limitează considerabil performanțele CCD-ului. Senzorul CCD TSI214 rezolvă destul de bine problema folosind potențialul produs de acest curent ca nivel de referință pentru amplificatorul diferențial al semnalului analogic de ieșire, (vezi și schema bloc a componentei din ANEXA IX, pag. 2) Astfel sarcina electrică acumulată într-un pixel la un moment dat, prin efect fotoelectric, este transferată la comanda tactului într-un nod de sesizare (*sense node*), iar semnalul electric generat este amplificat și transferat la ieșire. Apoi un semnal de reset, generat intern, restabilește potențialul acestui nod la valoarea de referință (*dark level*)¹, pregătind astfel un nou transfer. Prin raportarea permanentă la acest potențial se reduc mult efectele negative datorate mai ales driftului termic accentuat al acestui curent. Rezoluțiile mari însă, implică un număr tot mai mare de pixeli, care necesită și *timpi de integrare* mari pentru componentă, ori curentul de întuneric depinde liniar de acest parametru.

Asigurarea unor nivele foarte scăzute pentru curentul de întuneric, de regulă valori între $10-50pA\ cm^2$, se rezolvă fie prin menținere în incinte Dewar cu azot lichid la $-50 \pm -82^\circ C$, [33.Web], [61], fie prin cuplarea componentei la un răcitor Peltier, [61], [39.Web], [41.Web]. Alți producători preferă folosirea așa-numitului mod *MPP-operation*, (Multi Phase-Pinned clocking) aplicat însă CCD-urilor cu arhitectură de tip arie, [33.Web]. Valorile reduse pentru curentul de întuneric fac posibilă memorarea semnalului sensorului pentru perioade mai mari de timp, de la zeci de secunde la ore, în funcție și de condițiile de operare.

Sensibilitatea spectrală, mai ales la senzorii "*black and white only*", nu ridică probleme deosebite, căci este mai bună spre capătul roșu al spectrului vizibil. Firme cu tradiție în producerea CCD-urilor, precum *SITe* (*Scientific Imaging Technologies*), au reușit să extindă domeniul de sensibilitate al senzorilor de imagine color și spre radiațiile de lungime de undă redusă, albastru, UV și radiația X, aplicând așa-numitul procedeu *back-illuminating*.

Se cuvin remarcate și facilitățile de *antiblooming* și *antismearing* pe care le au CCD-urile actuale, cele mai performante. Aceste fenomene, destul de asemănătoare ca manifestare, au ca efect apariția unor contururi luminoase în jurul imaginilor (*blooming-ul*), respectiv o mângîjire sau pătare cu lumină a imaginii (*smearing-ul*), când intensitatea fluxului incident este prea accentuată sau perioada de integrare prea lungă. Acestea se datorează unei sarcini în exces acumulate în capacitatea MOS și care se revarsă spre celulele adiacente, sau chiar pot să "inunde" mai multe gropi de potențial. În cazul rețelelor liniare de fotoelemente este predominant *smearing-ul* care duce la apariția unei dungii sau striaii luminoase în timpul citirii CCD-ului, la transferul pachetelor de sarcină. În mod curent la CCD-urile liniare fenomenul este combătut prin folosirea unui ecran de lumină dispus foarte aproape de suprafața fotosensibilă. Această protecție previne ca lumina să mai difuzeze de la o celulă la alta.

Fără îndoială că performanțele actualelor CCD-uri nu se vor limita aici și tehnologiile se vor perfecționa continuu. În schimb, este de așteptat ca prețurile să cunoască o evoluție descendentă. Deci nimic nu ar impieta interesul pentru aceste componente în viitor. De ele ar putea depinde fără îndoială și viitorul sistemelor de măsurare noncontact.

Deși aplicațiile autorului nu au ridicat probleme din punctul de vedere al componentei senzoriale, nu trebuie omis faptul că aceste metode țintesc spre rezoluții tot mai mari, precizii

¹ Acest potențial este produs de un pixel de referință pentru întuneric, adică o arie activă a CCD-ului făcută insensibilă la iluminare cu un ecran de aluminiu, [33.Web].

micronice și submicronice. În aceste zone ale măsurărilor, *eroarea intraelement* formulată de autor în §3.2.7 capătă sens, iar investigațiile în intimitatea pixelului pot fi făcute numai cu componente optoelectronice de calitate.

4.5.4 “Experimente” la nivelul pixel-ului

Deși sună cam provocatoare această formulare, ele sunt de fapt niște încercări ale autorului de a demonstra practic că există posibilitatea detectării și a unor poziții intermediare în intervalele de spațiere $[i \cdot d, (i + 1) \cdot d]$, pentru frontul luminos din imaginea unei fante, (aici i este numărul pixelului din linia CCD, iar $d = 0,125\text{mm}$, distanța centru-centru dintre doi pixeli consecutivi, adiacenți). Trebuie menționat că aceste încercări au fost efectuate pe fondul și în condițiile experimentelor I și II descrise anterior. Distanța d dintre doi pixeli fiind destul de mare, nu a implicat eforturi tehnice deosebite în acest sens.

Fără îndoială că ceea ce numim pixel sau element de imagine într-o rețea CCD nu este o simplă capacitate MOS, ci o structură de porți MOS (de obicei 3), din polisiliciu, cu canal îngropat, orientate perpendicular pe două *regiuni de stop* care închid canalul la capete. Fotonii incidenti pe suprafața pixelului produc prin efect fotoelectric o sarcină care se acumulează într-o așa numită *groapă de potențial* sub electrodul uneia din porți (funcție și de potențialul de comandă al acestora). Mărimea sarcinii depinde liniar de intensitatea fluxului luminos și de timpul cât acesta cade pe suprafața pixelului, *timp de integrare*. Procesul de extragere a semnalului electric (răspunsul CCD-ului), implică deplasarea pachetului de sarcină spre un amplificator detector de sarcină situat în capătul rețelei. Acest proces are loc într-un ciclu care comportă 3 faze (există și variante cu 2 sau 4 faze), și constă în deplasarea sarcinii de la o poartă, la vecina ei imediată, și apoi la următoarea, proces ce se desfășoară simultan în toți pixelii și care dă și numele componente (cuplare prin transfer de sarcină).

Mai departe procesul poate fi urmărit chiar pe schema bloc a circuitului TSL 214 și pe diagrama de semnale din documentația tehnică, (pag. 2 și pag.7 din ANEXA IX), sau direct pe oscilogramele înregistrate în ANEXA VIII, (pag. i, ii, iv, v, vi și xi). Astfel un ciclu de extragere a secvenței pixelilor durează 64 perioade de tact și este inițiat de semnalul $SI=1$. În primul moment valoarea tensiunii de ieșire V_{AO} va fi accesibilă după un timp t_S (timp de stabilizare), măsurat de la frontul crescător al tactului. În continuare ieșirea analogică a CCD-ului va produce pe fiecare front crescător al tactului nivelele de tensiune corespunzătoare pixelilor următori.

Extragerea fiecărui pixel se desfășoară în două etape, într-un ciclu de clock. Astfel, cât timp semnalul de tact este în high are loc eșantionarea semnalului produs de sarcina acumulată, cuplată la nodul de sesizare, iar în intervalul cât tactul este coborât (low), semnalul este menținut constant la ieșire. Alura semnalului analogic de ieșire al CCD-ului (V_{AO}), în condițiile în care toți pixelii sunt iluminați, arată ca în diagrama de semnale din ANEXA IX, pag. 7. Practic delimitarea valorilor corespunzătoare fiecărui pixel în parte este marcată prin vârfurile negative de semnal (glitch-uri), sincrone cu tranzițiile $0 \rightarrow 1$ ale tactului, care indică extragerea unui nou pixel.

Aceste considerații pot servi la recunoașterea și identificarea ușoară a proceselor înregistrate de semnalele din oscilogramele din ANEXA VIII. Așa de pildă în diagrama *tidccd-08* sunt reprezentate, într-o lupă de timp, un eșantion din semnalul analogic de ieșire al CCD-ului (CH1), și același semnal format digital, produs de comparator, măsurat la ieșirea porții UB4, pin 4, (vezi ANEXA VIII, pag. 3 8). Secvența de semnale surprinde un grup de pixeli complet iluminați, delimitarea unui pixel fiind marcată suplimentar cu două cursoare, se poate recunoaște și momen-

tul comutării circuitului SH în starea de menținere, apărut la jumătatea intervalului ca o oscilație amortizată, sau pe semnalul digital ca o proeminență, în aceeași poziție. Declanșarea bazei de timp s-a făcut cu semnalul CHI . Trebuie menționat faptul că toate oscilogramele din ANEXA VIII au fost înregistrate cu un osciloscop HAMEG - HM305-2, interfațat cu un PC-DTK cu procesor Intel 586, 120MHz.

Aceste detalii explicative sunt motivate de "experimentele" anunțate la începutul paragrafului și servesc drept suport tuturor supozițiilor următoare.

Așadar primul test, efectuat în condițiile experimentului I când pe suprafața CCD-ului era proiectată imaginea unei singure perioade de divizare P , a constat în deplasarea fină a riglei de măsură până când pe ecranul osciloscopului s-a înregistrat oscilograma *tidccd-03*. Corelând semnalul digitalizat al CCD-ului (CH1) cu semnalul de tact și comparându-l cu diagrama *tidccd-08*, se poate afirma că bascularea comparatorului se produce într-un ciclu de clock, pe durata $CK=1$, care ar corespunde unei faze de eșantionare dintr-un ciclu de extragere de semnal de pixel. Pentru declanșarea bazei de timp s-a folosit modul de *trigger-are alternant HI*, care elimină orice defazaj existent între cele două semnale, comandându-le pe amândouă cu același nivel și pantă.

La acest test autorul a mai adăugat încă două încercări folosind de astă dată o diafragmă cu apertură dreptunghiulară cu deschidere de $0,1mm$ și respectiv de $0,3mm$, dispusă direct pe suprafața componentei optice, și cu iluminare frontală, cu fascicol de lumină în câmp deschis. S-au înregistrat oscilogramele *tidccd-09* și *tidccd-10*, ANEXA VIII. Autorul a încadrat aceste două încercări ca fiind situații "cu un singur pixel parțial iluminat" și respectiv "un pixel complet iluminat și vecinii parțial iluminați", motivat fiind de mărimea zonei din suprafața fotosensibilă excitată de fluxul luminos ce penetrează cele două diafragme și controlată de acestea.

Al treilea test, care a condus la obținerea diagramei *tidccd-07*, a constat în dereglarea sistemului optic (acționând șurub de reglaj 14, vezi desen banc optic ANEXA VII, pag. v), până când imaginea fantei proiectate a devenit vizibil neclară. Semnalul CHI reprezintă răspunsul electric al CCD-ului la noua distribuție a fluxului luminos din regiunea unui front (flancul drept al unei fante), restul pixelilor spre capătul stâng al reprezentării, fiind inundați de lumină. Un detaliu din zona de tranziție este prezentat într-o fereastră mărită, în ecranul din figura 1, pag. xiii, ANEXA VIII. Aici cursoarele I și II fixează zona de tranziție cuprinsă între 10% și 90% din nivelul maxim corespunzător iluminării totale. Această regiune acoperă aproximativ 8 pixeli, comutarea comparatorului fiind funcție de pragurile fixate, (V_{pH} și V_{pL}).

Acest experiment a încercat să reproducă, bineînțeles la altă scară, fenomenele ce apar când scanarea optică se face cu pixeli de dimensiune redusă ($15\mu m$, $8\mu m$, etc.) și când marginile unei fante *optic clare* la scara percepției vizuale, au o distribuție diferită de cea a unui front considerat *optic net*. La acest nivel de percepție capătă sens investigațiile teoretice din §3.2.7, iar implementarea metodei "totale" de scanare (§3.2.4), ar avea nevoie de mai mulți pixeli pentru aprecierea cât mai exactă a poziției frontului.

Același test a fost repetat în condițiile experimentului II, când pe suprafața CCD-ului se proiectează simultan 4 perioade P , de divizare a riglei de măsură. Oscilograma *tidccd-12* dovedește că imaginea neclară conduce la erori de detecția fronturilor, în răspunsul comparatorului. Astfel palierele din semnal, corespunzătoare pixelilor iluminați, nu mai conțin câte 8 pixeli fiecare, ca în oscilograma *tidccd-11*.

Revenind la primele teste, poate cam pretentios numite "experimente" la nivelul pixelului, autorul a încercat să găsească o legătură între poziția frontului de lumină în intervalul spațial $[i \cdot d, (i-1) \cdot d]$ și poziția omoloagă dintr-un interval de timp, a tranziției de semnal electric asociate acestui front. Indubitabil această legătură există, însă nicidecum nu se poate stabili co-

relație directă cu perioada de tact (T_{ck}), de extragere a semnalului corespunzător unui pixel, întrucât în acest interval răspunsul CCD-ului este practic un invariant. Acesta este reprezentat printr-un palier de durată T_{CK} și al cărui nivel este direct proporțional cu sarcina acumulată de pixel și invers proporțional cu capacitanța nodului de detecție a sarcinii, *sense node*, (vezi și doc. Tehnică din ANEXA IX).

Dacă însă avem în vedere că imaginile care baleiază senzorul optic în timpul măsurării conțin doar două niveluri de iluminare (black and white), teoretic orice pixel poate acumula și el doar două valori de sarcină electrică, exprimate prin două nivele distincte ale tensiunii din semnalul analogic de ieșire al CCD-ului, V_{AOD} și V_{AOW} . Acest lucru ar fi posibil numai dacă deplasarea s-ar efectua în pași de o cuantă d , dar cum ea este un proces continuu nu putem ignora și nivelele intermediare de iluminare. Ele se datoresc pe de o parte unei distribuții continue și neuniforme a intensității fluxului luminos din regiunea unui front (deci nu o treaptă!), iar pe de altă parte situării frontului în interiorul suprafeței fotosensibile a pixelului, fără ca el să fie complet acoperit de lumină. Să nu uităm că lățimea unui pixel este de $70\mu m$, iar distanța centru-centru dintre doi pixeli adiacenți este $d = 125\mu m$, în cazul TSL214. Admițând că în regiunea de tranziție a unui front este implicat un singur pixel, atunci nivele intermediare de semnal pot fi considerate ca un echivalent electric al gradului de iluminare a pixelului prin aria zonei acoperite de lumină, arie ce variază liniar cu poziția frontului în intervalul $[i \cdot d, (i+1) \cdot d]$.

Electronic, problema se rezolvă printr-o *conversie tensiune-timp* cu un convertor cu integrare (cu simplă sau dublă rampă), [143], care realizează o modulație în durată a unui impuls funcție de nivelul de semnal de la intrare $\tau(V_i)$, astfel încât pentru $V_{AOD} \leq V_i \leq V_{AOW}$ să avem $0 \leq \tau \leq T_{CK}$.

CAPITOL 5. CONCLUZII

5.1 SINTEZA CONTRIBUȚILOR ORIGINALE

5.1.1 Contribuții teoretice în domeniu

Într-un domeniu vast, ca cel al măsurării digitale a mărimilor neelectrice, specificitatea și diversitatea categoriei traductoarelor și/sau senzorilor de deplasare a impus fără îndoială un efort susținut de acumulare și sistematizare a unei informații variate și bogate. Domeniul având o dinamică accentuată, nu se bucură încă de o literatură științifică consacrată, căci este totuși destul de îngust. În acest context meritul autorului este de a fi pus laolaltă, în Capitolul 2 al lucrării sale, principii fizice și procedee fundamentale, cu metode specifice prelucrărilor de semnal, într-o structurare sintetică și ordonată, de la element la metodă și de la tehnici la sistem.

Accentul a fost fixat pe *procedeul incremental* dezvoltat pe *principiul fotoelectric*, considerațiile tehnice de metodă fiind urmate de soluții tehnice cu variante de realizare, cu elemente de descriere funcțională și parametri comparativi de performanță ai celor mai noi produse din domeniu.

Având în vedere interesul deosebit pe care îl prezintă în perspectivă *optica interferometrică* pentru măsurătorile de înaltă rezoluție și precizie, a fost abordat în mod comparativ și *principiul interferometric*. Pentru varianta de interferometru cu rețea mobilă, (§2.1.1.2.1), autorul a oferit o dezvoltare personală a principiului de funcționare. Combinând cunoștințe de teoria rețelelor de difracție prin transmisie și respectiv reflexie a demonstrat atât grafic cât și prin relații de calcul modul de formare a fronturilor corespunzătoare celor trei ordine de difracție (0) , (-1) și $(+1)$ și apoi compunerea lor pentru obținerea *semnalelor electrice în quadratură* specifice procedeeului incremental.

Într-un moment în care senzorii de imagine, (CCD-urile) cunosc o dezvoltare spectaculoasă, penetrând puternic sistemele de roboți industriali și mai ales aplicațiile științifice de prelucrarea imaginilor, este firesc ca și știința și tehnologia măsurărilor să le acorde un interes sporit. Motivat de interesul crescând pentru aceste componente, concurate până nu de mult de dispozitivele de poziționare bazate pe efectul lateral (PSD), susținut și de alte argumente de ordin tehnic (§ 3.2.1), autorul a încercat introducerea lor și în aplicațiile de măsurare a deplasărilor liniare.

Astfel, în Capitolul 3, (§ 3.2) autorul formulează un nou concept de *tastare optică*, bazat pe scanarea riglei de măsură incrementale cu o rețea liniară de fotoelemente, (CCD cu arhitectură liniară). Deși procedeul rămâne în esență tot incremental, la fel și principiul fizic este tot cel fotoelectric, *tastarea riglei de măsură devine practic o interpolare fizică a diviziunilor acesteia cu numărul pixelilor CCD-ului alocăți prin metodă, unitatea de măsură fiind acum perioada de spațiere geometrică a fotoelementelor.* Aici nu mai avem de-a face cu sistemul de franje de interferență, nici cu semnalele electrice asociate, în *quadratură de fază*. Sunt necesare alte metode și tehnici de tratare a semnalului electric rezultat. În acest context, introducerea noului *concept de tastare optică* trebuie să vizeze în primul rând modul de *extragere a informației de deplasare din "informația electronică" stocată în pixelii CCD-ului în timpul scanării riglei de măsură.*

Astfel, printr-o analogie pur formală cu *metoda corelării petelor* (speckle-patterns correlation) aplicată traductoarelor optice bazate pe cristale lichide (vezi § 2.1.4) și [131], [206]), autorul propune o *analiză corelată a unor modele "întuneric-lumină"* ce se succed pe suprafața fotosensibilă a CCD-ului în timpul explorării unei rigle optice incrementale, într-o mișcare liniară, de translație. Pentru evaluarea deplasării (aprecierea mărimii ei și discriminarea sensului) se folosește o abordare binară specifică, într-un context informațional. Aceasta vine să răspundă cerințelor de digitalizare a procesării de semnal, în condițiile actuale ale transferului de inteligență dinspre procesor spre sistemele senzoriale.

Tot în categoria contribuțiilor teoretice se poate înscrie și formularea unui model teoretic de estimare apriorică a distribuției erorilor de măsurare în cazul metodelor de scanare optică cu CCD, prin analiza surselor acestora în §3.2.6. Elaborată după modelul din [155], ea a fost mult dezvoltată și completată cu o minuțioasă analiză a erorilor datorate sensorului însăși.

Chiar dacă precizia de divizare a riglei de măsură nu mai implică precizia de măsurare, evaluarea deplasării făcându-se prin unități de spațiere (d) a fotoelementelor CCD-ului, în schimb devine foarte importantă precizia de reperare a unei linii de front, la care se raportează de fapt deplasarea. Această *precizie de detecție pozițională* este influențată într-o oarecare măsură și de sistemul optic, dar mai ales de calitatea prelucrării flancurilor fantelor riglei de măsură, iar în ultimă instanță este afectată și de poziția liniei de front relativ la marginile fotoelementului pe suprafața căruia se "fixează" la un moment dat, în timpul măsurării. Cuprinderea tuturor acestor "determinări" într-o reprezentare elaborată este fără îndoială dificilă, uneori aproape imposibilă. Însă *aproximarea de model* s-a dovedit corectă, fiind verificată prin teste statistice aplicate rezultatelor experimentale în cazul a două dintre metodele de scanare concepute de autor.

Întrucât *modelul de eroare* elaborat este departe de a fi perfect, în sensul apropierii de cel real, astfel *capacitatea lui de predicție* a nivelului erorilor de măsurare nu depășește limita unei cuante de discretizare a intervalului de măsurare, autorul și-a propus să investigheze și cadrul intrinsec al unui fotoelement sau pixel CCD.

Astfel în § 3.2.7 autorul formulează o metodă de calcul pentru estimarea nivelului unor erori intraelement considerate de obicei ca "zgomot" de cuantizare, încercând o apreciere mai exactă a poziției unei linii de front, în însăși intervalul de cuantizare. Determinarea acestor erori este foarte dificilă, în principal datorită imposibilității practice de a găsi un echivalent electric pentru sarcina acumulată de fotoelement la o excitație fonică.

Pentru a percepe în intimitatea lor mecanismele acumulării și transferurilor de sarcină din CCD, autorul a făcut uz de elemente specifice teoriei cuantice precum "*curba de transfer fonică*" a lui Janusick (1987) și de concluziile unor aplicații din domenii ca spectroscopia și astronomia care folosesc sensorul de imagine la limita capacităților sale de sensibilitate și discretizare. Calculele s-au bazat în principal pe *metoda centroidului* sarcinii electrice acumulate de pixelii CCD-ului în regiunea unui front de lumină, metodă aplicată frecvent în aplicații care implică distribuții cu caracter statistic.

Poziția reală, de referință, a liniei de front a fost atribuită abscisei centroidului unei distribuții continue ce modelează intensitatea fluxului luminos din intervalul de încadrare a tranziției (frontului). Prin analogie, poziția centroidului sarcinii electrice acumulate în fotoelementele CCD-ului aproximată de o distribuție discretă, gen histogramă, a fost atribuită poziției estimate a liniei de front prin răspunsul electric al CCD-ului. Imprecizia de determinare a poziției reale a frontului de lumină este dată de diferența pozițiilor celor două centre de "masă", în valoare absolută. Valorile ei calculate punct cu punct compun o reprezentare periodică, de perioadă egală cu lățimea unui fotoelement, însă apariția lor se supune legilor statisticii, de unde imposibilitatea

determinării erorii la un moment dat. Cu toate acestea, cunoașterea limitelor sale maxime de variație poate servi la ajustarea erorii globale de măsurare, înlocuind *eroarea de cuantizare* prin această *eroare intraelement*, mai redusă. De altfel autorul nici nu și-a propus aici să elaboreze o metodă de reducere a erorii de cuantizare însăși, ci doar să pună la punct o metodologie de calcul, în vederea încadrării cât mai juste a erorii de apreciere a poziției unei linii front, între limite mai strânse decât intervalul de o cuantă.

Astfel se estimează că precizii submicronice ar putea fi atinse prin aproape toate metodele descrise, chiar cu fotoelemente de $6-10\mu\text{m}$ în compunerea CCD-ului. *În astfel de efort de îmbunătățire a preciziei de măsurare se justifică mai ales pentru sistemele de măsurare foarte precise, care operează în mediu de laborator.*

O ultimă contribuție teoretică a autorului se referă la fundamentarea unei metode de codare longitudinală ce utilizează *secvențele pseudoaleatoare*, pentru identificarea *markerilor de referință* atașați unei rigle incrementale, în §3.3.2.1. Ea se bazează pe o proprietate esențială a acestor secvențe, așa-numita “*proprietate de fereastră*”, potrivit căreia “*orice n -tuplu produs de o fereastră W_k de n biți ce scanează secvența este unic și deci poate identifica complet poziția absolută pe o pistă codificată cu o astfel de secvență*”.

Autorul folosește pentru demonstrație o *rețea de divizare polinomială* configurată pe baza unei relații de recurență obținute dintr-o caracteristică de transfer de tip *polinom primitiv de întârziere* de ordinul 3, inversat. Prin identificarea succesiunii stărilor rețelei în secvența pseudoaleatoare generată, folosind *ferestre de cod* de 3 biți, se poate recunoaște fără echivoc orice poziție spațială asociată pozițiilor binare ale unei astfel de secvențe.

5.1.2 Contribuții practice - prin metode, algoritmi și soluții tehnice

Lucrarea de față încearcă de fapt să-și aducă aportul la “*creșterea rezoluției și preciziei traductoarelor incrementale de deplasare, IID*”. Acest demers este concretizat în principal în cuprinsul Capitolului 3, care nu întâmplător a fost denumit chiar “*Contribuții la ...*”, printr-o serie de trei metode de scanare optică cu CCD însoțite de algoritmi de decodificare a informației optice, aferenți. Aproape fiecare metodă este urmată apoi de soluții tehnice de implementare vizând în special aspectul electronic al aplicației și constând în diagramele logice ale funcțiilor de discriminare a sensului și funcțiile de contorizare a incrementilor deplasării. În unele cazuri au fost oferite numai scheme bloc cu detalieri parțiale ale logicii de decodare specifice.

Prima metodă, descrisă în §3.2.3, este o continuare a unor preocupări anterioare ale autorului [73] combinate cu elemente ale unei soluții din [155]. Principiul traductorului este cel expus în § 3.2.2, iar principiul metodei se formulează în § 3.2.3.1. În esență percepția unei deplasări elementare Δx_i se face prin analiza corelată a două *cadre-imagine* consecutive obținute prin investigații succesive ale conținutului CCD-ului. Aici un *cadru-imagine* se obține prin proiecția unei perioade de divizare a riglei de măsură ($P = \text{fantă} - \text{interfantă}$), în perimetrul fotosensibil al CCD-ului. Deplasarea într-un anumit sens a acestui interval de divizare, relativ la suprafața senzorului, va produce N modele “*întuneric-lumină*” distincte, N fiind numărul fotoelementelor din compunerea CCD-ului (în dispunere liniară). Metoda de decodare propusă pentru evaluarea deplasării reperează ambele flancuri ale unei fante, respectiv ambele tranziții “*întuneric-lumină*” și “*lumină-întuneric*”, spre deosebire de soluțiile referite anterior, unde raportarea se făcea mereu la frontul de același nume.

Avantajul major al acestei soluții se poate formula printr-o exploatare mai eficientă a informației extrase din CCD, în sensul alocării unui număr mai mare de pixeli pentru scanarea

unui pas P al riglei de măsură. Astfel în fiecare ciclu de măsurare un număr de $N' = (N/2 - 1)$ pixeli contribuie direct la evaluarea deplasării față de $N/3$ în metodele referite anterior. Asta înseamnă o creștere de 1,5 ori a rezoluției de scanare, la aceeași rată maximă de deplasare. Creșterea factorului de interpolare a perioadei de divizare a rețelei incrementale se reflectă implicit și asupra preciziei de măsurare. Așadar cu același senzor, având aceeași capacitate maximă de discretizare N , se obțin prin această metodă o rezoluție de 1,5 ori mai mare și o precizie estimată mai bună. Soluția a fost testată experimental, (Cap. 4).

A doua metodă de scanare propusă de autor este dezvoltată în §3.2.4. Ideea pornește de la faptul că deși în procesul de scanare fotoelectrică în integralitatea lui toți pixelii CCD-ului sunt "angajați", deplasarea în sine implică doar o parte din ei, la un moment dat. Astfel orice deplasare presupune considerarea stării a doar $N/2$ pixeli, adică cei cuprinși în intervalul dintre abscisele a două fronturi de lumină consecutive. După cum s-a văzut mai sus, aceasta se reflectă direct și în rezoluția de scanare a fantelor riglei de măsură. Creșterea ei presupune însă alocarea unui număr mai mare de pixeli prin restrângerea "ferestrei" de scanare, de exemplu la lățimea unei fante. Așadar, proiectând acum imaginea unei singure fante pe aria fotosensibilă a CCD-ului, autorul caută să folosească la maximum capacitatea de discretizare a senzorului, angajând aproape toți pixelii în evaluarea deplasării dintr-un ciclu de măsurare.

De aici și atributul de "totală" folosit pentru metoda propusă în § 3.2.4. Algoritmul decodificării informației din CCD devine însă mult mai complex. Și prin această metodă evaluarea unei deplasări se face tot prin raportarea la cele două flancuri ale fantei. Aceasta presupune însă rezervarea unui număr de pixeli pentru detecția fronturilor corespunzătoare de lumină. Acest rol este atribuit pixelilor extremi, informația din conținutul lor contribuind la discriminarea sensului deplasării. Ceilalți $N-2$ pixeli sunt "alocați" pentru estimarea mărimii deplasării.

Dezvoltarea algoritmilor de decodificare se bazează tot pe investigarea stărilor succesive din conținutul pixelilor, asociate cu modelele "întuneric-lumină" care le produc. Analiza informației binare prelevate impune aici o abordare secvențială. În mod firesc după felul în care au fost formulate funcțiile deplasării, *procesarea de sens* trebuie să se producă înaintea celei de estimare a mărimii ei. Deși aparent independente din punct de vedere logic, totuși ele nu pot fi tratate în mod exclusiv deoarece există anumite situații, pe care autorul le numește "excepții", în care informația pixelilor extremi nu mai este suficientă pentru o discriminare neechivocă. Ambiguitățile de apreciere a sensului care apar în aceste cazuri pot fi rezolvate numai prin considerarea suplimentară a informației complementare, cea de *deplasare*.

Pentru această metodă autorul folosește o abordare specifică automatelor cu algoritm de stări, propunând pentru extragerea și separarea celor două tipuri de informații o configurație logică de procesare paralelă care implementează un *pipe-line de tip predictiv*, incipient. Mecanismul "predictiv" al procesării este asigurat prin declanșarea de fiecare dată a unui "ciclu normal" de măsurare, considerat ca fiind cel mai probabil. Numai dacă sunt detectate condițiile unor "excepții" acesta se prelungește devenind unul "extins". Se apreciază că această structură de procesare va permite încadrarea în limitele impuse de *constrângerile de timp real ale aplicației*.

Rezultatele acestui demers se concretizează în câteva cuvinte:

- dublarea rezoluției de scanare a fantelor riglei la aceeași rată maximă de deplasare, față de metoda din § 3.2.3;
- triplarea rezoluției față de metodele din [73] și [155];
- electronica de procesare, deși mai complicată rămâne totuși în limite rezonabile pentru o implementare "on-chip".

În plus detecția condițiilor de eroare, identificate pe graful tranzițiilor automatului, poate servi la declanșarea unor proceduri de corecție bazate pe algoritmi mai sofisticăți de tip adaptiv, în contextul interfațării cu procesoare rapide sau chipuri cu *logică fuzzy*.

În concluzie putem spune că la ambele metode propuse eforturile au fost concentrate în principal pentru obținerea unei rezoluții cât mai bune. Metoda "totală" de scanare forțează utilizarea la maximum a capacității de discretizare a unui CCD. Aceasta devine astfel o "limită" atinsă chiar cu prețul complicării procesării și se justifică dacă avem în vedere că rezoluția condiționează precizia, chiar dacă nu o și determină.

A treia metodă de scanare este dezvoltată în §3.2.5, unde pornind de la premisa că "incertitudinea măsurării se micșorează de \sqrt{n} ori dacă se consideră media a n rezultate în locul unuia singur" autorul propune transferarea acestui procedeu de mediere a rezultatelor măsurării direct în metoda de măsurare, încât metoda în sine să comporte evaluări repetate ale aceleiași deplasări și care apoi mediate să producă un rezultat cât mai apropiat de valoarea reală.

Această metodă de *evaluare mediată* a deplasării este cea mai simplă soluție de creștere semnificativă a preciziei, aplicată cu precădere în sistemele de măsurare foarte precise în care erorile aleatoare sunt datorate unor factori slab corelați. Cu o sacrificare aparentă a rezoluției prin proiectia simultană a n perioade de divizare P în același perimetru fotosensibil și evaluarea multiplă a aceleiași deplasări, se obține apoi prin medierea valorilor ei un rezultat de aproape $\sqrt{2n-1}$ ori mai precis. Aceste evaluări multiple făcându-se prin investigarea sistematică a unor aparente subcicluri de măsură, poziționate la abscise diferite pe axa CCD-ului, conduc și la o compensare globală a dispersiilor în sensibilitate și dispunerea geometrică a pixelilor CCD-ului. O compensare individuală în acest sens ar fi practic imposibilă.

Metoda de evaluare propusă aici de autor conservă caracteristicile privind rata maximă a deplasărilor din metoda de scanare formulată în § 3.2.3. Eficiența participării pixelilor CCD-ului prin conținutul de informație la evaluarea deplasării este mai bună decât în metoda amintită mai sus, (relația 3.53 din § 3.2.5.4). Prin urmare procedeu de mediere a rezultatelor, transferat direct în metoda de măsurare sporește performanțele acesteia privind precizia, contribuind și la îmbunătățirea măsurării în ansamblu. De asemenea efortul de implementare este minim, prin comparație cu aplicațiile cunoscute care folosesc medierea prin măsurări simultane cu mai mulți senzori (capete de tastare) și care implică inevitabil costuri mult sporite. Soluția a fost testată și experimental, (Cap. 4).

La aceste contribuții, în care concepția îi aparține integral, autorul mai adaugă două soluții de îmbunătățire a performanțelor traductoarelor incrementale, care pleacă însă de la o experiență precedentă sau realizări confirmate, cu un anumit nivel de performanță.

Astfel în §3.1, pornind de la un nou tip de traductor fotoelectric incremental, anunțat de firma Hewlett Packard și având ca suport doar o documentație sumară cu câteva specificații tehnice și o schemă bloc [260], [86], autorul a efectuat un "exercițiu" de retrodicție pentru a da sens fizic unei metode de măsurare fotoelectrică bazată pe o așa-numită "tehnică de fazare integrată", (terminologie preluată din documentația tehnică HP).

Esențial pentru această tehnică este eliminarea dependenței directe a semnalelor în cuadratură furnizate de traductor, de semnalele primare produse de fotoelemente prin tastarea rețelei incrementale. Prin această metodă, defazarea caracteristică în cuadratură nu se mai obține direct, ci este "introdusă" în procesul de sinteză a semnalelor traductorului. Astfel, la răspunsul electric al fotoelementelor, excitate de variația periodică a fluxului luminos, se asociază niște semnale logice precis defazate. Un pas de măsură acoperă optic suprafața a patru fotodiode, din care mereu două fotodiode consecutive sunt excitate, iar celelalte obturate. Ca și în cazul scană-

rii optice cu CCD, fotodiodele detectează niște modele "umbră-lumină", (4 în acest caz), iar decodarea logică a stărilor lor într-un ciclu de măsură, produce două semnale rectangulare în cuadratură de fază. Așadar aceste semnale nu sunt rezultatul unei interferențe Moiré, ci sunt sintetizate pe baza răspunsului direct al elementelor fotosensibile, iar defazajul este foarte precis. Metoda a fost elaborată doar teoretic, fără testare experimentală. Se propune și o soluție performantă de implementare pentru logica de decodare, bazată pe o structură combinațională multinivel cu paralelism de procesare de tip pipe-line.

Un avantaj major al acestei metode este eliminarea unui element, altfel indispensabil, din capul de tastare al traductorului, și anume rețeaua vernier R_1 , cea care introduce de fapt defazajul de $T/4$. Dispar astfel problemele de axare și punere la punct din faza de calibrare, se reduc erorile de defazaj datorate jocurilor și vibrațiilor mecanice, și se simplifică sistemul optic. Are loc o reducere a erorii de fază de la valori $15^\circ-20^\circ$, tipic pentru modelul Moiré, la valori de numai 2° electrice, cu o îmbunătățire a liniarității de 8-10%. Devine posibilă miniaturizarea reperelor mecanice constructive și a componentelor optice, crescând astfel gradul de integrare al mecanicii traductorului, în sens mecatronic.

Cealaltă contribuție din §3.3 este orientată spre corecția abaterilor de neliniaritate ce pot apare în măsurările incrementale. Sursa principală sunt de obicei erorile aleatoare, nesistematice, care nu pot fi complet eliminate și produc distorsiuni ale procesului de măsurare prin acumulare. Probabilitatea manifestării lor crește cu lungimea intervalului de măsură și deci se impune verificarea și ajustarea periodică a valorii măsurate. Soluția practică este atașarea unui sistem de *markeri de referință* la rețeaua incrementală de măsură. Acești *markeri* sunt însă tot o rețea de diviziuni sau grupuri de diviziuni care prin dispunerea lor introduc un cod de distanță. Pentru identificarea poziției absolute este nevoie de tastarea a doi *markeri* consecutivi. În plus tastarea acestor *markeri* implică rețele de "mascare" suplimentare, o conversie analog-digitală de semnal precum și calcule de estimare a poziției. În condițiile unui traductor inteligent, aceste determinări trebuie să fie asigurate de o procesare locală, care să poată furniza în timp real valorile de corecție. Acest lucru ar fi posibil doar prin eliminarea conversiei intermediare analog-digitală, adică recunoașterea unui marker să producă direct un semnal digital.

În acest sens autorul propune o soluție de combinare a procedurii incrementală cu cel absolut, prin "personalizarea" markerilor, atribuindu-le coduri binare distincte. Însă tehnica de codare transversală utilizată la traductoarele ce aplică *procedura absolută* ar complica foarte mult rigla de măsură datorită numărului mare de piste de cod ce ar trebui atașate la rețeaua incrementală. De aceea, inspirându-se din alte tehnici de codare absolută menționate de literatura de specialitate [137], [140], autorul propune o metodă de *codare longitudinală* ce utilizează *secvențele pseudoaleatoare*.

Metoda de reperare propusă poate fi implementată cu eforturi tehnologice minime atât în ce privește realizarea riglei de măsură cât și a capului de tastare. Practic orice eroare accidentală în timpul măsurării poate fi corectată la reperarea primului marker întâlnit. În cazul sistemelor de măsurare dispuse pe mașini-unelte o întrerupere nedorită a alimentării nu mai impune revenirea sculei sau a mesei în originea sistemului, poziția reală regăsindu-se ușor. În plus avansul sculei la cota de prelucrare se poate face mai rapid, asemeni unei deplasări "grosiere" evaluate prin *markerii de referință*, urmând ca avansul de prelucrare să se facă fin, controlat de măsurarea incrementală.

Se poate implementa foarte ușor un algoritm de corecție periodică, declanșat de reperarea unui marker. Aceasta va duce la *îmbunătățirea liniarității măsurării și la reducerea impreciziei de măsurare, caracteristici esențiale ale unui sistem de măsurare inteligent.*

Devine posibilă și înregistrarea automată a unui *protocol de măsurare* în vederea etalării pe baza abaterilor de la valoarea reală din pozițiile de referință, fără implicarea neapărată a unor sisteme cu clasă de precizie superioară. Apoi analiza protocolului de măsurare va permite identificarea erorilor sistematice, datorate în special mecanismelor de ghidare sau abaterilor de paralelism dintre capul de tastare și rigla de măsură și eliminarea lor, sau introducerea unor coeficienți de corecție. Aceasta vizează mai ales sistemele de măsurare ce operează în medii "agresive", puternic perturbatoare, cauzatoare de erori grosolane impredictibile.

În consecință, *metoda propusă va spori calitatea sistemelor de măsură incrementale prin creșterea preciziei și a siguranței măsurării.*

Se mai cuvin menționate încă două contribuții, mai puțin consistente, pe care autorul le-a inclus în §2.2.1 *Prelucrarea semnalelor în cuadratură de fază*, care sunt de fapt dezvoltări personale ale unor soluții tehnice menționate de literatura de specialitate.

Astfel în referința [248] este menționată și posibilitatea *filtrării digitale* a semnalelor traductoarelor incrementale, afectate de regulă de un *zgomot electric de tranziție* datorat în principal vibrațiilor sistemului mecanic. Este prezentată o sumară schemă bloc având la bază o logică secvențială sincronă. Considerând interesantă soluția autorul a detaliat în concepție proprie această configurație, completând-o cu o diagramă de semnale care explică modul de rejecție a impulsurilor parazite și apoi obținerea semnalelor logice de sens din semnalele filtrate. Sunt prezentate și expresiile logice ale semnalelor rezultate, și care au stat la baza sintezei logice a schemei.

Tot legat de prelucrarea semnalelor traductorului, în aceeași manieră, pornind de la alte referințe [212], [220] și [251], care menționează că pentru precizii de măsurare deosebite se folosesc configurații hardware care stabilizează factorul de umplere al semnalelor generate de traductor la 1/2 din perioada măsurării, autorul a conceput o schemă proprie, pe care a prezentat-o drept soluție posibilă. La fel ca și în cazul precedent, schema circuitului este comentată și argumentată printr-o diagramă de semnale.

5.2 EVALUĂRI ȘI CONFIRMĂRI EXPERIMENTALE

Autorul a conceput și realizat un *model experimental* de traductor optic cu *CCD* care să-i permită alternativ, verificarea funcțională a două din metodele de scanare dezvoltate în Capitolul 3, respectiv metoda din §3.2.3 și metoda de evaluare a deplasării prin mediere din §3.2.5. Capitolul 4 al lucrării a fost rezervat consemnării tuturor aspectelor legate de configurarea sistemului optic, concepția și realizarea părții electronice a traductorului, descrierea cadrului de desfășurare precum și a conținutului experimentelor care au testat cele două metode. Acestea sunt prezentate analitic și comparativ cu soluții alternative posibile. *ANEXELE I-VIII* atestă grafic rezultatele obținute.

Primul experiment, descris în §4.1.1, a constat în verificarea în ansamblu, sub aspect funcțional, a soluției tehnice pentru metoda din §3.2.3: reglaje de axare și punere la punct a sistemului optic, ajustarea netității imaginii fantelor riglei de măsură, fixarea pragurilor comparatorului corelat cu răspunsul electric al *CCD*-ului, verificarea corespondenței dintre valorile numerice ale rezultatelor măsurării afișate digital, și valorile reale ale deplasărilor, prin *factorul de conversiune* calculat, etc. Apoi, prin analiza rezultatelor de măsurare înregistrate a urmărit verificarea în condiții de lucru reale a unor ipoteze apriori formulate, relativ la posibila influență și afectarea cu erori a rezultatelor.

Experimentul I a confirmat că la rezoluția CCD-ului folosit (*TSL 214*, 64×1 pixeli), prin sistemul optic conceput, imaginea fantelor riglei de măsură poate fi ajustată suficient pentru a obține fronturi nete, ușor detectabile, în zona flancurilor. Ba mai mult au fost efectuate unele încercări de recunoaștere a poziției acestuia chiar pe suprafața unui fotoelement, (§4.5.4). La aceasta contribuie hotărâtor electronica traductorului, care prelucrează semnalul analogic furnizat de senzorul optic. Detecția electronică de front este realizată cu un comparator neinversor cu histerezis, fiind urmată de o logică secvențială asincronă de tip bistabil (§4.5.2). Ea asigură o extragere fidelă (în limita unui pixel CCD), a informației optice înregistrate în procesul măsurării prin ambele metode.

Investigațiile statistice ce au urmat experimentului propriu-zis, au căutat să demonstreze normalitatea distribuției datelor experimentale și să determine estimatii cât mai verosimile pentru parametri acesteia, anume media μ și abaterea medie pătratică σ . Principalul obiectiv al analizei l-au constituit erorile de măsurare, tipul lor, legea de variație, eventuale corelații sau interdependențe cu alți factori, prezența sau nu a erorilor sistematice. Toate testele efectuate în acest sens au pornit de la condiții inițiale sau premise formulate pe baza considerațiilor teoretice, respectiv *anticipației de model* din § 3.2.6. S-au folosit teste specifice analizei statistice a datelor experimentale, iar rezultatele lor au fost în majoritate dublate de reprezentări grafice confirmative, (*ANEXELE I, II, III și IV*). Concluzia finală a experimentului I se poate exprima astfel: "inferența statistică formulată în § 4.1.2.1 se confirmă în totalitate", adică "repartiția erorilor obținute din rezultatele experimentale precum și parametri acesteia concordă cu estimatiile teoretice și deci sunt reprezentative pentru întreaga populație, adică tot domeniul de măsurare".

Experimentul II este o reluare în condiții de lucru identice a precedentului experiment. Principiul de măsurare este același, diferențe înregistrându-se doar în metoda de evaluare a deplasării. În esență, la o deplasare Δx , sunt scanati simultan $n=4$ pași de divizare ai rețelei incrementale, înregistrându-se prin acumulare $(2n-1)=7$ măsurători. Rezultatul produs este însă o medie aritmetică a celor 7 înregistrări și așa cum se estima prin analiza făcută în §3.2.5.1, este mai precis decât valorile măsurării luate singular. Analiza rezultatelor experimentului a confirmat pe deplin estimatiile modelului de anticipație.

Condițiile de lucru identice pentru cele două experimente au constituit premisa investigațiilor statistice care urmăreau să confirme raportul ipotetic $r = \sigma_1 / \sigma_2 = \sqrt{2n-1}$, presupus pentru deviațiile standard ale erorilor de măsurare din cele două cazuri. Deși se anticipa un raport $r' = \sigma_1 / \sigma_2 \leq r$, dat fiind condițiile și starea de model experimental, pentru instrumentul de măsură, rezultatele testelor statistice au confirmat chiar valoarea ipotetică a raportului r . Aceasta se datorează în bună parte efectului atenuator al medierii asupra factorului aleator în producerea erorilor, cât și compensării dispersiilor în sensibilitate și în dispunerea geometrică a pixelilor CCD-ului.

Deși aplicațiile autorului nu au ridicat probleme din punctul de vedere al componentei senzoriale, nu trebuie omis faptul că aceste metode țintesc spre rezoluții tot mai mari, precizii micronice și submicronice. În aceste zone ale măsurărilor, *eroarea intraelement* formulată de autor în §3.2.7 capătă sens, iar investigațiile în intimitatea pixelului pot fi făcute numai cu componente optoelectronice de calitate.

Cu același echipament și pe fondul aceluiași experimente, autorul a încercat să reproducă, bineînțeles la altă scară, fenomenele ce apar când scanarea optică se face cu pixeli de dimensiune redusă ($15\mu\text{m}$, $8\mu\text{m}$, etc.) și când marginile unei fante *optic clare* la scara percepției vizuale, au o distribuție diferită de cea a unui front considerat *optic net*. La acest nivel de percepție

implementarea metodei "totale" de scanare (§3.2.4), ar avea nevoie de mai mulți pixeli pentru aprecierea cât mai exactă a poziției frontului.

Însă toate încercările suplimentare, chiar "experimentele la nivelul pixelului" descrise în §4.5.4, nu și-au propus determinări precise, fiind făcute din perspectivă calitativă. Ele au căutat să evidențieze doar fenomenele ce apar la rezoluții mari de scanare și să susțină argumentările teoretice ale lucrării. Este de așteptat ca și în aceste condiții rezultatele să fie spectaculoase, așa după cum o atestă estimările statistice.

5.3 DIRECȚII DE CONTINUARE ȘI DEZVOLTARE A CERCETĂRILOR ÎNTREPRINSE

Oricât de elaborată ar fi o cercetare în acest domeniu, ea nu poate și nici nu trebuie să fie socotită încheiată. Chiar dacă rezultatele experimentale o confirmă pe deplin, chiar dacă întreprinderea noastră se situează în zona limitelor fundamentale ale fizicii, a tehnologiilor sau ale cunoașterii însăși, căutarea trebuie să continue.

În acest sens, își propune autorul să enumere aici câteva direcții în perspectivă, pe care le întrevede pentru cercetările sale.

Așa de pildă, la metoda de scanare optică cu evaluarea deplasărilor prin mediere, descrisă în §3.2.5, se poate întreprinde și o analiză statistică care să determine numărul optim de perioade ale riglei de măsură ce trebuiesc proiectate pe suprafața CCD-ului, funcție de nivelul de eroare impus, rezoluția senzorului optic și rezoluția măsurării.

O nouă dezvoltare a modelului erorilor din §3.2.6 s-ar putea relua într-o abordare inferențială Bayesiană corelată cu principiul entropiei maxime, în care eroarea limită a procesului de măsurare să fie privită ca o eroare entropică.

La estimarea erorilor intraelement din intervalul de cuantizare al unui pixel CCD, în aproximarea sarcinii electrice acumulate de fotoelemente se pot folosi sume Darboux -Lebesgue în locul sumelor Riemann. Astfel, pentru mai multă consecvență cu realitatea fizică a unei linii CCD, unde lățimea unui pixel este mai mică decât distanța centru-centru de dispunere a doi pixeli adiacenți, folosirea unor diviziuni măsurabile Lebesgue (sau Jordan) ar fi mai potrivită decât cea a diviziunilor de tip interval.

Rezolvarea problemei dectectiei frontului de lumină din răspunsul analogic al CCD-ului, la rezoluții mari, când sunt implicați mai mulți pixeli în tranziție, se poate face cu un discriminator fereastră cu apertură multiplă, urmat de o logică de decodificare a ieșirilor comparatoarelor asociate fiecărui prag de comutare.

O ultimă direcție de dezvoltare, ar fi o analiză riguroasă, bazată tot pe probabilități, a siguranței codurilor binare asociate markerilor de referință prin metoda de codare longitudinală, din §3.3.2.

BIBLIOGRAFIE

1. ALLEYNE A. et al. - *A Lateral Position Sensing System for Automated Vehicle Following*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 3, No.3, pp. 218-225, September, 1998.
2. ALVORD G. W. - *Principal Component Analysis*, Applied Mathcad, Vol. 1, No. 1, Spring, 1992.
3. ANDREWS C. L. - *Special Functions for Engineers and Applied Mathematicians*, chapter 3, pp. 92-98, Mac Millan Publishing Company, New York, 1985.
4. AOKI D. T. - *Photoelectric sensor, information recording system, and information reproducing method*, US Patent No. 5717626, February 10, Japan, 1998.
5. ARAKI K. ş.a. - *High speed and continuous 3-D measurement system*, Proceedings, 11th IAPR International Conference on Pattern Recognition, Vol. IV, Conference D: Architectures for Vision and Pattern Recognition, pp. 62-65, 30 Aug.-3 Sept., The Hague, Netherlands, 1992.
6. ATLAS D. - *Displacement detector device and method*, US Patent No. 5107846, April 28, Israel, 1992.
7. AUER A. - *Signalverarbeitung für inkrementale Weggeber*, Ein hefter, Fa. B+R Ind. Elektronik - Komponenten, s. 18-21, Frankfurt, 1991.
8. BAJPAI A. C. - *Numerical Methods for Engineers and Scientists*, John Wiley & Sons, Chapter 2, pp. 205-231, London, 1977.
9. BALABANYAN G. - *Method of Designing a Capacitive Axial Displacement Transducer with an Arbitrary Law for The Capacitance*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 9, pp. 23-25, September, 1984.
10. BANNISTER B. R., WHITEHEAD D. G. - *Fundamentals of Modern Digital Systems*, Macmillan Education, Second Edition, § 2.7, 5.3, 6.2, 1987.
11. BARRON S. A. - *CCD dark mean level correction circuit employing digital processing and analog subtraction requiring no advanced knowledge of dark mean level*, US Patent No. 5659355, August 19, Canada, 1997.
12. BĂRBAT B., FILIP GHE. F. - *Informatica industrială - Ingineria programării în timp real*, Vol. I. Editura Tehnică, Bucureşti, cap. 2, § 2.1, 2.2, 2.4, 1997.
13. BETTA G. et al. - *A Gray-Code-Based Fiber Optic Liquid Level Transducer*, IEEE Transactions on Measurement, Vol. 47, No. 1, pp.174-179, February, 1998.
14. BLAKE I. F. - *An Introduction to Applied Probability*, John Wiley & Sons, Inc., New York, Chapter 6, 7, 9, 10, §. 6.1, 6.3, 6.4, 7.2, 9.2, 9.3, 10.2, 10.3, 1979.
15. BLAKESLEE R. TH. - *Proiectarea cu Circuite logice MSI și LSI standard.*, Seria Electronică Aplicată, Ed. Tehnică, Bucureşti, cap. 13, pg. 282-300, 338-364, 1988.
16. BOBBIO A., TAVELLA P. - *Monitoring the calibration Status of Measuring Instruments by Stochastic Model*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 4, pp. 747-752, August, 1997.
17. BOCK W. I. - *Free Active Elements Bulk-Modulus High - Pressure Transducer Based on Fiber-Optic Displacement Sensor*, IEEE Transactions on Measurement, Vol. 47, No. 1, pp. 179-183, February, 1998.
18. BOGDANOVICH B. V. - *Displacement digitizers based on multicomponent photoresistors*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 6, pp. 20-22, June, 1986.
19. BORNER S. - *Length and angle incremental measurement and their limits of accuracy*, Elektronik, Vol. 39, Iss. 3, pp 88-91, February, 1990, Germany.
20. BORTOCO M., et al. - *Accuracy of Effective Bit Estimation Methods*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 4, pp. 1011-1016, August, 1997.
21. BRASSEUR G. - *A Capacitive 4-Turns Angular-Position Sensor*, IEEE Transactions on Measurement, Vol. 47, No.1, pp. 275-280, February, 1998.
22. BREMER I. G. - *Linearmeßsystem für Werkzeugmaschinen*, ZWF 75, s. 351-355, 1980.
23. BUDNICK S. F. - *Finite Mathematics with Applications*, McGraw-Hill Book Company, New York, chapter 8, 9, pp. 283-375, 1985.
24. BUGROV D. A. et al. - *Digital photoelectric converter of linear displacements*, Instruments and Experimental Techniques, Vol. 32, Iss. 2, pp. 493-495, March-April, 1989, USA, (Translated from Pribory i Teknika Eksperimenta, Vol. 32, Iss. 2, pp. 209-211, 1989).
25. BURT D. I. - *Extending the performance limits of CCD image sensors*, GEC Journal of Research, Vol. 12, No. 3, pp 130-140, March, 1995.

26. BUUR J. - *Positioning mechatronics design between mechanics, electronics and software*, Int. Conf. On Advanced Mechatronics, Tokyo, pp. 189-194, 1989.
27. CHAMBERLAIN S.G. - *Dual mode on-chip high frequency output structure with pixel video differencing for CCD image sensor*, US Patent No. 5452003, September 19, Canada, 1995.
28. CHERRY M. L. - *Bi-directional, fast-timing charge coupled device*, US Patent No. 5693968, December 2, USA, 1997.
29. CHIN PH. K. - *Optical displacement sensor utilizing optical diffusion and reflection*, US Patent No. 5389777, February 14, USA 1995.
30. CHUNG W. S. et al. - *Measurements of a Fabricated Micro Mirror Using a Lateral-Effect Position Sensor*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 6, pp. 861-867, December 1997.
31. CIUCU G., ș.a. - *Statistica matematică și cercetări operaționale*, Ed. Didactică și pedagogică, cap. 6, pg. 200-276, București, 1982.
32. COREY H. S. - *Microinterferometer transducer*, US Patent No. 4153370, December 5, USA., 1977.
33. CULLMANN G. - *Coduri detectoare și corectoare de erori*, Editura Tehnică, București, 1972.
34. DANIELIAN G. - *Fiber optic displacement sensor*, US Patent No. 5808730, September 5, Moscow, Russian Federation, 1998.
35. DESCURE P. - *Multilinear charge transfer array*, US Patent No. 4744057, May 10, France, 1988.
36. DOBROFF N. - *Recent advances in displacement measuring interferometry*, Measurement Science and Technology, No 4, pp. 907-926, May, 1993, UK.
37. DODOC P. - *Teoria și construcția unui sistem senzorial "inteligent" pentru recunoașterea formei, mărimii și poziției unui obiect*, Al VII-lea Simpozion național de roboți industriali, București, 29-30 oct., 1987.
38. DODOC P. - *Teoria și construcția aparatelor optice*, Editura Tehnică, București, Vol. I și II, § 1.3, 4.12, 4.13, 7.2, 7.3, și 7.4, 1989.
39. DODOC P., SCHIAUA S. - *Microscop cu traductor Moiré pentru poziționări și măsurări unghiulare*, Comunicare la Sesiunea Științifică IMF, București, 1984.
40. DOMRACHEV V. G., et al. - *A sampling method of accuracy estimation for an angle digitizer*, Measurement Techniques, No. 5, pp. 347-349, May, 1983, (Translated from Izmeritel'naya Tekhnika, no. 5, pp. 21-23, 1983).
41. DOMRACHEV V. G., et al. - *Code reliability determination for angle-parameter-code converters*, Measurement Techniques, No. 12, pp. 1116-1119, December, 1986, (Translated from Izmeritel'naya Tekhnika, No. 12, pp. 15-17, 1986).
42. DOMRACHEV V. G. - *Structural method of raising the accuracy in an Amplitude -Type Angle Digitizer*, Translated from Izmeritel'naya Tekhnika. No. 7, pp. 8-10, July, 1991.
43. DOREY A. P., BRADLEY D. A. - *Measurement science and technology - essential fundamentals of mechatronics*, Meas. Sci. Technol. No. 5, pp. 1415-1428, UK, 1994.
44. DOWNS M. J., RAINE K. W. - *An unmodulated bidirectional fringe-counting interferometer for measuring displacement*, Precision Engineering, No. 1, pp. 85-88, 1979.
45. DOWNS M. J. - *A proposed design for an optical interferometer with sub-nanometer resolution*, Nanotechnology, No. 1, pp. 27-30, 1990.
46. DRECHT van I., MEIJER M. G. - *Concepts for the design of smart sensors and smart signal processors and their application to PSD displacement transducers*, Digest of Technical Papers, Transducers'91.
47. DRIESSEN A. et al. - *All-optical integrated optic devices: A hybrid approach.*, IEE Proceedings-Optoelectronics, Vol. 145, Issue 4, pp. 227-231, August, 1998.
48. DU VALL W. E. - *Tubular sonic displacement sensor*, US Patent No. 5629681, May 13, USA, 1997.
49. EREN H., FUNG C. C. - *Position Estimation of Mobile Robots Based on Coded Infrared Signal Transmission*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 6, December, 1997.
50. ERNST A. - *Movable aperture photoelectric measuring instrument*, US Patent No. 4549808, October 29, Germany, 1985.
51. ERNST A. - *Digitale Positionssysteme für Längen und Winkel*, VDI Bericht, s. 149-162, 1987.
52. ERNST A. - *Drehgeber als hochgenaue Weg- und Winkelmeßgeräte*, Feinwerktechnik & Meßtechnik, Voil. 95, pp. 304-310, 1987.
53. ERNST A. - *Längenmessung im sub-Mikrometer Bereich*, Precision, No. 1, s. 27-31, Januar, 1988.
54. ERNST A. - *Luftgelagerte Meßeinrichtungen für die Kontrolle von Längen und Winkelmeßsystemen*, Feinwerktechnik & Meßtechnik, No. 7, s. 339-342, Juli, 1988.
55. ERNST A. - *Digitale Längen- und Winkelmeßtechnik*, Verlag moderne Industrie AG & CO., Landsberg/Lech, s. 251-267, 1989.

56. ERNST A. - *Längen meßsysteme für Werkzeugmaschinen*, Maschinenmarkt 93, 21, s. 29, 60-64, 1993.
57. ESEPKINA N. A. et al. - *Optoelectronic processors with scanning CCD photodetectors*, Quantum Electron Vol 25, No. 10, pp. 956-961, October, UK, 1995.
58. FAVENNEC I. M. - *Smart sensors in industry*, J. of Physics, E. Sci. Instrum., Vol (20), pp. 1087-1089, 1987.
59. FERY N. TOTH, MEIJER G. - *A low -Cost, Smart Capacitive Position Sensor*, IEEE Trans on Instrum. Meas., vol. 41, No. 6, pp. 1041-1044, December, 1992.
60. GAJDA J., SZYPER M. - *Parametric Optimization of Measuring Systems According to the Joint Error Criterion*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 4, pp. 769-774, August, 1997.
61. GALLANT J. - *CCDs let you design vision into applications*, EDN Design Feature, No. 12, pp. 87-93, October, 1995.
62. GAMBLING W. A. - *Novel optical fibres for sensing applications*, J. of Phys. E: Sci Instrum., No. 20, pp. 1091-1093, UK, 1987.
63. GEORGOPOULOS C. I. - *Fiber-Optic Link Design Considerations for Applications in Noisy Industrial Environments*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-31, No. 3, pp. 209-215, August, 1984.
64. GHEORGHE GH., PALADE D. - *Parametri optimali privind rețelele fotoelectrice incrementale*, Comunicare la Al 2-lea Simpozion Național de Metrologie, București, 25-27 Octombrie, 1984.
65. GHEORGHE GH., PALADE D. - *Influențe asupra legii de variație a fluxului de ieșire la sistemele fotoelectrice de măsurare*, Comunicare la Al 2-lea Simpozion Național de Metrologie, București, 25-27 Oct., 1984.
66. GOEPEL E., STURZER M. - *SFH 910 low-cost photo interrupter: incremental measurement of rotational angle and position detection with integrated direction sensing*, Siemens Components [English Edition], Vol. 24, Iss. 4, pp. 143-147, August, 1989, Germany.
67. GONNASON W. R. - *An analog position sensing system*, M. Sc. Thesis, The University of Calgary, Mars, 1989.
68. GONNASON W. R., HASLETT J. W. - *A low cost high resolution optical position sensor*, IEEE Trans on Instrum. and Meas., vol. 39, No. 4, pp. 658-663, August, 1990.
69. GOODALL M. R. - *Counter for incremental encoders*, Electronic Product Design, pp. 25-26, Sept., 1982.
70. GRÜBEL H., NITSCH G. - *Interferometrisches Echtzeitwegmeßsystem mit vollständig dielektrischem, integriertem optischem Sensorkopf*, Technisches Messen, No. 58, s. (pp.) 165-169, April, 1991.
71. GUPALOV V. I. - *Differential Primary Sensors with Phase-Modulated Output*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 6, pp. 3-4, June, 1989.
72. GURETZKY H. B. - *Angle-position transducer*, US Patent No. 4320293, March 16, USA, 1982.
73. HABA M. T. - *A method for measuring with high accuracy of linear displacements*, Kolloquiumsvorträge zu den Diplomarbeiten im Fachbereich Elektronik-Microelektronik, Fachhochschule für Technik Esslingen, Außenstelle Göppingen, s. 174-180, 7 Juli, 1993.
74. HABA M. T. - *Coduri binare corectoare pentru traductoare de deplasare inteligente*, Buletinul sesiunii de comunicări științifice, vol III, pg. 689-693, 31 Oct., 1997, Hunedoara.
75. HABA M. T. - *Correction of random errors in case of smart incremental displacement sensors*, Acta Universitatis Cibiniensis, Vol. XXXI, Technical Series, A. Electronics, Electrical Engineering and Computers, pp. 177-186, Ed. Univ. "L. Blaga", Sibiu, 1998.
76. HABA M. T. - *Optical method based on a linear black-and-white CCD for scanning incremental measurement rules*, Acta Universitatis Cibiniensis, Vol. XXXI, Technical Series, A. Electronics, Electrical Engineering and Computers, pp. 165-176, Ed. Univ. "L. Blaga", Sibiu, 1998.
77. HABA M. T. - *Reducing phase error of quadrature signals in optoelectronic incremental transducers*, Acta Universitatis Cibiniensis, Vol. XXXI, Technical Series, A. Electronics, Electrical Engineering and Computers, pp. 187-198, Ed. Univ. "L. Blaga", Sibiu, 1998.
78. HAGIWARA N. et al. - *A phase encoding method for improving the resolution and reliability of laser interferometers*, IEEE Transaction, No. 38, pp. 548-551, 1989.
79. HANSELMAN D. C. - *Resolver Signal Requirements for High Accuracy Resolver-to-Digital Conversion*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 37, No. 6, December, 1990.
80. HARONIAN D. - *Geometrical Modulation -Based Interferometry for Displacement Sensing Using Optically Coupled Suspended Waveguides*, IEEE/ASME Journal of Microelectromechanical Systems, Vol. 7, No. 3, pp. 309-315, September, 1998.
81. HEBERT B., et al. - *A high efficiency interface for a biphasic incremental encoder with error detection*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, pp. 155-156, February, 1993.

82. HEERENS W. C. - *Application of capacitance techniques in sensors design*, Phys. E. Sci. Instrum. ,vol. 19, pp. 897-906, 1986.
83. HEISS M. - *Gray code mit Fehlererkennung - Neue Möglichkeiten bei der Rückmeldercodierung*, in Microelectronic Convention, Vienna, Austria, pp. 375-380, Springer, 1989.
84. HEISS M. - *Error-detecting unit-distance code*, IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 39, No. 5, pp. 730-734, October, 1990.
85. HILL J W - *Twin beam displacement transducer*, US Patent No. 5757497, May 16, USA, 1998.
86. HOWARD E. - *Hochauflösende optische Inkremental -Drehgeber*, Hewlett Packard, Elektronik Praxis, No. 11, s. 88-92, Juni, 1992.
87. HUGGINS R. W. - *Variable light transmission filter and optical analog position sensor*, US Patent No. 4874941, May 22, Island, 1990.
88. HUIJING J. H. - *Integrated smart sensors*. Sensors and Actuators A, No. 30, pp. 164-167, 1992.
89. HUJIC D., CROFT E. A. - *The Robotic Interception of Moving Objects in Industrial Settings: Strategy Development and Experiment*, IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 3, No. 3, pp. 225-229, September 1998.
90. IONESCU G., ș.a. - *Traductoare pentru automatizări industriale*, Vol. I, Editura Tehnică, București, cap. 7, pg. 177-219, 1985.
91. IANESICK I.R. et al. - *CCD charge-collection efficiency and the photon transfer technique*, Optical Engineering, No.26, pp. 972-980, 1987.
92. IWASAKI H.K. - *Photometric sensor*, US Patent No. 5473155, December, Japan, 1995.
93. KABAY Y. S. - *Photoelectric encoder having a grating substrate with integral light emitting elements*, US Patent No. 5155355, October 13, Japan, 1992.
94. KABUKA M. R., ARENAS A. E. - *Position verification of a mobile robot using standard pattern*, IEEE J. of Robotics and Automation, Vol. RA-3, pp. 505-516, December, 1987.
95. KASIMZADE M. S. TILLMAN A. - *Spatial-Encoding Transducers with Information Displacement*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 2, pp. 24-25, February, 1984.
96. KASHITANI A. - *Rotary mirror scanner unit having optical angular displacement sensor*, US Patent No. 5625183, April 29, Japan, 1997.
97. KAWAI S., et al. - *Photo Response Analysis in CCD Image Sensors with a VOD Structure*, IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 42, No. 4, pp. 652-654, April, 1995.
98. KAWASAKI A., GOTO M. - *On the position response of a position sensitive detector (PSD) irradiated with multiple light beams*, Sensors and Actuators, Vol. A21-A23, pp. 534-537, 1990.
99. KAY L., SADLER D. A. - *A method for processing CCD images to remove cosmic rays and other randomly positioned spurious events - theory and experiment*, Meas. Sci. Technol. No. 2, pp. 532-535, UK, 1991.
100. KEIJIN SATO, et al. - *Optical method of measuring angular displacement using a 2-D Charge Coupled Device*, Applied Optics, Vol. 29, Iss. 23, pp. 3418-3421, August, 1990, USA.
101. KENNY T. W. et. al. - *Microsensors based on Tunneling Displacement Transducers*, Abstract for the Fourth Foresight Conference on Molecular Nanotechnology , 1997.
102. KHOLOMONOV A. A. - *Digital simulation of the errors in transformer-type displacement sensors*, Measurement Techniques, No. 10, pp. 967-969, Oct., 1990, (Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 10, pp. 6-7, 1990).
103. KHUDYSH E. E. - *Analog signal processing in phase digital angle transducer*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 4, pp. 7-9, April, 1988.
104. KIGUCHI K., FUKUDA T. - *Intelligent Position Force Controller for Industrial Robot Manipulators - Application of Fuzzy Neural Networks*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 6, pp. 753-758, December, 1997.
105. KNAPP I. - *Simple interface for capacitive sensors*, Technisches Messen, No. 2, pp. 111-115, Februar, 1987.
106. KOHAVI Z. - *Switching and Finite Automata Theory*, Mc Graw - Hill, New York, Vol.1, Chapter 15, section 15-2, 1978.
107. KOSINSKII A. V. - *A photoelectric phase displacement transducer*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No.4. pp. 21-22, April, 1991.
108. KOSINSKII A. V. - *Phase Displacement Transducer*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 2, pp. 15-16, February, 1992.
109. KOSINSKII A. V., et al. - *Multimodulation displacement sensor based on a multielement photocell*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 7, pp. 4-5, July, 1991.

110. KOSINSKII A. V., et al. - *Phase-type displacement transducer based on a multi-element photodetector*, Translated from Izmeritel'naya Tekhnika, No. 9, pp. 13-14, September, 1990.
111. KREFT D., PROHL W. - *Digitales Meßsystem mit Mikrocomputer errechnet Positionen geschwindigkeitsabhängig*, Forschung und Konstruktion, No. 41, s. 48-50, October, 1986.
112. KRIZIK I. G. - *Displacement transducer using a movable light*, US Patent No. 4572607, February 25, USA, 1986.
113. KWA T. A., WOLFFENBUTTEL R. F. - *Optical angular displacement sensor with high resolution integrated in silicon*, Sensor and Actuators A [Physical], Vol. A32, Iss. 1-3, pp. 591-597, April, 1992, Switzerland. (EUROSENSOR V Conference, 30 sept.-2 oct., 1991, Rome, Italy).
114. LEGRAS J. C., et al. - *Application des méthodes de régression multiple et des moyens d'évaluation automatiques à la caractérisation des capteurs 'intelligents'*, Capteurs 86, Paris. Presented paper, 1986.
115. LEWIS A. V. et al. - *Network-connectable displacement sensor with stored ID*, US Patent No. 5726567, March 10, GB, 1998.
116. MARTIN K. - *A voltage-controlled switched-capacitor relaxation oscillator*, IEEE J., vol. SC-16, pp. 412-413, 1981.
117. MASUI M. - *Photoelectric sensor having a light guide built-in*, US Patent No. 5767508, June 16, Japan, 1998.
118. MATSUMARU K., et al. - *Non-contact thickness measurement by KI. 130 displacement meters*, Anritsu Technical Bulletin, Iss. No. 63, pp. 101-110, May, 1992, Japan.
119. MATVEEVSKII V. R. - *Improving The Accuracy of Phase Displacement Transducers*, Translated from Izmeritel'naya Tekhnika, No. 12, pp. 13-14, December, 1986.
120. MEIJER M.G., SCHRIER R. - *A linear high-performance PSD displacement transducer with a microcontroller interfacing*, Sensor and Actuators, A21-A23, pp. 538-543, 1990.
121. MIHOC GH., CRAIU V. - *Tratat de statistică matematică*, vol. IV, *Corelație și regresie liniară*, Editura Academiei, București, § 15.2, 16.2, 16.3, și cap. XXXI, 1981.
122. MILLEA A. ș.a. - *Metrologia mărimilor electrice și măsurări electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1978.
123. MILLEA A. - *Cartea metrologului*, Metrologie generală, Editura Tehnică, cap. 4, 5, pg. 49-104, București, 1985.
124. MILLER W. - *Meter - Definition, Laser Interferometer und interferenzielle Meßsystem*, Versuchs und Forschungsingenieur, No. 4, s. 39-44, April, 1993.
125. MORI S., ș.a. - *Laser measurement system for precise and fast positioning*, Optical Engineering, No. 27, pp. 823-829, 1988.
126. MORSE TH.F. - *Electric and electromagnetic field sensing system including an optical transducer*, US Patent No. 5280173, January 18, USA, 1994.
127. NAGANO M. - *Position detecting apparatus for a moving body*, US Patent No. 5229836, July 20, Japan, 1993.
128. NICOLAU E., et al. - *Manualul inginerului electronist - vol. I, Măsurări electronice*, Editura Tehnică, pg. 730-739, București, 1979.
129. NIKOLAEV Yu. L., ERSHOV A.G. - *Automated microdisplacements reading mechanism*, Measurement Techniques, No. 2, pp. 122-124, February, 1990, (Translated from Izmeritel'naya Tekhnika, No. 2, pp. 22, February, 1990).
130. ODEBERG H. - *Distance measures for fuzzy sensor opinions*, Measurement Science and Technology, No. 4, pp. 808-815, UK, 1993.
131. OKAMOTO T., EGAWA Y. - *Speckle correlation method for the real-time measurement of motion paths using a liquid crystal television*, Optical Engineering, Vol. 32, Iss. 1, pp. 10-14, January, 1993, USA.
132. OLDHAM N., et al. - *Electronic limitation in phase meters for heterodyne interferometry*, Precision Engineering, No. 15, 1316-1326, 1993.
133. OLTEANU D., POPESCU C. A. - *Circuite integrate pe arii de porți logice*, Seria Electronică Aplicată, Editura Tehnică, București, cap. 2, 4, pg. 19-46, 167-172, 1991.
134. ORLOV V. V., PAKHOLOK YU. M. - *Algorithmizing processing measurements by similar sensors*, Measurement Techniques, No. 2, pp. 84-87, February, 1986, (Translated from Izmeritel'naya Tekhnika, No. 2, pp. 11-13, 1986).
135. OTCHNIK M. et al. - *High accuracy optoelectronic transducer for linear displacement based on a CCD and microelectronics*, Translated from Izmeritel'naya Tekhnika, No. 4, pp. 10-12, April, 1990.

Bibliografie

136. PARRIAUX O - *Integrated optic displacement interferometers and flat optical antennae*, *Technisches Messen*, No. 58, s. 158-164, 1991.
137. PETRIU M. E. - *Absolute-Type Position Transducers Using a Pseudorandom Encoding*, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-36, No. 4, pp. 950-955, December, 1987.
138. PETRIU M. E. - *Reconsidering natural binary encoding for absolute position measurement applications*, *IEEE Trans. Instrum. Meas.* Vol. 38, No. 5, pp. 1014-1016, October, 1989.
139. PETRIU M. E. - *Scanning method for absolute pseudorandom position encoders*, *Inst. Elec. Eng. Electron Lett.*, vol. 24, pp. 1236-1237, Sept., 1988.
140. PETRIU M. E., BASRAN J. S. - *On the position measurement of automated guided vehicles using pseudorandom encoding*, *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 38, No. 3, pp. 799-803, June, 1989.
141. PHILBRICK R. H. - *Image sensor with improved charge transfer inefficiency characteristics*, US Patent No. 5504527, April 2, Norway, 1996.
142. POP E., STOICA V. - *Principii și metode de măsurare numerică*, Cap. 3, pag. 33-52, Editura Facla, Timișoara, 1977.
143. POP E. ș. a. - *Tehnici moderne de măsurare*, Cap. 3, pag. 134-152, Editura Facla, Timișoara, 1983.
144. POPOV A. E. - *Multimodulator phase displacement counter with multichannel summation*, Translated from *Izmeritel'naya Tekhnika*, No. 2, pp. 18-19, February, 1992.
145. QIAN D., et al. - *A Method for Measurement of Multiple Light Spot Positions on One Position-Sensitive Detector (PSD)*, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, Vol. 42., No. 1, pp. 14-18, February., 1993.
146. RAIBLE B. - *Binär codierte Maßstabe*, *Elektronik* (16), No. 3, s. 71-74, 1967.
147. REIFF E. - *Lineare und Berührungslöse Wegmessung-Positioniersystem mit Ultraschall*, *Messtechnik*, No. 4, s. 32-33, April, 1990.
148. RIGAL J. L. - *Timpul și gândirea fizică contemporană*, Editura Enciclopedică Română, cap. 3, pg. 145-166, București, 1972.
149. ROBERT M., et al. - *Smart sensors in flexible manufacturing systems*, *Sensors and Actuators A*, No. 37-38, pp. 239-246, 1993.
150. SASAKI, A., et al. - *Measurement of small angular displacements with a flat-parallel glass plate*, *Review of Laser Engineering*, Vol. 18, Iss. 6, pp. 415-420, June, 1990, Japan.
151. SCHREMS P. - *Sensorsignale über das Ethernet*, *Elektronik Industrie*, No. 9, s. 90-91, September, 1997.
152. SHEPPARD T. S., et al. - *Experimental Demonstration of a Buried-Channel Charge-Coupled Device in 6H Silicon Carbide*, *IEEE Electron Device Letters*, Vol. 17, No. 1, pp. 4-6, January, 1995.
153. SHOUP D. W. - *Digitally based system for monitoring physical phenomena*, US Patent No. 4831558, May 16, USA, 1989.
154. SIRAZETDINOV M. - *Error Computation for Capacitive Displacement Transducers using Nonlinear Bridge Circuits*, Translated from *Izmeritel'naya Tekhnika*, No. 3, pp. 10-11, March, 1989.
155. SKRIBANOV V. E., et al. - *Device for measuring linear displacement*, *Measurement Techniques*, No. 11, pp. , November, 1983, (Translated from *Izmeritel'naya Tekhnika*, No. 11, pp. 13-15, Nov., 1983).
156. SLEPICH A. N., DOMRACHEV V. G. - *Accuracy aspects of a digital method of measuring phase-shifter error*, *Measurement Techniques*, No. 12, pp. 1119-1124, December, 1986, (Translated from *Izmeritel'naya Tekhnika*, No. 12, pp. 18-20, 1986).
157. ŚLIWCZYNSKI B. - *An automatic correction of time drift error in measurement systems*, *Measurement Science and Technology*, No. 3, pp. 569-573, UK, 1992.
158. SMIRNOV V. I. - *An Angle Digitizer containing a Multiphase-Multipole Rotating Transformer*, Translated from *Izmeritel'naya Tekhnika*, No. 5, pp. 7-9, May, 1984.
159. SNITKO YU. V. - *Scanning displacement sensors with surface acoustic wave modulation*, *Measurement Techniques*, No. 10, pp. 963-965, Oct., 1990, (Translated from *Izmeritel'naya Tekhnika*, No. 10, pp. 3-4, 1990).
160. SOMMARGREN G.E. - *A new laser measurement system for precision metrology*, *Precision Engineering*, No. 9, pp. 179-184, 1987.
161. SPAIN Jr. R. A. - *Displacement transducer accommodating extreme environmental conditions*, US Patent No. 4653190, March 31, USA, 1987.
162. SPAULDING C. P. - *Incremental Encoder*, US Patent No. 4963733, October 16, Canada, 1990
163. SPIES A. - *Längen in der Ultrapräzisionstechnik messen*, *Feinwerktechnik und Messtechnik*, No. 98, s. 406-410, 1990.
164. SPIES M. I. et al. - *Optic sensor*, European Patent, No. W09729926A1, 7 February, Germany, 1997.

165. SPILLMAN Jr. W. B. - *Optical displacement sensor with a multiperiod grating*, US Patent No 4874941, October 17, USA, 1989.
166. SPOREA D., BÎRCĂ-GĂLĂȚEANU S. - *Circuite optoelectronice*, Editura militară, București, cap 1, § 1.1, 1.2, 1.4, 1.8, 1986.
167. STAN M. - *Programmable logic decodes optical encoders*, Electronic Engineering, No. 6, pp 37-39, June, 1992.
168. STANCIU D. - *Senzori. Prezent și perspectivă*, Editura Tehnică, București, pg 9-13, 1987
169. STAUTON R. C. - *Edge operator error estimation incorporating measurements of CCD-TV camera transfer function*, IEE Proceedings - Vision, Image and Signal Processing, Vol. 145, Issue 3, pp 229-235, June, 1998
170. STEENPUT E., ROLAIN Y. - *Auto-Consistent Environment for Measurement Software Development*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 46, No. 4, pp. 742-747, August, 1997
171. STEINMETZ C R. - *Displacement measurement repeatability in tens of nanometers with laser interferometry*, Proceedings SPIE No. 921, pp. 406-420, 1988.
172. STEINMETZ C R. - *Laser interferometry operates at sub-micron level*, Laser Focus World, No. 7, pp 93-98, July, 1990.
173. STEINMETZ C R. - *Sub-micron measurement and control on precision machine tools with laser interferometry*, Precision Engineering, No. 12, pp. 12-24, 1990.
174. STERN M. A. - *Optoelectrical joystick switch having a resilient, rigidly mounted central shaft*, February 19, Canada, 1991.
175. STEVENS C. E. - *Optical position transducer*, US Patent No. 4330009, June 1, USA, 1982
176. STRUNK C. - *Connectivity: Netzwerke für die Meßtechnik nutzen*, Elektronik Industrie, No. 1, S. 69-70, Januar, 1997.
177. SUTTON C. M. - *Non-linearity in length measurement using heterodyne laser Michelson interferometry*, J. of Phys. E: Sci. Instrum., No. 10, pp. 1290-1292, 1987.
178. SUZUKI J. - *Linear pickup actuator for moving an optical pickup in a radial direction of a disk*, US Patent No. 5043964, August 27, USA, 1991.
179. SYLVAN J., PANVITIUS O. - *A device for processing the signal of linear variable displacement transformers*, Elektronik Praxis, Vol. 25, Iss. 11, pp. 68-75, Germany, June, 1990.
180. TAMAYAMA H. A. - *CCD signal read-out circuit free from aliasing of high-frequency noises*, US Patent No 5572155, November 5, Japan, 1996.
181. TANAKA M., ș.a. - *Linear interpolation of periodic error in a heterodyne laser interferometer at sub-nanometer levels*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, No. 38, pp 552-554, 1989
182. TEZ S. E. - *Interfacing Bi-Phase Incremental Encoders*, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. IE-33, No. 3, pp. 337-338, August, 1986.
183. TIAN G. Y. et al. - *Computational algorithms for linear-variable differential transformers (LVDT's)*, IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology, Vol. 144, Issue 4, pp 189-193, July, 1997.
184. TIL'MAN A. B. - *Multilayer Code Scale in Position Sensors*, Measurement Techniques, No. 7, pp 645-646, July, 1989, (Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 7, pp. 17-18, July, '89).
185. TIL'MAN A. B. - *Wide-band Code Position Sensor*, Measurement Techniques, No. 8, pp. 779-780, Aug 1990, (Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 8, pp. 27-28, August, 1990).
186. TIRON M. - *Teoria erorilor de măsurare și metoda celor mai mici pătrate*, Cap III, IV, V, VII, Editura Tehnică, București, 1972.
187. TIRON M. - *Prehucrarea statistică și informațională a datelor de măsurare*, Cap 2, 4, 5, Editura tehnică, București, 1976.
188. TRANDAFIR R. - *Probleme de matematici pentru ingineri*, Cap. 8, 9, Editura Tehnică, București, 1977
189. TRÄNKLER H. R. - *Sensoren für geometrische Meßgrößen*, Technisches Messen, 54 Heft, No. 4, s. 161-165, April, 1987.
190. TSIPRIS P. - *Utility pipe displacement sensor*, US Patent No. 5603282, February 18, USA, 1997
191. ULMER Jr. E. A. - *Method of eliminating the effects of birefringence from the detection of electric current using Faraday rotation*, US Patent No. 5008611, April 16, USA, 1991.
192. VAN EGMOND F. C. - *Electronic catheter displacement sensor*, US Patent No. 5709661, January 20, Netherlands, 1998.
193. VASSEUR P., BILLAT A. - *Contribution to the development of a smart sensor using eddy currents for measurement of displacement*, Meas. Sci. Technol. No. 5, pp. 889-895, UK, May, 1994
194. VOLNYANSKII V. N. - *Displacement Transducers with Self-Adjusting Corrector*, Translated from Izmeritel'naya Teknika, No. 6, pp. 18-20, June, 1984.

195. WALKER F. - *Fiber optic displacement transducer with dichroic target*, US Patent No. 4798951, January 17, USA, 1989.
196. WANG W., BUSCH-VISHNIAC J.I. - *The linearity and resolution of lateral effect position sensitive devices - A new optimum geometry*, IEEE Transactions on Electron Devices (Special Issue), vol. 36, p. 2475, 1989.
197. WARABISAKO T. et. al. - *Photoelectric Transducer and Device*, European Patent No. W09831054A1, January, 13, Tokyo, Japan, 1997.
198. WEISE K. - *Treatment of uncertainties in precision measurements*, IEEE Transaction on Instrumentation and Measurements, No. 36, pp. 642-645, 1987.
199. WEISE K. - *Comparison of two measurement result using the Bayesian theory of measurement uncertainty*, Meas. Sci. Technol. No. 5, pp. 879-882, May, 1994.
200. WEISE K., WÖGER W. - *A Bayesian theory of measurement uncertainty*, Meas. Sci. Technol. No. 3, pp.1-11, March, 1992.
201. WENKE I. - *Digitale Signalauswertung. Neue Schnittstelle für Längen - Meßsysteme und Drehgeber*, Konstruktion und Elektronik, No. 48, s 17-18, November, 1990.
202. WINKEL D., PROSSER F. - *The Art of Digital Design. An Introduction to Top-Down Design*, Prentice-Hall, Inc., New Jersey, Chapters 2,3, pp.36-100, 1980.
203. WOUTERSE H. I. - *Inductive position transducer with transverse excitation*, Technisches Messen, No. 1, pp. 15-19, Januar, 1987.
204. WROBLEWSKI TH. R. et. al. - *Smart control and sensor devices single wire bus multiplex system*, US Patent No. 4736367, April 5, USA, 1987.
205. YAKYMYSHYN CH. P. - *Optical transducer and method of use*, US Patent No. 5353262, October 4, Norway, 1994.
206. YAMAGUCHI I., FUJITA T. - *Linear and rotary encoders using electronic speckle correlation*, Proceedings of the SPIE The International Society for Optical Engineering, Vol. 1162, pp. 213-226, 1990, USA.
207. YAMAKAWA M. - *Photoelectric sensor having a folded light path*, US Patent No. 4978843, December 18, Japan, 1990
208. YAMAMOTO E. - *Optical displacement sensor*, US Patent No. 5619318, April 8, Japan, 1997.
209. YAMAMOTO E. - *Optical displacement sensor*, US Patent No. 5798826, August 8, Japan, 1998.
210. YANG W. - *Conception of electronical signal processing device for capacitive sensors*, Technisches Messen, No. 4, pp. 440-478, April, 1992.
211. YI XIE, YI-ZUN WU - *Zeeman laser interferometer errors for high-precision measurements*, Applied Optoelectronic, No. 31, pp. 881-884, 1992.
212. YONGPING XIA - *Wide imput frequency, 50% duty cycle converter*, Electronic Engineering, No. 6, pp. 39-40, June, 1992.
213. ZANTIS F.P. - *Infra-Test. Untersuchung der IR-Empfindlichkeit von CCD-Chips*, ELRAD, Heft 7, s. 43-45, 1994.
214. * * * - *Absolut-Drehgeber mit integrierten OPTOASIC*, Hengstler, Elektronik Industrie, No. 1, s. 74, Januar, 1997.
215. * * * - *Absolute Wegmessungen*, Versuchs und Forschungsingenieur, No. 6, s. 30-31, November, 1991.
216. * * * - *Absolute Winkelcodierer bis zu 24 Bit*, Versuchs und Forschungsingenieur, No. 3, s.14-15, Juni, 1990.
217. * * * - *Absolute Winkelcodierer*, Mitteilung der FRABA Fabrik Elektr. Apparate GmbH, Köln, 1991.
218. * * * - *Absolutes Multiturn Wegmeß-System*, Iee Industrie -elektrik - elektronik, Vol. 36, No. 7, s. 108, 1991.
219. * * * - *Advances in analog and digital interfacing of transducers*, Conference report, University of Southampton, 19 April 1991, Meas. Sci. Technol. 2, pp. 1123-1124, 1991.
220. * * * - *Anzeige Controller für Weg-und-Winkelsensoren*, MSR - Messen - Steuern - Regeln Magazin, No. 9-10, s.41-42, Sept.-Oct.,1991.
221. * * * - *Anzeigeeinheit für inkrementelle Meßsysteme*, Elektronik Industrie, No. 12, s. 16, Dezember, 1997.
222. * * * - *Application of Photodetectors for Position Sensing, Measuring Linear Displacement*, The UDT SC Optoelectronic Series - Data Book, USA, 1992.
223. * * * - *Aufbau von Längenmeßsystemen*, Konstruktion und Elektronik, No. 29, s. 10-11, Juli, 1990.

- 224.*** - *Demand for Rotary Encoders Grows Along with Sophistication of Products*, J. of Eletron. Eng., No. 11, pp. 70-73, November, 1988.
- 225.*** - *Doppelspur - Geber*, Elektronik Praxis, No. 11, s. 92-93, Juni, 1992.
- 226.***, - *Drehgeber. Der richtige Dreh*, EEE Elektronik - Anwendungen - Technologie, No. 17, s. 35-37, August, 1990.
- 227.*** - *Drehgeber mit CAN-Bus-Anschluß. HENGSTLER Absolutdrehgeber*, Elektronik Industrie, No. 11, s. 232, November, 1997.
- 228.*** - *Drehwinkelgeber - Information*, Industrie - elektrik - elektronik 35, No. 6, s. 50-55, Juni, 1990.
- 229.*** - *Drehwinkelgeber und Bewegungs - Steuerungssystemen*, Druckschrift der Hewlett Packard, 1990.
- 230.*** - *Eine Schnittstelle für Wikelcodierer*, Konstruktion und Elektronik, No. 23, s. 15-16, October, 1991.
- 231.*** - *Elektronik - Anwendungen - Technologie*, EEE, No. 17, s. 35-37, 28 August, 1990.
- 232.*** - *EG & G RETICON, Specification of monolithic selfscanning linear photodiode arrays, Ci Series with 128, 256, 512 and 1024 Elements*, Sunnyvale, California, October, 1991.
- 233.*** - *Genauigkeiten bis zu $\pm 1\mu m$ und feinste Auflösungen bis zu $0,1\mu m$* , Konstruktion und Elektronik, No. 38, s. 20-21, September, 1990.
- 234.*** - *High Linearity Position Sensing Detector-PSD*, Data Sheet, SiTek Electro Optics, Sweden, 1993.
- 235.*** - *IEEE - Circuit and Devices (The Magazine of Electronic and Photonic Systems)*, Vol 9, No. 3, pp. 19-21, March, 1993.
- 236.*** - *Inkremental - Drehgeber mit Hohlwelle*, Iee Industrie -elektrik - elektronik 35, No. 10, s. 149-150, October, 1990.
- 237.*** - *Inkrementale - Drehgeber mit 10.000 Impulse Umdrehung*, Iee Industrie - elektrik - elektronik, No. 5, s. 23-25, Mai, 1990.
- 238.*** - *Inkrementale - Drehgeber*, Mitteilung der HENDENHAIM, Februar, 1991.
- 239.*** - *Inkrementale Längen und Winkelmeßsysteme mit optoelektronischer Abtastung. Positions anzeigen*, Versuchs und Foschungsingenieur, No. 6, s. 38-39, November, 1991.
- 240.*** - *Inkrementale Magnet-Massband für translatorische Wegmessungen*, Iee Industrie - elektrik - elektronik, No. 12, s. 101-102, Dezember, 1990.
- 241.*** - *Inkrementale - Wegmessungen*, Iee Industrie -elektrik - elektronik, No. 9, s. 37-38, September, 1990.
- 242.*** - *Längenmessung jetzt noch genauer*, Konstruktion & Elektronik, No. 8, s. 30-31, 14 April, 1993.
- 243.*** - *Längenmessungen mit dem PC*, Kontrolle, Germany, No. 4, s. 3-4, April, 1993.
- 244.*** - *Laser position Transducer System, HP 5527A*, Hewlett Packard, March, 1988.
- 245.*** - *Mathcad 7. Professional - User's Guide*, Chapters 14, 20, 22, 25, MathSoft, Inc. Cambridge, USA, 1997.
- 246.*** - *Messen - Prüfen - Simulieren*, Versuchs und Forschungsingenieur, No. 4, s. 15, September, 1990.
- 247.*** - *Meßdaten erfassung mit 100 KHz auf kurzer Slotkarte*, MSR Messen - Steuern - Regeln Magazin, No. 9-10, s. 41-42, September, 1991.
- 248.*** - *Optical Encoding with HOA0901 and HOA0902 Series Optical Encoder Assemblies - Application Note*, Honeywell Data Book, pp. 368-379, 1993.
- 249.*** - *Optische Dimensionsprüfung. MicroEpsilon opto-CONTROL. Sensor mit CCD-Kamera*, Elektronik Industrie, No. 9, s. 126, September, 1997.
- 250.*** - *OPTO-IC, 14-Spur Differenzlicht-Sensor*, ZIEL-Spezifikation, No. 6, s. 1-3, Juli, 1993.
- 251.*** - *PC Zahler - Karte*, Druckschrift der HENDENHAIM, 15 Mai, 1992.
- 252.*** - *Präzision in Drehzahl und Lage-Regelung*, Iee Industrie-elektrik-elektronik, No. 10, s. 158-159, October, 1990.
- 253.*** - *Precision displacement detector of submicron accuracy*, References of SHANOC INC., 1990.
- 254.*** - *Programmierbarer Winkel-Positionsgeber von EUCHNER*, Konstruktion und Elektronik, No. 3, s. 21-23, Februar, 1991.

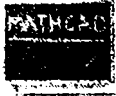
Bibliografie

255. * * * - *Sensoren für absolute Winkelmessung*, Elektronik Industrie, No. 10, s. 111, October, 1997.
256. * * * - *Transsonar Wegaufnehmer BTL*, Mitteilung der BALLUF GmbH & Co., Neuhausen, 1990.
257. * * * - *TSL 214, 64x1 Integrated Opto Sensor*, Linear Seminar of Texas Instruments, pp. 142-156, August, 1992.
258. * * * - *TSL 214, Edge Sensing Circuit, New Sensor Simplifies Microprocessor Design*, Application Information - Texas Instruments, pp 27-39, 1993.
259. * * * - *TSL 214, 64-Pixels-Sensor -IC mit Auflöselogik*, Elektronik Informationen, s. 26, September, 1992.
260. * * * - *Two channel High Resolution Optical Incremental Encoder Modules*, Technical Data - Hewlett Packard, 1992.
261. * * * - *Unabhängige Geber System auf einer Welle. Tandem-System*, Konstruktion und Elektronik, No. 7, s. 8-9, März, 1992.
262. * * * - *Verbindung von Elektronik und Mechanik. Der neue Inkrementalgeber von PORTESCAP*, Elektronik Industrie, No. 1, s. 86, Januar, 1997.
263. * * * - *Weg und Drehzahl auf der Spur*, Messen - Steuern - Regeln Magazine, No. 9-10, s. 40-41, Sept.-Oct., 1991.
264. * * * - *Weg und Winkel - Messungen - Informations*, Iee Industrie - elektrik - elektronik, No. 9, s. 13, 86, September, 1989.
265. * * * - *Winkelcodierer: Der neue Standard*, Versuchs und Forschungsingenieur, No. 6, s. 19-20, Juni, 1990.
266. * * * - *Winkelcodierer und Interface*, Iee Industrie - elektrik - elektronik, Vol. 36, No. 7, s. 70-71, 1991.
267. * * * - *Winkelsensoren intelligent. Hohlwellen Drehgeber von BAUMER elektrik*, Elektronik Industrie, No. 10, s. 131, October, 1997.
268. * * * - *400 dpi Bildsensor. Das lineare CMOS-Photodioden-Array TSL 1401*, Texas Instruments, Elektronik Industrie, No. 11, s. 234, November, 1996.

ADRESE DE INTERES ÎN WORLD WIDE WEB (Internet)

1. <http://www.additive-net.de> - *ADDITIVE Soft-und Hardware für Technik und Wissenschaft GmbH*, Friedrichsdorf/Ts., Germany.
2. <http://www.astc.net> - *Applied Safety Technology Corporation*, Milan, Italy
3. <http://www.biblio.ieee.org> - *Bibliographies On-line*.
4. <http://www.emv-online.de> - *emv-online.de* KM Verlagsgesellschaft, Munchen, Germany
5. <http://www.encyclopedia.com/articles/13013.html> - *Displacement Transducers & Sensors*
6. <http://www.entran.com> - *Sensors & Electronics Optic Displacement Sensor*
7. <http://www.iee.org.uk/publish/journals/> - *IEE Professional Journals Proceedings Electronics Letters Engineering Journals*.
8. <http://www.ieee.org> - *IEEE Home Page*.
9. <http://www.instrumentation.de> - *Intelligent Instrumentation GmbH*, Leinfelden-Echterdigen, Germany
10. <http://www.Lem.com> - *LEM Deutschland GmbH*, Groß-Gerau, Germany
11. <http://www.livingston.de> - *Livingston Electronic Services GmbH*, Darmstadt, Germany
12. <http://www.ntt.dk> - *Nordisk Transducer Teknik*, Denmark.
13. <http://www.patents.cnidr.org> - *US Patent Bibliographic Data Base*.
14. <http://www.patents.ibm.com/ibm.html> - *US Patents Data-Base IBM*.
15. <http://www.prema.com> - *Prema Präzisionselektronik GmbH*, Mainz, Germany.
16. <http://www.Reasearchpaper.com/forums/Science/index.html>
17. <http://www.sendev.com> - *Sensor Developments Inc.-Lake Orion*, Michigan, USA
18. <http://www.somatec.com> - *Somatec*, Deisenhofen, Germany.
19. <http://www.spectra.de> - *Spectra Computersysteme GmbH*, Leinfelden-Echterdigen, Germany
20. <http://www.trans-ie.uni-wuppertal.de> - *IEEE Transactions on Industrial Electronics - Abstracts*, University of Wuppertal, Germany.
21. <http://www.wme.de> - *WME Wulf Müller Electronic*, Hamburg, Germany
22. URL: www.designinfo.com/solartron - *Solartron Metrology on Design Info*.
23. URL: www.exonic.com/linear-exo43.htm - *Balluff Magnetostrictive Linear Displacement Transducer*
24. URL: www.fiso.com/position.htm - *Fiso Technologies - Fiber optic Position/Displacement Transducer*
25. URL: www.spaceagecontrol.com/pmcwi96.htm - *Position Measurement & Control* (Winter 1996)
26. URL: www.wutronic.de/displacement - *DC Input DC Displacement Transducers*.
27. <http://www.scioptics.com> - *Scioptics Corporation (EG&G Reticon)*, Sunnyvale, California, USA
28. <http://semiconductor.hitachi.com> - *Hitachi America Ltd.*, Brisbane, California, USA.
29. <http://www.ti.com> - *Texas Instruments*, Dallas, Texas, USA
30. <http://www.ti.com/sc/docs/psheets/abstract/soes002e.pdf> - *TSI 214, 64x1 Integrated Opto Sensor*, SOES002E, June 1991, revised March 1994.
31. <http://www.ti.com/sc/docs/psheets/abstract/app/soca010.htm> - *TLC 8188 Sensor Processor*, January, 1998
32. <http://www.site-inc.com> - *Scientific Imaging Technologies Inc. (SITE)*, Beaverton, Oregon, USA
33. <http://www.site-inc.com/pdf/introdat.pdf> - *An Introduction to Scientific Imaging Charge Coupled Devices*, 1994
34. URL: www.site-inc.com/whats-new.htm - *Science and engineering of high performance CCD's*, May 1999
35. <http://www.ccd.eev.com> - *EEV Ltd.*, Chelmsford, Essex, UK.
36. <http://www.ccd.eev.com/104fibre.pdf> - *Technical note on fiber optic array coupling to Charge Coupled Devices, AIA-CCDTN 104*, Issue 1, November, 1996, EEV Ltd.
37. <http://www.ccd.eev.com/105mtf.pdf> - *The MTF (Modulation Transfer Function) of CCD Sensors, AIA-CCDTN105*, Issue 1, November 1996, EEV Ltd.
38. <http://www.ccd.eev.com/ccdtn106.pdf> - *Solid State Imagine-CCD Sensors Technical Note: Glossary of Terms, AM-CCDTN106*, Issue 1, January, 1997, EEV Ltd.
39. <http://www.ccd.eev.com/ccdapps.htm> - *CCD's for Video, Spectroscopy & Science*, 25th February 1999, EEV Ltd.
40. <http://www.ccd.eev.com/ccdnews.htm> - *New CCD Products Special Devices*, 4th May 1999, EEV Ltd
41. <http://www.ccd.eev.com/ccdprod.htm> - *CCD Product Guide*, 30th June 1999, EEV Ltd

ANEXE



**Verificarea normalității rezultatelor . Testul pentru eșantionul
corespunzător abscisei $X_5 : 50mm$**

Testing for Normality

$XO := \text{READPRN}(\text{"DATA-EXP_1.prn"})$ $X := XO^{<5>}$
 $N := \text{length}(X)$ $N = 7$ elemente

Ipoteza de nul **H_0** : "data X urmează o distribuție aproximativ normală "

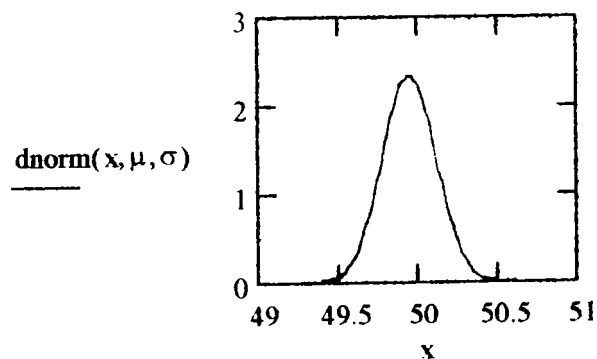
sau $x_j \in N(X, \sigma)$

cu un nivel de semnificație de 0,01.

$\mu := \text{mean}(X)$ $\mu = 49.944$ $\sigma := \text{stdev}(X)$ $\sigma = 0.169$

Distribuția normală ipotetică

$x := \mu - 4 \cdot \sigma, \mu - 3.9 \cdot \sigma, \mu + 4 \cdot \sigma$ $\mu - 4 \cdot \sigma = 49.267$ $\mu + 4 \cdot \sigma = 50.622$

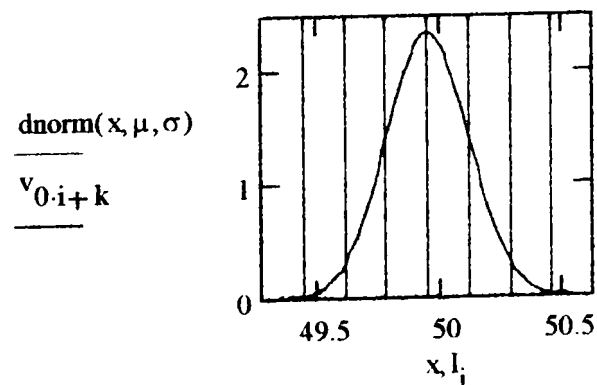


Valorile extreme ale intervalelor de clasă

$I_0 := -\infty$ $I_8 := \infty$ $i := -3..3$ $I_{i+4} := \mu + i \cdot \sigma$

Distribuția partiționată în intervale de clasă

$v_1 := 2.5$ $v_2 := 0$ $i := 1..7$ $k := 0..2$



Probabilitățile corespunzătoare pentru fiecare subinterval sunt conținute în vectorul p .

$$i := 0..7 \quad p_i := \text{pnorm}(I_{i+1}, \mu, \sigma) - \text{pnorm}(I_i, \mu, \sigma)$$

Vectorul valorilor expectate este: $E := N \cdot p$

în timp ce vectorul valorilor observate (adică data X sortate pe subintervalele definite) este furnizat în mod corespunzător de funcția Mathcad *hist*:

$$O := \text{hist}(I, X)$$

Astfel avem:

$$p = \begin{bmatrix} 1.35 \cdot 10^{-3} \\ 0.021 \\ 0.136 \\ 0.341 \\ 0.341 \\ 0.136 \\ 0.021 \\ 1.35 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix} \quad O = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 4 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad E = \begin{bmatrix} 9.449 \cdot 10^{-3} \\ 0.15 \\ 0.951 \\ 2.389 \\ 2.389 \\ 0.951 \\ 0.15 \\ 9.449 \cdot 10^{-3} \end{bmatrix}$$

Folosim testul χ^2 pentru verificare ipotezei de nul. Alegem un prag de semnificație:

$$\alpha := 0.01$$

Calculăm numărul gradelor de libertate ale distribuției cu formula:

$$df = n - 1 - r$$

unde n este numărul categoriilor în care au fost sortate datele, respectiv numărul intervalelor de clasă;
 r este numărul parametrilor distribuției populației ce au fost estimați pe baza selecției de date.

astfel : $n := \text{length}(O) \quad n = 8 \quad \text{iar} \quad r := 2$

deoarece media μ și deviația standard σ au fost calculate din eșantionul selecției.

$$\begin{aligned} \mu &:= \text{mean}(X) & \sigma &:= \text{stdev}(X) \\ df &:= n - 1 - r & df &= 5 \end{aligned}$$

Se calculează apoi statistica de test :

$$\chi^2 := \sum_i \frac{(O_i - E_i)^2}{E_i} \quad \chi^2 = 7.841$$

Pe baza criteriului de acceptare se compară rezultatul și se decide:

$$pchisq(\chi^2, df) < (1 - \alpha) = 1$$

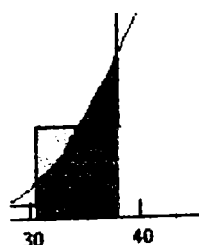
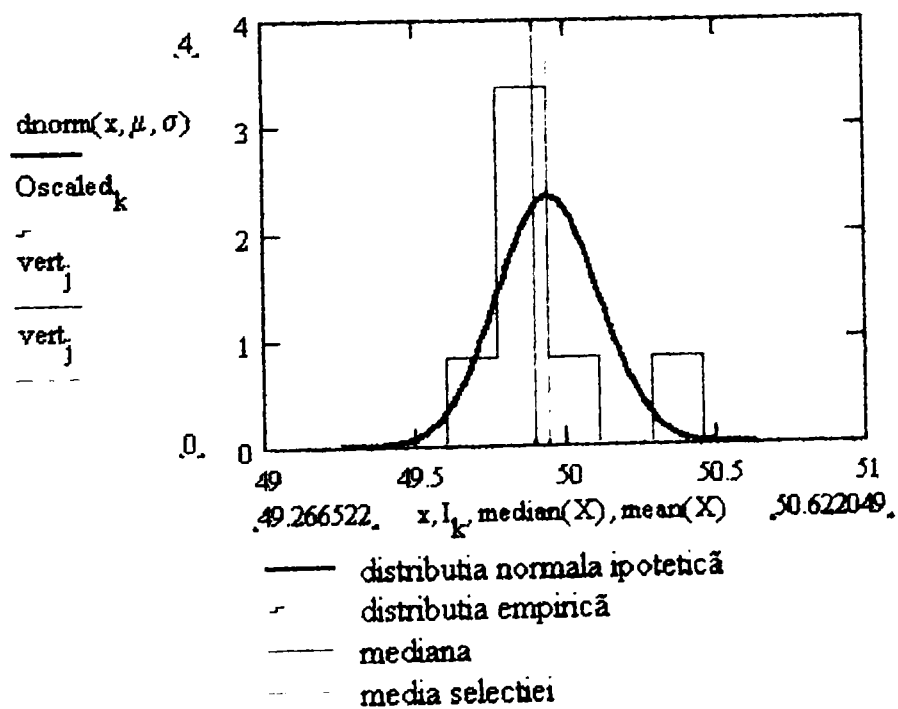
Așadar se acceptă ipoteza că variabila X_j este distribuită normal.

$$pchisq(\chi^2, df) = 0.835 \quad 1 - \alpha = 0.99$$

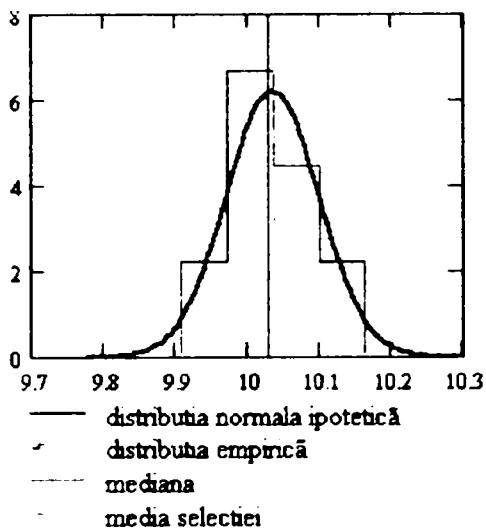
Se pot compara valorile observate O , cu distribuția ipotetică în reprezentarea grafică de mai jos, fiind fixate și media și mediana calculate tot pe baza selecției.

$$O_{scaled} := \frac{O}{N \cdot \sigma} \quad O_{scaled}_8 := O_{scaled}_7$$

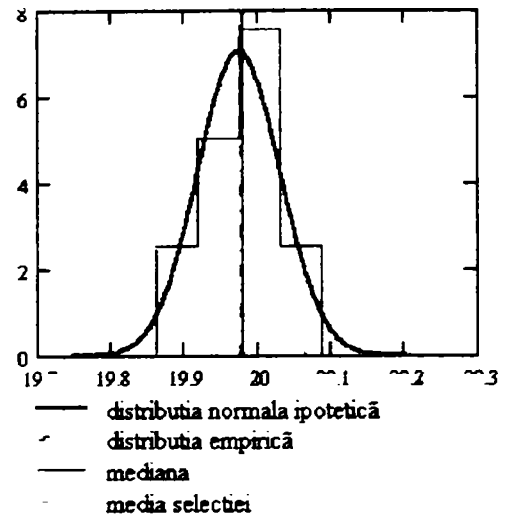
$$k := 1..7 \quad median(X) = 49.9 \quad mean(X) = 49.944 \quad j := 0..1 \quad vert := \begin{bmatrix} 0 \\ 4 \end{bmatrix}$$



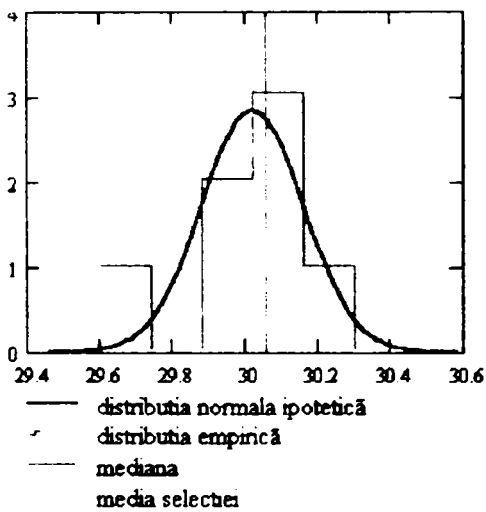
■ + ■ = expected probability
 ■ + = observed probability



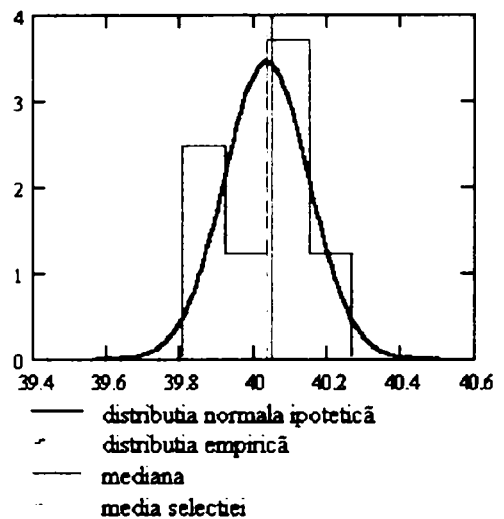
Testul pentru abscisa X_1 : 10mm



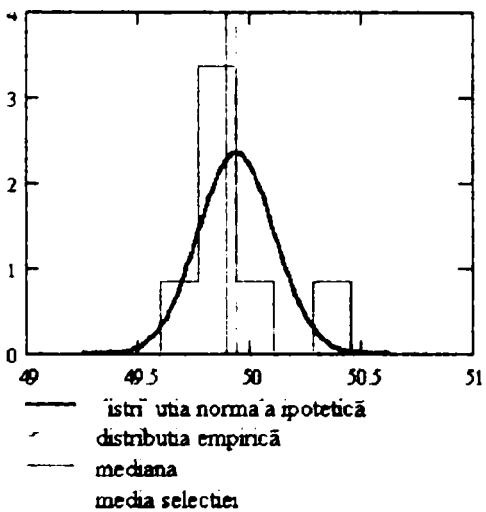
Testul pentru abscisa X_2 : 20mm



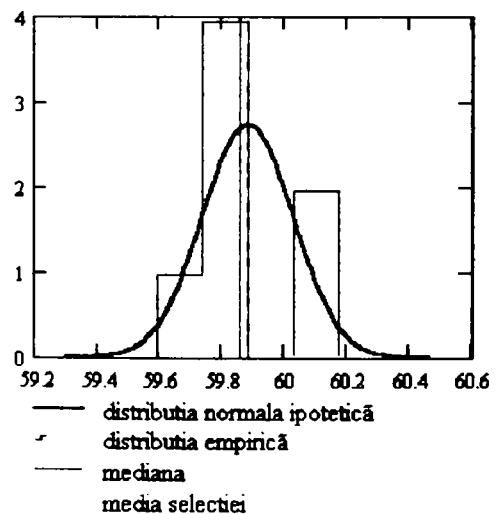
Testul pentru abscisa X_3 : 30mm



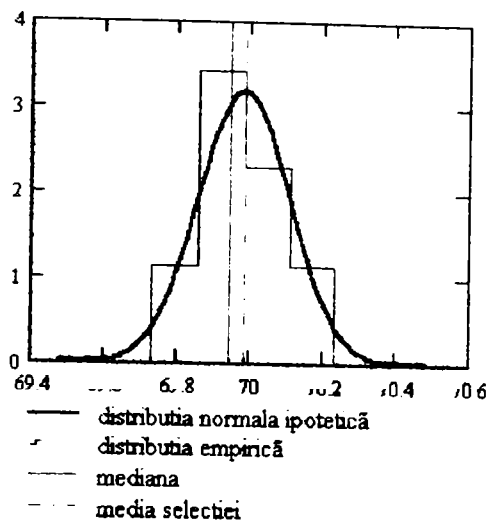
Testul pentru abscisa X_4 : 40mm



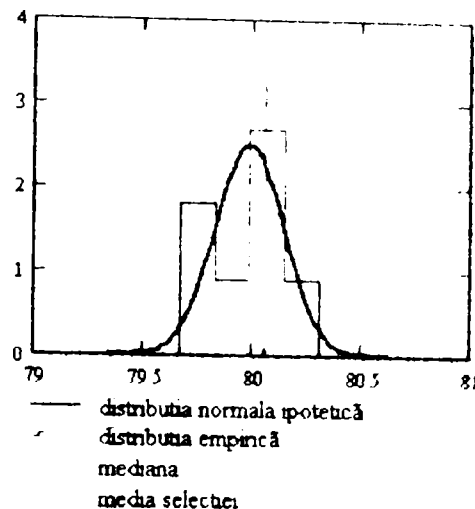
Testul pentru abscisa X_5 : 50mm



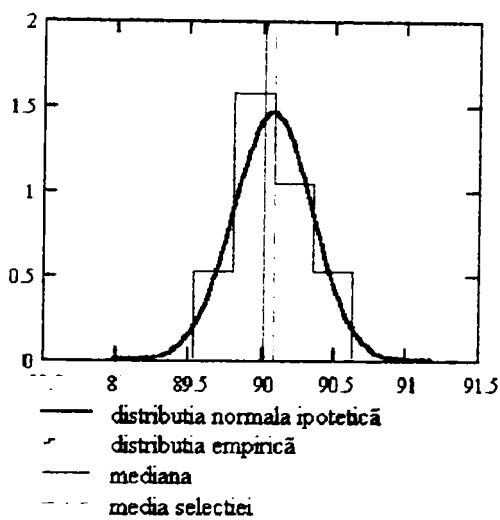
Testul pentru abscisa X_6 : 60mm



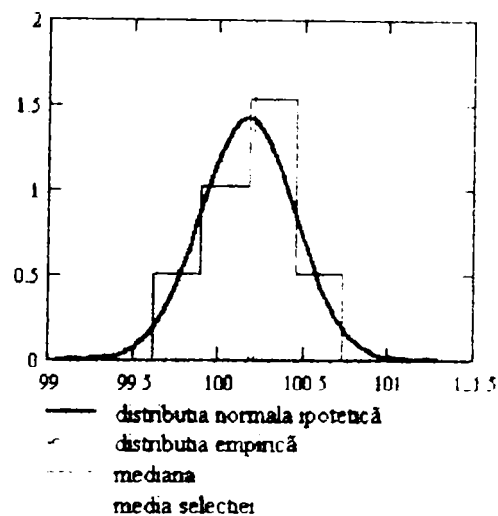
Testul pentru abscisa X_7 : 70mm



Testul pentru abscisa X_8 : 80mm



Testul pentru abscisa X_9 : 90mm



Testul pentru abscisa X_{10} : 100mm

Matricea datelor "DATA-EXP_1"

Asimetria și exi

X =	0	10.03	19.98	29.99	40.05	49.9	60.07	69.82	79.71	90.17	99.69
	0	10.09	19.99	30.12	39.86	49.94	59.76	69.91	79.81	90.33	100
	0	9.936	20.01	30.19	40.12	49.83	59.86	69.9	80.13	89.82	100.4
	0	10.07	19.96	30.06	39.91	49.86	60.13	70	80.06	89.76	100.6
	0	10.01	19.95	29.96	40.22	50.06	59.86	69.94	79.96	89.87	100.3
	0	10.14	20.07	29.73	40	49.73	59.72	70.23	80.08	90.56	100.2
	0	9.979	19.87	30.11	40.1	50.29	59.79	70.07	80.17	90.01	100

Detecting Non-normality

Asimetria și excesul curbilor de repartiție

$X := \text{READPRN}(\text{"DATA-EXP_1.prm"})$ $i := 1..10$ $x(i) := X^{<i>}$

$$\text{skewness}(x) := \frac{\text{rows}(x) \cdot \sum (x - \text{mean}(x))^3}{(\text{rows}(x) - 1) \cdot (\text{rows}(x) - 2) \cdot (\text{Stdev}(x))^3}$$

$$\text{kurtosis}(x) := \frac{\text{rows}(x) \cdot (\text{rows}(x) + 1) \cdot \sum (x - \text{mean}(x))^4}{(\text{rows}(x) - 1) \cdot (\text{rows}(x) - 2) \cdot (\text{rows}(x) - 3) \cdot (\text{Stdev}(x))^4} + \frac{3 \cdot (\text{rows}(x) - 1)^2}{(\text{rows}(x) - 2) \cdot (\text{rows}(x) - 3)}$$

$As(i) := \text{skewness}(x(i))$

$Ex(i) := \text{kurtosis}(x(i))$

As(i)

0.057
-0.329
-1.29
-0.088
1.174
0.85
1.03
-0.804
0.695
-0.227

Ex(i)

-0.602
1.51
2.015
-0.717
1.587
-0.85
1.091
-0.762
-0.692
-0.172

Ecuțiile MATHCAD pentru calculul și reprezentarea histogramei frecvențelor absolute și a diagramei normale de probabilități ("scorurile normale")

Class widths:

$\text{sturges} := 1 + 3.322 \log(\text{rows}(x))$ $\text{number_of_classes} := \text{ceil}(\text{sturges})$

$$\text{width} := \frac{\max(x) - \min(x)}{\text{number_of_classes}}$$

Class boundaries:

$$iclass := 0.. number_of_classes - 1 \quad intervals_{iclass} := \min(x) + iclass \cdot width$$

$$intervals_{number_of_classes} := \max(x) + 0.0001$$

Frequency distribution:

$$xs := \text{hist}(intervals, x) \quad it := 0.. \text{rows}(xs) - 1$$

$$freq_dist_{it,0} := intervals_{it} \quad freq_dist_{it,1} := intervals_{it+1}$$

$$freq_dist^{<2>} := xs$$

Histogram equations:

$$minval := \min(intervals) \quad maxval := \max(intervals)$$

$$histogram_class_widths_{it} := intervals_{it+1} - intervals_{it}$$

$$midpts_{it} := 0.5 \cdot histogram_class_widths_{it} + intervals_{it}$$

$$i := 0.. \text{rows}(midpts) - 1$$

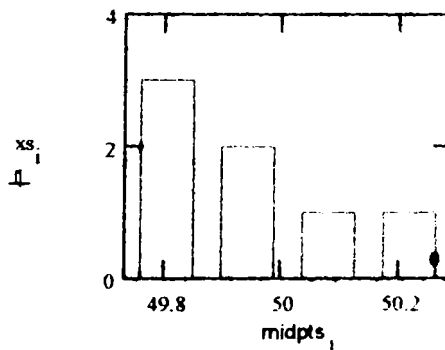
Calculule și reprezentările pentru abscisa $X_5 : 50mm$

x = $\begin{bmatrix} 49.9 \\ 49.94 \\ 49.83 \\ 49.86 \\ 50.06 \\ 49.73 \\ 50.29 \end{bmatrix}$

$$freq_dist = \begin{bmatrix} 49.73 & 49.87 & 3 \\ 49.87 & 50.01 & 2 \\ 50.01 & 50.15 & 1 \\ 50.15 & 50.29 & 1 \end{bmatrix}$$

$$skewness(x) = 1.174$$

$$kurtosis(x) = 1.587$$



$$x := X^{<5>}$$

$$j := 0.. \text{last}(x)$$

$$sort := \text{sort}(x)$$

$$r_j := j + 1$$

$$rank_j := \frac{\sum_{sort=sort_j}^{r_j} r}{\sum_{sort=sort_j} r}$$

$$p_j := \frac{rank_j}{\text{rows}(x) + 1}$$

$$N_Score_j := \text{qnorm}(p_j, 0, 1)$$

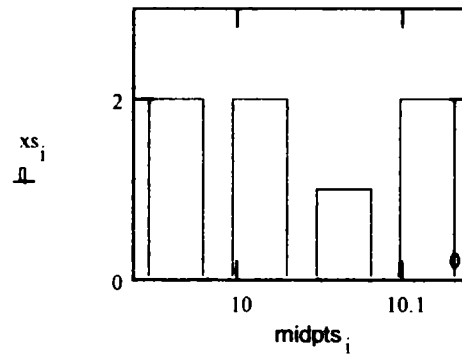
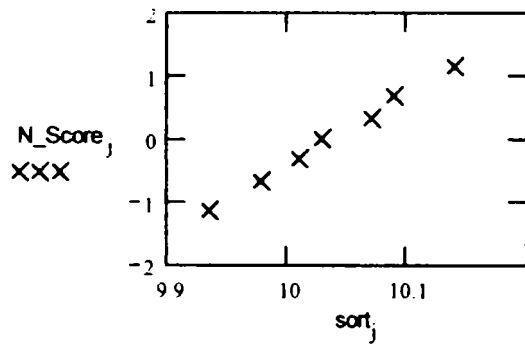
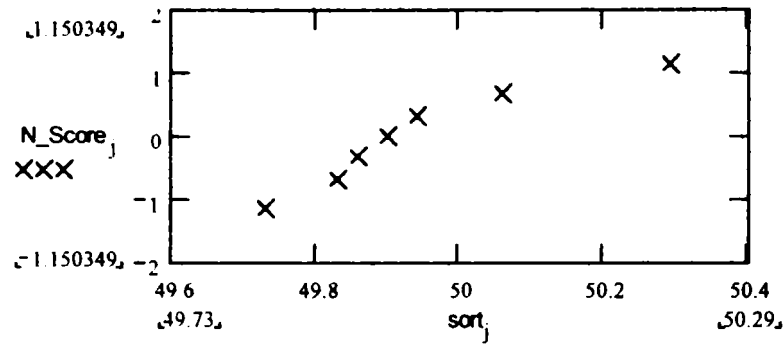


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_1 : 10mm

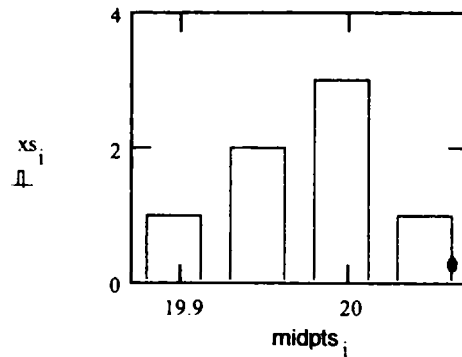
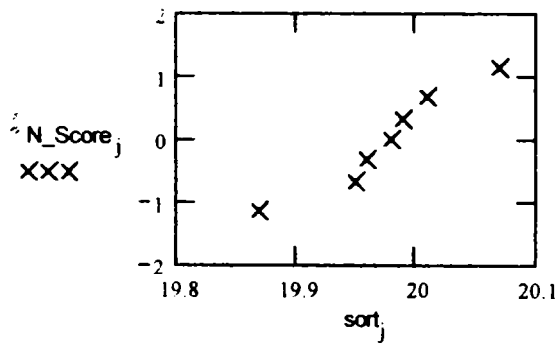


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_2 : 20mm

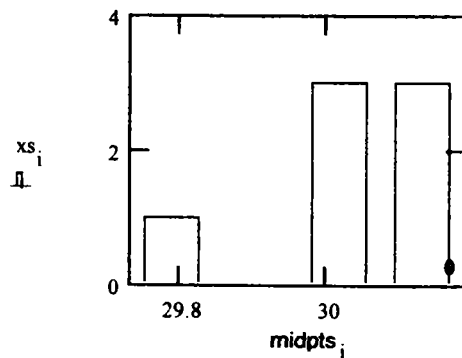
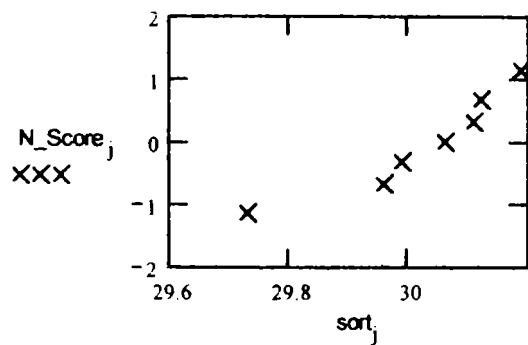


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_3 : 30mm

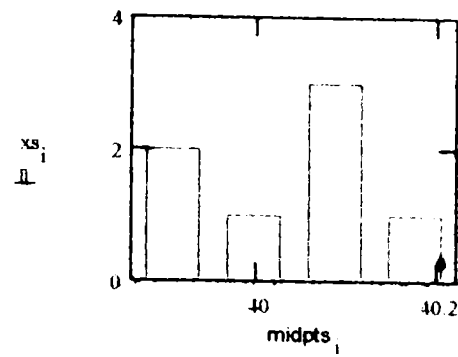
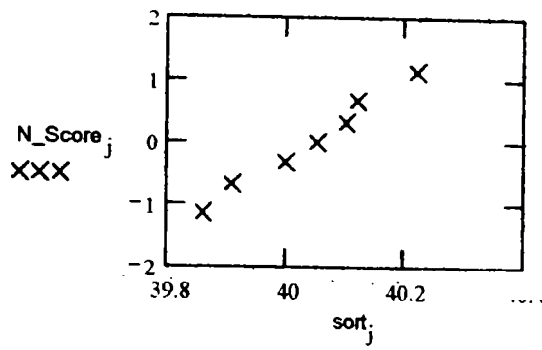


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_4 : 40mm

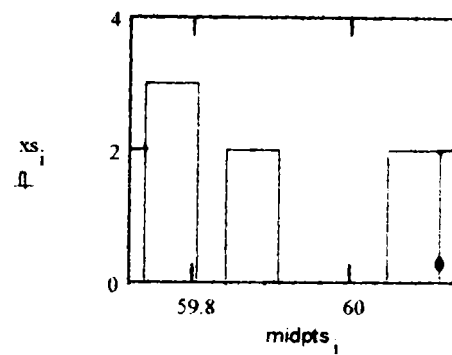
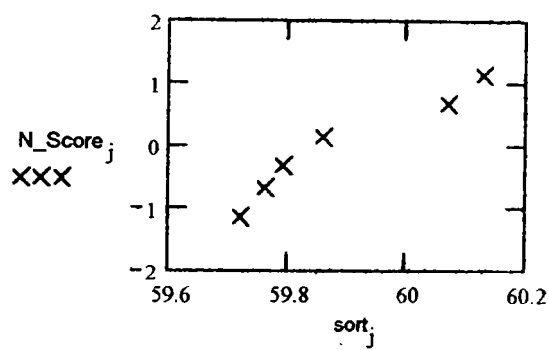


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_6 : 60mm

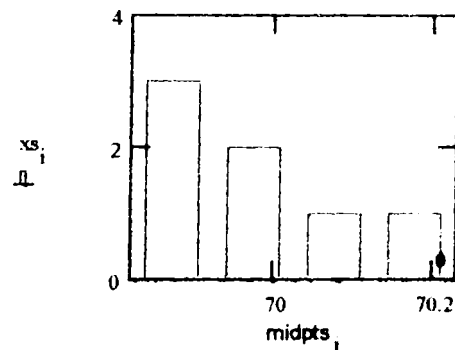
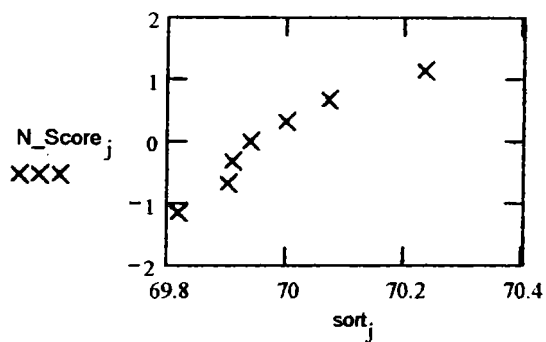


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_7 : 70mm

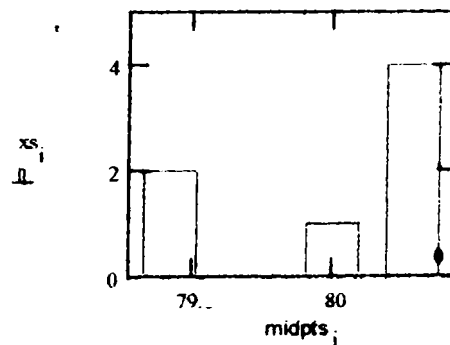
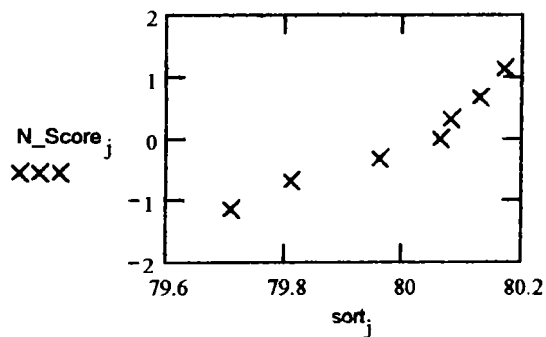


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_8 : 80mm

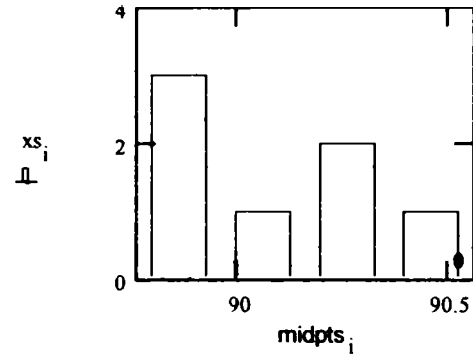
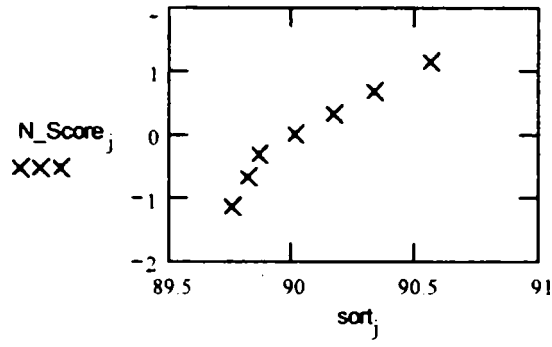


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_9 : 90mm

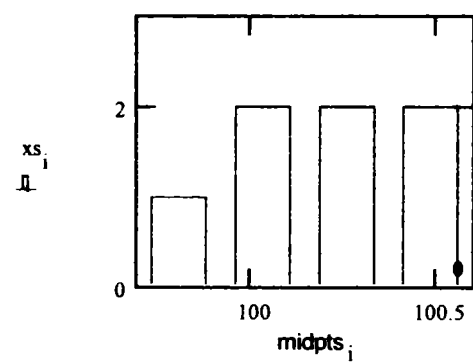
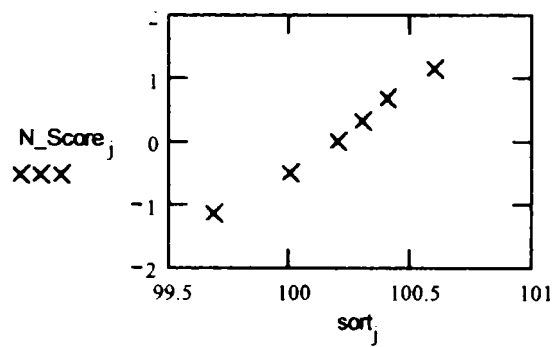


Diagrama scorurilor normale și histograma frecvențelor absolute pentru abscisa X_{10} : 100mm



**Verificarea distribuției erorilor . Testul mediei pentru eșantionul
corespunzător abscisei $X_5 : 50mm$**

Tests of Mean

ERR:=READPRN("DATA-ERR_1.prm"), Error:=ERR<5>
 mean(Error) = $-9.429 \cdot 10^{-6}$ $\alpha := 0.01$ $\mu_H := 0.00$ N:=length(Error) N = 7

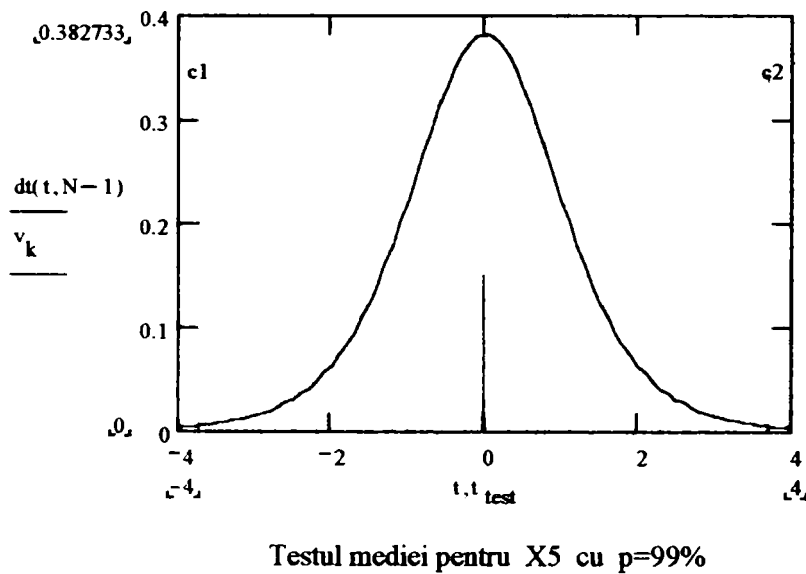
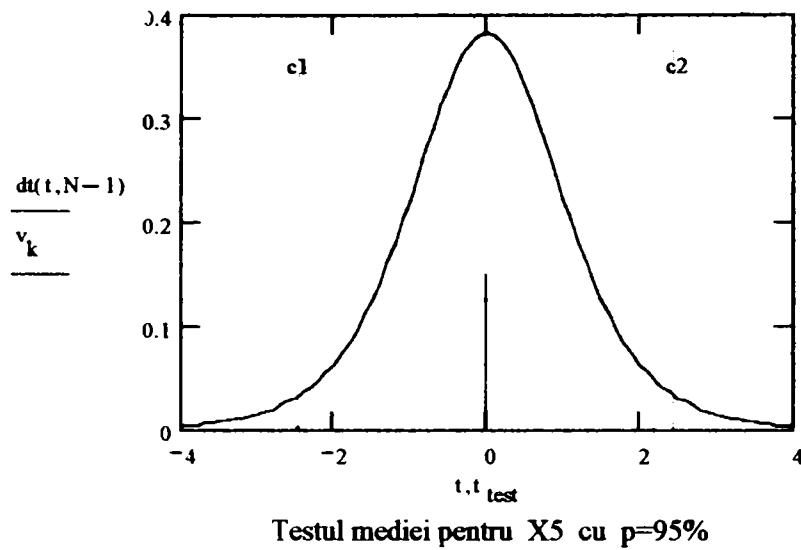
$$t_{test} := \frac{\sqrt{N} \cdot (\text{mean}(\text{Error}) - \mu_H)}{\text{Stdev}(\text{Error})} \qquad t_{test} = -1.369 \cdot 10^{-4}$$

$$c1 := qt\left(\frac{\alpha}{2}, N - 1\right) \qquad c2 := -c1$$

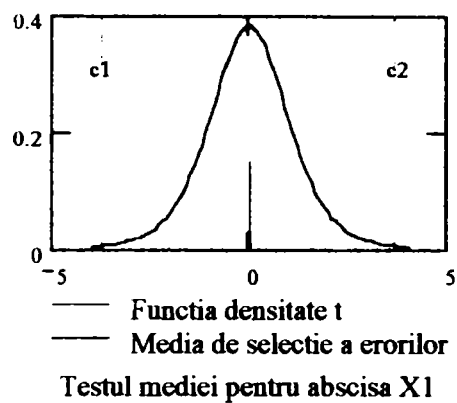
t := -4, -3.9.. 4 v := $\begin{bmatrix} 0 \\ 0.15 \end{bmatrix}$ k := 0.. 1
 c1 = -3.707 c2 = 3.707

Matricea erorilor aparente "DATA-ERR_1"

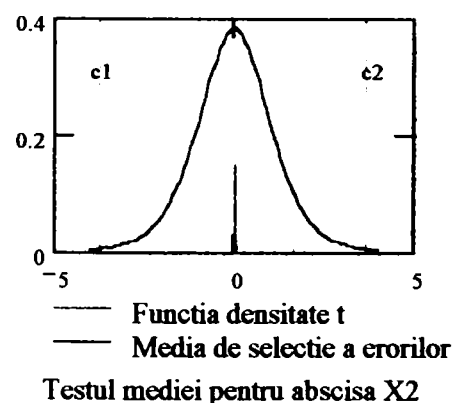
ERR =	0	$-6.429 \cdot 10^{-6}$	$1.286 \cdot 10^{-3}$	-0.033	0.013	-0.044	0.116	-0.101	-0.079	0.091	-0.119
	0	0.054	0.014	0.097	-0.177	$-4.286 \cdot 10^{-3}$	-0.124	-0.071	-0.179	0.256	-0.17
	0	-0.1	0.034	0.167	0.083	-0.114	-0.024	-0.081	0.141	-0.254	0.23
	0	0.034	-0.016	0.037	-0.127	-0.084	0.246	0.019	0.071	-0.314	0.43
	0	-0.026	-0.026	-0.063	0.183	0.116	-0.024	-0.041	-0.029	-0.204	0.13
	0	0.104	0.094	-0.293	-0.037	-0.214	-0.164	0.249	0.091	0.486	0.03
	0	-0.057	-0.106	0.087	0.063	0.346	-0.094	0.089	0.181	-0.064	-0.17



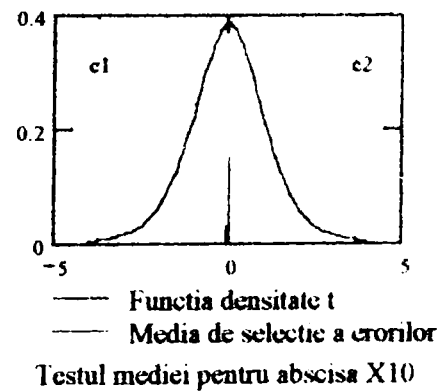
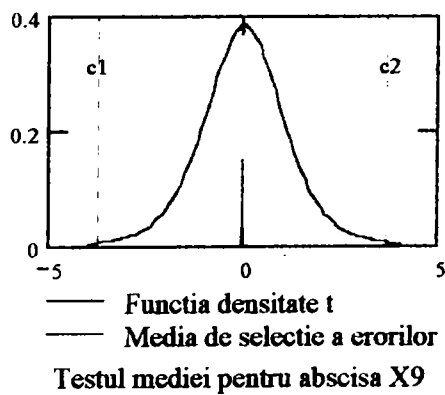
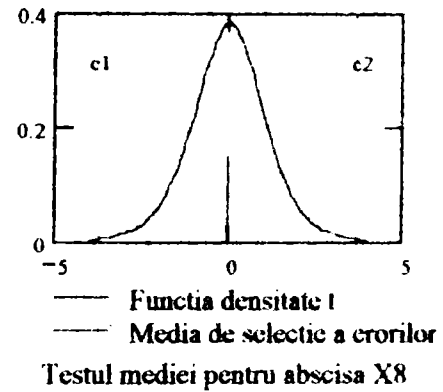
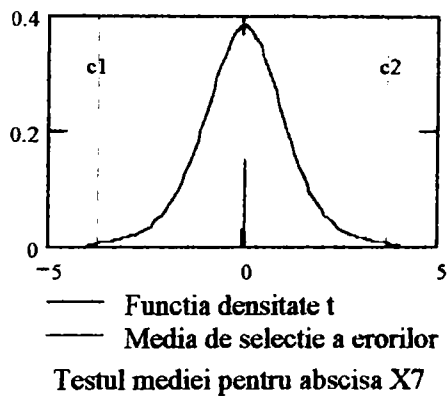
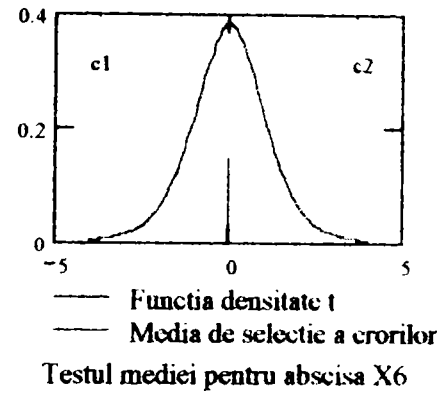
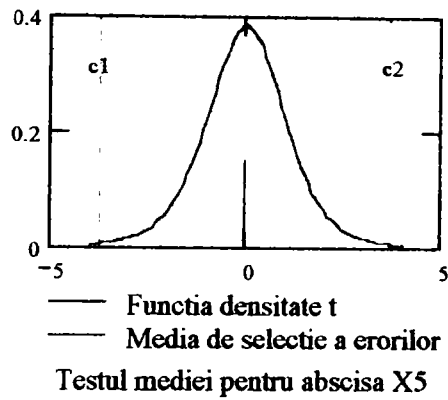
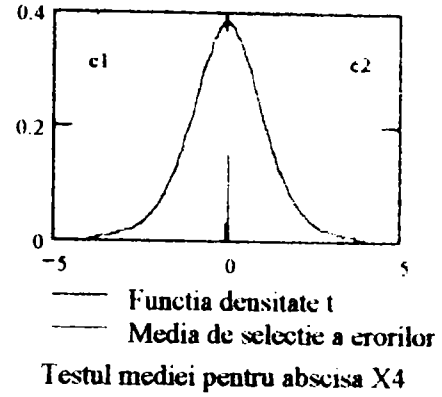
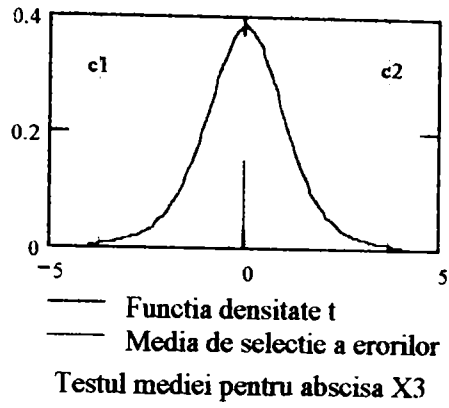
Rezultatele testului mediilor pentru celelalte abscise



— Funcția densitate t
 — Media de selecție a erorilor
 Testul mediei pentru abscisa X1



— Funcția densitate t
 — Media de selecție a erorilor
 Testul mediei pentru abscisa X2



Testul dispersiei erorilor

Tests of Dispersion

ERR:=READPRN("DATA-ERR_1.prn") E(i):=ERR<sup>i> Error:=E(5)

Sm:=0.05 d:=0.125 k:=0.5 P:=8 j:=0..10

$$n_j := \text{floor} \frac{\Delta x_j}{P} \quad \sigma_j := \frac{\sqrt{n_j}}{6} \cdot \sqrt{Sm^2 + \frac{3 \cdot d^2}{k^2}}$$

Δx:=

0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100

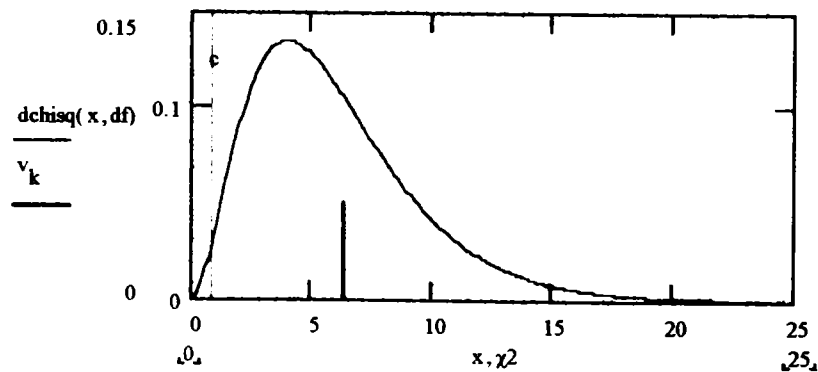
σ := σ₅ N:=length(Error) i:=0..N-1 X_{bar}:=mean(Error)

$$\chi^2 := \frac{1}{\sigma^2} \cdot \sum (\text{Error} - \text{mean}(\text{Error}))^2 \quad \chi^2 = 6.346$$

α := 0.01 df := length(Error) - 1 df = 6

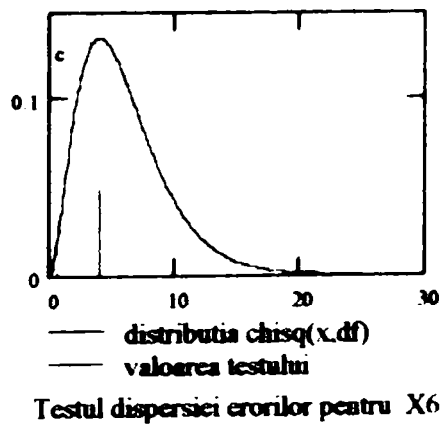
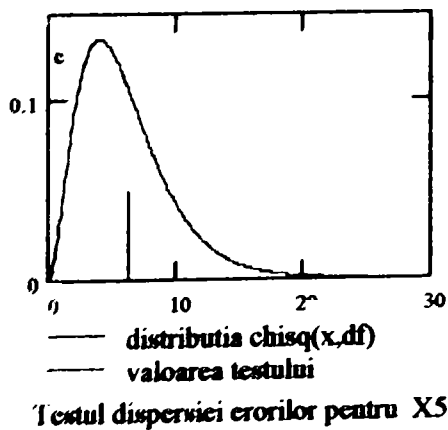
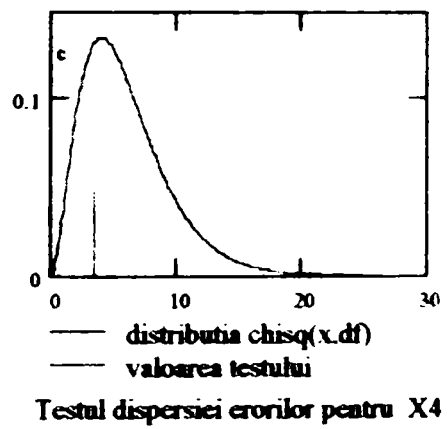
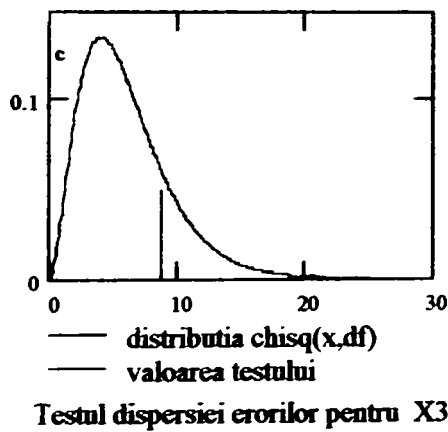
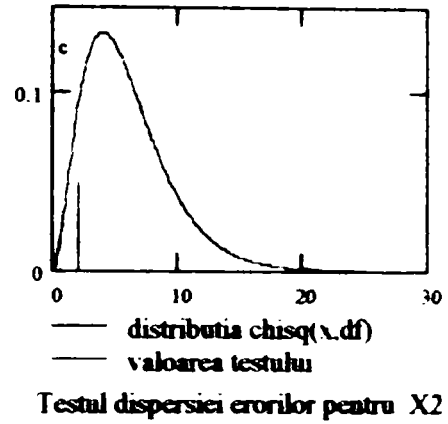
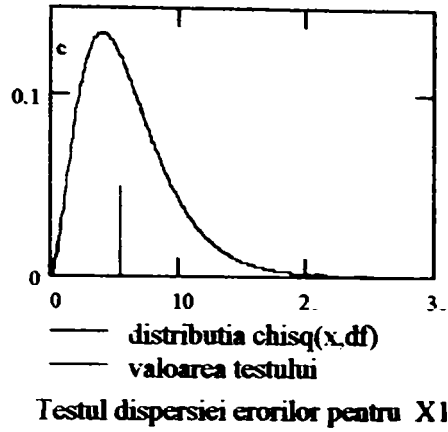
$$\text{pchisq}(\chi^2, \text{df}) - 0.5 < \frac{1 - \alpha}{2} = 1 \quad c := \text{qchisq}(\alpha, \text{df})$$

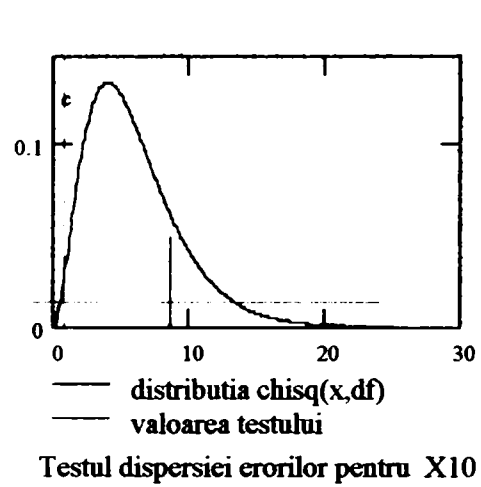
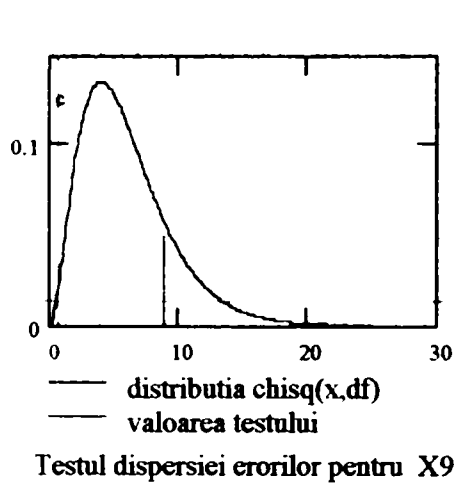
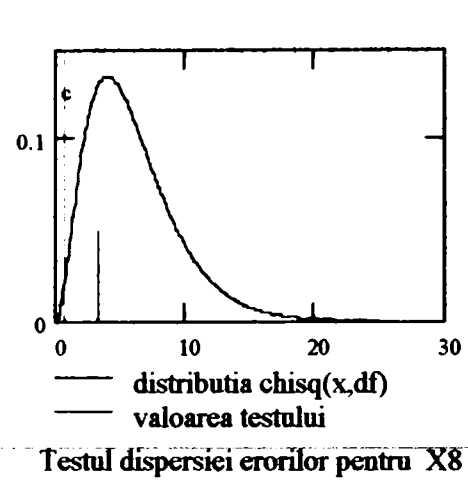
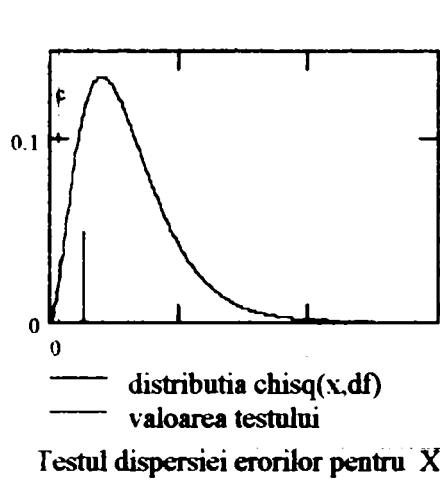
x:=0,0.1..25 v := $\begin{bmatrix} 0 \\ 0.05 \end{bmatrix}$ k:=0..1
c = 0.872 χ² = 6.346



Testul dispersiei erorilor pentru X5

Rezultatele testului dispersiei erorilor pentru celelalte abscise





Testul abaterii medii pătratice a erorilor

Tests of Standard Deviation

$n := \text{length}(\text{Error})$

$n = 7$

$\alpha := 0.1$

$\sigma_0 := \sigma_3$

$$s := \sqrt{\frac{n}{n-1} \cdot \text{var}(\text{Error})}$$

$$\chi^2 := \frac{(n-1) \cdot s^2}{\sigma_0^2}$$

$\chi^2 = 6.346$

$df := n - 1$

$df = 6$

$H_0: \sigma = \sigma_0$ $H_1: \sigma \neq \sigma_0$

$\chi^2_{t1} := \text{qchisq} \left(\frac{\alpha}{2}, df \right)$ $\chi^2_{t1} = 1.635$

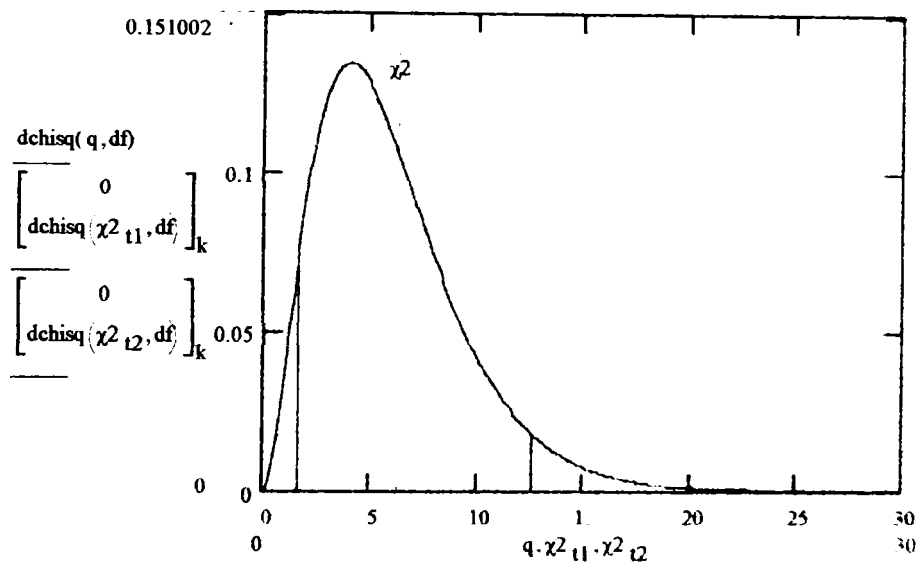
$\chi^2_{t2} := \text{qchisq} \left(1 - \frac{\alpha}{2}, df \right)$ $\chi^2_{t2} = 12.592$

$\frac{\alpha}{2} < \text{pchisq}(\chi^2, df) < 1 - \frac{\alpha}{2} = 1$ if 1 do not reject H_0

$\chi^2_{t1} < \chi^2 < \chi^2_{t2} = 1$ if 1 do not reject H_0

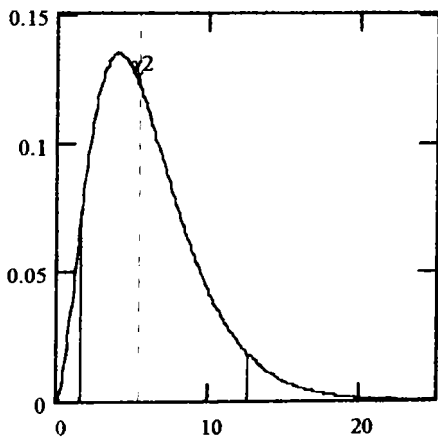
$q := 0, 0.1.. 100$

$k := 0.. 1$



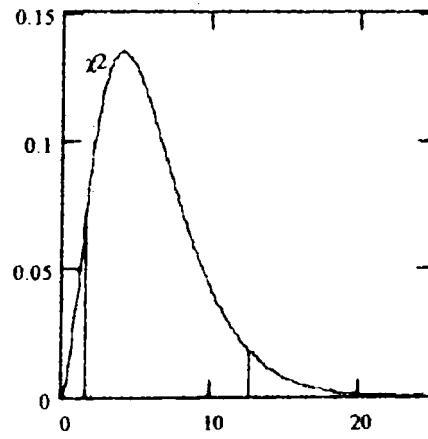
- distributia chi-square
- marginea critică stângă
- marginea critică dreaptă

Testul deviatiei standard pentru X5



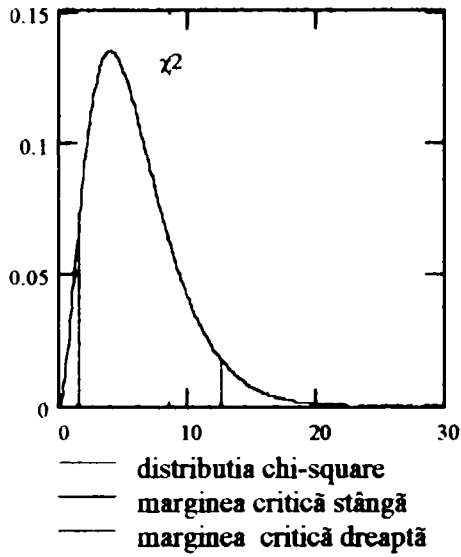
- distributia chi-square
- marginea critică stângă
- marginea critică dreaptă

Testul deviatiei standard pentru X1

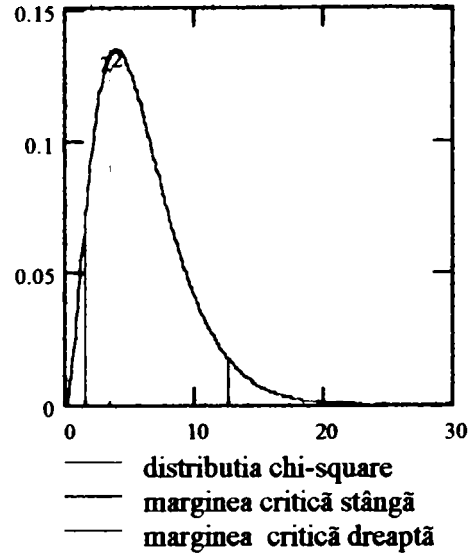


- distributia chi-square
- marginea critică stângă
- marginea critică dreaptă

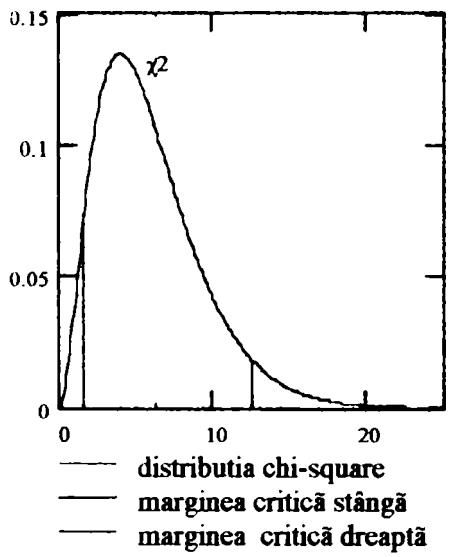
Testul deviatiei standard pentru X2



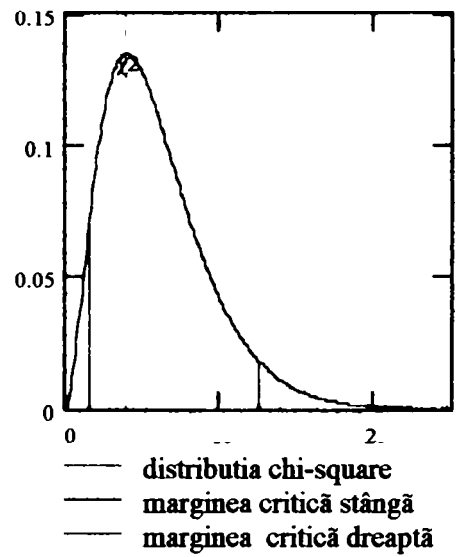
Testul deviatiei standard pentru X3



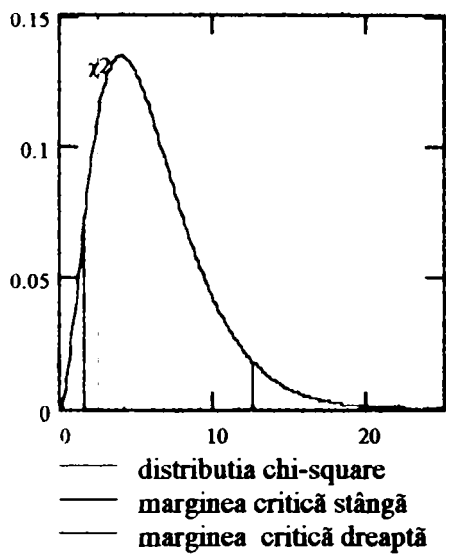
Testul deviatiei standard pentru X4



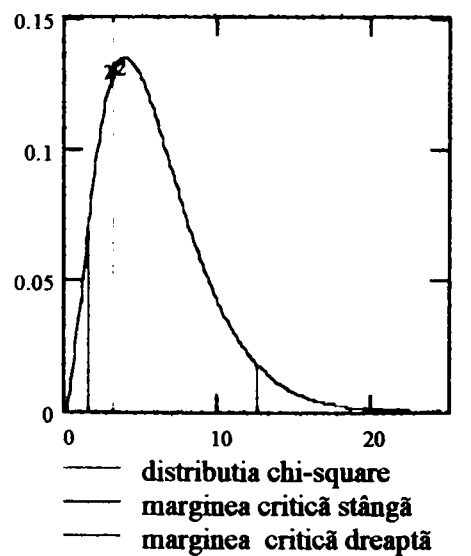
Testul deviatiei standard pentru X5



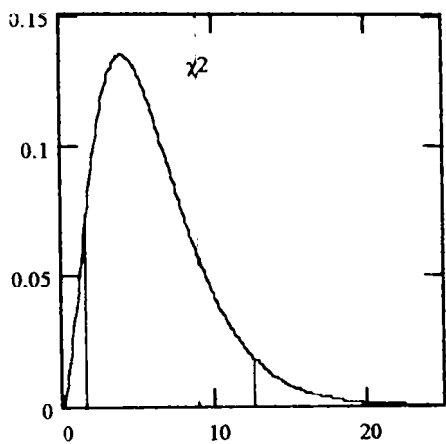
Testul deviatiei standard pentru X6



Testul deviatiei standard pentru X7

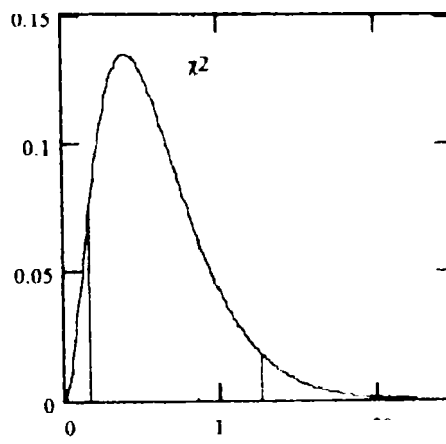


Testul deviatiei standard pentru X8



— distributia chi-square
 — marginea critică stângă
 — marginea critică dreaptă

Testul deviatiei standard pentru X9



— distributia chi-square
 — marginea critică stângă
 — marginea critică dreaptă

Testul deviatiei standard pentru X10

Calculul intervalelor de încredere pentru parametrul σ_{exp}

$Error(i) := ERR^{<i>}$

$n(i) := \text{length}(Error(i))$

$i := 0..10$

$\alpha := 0.1$

$1 - \alpha = 90\%$

$s(i) := \sqrt{\frac{n(i)}{n(i) - 1}} \cdot \text{stdev}(Error(i))$

critical values:

$\chi^2_{0}(i) := \text{qchisq} \left(\frac{\alpha}{2}, n(i) - 1 \right)$

$\chi^2_{0}(1) = 1.635$

$\chi^2_{1}(i) := \text{qchisq} \left(1 - \frac{\alpha}{2}, n(i) - 1 \right)$

$\chi^2_{1}(1) = 12.592$

upper limit:

$U(i) := \sqrt{\frac{(n(i) - 1) \cdot s(i)^2}{\chi^2_{0}(i)}}$

lower limit:

$L(i) := \sqrt{\frac{(n(i) - 1) \cdot s(i)^2}{\chi^2_{1}(i)}}$

L(i)	s(i)	σ_i	U(i)
0	0	0	0
0.043	0.069	0.073	0.133
0.047	0.061	0.103	0.117
0.104	0.151	0.126	0.29
0.086	0.125	0.162	0.239
0.125	0.183	0.178	0.351
0.168	0.157	0.192	0.3
0.093	0.135	0.205	0.259
0.118	0.172	0.23	0.329
0.203	0.294	0.241	0.564
0.208	0.301	0.252	0.577

Testul de contingență pentru erori

Tests of Contingency

```
ERR:=READPRN("DATA-ERR_3.prn")      O:=submatrix(ERR,0,6,1,10)
r:=0..rows(O)-1      c:=0..cols(O)-1      N:= $\sum_r \sum_c (O)_{r,c}$       N=8.919
```

$$\frac{\sum O^{<0>}}{N} = 0.043 \quad PC_c := \frac{\sum O^{<c>}}{N} \quad PR_r := \frac{\sum (O^T)^{<r>}}{N}$$

$$PC^T = \begin{bmatrix} 0.043 & 0.033 & 0.087 & 0.077 & 0.103 & 0.097 & 0.08 & 0.109 & 0.188 & 0.184 \end{bmatrix}$$

De retinut că

$$\sum PR = 1 \quad \sum PC = 1$$

iar probabilitatea de a fi situat într-o celulă de clasificare, d) sau categorie va fi :

$$PR_r \cdot PC_c \quad P_{r,c} := PR_r \cdot PC_c$$

$$PR = \begin{bmatrix} 0.146 \\ 0.129 \\ 0.138 \\ 0.154 \\ 0.094 \\ 0.198 \\ 0.141 \end{bmatrix}$$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8
P = 0	6.24410 ⁻³	4.81710 ⁻³	0.013	0.011	0.015	0.014	0.012	0.016	0.027
1	5.49810 ⁻³	4.24110 ⁻³	0.011	9.84110 ⁻³	0.013	0.012	0.01	0.014	0.024
2	5.910 ⁻³	4.55210 ⁻³	0.012	0.011	0.014	0.013	0.011	0.015	0.026
3	6.60710 ⁻³	5.09710 ⁻³	0.013	0.012	0.016	0.015	0.012	0.017	0.029
4	4.03910 ⁻³	3.11610 ⁻³	8.22810 ⁻³	7.2310 ⁻³	9.77110 ⁻³	9.13610 ⁻³	7.53310 ⁻³	0.01	0.018
5	8.45110 ⁻³	6.5210 ⁻³	0.017	0.015	0.02	0.019	0.016	0.022	0.037

Deasemenea

$$\sum_r \sum_c P_{r,c} = 1$$

Atunci valorile asteptate sunt date de : E := N·P

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
E = 0	0.056	0.043	0.113	0.1	0.135	0.126	0.104	0.142	0.244	0.239
1	0.049	0.038	0.1	0.088	0.119	0.111	0.091	0.125	0.215	0.211
2	0.053	0.041	0.107	0.094	0.127	0.119	0.098	0.134	0.231	0.226
3	0.059	0.045	0.12	0.105	0.143	0.133	0.11	0.15	0.259	0.253
4	0.036	0.028	0.073	0.064	0.087	0.081	0.067	0.092	0.158	0.155
5	0.075	0.058	0.154	0.135	0.182	0.17	0.141	0.192	0.331	0.324
6	0.054	0.041	0.11	0.096	0.13	0.122	0.1	0.137	0.236	0.231

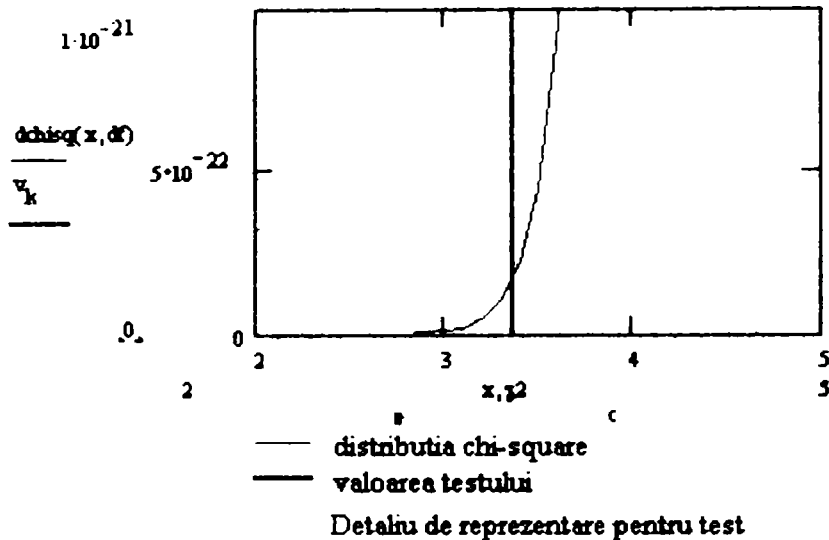
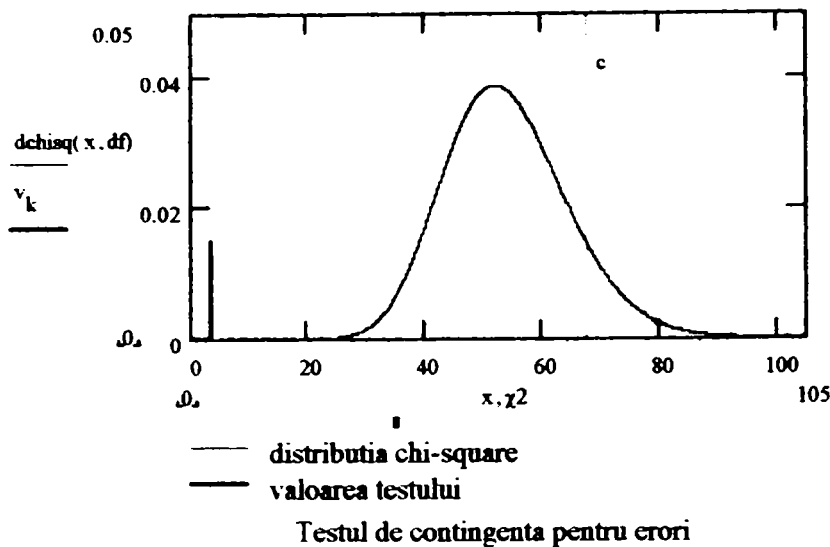
$$\chi^2 := \sum_r \sum_c \frac{(O_{r,c} - E_{r,c})^2}{E_{r,c}} \quad \chi^2 = 3.371 \quad \alpha := 0.1$$

$$df := (\text{rows}(O) - 1) \cdot (\text{cols}(O) - 1) \quad df = 54$$

Criteriul de acceptare : $pchisq(\chi^2, df) < (1 - \alpha) = 1$

$$c := qchisq(1 - \alpha, df) \quad c = 67.673$$

$$x := 0, 0.1.. 105 \quad v := \begin{bmatrix} 0 \\ 0.015 \end{bmatrix} \quad k := 0.. 1$$



Analiza dispersiilor. Testul ANOVA cu doi factori

Two-Way ANOVA test

```
ERR3:=READPRN("DATA-ERR_3.prn")      T := ERR3^T
```

$SST = SSW + SSB_{abscisa} + SSB_{selectie}$

- SSB_abscisa este dispersia totală pentru erorile măsurătorilor grupate pe abscise;
- SSB_selectie este dispersia totală pentru erorile rezultatelor din seriile de măsurători repetate (selectii);
- SSW este dispersia totală a erorilor în cadrul grupărilor.

$$r := \text{rows}(T) \quad c := \text{cols}(T)$$

$$i := 0..r-1 \quad j := 0..c-1$$

$$C_{\text{means}}_j := \text{mean}(T^{<j>})$$

$$R_{\text{means}}_i := \text{mean}(T^{<i>})$$

$$C_{\text{means}} = \begin{bmatrix} 0.118 \\ 0.104 \\ 0.112 \\ 0.125 \\ 0.077 \\ 0.16 \\ 0.114 \end{bmatrix}$$

$$R_{\text{means}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.054 \\ 0.042 \\ 0.111 \\ 0.098 \\ 0.132 \\ 0.123 \\ 0.102 \\ 0.139 \\ 0.239 \\ 0.234 \end{bmatrix}$$

$$T_{\text{grand}} := \text{mean}(C_{\text{means}})$$

$$T_{\text{grand}} = 0.116$$

$$T_{\text{grand}} := \text{mean}(R_{\text{means}})$$

$$T_{\text{grand}} = 0.116$$

$$SST := \sum_i \sum_j T_{i,j} - T_{\text{grand}}^2$$

$$dfT := r \cdot c - 1$$

$$SST = 0.947$$

$$dfT = 76$$

$$SSB_{\text{selectie}} := r \cdot \sum (C_{\text{means}} - T_{\text{grand}})^2$$

$$dfB_{\text{selectie}} := c - 1$$

$$SSB_{\text{selectie}} = 0.041$$

$$dfB_{\text{selectie}} = 6$$

$$SSB_{\text{abscisa}} := c \cdot \sum (R_{\text{means}} - T_{\text{grand}})^2$$

$$dfB_{\text{abscisa}} := r - 1$$

$$SSB_{\text{abscisa}} = 0.373$$

$$dfB_{\text{abscisa}} = 10$$

$$SST = SSW + SSB_{\text{abscisa}} + SSB_{\text{selectie}}$$

$$dfW := dfT - dfB_{\text{abscisa}} - dfB_{\text{selectie}}$$

$$SSW := SST - SSB_{\text{abscisa}} - SSB_{\text{selectie}}$$

$$dfW = 60$$

$$SSW = 0.533$$

$$F_{\text{selectie}} := \frac{\frac{SSB_{\text{selectie}}}{dfB_{\text{selectie}}}}{\frac{SSW}{dfW}}$$

$$F_{\text{abscisa}} := \frac{\frac{SSB_{\text{abscisa}}}{dfB_{\text{abscisa}}}}{\frac{SSW}{dfW}}$$

H_0 : dispersia erorilor nu este afectată de gruparea lor pe abscise, sau erorile de măsurare au aceeași dispersie indiferent de abscisa X_i .

$$pF(F_{\text{abscisa}}, dfB_{\text{abscisa}}, dfW) < (1 - \alpha) = 0 \quad c1 := qF(1 - \alpha, dfB_{\text{abscisa}}, dfW)$$

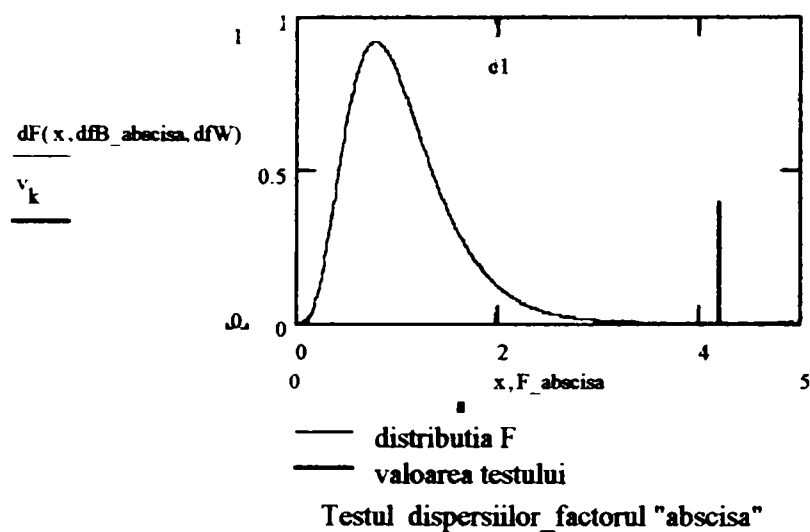
$$x := 0, 0.01..5$$

$$v := \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix}$$

$$k := 0..1$$

$$F_{\text{abscisa}} = 4.201$$

$$c1 = 1.993$$



H_0 : între seriile de măsurători repetate (selectii) nu există diferențe semnificative.

$$pF(F_{selectie}, dfB_{selectie}, dfW) < (1 - \alpha) = 1$$

$$c2 := qF(1 - \alpha, dfB_{selectie}, dfW)$$

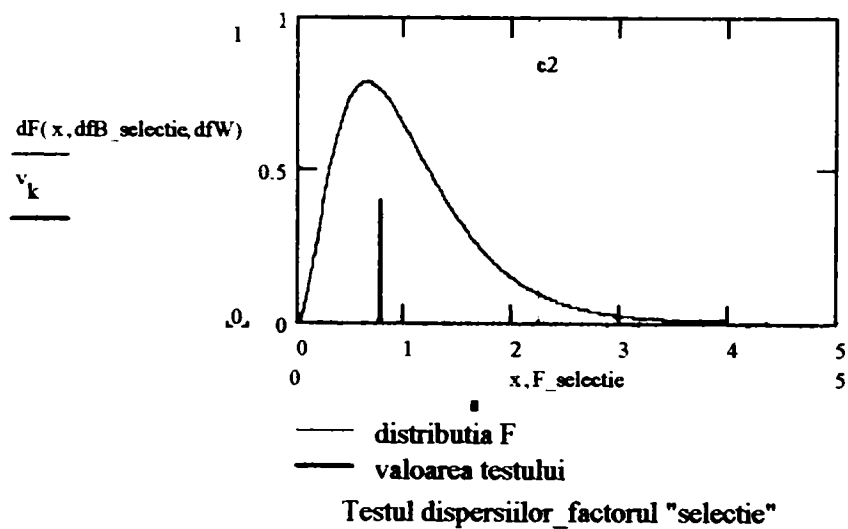
$$x := 0, 0.01.. 4$$

$$v := \begin{bmatrix} 0 \\ 0.4 \end{bmatrix}$$

$$k := 0.. 1$$

$$c2 \approx 2.254$$

$$F_{selectie} = 0.776$$





Corelație și regresie liniară

Tests of Linear Regression

1. Corelația dintre erorile seriilor de măsurători repetate S_0, \dots, S_6 și deplasarea Δx

```

0
10
20
30
40
50
60
70
80
90
100
]
P:=8    i:=0..10    ERR:=READPRN("DATA-ERR_1.prn")

nr_linii:=floor(Δx/P)    NI:=nr_linii    ERR4:=augment(NI,ERR)

NLT = [ 0 1 2 3 5 6 7 8 10 11 12 ]
    
```

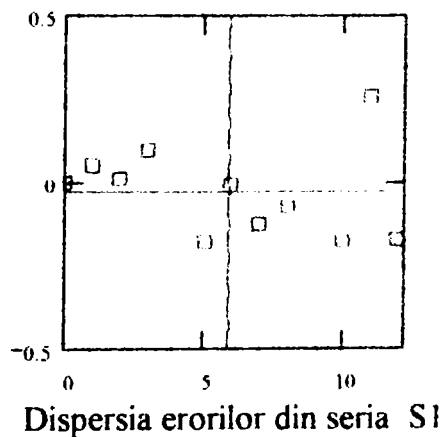
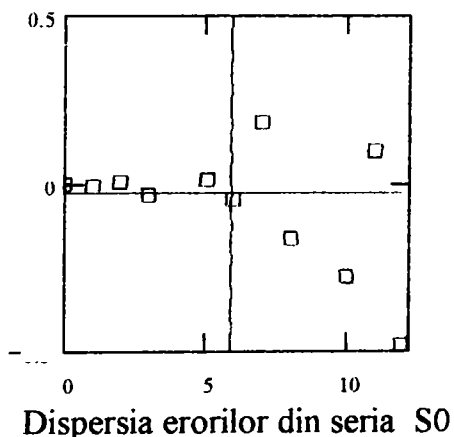
```

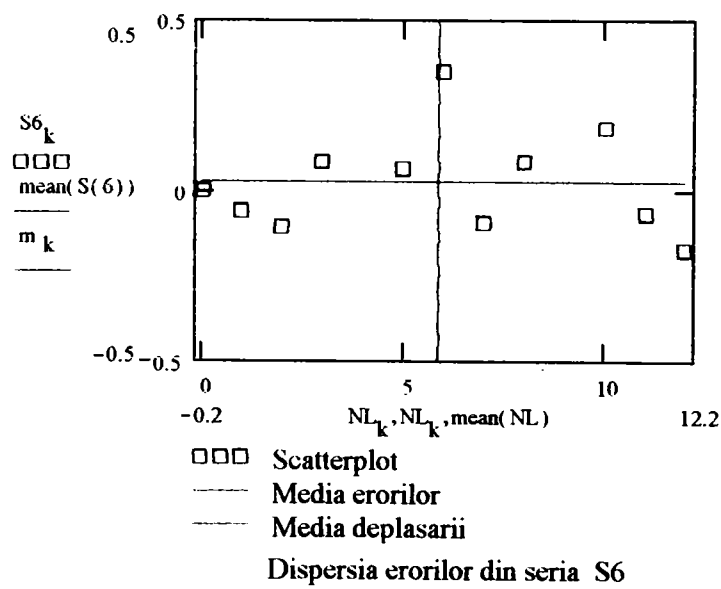
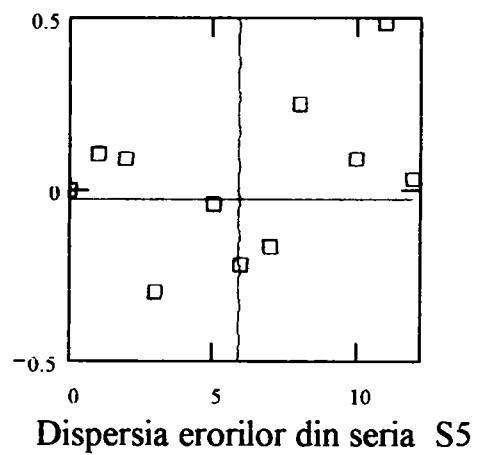
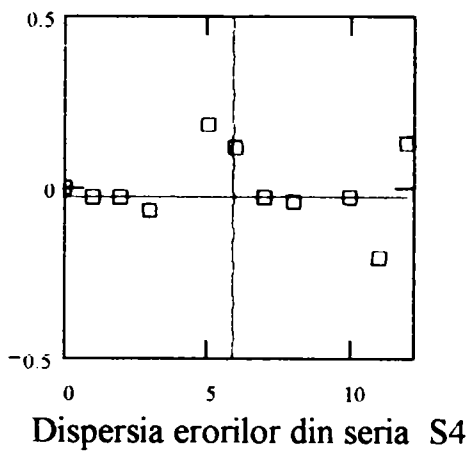
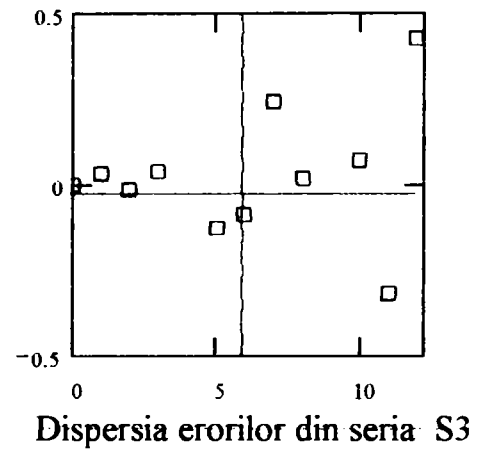
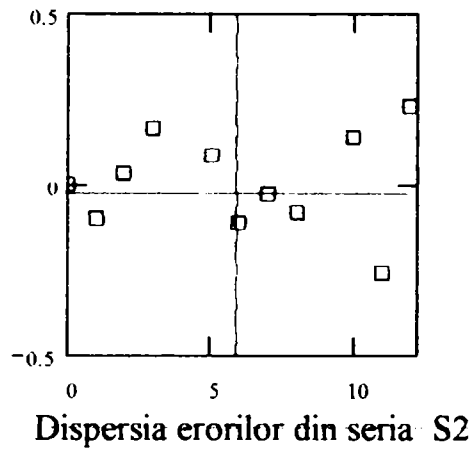
j:=0..6    S(i):=ERRT[i]
Covarj := cvar(NL, S(j))
ρj := corr(NL, S(j))
    
```

```

-0.48
-0.215
0.047
0.192
-0.05
0.375
-0.02

Covar =
-0.329
-0.108
0.025
0.138
-0.02
0.305
-0.011
    
```





2. Corelația dispersiilor și abaterilor medii pătratice ale erorilor absciselor X_i față de deplasarea Δx

$$\text{dispersia_erorilor}_i := \text{Var ERR}^{<i>}$$

$$d_error := \text{dispersia_erorilor}$$

$$\text{deviatia_standard}_i := \text{Stdev ERR}^{<i>}$$

$$\text{dev_std} := \text{deviatia_standard}$$

	0
0	0
1	$4.808 \cdot 10^{-3}$
2	$3.728 \cdot 10^{-3}$
3	0.023
4	0.016
5	0.033
6	0.025
7	0.018
8	0.029
9	0.087
10	0.091

$$\text{dev_std}^T =$$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	0	0.069	0.061	0.151	0.125	0.183	0.157	0.135	0.172	0.294	0.301

$$\rho_{\text{dispersie}} := \text{corr}(\text{NL}, d_error)$$

$$\rho_{\text{dispersie}} = 0.837$$

$$\text{covarianta_dispersie} := \text{cvar}(\text{NL}, d_error)$$

$$\text{covarianta_dispersie} = 0.097$$

$$\rho_{\text{deviatie}} := \text{corr}(\text{NL}, \text{dev_std})$$

$$\rho_{\text{deviatie}} = 0.9$$

$$\text{covarianta_deviatie} := \text{cvar}(\text{NL}, \text{dev_std})$$

$$\text{covarianta_deviatie} = 0.307$$

3. Modelul de regresie liniară pentru dispersia erorilor

$$\text{data} := \text{augment}(\text{NL}, d_error)$$

$$n := \text{rows}(\text{data})$$

$$n = 11$$

$$X := \text{data}^{<0>}$$

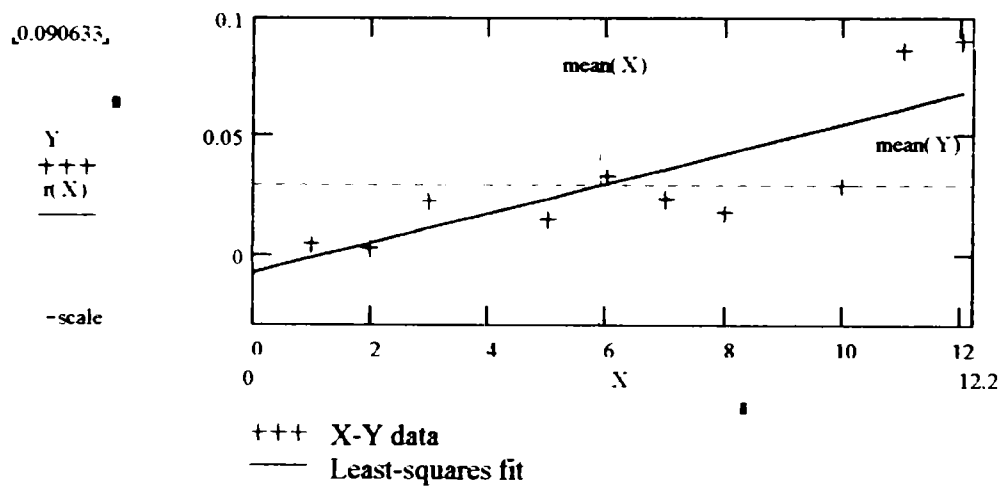
$$Y := \text{data}^{<1>}$$

$$\text{SD}(x) := \text{stdev}(x) \cdot \sqrt{\frac{n}{n-1}}$$

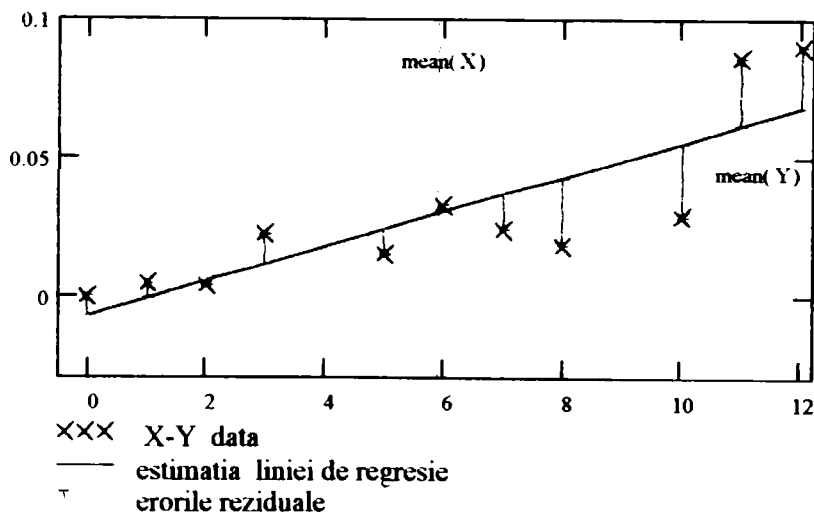
	X-Coordinates	Y-Coordinates
Mean	mean(X) = 5.909	mean(Y) = 0.03
Median	median(X) = 6	median(Y) = 0.023
Standard dev.	SD(X) = 4.11	SD(Y) = 0.031
Variance	SD(X) ² = 16.891	SD(Y) ² = $9.548 \cdot 10^{-4}$

Regression Statistics

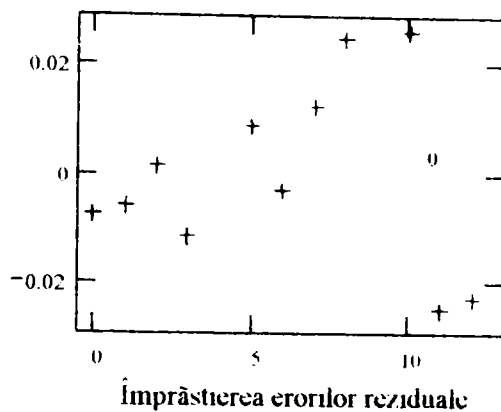
Intercept	$b_0 := \text{intercept}(X, Y)$	$b_0 = -7.18 \cdot 10^{-3}$
Slope	$b_1 := \text{slope}(X, Y)$	$b_1 = 6.292 \cdot 10^{-3}$
Correlation coeff.	$\text{corr}(X, Y) = 0.8368$	
R²	$\text{corr}(X, Y)^2 = 0.7$	
Covariance	$\text{covar}(X, Y) = 0.097$	
Plots	$r(x) := b_0 + b_1 \cdot x$	scale := $\max r(X) - Y \cdot 1.1$



Regresia liniară Y-X



Regresia liniară Y-X



4. Verificarea ipotezelor modelului de regresie

a) distribuția erorilor reziduale e_i

$x := \text{data}^{<0>}$ $y := \text{data}^{<1>}$ $n := \text{rows}(\text{data})$

$\text{yhat}(x,y) := \text{intercept}(x,y) + \text{slope}(x,y) \cdot x$ $e := y - \text{yhat}(x,y)$

$$\text{se}_e(e) := \sqrt{\frac{\sum e_i^2}{\text{rows}(e) - 2}}$$

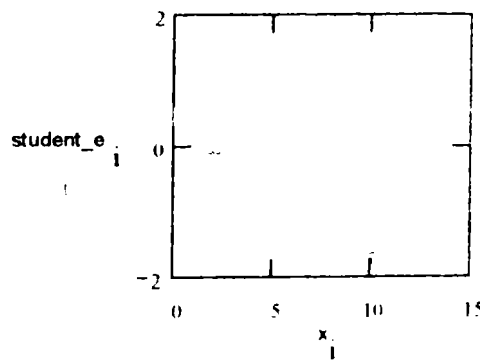
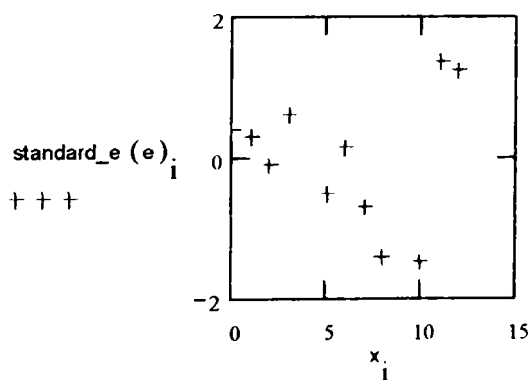
$\text{se}_e(e) = 0.018$

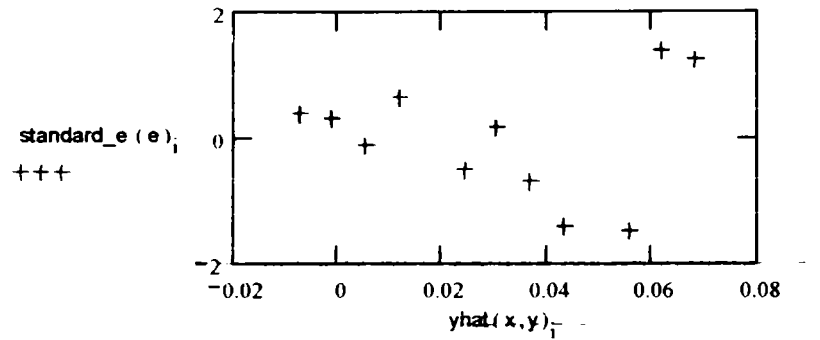
$$\text{standard}_e(e) := \frac{e}{\text{se}_e(e)}$$

$i := 0..n - 1$

$$\text{leverage}_i := \frac{1}{\text{rows}(x) - 1} \cdot \frac{(x_i - \text{mean}(x))^2}{\text{Var}(x)}$$

$$\text{student}_e_i := \frac{\frac{e_i}{\text{se}_e(e)}}{\sqrt{\left[1 - \frac{1}{\text{rows}(x)} + \text{leverage}_i \right]}}$$





b) corelația reziduurilor

Equations for the Durbin-Watson statistic

$yhat(x,y) := intercept(x,y) + slope(x,y) \cdot x$ $e := y - yhat(x,y)$

$$DW(e) := \frac{\sum_{d=1}^{rows(e)-1} (e_d - e_{d-1})^2}{\sum_{d=0}^{rows(e)-1} e_d^2} \qquad \qquad \qquad \mathbf{DW(e) = 1.307}$$

c) normalitatea distribuției reziduurilor

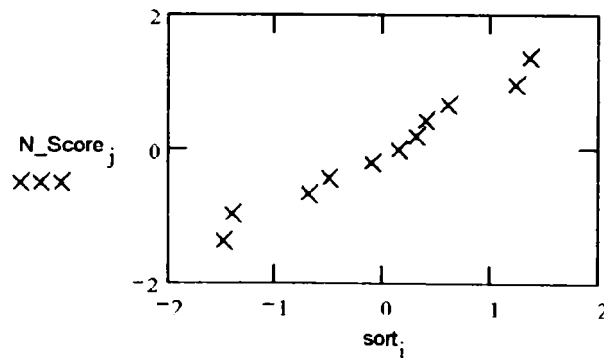
$yhat(x,y) := intercept(x,y) + slope(x,y) \cdot x$ $e := y - yhat(x,y)$

$se_e(e) := \sqrt{\frac{\sum e^2}{rows(e) - 2}}$ $standard_e(e) := \frac{e}{se_e(e)}$

$j := 0..last(x)$ $r_j := j + 1$ $sort := sort(standard_e(e))$

$rank_j := \frac{\sum_{i=1}^{r_j} sort_i}{\sum_{i=1}^{r_j} sort_i}$ $p_j := \frac{rank_j}{rows(standard_e(e)) + 1}$

$N_Score_j := qnorm(p_j, 0, 1)$



d) stabilizarea dispersiei reziduurilor prin transformarea datelor

$$x := \text{data}^{<0>} \quad y := \sqrt{\text{data}^{<1>}} \quad n := \text{rows}(\text{data})$$

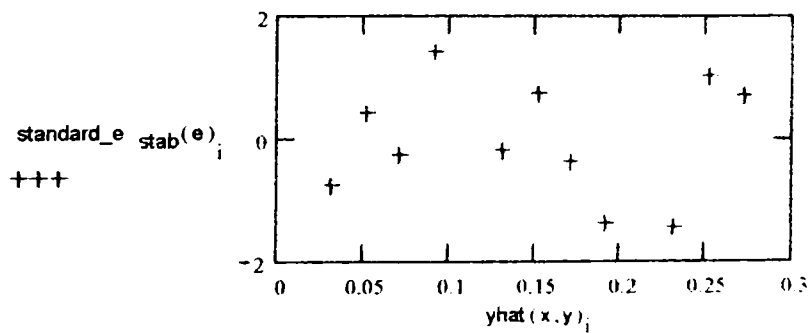
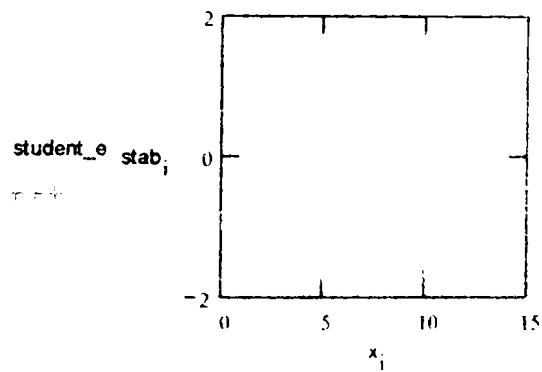
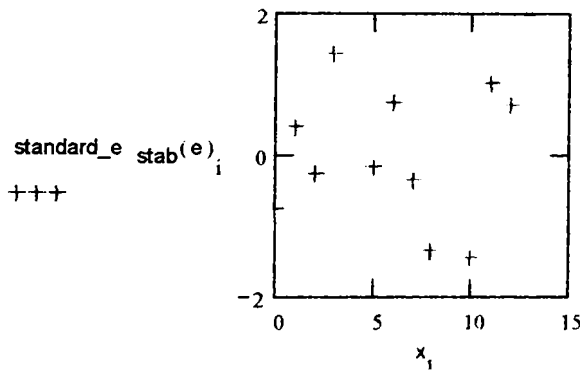
$$\text{yhat}(x, y) := \text{intercept}(x, y) + \text{slope}(x, y) \cdot x \quad e := y - \text{yhat}(x, y)$$

$$\text{se_e_stab}(e) := \frac{\sqrt{\sum e^2}}{\sqrt{\text{rows}(e) - 2}} \quad \text{standard_e_stab}(e) := \frac{e}{\text{se_e}(e)}$$

$$\text{se_e_stab}(e) = 0.042 \quad i := 0..n - 1$$

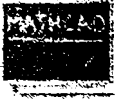
$$\text{leverage}_{\text{stab}_i} := \frac{1}{\text{rows}(x) - 1} \frac{(x_i - \text{mean}(x))^2}{\text{Var}(x)}$$

$$\text{student_e_stab}_i := \frac{e_i}{\text{se_e}(e) \sqrt{\left[1 - \frac{1}{\text{rows}(x)} + \text{leverage}_i\right]}}$$



Recalcularea statisticii Durbin-Watson:

$$DW(e) := \frac{\sum_{d=1}^{\text{rows}(e)-1} (e_d - e_{d-1})^2}{\sum_{d=0}^{\text{rows}(e)-1} e_d^2} \quad DW(e) = 1.823$$



Abaterea medie pătratică a erorilor experimentale. Dependență funcțională și reprezentare grafică

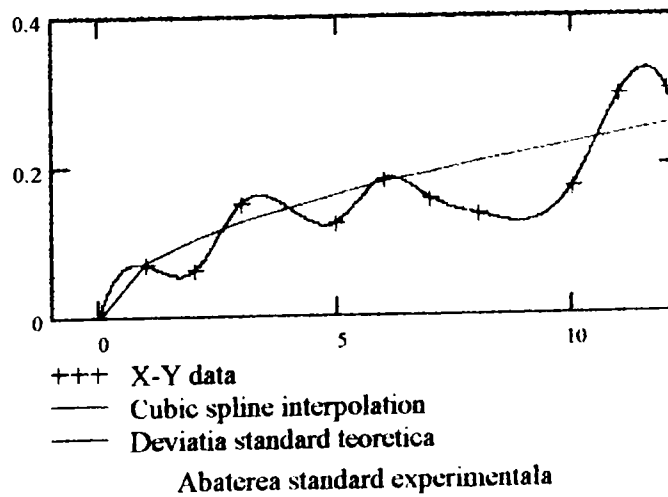
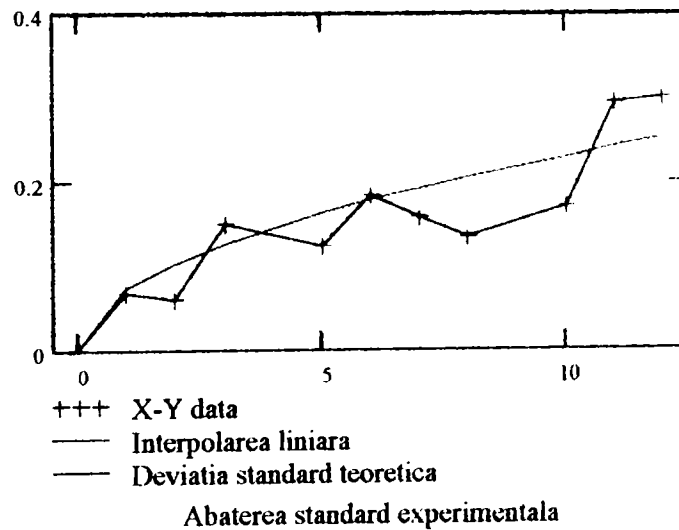
Interpolation and Least-Squares Fitting

I. Aproximarea curbei de variație a deviației standard experimentale prin interpolare liniară și cubică-spline

```

data := augment(NL, σ1_exp)      data := sort(data, 0)      X := data<0>      Y := data<1>
fit(x) := linterp(X, Y, x)      fit(2) = 0.061      fit(12) = 0.301

```



2. Aproximarea curbei de variație a deviației standard prin metoda celor mai mici pătrate

Functia de aproximare: $a + b\sqrt{x}$ $a := 0$ $b := c1$ $F(x) := \begin{bmatrix} 0 \\ c1\sqrt{x} \end{bmatrix}$

$n := \text{rows}(\text{data})$ $n = 11$ $i := 0..n - 1$ $\text{data} := \text{csort}(\text{data}, 0)$

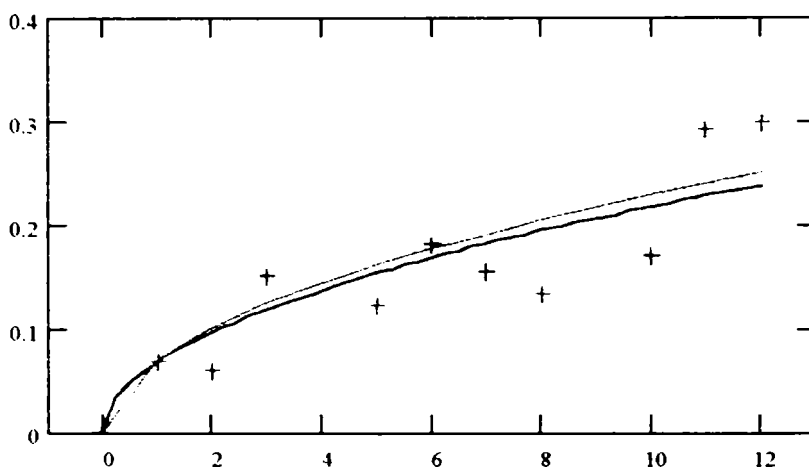
$X := \text{data}^{<0>}$ $Y := \text{data}^{<1>}$ $S := \text{linfit}(X, Y, F)$

Functia de aproximare în sensul "pătratelor minime": $\text{fit}(x) := F(x) \cdot S$

Suma pătratelor reziduurilor: $\sum_i \text{fit}(X_i) - Y_i^2 = 0.018$

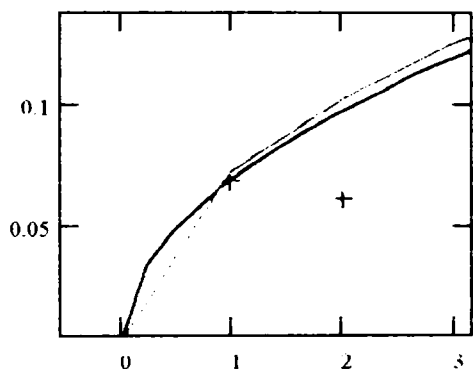
$\text{npoints} := 50$ $j := 0.. \text{npoints}$ $q_j := \min(X) + j \cdot \frac{(\max(X) - \min(X))}{\text{npoints}}$

$\text{scale} := \max \left(\frac{\text{fit}(X) - Y}{\text{fit}(X)} \right) \cdot 1.1$



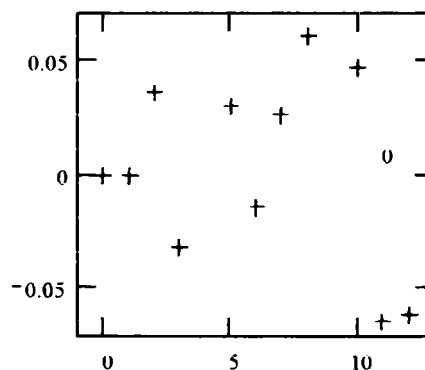
+++ X-Y data
— Least-squares fit
- - - abaterea standard teoretica

Aproximarea cu functia f(x) ipotetică



+++ X-Y data
— Least-squares fit
- - - abaterea standard teoretica

Detaliu de reprezentare



Residual Plot

Funcția de aproximare: $a + b \cdot \sqrt{x}$

Funcția exprimată prin vectorul al parametrilor necunoscuți: $P_0 + P_1 \cdot \sqrt{x}$

Vectorul valorilor presupuse pentru parametri necunoscuți: $Pg := \begin{bmatrix} 0 \\ 0.1 \end{bmatrix}$ $P_0 := Pg_{0,0}$ $P_1 := Pg_{1,0}$

$$P := \begin{bmatrix} P_0 \\ P_1 \end{bmatrix} \quad f(x) := P_0 + P_1 \cdot \sqrt{x}$$

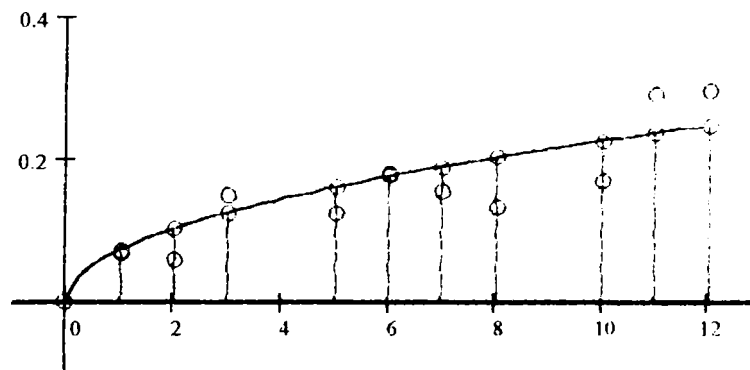
$$F(x,P) := \begin{bmatrix} P_0 + P_1 \cdot \sqrt{x} \\ 1 \\ \sqrt{x} \end{bmatrix}$$

Determinarea parametrilor care aproximează cel mai bine funcția:

$$Pls := \text{genfit}(X, Y, Pg, F) \quad Pls = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.073 \end{bmatrix}$$

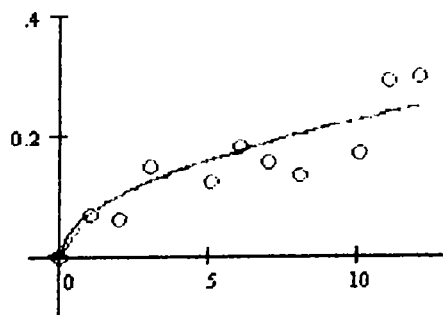
$$npoints := 50 \quad j := 0.. npoints \quad q_j := \min(X) + j \cdot \frac{(\max(X) - \min(X))}{npoints} \quad x(j) := q_j$$

Fitting function: $f(x) := F(x(j), Pls)_0$

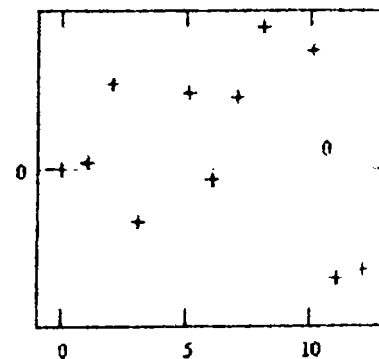


○○○ X-Y data
 — Genfit fit
 ⊕ Abaterea standard teoretică

Aproximarea prin funcția generală $f(x)$



○○○ X-Y data
 — Genfit fit
 --- Abaterea standard teoretică



Residual Plot

3. Predicția dispersiei erorilor și intervalul de predicție

Predicția valorilor variabilei dependente y cu ecuația estimatelor regresiei:

$$\hat{y}_{\text{pred}}(x_0, x, y) := \text{intercept}(x, y) + \text{slope}(x, y) \cdot x_0$$

Predicția valorilor variabilei dependente y cu funcțiile Mathcad "interp" și "regress" :

$$\begin{array}{ll} \text{regress}(x, y, 1) & \text{si} & \text{interp}(v, x, y, x_0) \\ \text{unde } v := \text{regress}(x, y, 1) & & v = \begin{bmatrix} 3 \\ 3 \\ 1 \\ 0.032 \\ 0.02 \end{bmatrix} \\ \text{intercept}(x, y) = 0.032 & & \text{slope}(x, y) = 0.02 \end{array}$$

$$\begin{array}{lll} \min(x) = 0 & \max(x) = 12 & x_0 := 125 \\ y_0 := c_1^2 \cdot x_0 & y_0 = 0.66 & \sqrt{y_0} = 0.812 \\ \hat{y}_{\text{pred}}(x_0, x, y) = 2.527 & & \sqrt{2.57} = 1.603 \\ & & \text{interp}(v, x, y, x_0) = 2.527 \end{array}$$

Intervalul sau banda de predicție:

$$x := \text{data}^{<0>} \quad y := \text{data}^{<1>} \quad i := 0.. \text{rows}(\text{data}) - 1$$

$$\hat{y}_{\text{hat}}(x, y) := \text{intercept}(x, y) + \text{slope}(x, y) \cdot x$$

$$\hat{y}_{\text{hat}}_{\text{pred}}(x_0, x, y) := \text{intercept}(x, y) + \text{slope}(x, y) \cdot x_0$$

$$\text{se}_e := \sqrt{\frac{\sum_i y_i - \hat{y}_{\text{hat}}(x, y)_i^2}{\text{rows}(x) - 2}} \quad \alpha_t := 0.01 \quad 1 - \alpha_t = 99\%$$

$$t_{df, \alpha_t} := \text{qt}\left(1 - \frac{\alpha_t}{2}, df\right)$$

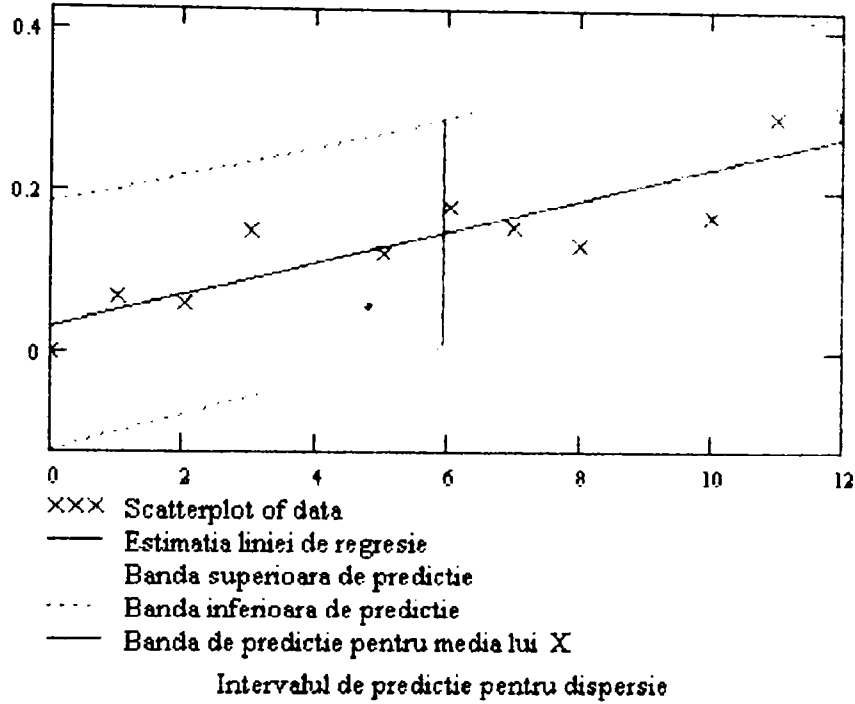
$$\text{upper_pred } x_0, \alpha_t := \hat{y}_{\text{hat}}_{\text{pred}}(x_0, x, y) \dots$$

$$+ t_{df, \alpha_t} \cdot \text{se}_e \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{\text{rows}(x)} + \frac{(x_0 - \text{mean}(x))^2}{\sum_i (x_i - \text{mean}(x))^2}}$$

$$\text{lower_pred } x_0, \alpha_t := \hat{y}_{\text{hat}}_{\text{pred}}(x_0, x, y) \dots$$

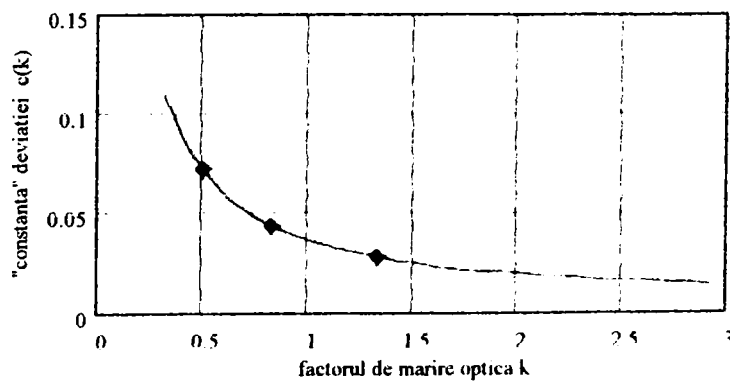
$$- \left[t_{df, \alpha_t} \cdot \text{se}_e \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{\text{rows}(x)} + \frac{(x_0 - \text{mean}(x))^2}{\sum_i (x_i - \text{mean}(x))^2}} \right]$$

$$k := 0..1 \quad p := \begin{bmatrix} \text{lower_pred} \cdot \text{mean}(x), \alpha_t \\ \text{upper_pred} \cdot \text{mean}(x), \alpha_t \end{bmatrix}$$



4. Efectul factorului de magnificare optică k asupra abaterii standard a erorilor de măsurare

$$S_m := 0.05 \quad d := 0.125 \quad k := 0.33, 0.43..2 \quad c(k) := \frac{1}{6} \sqrt{S_m^2 + \frac{3d^2}{k^2}}$$



Abateră medie pătratică a erorilor de măsurare grupate pe abscise X_i ($k = 0,5$)

$$\text{dev_std_k1}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0.069 & 0.061 & 0.151 & 0.125 & 0.183 & 0.157 & 0.135 & 0.172 & 0.294 & 0.301 \end{bmatrix}$$

Matricea erorilor aparente "DATA-ERR_2K" ($k = 0,8$)

$$\text{ERR_2K} = \begin{bmatrix} 0 & 0.04 & -0.02 & -0.057 & 0.057 & 0 & 0.11 & -0.11 & -0.137 & 0.23 & -0.207 \\ 0 & 0.09 & -0.07 & 0.063 & 0.077 & -0.07 & -0.02 & 0.09 & -0.037 & -0.02 & -0.057 \\ 0 & -0.13 & 0.09 & -6.667 \cdot 10^{-3} & -0.133 & 0.07 & -0.09 & 0.02 & 0.173 & -0.21 & 0.263 \end{bmatrix}$$

Abateră medie pătratică a erorilor de măsurare grupate pe abscise X_i ($k = 0,8$)

$$\text{dev_std_k2}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0.115 & 0.082 & 0.06 & 0.116 & 0.07 & 0.101 & 0.101 & 0.158 & 0.221 & 0.24 \end{bmatrix}$$

Matricea erorilor aparente "DATA-ERR_3K" ($k = 1,33$)

$$\text{ERR_3K} = \begin{bmatrix} 0 & -3.333 \cdot 10^{-3} & -0.067 & -0.01 & -0.037 & -0.067 & -0.083 & -0.01 & -0.163 & 0.067 & 0.13 \\ 0 & -0.013 & 0.023 & -0.07 & 0.063 & -0.017 & 0.127 & -0.1 & 0.127 & 0.057 & 0.03 \\ 0 & 0.017 & 0.043 & 0.08 & -0.027 & 0.083 & -0.043 & 0.11 & 0.037 & -0.123 & -0.16 \end{bmatrix}$$

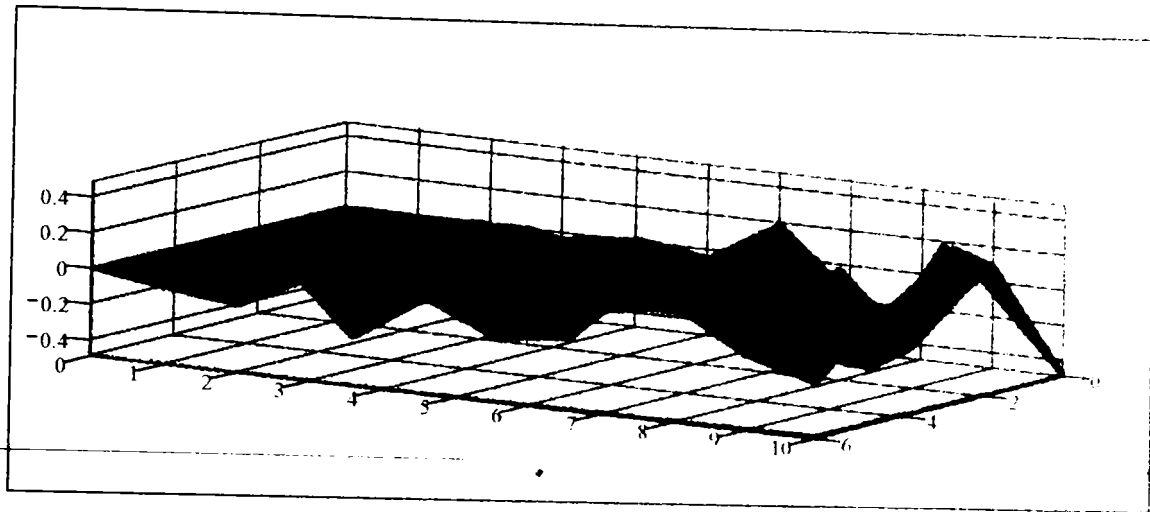
Abateră medie pătratică a erorilor de măsurare grupate pe abscise X_i ($k = 1,33$)

$$\text{dev_std_k3}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0.015 & 0.059 & 0.075 & 0.055 & 0.076 & 0.112 & 0.105 & 0.148 & 0.107 & 0.147 \end{bmatrix}$$

Matricea valorilor medii ale seturilor de măsurători ale absciselor X_i pentru k_1 , k_2 , și k_3

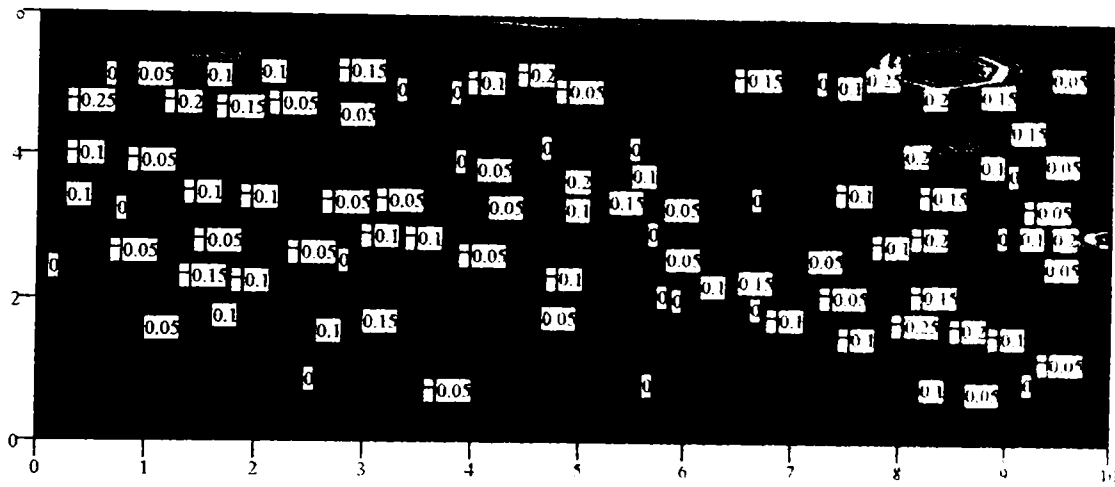
$$\text{Media}_{k1_k2_k3}^T = \begin{bmatrix} 0 & 10.036 & 19.976 & 30.023 & 40.037 & 49.944 & 59.884 & 69.981 & 79.989 & 90.074 & 100.17 \\ 0 & 10.09 & 19.93 & 30.067 & 39.883 & 50.22 & 59.93 & 69.83 & 80.137 & 90.02 & 100.037 \\ 0 & 10.013 & 19.997 & 30.03 & 39.917 & 50.007 & 60.003 & 69.99 & 80.073 & 90.023 & 100.07 \end{bmatrix}$$

5. Reprezentări 2D și 3D ale repartiției erorilor din "Experimentul I" ($k = 0.5$)



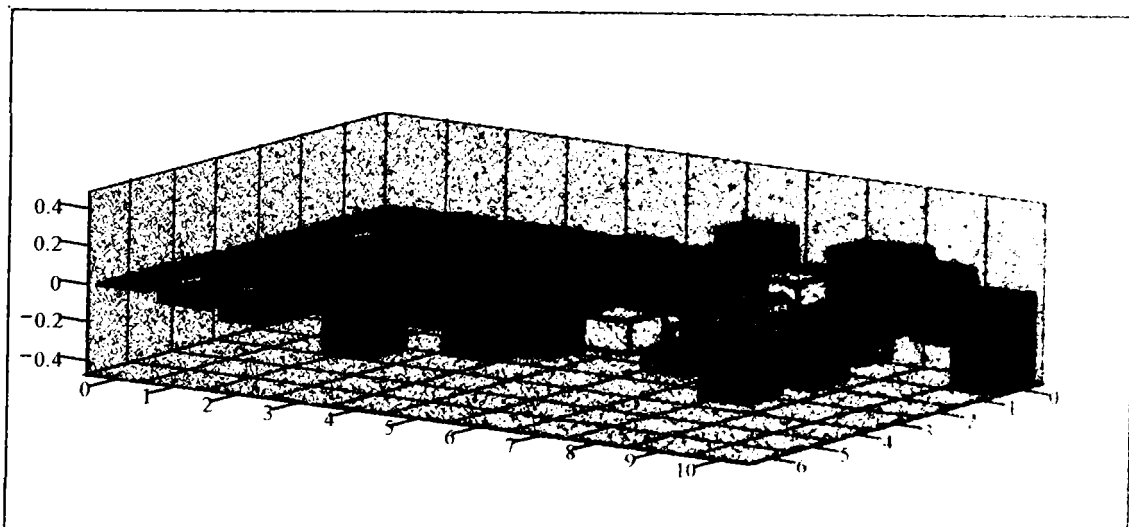
ERR_1

Repartitia erorilor experimentului I



ERR_1

Repartitia erorilor experimentului I



ERR_1

Repartitia erorilor experimentului I

Experimentul II. Alte teste efectuate cu programul "Statistica"

Tests of Standard Deviation. 2D and 3D Plots

1. Verificarea reducerii abaterilor medii pătratice ale erorilor de măsurare față de experimentul I

Valorile măsurătorilor din experimentul II "DATA-EXP_2"

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
EXP_2=	0	9.99	20.02	29.95	39.97	50.07	60.01	69.99	80.01	90.07	100
	0	9.98	20.09	30	40.03	50.06	60.06	70.08	80.04	89.96	100
	0	9.99	20.03	29.96	39.98	49.8	60.02	70.01	79.96	89.89	99.93
	0	9.97	20.04	30.03	40.01	49.85	60	70.04	79.94	89.91	99.85
	0	9.95	20.03	29.99	40.08	50.01	59.94	70.06	80.26	90	100.1
	0	10	20.04	29.97	39.96	49.96	59.97	70	79.98	90	100.1
	0	10	20.03	29.97	40	49.92	59.95	70.02	79.89	90.02	99.89

$$\sigma_{1 \text{ exp}} := \text{Stdev}(\text{EXP}_1^{<i></i>})$$

$$\sigma_{2 \text{ exp}} := \text{Stdev}(\text{EXP}_2^{<i></i>})$$

$$\sigma_{1 \text{ exp}}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0.07 & 0.06 & 0.15 & 0.12 & 0.18 & 0.16 & 0.14 & 0.17 & 0.29 & 0.3 \end{bmatrix}$$

$$\sigma_{2 \text{ exp}}^T = \begin{bmatrix} 0 & 0.02 & 0.02 & 0.03 & 0.04 & 0.1 & 0.04 & 0.03 & 0.12 & 0.06 & 0.1 \end{bmatrix}$$

$$\max(\sigma_{1 \text{ exp}}) = 0.3$$

$$\min(\sigma_{1 \text{ exp}}) = 0$$

$$\max(\sigma_{2 \text{ exp}}) = 0.12$$

$$\min(\sigma_{2 \text{ exp}}) = 0$$

$$\text{media}_1 := \text{mean}(\sigma_{1 \text{ exp}})$$

$$\text{media}_1 = 0.15$$

$$\text{media}_2 := \text{mean}(\sigma_{2 \text{ exp}})$$

$$\text{media}_2 = 0.05$$

$$\text{median}(\sigma_{1 \text{ exp}}) = 0.15$$

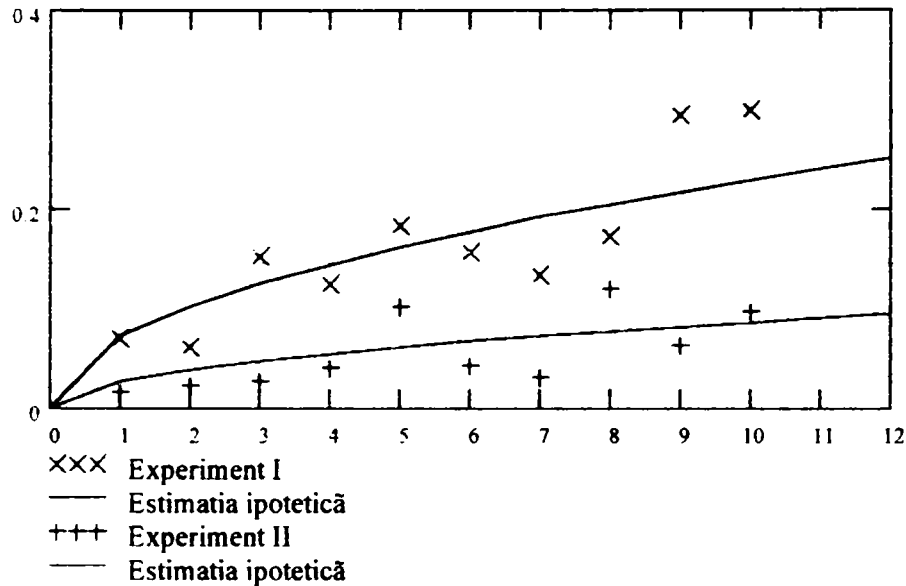
$$\text{median}(\sigma_{2 \text{ exp}}) = 0.04$$

$$\text{Var}(\sigma_{1 \text{ exp}}) = 8.3 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{Var}(\sigma_{2 \text{ exp}}) = 1.54 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{Stdev}(\sigma_{1 \text{ exp}}) = 0.09$$

$$\text{Stdev}(\sigma_{2 \text{ exp}}) = 0.04$$



Abateră standard de selecție a erorilor

Testul F pentru verificarea raportului abaterilor standard din cele două experimente. Testarea în condiții inițiale distincte formulate prin cele două ipoteze de nul H_0 :

```

alpha := 0.1      n := 4      r := sqrt(2 * n - 1)
n1 := length(EXP_1<1>)      n2 := length(EXP_2<1>)
ndf := n1 - 1      ddf := n2 - 1
    
```

$$F(i) := \frac{1 \cdot \text{Var EXP}_1\langle i \rangle}{r^2 \cdot \text{Var EXP}_2\langle i \rangle}$$

H_0 :

H_0 :

F(i)

0
2.84
1
4.37
1.31
0.45
1.96
2.41
0.29
3.11
1.36

$$pF(F(i), ndf, ddf) - 0.5 < \frac{1 - \alpha}{2}$$

0
1
1
0
1
1
1
1
1
1
1
1

$$x_0 := qF\left(\frac{1 - p}{2}, ndf, ddf\right)$$

$$x_1 := qF\left(\frac{1 + p}{2}, ndf, ddf\right)$$

$$x_0 = 0.23 \quad x_1 = 4.28$$

$$pF(F(i), ndf, ddf) < 1 - \alpha$$

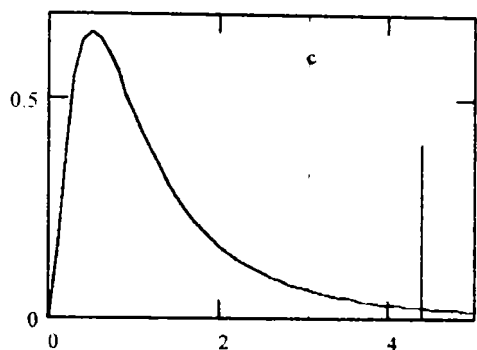
1
1
1
0
1
1
1
1
1
0
1

$$c := qF(1 - \alpha, ndf, ddf)$$

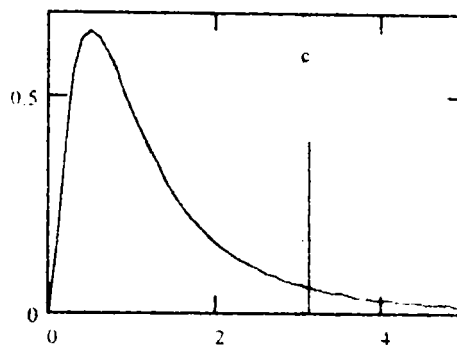
$$c = 3.05$$

Cazurile de infirmare a ipotezei

$$H_0 : \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \leq r \quad \text{cu } p = 0.90$$



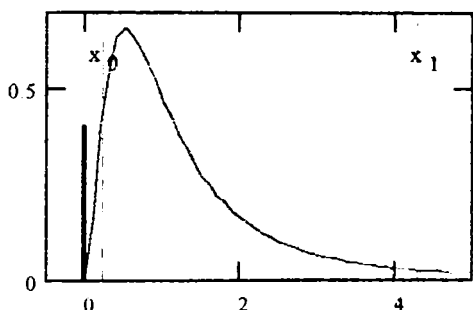
Ipoteza Ho respinsă pentru abscisa X3



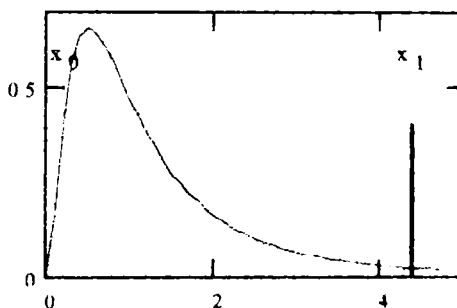
Ipoteza Ho respinsă pentru abscisa X9

Cazurile de infirmare a ipotezei

$$H_0 : \frac{\sigma_1}{\sigma_2} = r \quad \text{cu } p = 0.90$$



Ipoteza Ho respinsă pentru abscisa X0



Ipoteza Ho respinsă pentru abscisa X3

Reluarea testului pentru alt prag de semnificație α

$\alpha := 0.05 \quad p := 0.95$

$$H_0 : \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \leq r$$

$$H_0 : \frac{\sigma_1}{\sigma_2} = r$$

F(i)
0
2.84
1
4.37
1.31
0.45
1.96
2.41
0.29
3.11
1.36

$pF(F(i), ndf, ddf) - 0.5 < \frac{1-\alpha}{2}$
0
1
1
1
1
1
1
1
1
1
1
1
1
1

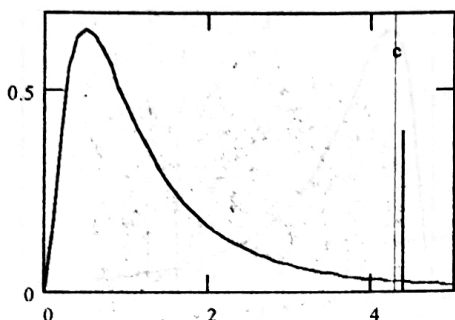
$x_0 := qF\left(\frac{1-p}{2}, ndf, ddf\right)$
 $x_1 := qF\left(\frac{1+p}{2}, ndf, ddf\right)$
 $x_0 = 0.17 \quad x_1 = 5.82$

$pF(F(i), ndf, ddf) < 1 - \alpha$
1
1
1
1
0
1
1
1
1
1
1
1
1
1

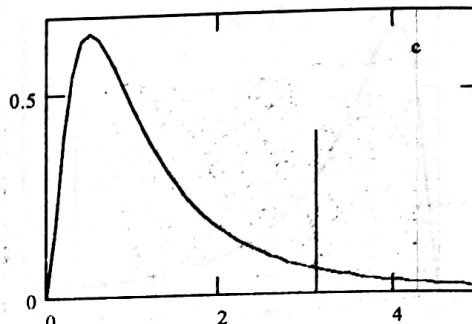
$c := qF(1 - \alpha, ndf, ddf)$
 $c = 4.28$

Cazurile de infirmare a ipotezei

$$H_0 : \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \leq r \quad \text{cu } p = 0,95$$



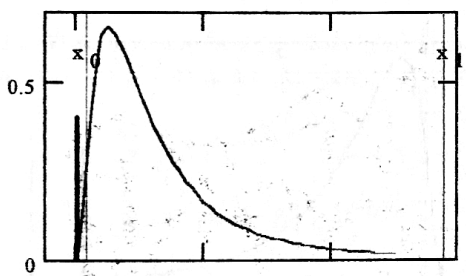
Ipoteza H_0 respinsă pentru abscisa X3



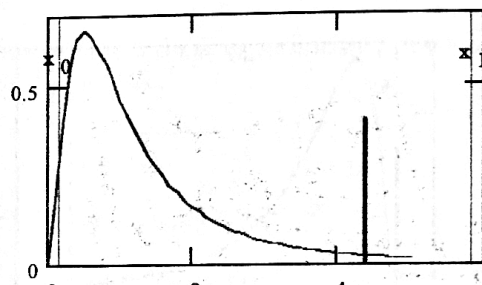
Ipoteza H_0 acceptată pentru abscisa X9

Cazurile de infirmare a ipotezei

$$H_0 : \frac{\sigma_1}{\sigma_2} = r \quad \text{cu } p = 0,95$$

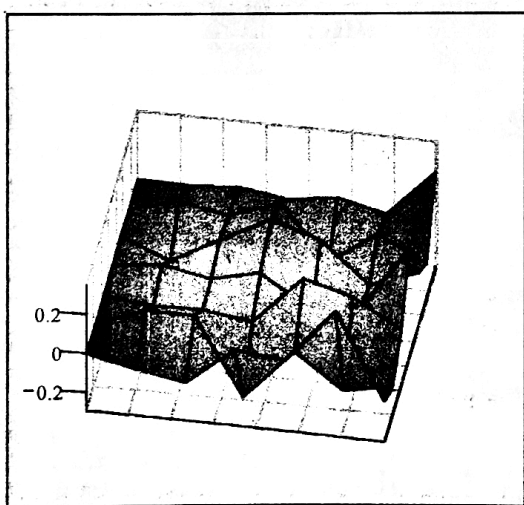


Ipoteza H_0 respinsă pentru abscisa X0

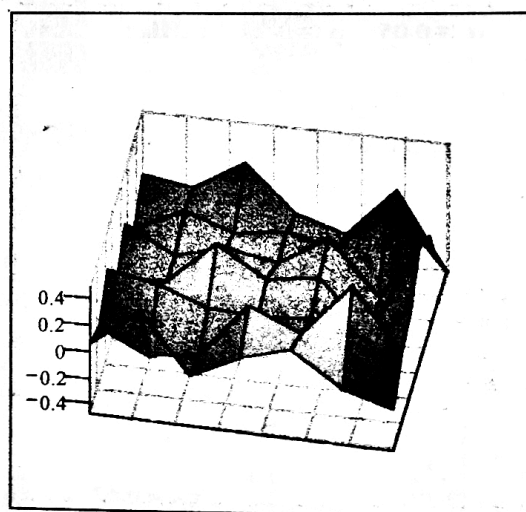


Ipoteza H_0 acceptată pentru abscisa X3

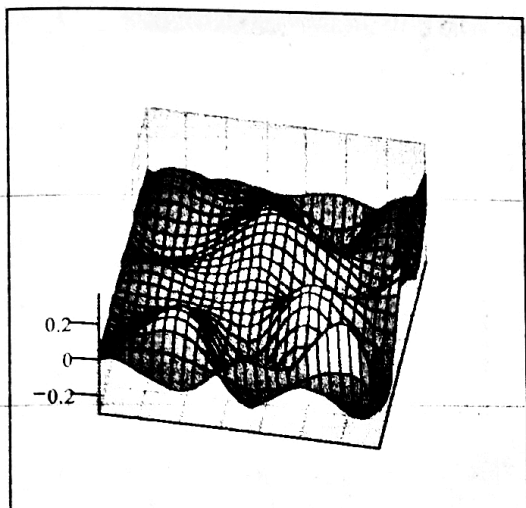
2. Reprezentări 3D comparative ale erorilor experimentelor I și II prin suprafețele originale (MZ) și respectiv prin suprafețe de interpolare Spline (FIT)



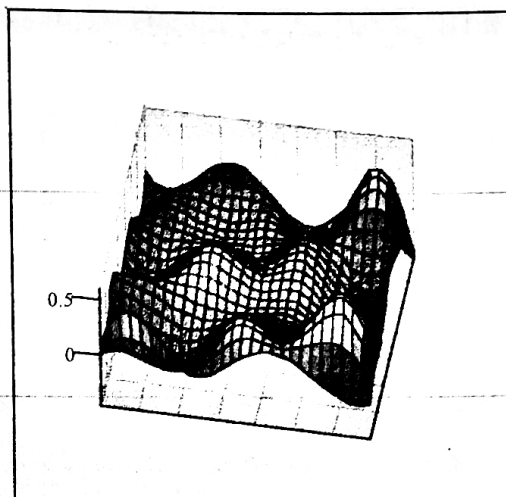
Mz
Erorile de măsurare din intervalul X0-X6



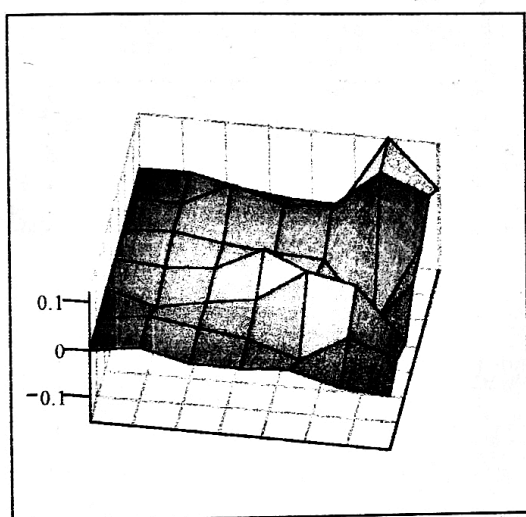
Mz
Erorile de măsurare în intervalul X4-X10



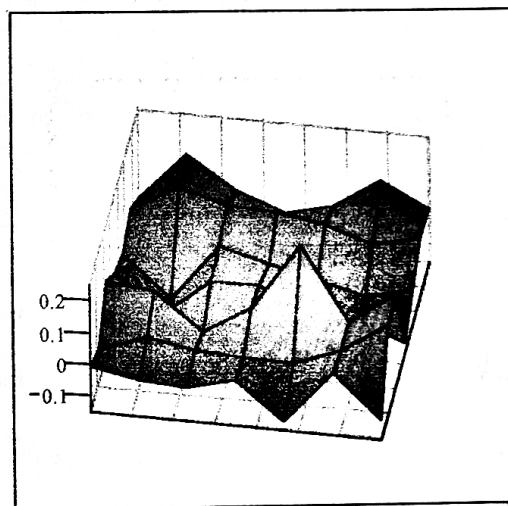
FIT
Erorile de măsurare în intervalul X0-X6



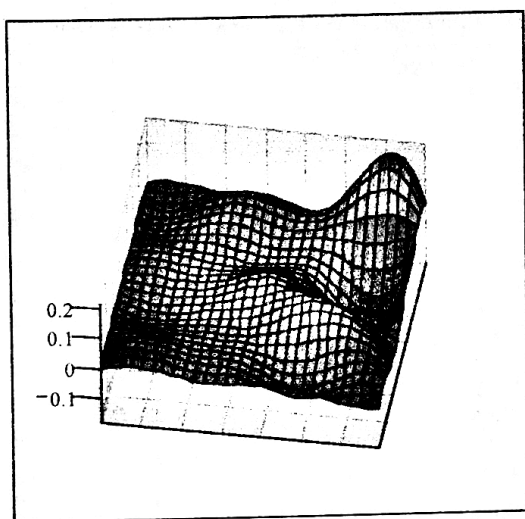
FIT
Erorile de măsurare în intervalul X4-X10



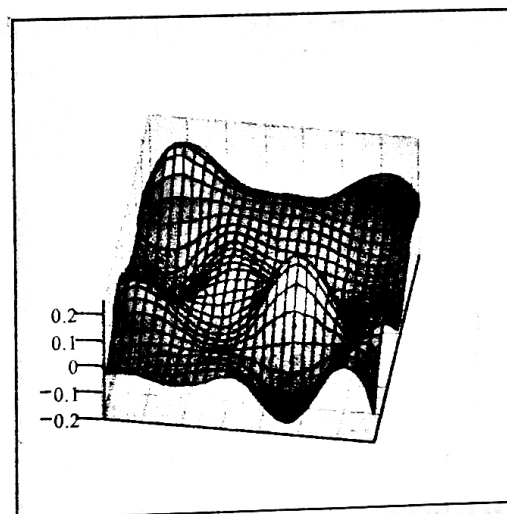
Mz
Erorile de măsurare din intervalul X0-X6



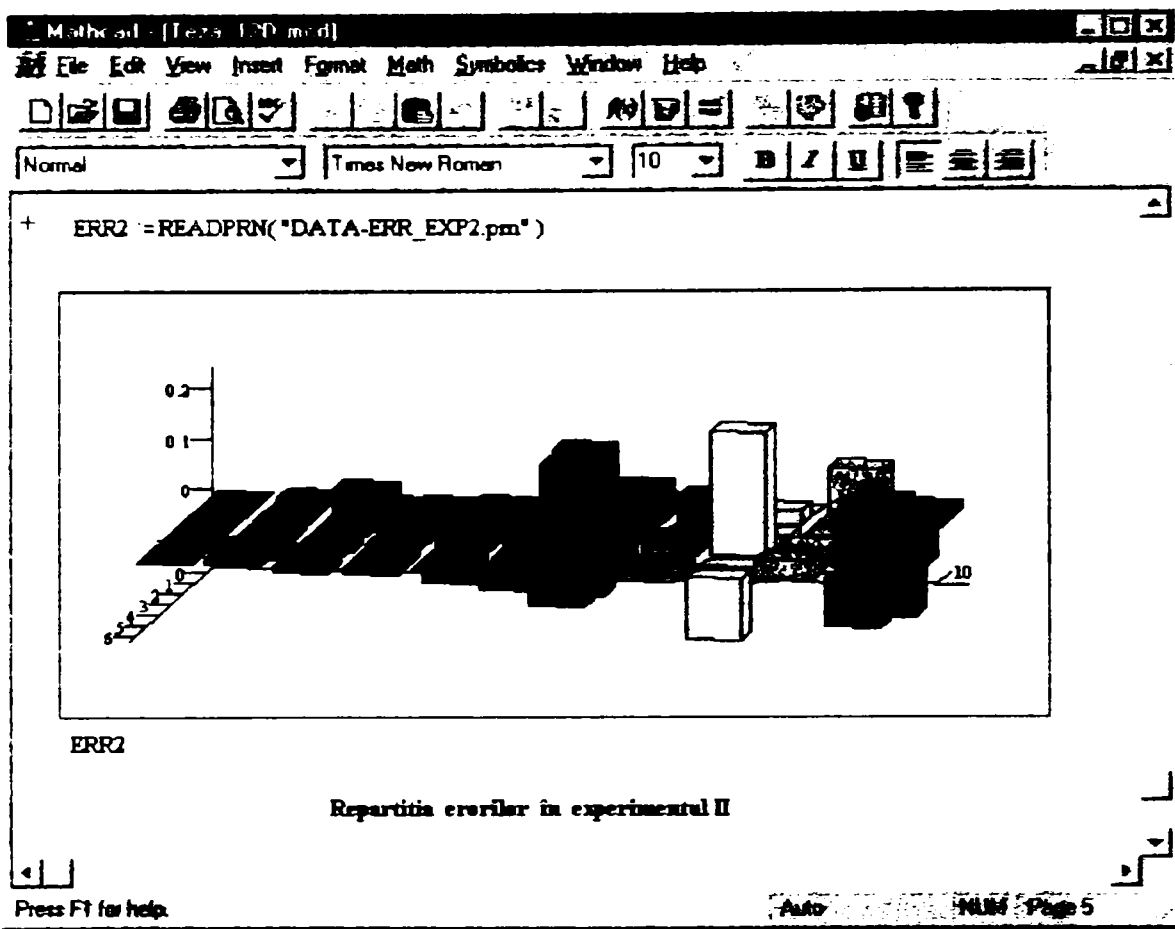
Mz
Erorile de măsurare în intervalul X4-X10



FIT
Erorile de măsurare în intervalul X0-X6



FIT
Erorile de măsurare în intervalul X4-X10



3. Teste globale efectuate cu programul STATISTICA

STATISTICA ANOVA/MANOVA

File Edit View Analysis Graphs Options Window Help

10.03

Data: sibi STA 10v * 10c

NUM VAL	VAR1	VAR2	VAR3	VAR4	VAR5	VAR6	VAR7
1	10.030	10.090	9.936	10.070	10.010	10.140	9.979
2	19.980	19.990	20.010	19.960	19.950	20.070	19.870
3	29.990	30.120	30.190	30.060	29.960	29.730	30.110
4	40.050	39.860	40.120	39.910	40.220	40.000	40.100
5	49.900	49.940	49.830	49.860	50.060	49.730	50.290
6	60.070	59.760	59.860	60.130	59.860	59.720	59.790
7	69.820	69.910	69.900	70.000	69.940	70.230	70.070
8	79.710	79.810	80.130	80.060	79.960	80.080	80.170
9	90.170	90.330	89.820	89.760	89.870	90.560	90.010
10	99.690	100.000	100.400	100.600	100.300	100.200	100.000

Ready Output:FILE Sel:OFF Weigh:OFF

Start CD Player - (82)k-03:25 STATISTICA: ANOV... Microsoft Word 02:30

STATISTICA: ANOVA/MANOVA

File Edit View Analysis Graphs Options Window Help

.7630345

Columns Rows

GENERAL | 1-RF

MANOVA

Univ **MAIN EFFECT: RF (sibiu sta)**

Test GENERAL 1-RF p-level

MANOVA 864110

Test	Value	p-level
Wilks' Lambda	763035	864110
Rao R Form 2 (6, 4)	.207038	.956234
Pillai-Bartlett Trace	236965	80 171
$\sqrt{6,4}$.207038	.956234

99.690 100.000 100.400 100.600 100.300 100.200 100.000

Ready Output: FILE Sel OFF Weight OFF

Start CD Player - [02] <05:23> STATISTICA: ANOVA... 02:28

STATISTICA: Basic Statistics and Tables

File Edit View Analysis Graphs Options Window Help

1.0000

Options Columns Rows

Correlations [sibiu sta]

Continue... Marked correlations are significant at p < .05000

Variable	VAR1	VAR2	VAR3	VAR4	VAR5	VAR6
VAR1	1.0000 N=10 p= ---	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	.9999 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000
VAR2	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= ---	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000
VAR3	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= ---	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000
VAR4	.9999 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= ---	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000
VAR5	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= .000	1.0000 N=10 p= ---	1.0000 N=10 p= .000
VAR6	1.0000 N=10	1.0000 N=10	.9999 N=10	.9999 N=10	1.0000 N=10	1.0000 N=10

Ready Output: FILE Sel OFF Weight OFF

Start CD Player - [05] <00:15> STATISTICA: Basic S... 01:55

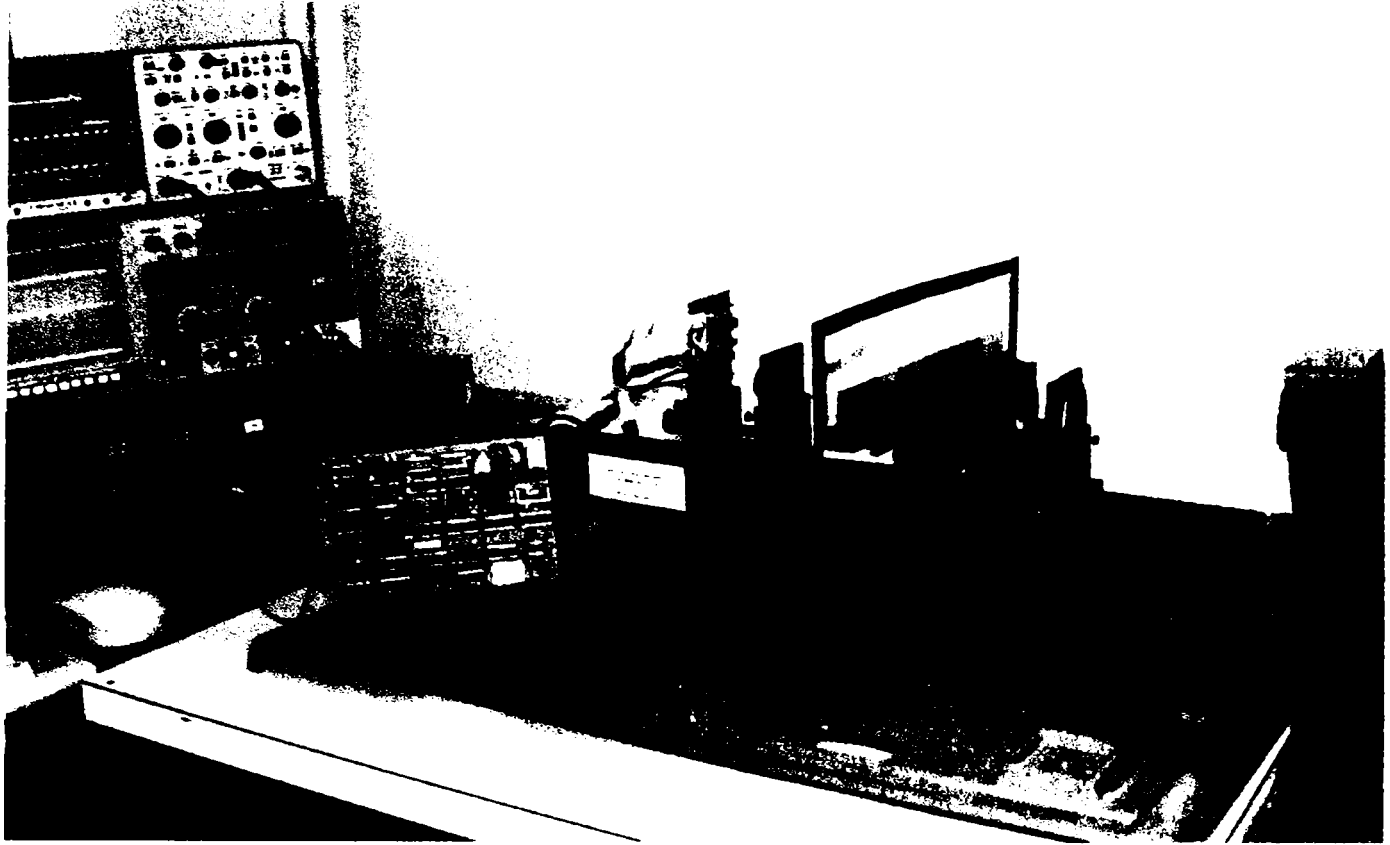


Figura 1. Vedere de ansamblu - traductor si instalatia de testare.

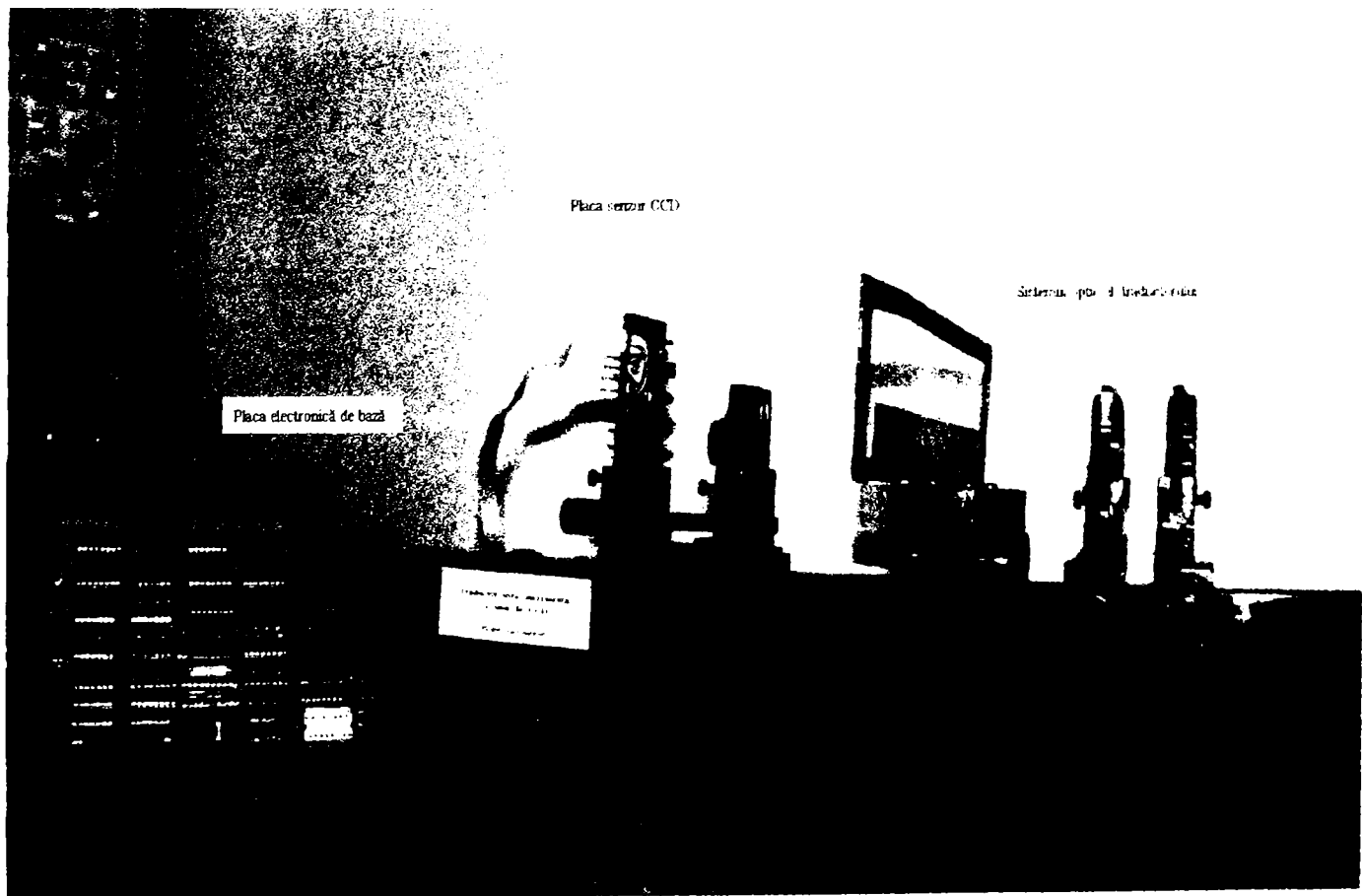


Figura 2. Subansamblurile modelului experimental.



Figura 3. Detaliu - instalatia de testare.

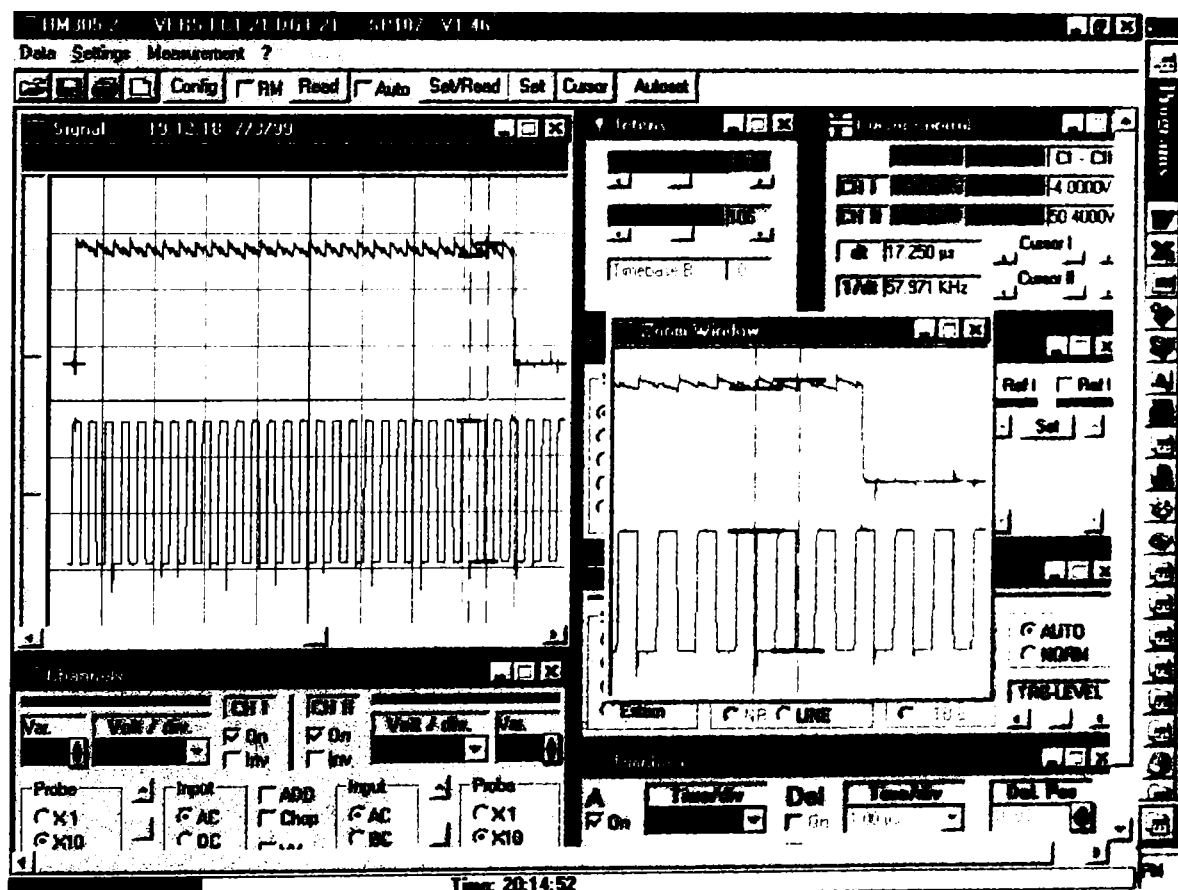
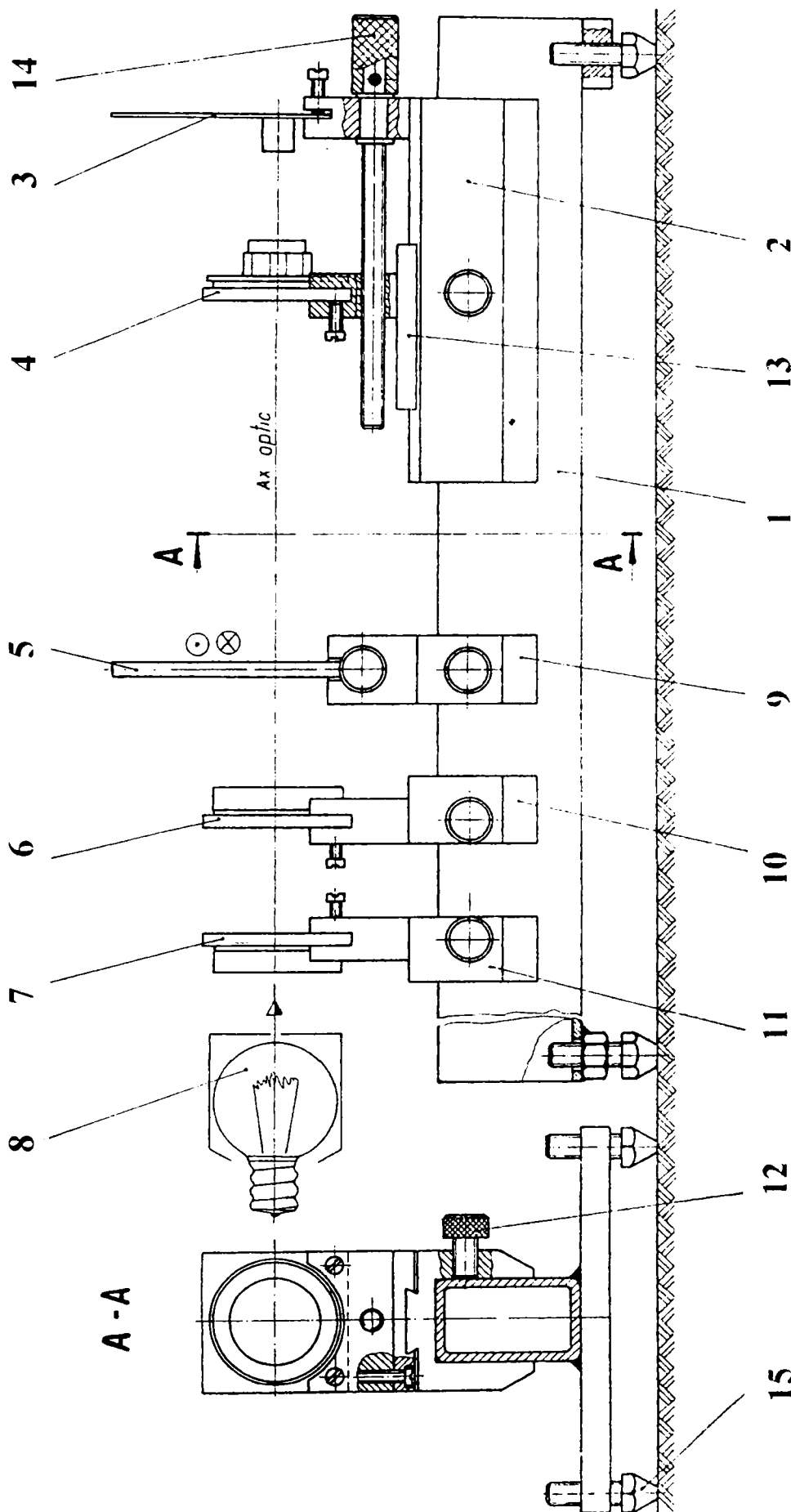


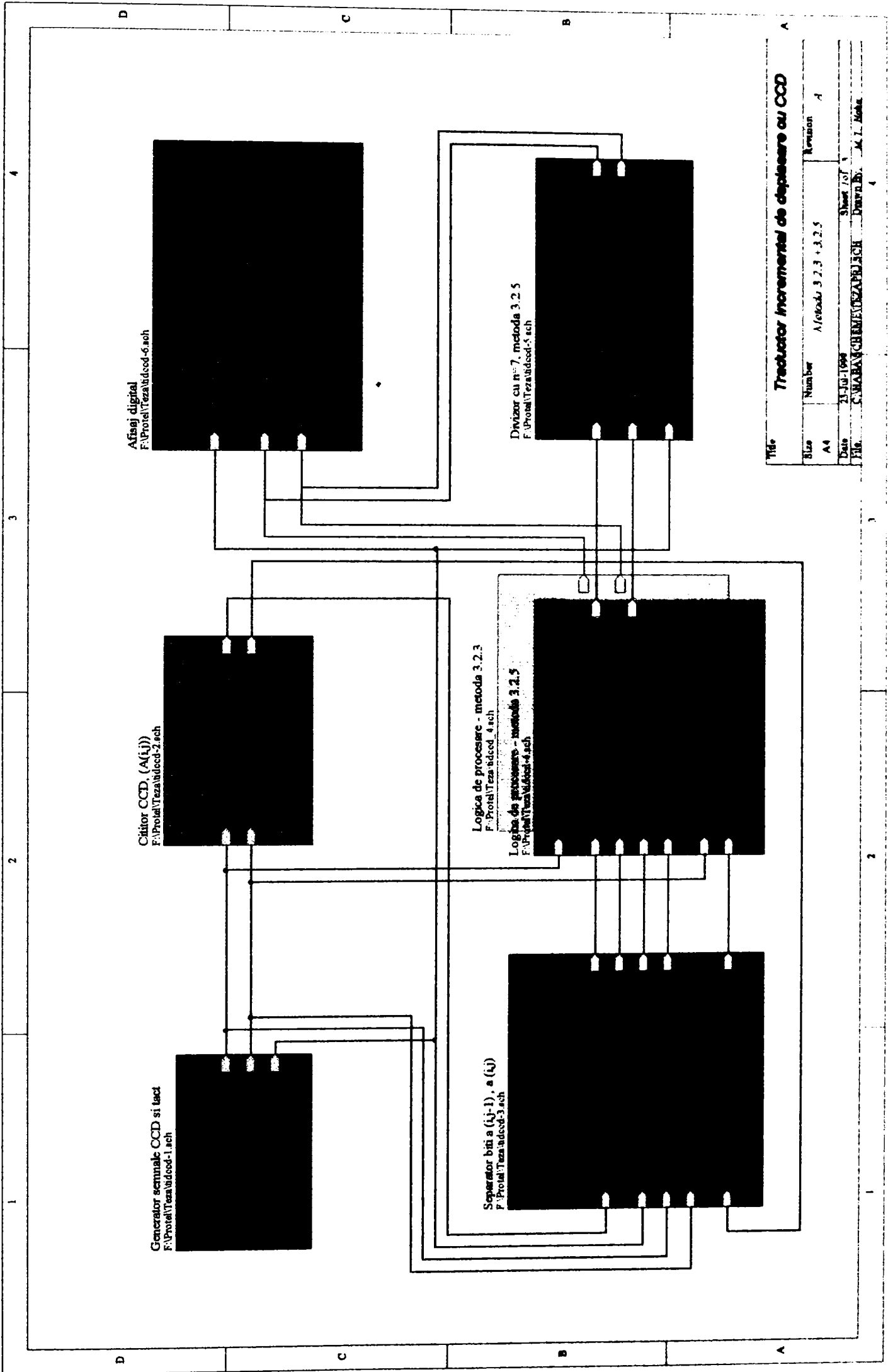
Figura 4. Imagine monitor din figura 3, Hameg Instruments.

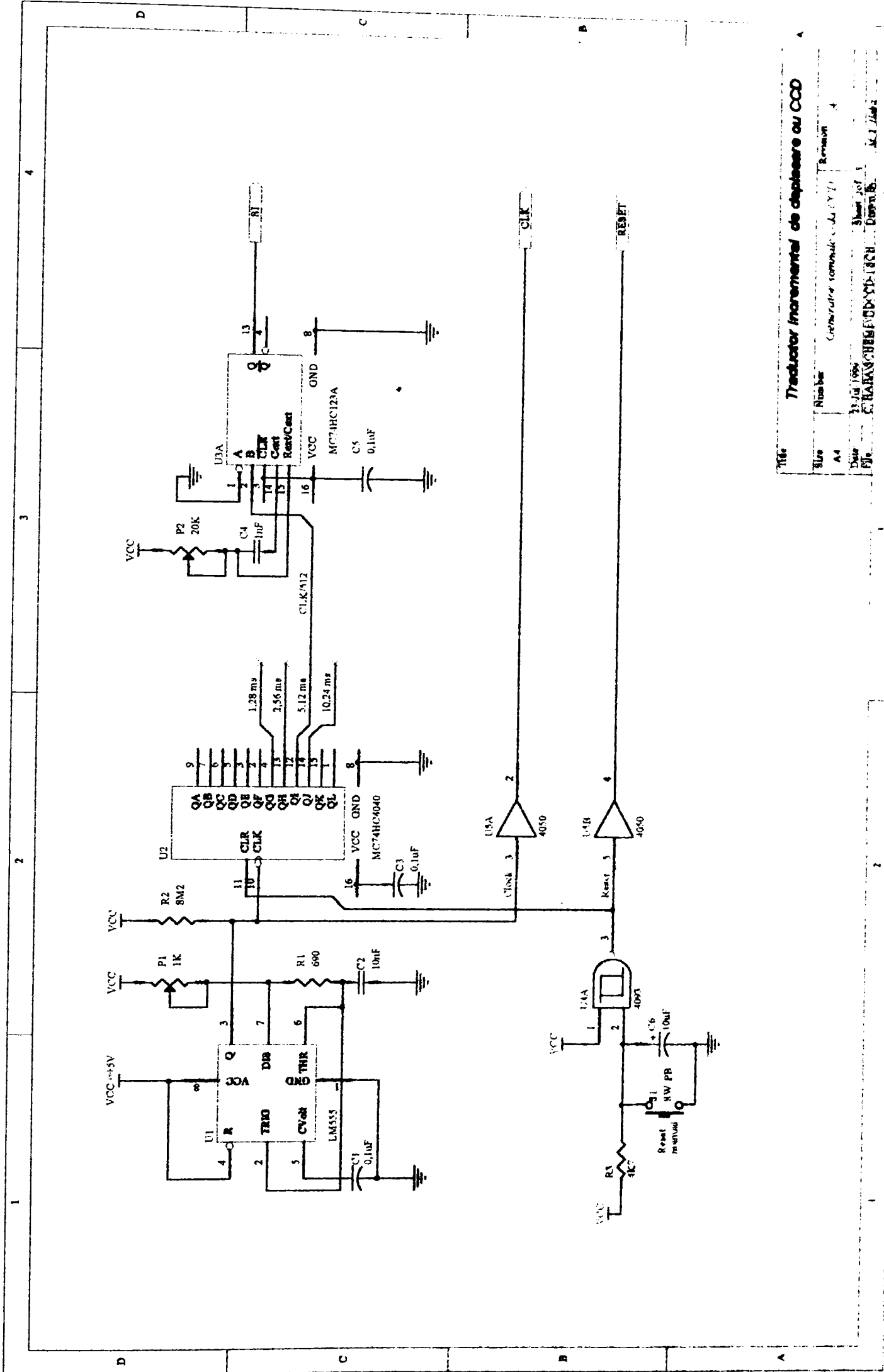


TID. CU CCD -SISTEMUL OPTIC
model experimental

- 15. Șurub picior
- 14. Șurub de reglaj
- 13. Suport coadă de rândunică
- 12. Șurub de fixare
- 11. Suport lentilă II
- 10. Suport lentilă I
- 9. Suport riglă optică

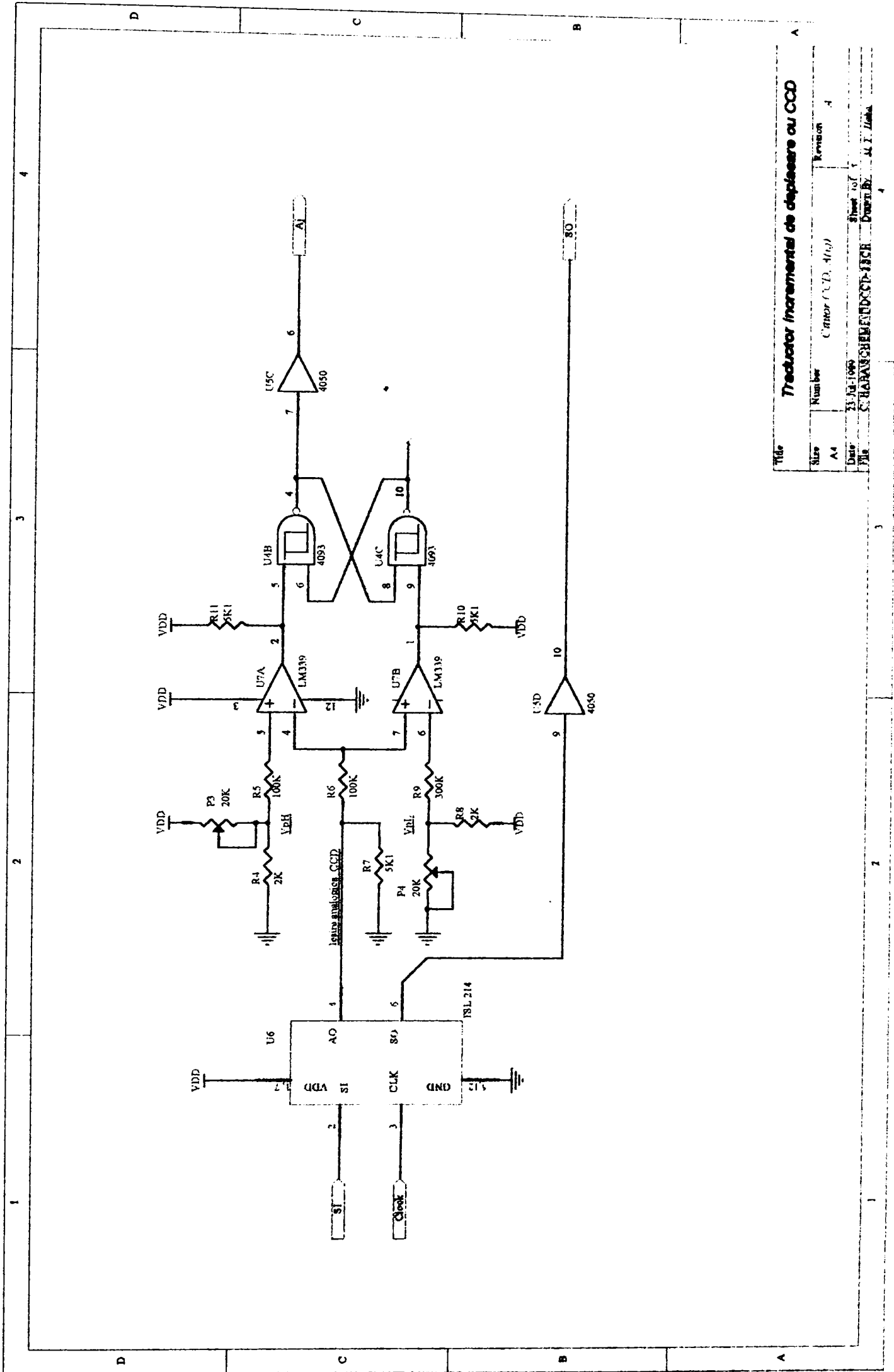
- 8. Sursă lumină
- 7. Lentilă II condensor
- 6. Lentilă I condensor
- 5. Riglă optică de măsură
- 4. Lentilă de imagine
- 3. Placă senzor CCD
- 2. Suport obiectiv imagine
- 1. Cadru suport



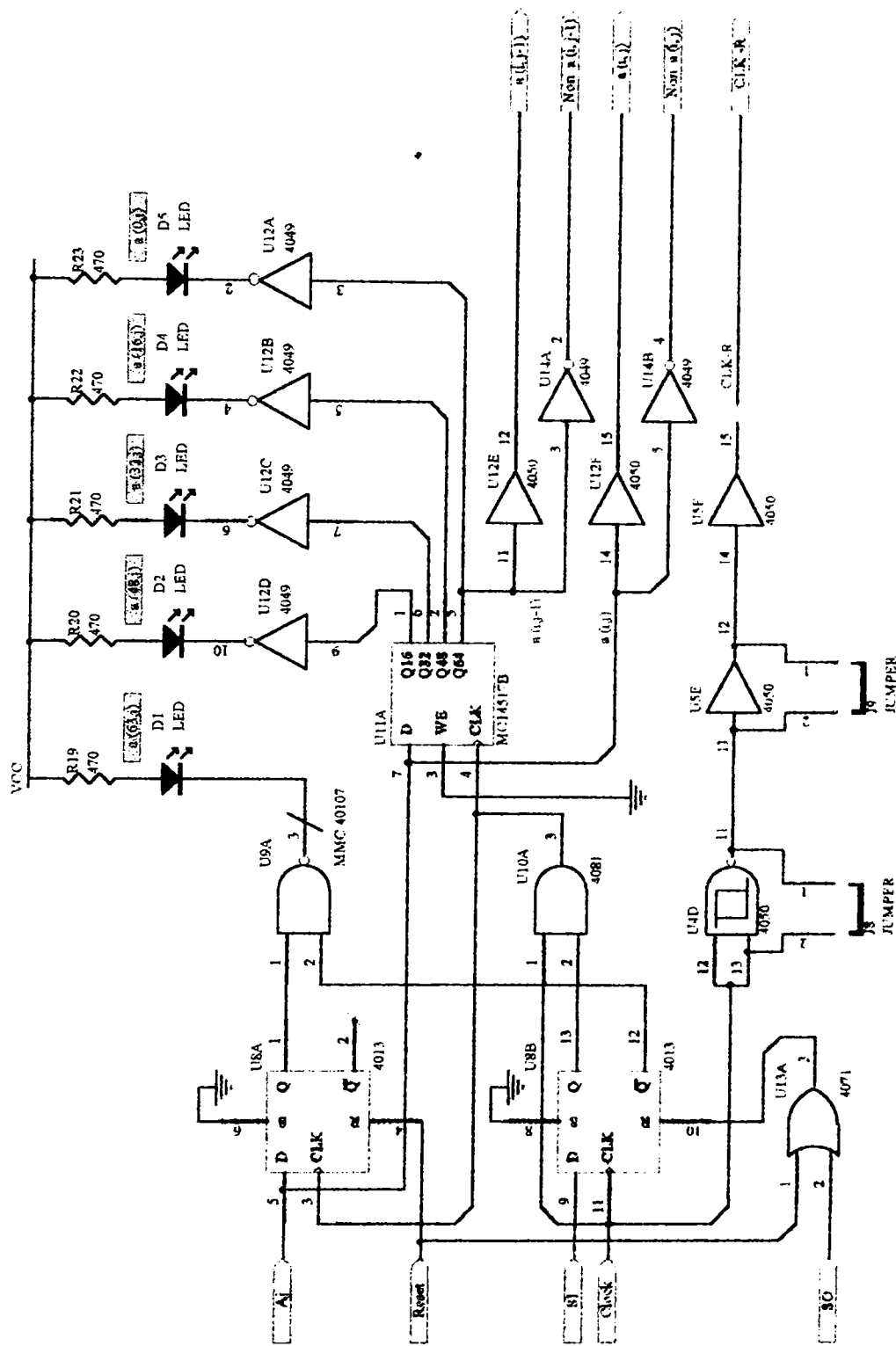


Titr: **Tractor incremental de deplasare cu CCD**

Titlu	Creatorul schemei (A.Y.T.)	Revizor	A
Bluc	Numar	Bluc	Bluc
A4	31-Jul 1994	Bluc	Bluc
Bluc	C. RANASCHIEVICI-TECH	Bluc	Bluc
Bluc	Bluc	Bluc	Bluc

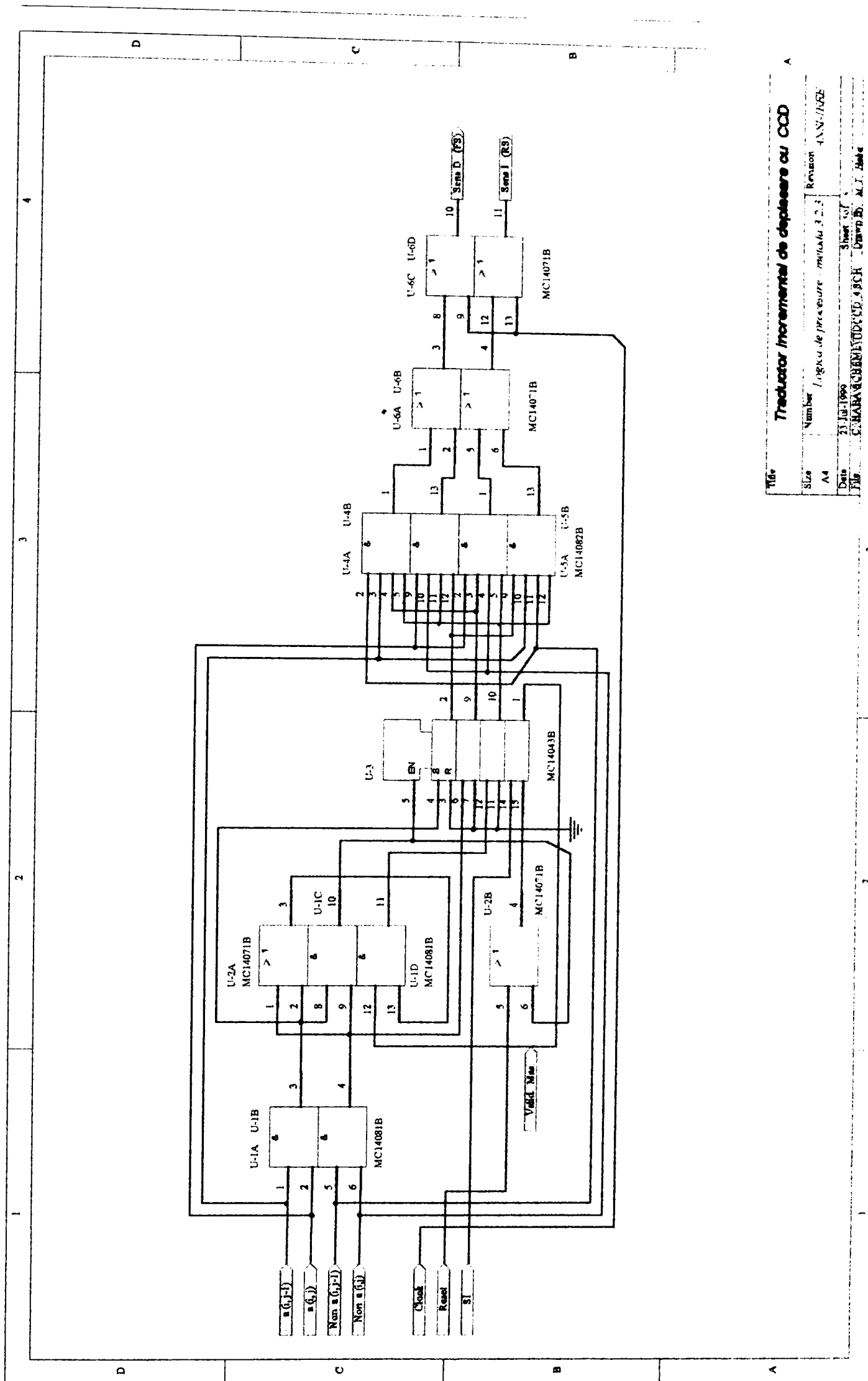


Titlu			
Treductor incremental de deplasare cu CCD			
Size	Number	Revision	
A4	Canon CCD, 4(a)	4	
Date	23.01.1990	Sheet of	1
File	C:\BARASCHEM\INDOCT-135CH	Drawn by	A. F. Iliuta

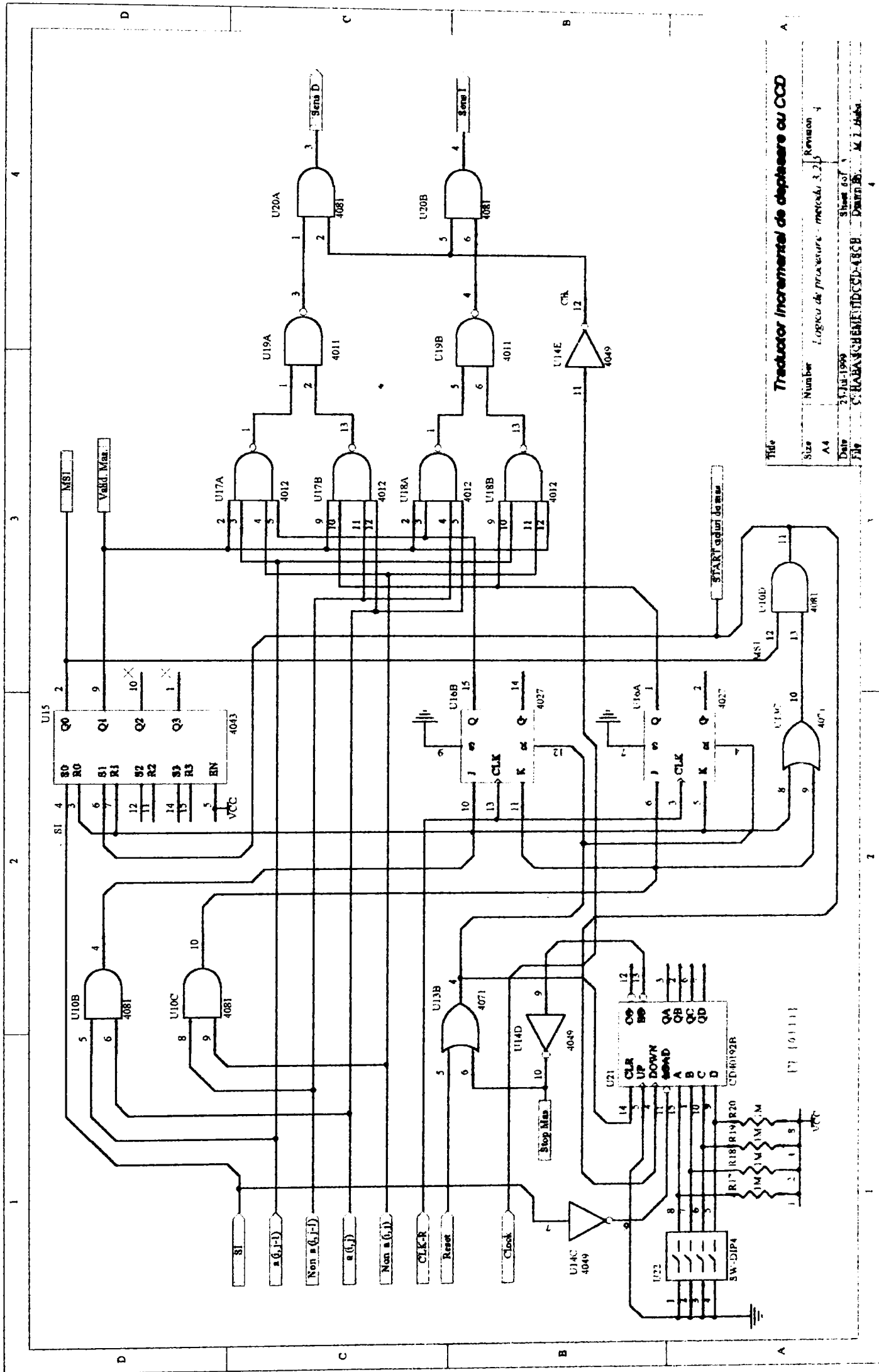


Treductor incremental de depesare cu CCD

Title	Treductor incremental de depesare cu CCD		
Size	A4	Revision	4
Number	1870301 (1)	Sheet of	4
Date	21.03.1990	Drawn by	M. I. I. I. I.
File	C:\TRAIA\BIBLIOTEC\1870301.DWG		

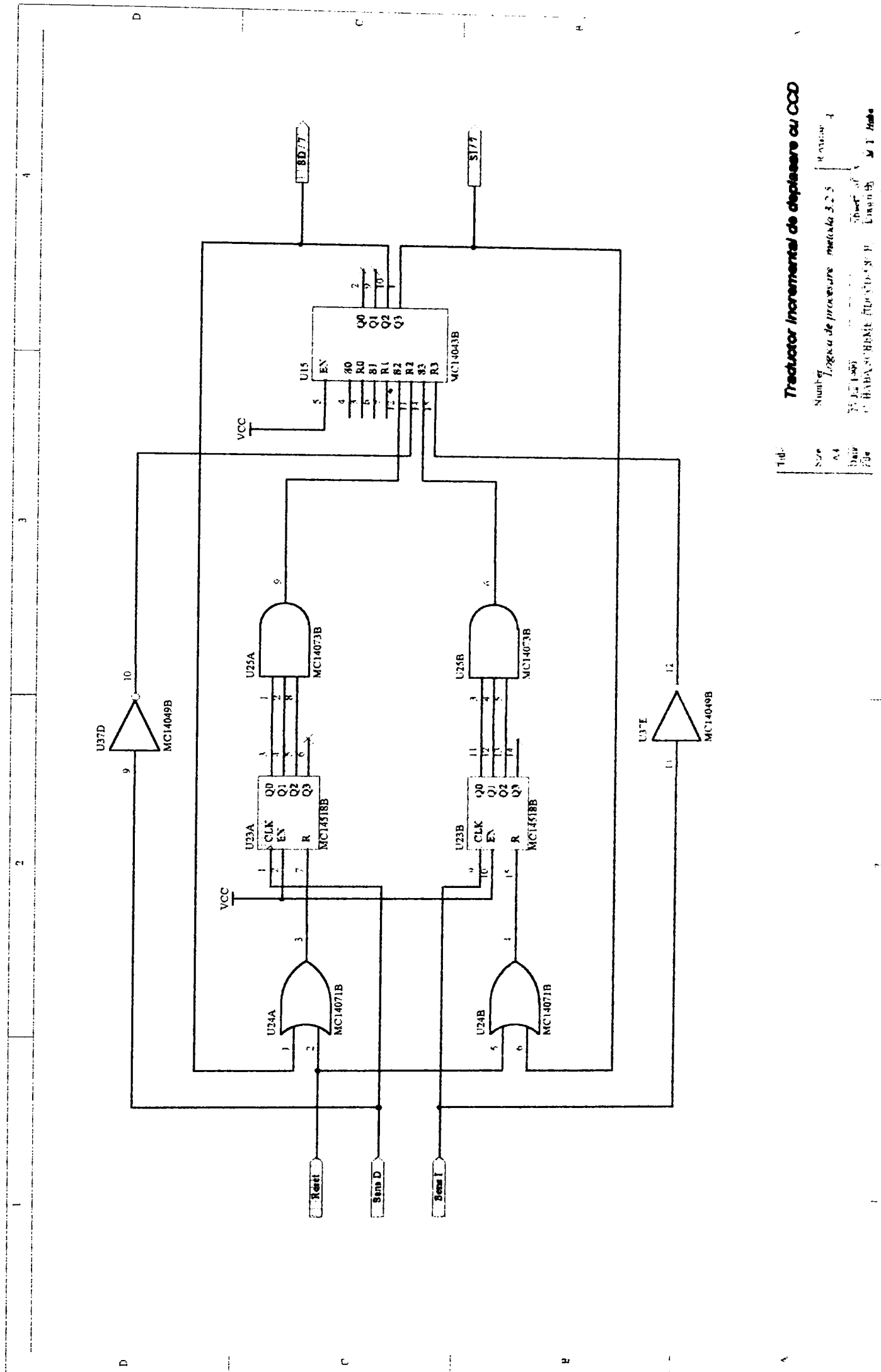


Titlu		Traductor incremental de deplasare cu CCD	
Scale	Number	Logica de precizie - metoda 3.2.3	Revisiun
A4			4/AN-1/RE
Date		31 Jul 1999	Sheet of
File		C:\BARACHEMENT\09\CD_49CK	Drawn by
			M.T. Hade



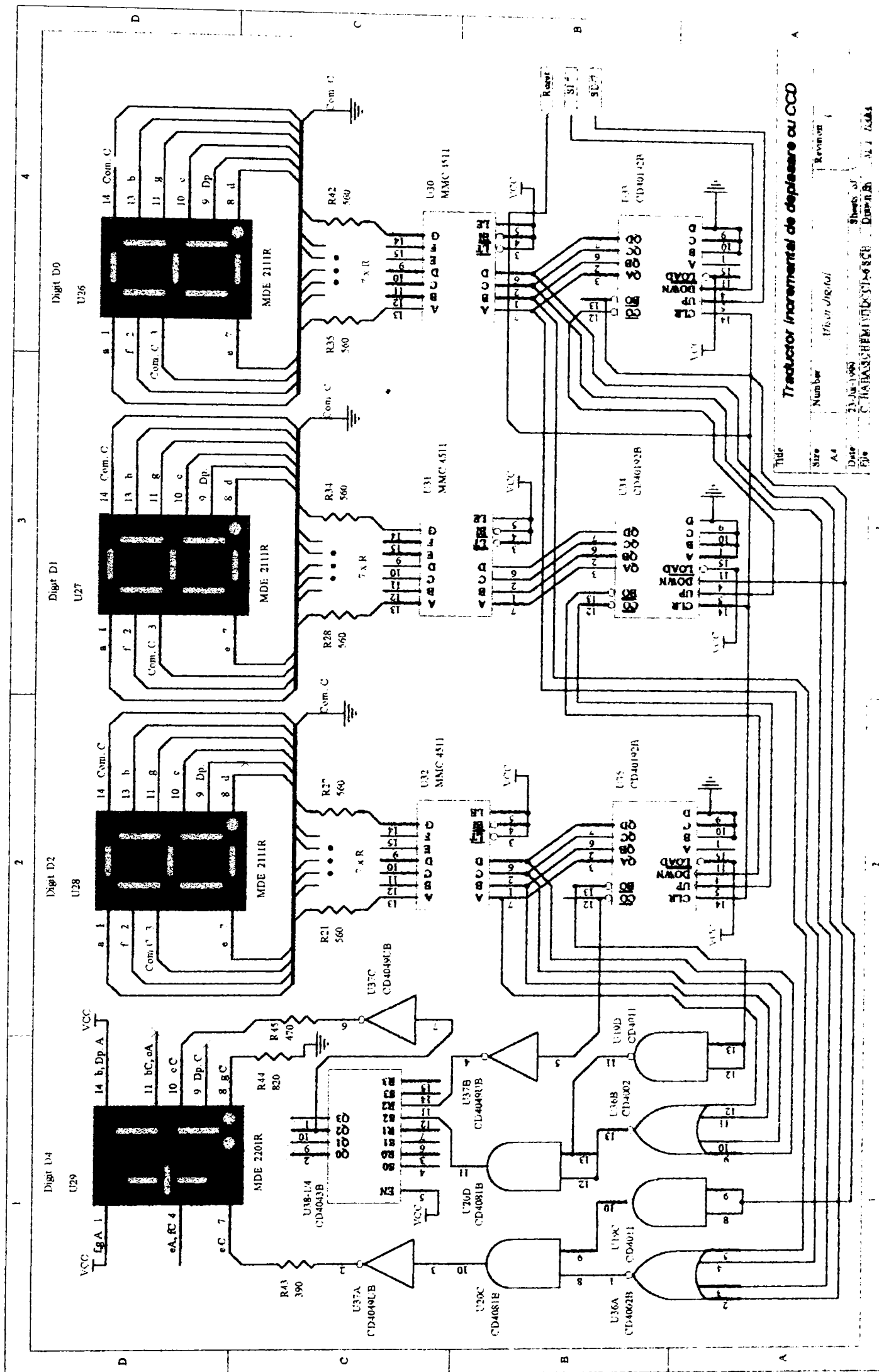
Titlu Traductor Incremental de deplasare cu CCD

Size	Number	Logica de proiectare - metoda	Revision
A4		3.2	4
Date	23.Iul.1999	9h:00:07	
File	C:\RABA\SCHEME\TIDCCD-48CB	Drawn By	M. Z. Haba



Tidccd - scheme electronic

Titlu	Titlu
Numar	Numar
Revizii	Revizii
Scrisor	Scrisor
Locat	Locat
File	File



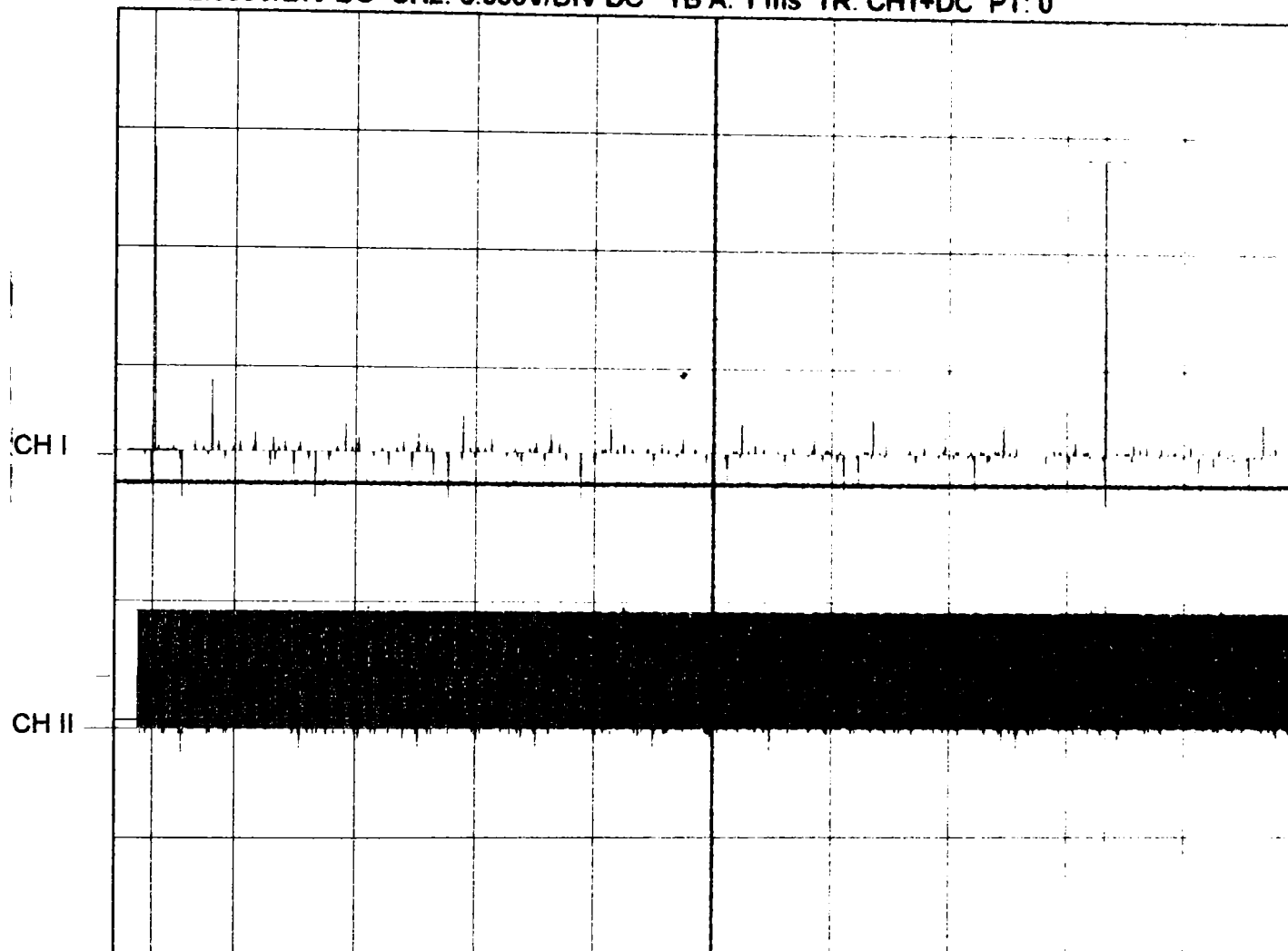
Tractor incremental de depesare cu CCD

Titlu	Tractor incremental de depesare cu CCD
Size	A4
Number	1
Revizii	1
Date	23.06.1999
File	C:\TABLO\BHEM\TABLO\T-68CB.DWG
Sheet of	1
Drawn by	VLJ / GAA

Measure time: 20:18:40

Measure date: 7/5/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 5.000V/DIV DC TB A: 1 ms TR: CH1+DC PT: 0



CH I : Cursor I: .080V

Cursor II: 5.120V

Diff. I-II: -5.0400V

CH II: Cursor I: 2.800V

Cursor II: 2.800V

Diff. I-II: .0000V

dt: 8.015 ms

1/dt: 124.766 Hz

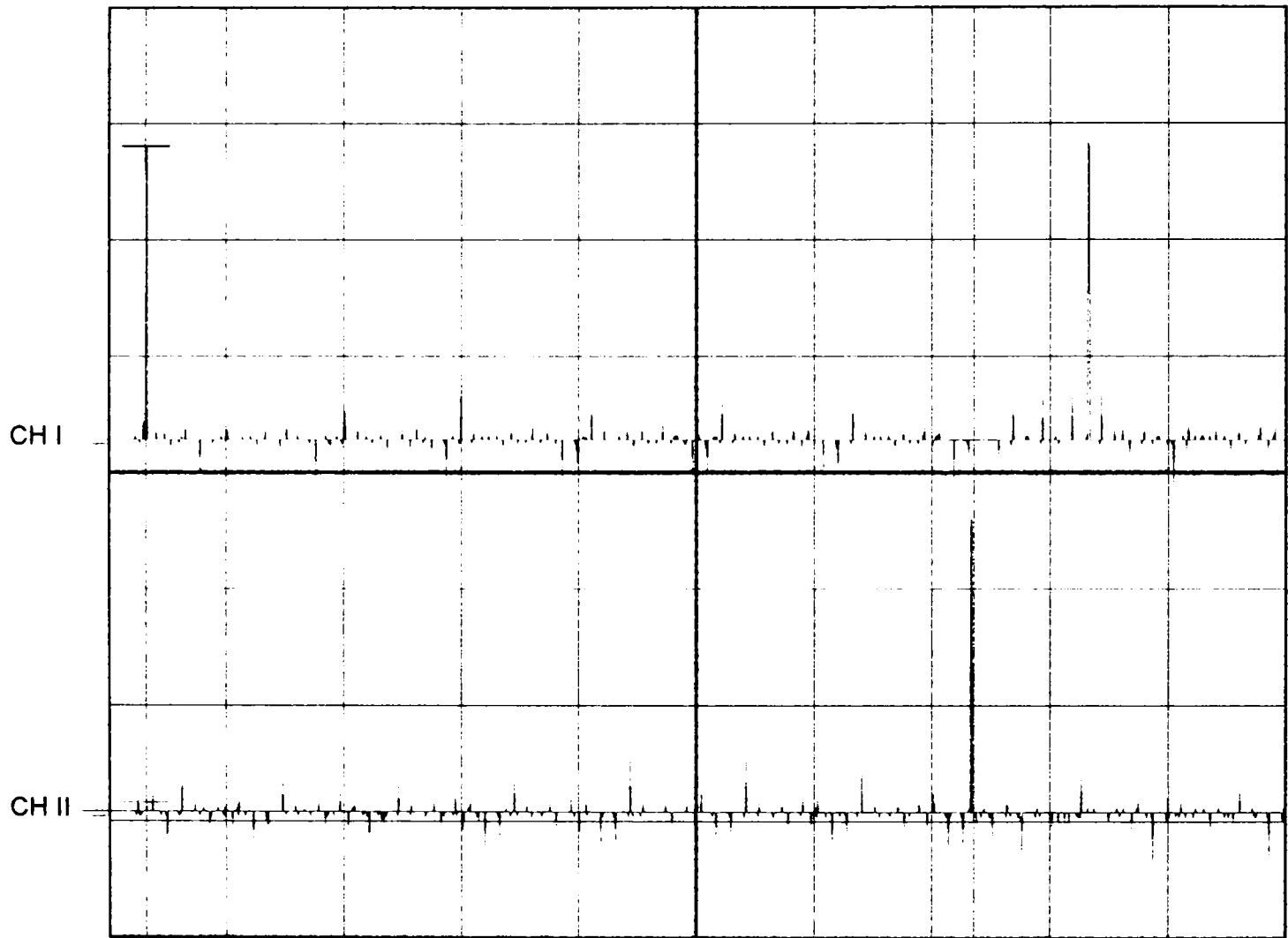
Notes:

1. CH I - semnalul SI (serial input) de terminare a perioadei de integrare si initiere a ciclului de citire a CCD-ului;
2. CH II -semnalul de tact pentru extragerea informatiei pixelilor din CCD, (CLK).

Measure time: 20:40:11

Measure date: 7/5/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 1 ms TR: CH1+DC PT: 0



CH I : Cursor I: 5.120V

Cursor II: .080V

Diff. I-II: 5.0400V

CH II: Cursor I: .240V

Cursor II: .080V

Diff. I-II: .1600V

dt: 7.040 ms

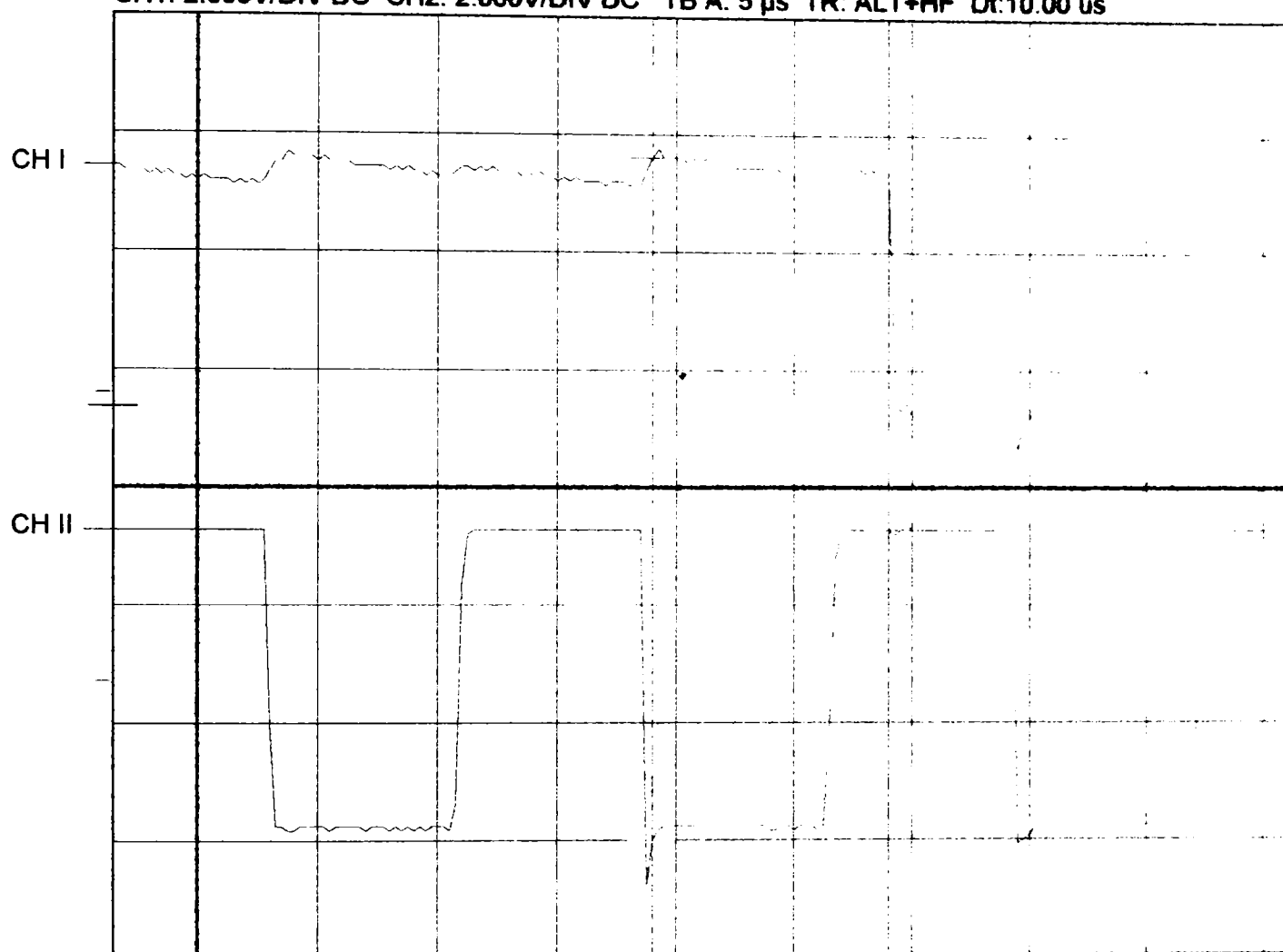
1/dt: 142.045 Hz

Notes:

1. CH I - semnalul SI in raport cu semnalul SO (serial output- CH II), semnal ce indica incheierea unui ciclu de extragere pixeli CCD;
2. Cursoarele I si II marcheaza intervalul de durata $64 \times T_{clock}$ al unei secvente de pixeli.

Measure time: 18:50:21

Measure date: 7/3/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 5 μ s TR: ALT+HF Dt:10.00 us

CH I : Cursor I: 3.680V

Cursor II: 4.000V

Diff. I-II: -3200V

CH II : Cursor I: 2.560V

Cursor II: -2.720V

Diff. I-II: 5.2800V

dt: 10.000 μ s

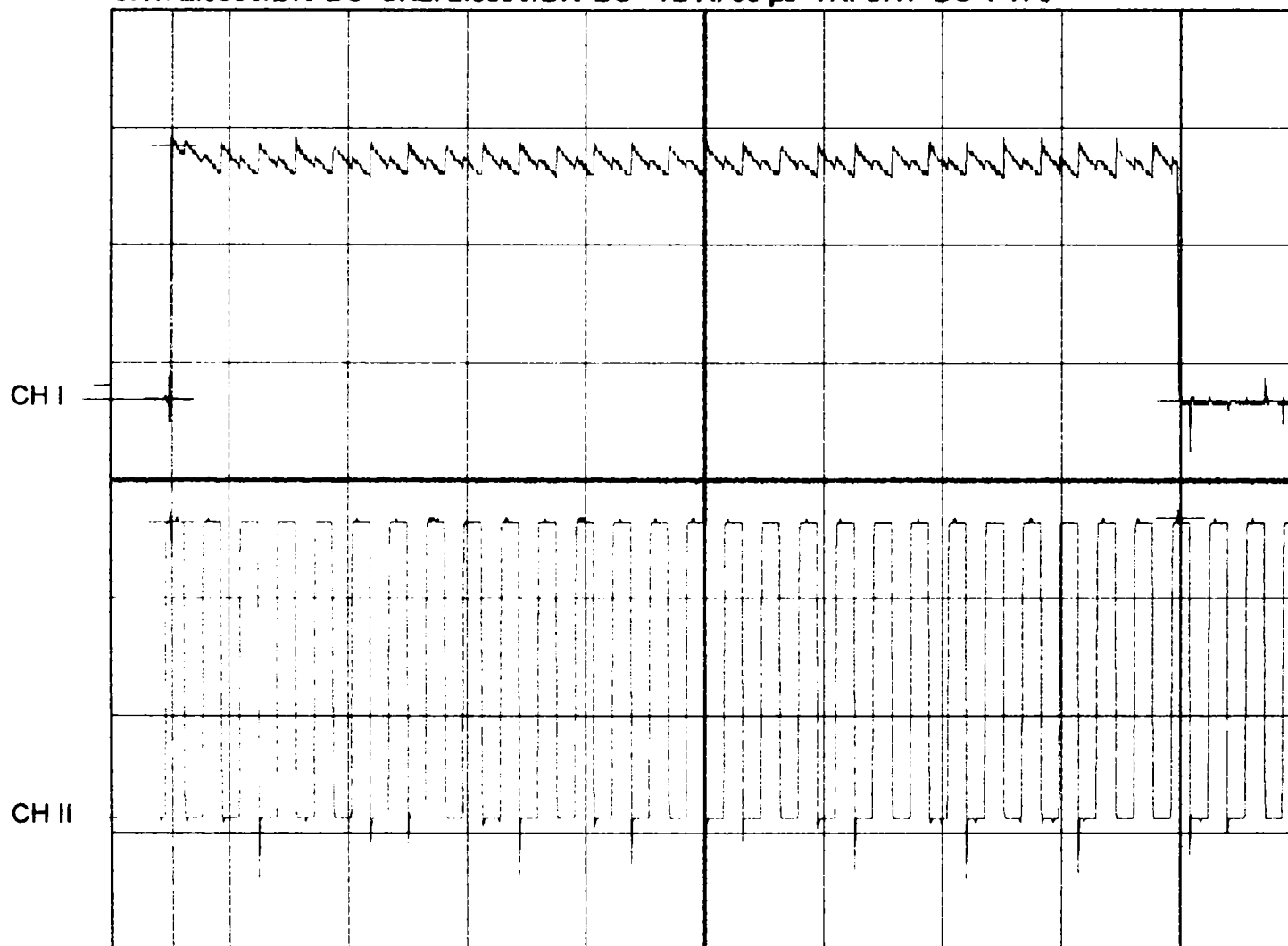
1/dt: 100.000 KHz

Notes:

1. CH I - semnalul electric de iesire al CCD-ului cu un pixel partial iluminat. (adica frontul de lumina este situat in cadrul unui fotoelement, in pozitia cursorului II);
2. CH II - tactul de citire CCD, (CLK);
3. Pentru baza de timp s-a folosit un factor de magnificare X_Mag X10.

Measure time: 19:12:18

Measure date: 7/3/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 50 μ s TR: CH1+DC PT: 0

CH I : Cursor I: 4.080V

Cursor II: -.240V

Diff. I-II: 4.3200V

CH II: Cursor I: 2.560V

Cursor II: 2.640V

Diff. I-II: -.0800V

dt: 423.750 μ s

1/dt: 2.360 KHz

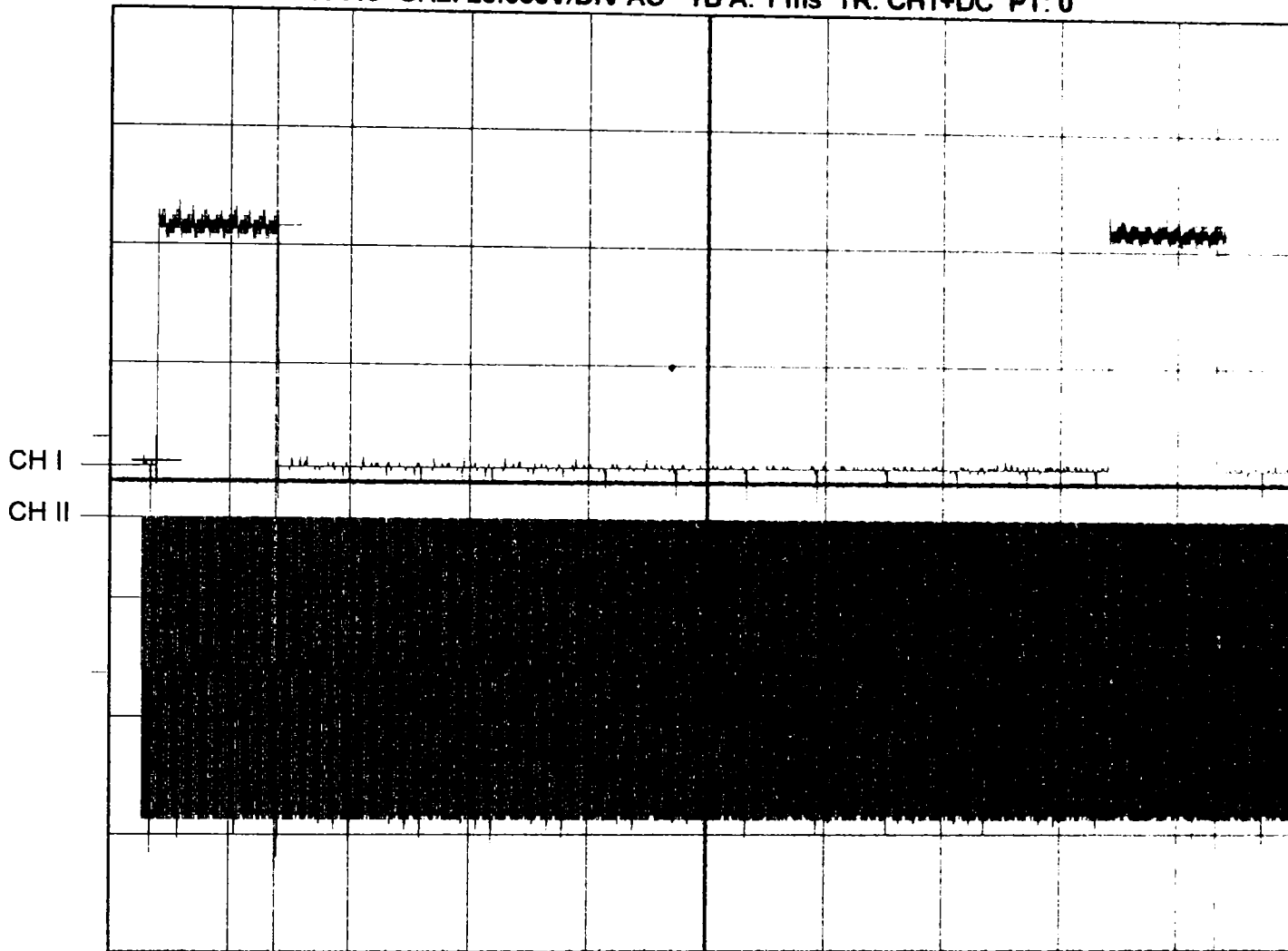
Notes:

1. CH I - semnal de iesire CCD format digital;
2. CH II - clock extragere informatie CCD;
3. Cele doua cursoare sunt pozitionate pe flancurile unei fante a riglei de masura, respectiv frontul de lumina, dreapta si frontul de intuneric, stanga.

Measure time: 19:50:27

Measure date: 7/3/99

CH1: 20.000V/DIV AC CH2: 20.000V/DIV AC TB A: 1 ms TR: CH1+DC PT: 0



CH I : Cursor I: 36.000V

Cursor II: 37.600V

Diff. I-II: -1.6000V

CH II: Cursor I: 26.400V

Cursor II: -24.000V

Diff. I-II: 50.4000V

dt: 7.960 ms

1/dt: 125.628 Hz

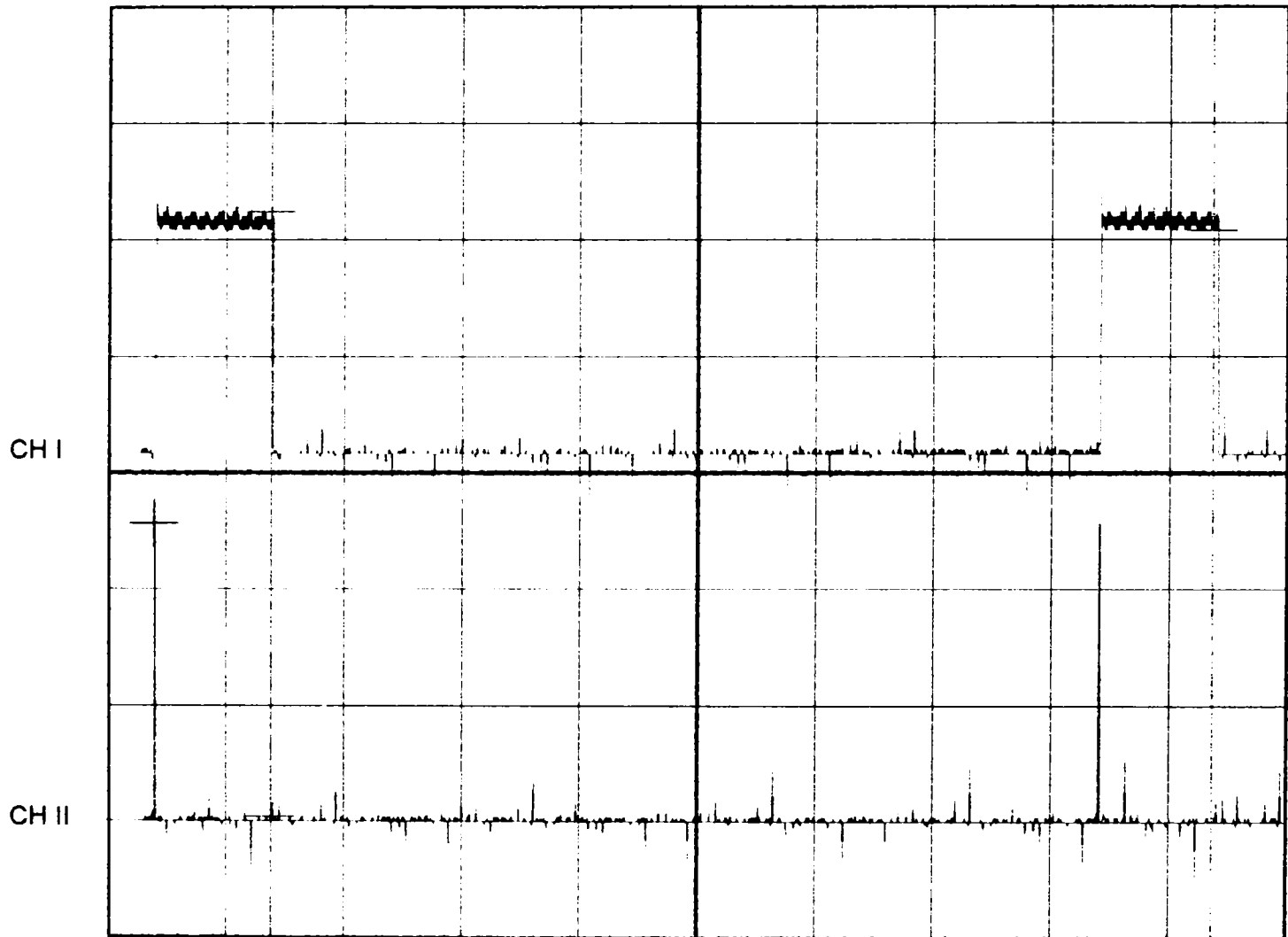
Notes:

1. Aceleasi semnale ca la oscilograma tidccd-04 inregistrate la alta scara de timp, respectiv un ciclu de citire CCD;
2. Frontul de lumina este static in raport cu fotoelementele CCD-ului.

Measure time: 19:57:47

Measure date: 7/3/99

CH1: 20.000V/DIV AC CH2: 20.000V/DIV AC TB A: 1 ms TR: CH2+NR PT: 0



CH I : Cursor I: 36.800V

Cursor II: 33.600V

Diff. I-II: 3.2000V

CH II: Cursor I: .800V

Cursor II: .000V

Diff. I-II: .8000V

dt: 7.990 ms

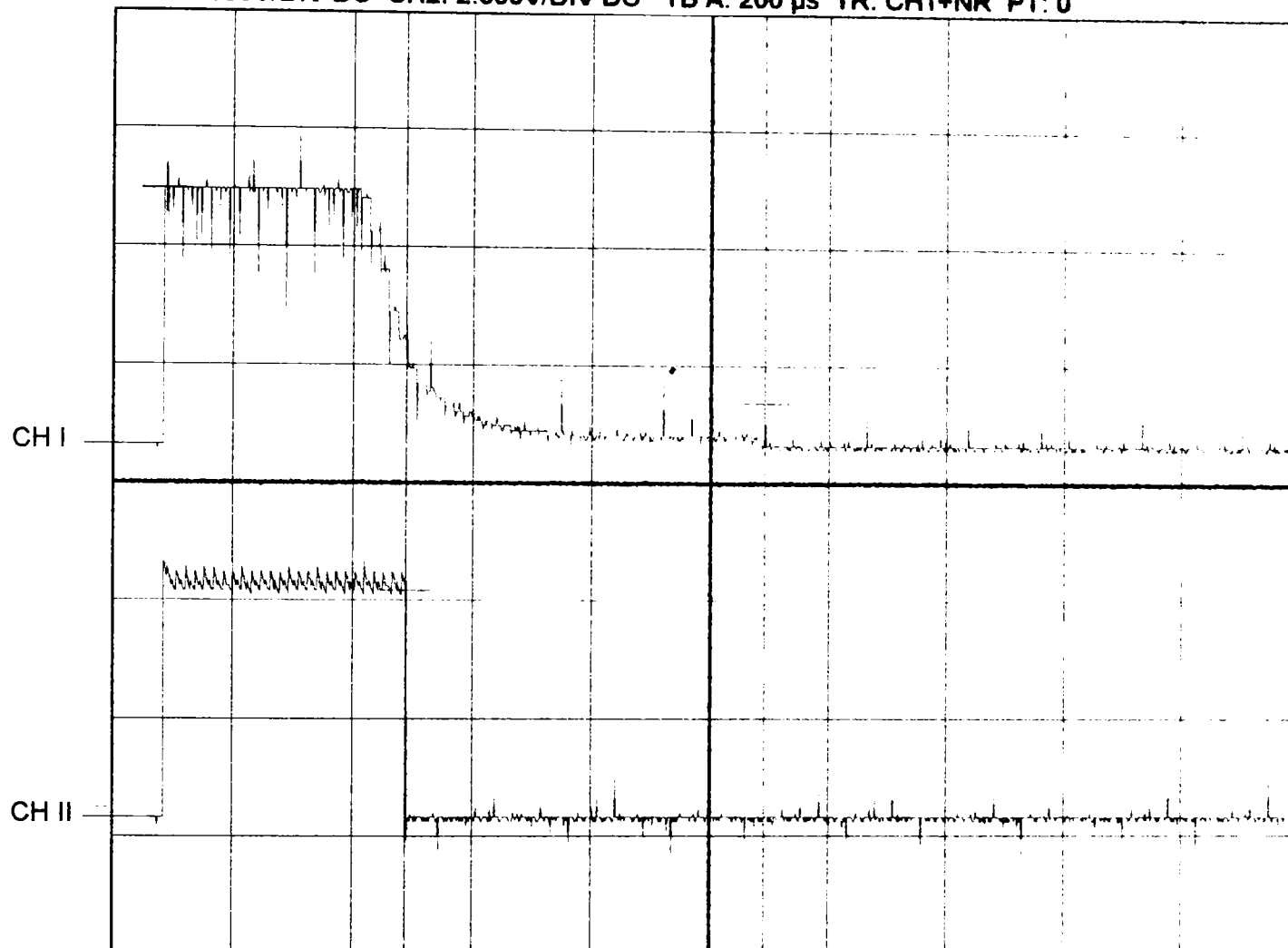
1/dt: 125.156 Hz

Notes:

1. CH I - Semnal de iesire CCD, doua citiri consecutive;
2. CH II - Semnal SI de declansare a citirii CCD;
3. Ambele cursoare sunt in pozitia semnalului SO de terminare a ciclului de extragere a pixelilor CCD, (adica dupa 64xTclock).

Measure time: 20:30:59

Measure date: 7/3/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 200 μ s TR: CH1+NR PT: 0

CH I : Cursor I: 1.600V

Cursor II: .560V

Diff. I-II: 1.0400V

CH II : Cursor I: 3.680V

Cursor II: -.160V

Diff. I-II: 3.8400V

dt: 603.000 μ s

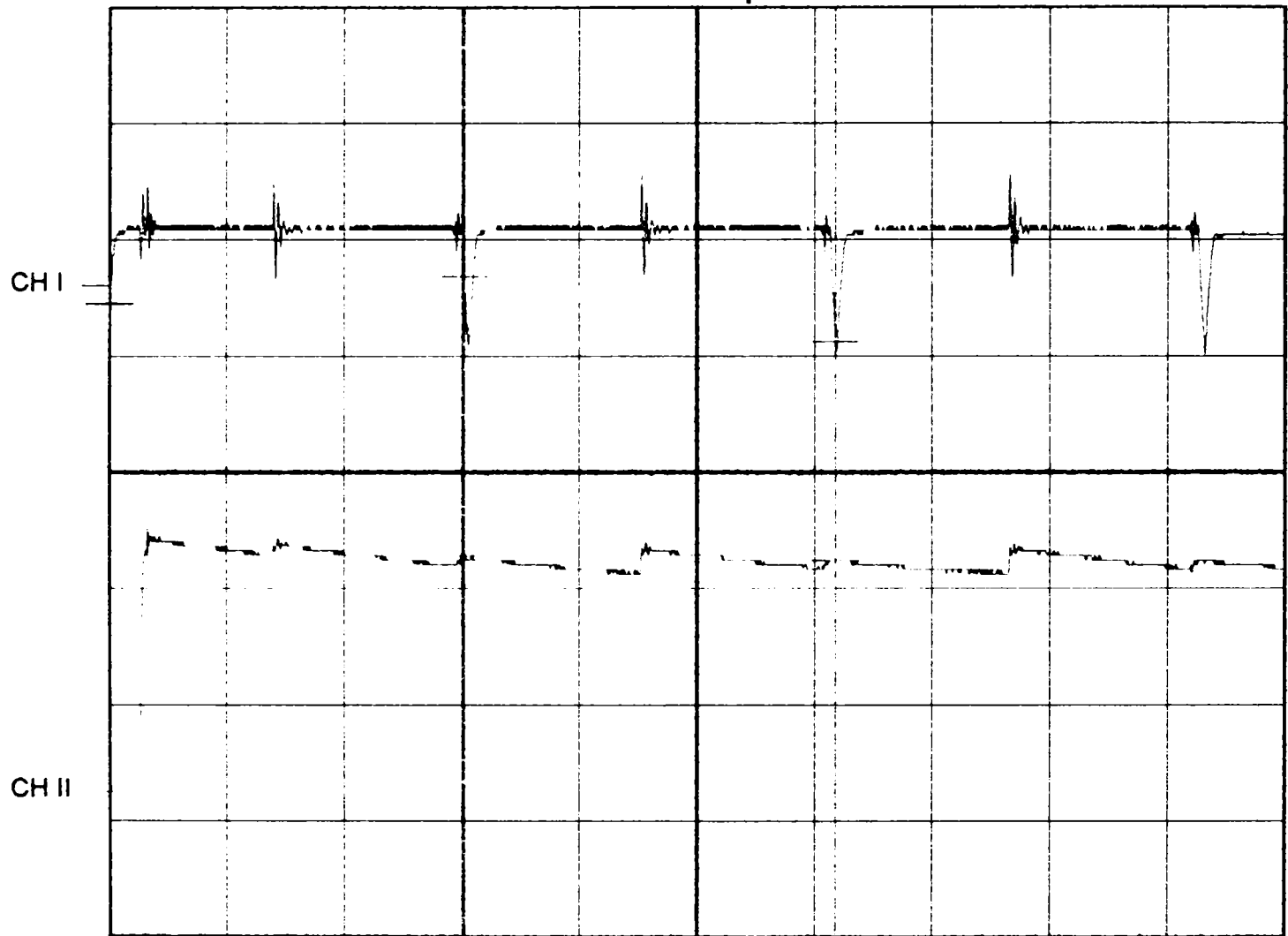
1/dt: 1.658 KHz

Notes:

1. CH I - semnal analogic la iesirea CCD, sau intare omparator Vi;
2. CH II - semnal CCD la iesirea comparatorului Vo;
3. Semnalul CH I este raspunsul direct al CCD-ului la un front de lumina cu o distributie difuza, oarecare, (sau imagine optic neclara - experiment !), in schimb CH II este semnalul detectat cu eroarea introdusa de pragul de comutare al comparatorului;
4. Cursoarele fixeaza intervalul de decizie ca raspuns la front, zona de tranzitie cuprinsa intre 10% si 90% fiind de latimea a 8 pixeli CCD.

Measure time: 20:40:48

Measure date: 7/3/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 5 μ s TR: CH1+AC PT: 0

CH I : Cursor I: 3.280V

Cursor II: 2.160V

Diff. I-II: 1.1200V

CH II: Cursor I: 3.920V

Cursor II: 3.840V

Diff. I-II: .0800V

dt: 15.800 μ s

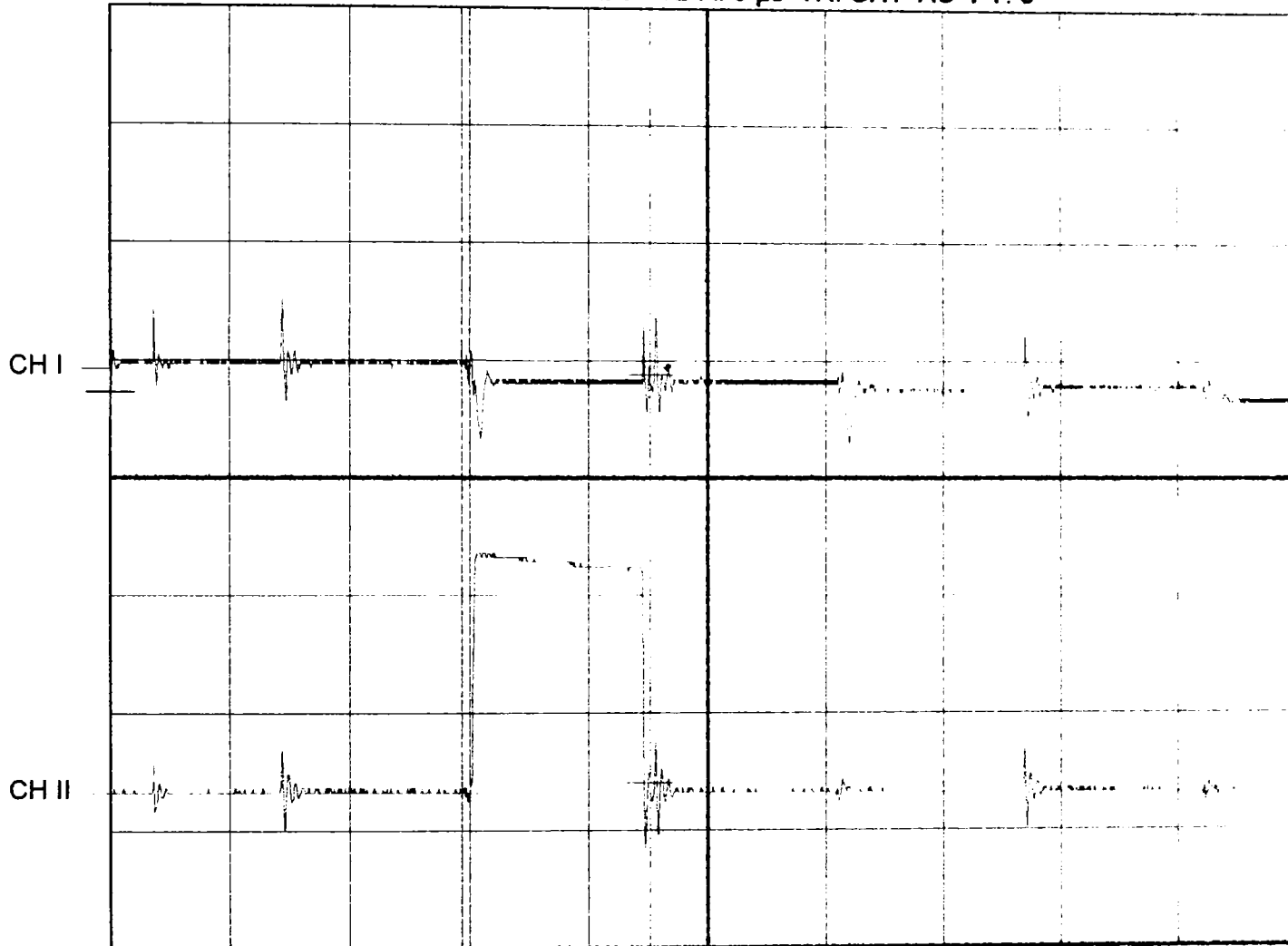
1/dt: 63.291 KHz

Notes:

1. Aceleasi semnale ca in oscilograma tidccd-07, reprezentate in detaliu, la scara unui pixel;
2. Cele doua cursoare fixeaza limitele raspunsului electric al unui fotoelement.

Measure time: 20:46:30

Measure date: 7/3/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 5 μ s TR: CH1+AC PT: 0

CH I : Cursor I: 1.920V

Cursor II: 1.680V

Diff. I-II: .2400V

CH II: Cursor I: .000V

Cursor II: .160V

Diff. I-II: -.1600V

dt: 7.900 μ s

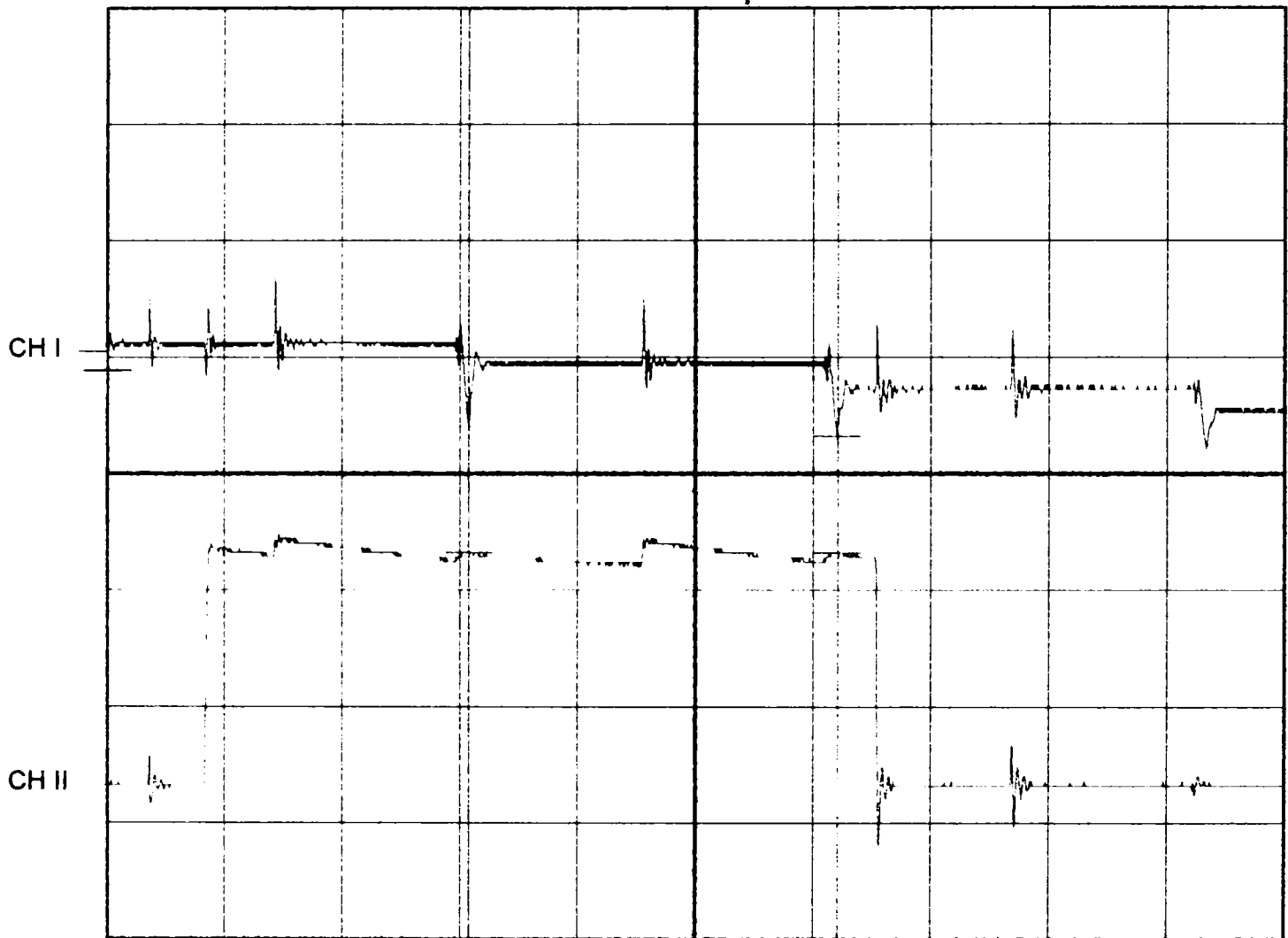
1/dt: 126.582 KHz

Notes:

1. Raspunsul analogic al CCD-ului CH I si semnalul de decizie al comparatorului CH II in cazul unui singur fotoelement partial iluminat - experiment.

Measure time: 20:49:00

Measure date: 7/3/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 5 μ s TR: CH1+AC PT: 0

CH I : Cursor I: .720V

Cursor II: .560V

Diff. I-II: .1600V

CH II: Cursor I: 4.000V

Cursor II: 4.000V

Diff. I-II: .0000V

dt: 15.675 μ s

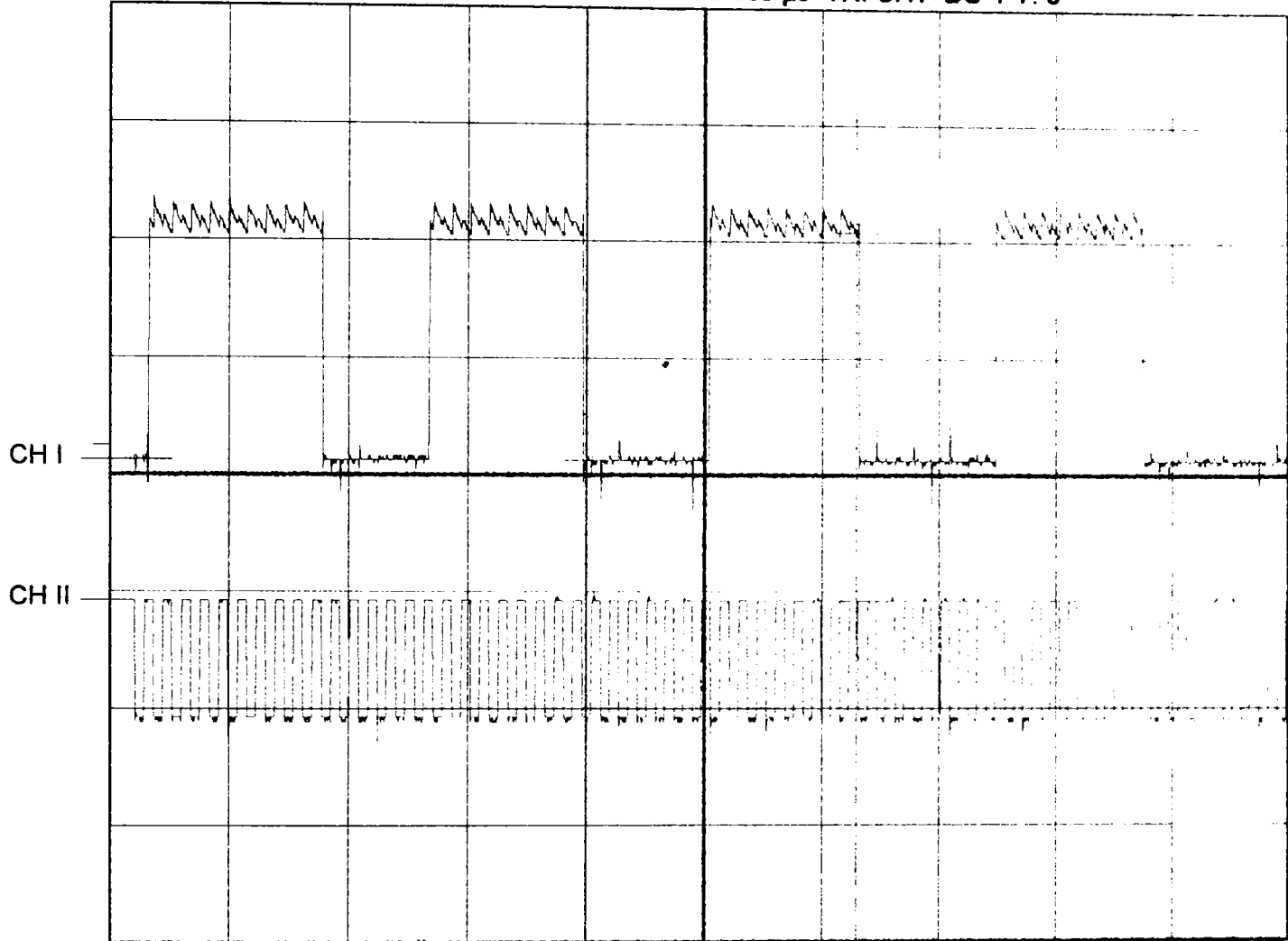
1/dt: 63.796 KHz

Notes:

1. Aceleasi semnale ca in oscilograma tidccd-09 in cazul unui pixel complet iluminat iar vecinii lui partial iluminati, (experiment).

Measure time: 19:48:20

Measure date: 7/5/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 5.000V/DIV AC TB A: 100 μ s TR: CH1+DC PT: 0

CH I : Cursor I: -.240V

Cursor II: 3.680V

Diff. I-II: -3.9200V

CH II: Cursor I: -2.200V

Cursor II: 2.800V

Diff. I-II: -5.0000V

dt: 230.000 μ s

1/dt: 4.348 KHz

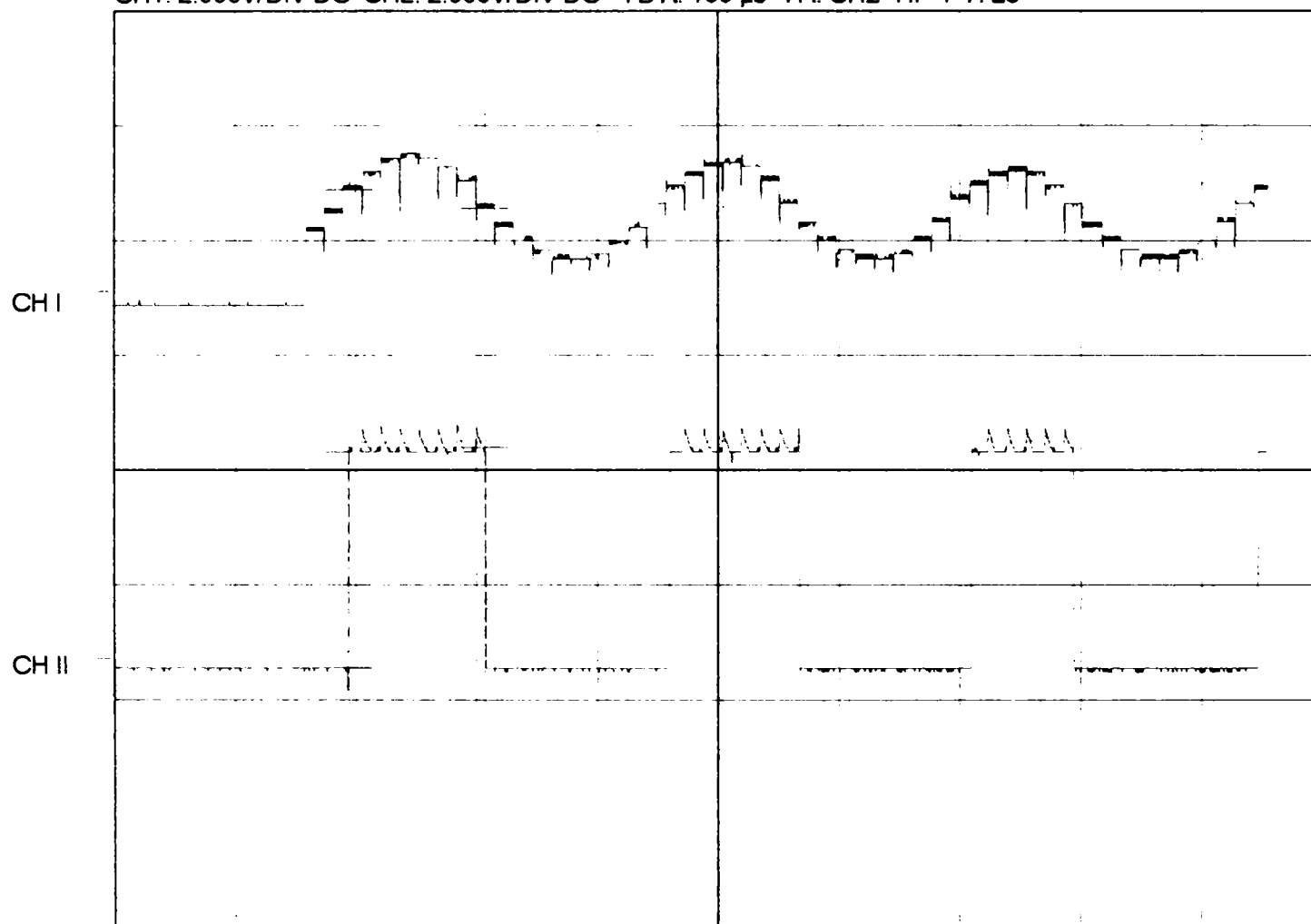
Notes:

1. CH I - semnal CCD digital si CH II - semnal CLK citire CCD prin metoda de explorare mediata, 3.5.2;
2. In aria CCD sunt incadrate 4 perioade ale riglei de masura, (adica pentru o fanta + interfanta sunt alocati 8+8 pixeli).

HAMEG Instruments / Teza tidccd-12 / Oscilogramme

Measure time: 18:49:05

Measure date: 9/28/99

CH1: 2.000V/DIV DC CH2: 2.000V/DIV DC TB A: 100 μ s TR: CH2+HF PT: 25

CH I : Cursor I: 1.760V

Cursor II: 1.440V

Diff. I-II: .3200V

CH II : Cursor I: 3.600V

Cursor II: 3.680V

Diff. I-II: -.0800V

dt: 112.000 μ s

1/dt: 8.929 KHz

Notes:

1. CH I - iesire analogica CCD;
2. CH II - iesire comparator;
3. Semnalele sunt obtinute tot prin metoda de scanare 3.5.2, in conditiile unei imagini optic neclare, proiectate pe suprafata CCD-ului.

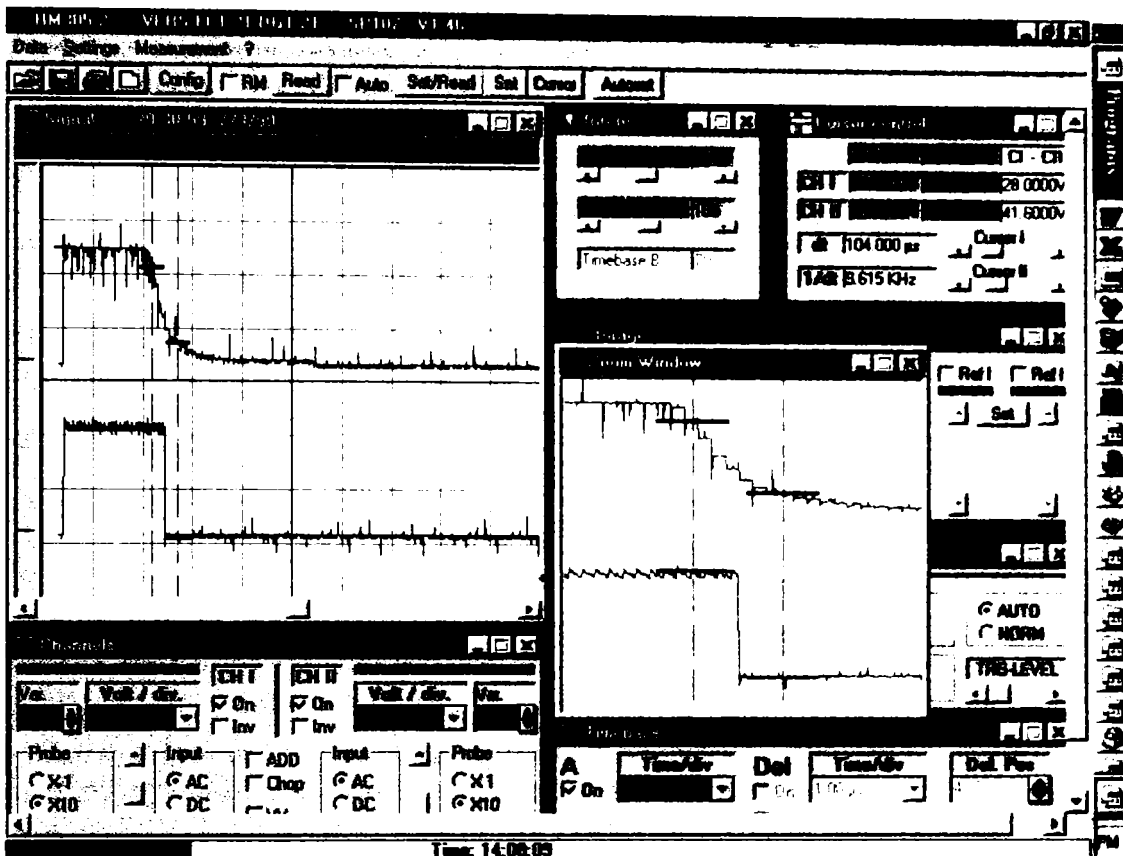


Figura 1. Detaliu la oscilograma tidccd-07, Hameg Instruments.

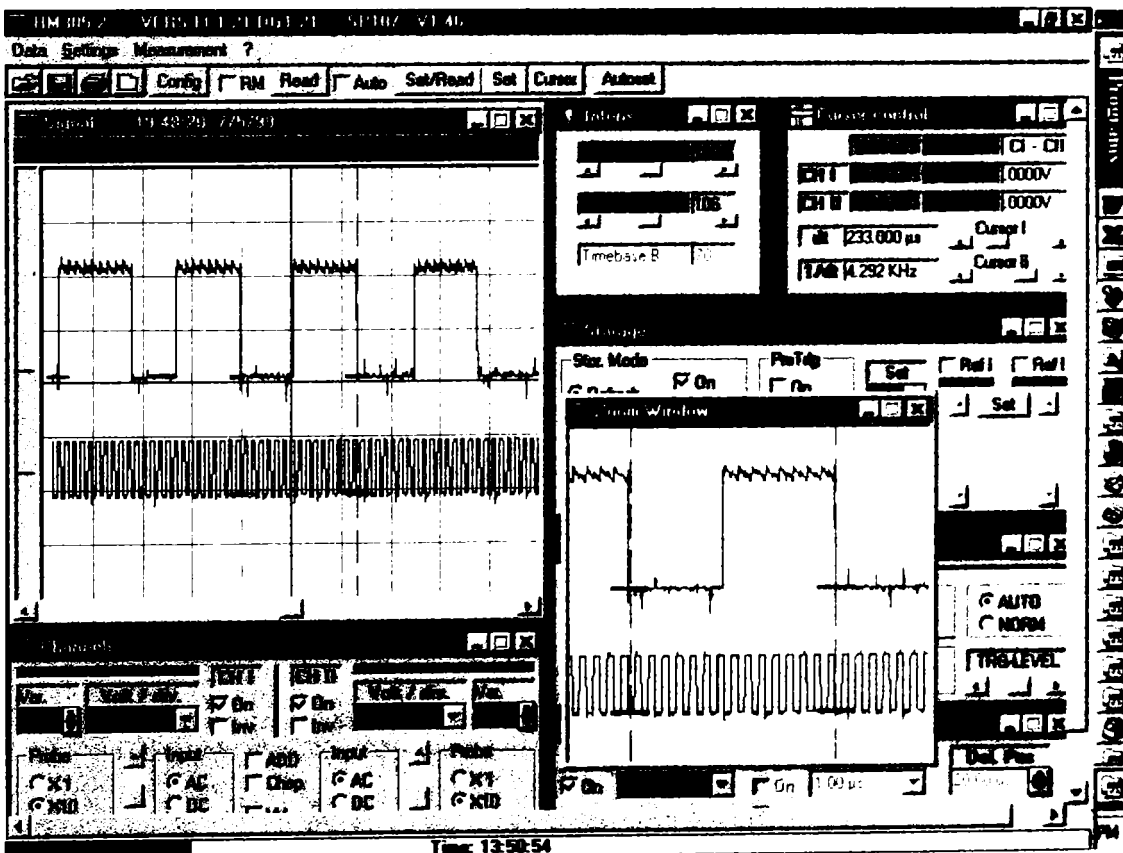
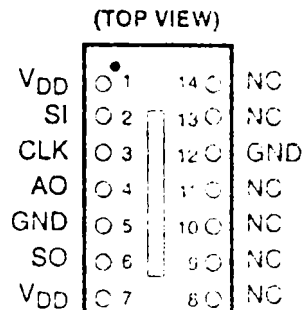


Figura 2. Detaliu la oscilograma tidccd-11, Hameg Instruments.

- On-Board 64-Bit Static Shift Register
- Extendable Data I/O for Expanding the Number of Sensors
- Analog Buffer With Sample and Hold for Analog Output Over Full Clock Period
- Single-Supply Operation
- 500-kHz Shift Clock
- 14-Pin Clear Plastic Package
- Advanced LinCMOS™ Technology



NC - No internal connection

description

The TSL214 integrated opto sensor consists of 64 charge-mode pixels arranged in a 64 × 1 linear array. Each pixel measures 120 μm × 70 μm, with 125-μm center-to-center spacing. Operation is simplified by internal logic requiring only clock and start-integration-pulse signals.

The TSL214 is intended for use in a wide variety of applications including linear and rotary encoding, bar-code reading, edge detection and positioning, and contact imaging.

The TSL214 is supplied in a 14-pin dual-in-line clear plastic package.



Caution. These devices have limited built-in gate protection. The leads should be shorted together or the device placed in conductive foam during storage or handling to prevent electrostatic damage to the MOS gates.

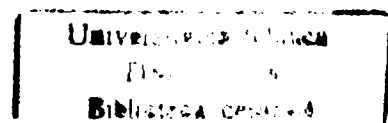
Advanced LinCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

TEXAS
 INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

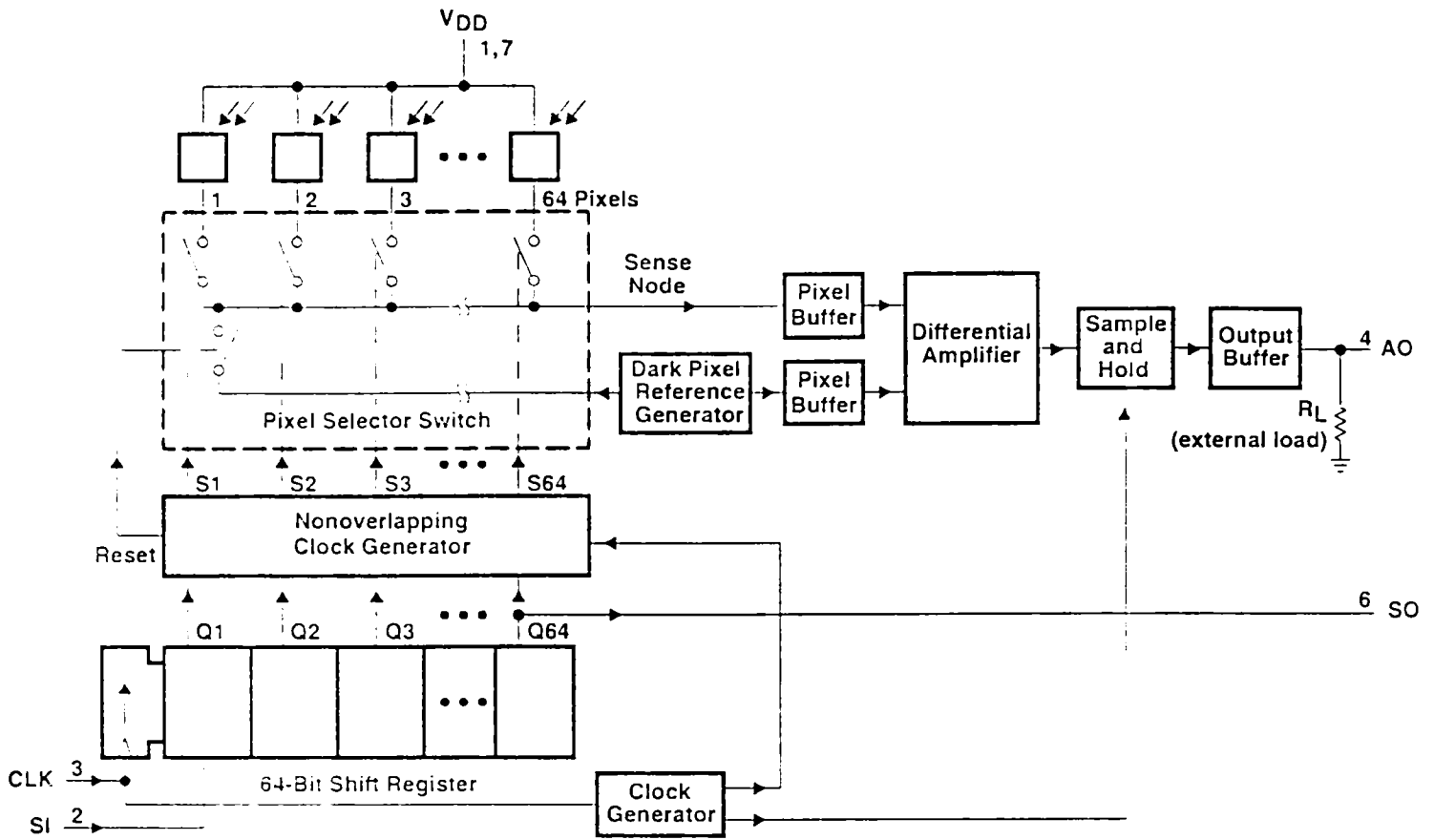


TSL214 - ANEXA IX

64 × 1 INTEGRATED OPTO SENSOR

SOES002E - JUNE 1991 - REVISED MARCH 1994

functional block diagram



Terminal Functions

TERMINAL NAME	NO.	DESCRIPTION
AO	4	Analog output
CLK	3	Clock input. CLK controls charge transfer, pixel output, and reset.
GND	5, 12	Ground (substrate). All voltages are referenced to the substrate.
NC	8-11, 13, 14	No internal connection
Si	2	Serial input. Si defines the end of the integration period and initiates the pixel output sequence.
SO	6	Serial output. SO provides a signal to drive the Si input of another TSL214 sensor for cascading.
VDD	1, 7	Supply voltage. VDD supplies power to the analog and digital circuits.

detailed description

sensor elements

The line of sensor elements, called pixels, consists of 64 discrete photosensing areas. Light energy striking a pixel generates electron-hole pairs in the region under the pixel. The field generated by the bias on the pixel causes the electrons to collect in the element while the holes are swept into the substrate. The amount of charge accumulated in each element is directly proportional to the amount of incident light and the integration time.

device operation

Operation of the 64 × 1 array sensor consists of two time periods: an integration period during which charge is accumulated in the pixels and an output period during which signals are transferred to the output. The integration period is defined by the interval between serial-input (SI) pulses and includes the output period (see Figure 1). The required length of the integration period depends upon the amount of incident light and the desired output signal level.

sense node

On completion of the integration period, the charge contained in each pixel is transferred in turn to the sense node under the control of the clock (CLK) and SI signals. The signal voltage generated at this node is directly proportional to the amount of charge and inversely proportional to the capacitance of the sense node.

reset

An internal reset signal is generated by the nonoverlapping clock generator (NOCG) and occurs every clock cycle. Reset establishes a known voltage on the sense node in preparation for the next charge transfer. This voltage is used as a reference level for the differential signal amplifier.

shift register

The 64-bit shift register controls the transfer of charge from the pixels to the output stages and provides timing signals for the NOCG. The SI signal provides the input to the shift register and is shifted under direct control of the clock. The input is shifted out to the serial output (SO) on the 64th clock cycle. This SO pulse can then be used as the SI pulse for another device for multiple-unit operation.

The output period is initiated by the presence of the SI pulse coincident with a rising edge of the clock (Figures 1 and 2). The output voltage corresponds to the level of the first pixel after settling time (t_s) and remains constant for a valid time (t_v). A voltage corresponding to each succeeding pixel is available at each rising edge of the clock. The output period ends on the rising edge of the 65th clock cycle, at which time the output assumes a high-impedance state. The 65th clock cycle terminates the output of the last pixel and clears the shift register in preparation for the next SI pulse. To achieve minimum integration time, the SI pulse may be present on the 66th rising edge of the clock to immediately reinitiate the output phase. Once the output period is initiated by an SI pulse, the clock must be allowed to complete 65 positive-going transitions in order to reset the internal logic to a known state.

sample-and-hold

The sample-and-hold signal generated by the NOCG is used to hold analog output voltage of each pixel constant until the next pixel is clocked out. The signal is sampled while the clock is high and held constant while the clock is low.

nonoverlapping clock generators

The NOCG circuitry provides internal control signals for the sensor, including reset and pixel-charge sensing. The signals are synchronous and are controlled by the outputs of the shift register.

TSL214 - ANEXA IX

64 × 1 INTEGRATED OPTO SENSOR

SOES002E - JUNE 1991 - REVISED MARCH 1994

initialization

Initialization of the sensor elements may be necessary on power up or during operation after any period of clock or SI inactivity exceeding the integration time. The initialization phase consists of 12 to 15 consecutively performed output cycles and clears the pixels of any charge that may have accumulated during the inactive period.

multiple unit operation

Multiple sensor devices may be connected together in a serial or parallel configuration. The serial connection is accomplished by connecting analog outputs (AO) together and connecting the SO terminal of each sensor device to the SI terminal of the next device. The SI signal is applied to the first device only, with each succeeding device receiving its SI from the SO of the preceding device. For n cascaded devices, the SI pulse is applied to the first device after every $n \cdot 64$ positive-going clock transitions. A common clock signal is applied to all the devices simultaneously. Parallel operation of multiple devices is accomplished by supplying clock and SI signals to all the devices simultaneously. The output of each device is then separately used for processing.

output enable

The internally generated output-enable signal enables the output stage of the sensor during the output period (64 clock cycles). During the remainder of the integration period, the output stage is in the high-impedance state, which allows output interconnections of multiple devices without interference.

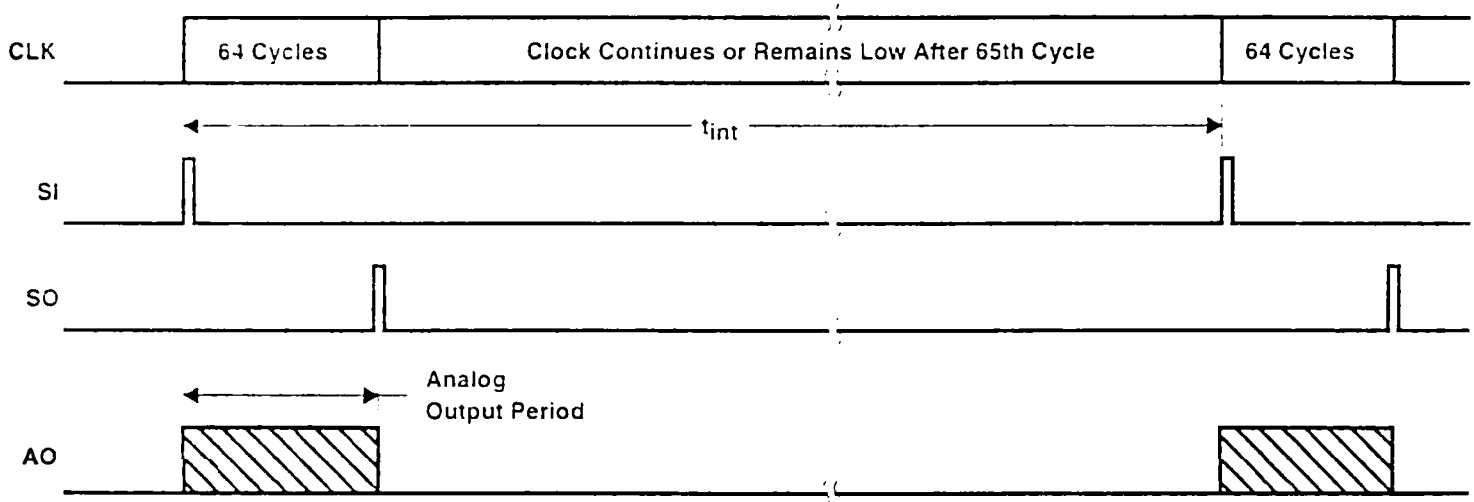


Figure 1. Timing Waveforms

**absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)
(see Note 1)†**

Supply voltage range, V_{DD} (see Note 1)	-0.5 V to 7 V
Digital output voltage range, V_O	-0.5 V to $V_{DD} + 0.5$ V
Digital output current, I_O	3 mA
Digital input current range, I_I	-20 mA to 20 mA
Operating case temperature range, T_C (see Note 2)	-10°C to 85°C
Operating free-air temperature range, T_A	0°C to 70°C
Storage temperature range	-25°C to 85°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTES: 1. Voltage values are with respect to GND.

2. Case temperature is the surface temperature of the plastic measured directly over the integrated circuit.

recommended operating conditions

	MIN	NOM	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{DD}	4.5		5.5	V
Input voltage, V_I	0		V_{DD}	V
High-level input voltage, V_{IH}	$V_{DD} \times 0.7$		V_{DD}	V
Low-level input voltage, V_{IL}	0		$V_{DD} \times 0.3$	V
Wavelength of light source, λ		750		nm
Clock input frequency, f_{clock}	10		500	kHz
Pulse duration, CLK low, $t_w(CLK_L)$	1			μ s
Sensor integration time, t_{int} (see Figures 1 and 2)		5		ms
Setup time, SI before $CLK\uparrow$, $t_{su}(SI)$	50			ns
Hold time, SI after $CLK\uparrow$, $t_h(SI)$	50			ns
External resistive load, AO, R_L		300		Ω
Total number of TSL214 outputs connected together			10	
Operating free-air temperature, T_A	0		70	°C

TSL214 - ANEXA IX

64 × 1 INTEGRATED OPTO SENSOR

SOES002E - JUNE 1991 - REVISED MARCH 1994

electrical characteristics at $V_{DD} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{\text{clock}} = 180\text{ kHz}$, $\lambda_p = 565\text{ nm}$, $R_L = 330\ \Omega$, $C_L = 330\text{ pF}$, $t_{\text{int}} = 5\text{ ms}$, $E_e = 20\ \mu\text{W}/\text{cm}^2$ (unless otherwise noted) (see Note 3)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Low-level output voltage	$I_O = 0$			0.1	V
High-level output voltage		4.4			V
Analog output voltage saturation level	$E_e = 60\ \mu\text{W}/\text{cm}^2$	3	3.4		V
Analog output voltage (white, average over 64 pixels)		1.75	2.2		V
Analog output voltage (dark, each pixel)	$E_e = 0$		0.25	0.4	V
Output voltage (white) change with change in V_{DD}	$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$		$\pm 2\%$		
Dispersion of analog output voltage	See Note 4			$\pm 7.5\%$	
Linearity of analog output voltage	See Note 5	0.85		1.15	
Pixel recovery time	See Note 6		25	40	ms
Supply current	I_{DD} (average)		4	9	mA
High-level input current	$V_I = V_{DD}$			0.5	μA
Low-level input current	$V_I = 0$			0.5	μA
Input capacitance			5		pF

- NOTES:
- The input irradiance (E_e) is supplied by an LED array with $\lambda_p = 565\text{ nm}$.
 - Dispersion of analog-output voltage is the maximum difference between the voltage from any single pixel and the average output voltage from all pixels of the device under test.
 - Linearity of analog-output voltage is calculated by averaging over 64 pixels and measuring the maximum deviation of the voltage at 2 ms and 3.5 ms from a line drawn between the voltage at 2.5 ms and the voltage at 5 ms.
 - Pixel recovery time is the time required for a pixel to go from the analog-output voltage (white, average over 64 pixels) level to analog-output voltage (dark, each pixel) level or vice versa after a step change in light input.

operating characteristics, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{\text{clock}} = 500\text{ kHz}$, $R_L = 330\ \Omega$, $C_L = 330\text{ pF}$, $t_{\text{int}} = 5\text{ ms}$, $E_e = 20\ \mu\text{W}/\text{cm}^2$ (unless otherwise noted)

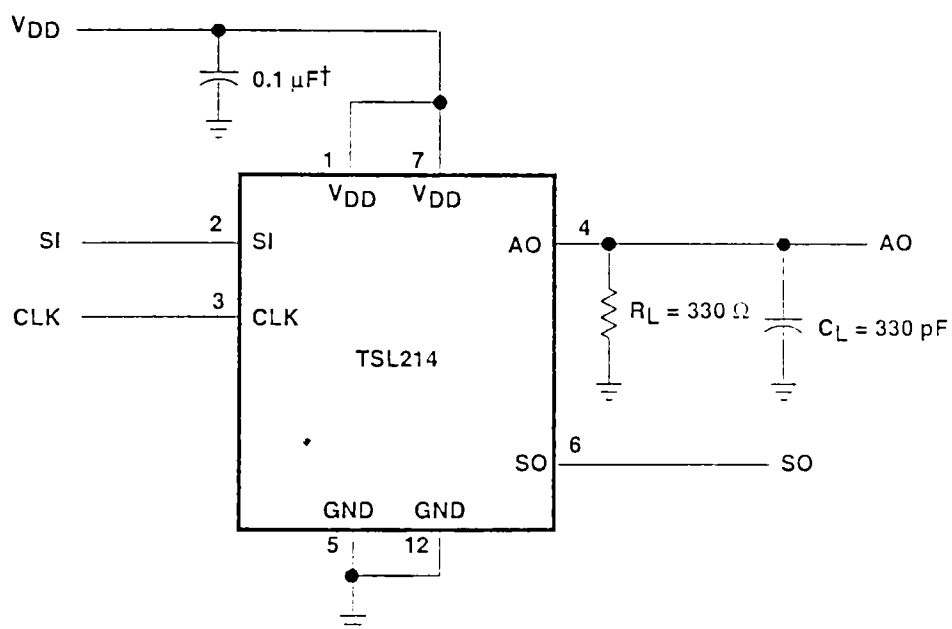
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT	
$t_{r(SO)}$ Rise time, SO	See Figure 2 and Note 7		25		ns	
$t_{f(SO)}$ Fall time, SO			25		ns	
$t_{pd(SO)}$ Propagation delay time, SO				70		ns
t_s Settling time					1	μs
t_v Valid time				$1/2 f_{\text{clock}}$		μs

NOTE 7: Clock duty cycle is assumed to be 50%.

TEXAS
INSTRUMENTS

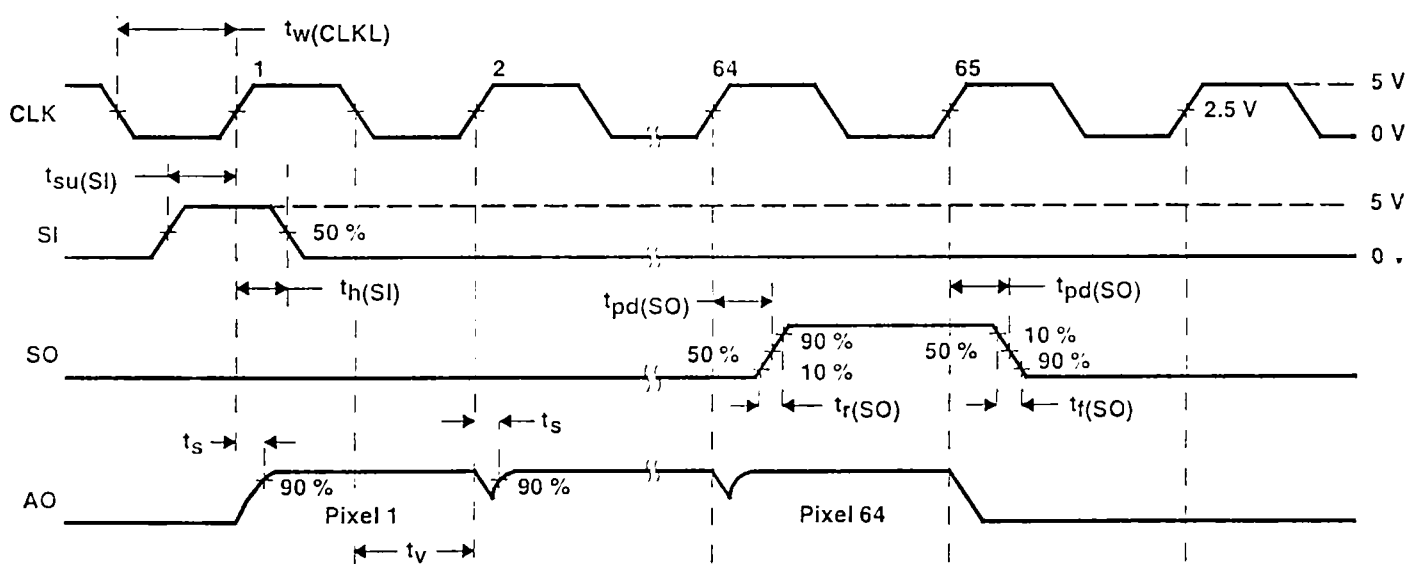
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



† Supply bypass capacitor with short leads should be placed as close to the device as possible.

TEST CIRCUIT



OPERATIONAL WAVEFORMS

Figure 2. Test Circuit and Operational Waveforms

TYPICAL CHARACTERISTICS

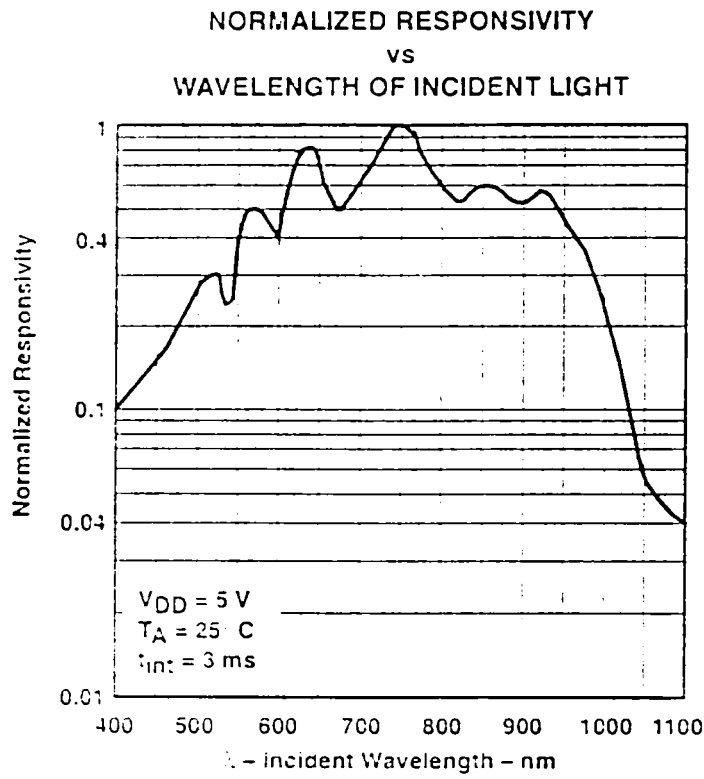


Figure 3

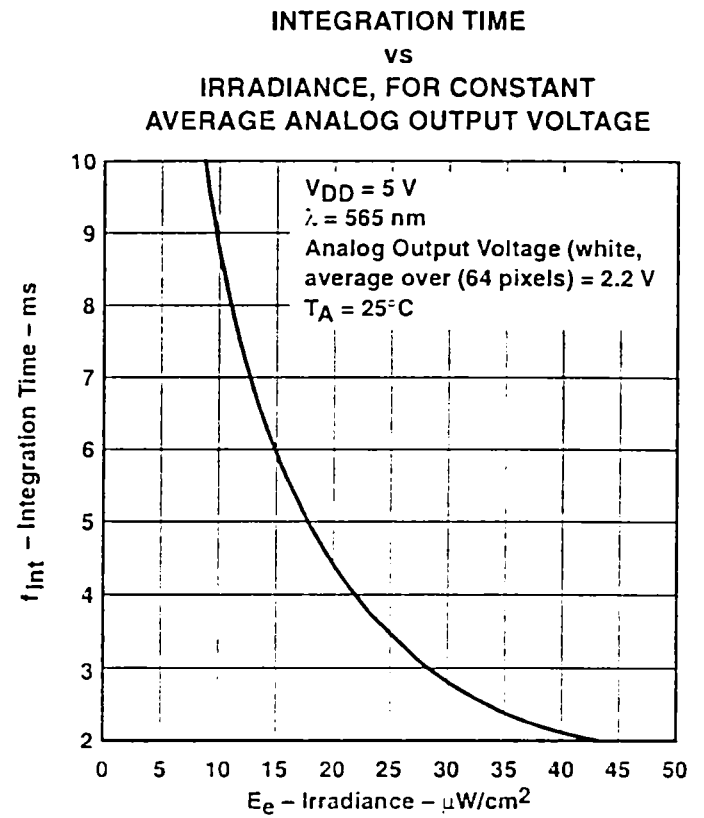


Figure 4

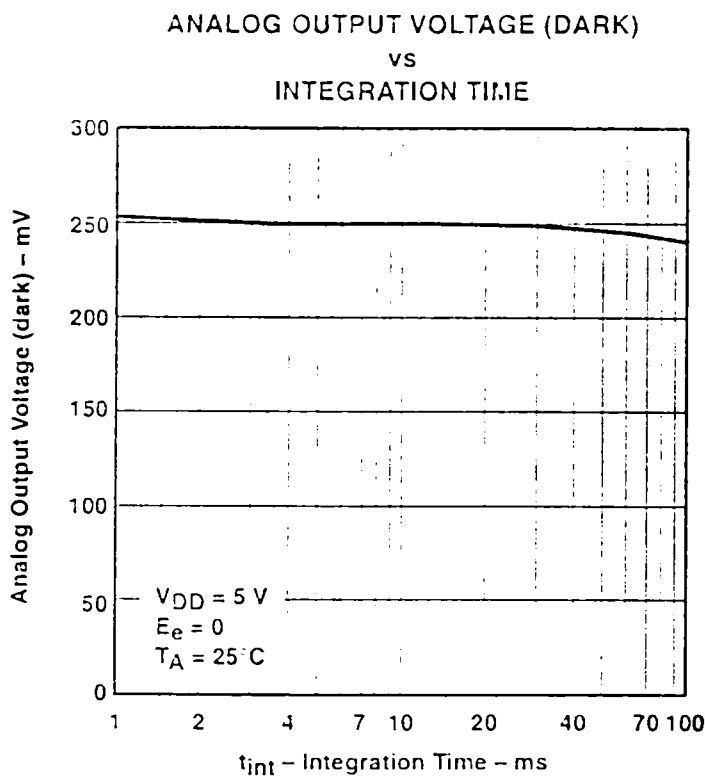


Figure 5

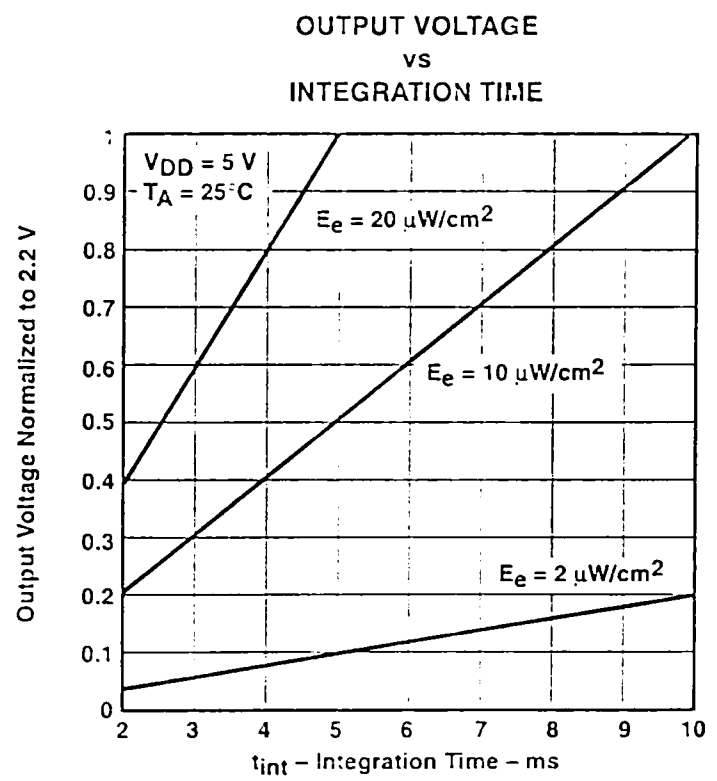
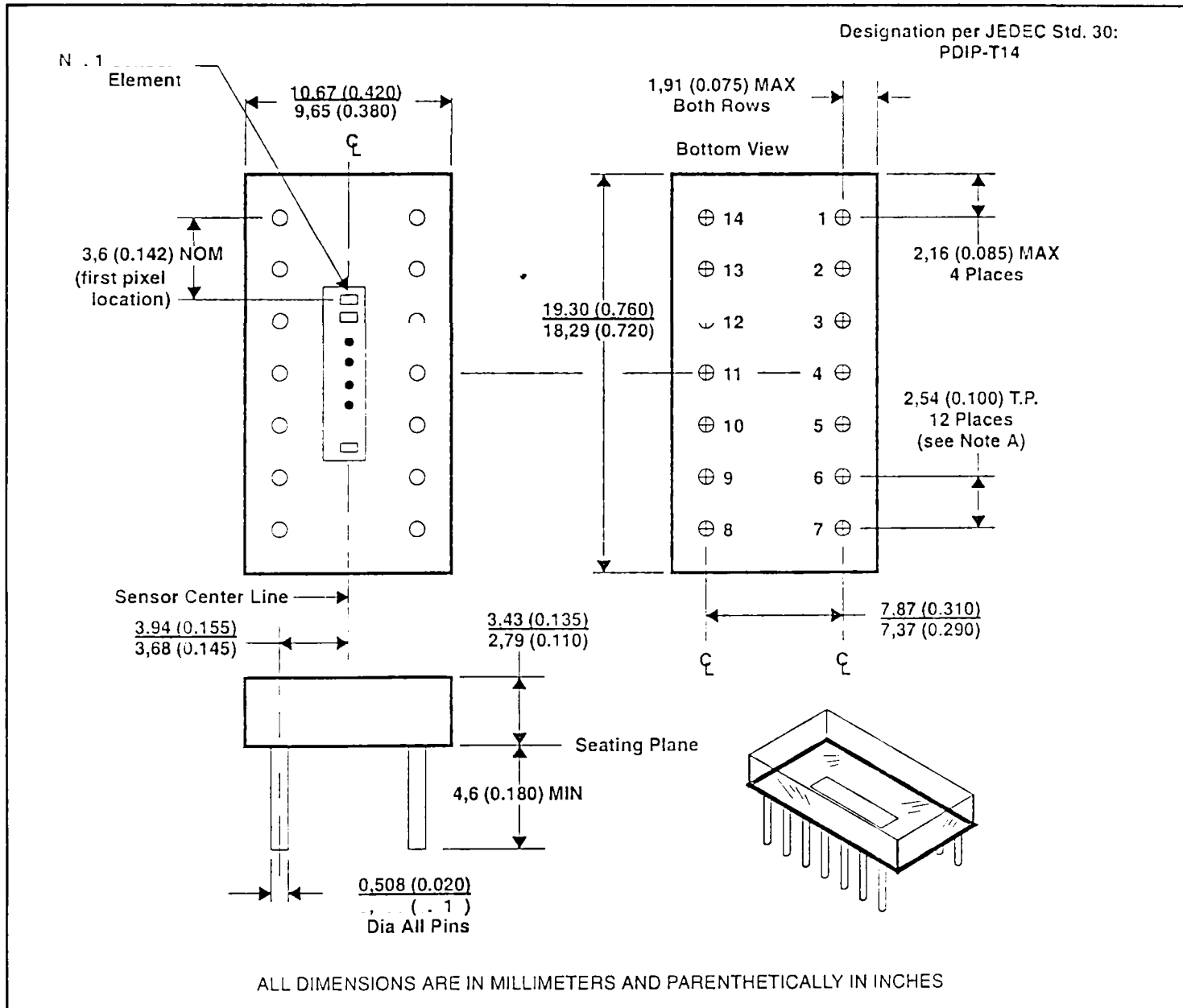


Figure 6

MECHANICAL DATA

This assembly consists of a sensor chip mounted on a printed circuit board in a clear molded plastic package. The distance between the top surface of the package and the surface of the sensor is nominally 1,0 mm (0.040 inch).



NOTE A: The true-position spacing is 2,54 mm (0.100 inch) between lead centerlines. Each pin centerline is located within 0,25 mm (0.010 inch) of its true longitudinal positions.

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1998, Texas Instruments Incorporated

Header

CCD Product Guide

EEV supplies a range of CCD sensors for defence surveillance, spectroscopy, space (X-ray, near IR and visible) imaging, astronomy, high energy physics (vertex detectors), machine vision and medical (dental X-ray) imaging. The EEV cameras, designed for use in harsher environments, utilise the Company's CCDs.

Shortform data sheets and full data sheets are available for selected products, by clicking on the product type number.

For further information on EEV and our products please contact us.

Click here for more information on:

TV/Imaging Sensors | Linear Sensors | CCD Cameras
 Full Frame Spectroscopic & Scientific Sensors
 Frame Transfer Scientific Sensors
 Application Specific Custom Designs - CCDs
 Application Specific Custom Designs - Cameras

[CCD Applications](#)

[Technical Articles](#)

[Exhibition News](#)

[What's New](#)

[Home](#)

[EEV Home Page](#)

TV/Imaging Sensors

		Vertical Pixels				Horizontal Pixels		Anti-blooming type	Format	Image Size		Package Type
		Image Section		Store Section		No. of Pixels	Pitch (µm)			H (mm)	V (mm)	
Device Type	Line Std.	No. of Pixels	Pitch (µm)	No. of Pixels	Pitch (µm)							
CCD02-06	625	288	22.0	290	22.0	385	22.0	Fixed	2/3"	8.47	6.34	20-pin DIL
CCD02-05	525	244	26.0	290	22.0	385	22.0	Fixed	2/3"	8.47	6.34	20-pin DIL

CCD29-06	625	292	22.0	312	16.5	768	11.0	Gated	2/3"	8.45	6.42	20-pin DIL
CCD29-05	525	247	26.0	259	20.0	768	11.0	Gated	2/3"	8.45	6.42	20-pin DIL
CCD29-08	875	414	15.5	414	12.5	768	11.0	Gated	2/3"	8.45	6.42	20-pin DIL

"Top" button [†]Contact Us

Full Frame Spectroscopic & Scientific Sensors

LN = Low Noise
 HS = High Speed
 VLN = Very Low Noise

Device Type	Vertical Pixels				Horizontal Pixels		Image Size		Output Amplifier Type and Maximum Speed	Package Type
	Section A	Section B	Total	Pitch (µm)	No. of Pixels	Pitch (µm)	H (mm)	V (mm)		
	No. of Pixels	No. of Pixels								
CCD02-06	288	290	578	22.0	385	22.0	8.47	12.72	LN 1 MHz	20-pin DIL
CCD05-10	576	576	1152	22.5	298	22.5	6.71	25.92	LN 1 MHz and HS 5 MHz	44-pin Flat Ceramic
CCD05-11	1152	n/a	1152	22.5	298	22.5	6.71	25.92	LN 1 MHz	20-pin DIL
CCD05-20	576	576	1152	22.5	770	22.5	17.33	25.92	LN 1 MHz and HS 5 MHz	44-pin Flat Ceramic
CCD05-30	576	576	1152	22.5	1242	22.5	27.95	25.92	LN 1 MHz and HS 5 MHz	44-pin Flat Ceramic
CCD30-11	256	n/a	256	26.0	1024	26.0	26.66	6.66	VLN Wide Band	20-pin DIL
CCD42-10	512 + 4	n/a	512 + 4	13.5	2048	13.5	27.6	6.9	2 X VLN	Ceramic
CCD42-20	1024 + 4	n/a	1024 + 4	13.5	2048	13.5	27.6	13.8	2 X VLN	Ceramic/Metal
CCD42-40	2048 + 4	n/a	2048 + 4	13.5	2048	13.5	27.6	27.6	2 X VLN	Ceramic/Metal
CCD42-80	4096 + 4	n/a	4096 + 4	13.5	2048	13.5	27.6	55.2	2 X VLN	Ceramic/Metal
CCD47-10	1033	n/a	1033	13.0	1056	13.0	13.3	13.3	2 X VLN	Ceramic

"Top" button [†]Contact Us

Frame Transfer Scientific Sensors

LN = Low Noise
 HS = High Speed
 VLN = Very Low Noise

Device Type	Vertical Pixels				Horizontal Pixels		Image Size		Output Amplifier Type and Maximum Speed	Package Type	Anti-Blooming Type
	Image Section		Store Section		No. of Pixels	Pitch (µm)	H (mm)	V (mm)			
	No. of Pixels	Pitch (µm)	No. of Pixels	Pitch (µm)							
CCD05-20	576	22.5	576	22.5	770	22.5	17.33	12.96	LN 1 MHz and HS 5 MHz	44-pin Flat Ceramic	-

CCD37-10	512	15.0	512	12.0	512	15.0	7.68	7.68	LN Wide Band	36-pin PGA	-
CCD39-01	80	24.0	80	24.0	80	24.0	1.92	1.92	4 X VLN	20-pin DIL	-
CCD39-02	80	24.0	80	24.0	80	24.0	1.92	1.92	VLN	20-pin DIL	-
CCD47-20	1024	13.0	1033	13.0	1024	13.0	13.3	13.3	2 X VLN	32-pin DIL Ceramic	Fixed
CCD48-20	1028	13.0	1033	13.0	1024	13.0	13.3	13.3	2 X HS Ceramic	32-pin DIL	Fixed
CCD57	512	13.0	512	13.0	512	13.0	6.7	6.7	2 X VLN Ceramic	32-pin DIL	-
CCD67	256	26.0	256	26.0	256	26.0	6.7	6.7	2 X VLN	32-pin DIL Ceramic	-

"Top" Contact Us
button

Linear Sensors

LN = Low Noise
HS = High Speed
VLN = Very Low Noise

Device Type	No. of Pixels	Pixel Pitch (µm)	Active Length (mm)	Output Amplifier; Number, Type and Maximum Speed	Package Type
CCD21-10; 20; 30	3072; 6144; 9216	8.0	24.57; 49.15; 73.7	2; HS; 4 MHz	*
CCD21-40	12288	8.0	98.3	4; HS; 4 MHz	42-pin Ceramic
CCD31-20	4096	12.0	49.15	2; HS; 7.5 MHz	42-pin Ceramic
CCD31-40	8192	12.0	98.3	4; HS; 7.5 MHz	42-pin Ceramic

** Minimum order quantities may apply. Customers are advised to discuss their requirements with EEV.*

"Top" Contact Us
button

Application Specific Custom Designs - CCDs

EEV has been successful in satisfying the specific requirements of many organisations throughout the world including ESA (European Space Agency), US Government agencies, and various military and scientific users. EEV undertakes the entire design, tooling, prototype development and production activities required for the manufacture and packaging of customer specific CCDs. During this process, EEV works closely with the customer through open technical discussions to ensure the end product meets the agreed design and performance specifications.

Custom design offers:

- " Highest functionality to meet system need
- " Reduced system cost by presenting data in the optimal format
- " Potential to reduce the chip count through optimising optical format
- " Normally low design risk through use of well-established chip elements
- " Short design timescales
- " The support of a dedicated, highly experienced design group with a proven track record of excellence

"Top" Contact Us
button

CCD Cameras

²The EEV Super Photon Camera

Application Specific Custom Designs - Cameras

EEV's CCD camera activity is based upon a capability in providing custom engineering solutions to the most demanding of imaging applications. The cameras cover the range from X-ray to ultraviolet to near-IR wavelengths. EEV has been successful in meeting requirements for European and US military organisations, high energy physics institutes, and a host of industrial, space, and biomedical OEMs throughout the world.

EEV's cameras benefit from the close proximity of the silicon wafer fabrication facility, located on the same site at Chelmsford. This allows CCD camera and sensor designs to be integrated at an early stage.

The wide range of camera building blocks and the group's extensive imaging experience allows EEV to offer a high degree of functionality and custom features. Microprocessors are included in cameras to provide fuzzy logic exposure control and RS232 remote control. Field Programmable Gate Arrays allow reconfigurable logic generation. Video processing techniques range from very low noise slow scan using analogue CDS to high speed Digital Signal Processing.

EEV's experience is particularly relevant in the following imaging areas:

- ² Low Light Level TV imaging including all generations of intensifiers
- ² Slow Scan Camera Driver Boards to match EEV's wide range of scientific sensors
- High resolution cameras

With additional options such as:

- ² Fibre-optic coupling
- ² Intensifier gating
- ² Standard/Inverted mode sensors
- ² Back-thinned sensors
- ² Peltier cooling
- ² Scintillator coating for X-ray imaging
- ² Extensive environmental testing

²"Top"
button ²Contact Us

Whilst EEV has taken care to ensure the accuracy of the information contained herein it accepts no responsibility for the consequences of any use thereof and also reserves the right to change the specification of goods without notice. EEV accepts no liability beyond that set out in its standard conditions of sale in respect of infringement of third party patents arising from the use of tubes or other devices in accordance with information contained herein.

This page last changed 30th June 1999. <http://www.ccd.eev.com> © 1999 EEV Ltd.
Please feel free to contact The Webmaster with your comments on EEV's Website.
Email UK & International eev information For North America info@eevinc.com

²Footer

CCD Applications

EEV began the development of CCDs in 1980, working with the GEC Hirst Research Centre CCD group in England. In 1985 EEV began the production of high quality imaging CCDs in a dedicated silicon wafer fabrication facility. The Company's 5" wafer facility, housed in Class 10 and Class 100 clean rooms, has full processing capability with ion implantation, furnacing, etching and lithography. Additionally, there is an established post-processing capability which includes back-thinning, laser annealing, scintillator and anti-reflection coating, fibre-optic and filter coupling, and comprehensive packaging facilities. With a wide product base and flexible application engineering team with wide experience at all levels of qualification and testing, EEV is able to address the most demanding of scientific, military, industrial, medical and TV sensor requirements.

EEV's CCD design, applications, engineering and test teams are available to discuss customer requirements in detail. The Company prides itself on its open and friendly approach in providing innovative solutions to its customers' technical problems.

More information on: TV/Video Imaging | Space - Spectroscopy & Astronomy | Industry - Machine Vision
Healthcare - Medical Imaging | Military/Defence | High Energy Physics | Science

CCDs for Video, Spectroscopy & Science

EEV manufactures CCD sensors for TV, spectroscopic and scientific imaging with on-chip, very low noise output amplifiers (2e- rms noise equivalent signal); high speed designs allow operation above 35MHz. Variants of most types are available including IMO/MPP, lumogen coating for improved UV response, scintillators for X-ray detection, A-R coating and back illumination for enhanced QE, open electrode structures, fibre-optic couplers and intensified versions. EEV also fabricate on high resistivity, deep depletion epitaxial silicon for special applications.

Inverted Mode Operation (IMO), also referred to as Multi-phase Pinned (MPP), is available across the product range. This achieves typically 200 times less dark current than a standard CCD, allowing longer integration times for spectroscopic and scientific applications.

EEV has developed Advanced IMO (AIMO) structures to minimise the reduction in full-well capacity normally associated with IMO/MPP structures and they are now available on spectroscopic and other imaging sensors.

EEV can also supply CCDs for X-ray imaging in several formats depending on the user's application and energy of X-ray photons.

- Deep depletion, high resistivity silicon substrate sensors for direct imaging
- Scintillator coatings
- Coated fibre-optic faceplates for high energies

EEV is able to assist the user in selecting the optimum CCD coating solution for their needs.

As a major supplier of CCD sensors for European and North American space missions much work has been undertaken to characterise the performance of EEV's sensors when subjected to various radiation types and doses. The proprietary and unique process used by EEV to manufacture all of its CCD sensors means that our sensors achieve levels of radiation tolerance not available from other manufacturers. EEV have designed structures which can allow sensors to be used in applications previously reserved for vacuum tube technology.

Data sheets are available for all EEV scientific sensors. EEV application notes relevant to the use of our sensors are also available.

Space Applications

EEV is the chosen supplier of CCD sensors in instruments for several European Space Agency programs and has successfully participated in missions from North America and other parts of the world. The company has broad experience in this field of leading edge technology which demands high levels of qualification and reliability. EEV designs, develops, manufactures, qualifies and tests to suit a variety of reliability and cost situations.

Highly complex CCDs specifically developed for space applications include ultraviolet, visible and near infrared spectroscopy for atmospheric monitoring, and imaging spectroscopy for earth observation. EEV's competence in this area is underlined by its participation in the formulation of the ESA standards for the use of CCDs in space. The specialised requirements of X-ray astronomy have been achieved in four different instruments to date, using a variety of technological innovations to improve energy resolution, energy range and quantum efficiency.

EEV's understanding of the importance of radiation effects on CCDs in space environments has led to the development of techniques to prevent or reduce the performance degradation in this challenging environment.

In-house facilities for environmental testing, and a close relationship with specialist subcontractors allow EEV to offer most evaluation, qualification, screening or acceptance testing regimes at reasonable cost. Sophisticated packaging techniques using space qualified materials, allow EEV to optimise the thermal, mechanical, optical and practical aspects of designs to suit requirements.

EEV has qualified and supplied a number of space programs including the following: Viking, Freya (Canada); Rosat, (Germany); Uosat, Jet-X, Jet-XAM, & XMM-OM (UK); ENVISAT (MERIS & GOMOS), XMM-EPIC and XMM-RGS (all ESA); Cubic (SAC-C) (USA).

Military/Defence Applications

EEV has a significant level of experience in the supply of high performance CCDs, intensified CCDs and imaging sub-assemblies for use in demanding military applications.

Our customers include both US and European military OEMs and our scope of supply can include qualification programs and a commitment to providing long term production support.

The sensors supplied include very high resolution video sensors (more than 1000 pixels per line) in 525, 625 and 875 line formats. Our intensified CCD sensors include first, second and third generation intensifier modules and hybrid intensifier combinations for state of the art low light level TV imaging.

Complementing our CCD sensor capability is our CCD camera capability which has enabled us to offer both CCD and intensified CCD imaging sub-assemblies into a variety of military imaging systems, including both ground based and airborne applications.

Healthcare - Medical Imaging Applications

The superior performance of EEV CCDs is acknowledged worldwide. The Company's capabilities include large area sensors, radiation hard CCDs, proprietary scintillator and phosphor deposition, fully packaged sub-assemblies and

complete electronic units. EEV's medical imaging personnel and applications engineers' experience is used to support our customers in developing their products

EEV is an established supplier of:

Intra-oral Dental X-ray Systems -

Fully packaged and cabled CCDs for real time X-ray detection with superior image quality and a patient dose reduction of 80%. Sensors are radiation hard and do not require fibre optic protection. The sensors incorporate a printed scintillator screen optimised to +70 kVp X-rays.

Features: 20mm x 30mm image area, 42mm x 25mm x 5.8mm package; 44µm pixel size; 456 x 684 imaging pixels; 500ms readout; 10lp/mm limiting response; EMC qualified.

Panoramic Dental X-ray Sensors -

CCDs with fibre optic tapers which can be burred together to provide a scanning array for panoramic dental X-rays. Arrays operate in time delay and integration (TDI) mode with large area coverage and less than 100µm dead space between adjacent imaging areas. The sensors incorporate a printed scintillator (100µm thickness) screen optimised to 60 kVp X-rays and have short phosphor decay time to avoid image smearing during scanning.

Features: 26µm pixel size; 256 x 1024 imaging pixels; maximum 5MHz readout frequency; 26.62 x 6.66mm active CCD area; 1:3:1 magnification (nominal) fibre optic taper.

Mammography Imaging Systems -

For needle core targeting: real time single-shot images, coupled with the benefit of low patient dose is achieved using low noise full-frame CCD assemblies.

For full field screening. Arrays can be optimised to meet stringent imaging requirements achieving the high resolution of film but with improved contrast. The devices' high reliability and quality of image support high patient throughput systems.

Features: 26µm pixel size; 256 x 1024 imaging pixels; maximum 5MHz readout frequency; 26.62 x 6.66mm active CCD area; 1:3:1 magnification (nominal) fibre optic taper; scintillator options (phosphor/CsI); up to 18lp/mm limiting resolution; advanced inverted mode operation dark current suppression. Small area mammography sensors are as follows: 22µm x 22µm pixel size; 1242 x 1152 imaging pixels; 28 x 26mm CCD image area; nominal 5 x 5cm input area; 1:2 magnification (nominal) fibre optic taper; scintillator options (phosphor/CsI); maximum 5MHz readout frequency; advanced inverted mode operation dark current suppression; up to 18lp/mm limiting resolution.