

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

ing. MIRANDA NAFORNIȚĂ

CONTRIBUTII LA MASURAREA NUMERICA A PUTERII
REACTIVE, IN REGIM PERIODIC NESINUSOIDAL

- Teză de doctorat -

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

Conducător științific
prof.dr.ing. EUGEN POP

TIMISOARA 1983

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
B F i . A	
CENTRALĂ	
Volumu	468982
Dulap	125 E

INTRODUCERE

În sistemul energetic sînt prezenți tot mai mulți consumatori cu un puternic caracter neliniar, deformînd regimul acestuia. Dintre acești consumatori citez : redresoarele, cuptoarele cu arc, regulatoarele de curent echipate cu tiristoare și triacuri, ș.a. Deformarea regimului rețelei atrage după sine creșterea pierderilor pe liniile de transport a energiei electrice. Deoarece tarifarea energiei electrice se face măsurînd puterea activă la consumator, este necesar să se cunoască caracterul acestuia - în vederea corectării corespunzătoare a tarifelor. Rezultă necesitatea măsurării circulațiilor suplimentare, inutile, de putere pe liniile de transport. După concepția acad.C.Budeanu, această putere, denumită fictivă - sau complementară - se compune din două părți și anume, puterea reactivă Q și cea deformantă D . Măsurarea puterii reactive Q este importantă pentru a putea realiza compensarea ei la consumator, avînd în vedere și efectul de destabilizare pe care îl are necompensarea asupra sistemului electroenergetic.

Nici una din aceste mărimi nu poate fi măsurată cu aparatura clasică, utilizată doar în regim sinusoidal. Pentru măsurarea puterii reactive și deformante s-au propus unele soluții, prezentate în literatura de specialitate, fără ca problema să primească o rezolvare corespunzătoare.

În ultimul timp au fost expuse noi puncte de vedere, de către diferiți autori, cu privire la definirea puterii reactive în regim deformant. Plecînd de la observația, de altfel prezentă și la acad.C.Budeanu, că anularea, prin compensare, a puterii reactive nu duce neapărat la scăderea puterii aparente și deci la creșterea factorului de putere, se contestă utilitatea măsurării puterii reactive - așa cum este ea acum acceptată de către IEC (International Electrotechnical Committee). Se propun diverse modalități de definire a

puterii reactive, care de fapt nu reprezintă decît redenumirea puterii complementare. Se caută, prin evidențierea unor componente ale acestei puteri, modalități de creștere a factorului de putere.

Deși noile definiții ce se propun nu sînt acceptate de către IEC, ele merită atenție, nu prin noile denumiri - care de altfel au mai puțină importanță - ci prin perspectivele pe care le oferă privind găsirea unor căi pentru îmbunătățirea factorului de putere.

Avînd în vedere impactul tehnicilor numerice și asupra domeniului măsurărilor, este de așteptat ca într-un timp relativ scurt măsurările numerice să devină competitive, ca preț de cost, cu măsurările analogice, oferind un plus de precizie și fiabilitate. Ca urmare a celor expuse, teza își propune să prezinte contribuții în ceea ce privește măsurarea numerică a puterii reactive. Sînt abordate și probleme legate de măsurarea numerică a puterii aparente, complementare și deformante.

Se prevede ca, într-un timp relativ scurt industria electronică națională să producă atît microprocesoare cît și convertoare analog-numeric, ceea ce va oferi o bază materială pentru producerea de aparatură de măsurare numerică. Se justifică astfel, eforturile depuse în direcția rezolvării problemelor teoretice și practice ridicate de măsurarea numerică a puterilor, astfel încît să se creeze posibilitatea producerii unor aparate competitive în lume.

x
x x

Lucrarea reprezintă rezultatul activității desfășurate sub îndrumarea atentă și plină de înțelegere a tovarășului profesor dr.ing.Eugen Pop. Ii rămîn profund îndatorată pentru sfaturile și îndrumările primite în întreaga perioadă de pregătire a doctoratului.

Mulțumesc tovarășilor ing.Stefan Holban și ing.Marian Dancău pentru sprijinul acordat la rularea programelor, precum și colegelor Veronica Meller și Maria Halic, care au contribuit la aducerea tezei într-o formă grafică corespunzătoare.

Deasemeni, mulțumesc soțului meu, dr.ing.Ioan Naforniță pentru sprijinul, permanent, acordat.

CAPITOLUL 1

P U T E R I

1.1. Puterea activă în regim sinusoidal

Se cunoaște [1], [2], [3] că puterea instantanee la bornele unui dipol electric este

$$p = u \cdot i, \quad (1.1)$$

unde u reprezintă tensiunea la bornele dipolului, iar i curentul prin el. Expresia (1.1) este valabilă indiferent de forma de variație a tensiunii și curentului.

În regimurile periodice se definește [1], [2], [3] puterea activă ca fiind media pe o perioadă T a puterii instantanee

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \, dt. \quad (1.2)$$

În regim sinusoidal, în care

$$u = \sqrt{2} U \sin \omega t \quad (1.3)$$

$$i = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \varphi) \quad (1.4)$$

puterea instantanee are expresia

$$p = UI \cos \varphi - UI \cos(2\omega t - \varphi), \quad (1.5)$$

și este constituită, după cum se vede, dintr-o componentă constantă și dintr-o componentă periodică cu frecvența dublă față de a tensiunii și a curentului.

În regim sinusoidal, puterea activă este

$$P = UI \cos \varphi. \quad (1.6)$$

În această expresie $I \cos \varphi$ reprezintă componenta curentului în fază cu tensiunea U .

Pentru un dipol pasiv, puterea activă este o mărime nenegativă.

1.2. Puterea aparentă în regim sinusoidal.

Se definește puterea aparentă [1], [2], [3] a unui dipol electric, mărimea dată de expresia

$$S = UI, \quad (1.7)$$

și reprezintă valoarea maximă a puterii active, corespunzătoare lui $\cos \varphi = 1$.

Se definește factorul de putere K , ca fiind raportul dintre puterea activă și puterea aparentă

$$K = \frac{P}{S}. \quad (1.8)$$

În regim sinusoidal

$$K = \cos \varphi. \quad (1.9)$$

1.3. Puterea reactivă în regim sinusoidal

Prin definiție [1], [2], [3] prin putere reactivă în regim sinusoidal înțelegem mărimea dată de expresia

$$Q = UI \sin \varphi. \quad (1.10)$$

Pentru explicitarea sensului fizic al noțiunilor de putere activă și reactivă în regim sinusoidal, considerăm [1], [2] un circuit R, L, C serie unde tensiunea la borne u satisface relația

$$u = u_R + u_L + u_C = iR + L \frac{di}{dt} + u_C. \quad (1.11)$$

Puterea instantanee pentru acest circuit devine

$$p = i^2 R + \frac{d}{dt} \left(\frac{Li^2}{2} \right) + \frac{d}{dt} \left(\frac{Cu^2}{2} \right) = i^2 R + \frac{d}{dt} (W^{(m)} + W^{(e)}), \quad (1.12)$$

unde $W^{(m)}$ și $W^{(e)}$ reprezintă energia înmagazinată în câmpul magnetic al bobinei, respectiv în câmpul electric al condensatorului.

Notăm

$$p_R = i^2 R \quad (1.13a)$$

$$p_Q = \frac{d}{dt} (W^{(m)} + W^{(e)}), \quad (1.13b)$$

unde p_R reprezintă [2] puterea instantanee de pulsație, iar p_Q pu-

terca instantanee oscilantă. Evidențiind componentele tensiunii u , în fază și în cuadratură cu curentul i , sub forma

$$u = \sqrt{2} U \cos\varphi \sin(\omega t - \varphi) + \sqrt{2} U \sin\varphi \sin(\omega t - \varphi + \frac{\pi}{2}),$$

relațiile (1.13) devin

$$p_R = UI \cos\varphi [1 - \cos 2(\omega t - \varphi)] = P [1 - \cos 2(\omega t - \varphi)] \quad (1.14a)$$

$$p_Q = UI \sin\varphi \sin 2(\omega t - \varphi) = Q \sin 2(\omega t - \varphi), \quad (1.14b)$$

ceea ce justifică denumirile de mai sus. Valoarea medie pe o perioadă a lui p_R reprezintă puterea activă P , iar valoarea medie pe o perioadă a lui p_Q este nulă. Conform relațiilor (1.13) și (1.14) puterea reactivă este amplitudinea vitezei de variație a energiei acumulate în câmpul electromagnetic al circuitului.

În cazul în care reactanța inductivă este egală (în modul) cu cea capacitivă, suma $W^{(m)} + W^{(e)}$ este constantă și deci $Q=0$, circuitul avînd $\cos\varphi = 1$. Dacă cele două reactanțe nu sînt egale apare un transfer de putere suplimentar față de cazul precedent, între generator și consumator, avînd însă media nulă. Acest transfer suplimentar duce la creșterea pierderilor pe linia de transport.

Între S , P și Q există relația

$$S^2 = P^2 + Q^2. \quad (1.15)$$

Ca unități de măsură se folosesc pentru S voltamperul (VA), pentru P wattul (W) iar pentru Q voltamperul reactiv (Var).

1.4. Puterea activă în regim periodic nesinusoidal

În regim periodic nesinusoidal expresiile tensiunii și curentului sînt

$$u = U_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \psi_k) \quad (1.16a)$$

$$i = I_0 + \sum_{j=1}^n \sqrt{2} I_j \sin(j\omega t + \phi_j). \quad (1.16b)$$

Introducînd aceste expresii în (1.2) se obține [1],[2],[3] ex-

presia puterii active în regim periodic nesinusoidal

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k ; \quad \varphi_k = \psi_k - \phi_k \quad (1.17)$$

Se observă că puterea activă este suma puterilor active corespunzătoare componentei continue și ale fiecărei armonici. În majoritatea cazurilor componenta continuă lipsește, astfel că expresia puterii active devine

$$P = \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k \quad (1.18)$$

1.5. Puterea aparentă în regim periodic nesinusoidal

Se acceptă [1], [2], [3] ca definiție a puterii aparente expresia

$$S = UI = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2 dt} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (1.19)$$

Tinând seama de (1.16) rezultă pentru S, expresia

$$S = \sqrt{\sum_{k=0}^n U_k^2} \sqrt{\sum_{k=0}^n I_k^2} \quad (1.20)$$

1.6. Puterea reactivă în regim periodic nesinusoidal

În general, în literatură e acceptată definiția puterii reactive în regim nesinusoidal, introdusă de acad. C. Budeanu. În lucrarea sa [1], se definește în regim periodic nesinusoidal, puterea P_f cu relația

$$P_f^2 = S^2 - P^2 \quad (1.21)$$

Pentru aceeași mărime, în [4] se utilizează denumirea de putere complementară, notată cu Q_c sau P_c .

În regim sinusoidal, puterea complementară nu confundă cu puterea reactivă. Conform cu interpretarea fizică, acceptată mai înainte pentru puterea reactivă, se demonstrează [1] că și în cazul în care aceasta trebuie considerată nulă, puterea complementară (fictivă) dată de (1.21) este nenulă.

Fie $\varphi_k = 0, \forall k$ ceea ce înseamnă că toate armonicile de tensiune și curent sînt în fază ; în acest caz puterea reactivă, în sensul acceptat la § 1.3 este nulă. Ținînd seama de (1.8) și (1.20) puterea complementară în acest caz devine

$$P_c^2 = \sum_{k=1}^n U_k^2 \sum_{j=1}^n I_j^2 - \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^n U_k I_k U_j I_j = \sum_k \sum_j (U_k I_j - U_j I_k)^2 \neq 0. \quad (1.22)$$

Evident, dacă U_k/I_k este o constantă, puterea complementară se anulează.

În [1] se propune ca definiție pentru puterea reactivă Q , în regim periodic nesinusoidal, expresia

$$Q = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k. \quad (1.23)$$

În decursul timpului s-au mai propus și alte definiții pentru puterea reactivă în regim periodic nesinusoidal, cu de exemplu - vezi [1] - definițiile lui Liénard și Iliovici. Astfel, Liénard propune următoarea expresie de definire

$$Q = -\frac{\omega}{T} \int_0^T u q dt \quad (1.24)$$

unde q reprezintă valoarea instantanee a cantității de electricitate ce traversează receptorul, iar ω este pulsația fundamentalei. Efectuînd calculele, rezultă

$$Q = \sum_{k=1}^n \frac{U_k I_k \sin \varphi_k}{k} \quad (1.25)$$

mărime ce poate fi măsurată de către un varmetru electrodinamic la care circuitul bobinei de tensiune are rezistența neglijabilă în comparație cu reactanța inductivă.

Iliovici - citat de [1] - propune două definiții. Prima dintre ele, dă expresia următoare pentru Q

$$Q = -\frac{\omega}{T} \int_0^T \varphi i dt \quad (1.26)$$

unde fluxul φ este legat de u prin relația

$$u = -\frac{d\varphi}{dt}$$

Si această definiție conduce la expresia (1.25) a puterii reactive. A doua definiție propusă de Illovici este

$$Q = - \frac{1}{\omega T} \int_0^T i \, du \quad (1.27)$$

și conduce la

$$Q = \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k. \quad (1.28)$$

Si această mărime este măsurabilă simplu, cu aparate existente.

Inconvenientul acestor ultime trei definiții este absența sensului fizic asociat puterii reactive.

1.7. Puterea deformantă în regim periodic nesinusoidal

Admițând definiția (1.23) pentru puterea reactivă, se definește puterea deformantă D prin

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) = P_c^2 - Q^2. \quad (1.29)$$

Fie, pentru exemplificare

$$\begin{aligned} u &= \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sqrt{2} U_2 \sin(2\omega t + \varphi_2) \\ i &= \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sqrt{2} I_2 \sin(2\omega t + \phi_2). \end{aligned}$$

Conform relației (1.20) rezultă

$$S^2 = U_1^2 I_1^2 + U_2^2 I_2^2 + U_1^2 I_2^2 + U_2^2 I_1^2$$

iar pentru P și Q , aplicând relațiile (1.18) și (1.23) se obține

$$\begin{aligned} P^2 &= U_1^2 I_1^2 \cos^2 \varphi_1 + U_2^2 I_2^2 \cos^2 \varphi_2 + 2U_1 I_1 U_2 I_2 \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \\ Q^2 &= U_1^2 I_1^2 \sin^2 \varphi_1 + U_2^2 I_2^2 \sin^2 \varphi_2 + 2U_1 I_1 U_2 I_2 \sin \varphi_1 \sin \varphi_2. \end{aligned}$$

Se introduc S , P și Q în (1.29) și obținem

$$D^2 = U_1^2 I_2^2 + U_2^2 I_1^2 - 2U_1 I_1 U_2 I_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2).$$

Considerând expresiile (1.16) pentru tensiune și curent obținem expresia generală a puterii deformante.

$$\begin{aligned} D^2 &= \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^n U_k^2 I_j^2 - \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^n U_k I_j U_j I_k \cos(\varphi_k - \varphi_j) = \\ &= \sum_{k=1}^n \sum_{\substack{j=1 \\ k \neq j}}^n [U_k^2 I_j^2 - U_k U_j I_k I_j \cos(\varphi_k - \varphi_j)]. \end{aligned} \quad (1.30)$$

Această expresie se găsește în literatură și sub forma

$$D^2 = \sum_{k < j}^n \sum_{k < j}^n [U_k^2 I_j^2 + U_j^2 I_k^2 - 2U_k U_j I_k I_j \cos(\varphi_k - \varphi_j)]. \quad (1.31)$$

Pentru cazul $\varphi_k = 0, \forall k$ relația (1.31) se reduce la (1.22).

Dacă tensiunea, spre exemplu, este sinusoidală și curentul nesinusoidal, puterea deformantă devine

$$D^2 = U^2 \sum_{j=2}^n I_j^2 = U^2 (I^2 - I_1^2). \quad (1.32)$$

În legătură cu puterile anterior definite se introduc [1], factorul de putere K , factorul de deformare ζ și factorul reactiv ϱ , după cum urmează

$$K = \frac{P}{S} \quad (1.33)$$

$$\zeta = \frac{D}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (1.34)$$

$$\varrho = \frac{Q}{P}. \quad (1.35)$$

În regim sinusoidal aceștia devin $K = \cos \varphi$, $\zeta = 0$, $\varrho = \operatorname{tg} \varphi$.

1.8. Noi puncte de vedere privind definirea puterii reactive

În lucrarea [24] plecând de la observația că, prin compensarea puterii reactive Q , definită prin relația (1.23), nu se obține neapărat o valoare maximă a factorului de putere K - relația (1.33) - se contestă utilitatea ei. Se prezintă tensiunea și curentul sub formă în care se evidențiază armonicile comune și necomune :

$$u = \sum_k \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \psi_k) + \sum_j \sqrt{2} U_j \sin(j\omega t + \psi_j) \quad (1.36a)$$

$$i = \sum_k \sqrt{2} I_k \sin(k\omega t + \phi_k) + \sum_r \sqrt{2} I_r \sin(r\omega t + \phi_r) \quad (1.36b)$$

și se determină puterea activă P și aparentă S , ca fiind

$$P = \sum_k U_k I_k \cos \varphi_k \quad (1.37a)$$

$$S = \left(\sum_k U_k^2 + \sum_j U_j^2 \right) \left(\sum_k I_k^2 + \sum_r I_r^2 \right) \quad (1.37b)$$

relații ce nu diferă practic de cele anterior definite. Pentru armonicele comune ale curentului se propune evidențierea componentelor în fază cu tensiunea și a componentelor în cuadratură cu ea

$$i_R = \sum_k \sqrt{2} I_k \cos \varphi_k \sin(k\omega t + \psi_k) \quad (1.38a)$$

$$i_X = -\sum_k \sqrt{2} I_k \sin \varphi_k \cos(k\omega t + \psi_k). \quad (1.38b)$$

Se introduc componentele S_R și S_X ale puterii aparente, date de relațiile

$$S_R^2 = \left(\sum_k U_k^2\right) I_R^2 = \left(\sum_k U_k^2\right) \left(\sum_k I_k^2 \cos^2 \varphi_k\right) \neq P^2 \quad (1.39a)$$

$$S_X^2 = \left(\sum_k U_k^2\right) I_X^2 = \left(\sum_k U_k^2\right) \left(\sum_k I_k^2 \sin^2 \varphi_k\right) \neq Q^2. \quad (1.39b)$$

Cele două puteri sînt denumite "puterea aparentă activă" respectiv "puterea aparentă reactivă". Se mai propune și "puterea aparentă doformantă" S_D , definită prin relația

$$S_D^2 = S^2 - S_R^2 - S_X^2 = \left(\sum_k U_k^2\right) \left(\sum_r I_r^2\right) + \left(\sum_j U_j^2\right) \left(\sum_k I_k^2 + \sum_r I_r^2\right) \neq D^2. \quad (1.40)$$

Se afirmă că maximizarea lui K se obține prin compensarea termenului S_X , care nu poate fi în general, anulat.

Apreciez că această descompunere a puterii aparente este artificială, mărimea S_X fiind dificil de măsurat și deci nepractică. Dealtfel introducerea puterii S_X este analizată critic în [25], arătîndu-se că variază brutal la variații neînsemnate ale sarcinii. Se consideră cazul în care se aplică peste sarcina din circuit, o impedanță liniară de valoare mare. Curentul poate fi considerat ca neafectat în valoare, dar fiind acum prezent în el toate armonicele tensiunii, variația care apare în S_X este

$$\Delta S_X^2 \approx \left(\sum_j U_j^2\right) \left(\sum_k I_k^2 \sin^2 \varphi_k\right). \quad (1.41)$$

Valoarea dată de relația (1.41) fiind importantă, iar regimul rețelei practic neafectat (ceea ce ur înseamnă că nu se modifică compensarea deja existentă) indică cel puțin o slabă corelare între S_X și regimul de K maxim.

Autorul lucrării [25] propune, la rîndul său, două definiții pentru părți ale puterii aparente, ținînd cont de (1.36), și anume:

$$S_Q^2 = U^2 \left(\sum_k I_k^2 \sin^2 \varphi_k \right) \quad (1.42)$$

$$S_C^2 = P_C^2 - S_Q^2.$$

S_Q este numită "putere reactivă în cuadratură" iar S_C "putere reactivă complementară", P_C fiind puterea complementară după acad.C.Budeanu.

Nici definițiile introduse în [25] nu sînt mai utile decît cele criticate de autorul acestei lucrări.

În [26] se analizează definițiile date de acad.C.Budeanu pentru Q , D și P_C și se arată că primele două nu au importanță practică în ceea ce privește tarifarea energiei electrice, fiind de altfel și dificil de măsurat. Se remarcă faptul că pentru realizarea compensării este necesară minimizarea puterii fictive (complementare).

Un punct de vedere remarcabil prezintă N.L.Kusters și W.J.M.Moore în [27]. Se procedează la descompunerea curentului i din circuit în componente :

- i_p cu aceeași formă ca și a curentului printr-un rezistor
- i_{ql} cu aceeași formă ca și a curentului printr-o inductivitate
- i_{qc} cu aceeași formă ca și a curentului printr-o capacitate
- i_{qr} reziduul, cu caracter inductiv (i_{qlr}) sau capacitiv (i_{qcr}).

Scopul descompunerii propuse îl constituie oferirea unui criteriu obiectiv pentru compensare.

Fiecare curent reactiv (i_{ql} , i_{qc}) poate fi pozitiv sau negativ. Componenta negativă poate fi compensată printr-o reactanță de același tip. Compensarea curenților reziduali nu este posibilă utilizînd numai elemente pasive.

Pentru descompunere se folosesc ca referințe tensiunea u , integrala tensiunii \bar{u} și derivata ei \dot{u} , avînd expresiile

$$\bar{u} = \int_0^t u dt, \quad \dot{u} = \frac{du}{dt}. \quad (1.44)$$

avînd semnificația de valoare instantanee a integralei tensiunii, respectiv valoare instantanee a derivatei tensiunii. Mărimea \bar{u} este defazată cu $\pi/2$ în urma tensiunii, iar mărimea \dot{u} cu $\pi/2$ înaintea tensiunii.

Se consideră expresia curentului descompus

$$i = i_p + i_q. \quad (1.44')$$

În așa fel se face descompunerea încît i_p este în fază cu u , iar i_q ortogonală cu ea și deci și cu i_p . Înmulțind (1.44) cu u și luînd media pe o perioadă, se ajunge la

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T i_p u \, dt = UI_p. \quad (1.45)$$

Componenta i_p apare deci ca trecînd printr-un rezistor, adică

$$i_p = \frac{u}{R}, \quad (1.46)$$

relație care înmulțită cu U^2 conduce la

$$U^2 i_p = u \frac{U^2}{R} = uP \quad (1.47)$$

de unde se poate deduce valoarea instantanee a componentei i_p

$$i_p = u \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u i \, dt}{U^2}. \quad (1.48)$$

Valoarea efectivă I_p se obține din (1.45) sub forma

$$I_p = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T u i \, dt}{U}. \quad (1.49)$$

Pentru I_q rezultă imediat valoarea

$$I_q^2 = I^2 - I_p^2 \quad (1.50)$$

și înmulțind cu U^2 se obține

$$U^2 I_q^2 = S^2 - P^2. \quad (1.51)$$

Comparînd relația (1.51) cu (1.21) rezultă că UI_q reprezintă puterea fictivă după acad.C.Budeanu. Autorii lucrării [27] denumesc produsul UI_q cu termenul de "putere reactivă" și îl notează cu Q . Trebuie făcută distincția între puterea reactivă definită prin (1.21) și cea definită prin (1.51). Pentru evitarea confuziilor în teză se notează cu Q_{KM} produsul UI_q . Se poate scrie deci

$$Q_{KM}^2 = U^2 I_q^2 = S^2 - P^2 = Q^2 + D^2 = P_C^2. \quad (1.52)$$

Pentru determinarea componentei reactive inductive i_{ql} se înmulțește relația (1.44) cu \bar{u} și se mediază pe o perioadă

$$\frac{1}{T} \int_0^T \bar{u} i dt = \frac{1}{T} \int_0^T i_q \bar{u} dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_p \bar{u} dt. \quad (1.53)$$

Deoarece \bar{u} este defazată cu $\pi/2$ în urma tensiunii u , dacă i_q are caracter inductiv prima integrală de membrul drept este pozitiv ; a doua integrală este evident nulă și deci

$$I_{ql} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \bar{u} i dt}{\bar{U}}. \quad (1.54)$$

În mod asemănător, considerînd ca referință \dot{u} , se determină componenta reactivă capacitivă cu relația

$$I_{qc} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \dot{u} i dt}{\dot{U}}. \quad (1.55)$$

Pentru determinarea valorii instantanee i_{ql} se scriu succesiv relațiile

$$i_{ql} = \frac{u}{L} \quad (1.56)$$

$$L = \frac{\bar{U}}{I_{ql}}, \quad (1.57)$$

și în final

$$i_{ql} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \bar{u} i dt}{\bar{U}^2} \bar{u}. \quad (1.58)$$

Similar, rezultă i_{qc} sub forma

$$i_{qc} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T \dot{u} i dt}{\dot{U}^2} \dot{u}. \quad (1.59)$$

Curenții reziduali, inductivi și capacitivi se definesc cu relațiile

$$i_{qlr} = i - i_{ql} - i_p \quad (1.60a)$$

$$i_{qcr} = i - i_{qc} - i_p, \quad (1.60b)$$

iar valorile lor efective rezultă din

$$I^2 = I_p^2 + I_{ql}^2 + I_{qlr}^2 \quad (1.61a)$$

$$I^2 = I_p^2 + I_{qc}^2 + I_{qcr}^2 \quad (1.61b)$$

Se definesc în [27] sub denumirile de "putere reactivă induktivă" (Q_L), "puterea reactivă capacitivă" (Q_C), "putere reactivă reziduală inductivă" (Q_{Lr}) și "putere reactivă reziduală capacitivă" (Q_{Cr}) mărimile :

$$Q_L = UI_{ql} \quad (1.62a)$$

$$Q_C = -UI_{qc} \quad (1.62b)$$

$$Q_{Lr} = UI_{qlr} \quad (1.62c)$$

$$Q_{Cr} = UI_{qcr} \quad (1.62d)$$

Sînt imediate relațiile

$$S^2 = P^2 + Q_L^2 + Q_{Lr}^2 = P^2 + Q_{KM}^2 \quad (1.63a)$$

$$S^2 = P^2 + Q_C^2 + Q_{Cr}^2 = P^2 + Q_{KM}^2 \quad (1.63b)$$

Se introduc, în lucrarea citată, pulsațiile ω_L și ω_C pentru regimul nesinusoidal :

$$\omega_L = \frac{U}{U} = \frac{\sqrt{\sum_1^n U_k^2}}{\sqrt{\sum_1^n (U_k/k)^2}} \omega \quad (1.64a)$$

$$\omega_C = \frac{\dot{U}}{U} = \frac{\sqrt{\sum_1^n (kU_k)^2}}{\sqrt{\sum_1^n U_k^2}} \omega \quad (1.64b)$$

Cu aceste pulsații definite, se arată [27] că se pot calcula componentele curentului pentru un circuit LC paralel, cu relațiile

$$\begin{aligned} I_{ql} &= \frac{U}{\omega_L L} - U \omega_L C \\ I_{qc} &= U \omega_C C - \frac{U}{\omega_C L} \\ I_{qlr} &= UC \sqrt{\omega_C^2 - \omega_L^2} \\ I_{qcr} &= \frac{U}{L} \sqrt{\frac{1}{\omega_L^2} - \frac{1}{\omega_C^2}} \end{aligned} \quad (1.65)$$

În lucrare se fac precizări utile pentru realizarea compensării.

C.H. Page aprofundează în [22] problema descompunerii curentului reactiv, în vederea realizării unei compensări corecte. El consideră pentru curentul reactiv i_q o expresie de forma

$$i_q = a \dot{u} + b \bar{u} + i_r \quad (1.66)$$

admițînd prezența simultană a componentelor reactive capacitive și reactive inductive, pe lângă componenta reziduală. În așa fel trebuie realizate valorile a și b încît I_r să fie minim. Se înmulțește (1.44) cu \dot{u} și se ține seama de forma (1.66) a curentului reactiv, obținîndu-se după integrare :

$$a\dot{U}^2 - bU^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \dot{u} i dt. \quad (1.67)$$

În mod similar, dacă se procedează la înmulțirea cu \bar{u} și se mediază, ajungem la

$$-aU^2 + b\bar{U}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T \bar{u} i dt. \quad (1.68)$$

C.H. Page propune definirea curenților reactivi capacitiv și inductiv, prin relațiile

$$I_{qc} = a\dot{U} \quad (1.68a)$$

$$I_{ql} = b\bar{U}. \quad (1.68b)$$

Se arată, printr-un exemplu, că atît a cît și b și deci atît I_{qc} cît și I_{ql} pot fi simultan negative, caz în care, compensarea se obține prin conectarea în paralel a unei capacități și a unei inductivități. Considerăm potrivite definițiile sale decît cele propuse în [27] și prin exemplul următor își susține afirmația. Fie un circuit RLC serie cu rezonanță la ω_0 . Circuitul se alimentează cu tensiunea

$$u(t) = \cos \omega t + c \cos 3\omega t, \quad (1.69)$$

unde $\omega < \omega_0 < 3\omega$. Pentru curentul $i(t)$, prin circuit, se poate scrie relația de calcul

$$i(t) = \frac{\cos(\omega t - \varphi_1)}{Z_1} + \frac{c \cos(3\omega t - \varphi_3)}{Z_3} \quad (1.70)$$

unde :

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} < 0 \quad (1.71a)$$

$$\varphi_3 = \operatorname{arctg} \frac{3\omega L - \frac{1}{3\omega C}}{R} > 0 \quad (1.71b)$$

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (1.71c)$$

$$Z_3 = \sqrt{R^2 + \left(3\omega L - \frac{1}{3\omega C}\right)^2} \quad (1.71d)$$

Calculăm \dot{u} , \bar{u} , U , \dot{U} , \bar{U} :

$$\dot{u} = -\omega \sin \omega t - 3\omega c \sin 3\omega t \quad (1.72a)$$

$$\bar{u} = \frac{\sin \omega t}{\omega} + \frac{c}{3\omega} \sin 3\omega t \quad (1.72b)$$

$$U^2 = \frac{1}{2} + \frac{c^2}{2} \quad (1.72c)$$

$$\dot{U}^2 = \frac{\omega^2}{2} + \frac{9\omega^2 c^2}{2} \quad (1.72d)$$

$$\bar{U}^2 = \frac{1}{2\omega^2} + \frac{c^2}{18\omega^2}, \quad (1.72e)$$

precum și mediile

$$\frac{1}{T} \int_0^T \dot{u} i dt = -\frac{\omega}{2Z_1} \sin \varphi_1 - \frac{3\omega c^2}{2Z_3} \sin \varphi_3 \quad (1.73a)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \bar{u} i dt = \frac{1}{2\omega Z_1} \sin \varphi_1 + \frac{c^2}{6\omega Z_3} \sin \varphi_3 \quad (1.73b)$$

Analizând relațiile (1.73), ținând seama de (1.71a) și (1.71b) dacă se adoptă definițiile date de Kusters și Moore rezultă că la valori mici ale amplitudinii c , $I_{qc} > 0$ iar $I_{ql} < 0$. Pentru valori mari ale amplitudinii c , $I_{qc} < 0$ iar $I_{ql} > 0$, iar pentru valori intermediare ale lui c , ambii curenți sînt negativi. Se observă că, ținînd seama de definițiile lui Kusters și Moore, compensarea rămîne o funcție de amplitudinea c .

Rezolvînd sistemul format de ecuațiile (1.67) și (1.68), ținînd cont de (1.72) și (1.73) se obțin pentru amplitudinile a și b valori independente de amplitudinea c :

$$a = \frac{\sin \varphi_1}{8\omega Z_1} - \frac{3 \sin \varphi_3}{8\omega Z_3} < 0 \quad (1.74a)$$

$$b = \frac{9\omega \sin \varphi_1}{8 Z_1} - \frac{3\omega \sin \varphi_3}{8 Z_3} < 0 \quad (1.74b)$$

Se observă că ambele valori sînt negative și deci componerea asigură anularea întregului curent reactiv, indiferent de amplitudinea c . Deși în acest exemplu apare avantajul definițiilor lui Page față de cele ale lui Kusters și Moore, nu este un fapt dovedit că ele sînt de preferat în orice caz.

Concluzia care se desprinde din ambele lucrări [27], [28] este aceea că puterea complementară poate fi calculată pe baza componentei, denumită "reactivă" a curentului. Termenii propuși pentru această putere, în vederea găsirii unor criterii pentru compensare, sînt discutabili.

P.Filipski, în [23], prezintă definiții identice cu cele din [22] și [27] pentru componenta activă și reactivă a curentului, citînd o lucrare din 1922 a lui S.Fryze.

În concluzie, simplitatea expresiei puterii complementare, precum și criteriile pentru compensare ce vor putea fi eventual oferite de termeni ai acestora, o indică drept concurentă pentru puterea reactivă și puterea deformantă.

468.982
125E

CAPITOLUL 2

APARATE PENTRU MASURAREA PUTERILOR IN REGIMURI PERIODICE

Măsurarea puterii active în regimuri periodice poate fi considerată ca o problemă rezolvată. Literatura citează [3], [5] ÷ [12] numeroase tipuri de wattmetre și/sau contoare analogice și numerice, lucrând într-o gamă largă de frecvențe.

În ceea ce privește puterea aparentă ea se reduce la măsurarea valorilor efective ale tensiunii și curentului și efectuarea produsului acestor valori. Cum măsurarea valorilor efective poate fi considerată o problemă rezolvată [5], [6], [13], [14] nici măsurarea puterii aparente nu crează dificultăți.

În ceea ce privește însă măsurarea puterii reactive ea este rezolvată practic doar în regim sinusoidal [3], [15] ÷ [18] sau în regim periodic într-o bandă îngustă de frecvențe [7], [8], [19], [20], [21].

Măsurarea puterii deformante este tratată, după literatura disponibilă, doar în lucrările [7], [8] ale colectivului condus de prof. S. I. Antoniu, utilizând o relație de calcul aproximativă [5], valabilă doar pentru distorsiuni reduse ale tensiunii și curentului.

Lipsa mijloacelor de măsurare a puterii reactive [2], [5] atestă dificultățile întâmpinate în încercările de soluționare a acestei probleme, dificultăți care au determinat tentative de măsurare a puterii fictive (complementare) [22], [23].

2.1. Aparat pentru măsurarea puterii reactive în regim sinusoidal

Cel mai răspândit instrument de măsurare a puterii reactive în regim sinusoidal este varmetrul electrodinamic [3]. El se compune dintr-un instrument electrodinamic, la care în circuitul de tensiune i se adaugă o inductivitate L (figura 2.1) nece-

sarã realizãrii defazajului de $\pi/2$ între U și I_B , pentru a obține un cuplu rezistent proporțional cu puterea reactivă.

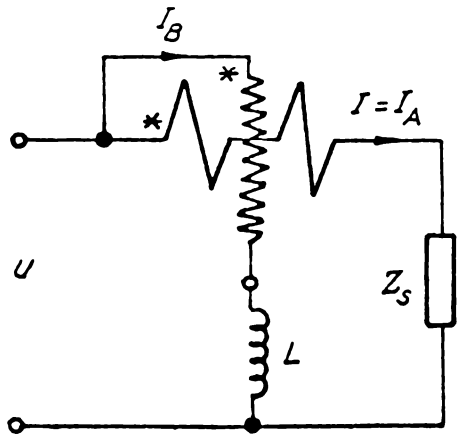


Figura 2.1.

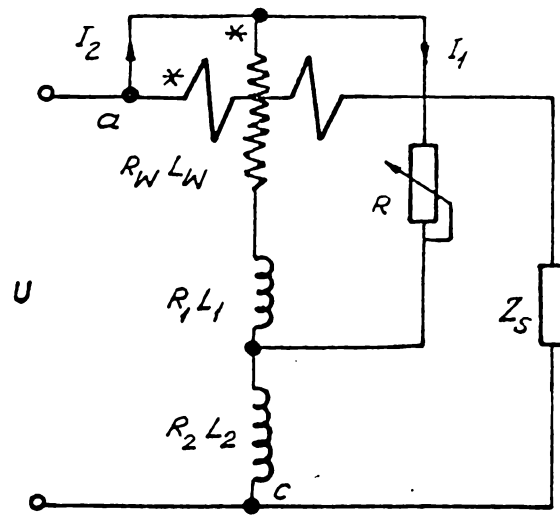


Figura 2.2.

Avînd în vedere rezistența nenulă a bobinei de tensiune R_W și a bobinei adiționale R_1 , schema se completează cu elemente de compensare (figura 2.2), în vederea obținerii unui defazaj de $\pi/2$. Se arată [3] că pentru

$$R_W + R_1 + R_2 - \frac{R_2(R_W + R_1)}{R} - \frac{\omega^2 L_2(L_W + L_1)}{R} = 0$$

se obține acest defazaj.

Pentru măsurarea puterii reactive se pot folosi și varmetre de inducție [3].

Multiplicatorul Hall permite construcția unor varmetre citate în literatură [15, 16, 17]. Dacă i_C este curentul prin semiconductor (figura 2.3) iar i_B este curentul din circuitul de excitație, tensiunea Hall, u_H are expresia

$$u_H = K_H i_C i_B,$$

K_H fiind o constantă pentru circuitul magnetic dat. Pentru curenții i_C și i_B sinusoidali și defazați cu un unghi ψ , tensiunea Hall medie, măsurată de către milivoltmetru este

$$U_{Hmod} = K_H I_C I_B \cos \psi.$$

Făcînd I_C și I_B proporționali cu U și I , iar unghiul ψ de $\pi/2 \pm \varphi$ prin conectarea unei reactanțe obținem

$$U_{Hmed} = K \cdot Q.$$

Se arată [16] că, dacă se ține seama și de elementele parazite ale schemei, tensiunea Hall medie are expresia

$$U_{Hmed} = (K_H r \omega^2 C^2) \cdot P + (K_H \omega C) \cdot Q,$$

relevînd o eroare de metodă

$$\xi = \frac{r \omega C}{\operatorname{tg} \varphi}.$$

Reducerea erorii de metodă se obține scăzînd C ceea ce înrăutățește însă sensibilitatea. Pentru corectarea acestei deficiențe, între punctele A, B (figura 2.3) se poate conecta o inductivitate

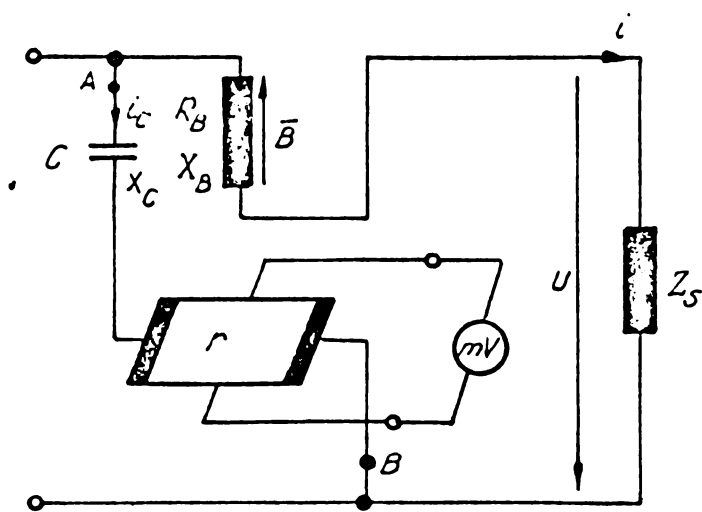


Figura 2.3.

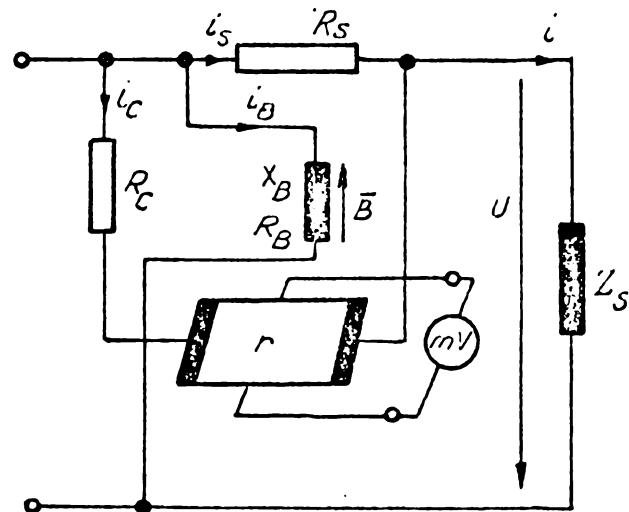


Figura 2.4.

astfel încît să se obțină rezonanța circuitului format.

O variantă a varmetrului cu multiplicator Hall este cea din figura 2.4. La bornele șuntului R_S se culege o tensiune proporțională cu curentul prin sarcină, schema fiind indicată în curenți mari de sarcină. Funcționarea corectă presupune $k_B \ll X_B$; se indică [16] eroarea de metodă ce afectează măsurarea

$$\xi = \frac{k_B}{X_B} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi} + \frac{R_C X_B}{(R_C + R_S) R_B} \cdot \frac{I}{U \sin \varphi}.$$

Varmetrele cu multiplicator Hall trebuie să funcționeze în condiții de temperatură egale cu cele de la etalonare, în caz contrar ele trebuie termocompensate pentru a evita apariția unor erori suplimentare.

2.2. Aparate pentru măsurarea puterii reactive în regim periodic, utilizând rețele de defazare

Continuând pe linia lucrărilor [15, 16, 17], prof. J. Sawicki prezintă într-un articol din 1976 [19] o modalitate de lărgire a domeniului de frecvență al unor varmetre cu multiplicator și dispozitiv de mediere. Ideea expusă constă în construirea unor rețele pasive, care să producă mărimi (curenți) proporționale cu curentul și tensiunea din circuitul de măsurare. Aceste mărimi trebuie să fie defazate între ele cu $\pi/2$ într-un domeniu larg de frecvență, iar factorii de proporționalitate să fie cât mai puțin afectați în banda de lucru.

În figurile 2.5 și 2.6 se prezintă două variante de rețele defazoare. Se observă imediat că între \underline{I} și \underline{I}_i respectiv, între \underline{U} și \underline{I}_U există relații de proporționalitate.

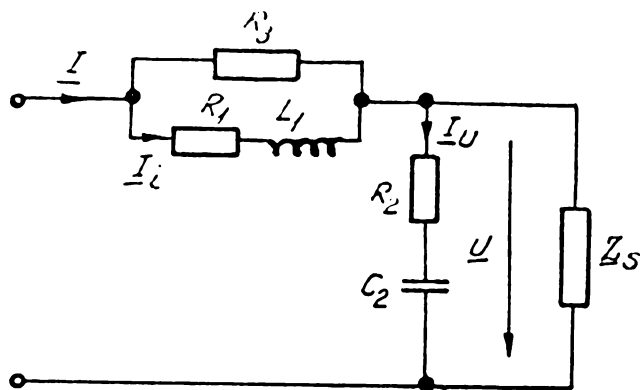


Figura 2.5.

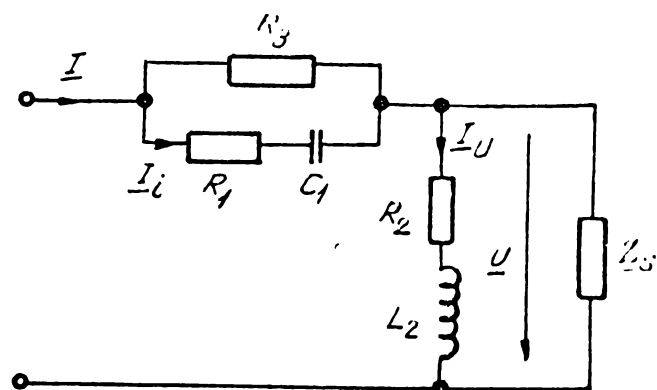


Figura 2.6.

Se poate scrie

$$\underline{I}_i = \frac{\underline{I}}{1 + \frac{Z_1}{Z_3}} = \frac{\underline{I}}{N} e^{-j\alpha} \quad (2.1)$$

unde s-a folosit notația

$$1 + \frac{Z_1}{Z_3} = N e^{j\alpha} \quad (2.2)$$

De asemenea, cu notația

$$\underline{Z}_2 = Z_2 e^{j\beta} \quad (2.3)$$

curentul devine

$$\underline{I}_U = \frac{U}{Z_2} \cdot e^{-j\beta}. \quad (2.4)$$

Valorile instantanee ale curenților i_i și i_u , dacă φ este defaza-
jul între i și u , rezultă din (2.1) respectiv (2.4)

$$i_i = \frac{\sqrt{2} I}{N} \sin(\omega t - \varphi - \alpha) \quad (2.5a)$$

$$i_u = \frac{\sqrt{2} U}{Z_2} \sin(\omega t - \beta). \quad (2.5b)$$

Se aplică unui multiplicator mărimi proporționale cu i_i și i_u ,
mărimea de ieșire a acestuia fiind

$$s = k i_i i_u = \frac{kUI}{NZ_2} [\cos(\varphi + \alpha - \beta) - \cos(2\omega t - \varphi - \alpha - \beta)]. \quad (2.6)$$

Mediind s se obține

$$S = \frac{1}{T} \int_0^T s dt = \frac{kUI}{NZ_2} \cos(\varphi + \alpha - \beta). \quad (2.7)$$

Pentru ca relația (2.7) să reprezinte o mărime proporțională cu
 Q este nevoie ca : fie $\alpha - \beta = \pi/2$, fie $\alpha - \beta = -\pi/2$. In primul caz

$$S = \frac{-k}{NZ_2} Q \quad (2.8)$$

iar în al doilea caz

$$S = \frac{k}{NZ_2} Q. \quad (2.9)$$

In așa fel trebuie alese elementele rețelei, încât $\alpha - \beta = \pm\pi/2$
să fie satisfăcută la orice frecvență, iar NZ_2 să fie cât mai
puțin afectat de variația frecvenței.

Pentru rețeaua din figura 2.5 se obține $\alpha - \beta = +\pi/2$ dacă
se îndeplinește condiția

$$k_2 C_2 = \frac{L_1}{R_1 + k_3}, \quad (2.10)$$

iar pentru cea din figura 2.6 dacă se îndeplinește condiția

$$(k_1 + k_3) C_1 = \frac{L_2}{k_2}. \quad (2.11)$$

Pentru cazul din figura 2.5, cu notațiile

$$M = \frac{K_3}{R_1} \quad (2.12)$$

$$\eta = \omega R_2 C_2 \quad (2.13)$$

se pune produsul NZ_2 în forma

$$NZ_2 = R_2 \frac{1+M}{M} W, \quad (2.14)$$

unde

$$W = \frac{1+\eta^2}{\eta}. \quad (2.15)$$

Pentru cazul prezentat în figura 2.6, păstrînd notațiile (2.12) și (2.15) și atribuind lui η valoarea

$$\eta = \omega \frac{L_2}{R_2}, \quad (2.16)$$

se obține pentru produsul NZ_2 tot forma (2.14).

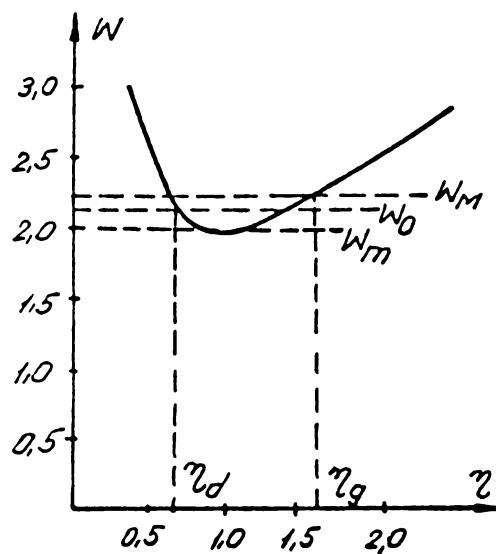


Figura 2.7.

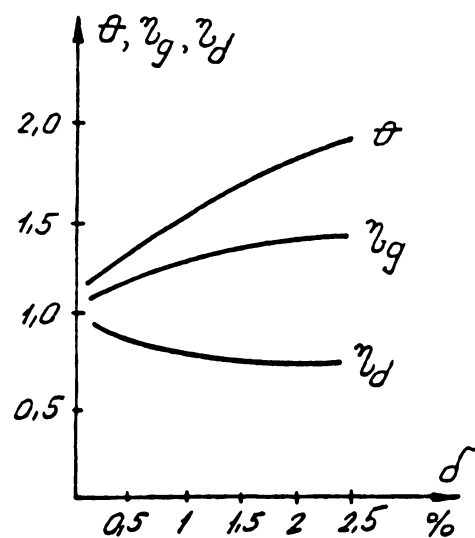


Figura 2.8.

După cum se observă din figura 2.7, W se modifică cu η , deci cu frecvența. Impunînd pentru W limitele de variație W_M și W_m centrate pe valoarea nominală W_0 se poate defini domeniul η_d pînă la η_g (cu alte cuvinte un domeniu de frecvență) în care măsurarea nu e afectată de erori superioare unei valori prescrise. Se adoptă :

$$W_M = W_0 (1 + \delta) \quad (2.17a)$$

$$W_m = W_0 (1 - \delta) = 2 \quad (2.17b)$$

$$W_0 = (W_M + W_m) / 2 \quad (2.17c)$$

de unde

$$W_0 = \frac{2}{1-\delta} \quad (2.18)$$

$$\eta_d = \frac{1+\delta}{1-\delta} - \sqrt{\left(\frac{1+\delta}{1-\delta}\right)^2 - 1} \quad (2.19a)$$

$$\eta_g = \frac{1+\delta}{1-\delta} + \sqrt{\left(\frac{1+\delta}{1-\delta}\right)^2 - 1} \quad (2.19b)$$

În figura 2.8 se prezintă dependențele mărimilor η_d , η_g și $\theta = \eta_g/\eta_d$ în funcție de eroarea relativă de măsurare δ . Spre exemplu [19], pentru frecvențe cuprinse între 45 Hz și 65 Hz, $\delta = 0,84\%$. Evident, soluția prezentată pînă la acest punct permite măsurarea doar în regim sinusoidal. Pentru lărgirea domeniului de măsurare se propune în articolul citat, utilizarea unor grupuri de rețele și multiplicatoare, mărimile de ieșire ale acestora însumându-se. În fig.2.9 se prezintă două grupuri de rețele, iar în figura 2.10 cele două multiplicatoare cu modiere urmate de circuitul de însumare ce furnizează S , proporțională cu Q .

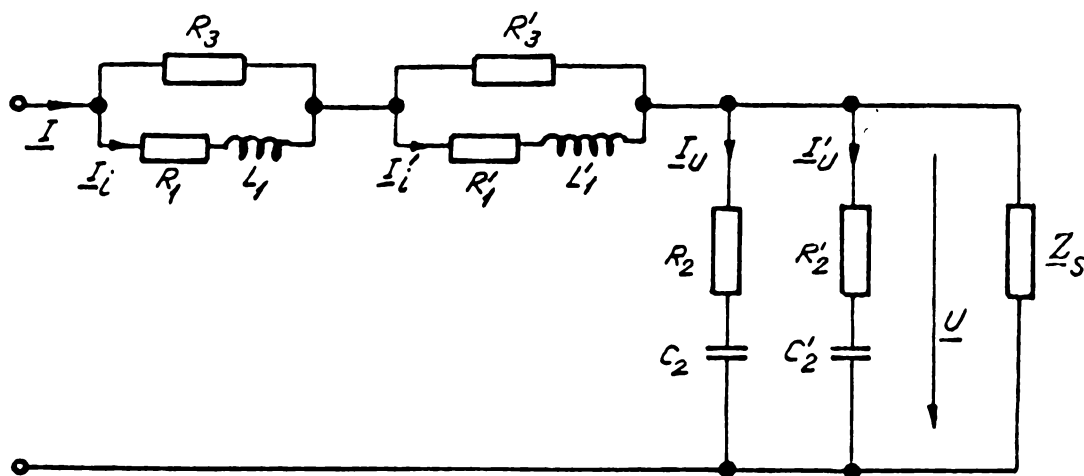


Figura 2.9.

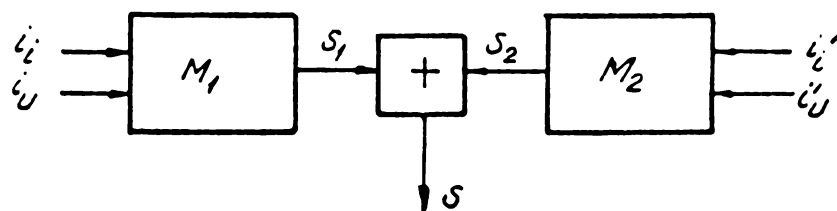


Figura 2.10

Este necesar ca $R_2 = R'_2$ și $M = M'$ ceea ce atrage după sine $R_3/R_1 = R'_3/R'_1$ și în plus, constantele celor două multiplicatoare

(k) să fie identice. Notînd cu ω_0 valoarea

$$\omega_0 = \frac{1}{R_2 C_2} \quad (2.20)$$

și cu ω'_0 valoarea

$$\omega'_0 = \frac{1}{R'_2 C'_2} = m^2 \omega_0, \quad (2.21)$$

pentru W și W' se obțin expresiile

$$W = \frac{1 + \eta^2}{\eta} \quad (2.22a)$$

$$W' = \frac{1 + m^4 \eta^2}{m^2 \eta^2}, \quad (2.22b)$$

și în consecință ieșirea sumatorului devine

$$S = \frac{k}{R_2} \cdot \frac{M}{1+M} \left(\frac{1}{W} + \frac{1}{W'} \right) Q. \quad (2.23)$$

Impunînd eroarea relativă de măsurare δ , se calculează

$$\tau = \frac{1 + \sqrt{\delta}}{1 - \sqrt{\delta}}, \quad (2.24)$$

și se arată în [19] că m este dat de

$$m = \tau + \sqrt{\tau^2 + 1}, \quad (2.25)$$

iar η_d și η_g de relațiile

$$\eta_d = (\sqrt{\tau^2 + 1} - \tau)(\tau^2 - \sqrt{\tau^4 - 1}) \quad (2.26a)$$

$$\eta_g = (\sqrt{\tau^2 + 1} - \tau)(\tau^2 + \sqrt{\tau^4 - 1}). \quad (2.26b)$$

Exemplul citat în lucrare permite măsurarea între 50 Hz și 550 Hz cu o eroare relativă de 2,16%. Utilizînd trei grupuri de rețele se poate măsura puterea reactivă între 50 Hz și 2250 Hz cu o eroare relativă de 1,34%. Aceste ultime două exemple permit încadrarea acestor tipuri de varmetre între cele care permit măsurarea în regimuri periodice nesinusoidale.

Bazîndu-se pe același principiu, al utilizării unor rețele de defazare, active de astă dată, L.S.Czarnecki propune în 1981 un varmetru, prezentat în [20]. Tensiunea și curentul

de forma dată în (1.16) se aplică la intrarea a doi cuadripoli, avînd caracteristicile de transfer $K(s)$ respectiv $T(s)$ (vezi fi-

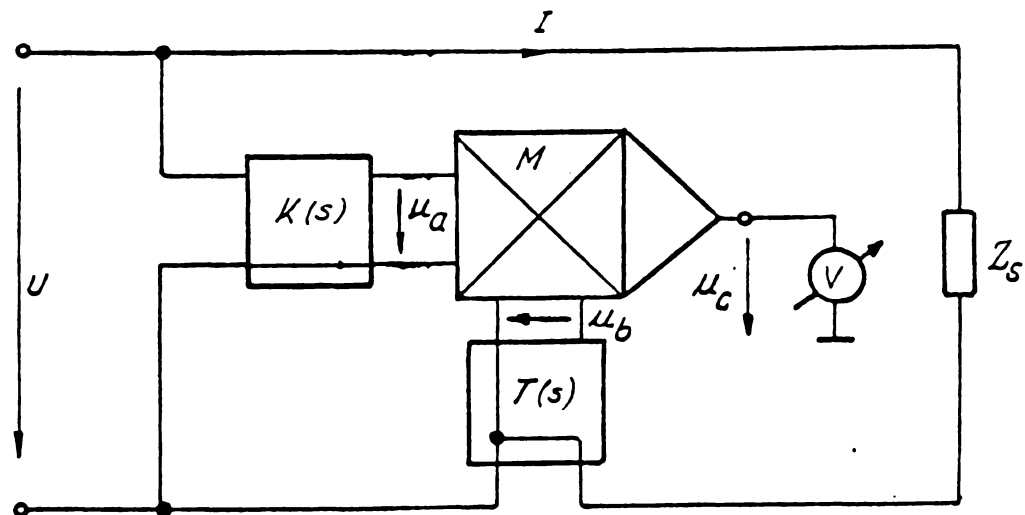


Figura 2.11.

gura 2.11). La intrarea multiplicatorului M se aplică tensiunile u_a și u_b generate de cei doi cuadripoli, conform relațiilor

$$U_a(s) = K(s)U(s) \quad (2.27a)$$

$$U_b(s) = T(s)I(s). \quad (2.27b)$$

Dacă se notează

$$K_k = |K(jk\omega)| \quad \alpha_k = \arg K(jk\omega) \quad (2.28a)$$

$$T_k = |T(jk\omega)| \quad \beta_k = \arg T(jk\omega), \quad (2.28b)$$

tensiunile u_a și u_b devin

$$u_a(t) = U_0 K_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2} U_k K_k \sin(k\omega t + \psi_k + \alpha_k) \quad (2.29a)$$

$$u_b(t) = I_0 T_0 + \sum_{k=1}^n \sqrt{2} I_k T_k \sin(k\omega t + \phi_k + \beta_k). \quad (2.29b)$$

Multiplicatorul M furnizează produsul $u_a u_b$, medierea fiind efectuată de către instrument care indică

$$\begin{aligned} U_{cmed} &= k_c \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_a u_b dt = \\ &= k_c \left[K_0 T_0 U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n K_k T_k U_k I_k \cos(\psi_k + \alpha_k - \beta_k) \right]. \quad (2.30) \end{aligned}$$

Pentru ca relația (2.30) să reprezinte puterea reactivă (1.23) este necesar ca să fie îndeplinite condițiile

$$K_o T_o = 0 \quad (2.31)$$

$$\beta_k - \alpha_k = \pi/2 \quad (2.32)$$

$$k_c K_k T_k = A \text{ (const.)}, \forall k. \quad (2.33)$$

În acest caz

$$U_{cmed} = A \sum_{k=1}^n U_k I_k \sin \varphi_k = A \cdot Q. \quad (2.34)$$

Construcția unui varmetru se reduce la construirea a două rețele active care satisfac condițiile (2.31), (2.32), (2.33). Condiția (2.33) este satisfăcută de rețele "trece-tot", dar acestea nu pot satisface condiția (2.31). Ambele condiții pot fi satisfăcute de rețele avînd în structura lor o parte "trece-sus". Funcțiile lor de transfer sînt [20]:

$$K(s) = K_I \frac{s}{s+\sigma} F_1(s) \quad (2.35a)$$

$$T(s) = K_{II} \frac{s}{s+\sigma} F_2(s); \quad K_I K_{II} = A/k_o \quad (2.35b)$$

unde F_1 și F_2 reprezintă funcțiile de transfer ale unor rețele "trece-tot", îndeplinind condiția

$$|F_1(j\omega)| = |F_2(j\omega)| = 1. \quad (2.36)$$

Deoarece $j\omega/(j\omega+\sigma)$ nu asigură o caracteristică de mărime constantă, rezultă că nu va putea fi îndeplinită riguros condiția (2.33). Se alege polul rețelei "trece-sus" suficient de jos pentru ca erorile să fie neglijabile.

Pentru funcțiile de transfer $F_1(s)$ și $F_2(s)$ se arată în [20] că trebuie luate expresii de forma

$$F(s) = \prod_{i=1}^{M/2} \frac{s-p_i}{s+p_i}, \quad (2.37)$$

unde M reprezintă gradul de complexitate (par) al rețelei. Se precizează cum anume trebuie adoptate polurile funcției de transfer (2.37) pentru a realiza defazajul de $\pi/2$ impus. Acest defazaj se poate realiza între u_a și u_b (figura 2.12) doar într-o bandă de frecvență (figura 2.13), cu o eroare nenulă. Este

prezentat și un exemplu, F_1 și F_2 fiind realizate cu gradul de complexitate $M=6$. În domeniul de frecvență de la 60 Hz la 600 Hz

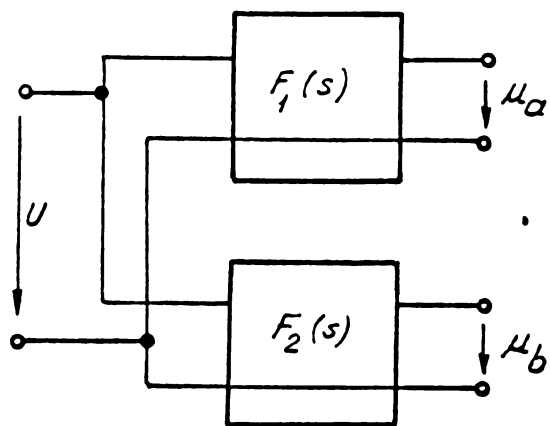


Figura 2.12.

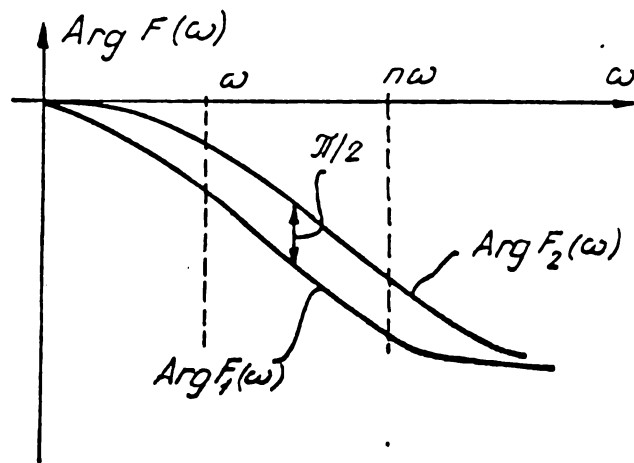


Figura 2.13.

se realizează un defazaj de 90° cu o eroare ϵ_{\max} de $0^\circ 05'$. În figura 2.14 este reprezentată celula activă elementară, care realizează unul din factorii produsului din relația (2.37).

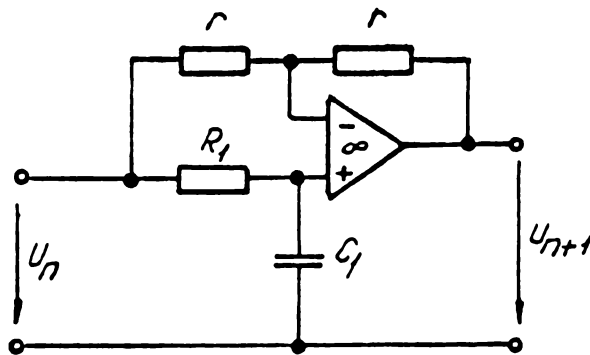


Figura 2.14.

Structura celor două rețele defazoare se vede în figura 2.15. Grupurile C_a-R_a , C_b-R_b constituie filtrele "trece-jos"; ele sînt urmate de cîte trei celule cu polurile definite de $R_1C_1 \div R_6C_6$. C_0 separă în curent continuu multiplicatorul de amplificatoare, evitînd astfel erorile suplimentare cauzate de derivate.

Articolul citat prezintă și un studiu al erorii de măsurare. Dacă δ_{\max} și ϵ_{\max} sînt maximele erorilor cu care sînt satisfăcute relațiile (2.33) respectiv (2.32), eroarea absolută ce afectează U_{omed} este

$$\Delta U_{\text{omed}} = A(\delta_{\max} Q + \epsilon_{\max} P).$$

Și în lucrarea [11] se recurge la o rețea activă de defazare pentru calculul puterii reactive.

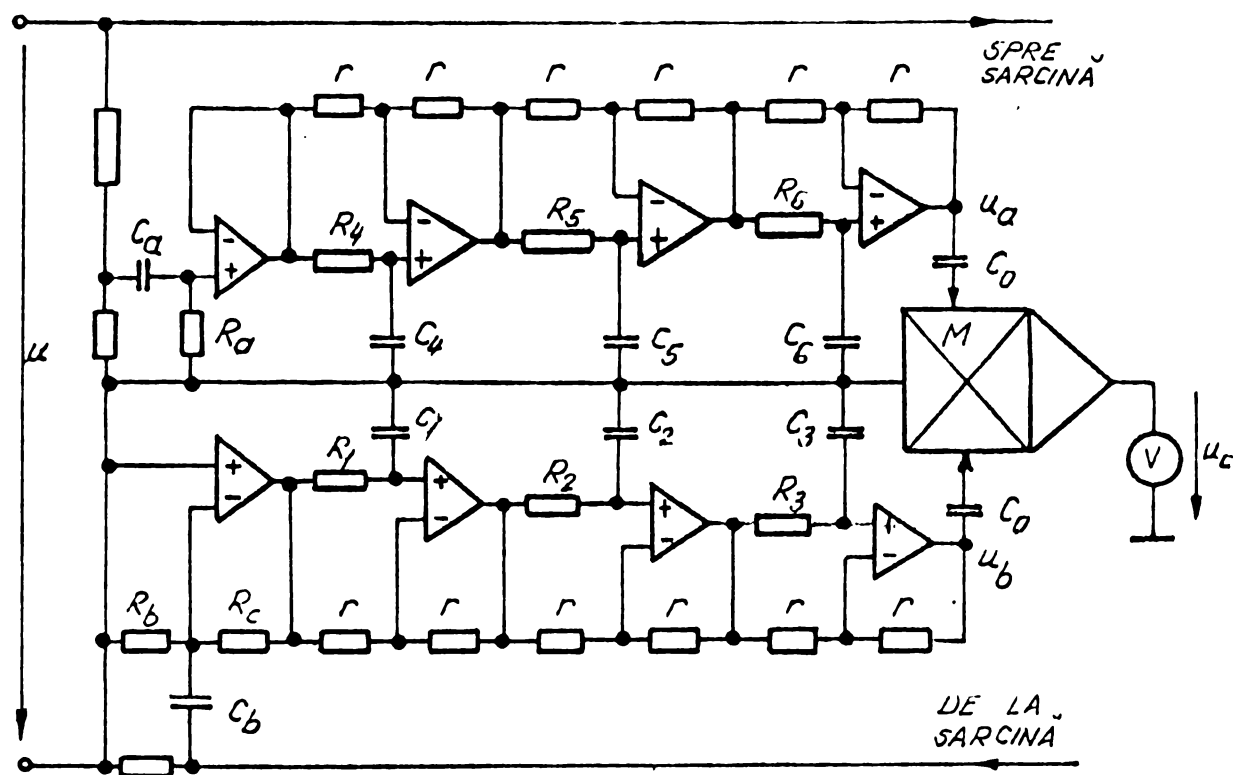


Figura 2.15.

2.3. Aparate pentru măsurarea puterilor în regim periodic, utilizînd analiza armonică

O metodă și un aparat pentru măsurarea puterilor activă, reactivă și deformantă - cu o structură originală sînt prezentate de către un colectiv condus de prof. I. S. Antoniu, în lucrările [7] și [8].

Se construiește un model matematic format dintr-un sistem de ecuații de stare în care vectorii de stare au drept componente, mărimi variabile în timp, exprimate prin convoluția dintre răspunsul normal la impuls și funcția de excitație a modelului. Plecînd de la valorile medii ale componentelor vectorilor de stare, se exprimă valorile efective ale curenților, precum și puterile. Plecînd de la transformarea Fourier discretă se obține o reprezentare operațională a puterilor P, Q și D.

Considerînd pentru tensiune și curent forme similare celor din (1.16) se scrie puterea activă sub forma

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \cos(\psi_k - \phi_k) = \sum_{k=0}^{\infty} (U_k' I_k' + U_k'' I_k'') \quad (2.38)$$

unde $U_k' = U_k \sin \psi_k$, $I_k' = I_k \sin \phi_k$, $U_k'' = U_k \cos \psi_k$, $I_k'' = I_k \cos \phi_k$.

Pentru puterea reactivă, cu aceleași notații se scrie relația

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k I_k \sin(\psi_k - \phi_k) = \sum_{k=1}^{\infty} (U_k' I_k'' - U_k'' I_k'). \quad (2.39)$$

Se definesc reziduurile deformante ale undelor de tensiune și curent ca fiind, respectiv

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_d^2 dt} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2} \quad (2.40)$$

$$I_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_d^2 dt} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} \quad (2.41)$$

și dacă U_1 și I_1 sînt valorile efective ale fundamentalei de tensiune, respectiv curent se consideră pentru D, expresia

$$D = U_1 I_d + I_1 U_d, \quad (2.42)$$

aplicabilă pentru distorsiuni nu prea mari [5].

În figura 2.16 este prezentată schema bloc simplificată a aparatului denumit, de către autorii săi, PQD-metru. Se compune din circuitele de intrare pentru tensiune și curent (CIT, CIC), analizoarele pentru curent și tensiune (AC, AT) ce furnizează mărimile I_k' , I_k'' , U_k' , U_k'' sub formă numerică. Acestea se aplică unui bloc de calcul (C), de tip serie. Acest bloc așigeează mărimile P, Q și D.

Comanda aparatului este asigurată de către un bloc (B), funcționarea sa fiind condiționată de unda de tensiune.

Analizoarele AC și AT sînt compuse din filtre comutabile ce pot separa succesiv componentele continue, fundamentala și apoi armonicile succesive, pînă la a 20-a. Fiecare filtru constituie în fapt și un oscilator pe frecvența $k\omega$, comutabil.

Comportarea filtrului de tensiune, upe exemplu, este descrisă de un model matematic, reprezentat de ecuația diferențială matriceală [8]

$$\frac{d}{dt} [u_k(t)] = [A_k] [u_k(t)] + [B] [u(t)] \quad (2.43)$$

unde

$$[u_k(t)] = \begin{bmatrix} u_k'(t) \\ u_k''(t) \end{bmatrix} \quad (2.44a)$$

$$[A_k] = \begin{bmatrix} 0 & k\omega \\ -k\omega & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44b)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{T} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.44c)$$

iar $u(t)$ este tensiunea nesinusoidală aplicată la intrarea filtrului activ. Aplicînd transformarea Laplace ecuației (2.43)

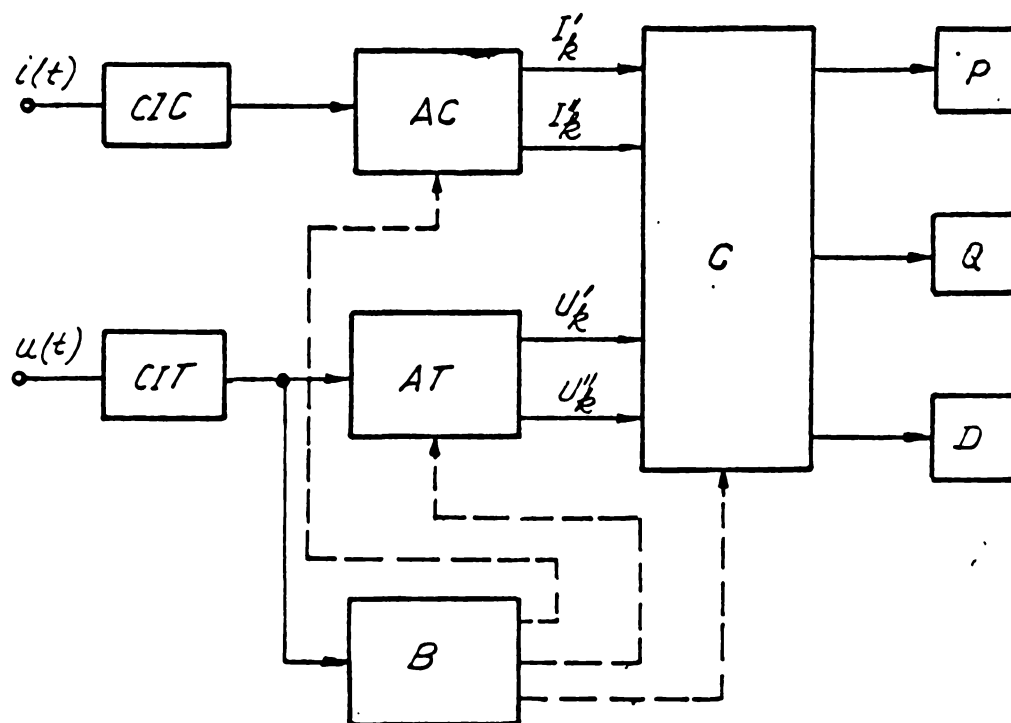


Figura 2.16.

în condiții inițiale nule, pentru componentele vectorului $[u_k(t)]$ se obține imaginea vectorului armonicii de tensiune sub forma

$$[U_k(s)] = [\Phi_k(s)] [B(s)] [U(s)], \quad (2.45)$$

în care

$$[\Phi_k(s)] = (s[1] - [A_k])^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{s}{s^2+k^2\omega^2} & \frac{k\omega}{s^2+k^2\omega^2} \\ -\frac{k\omega}{s^2+k^2\omega^2} & \frac{s}{s^2+k^2\omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

este imaginea matricei de tranziție a filtrului activ. Produsul $[\Phi_k(s)] [B(s)]$ este matricea funcțiilor de transfer ale filtrului și are expresia

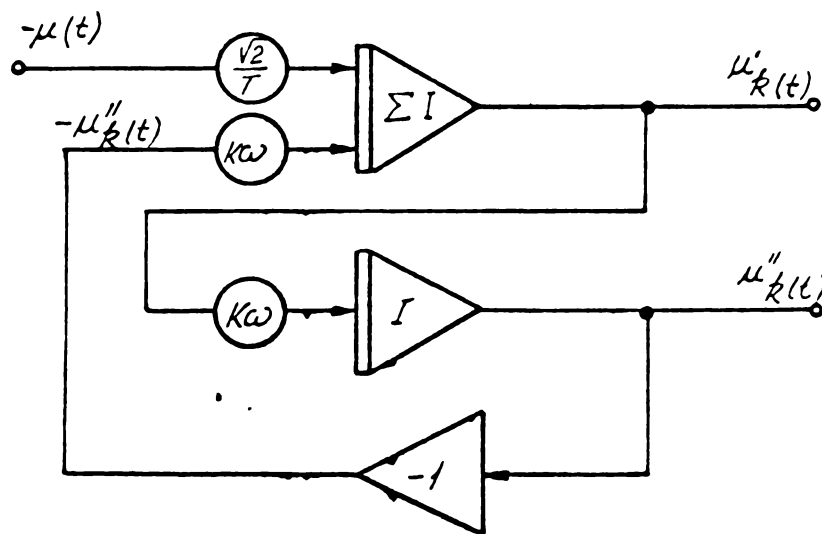


Figura 2.17.

$$H_k(s) = \frac{\sqrt{2}}{T} \begin{bmatrix} \frac{s}{s^2 + k^2\omega^2} \\ -\frac{k\omega}{s^2 + k^2\omega^2} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

Tinînd seama de (2.47) se aplică relației (2.45) transformarea Laplace inversă obținîndu-se vectorul armonice de tensiune sub forma integralei de convoluție [8]

$$[u_k(t)] = L^{-1}\{[H_k(s)][U(s)]\} = \int_0^t [h_k(t-\tau)] [u(\tau)] d\tau \quad (2.48)$$

Matricea $[h_k(t)]$, transformata Laplace inversă a matricei $[H_k(s)]$ este matricea răspunsului normal la impuls

$$[h_k(t)] = L^{-1}\{[H_k(s)]\} = \frac{\sqrt{2}}{T} \begin{bmatrix} \cos k\omega t \\ -\sin k\omega t \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

Sinteza modelului matematic prezentat de relația (2.43) conduce la structura filtrului din fig.2.17. Dacă se pleacă de la tensiunile $u'_k = u''_k = 0$ la începerea calculului și dacă durata acestuia este T se ajunge la valorile

$$\begin{aligned} u'_k(T) &= \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T u(\tau) \cos k\omega(T-\tau) d\tau = \\ &= \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T u(\tau) \cos k\omega\tau d\tau = U'_k \end{aligned} \quad (2.50)$$

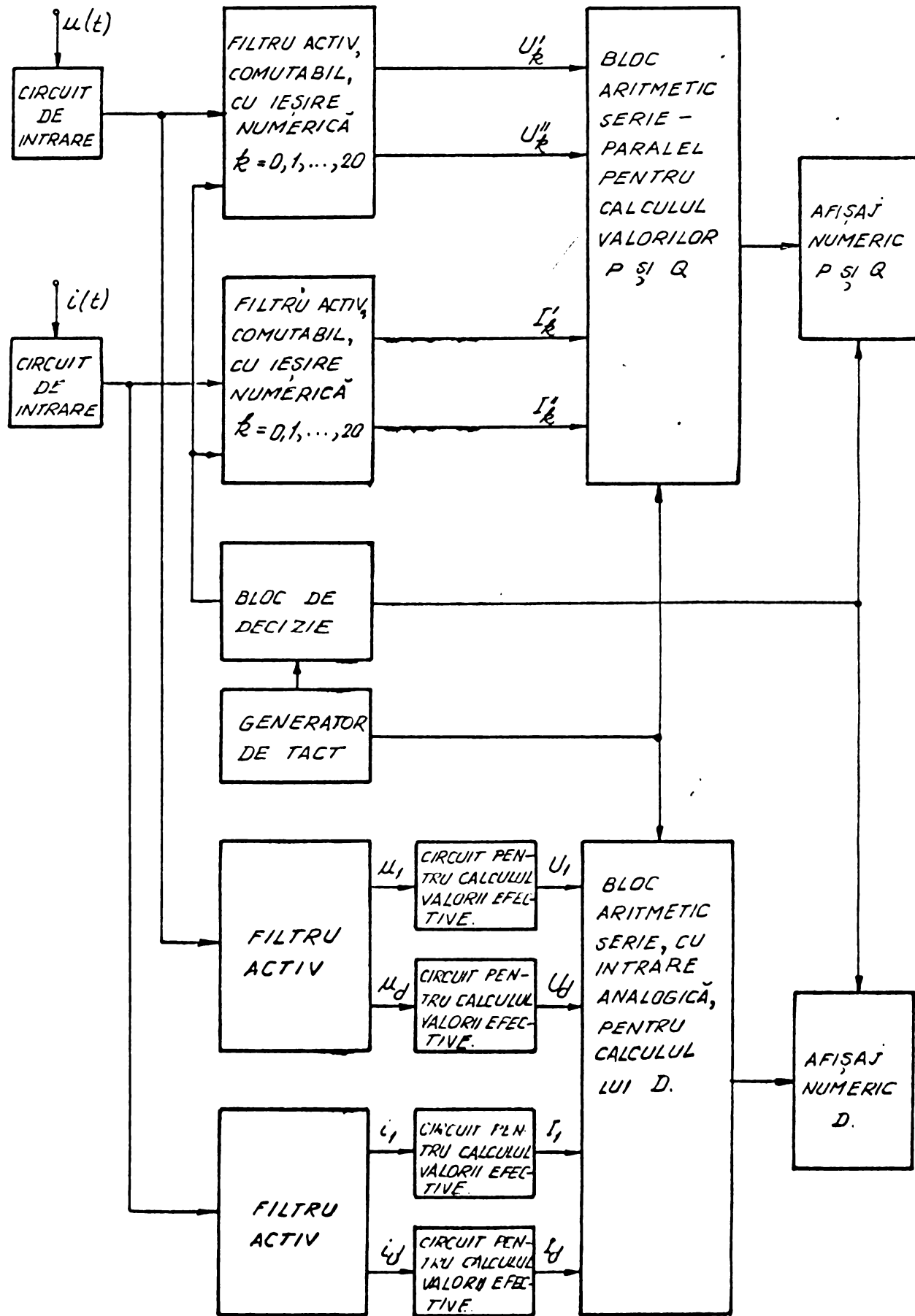


Figura 2.18.

$$u_k''(T) = \frac{\sqrt{2}}{T} \int_0^T u(\tau) \sin k\omega\tau d\tau = U_k'' \quad (2.51)$$

Funcționarea filtrelor are loc în două etape succesive. În prima etapă, cu condensatoarele de integrare inițial descărcate, se efectuează integrarea pe durata unei perioade (T), după care se aduc la zero, cu panta constantă, tensiunile de la ieșirile integratoarelor, realizându-se astfel, printr-un procedeu cunoscut [14] o conversie analog-numerică. Prin urmare, la ieșirile filtrelor se obțin, sub formă numerică componentele ce intră în calculul lui P și Q.

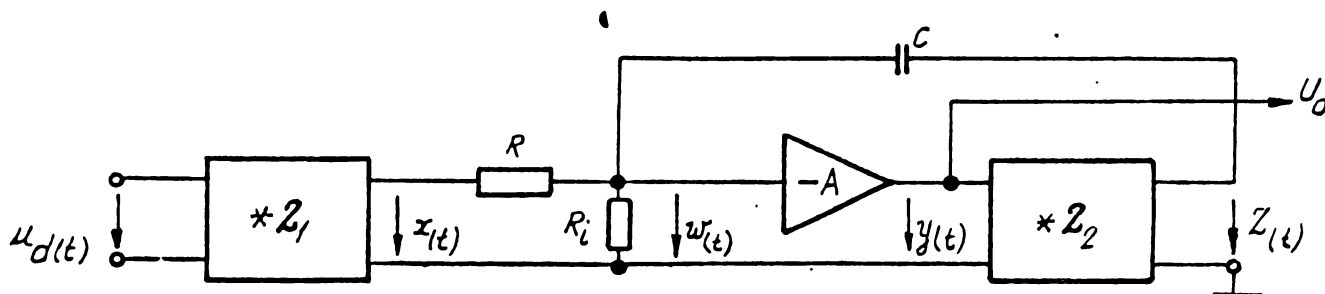


Figura 2.19.

În vederea calculării puterii deformante este necesară stabilirea valorilor efective ale reziduurilor deformante ale tensiunii și curentului. Pentru aceasta, după cum se observă din schema bloc a PQD-metrului prezentată în figura 2.18, două filtre de construcție specială asigură filtrarea componentelor fundamentale u_1 , i_1 și rejecția acestora, precum și a componentelor continue, obținînd astfel reziduurile deformante u_d și i_d . Aceste patru mărimi se aplică unor circuite ce calculează valoarea efectivă, circuite cu structura arătată în figura 2.19. Blocurile $*Z_1$ asigură ridicarea la pătrat, primul ($*Z_1$) fără inversare de semn, iar al doilea ($*Z_2$) cu inversare de semn. Dacă amplificarea A este suficient de mare se poate considera $w=0$ și deci se pot scrie relațiile :

$$x(t) = B u_d^2(t) \quad (2.52a)$$

$$z(t) = -B y^2(t) \quad (2.52b)$$

$$\frac{x(t)}{h} + C \frac{dz(t)}{dt} = 0 \quad (2.52c)$$

Eliminînd $x(t)$ și $z(t)$ rezultă că, pentru cazul integrării pe o perioadă, plecînd de la condiții inițiale nule, $y(T)$ este tocmai U_d .

$$y(T) = \frac{1}{T} \int_0^T u_d^2(t) dt = U_d ; RC = T. \quad (2.53)$$

Se convertesc în formă numerică U_1, I_1, U_d și I_d iar un bloc de calcul (figura 2.18) stabilește puterea deformată.

Consider că principalul inconvenient al PQD-metrului constă în aceea că filtrolor li se impun condiții foarte severe în ceea ce privește viteza de cădere a flancurilor, pentru a nu confunda armonicile superioare la variația frecvenței rețelei.

O procedură de calcul asemănătoare se descrie, pentru puterea reactivă, în lucrarea prezentată de un colectiv condus de K.A.Lopez [21]. Se generează intern (figura 2.20) semnalele $\sin r\omega t$ și $\cos r\omega t$ unde r ia valori de la 1 pînă la n , cea mai înaltă armonică din spectrul semnalului. Se calculează produsele $K_1 \div K_4$, după cum urmează :

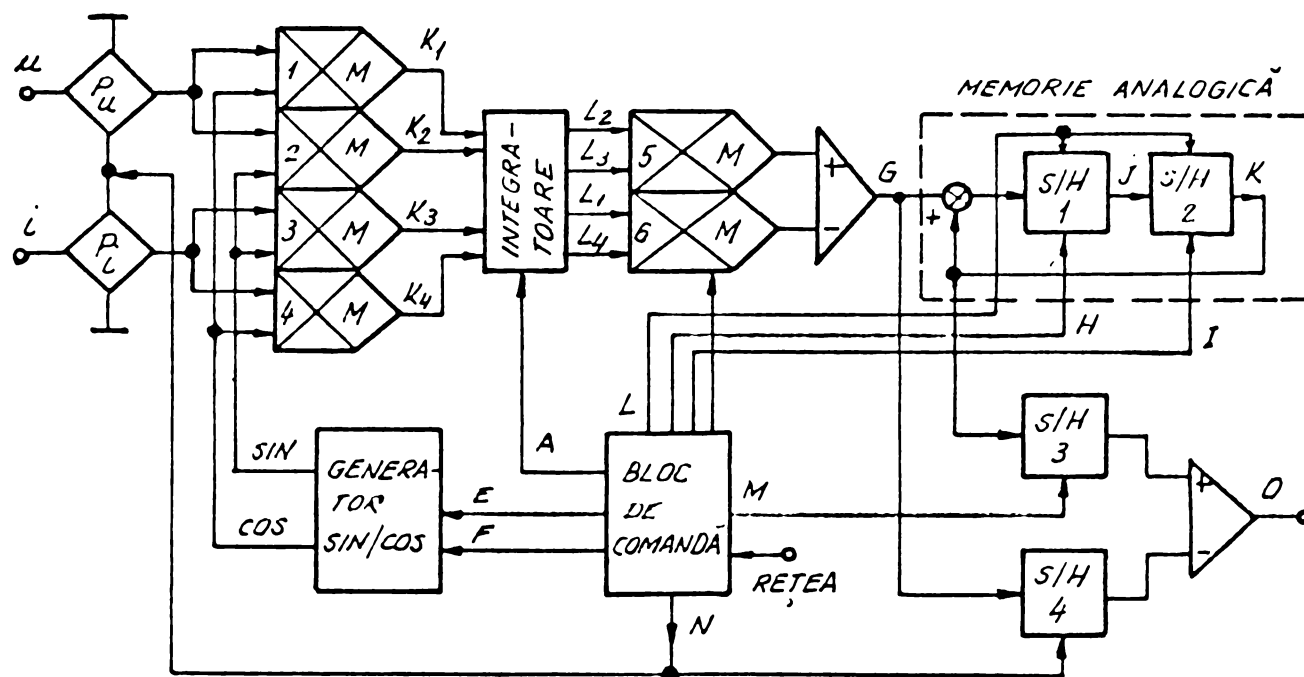


Figura 2.20.

$$K_1 = u \sin r\omega t = \sum_{k=0}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \gamma_k) \sin r\omega t \quad (2.54a)$$

$$K_2 = u \cos r\omega t = \sum_{k=0}^n \sqrt{2} U_k \sin(k\omega t + \gamma_k) \cos r\omega t \quad (2.54b)$$

$$K_3 = i \sin r\omega t = \sum_{k=0}^n \sqrt{2} I_k \sin(k\omega t + \phi_k) \sin r\omega t \quad (2.54c)$$

$$K_4 = 1 \cos r\omega t = \sum_{k=0}^n \sqrt{2} I_k \sin(k\omega t + \phi_k) \cos r\omega t. \quad (2.54d)$$

Se calculează media pe o perioadă a produselor $K_1 \div K_4$, obținându-se $L_1 \div L_4$. Se pot scrie imediat relațiile :

$$L_1 = \frac{1}{T} \int_0^T K_1 dt = \frac{\sqrt{2}}{2} U_r \cos \psi_r \quad (2.55a)$$

$$L_2 = \frac{1}{T} \int_0^T K_2 dt = \frac{\sqrt{2}}{2} U_r \sin \psi_r \quad (2.55b)$$

$$L_3 = \frac{1}{T} \int_0^T K_3 dt = \frac{\sqrt{2}}{2} I_r \cos \phi_r \quad (2.55c)$$

$$L_4 = \frac{1}{T} \int_0^T K_4 dt = \frac{\sqrt{2}}{2} I_r \sin \phi_r. \quad (2.55d)$$

Se calculează

$$\begin{aligned} G = L_2 L_3 - L_1 L_4 &= \frac{1}{2} U_r I_r (\sin \psi_r \cos \phi_r - \cos \psi_r \sin \phi_r) = \\ &= \frac{1}{2} U_r I_r \sin(\psi_r - \phi_r) = \frac{1}{2} U_r I_r \sin \varphi_r \end{aligned} \quad (2.56)$$

Repetând operațiile de calcul pentru $r=1,2,\dots,n$, și însumând rezultatele se obține

$$K = \frac{1}{2} \sum_{r=1}^n U_r I_r \sin \varphi_r = \frac{1}{2} Q, \quad (2.57)$$

adică puterea reactivă înmulțită cu factorul 1/2.

Schema bloc a aparatului este dată în figura 2.20. Blocul de comandă sincronizat de rețea, marchează începuturile de perioadă prin F și generează semnalul E ca o mărime în scară, durata unui palier fiind T. În felul acesta se asigură comanda generatorului SIN/COS ce furnizează pe durata câte unei perioade $\sin r\omega t$ și $\cos r\omega t$. Multiplicatoarele $M_1 \div M_4$ determină valorile $K_1 \div K_4$ în fiecare perioadă (corespunzător lui $r=1,\dots,n$). Grupul de integratoare, comandat de semnalul A, asigură calculul valorilor $L_1 \div L_4$, care, prin multiplicatoarele M_5 și M_6 și prin sumatorul ce le urmează, furnizează G. Inițial, memoria analogică

este anulată de către semnalul L. Semnalul H asigură memorarea în circuitul de eşantionare și memorare S/H₁ a sumei dintre G și K, iar semnalul I transferă suma din S/H₁ în S/H₂ pregătind o nouă însumare. Se formează astfel succesiv, la ieșirea K a lui S/H₂ suma dată de relația (2.57). La terminarea calculului pentru toate cele n armonici, rezultatul se transferă în S/H₃, prin semnalul M. Pentru reducerea erorilor cauzate de decalaje și derive, prin semnalul N se închid portile analogice P_u, P_i, aplicându-se astfel zero la intrarea multiplicatoarelor M₁÷M₄. Valoarea G se transferă în S/H₄ și se scade din rezultatul stabilit anterior. La borna O se obține deci, o indicație proporțională cu puterea reactivă.

Si acestui varmetru i se poate reproșa faptul că introduce erori suplimentare atunci când frecvența rețetei nu modifică, deoarece nu este prevăzută reglarea fină, funcție de rețea, a frecvenței semnalelor generate intern.

2.4. Aparate pentru măsurarea puterii complementare în regim periodic

După cum s-a văzut în capitolul I, § 1.8, există în ultimul timp tendința de a măsura puterea complementară, în locul celei reactive, procedându-se la descompunerea curentului într-o componentă activă și una reactivă [27], [22], [23]. Componenta de bază a aparatelor ce măsoară puterea Q_{KM} - vezi relația (1.52) - este un "analizor de curent". Structura unui analizor ce separă componenta activă i_p și componenta reactivă

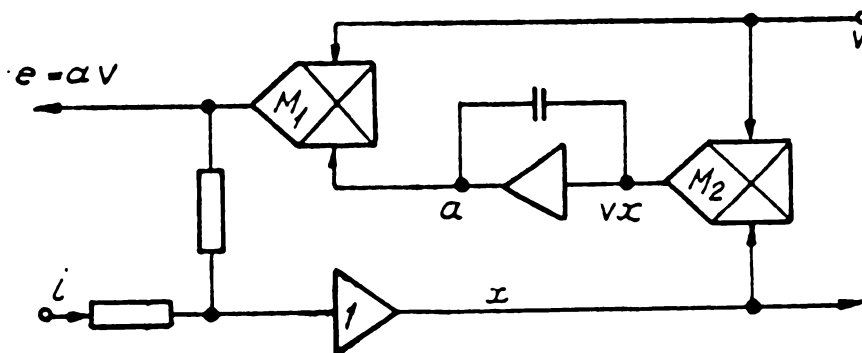


Figura 2.21.

i_q este prezentată în figura 2.21. Se pot scrie relațiile :

$$a = -G \frac{1}{T} \int_0^T v x dt \quad (2.58)$$

$$x = 1 + uv \quad (2.59)$$

unde G este câștigul integratorului ($G \gg 1$). Substituind (2.59) în (2.58) și ținând seama că în regim staționar a este o constantă se obține :

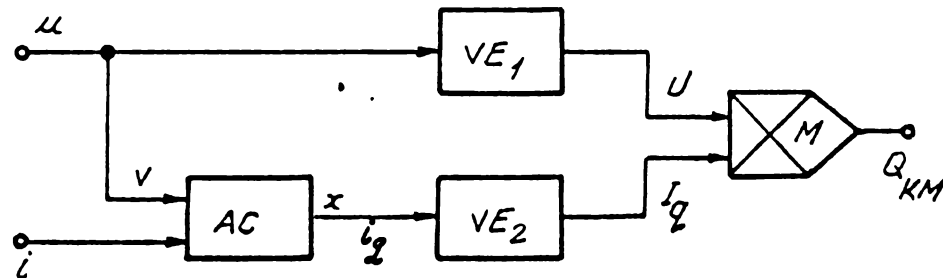


Figura 2.22.

$$a = -G \frac{1}{T} \int_0^T vi \, dt - aGV^2 \quad (2.60)$$

$$a = - \frac{\frac{1}{T} \int_0^T vi \, dt}{V^2} \quad (2.61)$$

$$av = -v \frac{\frac{1}{T} \int_0^T vi \, dt}{V^2} \quad (2.62)$$

Dacă referința v este u , se observă din relația (2.62) că ieșirea a (figura 2.21) este chiar componenta $-i_p$ a curentului. Dacă însă referința v este \bar{u} sau \hat{u} relația (2.62) indică pentru ieșirea a curentul reactiv inductiv sau capacitiv ($-i_{ql}$, $-i_{qc}$).

Pentru a obține un aparat ce măsoară Q_{KM} se utilizează analizorul de curent anterior prezentat, cu referința $v=u$ și ieșirea x , care în acest caz, conform relației (2.59) este tocmai componenta reactivă i_q . Schema bloc a aparatului este arătată în figura 2.22. Cele două blocuri de calcul a valorii efective, VE_1 și VE_2 , permit determinarea valorilor U și I_q . Multiplicatorul M furnizează la ieșirea sa puterea Q_{KM} .

Un analizor de curent mai complex este cel din figura 2.23 [27]. El permite, conform pozițiilor comutatorului K aplicarea

drept referință q , a lui \bar{u} sau \dot{u} . Se obțin curenții i_q , $-i_p$, $-i_{ql}$, $-i_{qc}$ precum și curenții reziduali i_{qlr} , i_{qlc} .

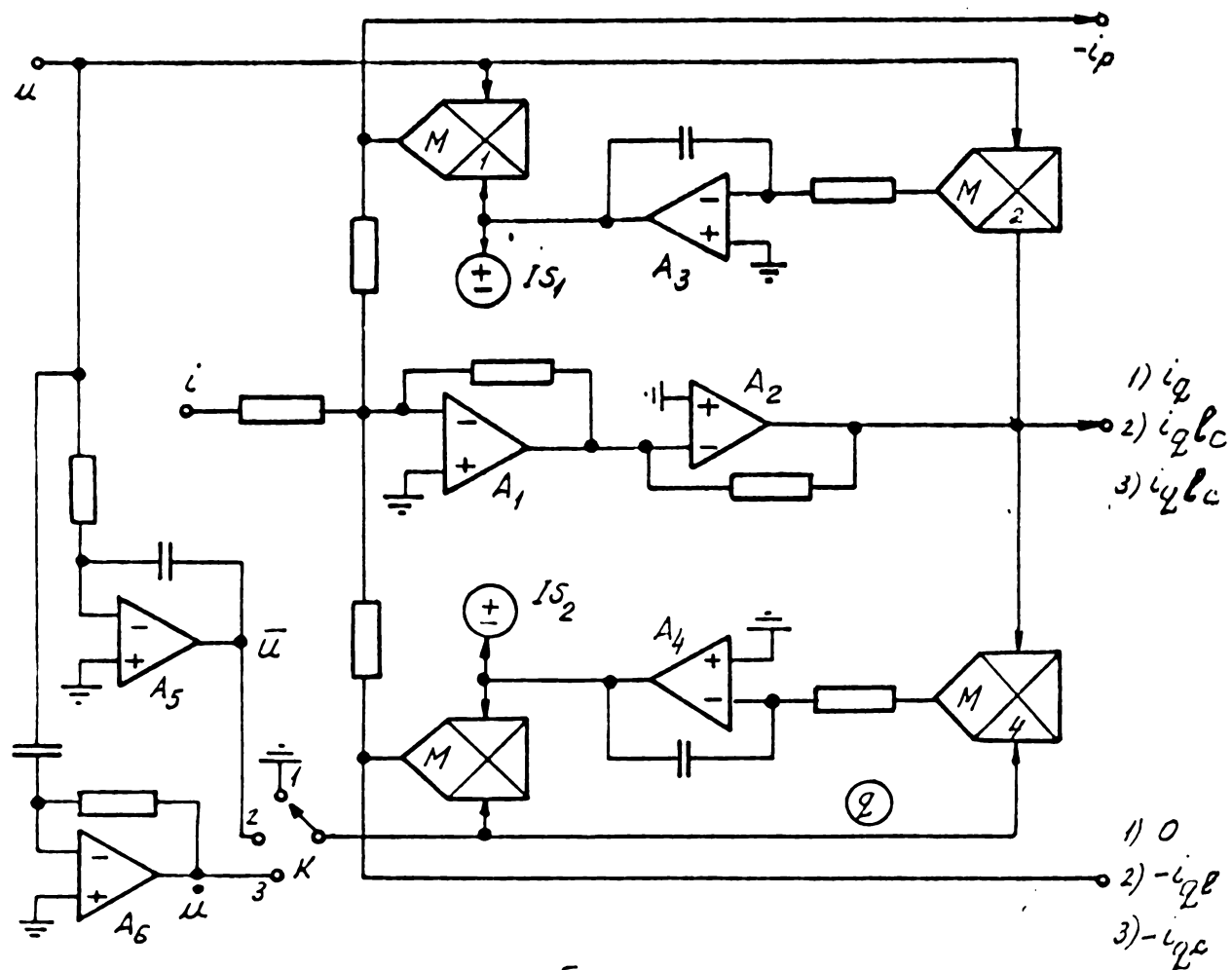


Figura 2.23.

2.5. Concluzii

După cum s-a văzut din analiza făcută, aparatele ce măsoară puterea reactivă Q sînt de o complexitate ridicată, ceea ce a determinat chiar reconsiderarea mărimii de măsurat, fără a se fi ajuns la un consens. Pînă acum IEC păstrează definițiile date de acad.C.Budeanu.

Aparatele care măsoară puterea reactivă utilizează fie rețele de defazare pasive sau active, fie se bazează pe analiza armonică a undelor de tensiune și curent. Aparatele din prima categorie sînt ceva mai simple ca structură, dar nu permit măsurarea corectă decît într-un domeniu îngust de frecvență. Aparatele din a doua categorie sînt de o complexitate

mai mare, permițînd însă extinderea domeniului de frecvență în care se măsoară corect. Condițiile impuse filtrelor pentru măsurări într-o rețea la care frecvența variază sînt severe. Principalele inconveniente ale aplicării analizei armonice în acest caz pot fi înlăturate, după cum se va arăta, prin sincronizarea generatoarelor interne cu rețeaua.

În ceea ce privește analizoarele de curent și aparatele ce permit măsurarea puterii fictive construite, pe baza acestora, ele sînt de luat în seamă în special dacă sînt utile pentru operațiile de compensare. Altminteri, rămîne de analizat, de la caz la caz, dacă aplicarea relației ce leagă puterea fictivă de puterea activă și aparentă, nu este mai simplu de utilizat, mai ales, datorită faptului că în cele mai multe cazuri cu siguranță că se măsoară și puterea activă.

Clasificarea metodelor de măsurare pentru puterea reactivă și fictivă, precum și analiza critică a acestora, reprezintă o contribuție originală a autoarel.

CAPITOLUL 3

O NOUA METODA DE MASURARE A PUTERII REACTIVE UTILIZIND ANALIZA ARMONICA

Metodele de măsurare a puterii reactive ce utilizează analiza armonică, prezentate în § 2.3 utilizează un timp relativ lung pentru calculul acestora. Ambele soluții necesită pentru cazul considerării a n armonici, un timp de măsurare de $2nT$. Pentru $n=20$ timpul de măsurare este de 800 ms. În tot acest timp, undele u și i trebuie să fie staționare. Ambele metode [8], [21] recurg la analiza armonică secvențială (serie). În vederea reducerii timpului necesar efectuării unei măsurări, s-ar putea utiliza analiza armonică efectuată în paralel. În cazul descris în [8] ar fi necesare de n ori mai multe filtre, iar în cazul descris în [21] ar fi necesare n generatoare SIN/COS. Evident, și restul echipamentului necesită să se complice. În cele ce urmează, se propune o metodă de măsurare a puterii reactive ce scurtează timpul de calcul, prin efectuarea analizei în paralel. Cantitatea de echipament implicată este relativ redusă. Metoda se pretează la calculul numeric cu eșantioane cuantizate, prelevate din undele de tensiune și curent.

3.1. O relație de calcul a puterii reactive pentru cazul analizei armonice efectuate în paralel

Se consideră pentru tensiune și curent formele date în relația (1.16), cu $U_0 = I_0 = 0$. Ținând seama de relațiile (2.56) și (2.57), puterea reactivă Q se scrie ca fiind

$$Q = 2 \sum_{r=1}^n (L_2 L_3 - L_1 L_4). \quad (3.1)$$

Se substituie relațiile (2.55) în relația (3.1) obținându-se [28]

$$Q = 2 \frac{1}{T^2} \sum_{r=1}^n \left\{ \int_0^T \int_0^T K_2(t) K_3(\tau) dt d\tau - \int_0^T \int_0^T K_1(t) K_4(\tau) dt d\tau \right\}. \quad (3.2)$$

Dacă se ține seama de expresiile pentru $K_1 \div K_4$, date în relațiile (2.54), relația (3.2) se transformă în

$$Q = \frac{2}{T^2} \sum_{r=1}^n \left\{ \int_0^T \int_0^T [u(t) \cos r\omega t i(\tau) \sin r\omega\tau - u(t) \sin r\omega t i(\tau) \cos r\omega\tau] dt d\tau \right\} = \\ = \frac{2}{T^2} \sum_{r=1}^n \left\{ \int_0^T \int_0^T u(t) i(\tau) \sin r\omega(\tau-t) dt d\tau \right\}. \quad (3.3)$$

În forma finală a expresiei (3.3) se face schimbarea de variabilă $\tau-t = \tau'$ și rezultă

$$Q = \frac{2}{T^2} \sum_{r=1}^n \left\{ \int_0^T \int_{-t}^{T-t} u(t) i(t+\tau') \sin r\omega\tau' d\tau' dt \right\}.$$

Deoarece integrala este un operator liniar se poate interverti ordinea operațiilor. Se introduce suma sub semnul integral și relația de calcul a puterii reactive devine, după schimbarea $\tau = \tau'$

$$Q = \frac{2}{T^2} \int_0^T u(t) \left[\int_{-t}^{T-t} i(t+\tau) \left(\sum_{r=1}^n \sin r\omega\tau \right) d\tau \right] dt. \quad (3.4)$$

Deoarece expresiile pentru $L_1 \div L_4$ sînt independente de momentul începerii integrării, singura cerință fiind aceea ca intervalul de integrare să fie o perioadă, limitele celei de a doua integrale din relația (3.4) pot fi considerate ca 0 și T. Cum numele variabilei de integrare nu are importanță se înlocuiește τ' cu τ și astfel, relația (3.4) se poate rescrie sub forma :

$$Q = \frac{2}{T^2} \sum_{r=1}^n \int_0^T u(t) \left[\int_0^T i(t+\tau) \sin r\omega\tau d\tau \right] dt. \quad (3.5)$$

Integrala fiind un operator liniar suma se poate introduce sub semnul integralei și astfel rezultă pentru Q, forma de calcul integrală, ce maschează în fond o analiză armonică efectuată în paralel

$$Q = \frac{2}{T^2} \int_0^T u(t) \left[\int_0^T i(t+\tau) \left(\sum_{r=1}^n \sin r\omega\tau \right) d\tau \right] dt. \quad (3.6)$$

Relațiile (3.4) și (3.6) diferă doar prin limitele de integrare ale integralei după τ . După cum se poate observa analizând relațiile (3.4) și (3.6) pentru calculul puterii reactive ar fi necesare n generatoare pentru funcția sinus, ale căror ieșiri ar urma să fie însumate. Dacă se utilizează tehnici numerice pentru calculul puterii, suma din relațiile (3.4) și (3.6), sumă care nu depinde de semnalele din linie poate fi memorată sub forma unui șir de valori. Numărul de valori ce trebuie memorate, este egal cu numărul de eșantioane ce urmează a fi prelucrate într-o perioadă T. Lipsa unor armonici din spectrul semnalelor din linie nu modifică forma expresiei, amplitudinile respective fiind nule. Trebuie precizat că n este cea mai înaltă armonică semnificativă, ce poate apărea în spectrele semnalelor din linie.

Relațiile (3.4) și (3.6) mai pot fi modificate ; dacă se efectuează [29] suma

$$\sum_{r=1}^n \sin r\omega\tau = \frac{\sin \frac{(n+1)\omega\tau}{2}}{\sin \frac{\omega\tau}{2}} \sin \frac{n\omega\tau}{2}, \quad (3.7)$$

se ajunge, spre exemplu, în cazul relației (3.6) la [30]:

$$Q = \frac{2}{T^2} \int_0^T u(t) \left[\int_0^T i(t+\tau) \frac{\sin \frac{n\omega\tau}{2}}{\sin \frac{\omega\tau}{2}} \sin \frac{(n+1)\omega\tau}{2} d\tau \right] dt. \quad (3.8)$$

Dacă numărul de armonici n tinde la infinit, suma ce intervine în relațiile (3.4) și (3.6) are valoare, în sensul distribuțiilor, după cum se arată în [31]

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \sum_{r=1}^n \sin r\omega\tau = \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \frac{\omega\tau}{2}. \quad (3.9)$$

Cum funcția $\text{ctg} \frac{\omega \tau}{2}$ nu este integrabilă la 0 și T, integrala din relația (3.8) aflată în paranteza dreaptă se calculează în tot intervalul, cu excepția punctelor 0 și T. Prin urmare, expresia puterii reactive în regim periodic, cu un număr infinit de armonici, se scrie sub forma

$$Q = \frac{1}{T^2} \int_0^T u(t) \left[\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \int_{\Delta t}^{T-\Delta t} i(t+\tau) \text{ctg} \frac{\omega \tau}{2} d\tau \right] dt. \quad (3.10)$$

Expresii similare cu (3.8) și (3.10) stabilește și M. Gafencu în lucrarea [35]. În concluzia lucrării citate, autoarea face afirmația că relațiile stabilite calculează puterea reactivă fără a recurge la analiza armonică, și prin aceasta se simplifică mult construcția aparaturii de măsurare. După cum se vede însă este vorba de o analiză armonică de tip "paralel" spre deosebire de analiza efectuată în lucrările cunoscute deja, și care o efectuează în mod serie - armonică cu armonică. Cu siguranță că o analiză paralelă permite reducerea timpului de calcul; analizând relațiile (3.8) și (3.10) se poate ajunge la concluzia că timpul necesar pentru calcul este 2T, ceea ce reduce esențial durata pe care fenomenele trebuie să fie staționare. Avantajele esențiale însă rezultă din posibilitatea tabelării funcției ce ponderează curentul în cazul aplicării metodelor numerice pentru determinarea puterii reactive. După cum se va vedea, reducerea timpului de calcul la numai 2T, presupune utilizarea unor structuri hardware numerice paralele, de mare viteză. Complicarea părții de calcul numeric, în condițiile integrării pe scară largă, nu constituie însă o barieră în implementarea acestei formule de calcul a puterii reactive. Este de menționat, că trebuie utilizate convertoare analog-numerice de viteză mare, dar și acestea vor deveni în curând disponibile la un preț acceptabil [36], [37], [38], [67].

3.2. Erori cauzate de variația frecvenței rețelei, la măsurarea puterii reactive prin metoda analizei armonice secvențiale

După cum s-a mai afirmat, abaterea frecvenței rețelei de la valoarea ei nominală este cauza unor erori de măsurare a puterii reactive. Atât în cazul metodei descrise în [8] cât și a celei descrise în [21] se utilizează scheme ce oscilează pe frecvențele ω . Dacă rețeaua își modifică frecvența, se poate con-

sidera că situația este identică cu abaterea în sens contrar a frecvențelor de oscilație generate intern, astfel încât acestea devin $r(\omega + \Delta\omega)$. În vederea aprecierii erorii de măsurare ce intervine în cazul măsurării valorii Q_r a puterii reactive corespunzătoare armonice de ordinul r a tensiunii și curentului, se calculează conform relațiilor (2.54) și (2.55) $L_1 \div L_4$, presupunând că celelalte armonici nu sînt prezente, adică tensiunea și curentul sînt sinusoidale. Evident este o simplificare deoarece nu apar în eroare termenii de interacțiune ai armonicilor, dar relația ce se stabilește este simplă, permițînd să se tragă concluzii practice privind construcția generatorilor interne SIN/COS. Pentru L_1 se poate scrie

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} U_r \sin(r\omega t + \psi_r) \sin(r\omega t + r\Delta\omega t) dt = \\ &= \frac{\sqrt{2} U_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{T} \left[\frac{\cos(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} - \frac{\cos(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r(2\omega + \Delta\omega)} \right]. \end{aligned} \quad (3.11)$$

În relația (3.11) se poate neglija $\Delta\omega$ față de 2ω și în consecință se ajunge la forma finală

$$L_1 = \frac{\sqrt{2}}{T} U_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\cos(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} - \frac{\cos(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega} \right]. \quad (3.12a)$$

Similar se stabilesc și celelalte valori L :

$$L_2 = \frac{\sqrt{2}}{T} U_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} + \frac{\sin(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega} \right], \quad (3.12b)$$

$$L_3 = \frac{\sqrt{2}}{T} I_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\cos(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} - \frac{\cos(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega} \right], \quad (3.12c)$$

$$L_4 = \frac{\sqrt{2}}{T} I_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} + \frac{\sin(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r} \right]. \quad (3.12d)$$

Aplicînd acum relația de calcul (2.56) se determină

$$G_r(\omega + \Delta\omega) = \frac{2}{T^2} [U_r I_r \sin\varphi_r] \sin^2 \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{1}{r^2(\Delta\omega)^2} - \frac{1}{4r^2\omega^2} \right]$$

$$= \frac{2}{T^2} Q_r \sin^2 \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{1}{r^2(\Delta\omega)^2} - \frac{1}{4r^2\omega^2} \right]. \quad (3.13)$$

Relația (3.13) se poate aduce la forma

$$G_r(\omega + \Delta\omega) = \frac{1}{2} Q_r \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \right]. \quad (3.14)$$

Se vede imediat că

$$\lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} G_r(\omega + \Delta\omega) = \frac{1}{2} Q_r,$$

valoare pe care trebuie să o stabilească aparatul în condiția de concordanță a frecvenței rețelei cu cea a semnalului generat intern. Eroarea absolută de determinare a termenului $G_r(\omega)$ se definește ca

$$\Delta G_r = G_r(\omega) - G_r(\omega + \Delta\omega) = \frac{1}{2} Q_r \left[1 - \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \right], \quad (3.15)$$

iar eroarea relativă rezultă prin împărțire cu $0,5Q_r$ și este

$$\xi_r = 1 - \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2. \quad (3.16)$$

Pentru fundamentală ($r=1$), se poate aprecia ξ_1 , ținând seama de faptul că $\omega \gg \Delta\omega$. Abateră de frecvență nu întrece (1-2)% în rețea. Se dezvoltă în serie sinusul din relația (3.16), obținându-se

$$\left(\frac{\sin \frac{\Delta\omega T}{2}}{\frac{\Delta\omega T}{2}} \right)^2 = \left[1 - \left(\frac{\Delta\omega T}{2} \right)^2 \frac{1}{6} \right]^2 = 1 - \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta\omega T}{2} \right)^2. \quad (3.17)$$

Substituind (3.17) în (3.16) particularizată pentru $r=1$, rezultă

$$\varepsilon_1 = \left(\frac{\pi^2}{3} + \frac{1}{4}\right) \left(\frac{\Delta\omega}{\omega}\right)^2 = 3,54 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega}\right)^2 . \quad (3.18)$$

Dacă $\Delta\omega/\omega = 10^{-2}$ (o valoare obișnuită), $\varepsilon_1 = 3,54 \cdot 10^{-2} \%$, eroare pe deplin acceptabilă.

Eroarea relativă ε_r , așa cum a fost definită prin relația (3.16), este reprezentată, pentru primele zece armonici în fig.3.1, considerînd $\Delta\omega/\omega = 10^{-2}$. După cum se observă (figura 3.1), dacă pentru fundamentală eroarea este neglijabilă, pentru

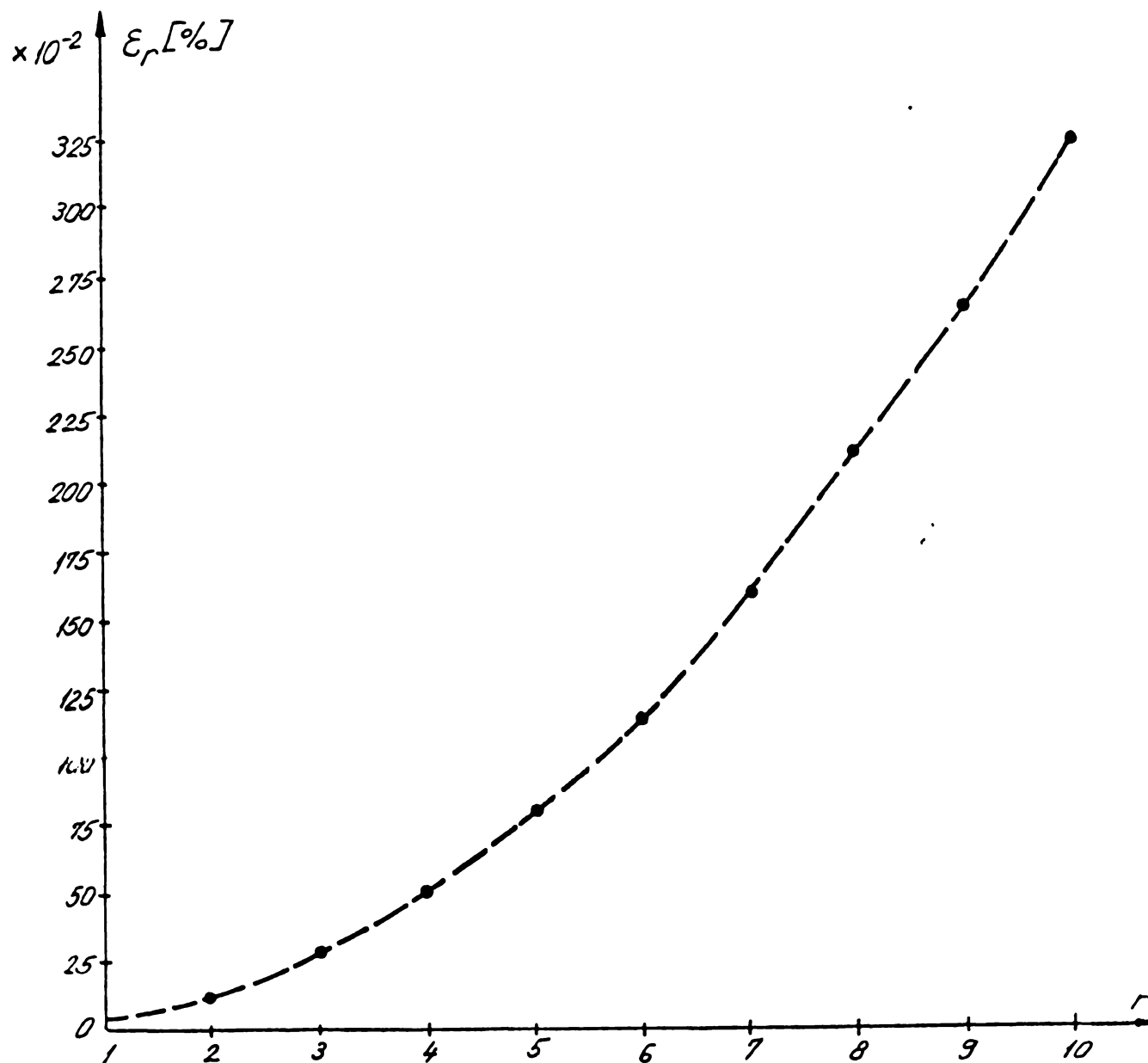


Figura 3.1.

armonica a 6-a, ea depășește deja 1% iar pentru armonica a 10-a întrece 3%. Desigur că aportul lui ε_r la eroarea globală de măsurare a valorii Q este ponderat cu contribuția relativă a fiecărei armonici în puterea reactivă ; este de menționat că

termenii de interacțiune între armonici nu au fost pînă acum luați în considerare.

Din cele prezentate rezultă necesitatea sincronizării generatorului intern SIN/COS cu rețeaua. Acest lucru se poate obține prin oscilatoare multiplicatoare de frecvență cu calare de fază (PLL) [39]. În figura 3.2 se dă schema bloc a unui astfel de multiplicator de frecvență. Semnalul de la ieșirea oscilatorului comandat în tensiune, cu frecvența ω_e , este divizat cu r prin intermediul unui numărător binar, programabil, care aplică la intrarea comparatorului de fază un semnal cu frecvența ω_e/r . Prin intermediul buclei de reglare, închisă prin filtrul trece-jos, se forțează oscilatorul astfel încît $\omega_e/r = \omega$, sau $\omega_e = r\omega$. Modificînd valoarea r se poate obține generarea succesivă a unor semnale de referință, avînd frecvența multiplu al frecvenței rețelei. Semnalul de referință se

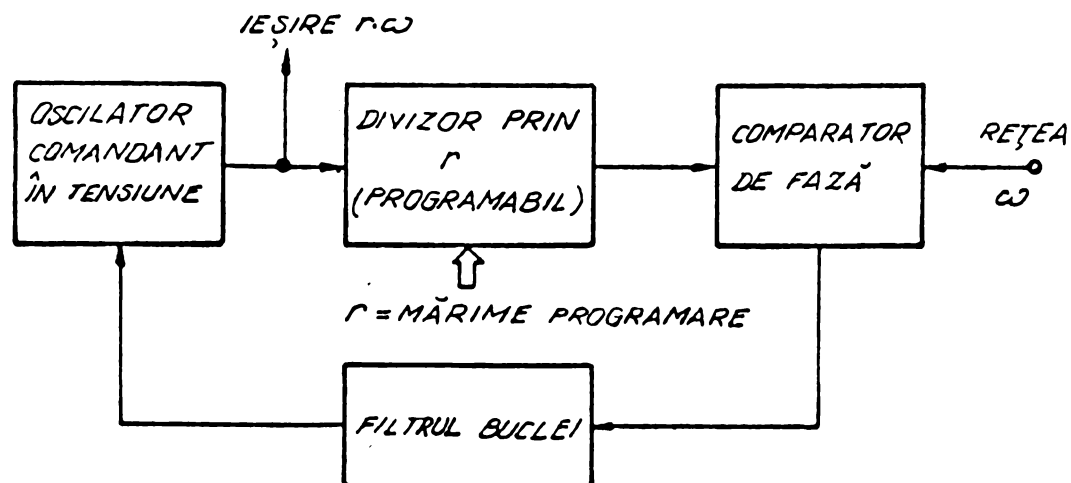


Figura 3.2.

integrează și, atît direct cît și integrat, se stabilizează cu amplitudine.

Deși pe calca sugerată aici se poate ajunge la îmbunătățirea performanțelor, în sensul reducerii erorilor cauzate de modificarea frecvenței rețelei, se introduc erori de fază ca urmare a circuitelor ce asigură defazarea cu $\pi/2$, precum și a diferențelor în caracteristica de fază a circuitelor stabilizatoare în amplitudine. În plus, circuitele implicate sînt numeroase, schema fiind dificil de pus la punct.

Pentru a generaliza forma erorii de determinare a componentei Q_r a puterii reactive, în prezența tuturor armonicilor de ten-

siune și curent se procedează ca mai înainte. Se aplică relațiile de definiție pentru $K_1 \div K_4$ și $L_1 \div L_4$. După efectuarea calculelor se ajunge la expresiile următoare pentru $L_1 \div L_4$:

$$L_1 = \frac{\sqrt{2}}{T} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_k \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\cos(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k+r)\omega} - \frac{\cos(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k-r)\omega} \right] + \\ + \frac{\sqrt{2}}{T} U_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \cdot \frac{-\cos(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega} + \frac{\sqrt{2}}{T} U_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \cdot \frac{\cos(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} \quad (3.19a)$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{2}}{T} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_k \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k+r)\omega} - \frac{\sin(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k-r)\omega} \right] + \\ + \frac{\sqrt{2}}{T} U_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \frac{\sin(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega} + \frac{\sqrt{2}}{T} U_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \frac{\sin(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} \quad (3.19b)$$

$$L_3 = \frac{\sqrt{2}}{T} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n I_k \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\cos(\phi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k+r)\omega} - \frac{\cos(\phi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k-r)\omega} \right] + \\ + \frac{\sqrt{2}}{T} I_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \frac{-\cos(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega} + \frac{\sqrt{2}}{T} I_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \frac{\cos(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} \quad (3.19c)$$

$$L_4 = \frac{\sqrt{2}}{T} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n I_k \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin(\phi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k+r)\omega} - \frac{\sin(\phi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(k-r)\omega} \right] + \\ + \frac{\sqrt{2}}{T} I_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \frac{\sin(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega} + \frac{\sqrt{2}}{T} I_r \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \frac{\sin(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\Delta\omega} \quad (3.19d)$$

Efectuând unele neglijări, se calculează :

$$\frac{L_2 L_3}{T^2 \sin^2 \frac{r\Delta\omega T}{2}} = \sum_{\substack{k=1 \\ k_j \neq r}}^n \sum_{j=1}^n \frac{U_k I_j}{\omega^2} \left[\frac{\sin(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} - \frac{\sin(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right].$$

$$\begin{aligned}
 & \cdot \left[\frac{\cos(\phi_j - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{j-r} + \frac{\cos(\phi_j + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{j+r} \right] - \\
 & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_r I_k \frac{\sin(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\omega\Delta\omega} \left[\frac{\cos(\phi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} + \frac{\cos(\phi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right] \\
 & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_k I_r \frac{\cos(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\omega\Delta\omega} \left[\frac{\sin(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} - \frac{\sin(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right] - \\
 & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_r I_k \frac{\sin(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega^2} \left[\frac{\cos(\phi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} + \frac{\cos(\phi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} \right] + \\
 & + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_k I_r \frac{\cos(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega^2} \left[\frac{\sin(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} - \frac{\sin(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right] + \\
 & + U_r I_r \left[\frac{-\sin(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(2r)^2} + \frac{\sin(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r^2} \right. \\
 & \left. + \frac{\sin(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r^2\omega\Delta\omega} + \frac{\sin(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r^2\Delta\omega^2} \right] \quad (3.20a)
 \end{aligned}$$

și de asemenea

$$\begin{aligned}
 \frac{L_1 L_4}{\frac{2}{T^2} \sin^2 \frac{r\Delta\omega T}{2}} &= \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^n \frac{U_k I_j}{\omega^2} \left[\frac{\sin(\phi_j - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{j-r} - \frac{\sin(\phi_j + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{j+r} \right] \cdot \\
 & \cdot \left[\frac{\cos(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} + \frac{\cos(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right] - \\
 & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_r I_k \frac{\cos(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\omega\Delta\omega} \left[\frac{\sin(\phi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} - \frac{\sin(\phi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right] - \\
 & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_k I_r \frac{\sin(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r\omega\Delta\omega} \left[\frac{\cos(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} + \frac{\cos(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right] -
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n U_r I_k \frac{\cos(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega^2} \left[\frac{\sin(\phi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} - \frac{\sin(\phi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} \right] \\
 & - \sum_{k=1}^n U_k I_r \frac{\sin(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r\omega^2} \left[\frac{\cos(\psi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} + \frac{\cos(\psi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} \right] \\
 & + U_r I_r \left[\frac{\sin(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r^2\omega\Delta\omega} - \frac{\sin(\phi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{(2r\omega)^2} \right. \\
 & \left. - \frac{\sin(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\psi_r + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{2r^2\omega\Delta\omega} + \frac{\sin(\phi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2}) \cos(\psi_r - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{r^2\Delta\omega^2} \right].
 \end{aligned} \tag{3.20b}$$

Introducînd relațiile (3.20) se determină $G_r(\omega + \Delta\omega)$, după care se calculează eroarea absolută ΔG_r așa cum a fost definită prin relația (3.15). După efectuarea calculului se obține

$$\begin{aligned}
 \Delta G_r = & \frac{1}{2} Q_r \left[1 - \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \right] + \\
 & + \frac{\Delta\omega}{\omega} \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n \frac{r}{k^2 - r^2} \left[k(U_k' I_k'' - U_k'' I_k') + r(U_k' I_r'' - U_r'' I_k') \right] - \\
 & - 2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left\{ \sum_{\substack{k=1 \\ k, j \neq r}}^n \sum_{j=1}^n \frac{r^3}{(k^2 - r^2)(j^2 - r^2)} [j U_k' I_j'' - k U_k'' I_j'] \right. \\
 & \left. + \frac{1}{4} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq r}}^n \frac{r}{k^2 - r^2} \left[k(U_k'' I_r' - U_r' I_k'') + r(U_k' I_r'' - U_r'' I_k') \right] \right\}, \tag{3.21}
 \end{aligned}$$

unde s-au utilizat notațiile propuse în [8] - vezi și relațiile (2.38), (2.39). Analizînd eroarea absolută de determinare a $0,5 Q_r$ se constată că prima parte din ea este identică cu cea obținută în relația (3.15). Sumele ce intervin suplimentar în (3.21) exprimă interacțiunea între armonica r și celelalte ar-

monici. Este de menționat asemănarea cantităților cuprinse în parantezele mici ale sumelor cu puterea reactivă a unei armonici dată prin (2.39).

3.3. Erori cauzate de variația frecvenței rețelei la măsurarea puterii reactive, prin metoda analizei armonice paralele

În cazul analizei armonice conform noii metode expuse în § 3.1, prezența unei sume de armonici în semnalul generat intern afectează în aparență mai puternic rezultatul măsurării puterii reactive, decât în cazul analizei armonice serie. Dacă însă, se are în vedere faptul că la analiza serie efectuată pentru un regim sinusoidal, apar erori și la frecvențe diferite de cea apropiată de a semnalului, erori care se cumulează, situația este identică cu cea a analizei armonice paralele.

Considerentele expuse cu privire la eroare sînt valabile dacă se consideră relațiile echivalente de calcul (3.3) sau (3.4) pentru efectuarea analizei armonice paralele. Înlocuirea acestor relații cu relația (3.5) sau cu echivalenta ei (3.6) se face pe baza presupunerii că integralele ce se calculează nu depind de capetele intervalului de integrare, ci numai de lungimea sa. Această presupunere, valabilă atît timp cît frecvența rețelei este egală cu a fundamentalei semnalului generat intern, devine neadevărată pentru situația supusă acum analizei. Se face întîi o analiză a erorii pentru cazul utilizării relației (3.5).

Pentru a aprecia eroarea de măsurare în cazul analizei armonice paralele se pleacă de la forma (3.5), unde se presupune că este prezentă doar armonica a k-a, în tensiune și curent. Se consideră că frecvența fundamentalei generatorului intern este $\omega + \Delta\omega$. Notăm în acest caz rezultatul măsurării cu Q'_k , dat de:

$$Q'_k = \sum_{r=1}^n \frac{4}{T^2} U_k I_k \int_0^T \sin(k\omega t + \psi_k) \cdot \int_0^T \sin(k\omega t + k\omega\tau + \phi_k) \sin r(\omega + \Delta\omega)\tau \, d\tau dt. \quad (3.22)$$

Efectuând calculele obținem

$$Q'_k = - \sum_{r=1}^n \frac{2U_k I_k}{T} \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin(\varphi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{\omega(k-r) - r\Delta\omega} + \frac{\sin(\varphi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{\omega(k+r) + r\Delta\omega} \right]. \quad (3.23)$$

În relația (3.23) se separă termenul $r=k$, de restul termenilor. Se neglijează, în sumele de la numitor $\Delta\omega$, cu excepția primului termen din paranteza dreaptă, din cazul $r=k$. Se găsește

$$Q'_k = \frac{2U_k I_k}{T} \sin \frac{k\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin(\varphi_k + \frac{k\Delta\omega T}{2})}{k\Delta\omega} - \frac{\sin(\varphi_k - \frac{k\Delta\omega T}{2})}{2k} \right] - \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{2U_k I_k}{T} \sin \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin(\varphi_k + \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k-r} + \frac{\sin(\varphi_k - \frac{r\Delta\omega T}{2})}{k+r} \right]. \quad (3.24)$$

Transformând relația (3.24) se ajunge la expresia finală

$$Q'_k = Q_k \left[\frac{\sin k\Delta\omega T}{k\Delta\omega T} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega} \right) - \frac{k}{\pi} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{\sin r\Delta\omega T}{k^2 - r^2} \right] + P_k \left[\frac{\sin^2 \frac{k\Delta\omega T}{2}}{k\Delta\omega T} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega} \right) - \frac{2}{\pi} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{r \sin^2 \frac{r\Delta\omega T}{2}}{k^2 - r^2} \right]. \quad (3.25)$$

Se vede imediat că $\lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} Q'_k = Q_k$. Eroarea absolută de determinare

a puterii reactive se obține sub forma

$$\Delta Q_k = Q_k \left[1 - \frac{\sin k\Delta\omega T}{k\Delta\omega T} \left(1 - \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega} \right) + \frac{k}{\pi} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{\sin r\Delta\omega T}{k^2 - r^2} \right] + P_k \left[\frac{2}{\pi} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{r \sin^2 \frac{r\Delta\omega T}{2}}{k^2 - r^2} - \frac{\sin^2 \frac{k\Delta\omega T}{2}}{k\Delta\omega T} \left(1 + \frac{1}{2} \frac{\Delta\omega}{\omega} \right) \right], \quad (3.26)$$

indicând prezența unor abatori mult mai mari decât în cazul analizei efectuate secvențial. Cauza creșterii erorii o constituie modificarea relației (3.4) în forma din relația (3.5). Spre exemplu, pentru $\Delta\omega/\omega = 10^{-2}$ și $n=10$, eroarea absolută de care este afectată măsurătoarea efectuată pentru fundamentală este

$$Q_1 = -0,037 Q_1 - 0,066 P_1,$$

valoare extrem de mare și care subliniază necesitatea asigurării sincronismului în cazul aplicării analizei paralele prin relația de calcul (3.5).

Aplicarea relațiilor (3.5) sau (3.6) pentru calculul puterii reactive presupune memorarea tensiunii și a curentului pe timp de o perioadă. Deoarece tot se practică memorarea semnalelor se poate da sens noțiunii de timp negativ în raport cu momentul începerii măsurării, generându-se funcția ce ponderează curentul, conform necesităților, între $-T$ și T .

Pentru cazul aplicării relației (3.4), considerând pentru simplitate un regim sinusoidal în rețea (prezentă doar armonica de ordin k) se determină Q_k ca fiind

$$Q'_k = \sum_{r=1}^n \frac{4}{T^2} U_k I_k \int_0^T \sin(k\omega t + \psi_k) \int_{-t}^{T-t} \sin(k\omega t + k\omega \tau + \phi_k) \cdot \sin(r\omega \tau + r\Delta\omega \tau) d\tau dt =$$

$$= \sum_{r=1}^n \frac{2}{T^2} U_k I_k \sin^2 \frac{r\Delta\omega T}{2} \left[\frac{\sin \phi_k}{[(k-r)\omega - r\Delta\omega]^2} - \frac{2\sin \phi_k}{[(k+r)\omega + r\Delta\omega]^2} \right]. \quad (3.27)$$

Se separă din relația (3.27) termenii în care $r=k$, și efectuând neglijările expuse, rezultă:

$$Q'_k = Q_k \left(\frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \right] +$$

$$+ 2Q_k \left(\frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{r^2(k^2+r^2)}{(k^2-r^2)^2}. \quad (3.28)$$

Analizând relația (3.28) se observă că pentru cazul în care generatorul intern ur furniza numai semnalul de frecvență $k(\omega + \Delta\omega)$ al doilea termen ar dispărea, relația reducându-se la forma din (3.14) (cu excepția factorului $1/2$). Prin urmare al doilea termen constituie abaterea măsurătorii când ^{se} analizează frecvențele la care lipsesc armonicile din spectru. Relația (3.28) este deci aplicabilă și pentru cazul analizei secvențiale.

Eroarea relativă de măsurare a puterii reactive se deduce plecând de la (3.28). După efectuarea calculului se ajunge la

$$\varepsilon = 1 - \left(\frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \right] - 2 \left(\frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{r^2 (k^2 + r^2)}{(k^2 - r^2)^2}. \quad (3.29)$$

Si în acest caz se consideră fundamentala de tensiune și curent ($k=1$) și $n=10$. Pentru $\Delta\omega/\omega = 10^{-2}$ rezultă din relația (3.29) o eroare de 0,17%, mult mai redusă decât în cazul anterior.

În cazul existenței unor componente continue de tensiune și curent, U_0 și I_0 cauzate de prezența decalajelor și derivelor raportate la intrare, plecând de la relația (3.4) se ajunge la expresia puterii reactive

$$Q_k'' = Q_k' + 2\sqrt{2}(U_k'' I_0 - U_0 I_k'') \left\{ \left(\frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 - \frac{\Delta\omega}{\omega} \right] + \right. \\ \left. + k \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{r}{k^2 - r^2} \left(\frac{\sin \frac{r\Delta\omega T}{2}}{\frac{r\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \right\}, \quad (3.30)$$

unde Q_k' este dată de relația (3.28). După cum se observă, apariția componentelor continue introduce o eroare suplimentară, a cărei parte principală este

$$\Delta Q_k'' = \sqrt{2}(U_k'' I_0 - U_0 I_k'') \frac{\Delta\omega}{\omega}. \quad (3.31)$$

După cum se va vedea nu există posibilitatea reducerii influenței acestui termen prin schimbarea între ele a canalelor de intrare pentru tensiune și curent, urmată de medierea măsurărilor, așa cum se procedează pentru alte tipuri de erori - vezi § 4.6.

Se poate da o explicație simplă erorilor mai reduse ce apar în cazul utilizării relației (3.4). Fie ω_1 frecvența semnalului și ω_2 frecvența generatorului intern. La efectuarea integralei după variabila ζ apar termeni cu frecvența $\omega_1 + \omega_2$

și $\omega_1 - \omega_2$, rezultând abateri față de cazul în care $\omega_1 = \omega_2$. După cum s-a văzut și în studiul efectuat asupra erorilor, dezvoltarea în serie a termenilor conduce la compensări în cazul aplicării relației de calcul (3.4), ceea ce determină reducerea erorii cauzate de inegalitatea celor două frecvențe.

Pentru ilustrarea metodei de calcul a puterii reactive prin metoda analizei armonice paralele, precum și pentru a sugera cauzoala care determină reducerea esențială a erorilor, în cazul aplicării relației (3.4), se prezintă figurile 3.3 și 3.4. În figura 3.3 se arată calculul după relația (3.5) iar în figura 3.4, calculul după relația (3.4).

În figura 3.3 se dau tensiunea și curentul sub forma sinusoidală. Sînt arătate funcțiile de ponderare pentru curent, $\sin \omega \tau$, la diferite momente de timp t . Se efectuează produsul dintre curent și funcția de ponderare și se integrează pe o perioadă T . Rezultatul integrării se înmulțește cu valoarea momentană a tensiunii la momentul t ($\tau=0$) și operația se repetă, integrîndu-se produsele astfel obținute, pe o perioadă T . Este necesară cunoașterea unei perioade de curent în avans, ceea ce de fapt se realizează prin memorarea unei perioade a tensiunii și curentului. Sînt reprezentate și funcțiile de ponderare cu frecvența abătută, $\sin(\omega + \Delta\omega)\tau$. Pentru a da un exemplu cît mai sugestiv s-a procedat la considerarea unor unde sinusoidale de curent și tensiune și a unui singur termen din funcția de ponderare.

Similar s-a procedat și în fig. 3.4 care ilustrează relația de calcul (3.4). Spre deosebire de cazul anterior, curentul se integrează mereu între 0 și T , fiind ponderat cu funcții ce se deplasează succesiv. Noțiunea de timp negativ afectează acum funcția de ponderare ceea ce implică generarea acestei funcții în avans față de un moment zero (de referință). Acest lucru e dificil de realizat pe cale analogică, dar nu pune probleme deosebite la implementarea pe cale numerică.

Deplasarea relativă la curent, a funcției de ponderare, la variația frecvenței are loc într-un singur sens în cazul analizat în figura 3.3. În celălalt caz (figura 3.4) deplasarea relativă are loc în ambele sensuri. Această observație dă o explicație grafică erorilor de măsurare mult mai reduse în cel de al doilea caz.

În studiul erorilor prezentat s-a considerat că rețeaua dă perioada de referință. În majoritatea cazurilor, sesizîndu-se

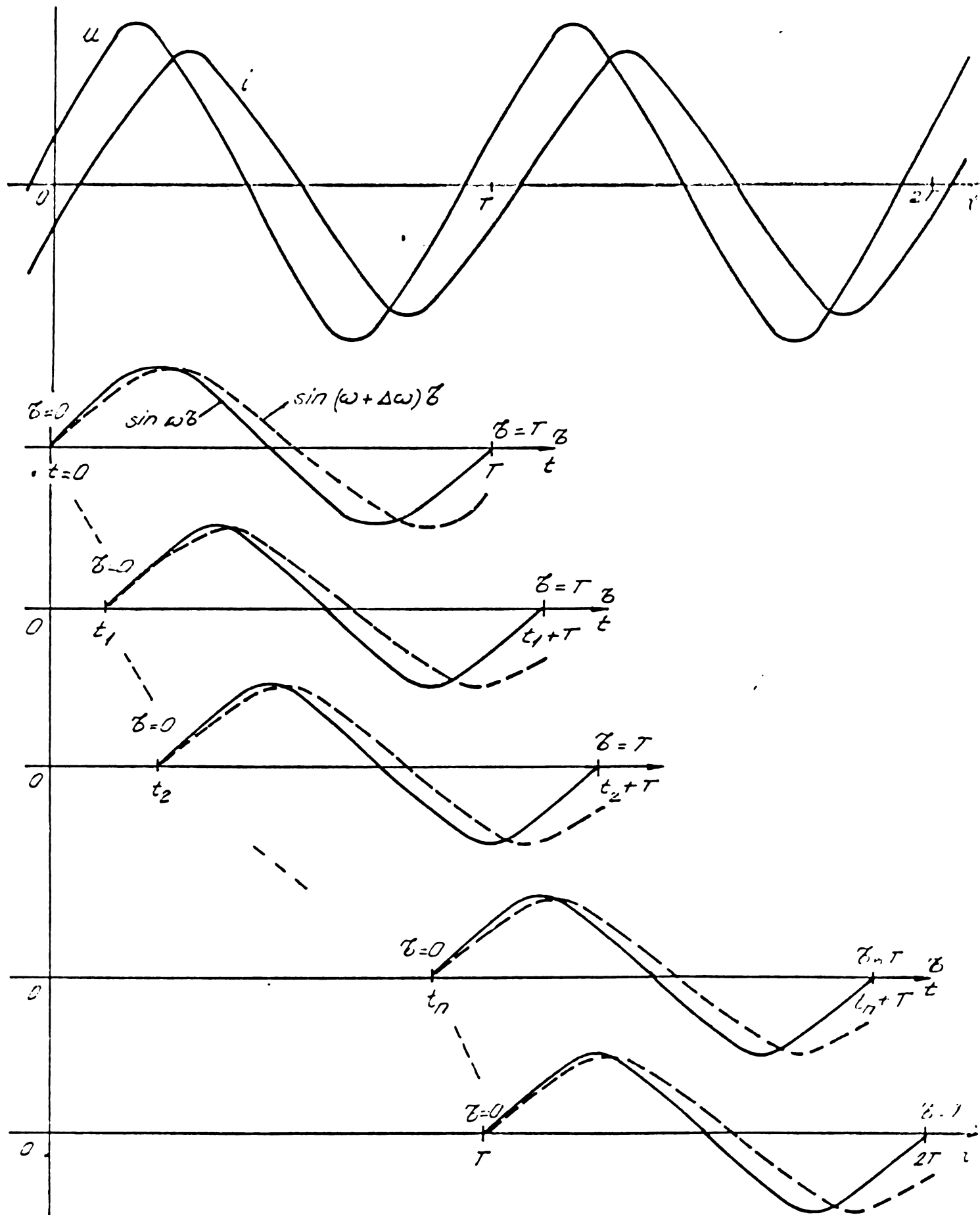


Figura 3.3.

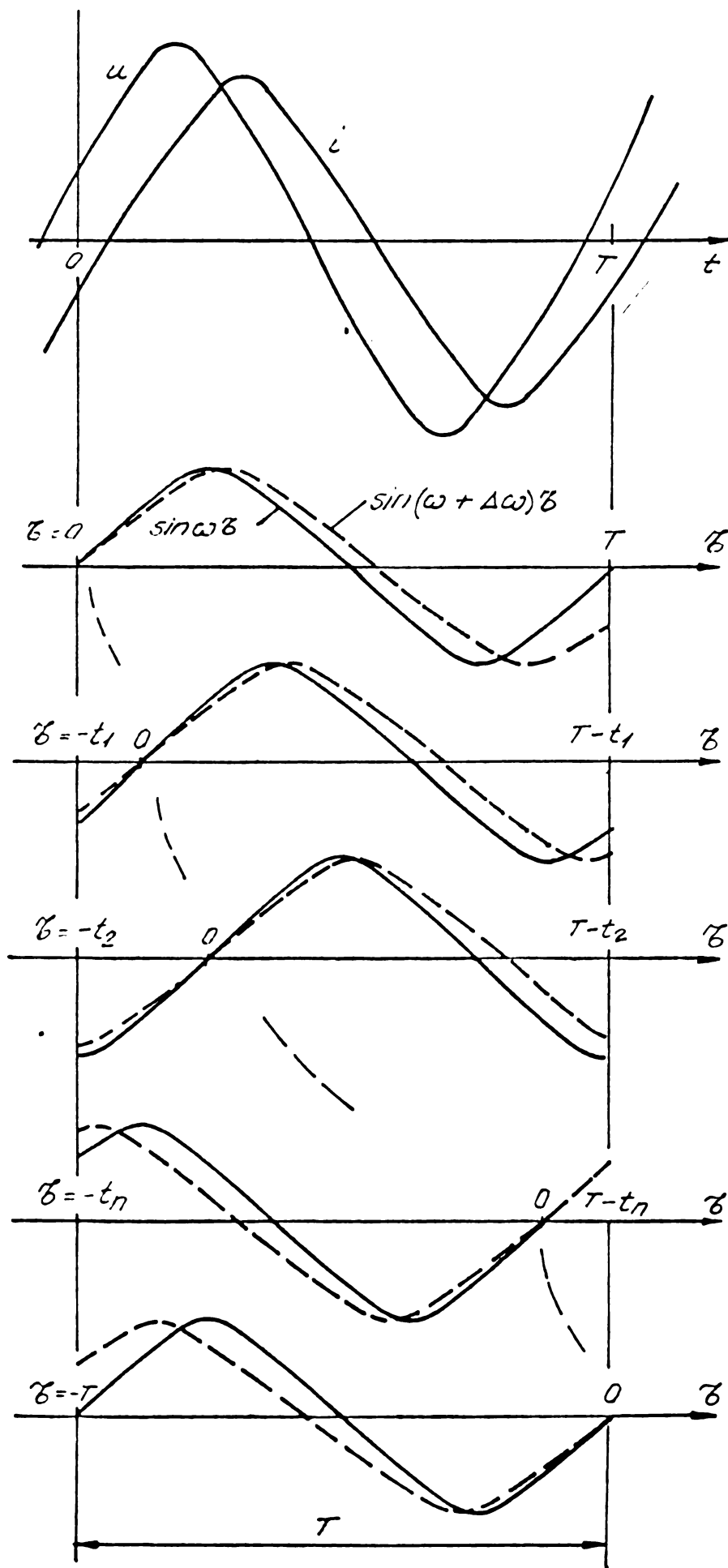


Figura 3.4.

două treceri prin zero, cu variație în același sens a tensiunii rețelei se determină intervalele de integrare și deci T care apare în relațiile de calcul. Față de această perioadă se consideră abaterea perioadei fundamentale a generatorului intern. Evident se poate proceda și invers considerând ca referință perioada generatorului intern. Față de aceasta se va lua în considerare abaterea perioadei rețelei. Considerând forma dată prin relația (3.5), în cazul simplu al prezenței armonicei k de tensiune și curent cu frecvența $k(\omega + \Delta\omega)$ putem scrie :

$$Q'_k = \sum_{r=1}^n \frac{4}{T^2} U_k I_k \int_0^T \sin[k(\omega + \Delta\omega)t + \psi_k] \cdot \int_0^T \sin[k(\omega + \Delta\omega)(t+\tau) + \phi_k] \sin r\omega\tau d\tau dt. \quad (3.32)$$

Efectuând calculele, se obține, pentru puterea reactivă, expresia

$$Q'_k = \frac{4U_k I_k}{T} \sin \frac{k\Delta\omega T}{2} \left[\sin\left(\varphi_k - \frac{k\Delta\omega T}{2}\right) + \frac{\sin k\Delta\omega T \sin\left(\psi_k + \phi_k + \frac{3k\Delta\omega T}{2}\right)}{k(\omega + \Delta\omega)} \right] \cdot \sum_{r=1}^n \frac{r}{(k^2 - r^2)\omega + 2k^2\omega}. \quad (3.33)$$

Se separă în sumă termenul $r=k$ și făcând neglijarile deja amintite se ajunge la

$$Q'_k = U_k I_k \sin\left(\varphi_k - \frac{k\Delta\omega T}{2}\right) \frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{2rk}{k^2 - r^2}\right) + \frac{\Delta\omega}{\omega} U_k I_k \frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \frac{\sin k\Delta\omega T}{k\Delta\omega T} \sin\left(\psi_k + \phi_k + \frac{3k\Delta\omega T}{2}\right). \quad (3.34)$$

Si pentru această relație este valabilă observația $\lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} Q'_k = Q_k$.

Eroarea absolută ce apare la determinarea puterii reactive, ca urmare a abaterii frecvenței rețelei devine

$$\Delta Q_k = U_k I_k \left[\sin \varphi_k - \sin \left(\varphi_k - \frac{k \Delta \omega T}{2} \right) \frac{\sin \frac{k \Delta \omega T}{2}}{\frac{k \Delta \omega T}{2}} \left(1 + \frac{\Delta \omega}{\omega} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{2rk}{k^2 - r^2} \right) \right] -$$

$$- U_k I_k \frac{\Delta \omega}{\omega} \frac{\sin k \Delta \omega T}{k \Delta \omega T} \frac{\sin \frac{k \Delta \omega T}{2}}{\frac{k \Delta \omega T}{2}} \sin \left(\psi_k + \varphi_k + \frac{3k \Delta \omega T}{2} \right). \quad (3.35)$$

Viteza de convergență spre Q_k a acestei valori Q'_k este în consecință comparabilă cu cea a valorii Q'_k dată de relația (3.25). Spre exemplu, pentru $\Delta \omega / \omega = 10^{-2}$ și $n=10$, pentru fundamentală se obține

$$\Delta Q_1 = \frac{\Delta \omega}{\omega} Q_1 \sum_{r=1}^{10} \frac{2r}{r^2-1} + \pi \frac{\Delta \omega}{\omega} P_1 - \frac{\Delta \omega}{\omega} (U_1'' I_1'' + U_1'' I_1') =$$

$$= 0,0435 Q_1 + 0,0314 P_1 - 0,01 (U_1'' I_1'' + U_1'' I_1'),$$

o eroare absolută mare.

Dacă însă se consideră abaterea de frecvență în relația propusă (3.4), pentru același regim simplu, sinusoidal, rezultă

$$Q'_k = \sum_{r=1}^n \frac{4}{T^2} U_k I_k \int_0^T \sin [k(\omega + \Delta \omega)t + \psi_k] \cdot$$

$$\cdot \int_{-t}^{T-t} \sin [k(\omega + \Delta \omega)(t+\tau) + \phi_k] \sin r\omega\tau \, d\tau \, dt. \quad (3.36)$$

După efectuarea integrărilor se obține expresia

$$Q'_k = 4Q_k \omega^2 (\Delta \omega)^2 \left(\frac{\sin \frac{k \Delta \omega T}{2}}{\frac{k \Delta \omega T}{2}} \right)^2 \sum_{r=1}^n \frac{k^3 r}{[(k-r)\omega + k\Delta\omega]^2 [(k+r)\omega + k\Delta\omega]^2} \quad (3.37)$$

în care, separăm, în sumă, termenul $r=k$. Se efectuează calculele și neglijarile și se ajunge în final la

$$Q'_k = Q_k \left(\frac{\sin \frac{k \Delta \omega T}{2}}{\frac{k \Delta \omega T}{2}} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta \omega}{\omega} \right)^2 \right] + 4 \left(\frac{\Delta \omega}{\omega} \right)^2 Q_k \left(\frac{\sin \frac{k \Delta \omega T}{2}}{\frac{k \Delta \omega T}{2}} \right)^2 \cdot$$

$$\cdot \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{kr}{(k^2 - r^2)^2}. \quad (3.38)$$

Eroarea relativă de măsurare a puterii reactive, devine

$$\xi = 1 - \left(\frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left[1 - \frac{1}{4} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \right] - 4 \left(\frac{\sin \frac{k\Delta\omega T}{2}}{\frac{k\Delta\omega T}{2}} \right)^2 \left(\frac{\Delta\omega}{\omega} \right)^2 \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq k}}^n \frac{kr}{(k^2 - r^2)^2}, \quad (3.39)$$

expresie similară cu (3.29), indicând erori relative mult mai reduse decât cele care apar prin aplicarea relației (3.5).

Toate cele expuse dovedesc superioritatea noii relații propuse pentru calculul puterii reactive prin metoda analizei armonice paralele.

3.4. Concluzii

În acest capitol se prezintă o nouă relație de calcul pentru puterea reactivă, utilizând analiza armonică, efectuată în paralel. Introducerea analizei armonice paralele, în construcția aparatelor de măsurare a puterii reactive, poate avea drept urmare reducerea esențială a timpului de calcul față de realizările cunoscute din literatură, dar care utilizează analiza armonică secvențială. O relație de calcul, asemănătoare cu cea propusă de către autoare, se poate găsi în literatura de specialitate [35]. După cum s-a atras atenția în § 3.1 se dă o interpretare eronată acestei relații, care de fapt maschează o analiză armonică efectuată în paralel, pentru toate armonicile prezente în semnal.

O contribuție importantă o constituie și studiul amănunțit al erorilor care apar, ca urmare a abaterii frecvenței generatorului intern, față de frecvența rețelei în care se măsoară, atât în cazul analizei armonice secvențiale cât și în cazul celei paralele. Pentru analiza armonică paralelă se consideră atât cazul în care se ia ca referință, de timp, perioada semnalului din rețea, cât și cazul în care generatorul intern furnizează perioada de referință. Ca rezultat al studiului întreprins se obțin relații relativ simple, aplicabile pentru estimarea erorilor de măsurare.

În urma studiului erorilor de măsurare rezultă superioritatea netă în ambele cazuri, a relației de calcul pentru

puterea reactivă propuse în lucrare, față de cea existentă în literatură. La aceeași abatere de frecvență a rețelei în raport cu frecvența generatorului intern, erorile de măsurare sînt cu un ordin de mărime mai mici, dacă se aplică relația propusă.

CAPITOLUL 4

ESTIMATII NUMERICE ALE PUTERILOR

Determinarea prin calcul numeric a unor parametri ce caracterizează semnalele constituie o cale cunoscută și utilizată de multă vreme. Ca urmare a complexității utilajului de calcul implicat precum și a vitezei sale reduse, acesta nu a putut fi introdus în aparatura propriuzisă de măsurare ; prelucrarea datelor măsurate se făcea ulterior. Aparatele de măsurare care trebuiau să răspundă rapid erau dotate cu mijloace analogice de calcul. Principala calitate a acestora, o constituie rapiditatea cu care răspund și uneori chiar simplitatea. Realizarea unor blocuri de calcul analogic, ca urmare a integrării hibride și monolitice, a determinat scăderea prețului lor de cost, odată cu îmbunătățirea performanțelor lor electrice. Prin specificarea funcționalității blocurilor și prin standardizarea unor mărimi s-a simplificat operația de proiectare cu aceste blocuri. Introducerea unor concepte noi, ca cel de magistrală analogică [40] a permis crearea unor aparate mai flexibile cu posibilități crescute în privința calculului, testării, ș.a. Totuși, ca urmare a proliferării masive a alternativei numerice pentru implementarea aparaturii în general, răspîndirea blocurilor analogice și ca urmare producția lor este limitată, în special pentru cazuri deosebite. Ca un rezultat imediat prețul de cost se menține la nivele încă ridicate. În plus, cu toate perfecționările tehnologiei, sînt necesare numeroase componente externe pentru reglaj și calibrare, ceea ce scumpește indiscutabil costul aparaturii. Mai trebuie menționat că schimbarea relației de calcul duce la schimbarea totală a structurii aparatului.

Apariția microprocesoarelor și proliferarea lor, scăderea - fără precedent în producția de circuite - a costului lor [41], [42] a determinat implementarea acestora și în aparatura

de măsurare [43]-[50]. Microprocesoarele au preluat, în cadrul aparatului de măsurare, numeroase funcții, analizate pe larg în [40]. Una dintre funcțiile importante o constituie implementarea unor relații de calcul, a unor noi algoritmi de măsurare. Prelucrarea numerică, realizată prin intermediul microprocesorului, nu este afectată de alte erori decât cele cauzate de discretizarea semnalelor. Nu apar decalaje și derive, se reduc mult problemele ridicate de reglaj, algoritmul de calcul poate fi modificat în mod simplu, se pot crea, de către utilizator, funcții suplimentare, neprevăzute la proiectare și multe altele. La ora actuală, microprocesoarele pe 8 biți cunosc cea mai largă răspândire. Dar, ele nu sînt cele mai potrivite în operațiunile de calcul cerute de procesul de măsurare. Spre exemplu, osciloscoapele prevăzute cu microprocesoare [37] sînt echipate cu reprezentanți ai familiei de 16 biți. Principala limitare cauzată de prezența microprocesoarelor o constituie timpul relativ mare de calcul. Microprocesoarele de tip "bit-slice" permit realizarea unor blocuri de calcul foarte rapide, cu lungimea cuvîntului variabilă. Și microprocesoarele de 8 sau 16 biți sînt completate, ca posibilități, de multiplicatoare paralele [51] și circuite specializate pentru calcul în virgulă fixă, sau flotantă [52],[53].

Discretizarea semnalelor ce urmează a fi prelucrate se realizează prin operațiile de eșantionare și cuantizare [14],[54]. Aparatura cu prelucrare numerică, a pretins dezvoltarea unor circuite specializate pentru aceste operații. Evident, precizia prelucrării depinde de precizia cu care se realizează aceste operații. Deoarece numărul de blocuri implicat este redus, se poate acorda o atenție deosebită acestora. Extinderea microprocesoarelor a antrenat producția de circuite de eșantionare și memorare și convertoare analog-numeric [38],[55],[67], astfel încît sînt disponibile variante hibride, sau chiar monolitice, cu rezoluția și precizia de 10 cifre binare, (sau mai multe), la prețuri de ordinul zecilor de \$, fiind prevăzută reducerea în continuare a prețului acestora.

Tendința clară, înspre prelucrarea numerică flexibilă, este ilustrată și de apariția unor procesoare de semnal (ca de exemplu INTEL 2920 [37]), care integrează monolitic convertoarele cu microprocesorul și memoria programabilă.

Avînd în vedere cele expuse, precum și sarcinile industriei noastre de componente electronice, de a produce micro-procesoare și convertoare, devine deosebit de important, așa cum s-a mai arătat, studiul unor estimări numerice pentru mărimile de măsurat, în cazul de față puterile electrice.

4.1. Estimația pentru puterea activă

Puterea activă, și în special energia activă, au constituit obiectul unor studii pe linia expusă [8], [9], [10], [56], [57], așa încît se vor prezenta doar concluziile ce rezultă. Plecînd de la relațiile (1.1) și (1.2) se poate scrie

$$P = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} u i dt, \quad (4.1)$$

unde, jT_e reprezintă momentele de eșantionare ale undei de tensiune și curent, T_e fiind perioada de eșantionare. În intervalul de timp cuprins între două momente succesive de eșantionare, tensiunea și curentul sînt înlocuite cu valorile eșantioanelor. În așa fel se face eșantionarea, încît se asigură îndeplinirea relației

$$NT_e = T, \quad (4.2)$$

caz în care (4.1) se înlocuiește cu estimatia [9], [10]

$$\hat{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j i_j ; u_j = u(jT_e), \quad i_j = i(jT_e). \quad (4.3)$$

În cele două lucrări citate se arată că, dacă relația (4.2) este îndeplinită, eroarea cauzată de eșantionare se anulează. În acest caz, relația (4.3) este afectată numai de eroarea de cuantizare. Menționez că în relația (4.3) și în cele care urmează eșantioanele se presupun cuantizate, fără a se mai specifica acest lucru prin notații anume. Dealtfel, cuantizarea eșantioanelor este o operație fără de care calculul nu poate decurge sub formă numerică.

Pentru studiul erorilor se introduce [10], [56] ca măsură a abaterii perioadei de eșantionare de la cea pretinsă de relația (4.2), mărimea

$$\delta = \frac{T - NT_e}{T} < \frac{1}{N}, \quad (4.4)$$

și se arată că eroarea de măsurare, în regim pur sinusoidal, are expresia

$$\Delta P = \delta UI \cos[\varphi + 4\pi \frac{t_0}{T} - 2\pi(\delta + \frac{1}{N})], \quad (4.5)$$

unde t_0 reprezintă momentul de începere al eșantionării unde de tensiune. Evident că reducerea erorilor cauzate de eșantionare implică reducerea valorii δ .

În ceea ce privește eroarea relativă cauzată de cuantizare, tot pentru regimul sinusoidal, se demonstrează [10] că ea are expresia :

$$\begin{aligned} \xi_{qp} = & \frac{1}{\cos\varphi} \cdot \frac{\Delta u}{U_m} \cdot \frac{\Delta i}{I_m} \sum_{k_1=1}^{\infty} \sum_{k_2=1}^{\infty} \frac{(-1)^{k_1+k_2}}{k_1 k_2} \left[\sqrt{\frac{2}{\pi Z_1}} \cos(Z_1 - \frac{\pi}{4}) - \right. \\ & - \left. \sqrt{\frac{2}{\pi Z_1}} \cos(Z_2 - \frac{\pi}{4}) \right] - \frac{2}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k \sqrt{k}} \left[\left(\frac{\Delta i}{I_m}\right)^{3/2} \sin(2\pi k \frac{I_m}{\Delta i} - \frac{\pi}{4}) + \right. \\ & \left. + \left(\frac{\Delta u}{U_m}\right)^{3/2} \sin(2\pi k \frac{U_m}{\Delta u} - \frac{\pi}{4}) \right], \quad (4.6) \end{aligned}$$

în care U_m , I_m sînt amplitudinile tensiunii și curentului, Δu și Δi sînt cuantele de tensiune, respectiv curent, iar Z_1 și Z_2 sînt dați de

$$Z_{1(2)} = 2\pi \sqrt{\left(k_1 \frac{U_m}{\Delta u}\right)^2 + \left(k_2 \frac{I_m}{\Delta i}\right)^2 \pm 2k_1 k_2 \frac{U_m I_m}{\Delta u \Delta i} \cos\varphi}. \quad (4.7)$$

Analizînd relația (4.6) se constată că, cu cît cuantizarea este mai fină, cu atît eroarea ξ_{qp} este mai redusă.

Estimația sub formă numerică a puterii active - relația (4.3) - este deosebit de simplă și în consecință ușor implementabilă.

4.2. Estimația pentru puterea aparentă

Aplicarea relației (1.19) de definiție a puterii aparente, presupune estimarea sub formă numerică, a valorilor efective U și I . Conform definiției valorii efective

$$U^2 = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} u^2 dt, \quad I^2 = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} i^2 dt, \quad (4.8)$$

și urmînd aceeași procedură ca și pentru puterea activă, în cazul satisfacerii relației (4.2), se obțin estimațiile pătrate-
lor valorilor efective

$$\hat{U}^2 = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j^2, \quad \hat{I}^2 = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} i_j^2. \quad (4.9)$$

În consecință, puterea aparentă se poate estima cu relația

$$\hat{S} = \sqrt{\hat{U}^2 \hat{I}^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j^2 \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} i_j^2} = \frac{1}{N} \sqrt{\sum_{j=0}^{N-1} u_j^2 \sum_{j=0}^{N-1} i_j^2}. \quad (4.10)$$

Pentru studiul influenței agnitionării, asupra determi-
nării valorii efective, se consideră în estimația (4.9) tensiu-
nea sub forma din relația (1.16), și se neglijează eroarea de
cuantizare. Obținem

$$\begin{aligned} \hat{U}^2 &= \frac{1}{2} \sum_{k=0}^{N-1} \left[U_0 + \sum_{r=1}^n \sqrt{2} U_r \sin(r\omega k T_e + \psi_r) \right] \left[U_0 + \sum_{\lambda=1}^n \sqrt{2} U_\lambda \sin(\lambda\omega k T_e + \psi_\lambda) \right] = \\ &= U_0^2 + \frac{2\sqrt{2}}{N} \sum_{\lambda=1}^n U_0 U_\lambda \frac{\sin N\lambda\pi \frac{T_e}{T}}{\sin \lambda\pi \frac{T_e}{T}} \sin(N+1)\lambda\pi \frac{T_e}{T} + \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{k=1}^n \sum_{\lambda=1}^n U_r U_\lambda \left\{ \frac{\sin N\pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T}}{\sin \pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T}} \cos \left[\psi_r - \psi_\lambda + (N-1)\pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T} \right] - \right. \\ &\left. - \frac{\sin N\pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T}}{\sin \pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T}} \cos \left[\psi_r + \psi_\lambda + (N-1)\pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T} \right] \right\}. \quad (4.11) \end{aligned}$$

Se separă în suma dublă termenii în care $r=\lambda$ și rezultă

$$\hat{U}^2 = \sum_{r=0}^n U_r^2 + \frac{2\sqrt{2}}{N} \sum_{\lambda=1}^n U_0 U_\lambda \frac{\sin N\lambda\pi \frac{T_e}{T}}{\sin \lambda\pi \frac{T_e}{T}} \sin(N+1)\lambda\pi \frac{T_e}{T} +$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{1}{N} \sum_{r=1}^n \sum_{\lambda=1}^n U_r U_\lambda \frac{\sin N\pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T}}{\sin \pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T}} \cos \left[\psi_r - \psi_\lambda + (N-1)\pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T} \right] - \\
 & - \frac{1}{N} \sum_{r=1}^n \sum_{\lambda=1}^n U_r U_\lambda \frac{\sin N\pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T}}{\sin \pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T}} \cos \left[\psi_r + \psi_\lambda + (N-1)\pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T} \right]. \quad (4.12)
 \end{aligned}$$

Eroarea absolută, de determinare a pătratului valorii efective, apare deci ca fiind

$$\begin{aligned}
 \Delta U^2 = & - \frac{2\sqrt{2}}{N} \sum_{\lambda=1}^n U_0 U_\lambda \frac{\sin N\lambda\pi \frac{T_e}{T}}{\sin \lambda\pi \frac{T_e}{T}} \sin(N-1)\lambda\pi \frac{T_e}{T} - \\
 & - \frac{1}{N} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq \lambda}}^n \sum_{\lambda=1}^n U_r U_\lambda \frac{\sin N\pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T}}{\sin \pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T}} \cos \left[\psi_r + \psi_\lambda + (N-1)\pi(r-\lambda) \frac{T_e}{T} \right] \\
 & + \frac{1}{N} \sum_{r=1}^n \sum_{\lambda=1}^n U_r U_\lambda \frac{\sin N\pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T}}{\sin \pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T}} \cos \left[\psi_r + \psi_\lambda + (N-1)\pi(r+\lambda) \frac{T_e}{T} \right]. \quad (4.13)
 \end{aligned}$$

Condiția ca eroarea (4.13) să fie nulă conduce la $NT_e/T=1$, adică condiția (4.2), și la

$$N \gg 2n+1, \quad (4.14)$$

ceea ce înseamnă că, din armonica de cel mai înalt ordin, trebuie prelevate măcar $2+1/n$ eşantioane. Pentru aprecierea ordinului de mărime al erorii (4.13), se consideră regimul cu componentă continuă și fundamentală. Abateră δ de la condiția (4.2) fiind cea dată de relația (4.4), se obține, după efectuarea calculului

$$\begin{aligned}
 \Delta U^2 = & - \frac{2\sqrt{2}}{N} U_0 U_1 \frac{\sin \pi\delta}{\sin \frac{\pi}{N}} \sin \left(\delta + \frac{1}{N} \right) \pi - \frac{U_1^2}{N} \frac{\sin 2\delta\pi}{\sin \frac{2\pi}{N}} \cos \left[2\psi_1 - 2 \left(\delta + \frac{1}{N} \right) \right] = \\
 = & - U_1^2 \delta \cos 2\psi_1 - 2\delta \left(\delta + \frac{1}{N} \right) \pi U_1 \left[\sqrt{2} U_0 + U_1 \sin 2\psi_1 \right]. \quad (4.15)
 \end{aligned}$$

Maximul acestei erori apare pentru $\psi_1=0$ și este

$$(\Delta U^2)_{\max} \cong -\delta U_1^2. \quad (4.16)$$

Eroarea relativă de care este afectat U este

$$\varepsilon_U = \frac{1}{2} \varepsilon_{U^2}, \quad (4.17)$$

unde ε_{U^2} este eroarea relativă de determinare a pătratului valorii efective. Relații similare se pot scrie și pentru valoarea efectivă a curentului.

Tinând seama de estimăția (4.10) pentru puterea aparentă, eroarea relativă de determinare a acesteia este

$$\varepsilon_S = \varepsilon_U + \varepsilon_I = \frac{1}{2}(\varepsilon_{U^2} + \varepsilon_{I^2}). \quad (4.18)$$

Influența cuantizării asupra determinării valorii efective, este dificil de studiat, în cazul general. Se consideră, în consecință, pentru aprecierea ordinului de mărime al erorii, cazul simplu, cu componentă continuă și fundamentală. Faza inițială ψ_1 se consideră uniform distribuită între 0 și 2π , componenta continuă nefiind corelată cu cea alternativă. Funcția caracteristică a sumei variabilelor independente este produsul funcțiilor lor caracteristice [58], [59]. Funcția caracteristică a sinusoidelor cu faza inițială aleatoare este [10], $J_0(\sqrt{2} U v)$ unde J_0 este funcția Bessel de speța întâi, ordin zero. Pentru tensiune, funcția caracteristică devine

$$\Phi_U(v) = e^{jv U_0} J_0(\sqrt{2} U_1 v). \quad (4.19)$$

Media pătratică a mărimii cuantizate u_k este dată de [14] :

$$M(u_k^2) = M(u^2) + \frac{(\Delta u)^2}{12} - \frac{2\Delta u}{\pi} \sum_{r=1}^{\mathcal{N}} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{r} e^{jr\pi} \frac{\partial \Phi_U(v+r \frac{2\pi}{\Delta u})}{\partial v} \right\}_{v=0} + \left(\frac{\Delta u}{\pi} \right)^2 \sum_{r=1}^{2\mathcal{N}} \frac{1}{r^2} \operatorname{Re} \left\{ e^{jr\pi} \Phi_U(r \frac{2\pi}{\Delta u}) \right\}. \quad (4.20)$$

În care \mathcal{N} este numărul celui mai mare nivel de cuantizare ce se activează, în cazul de față. Se calculează derivata funcției caracteristice în punctul $v=0$, se înlocuiește în (4.20) și după efectuarea calculelor obținem :

$$\begin{aligned}
 M(u_k^2) = & M(u^2) + \frac{(\Delta u)^2}{12} + \frac{2\Delta u}{\pi} \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r} \left[\sqrt{2} U_1 J_1\left(\sqrt{2} U_1 r \frac{2\pi}{\Delta u}\right) \cos(2\pi r \frac{U_0}{\Delta u}) \right. \\
 & \left. + U_0 J_0\left(\sqrt{2} U_1 r \frac{2\pi}{\Delta u}\right) \sin(2\pi r \frac{U_0}{\Delta u}) \right] + \left(\frac{\Delta u}{\pi}\right)^2 \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^{2r}}{r^2} J_0\left(\sqrt{2} U_1 r \frac{2\pi}{\Delta u}\right) \cdot \\
 & \cdot \cos\left(r \frac{2\pi}{\Delta u} U_0\right). \quad (4.21)
 \end{aligned}$$

Eroarea absolută de cuantizare ΔU_q^2 se calculează plecînd de la (4.21) și este

$$\begin{aligned}
 \Delta U_q^2 = & \frac{(\Delta u)^2}{12} - \frac{2(\Delta u)^2}{\pi} \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r} \left[\sqrt{2} \frac{U_1}{\Delta u} J_1\left(\sqrt{2} U_1 r \frac{2\pi}{\Delta u}\right) \cos(2\pi r \frac{U_0}{\Delta u}) + \right. \\
 & \left. + \frac{U_0}{\Delta u} J_0\left(\sqrt{2} U_1 r \frac{2\pi}{\Delta u}\right) \sin(2\pi r \frac{U_0}{\Delta u}) \right] - \left(\frac{\Delta u}{\pi}\right)^2 \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r^2} J_0\left(\sqrt{2} U_1 r \frac{2\pi}{\Delta u}\right) \cdot \\
 & \cdot \cos\left(r \frac{2\pi}{\Delta u} U_0\right). \quad (4.22)
 \end{aligned}$$

În mod similar se stabilește pentru eroarea absolută de cuantizare a pătratului valorii efective a curentului, relația

$$\begin{aligned}
 \Delta I_q^2 = & \frac{(\Delta i)^2}{12} - \frac{2(\Delta i)^2}{\pi} \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r} \left[\sqrt{2} \frac{I_1}{\Delta i} J_1\left(\sqrt{2} I_1 r \frac{2\pi}{\Delta i}\right) \cos(2\pi r \frac{I_0}{\Delta i}) + \right. \\
 & \left. + \frac{I_0}{\Delta i} J_0\left(\sqrt{2} I_1 r \frac{2\pi}{\Delta i}\right) \sin(2\pi r \frac{I_0}{\Delta i}) \right] - \left(\frac{\Delta i}{\pi}\right)^2 \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^r}{r^2} J_0\left(\sqrt{2} I_1 r \frac{2\pi}{\Delta i}\right) \cos\left(r \frac{2\pi}{\Delta i} I_0\right) \quad (4.23)
 \end{aligned}$$

În cazul cuantizării fine (Δu și Δi mici în raport cu excursia semnalelor de tensiune și curent), erorile date de relațiile (4.22) și (4.23) se reduc practic la $(\Delta u)^2/12$ respectiv la $(\Delta i)^2/12$.

Notînd cu ϵ_{qU^2} și ϵ_{qI^2} erorile relative ale pătratelor valorilor efective, se deduce eroarea ce afectează S ca urmare a cuantizării

$$\epsilon_{qS} = \epsilon_{qU} + \epsilon_{qI} = \frac{1}{2} (\epsilon_{qU^2} + \epsilon_{qI^2}) \approx \frac{1}{24} \left[\frac{(\Delta u)^2}{U^2} + \frac{(\Delta i)^2}{I^2} \right]. \quad (4.24)$$

În cazul în care tensiunea este considerată ca o sumă de semnale sinusoidale necorelate, se arată în literatură [58] că densitatea de repartiție a acestei sume este

$$w(x) = \frac{1}{2A} \left[1 + 2 \sum_{r=1}^{\infty} \cos \frac{\tilde{x} r x}{A} \prod_{\lambda=1}^n J_0 \left(\frac{\sqrt{2} U_{\lambda} \tilde{x} r}{A} \right) \right]; \quad A = \sqrt{2} \sum_{k=1}^n U_k. \quad (4.25)$$

Plecând de la relația (4.25) s-a calculat funcția caracteristică a tensiunii și s-a obținut următoarea expresie

$$\Phi_U(v) = \frac{\sin vA}{vA} \left[1 + 2 \sum_{r=1}^{\infty} \frac{(-1)^r}{1 - \left(\frac{\tilde{x} r}{vA} \right)^2} \prod_{\lambda=1}^n J_0 \left(\frac{\sqrt{2} U_{\lambda} \tilde{x} r}{A} \right) \right]. \quad (4.26)$$

Această funcție poate servi la calculul erorilor de determinare a valorilor efective, precum și la calculul erorilor de determinare a puterii aparente. Forma complicată a funcției (4.26) recomandă utilizarea calculului numeric pentru rezolvarea unui caz concret.

4.3. Estimația pentru puterea reactivă

Pentru obținerea unei estimații se pleacă de la relația (3.3) de calcul a puterii reactive și se procedează ca și în cazul puterii active :

$$Q = \frac{2}{T^2} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} u(t) \left[\sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} i(t) \sum_{r=1}^n \sin r \omega (t - \tau) d\tau \right] dt. \quad (4.27)$$

Considerând constante, pe intervalele de lungime T_e , tensiunea și curentul se obține estimația \hat{Q} , prin eșantioane, pentru puterea reactivă

$$\hat{Q} = \frac{2T_e^2}{T^2} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \left[\sum_{j=0}^{N-1} i_j \sum_{r=1}^n \sin r \omega T_e (j-k) \right]; \quad u_k = u(kT_e), \quad (4.28)$$

$$i_j = i(jT_e).$$

Funcția de ponderare a curentului se generează eșantion cu eșantion, în interiorul aparatului destinat măsurării puterii reactive. Se generează N eșantioane echidistante din această funcție, și ca atare, pentru ea este îndeplinită relația

$$\omega T_e = \frac{2\tilde{\pi}}{N} \quad (4.29)$$

Este de dorit, după cum se va vedea, să fie îndeplinită condiția (4.2), cu alte cuvinte, este necesar să prelevăm N eșantioane echidistante din undele de tensiune și curent. Se ajunge, dacă se respectă condițiile (4.2) și (4.29) la forma

$$\hat{Q} = \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \left[\sum_{j=0}^{N-1} i_j \sum_{r=1}^n \sin r \frac{2\tilde{\pi}}{N} (j-k) \right] \quad (4.30)$$

Plecînd de la relația (3.6) se poate stabili o formă ușor modificată (vezi § 3.3) a estimației puterii reactive

$$\hat{Q} = \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \left[\sum_{j=0}^{N-1} i_{j+k} \sum_{r=1}^n \sin r \frac{2\tilde{\pi}}{N} j \right] \quad (4.31)$$

În vederea studiului erorilor cauzate de eșantionare în cazul estimației (4.30) se consideră regimul pur sinusoidal, prezente fiind doar fundamentalele. Se poate scrie, plecînd de la (4.30)

$$\begin{aligned} \hat{Q}_1 &= \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{2} U_1 \sin(\omega k T_e + \gamma_1) \cdot \\ &\cdot \left[\sum_{j=0}^{N-1} \sqrt{2} I_1 \sin(\omega j T_e + \phi_1) \sum_{r=1}^n \sin r \frac{2\tilde{\pi}}{N} (j-k) \right] = \\ &= \frac{Q_1}{N^2} \sin^2 N\tilde{\pi} \frac{T_e}{T} \sin 2\tilde{\pi} \frac{T_e}{T} \sum_{r=1}^n \frac{\sin 2\tilde{\pi} \frac{r}{N}}{\sin^2 \tilde{\pi} \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \sin^2 \tilde{\pi} \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \end{aligned} \quad (4.32)$$

Se separă termenul corespunzător lui $r=1$ și astfel relația devine

$$\begin{aligned} \hat{Q}_1 &= \frac{Q_1}{N^2} \frac{\sin^2 N\tilde{\pi} \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right) \sin 2\tilde{\pi} \frac{T_e}{T} \sin \frac{2\tilde{\pi}}{N}}{\sin^2 \tilde{\pi} \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right) \sin^2 \tilde{\pi} \left(\frac{T_e}{T} + \frac{1}{N} \right)} + \frac{Q_1}{N^2} \sin^2 N\tilde{\pi} \frac{T_e}{T} \sin 2\tilde{\pi} \frac{T_e}{T} \cdot \\ &\cdot \sum_{r=2}^n \frac{\sin 2\tilde{\pi} \frac{r}{N}}{\sin^2 \tilde{\pi} \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \sin^2 \tilde{\pi} \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Se observă că, în caz că este îndeplinită condiția (4.2), expresia (4.33) devine $\hat{Q}_1 = Q_1$ ceea ce dovedește faptul că egantionarea în condiția (4.2), pe care o vom denumi "egantionare sincronă", nu introduce erori. Dacă există o abatere δ de la relația de sincronism, eroarea absolută se poate calcula după cum urmează :

$$\Delta Q_1 = Q_1 \frac{\pi^2 \delta^2}{3} - Q_1 \frac{2\pi^3}{N^3} \delta^2 \sum_{r=2}^n \frac{\sin 2\pi \frac{r}{N}}{\sin^2 \frac{\pi}{N} (1-\delta+r) \sin^2 \frac{\pi}{N} (1-\delta-r)}, \quad (4.34)$$

iar eroarea relativă este

$$\varepsilon_{Q_1} = \frac{\pi^2 \delta^2}{3} - \frac{2\pi^3}{N^3} \delta^2 \sum_{r=2}^n \frac{\sin 2\pi \frac{r}{N}}{\sin^2 \frac{\pi}{N} (1-\delta+r) \sin^2 \frac{\pi}{N} (1-\delta-r)} \approx \frac{\pi^2 \delta^2}{3}. \quad (4.35)$$

Pentru estimatia dată prin relația (4.31), în același caz se poate determina expresia

$$\begin{aligned} \hat{Q}_1' &= \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{2} U_1 \sin(\omega k T_e + \psi_1) \left[\sum_{j=0}^{N-1} \sqrt{2} I_1 \sin[(j+k)\omega T_e + \phi_1] \sum_{r=1}^n \sin r \frac{2\pi}{N} j \right] \\ &= \frac{U_1 I_1}{N} \frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)} \cdot \sin \left[\phi_1 - (N-1) \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right) \right] + \\ &+ \frac{U_1 I_1}{N^2} \frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)} \frac{\sin 2\pi N \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)}{\sin 2\pi \frac{T_e}{T}} \sin \left[\psi_1 + \phi_1 + (N-1) \pi \left(\frac{3T_e}{T} - \frac{1}{N} \right) \right] \\ &+ \frac{U_1 I_1}{N} \sum_{r=2}^n (-1)^{r+1} \frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \sin \left[\phi_1 - (N-1) \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) \right] + \\ &+ \frac{U_1 I_1}{N^2} \sum_{r=2}^n (-1)^{r+1} \frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \frac{\sin 2\pi N \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)}{\sin 2\pi \frac{T_e}{T}} \cdot \\ &\cdot \sin \left[\psi_1 + \phi_1 + (N-1) \pi \left(\frac{3T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + \frac{U_1 I_1}{N} \sum_{r=1}^n (-1)^r \frac{\sin N\tilde{\omega}(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N})}{\sin \tilde{\omega}(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N})} \cdot \sin \left[\varphi_1 - (N-1) \tilde{\omega} \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \right] + \\
 & + \frac{U_1 I_1}{N^2} \sum_{r=1}^n (-1)^r \frac{\sin N\tilde{\omega}(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N})}{\sin \tilde{\omega}(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N})} \frac{\sin 2N\tilde{\omega}(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N})}{\sin 2\tilde{\omega} \frac{T_e}{T}} \cdot \\
 & \cdot \sin \left[\gamma_1 + \phi_1 + (N-1) \tilde{\omega} \left(\frac{3T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \right] . \quad (4.36)
 \end{aligned}$$

În situația eşantionării sincrone relația (4.36) dă $\hat{Q}'_1 = Q_1$, precizia fiind deci lipsită de erori cauzate de eşantionare. În cazul abaterii de la sincronism relația (4.36), cu unele neglijări, conduce la expresia erorii absolute, cauzate de eşantionare

$$\Delta Q'_1 = -\frac{\delta}{2} Q_1 - \pi \delta P_1 - S_1 \delta \left[\frac{\mathcal{P}}{N} \sum_{r=2}^n \sin(\varphi_1 + \frac{r\mathcal{P}}{N}) \left(\frac{1}{\sin \mathcal{P} \frac{1-r}{N}} + \frac{1}{\sin \mathcal{P} \frac{1+r}{N}} \right) - \sin(\gamma_1 + \phi_1) \right]. \quad (4.37)$$

Analiza relațiilor (4.34) și (4.37), recomandă folosirea pentru calcul a estimației dată prin relația (4.27), ca fiind mai puțin sensibilă la nesincronismele care pot apărea în eşantionarea undelor de tensiune și curent. Și în § 3.3 s-au tras concluzii asemănătoare referitor la calitățile celor două relații.

Dacă se consideră regimul pur sinusoidal în care este prezentă doar armonica λ , estimațiile (4.32) și (4.36) se modifică, înlocuind T cu $T_\lambda = T/\lambda$. Pentru relația (4.32) spre exemplu se obține, după separarea termenului în care $r=\lambda$

$$\begin{aligned}
 \hat{Q}_\lambda = & \frac{Q_\lambda}{N^2} \frac{\sin^2 N\pi\lambda \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right) \sin 2\pi\lambda \frac{T_e}{T} \sin \frac{2\pi\lambda}{N}}{\sin^2 \pi\lambda \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right) \sin^2 \pi\lambda \left(\frac{T_e}{T} + \frac{1}{N} \right)} + \\
 & + \frac{Q_\lambda}{N^2} \sin^2 N\pi\lambda \frac{T_e}{T} \sin 2\pi\lambda \frac{T_e}{T} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq \lambda}}^n \frac{\sin 2\pi \frac{r}{N}}{\sin^2 \pi \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \sin^2 \pi \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)}. \quad (4.38)
 \end{aligned}$$

Relația (4.38) se reduce la Q_λ , dacă este îndeplinită condiția de sincronism a eşantionării, dar în același timp

$$\left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N}\right)_{\max} = \frac{2n}{N} < 1, \quad (4.39)$$

de unde se regăsește condiția de eșantionare dată prin relația (4.14). Deci, și pentru măsurarea puterii reactive, ca și pentru măsurarea puterii active, a puterii aparente și a valorii efective, este necesar să fie prelevate cel puțin $2+1/n$ eșantioane din armonica de cel mai înalt ordin. În cazurile practice, se pot preleva trei eșantioane din armonica cea mai înaltă din spectru (într-o perioadă a acesteia). Condiția (4.14) cere pentru $n=10$, prelevarea a 21 de eșantioane; dacă se prelevează 3 eșantioane din armonica a zecea, într-o perioadă a acesteia, într-o perioadă a fundamentalei vor fi prelevate 30 de eșantioane, ceea ce este acoperitor.

În scopul evidențierii influenței decalajelor și derivelor, sau chiar a componentelor continue existente în semnal, se consideră regimul simplificat, în care este prezentă, în plus, doar fundamentală. Substituind în estimăția dată prin relația (4.30) și efectuând calculele, obținem

$$\begin{aligned} \hat{Q} &= \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left[U_0 + \sqrt{2} U_1 \sin(k\omega T_e + \psi_1) \right] \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} \left[I_0 + \right. \right. \\ &+ \left. \left. \sqrt{2} I_1 \sin(j\omega T_0 + \phi_1) \right] \sum_{r=1}^n \sin r \frac{2\pi}{N} (j-k) \right\} = \\ &= \frac{2U_0 I_0}{N^2} \sum_{r=1}^n \frac{\sin \frac{r\pi}{2}}{\sin \frac{r\pi}{2N}} \cos \frac{r\pi}{2} \frac{N-1}{N} \frac{\sin r\pi}{\sin \frac{r\pi}{N}} + \\ &+ \frac{\sqrt{2}}{N^2} \sum_{r=1}^n \frac{\sin r\pi}{\sin \frac{r\pi}{N}} \left[U_1 I_0 \cos(\psi_1 + \pi T_e \frac{N-1}{T}) - U_0 I_1 \cos(\phi_1 + \pi T_0 \frac{N-1}{T}) \right]. \\ &\cdot \left[\frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right)} - \frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \right] + \hat{Q}_1 \equiv \hat{Q}_1 \quad (4.40) \end{aligned}$$

ceea ce dovedește insensibilitatea acestei estimății la componentele continue, chiar dacă nu este satisfăcută riguros condiția de sincronism. Dacă însă se pleacă de la estimăția puterii

reactive din relația (4.31), pentru același regim se obține

$$\begin{aligned} \hat{Q}' &= \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} \left[U_0 + \sqrt{2} U_1 \sin(k\omega T_e + \psi_1) \right] \cdot \\ &\cdot \left\{ \sum_{j=0}^{N-1} \left[I_0 + \sqrt{2} I_1 \sin[(j+k)\omega T_e + \phi_1] \right] \sum_{r=1}^n \sin r \frac{2\pi}{N} j \right\} = \\ &= \frac{\sqrt{2} U_0 I_1}{N^2} \frac{\sin N\pi \frac{T_e}{T}}{\sin \pi \frac{T_e}{T}} \sum_{r=1}^n \left\{ \frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \cos \left[(N-1)\pi \left(\frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) + \phi_1 \right] - \right. \\ &\left. - \frac{\sin N\pi \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right)}{\sin \pi \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right)} \cos \left[(N-1)\pi \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) + \phi_1 \right] \right\} + \hat{Q}'_1. \quad (4.41) \end{aligned}$$

În cazul eșantionării sincrone, se poate observa, analizând relația (4.41), că termenul suplimentar ce eronează măsurarea se anulează. Dacă însă apare o abatere de la sincronism, plecînd de la relația (4.41) se determină eroarea absolută suplimentară ca fiind

$$\begin{aligned} \Delta Q'_0 = \hat{Q}'_1 - \hat{Q}' &= 2\sqrt{2} U_0 I_1 \delta^2 + \sqrt{2} U_0 I_1 \pi \frac{\delta^2}{N} \sum_{r=2}^n \left\{ \frac{\cos \left[\phi_1 - \frac{\pi}{N} (2-r) \right]}{\sin \pi \frac{r-1}{N}} + \right. \\ &\left. + \frac{\cos \left[\phi_1 - \frac{\pi}{N} (2+r) \right]}{\sin \pi \frac{r+1}{N}} \right\}. \quad (4.42) \end{aligned}$$

Rezultatul obținut indică și el ca fiind de preferat utilizarea relației (4.30) pentru calculul puterii reactive. Datorită insensibilității ei la componentele continue, chiar și în cazul abaterilor de la eșantionarea sincronă, nu sînt necesare măsuri pentru eliminarea erorilor cauzate de decalaje și derivate.

În cele ce urmează se va considera că zgomotele de cuantizare pentru tensiune și curent ϵ_u și ϵ_i precum și zgomotul de cuantizare al funcției de pondere ϵ_f sînt mici, în comparație cu valorile efective ale mărimilor corespunzătoare; este cazul cuantizării fine pentru tensiune, curent și funcția de ponderare. Se știe [14] că în cazul cuantizării fine, zgomotul de cuantizare este practic necorelat cu semnalul din care provine, are o repartiție

uniformă între $-q/2$ și $q/2$ (q fiind cuanta) media nulă și puterea $q^2/12$. Dacă u_q , i_q și F_q sînt tensiunea, curentul și funcția de ponderare cuantizate, se poate scrie, pentru puterea reactivă calculată cu mărimi cuantizate, relația

$$Q_q = \frac{2}{T} \int_0^T u_q \left(\frac{1}{T} \int_0^T i_q F_q dz \right) dt = \frac{2}{T} \int_0^T (u + \varepsilon_u) \left[\frac{1}{T} \int_0^T (i + \varepsilon_i) (F + \varepsilon_f) dz \right] dt. \quad (4.43)$$

Integrala din membrul drept se desface în sumă de integrale, evidențiindu-se expresia puterii reactive, calculată cu mărimi necuantizate. Se obține :

$$\begin{aligned} Q_q = & Q + \frac{2}{T} \int_0^T u \left(\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_i F dz \right) dt + \frac{2}{T} \int_0^T u \left(\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_f i dz \right) dt + \\ & + \frac{2}{T} \int_0^T u \left(\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_i \varepsilon_f dz \right) dt + \frac{2}{T} \int_0^T \varepsilon_u \left(\frac{1}{T} \int_0^T i F dz \right) dt + \\ & + \frac{2}{T} \int_0^T \varepsilon_u \left(\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_i F dz \right) dt + \frac{2}{T} \int_0^T \varepsilon_u \left(\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_f i dz \right) dt + \\ & + \frac{2}{T} \int_0^T \varepsilon_u \left(\frac{1}{T} \int_0^T \varepsilon_i \varepsilon_f dz \right) dt. \end{aligned} \quad (4.44)$$

Deoarece media unui produs este produsul mediilor, iar mediile mărimilor ε_u , ε_i , ε_f și F sînt nule, rezultă că media erorii de măsurare, cauzată de cuantizare - suma integralelor din relația (4.44) - este nulă. Deoarece mărimile ce intervin în integrale pot fi considerate necorelate, dispersia produsului lor este produsul dispersiilor. Prin urmare, dispersia de determinare a lui Q va fi

$$\begin{aligned} \text{disp} \{Q_q\} = & \left\{ 4U^2 \frac{(\Delta i)^2}{12} \cdot \frac{n}{2} + 4U^2 I^2 \frac{(\Delta f)^2}{12} + 4U^2 \frac{(\Delta i)^2}{12} \frac{(\Delta u)^2}{12} + \right. \\ & + 4I^2 \frac{(\Delta u)^2}{12} \cdot \frac{n}{2} + 4 \frac{(\Delta u)^2}{12} \frac{(\Delta i)^2}{12} \cdot \frac{n}{2} + 4I^2 \frac{(\Delta u)^2}{12} \frac{(\Delta f)^2}{12} + \\ & \left. + 4 \frac{(\Delta u)^2}{12} \frac{(\Delta i)^2}{12} \frac{(\Delta f)^2}{12} \right\} \frac{1}{N} \\ \cong & \frac{1}{N} \left\{ 4U^2 \frac{(\Delta i)^2}{12} \frac{n}{2} + 4U^2 I^2 \frac{(\Delta f)^2}{12} + 4I^2 \frac{(\Delta u)^2}{12} \frac{n}{2} \right\}, \quad (4.45) \end{aligned}$$

unde puterea funcției de pondere s-a considerat a fi $n/2$. Ca măsură a erorii absolute cauzate de cuantizare ΔQ_q , se poate accepta cantitatea [14]

$$\Delta Q_q = \pm \frac{UI}{\sqrt{N}} \sqrt{\frac{n}{3} \left(\frac{\Delta i}{\sqrt{2} I} \right)^2 + \frac{(\Delta f)^2}{3} + \frac{n}{3} \left(\frac{\Delta u}{\sqrt{2} U} \right)^2} \quad (4.46)$$

4.4. Estimația pentru puterea complementară

După cum s-a arătat în § 1.8 și în § 2.4 există tendința înlocuirii puterii reactive cu puterea complementară P_c (sau Q_{KM}). Din punctul de vedere al calculului, determinarea puterii complementare se poate reduce - vezi relația (1.52) -, la calculul valorilor efective ale tensiunii și componente reactive a curentului. În fond, dacă nu se urmărește determinarea valorii momentane a curentului reactiv și eventual a componentelor acestuia, calculul puterii complementare revine tot la $\sqrt{S^2 - P^2}$. De aceea, propun calculul direct cu relația

$$\hat{P}_c = \sqrt{\hat{S}^2 - \hat{P}^2} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j^2 \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} i_j^2 - \left(\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j i_j \right)^2} \quad (4.47)$$

Eroarea relativă de determinare a puterii complementare, ε_c , se poate exprima, în funcție de erorile relative de determinare a puterii aparente, ε_s , și a puterii active, ε_p , cu relația

$$\varepsilon_c = \frac{\hat{S}^2}{\hat{P}_c^2} \varepsilon_s + \frac{\hat{P}^2}{\hat{P}_c^2} \varepsilon_p \quad (4.48)$$

Dacă se consideră utilă determinarea componentelor activă și reactivă a curentului, i_p și i_q se pleacă de la relațiile (1.44) și (1.48). Se poate scrie

$$\hat{i}_p(kT_e) = u(kT_e) \frac{\hat{P}}{\hat{U}^2} = u(kT_e) \frac{\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j i_j}{\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j^2}, \quad (4.49)$$

$$\hat{i}_q(kT_e) = i(kT_e) - i_p(kT_e) = i(kT_e) - u(kT_e) \frac{\hat{P}}{\hat{U}^2} = i(kT_e) - u(kT_e) \frac{\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j i_j}{\frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_j^2} \quad (4.50)$$

Reconstruirea, din eşantioane, a undelor de curent se poate obține prin aplicarea oricărei metode cunoscute.

Pentru a determina i_{ql} și i_{qc} sau I_{ql} și I_{qc} se au în vedere relațiile (1.54), (1.55), (1.58) și (1.59). În compunerea relațiilor (1.54) și (1.58), intră o integrală, care poate fi estimată după cum urmează

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T \bar{u} i \, dt &= \frac{1}{T} \int_0^T \left(\int_0^t u \, d\tau \right) i \, dt = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} \left[\sum_{k=0}^j \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} u \, d\tau \right] i \, dt = \\ &= \frac{T_e}{T} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} i \left[\sum_{k=0}^j u_k \right] dt = \frac{T}{N^2} \sum_{j=0}^{N-1} i_j \left(\sum_{k=0}^j u_k \right), \end{aligned} \quad (4.51)$$

iar în relațiile (1.55) și (1.59) apare integrala

$$\begin{aligned} \frac{1}{T} \int_0^T \dot{u} i \, dt &= \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} \frac{u_j - u_{j-1}}{T_e} i \, dt = \frac{1}{T} \sum_{j=0}^{N-1} i_j (u_j - u_{j-1}); \\ u_{-1} &= u_{N-1}. \end{aligned} \quad (4.52)$$

Ținând seama de (4.51) și (4.52), expresiile curenților reactivi devin

$$\hat{i}_{ql} = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} i_j \left(\sum_{k=0}^j u_k \right)}{\sum_{j=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^j u_k \right)^2} \cdot \sum_{k=0}^j u_k, \quad (4.53)$$

$$\hat{i}_{qc} = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} i_j (u_j - u_{j-1})}{\sum_{j=0}^{N-1} (u_j - u_{j-1})^2} (u_j - u_{j-1}) ; \quad u_{-1} = u_{N-1}, \quad (4.54)$$

$$\hat{i}_{ql} = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} i_j \left(\sum_{k=0}^j u_k \right)}{\sqrt{\sum_{j=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^j u_k \right)^2}}, \quad (4.55)$$

$$\hat{I}_{qc} = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} i_j (u_j - u_{j-1})}{\sqrt{\sum_{j=0}^{N-1} (u_j - u_{j-1})^2}} ; \quad u_{-1} = u_{N-1}. \quad (4.56)$$

Componentele reziduale pot fi estimate direct prin operații de scădere.

4.5. Estimația pentru puterea deformantă

Plecînd de la relația de definiție (1.29) a puterii deformante D , se dă estimația pentru aceasta prin

$$\hat{D} = \sqrt{\hat{S}^2 - \hat{P}^2 - \hat{Q}^2}. \quad (4.57)$$

După cum se vede, estimația (4.57) presupune calculul puterii reactive după acad. C. Budeanu. Dacă se calculează numai puterea complementară, puterea deformantă nu mai prezintă interes.

Eroarea relativă de determinare a puterii reactive se calculează în funcție de erorile ϵ_S , ϵ_P și ϵ_Q ale puterilor aparentă, activă și reactivă cu relația

$$\epsilon_D = \frac{\hat{S}^2}{\hat{D}^2} \epsilon_S + \frac{\hat{P}^2}{\hat{D}^2} \epsilon_P + \frac{\hat{Q}^2}{\hat{D}^2} \epsilon_Q. \quad (4.58)$$

4.6. Erori de fază la măsurarea puterii reactive

Erorile de fază sînt determinate de neconcordanța momentelor de eșantionare a tensiunii și curentului, de diferențele dintre caracteristicile de fază ale circuitelor de amplificare ce preced circuitele de eșantionare și memorare, și de diferențele dintre caracteristicile de fază ale sistemelor divizor și șunt. În figura 4.1 se prezintă cele două canale de intrare în aparat. La ieșirea acestora mărimile sînt reprezentate sub for-

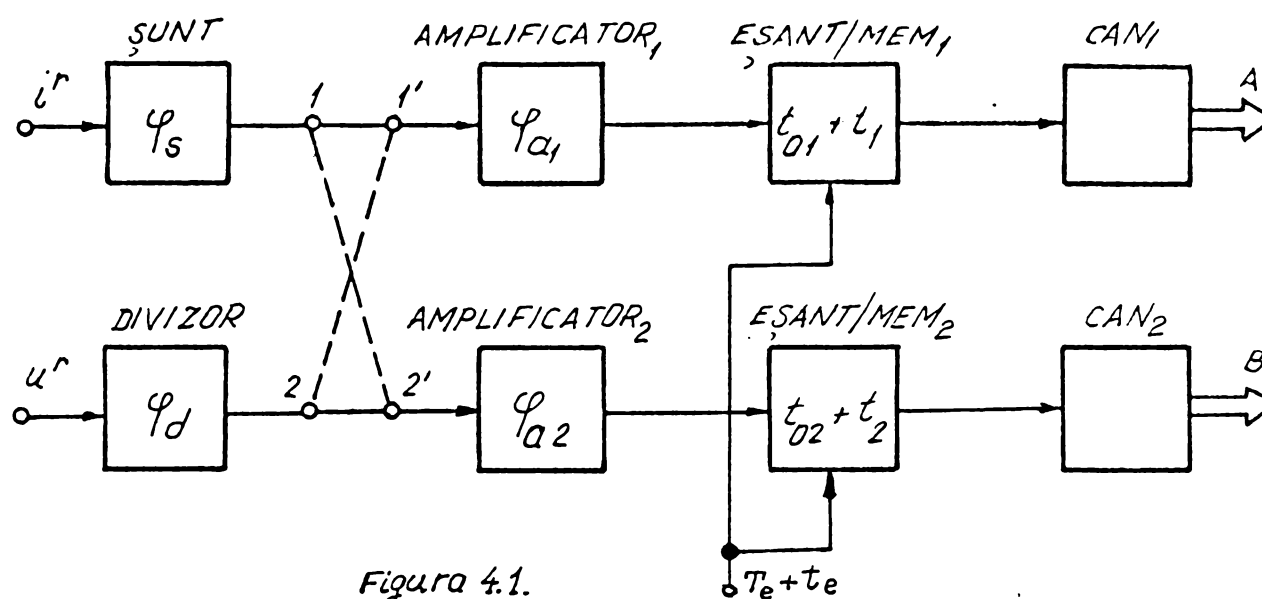


Figura 4.1.

ma unor coduri numerice, proporționale cu eșantioanele de tensiune și curent. La intrarea celor două canale se aduc curentul și tensiunea din rețea, i^r respectiv u^r . Pentru a limita influența șuntului, căderea de tensiune ce apare la bornele sale este redusă și, prin urmare, devine necesară amplificarea căderii de tensiune de la bornele șuntului. Amplificatorul este necesar pentru a aduce nivelul semnalului la valoarea celui pretins de intrarea convertorului analog-numeric (CAN). Dacă spre exemplu, tensiunea culează la bornele șuntului este de maximum $1 V_{VV}$, amplificarea necesară este 20 pentru a lucra cu un convertor cu domeniul $(-10 V, +10 V)$. Deși amplificarea pretinsă este relativ redusă, ea trebuie să rămână constantă într-o bandă relativ largă, ce se întinde de la zero la câteva mii de Hz. Pentru un amplificator comercial, cu produsul amplificare-bandă de 10^7 Hz și amplificarea în buclă deschisă la joasă frecvență de 10^5 , utilizînd modelul cu un singur pol [66], [68], frecvența polului este de 100 Hz. Pentru a obține o

amplificare de 20, se procedează la o desensibilizare de 5000 de ori, amplificarea devenind

$$A = \frac{20}{1 + j f/500000} ,$$

iar defazajul introdus de amplificator se exprimă prin relația

$$\varphi_a = -\arctg f/500000 .$$

Defazajul introdus de către amplificator pentru armonica a 20-a ($f = 1000$ Hz) este de aproape 7'. Se poate ușor verifica, că la 1000 Hz scăderea amplificării este de numai $4 \cdot 10^{-5}$, ceea ce reprezintă $2 \cdot 10^{-4} \%$, valoare acceptabilă. După cum s-a văzut din exemplul prezentat, este necesară utilizarea unor amplificatoare cu produsul amplificare bandă chiar mai mare de 10 MHz, dacă în calea de tensiune nu se recurge la un amplificator identic. Structura celor două canale poate fi făcută identică, unificând semnalele la intrare. Prin acest lucru defazajul ce se introduce între cele două semnale aplicate circuitelor de eşantionare și memorare este reprezentat de diferențele dintre caracteristicile de fază ale celor două amplificatoare, diferență ce poate fi făcută mai mică decât defazajul introdus de amplificator.

Caracteristicile șunturilor și divizoarelor sînt practic neafectate de frecvență în domeniul de la zero la mii, zeci de mii de Hz [60]. Se construiesc divizoare compensate și șunturi bifilare neinductive, astfel încît modificările de fază φ_d respectiv φ_u pot fi făcute neglijabile, în domeniul de frecvență discutat.

În ceea ce privește circuitul de eşantionare și memorare, acesta are în starea de eşantionare (urmărire) o caracteristică de frecvență ce provoacă o defazare a semnalului de ieșire în urma semnalului de intrare. Întîrzierea circuitului cheii de eşantionare, împreună cu întîrzieroa cauzată de defazarea amintită, determină un timp de "apertură", ca decalaj în timp între momentul comenzii și timpul eşantionului efectiv prelevat [61]. Acest timp este puțin dependent de frecvență și este însoțit de o componentă aleatoare de medie nulă denumită "jitter" [61]. S-au notat în figura 4.1 timpii de apertură ai celor două canale cu t_{01} și t_{02} iar timpii de jitter cu t_1 și t_2 . Se pot alege circuitele de eşantionare și memorare astfel încît să aibă $t_{01} = t_{02}$, sau se poate decala comanda aplicată celor două circuite astfel încît să se obțină acc-

lași efect. Ca ordin de mărime, pentru circuitele uzuale, timpul de apertură este de zeci, sute de ns, iar jitterul poate ajunge pînă la cîteva ns.

În vederea asigurării eşantionării sincrone, se poate utiliza, după cum s-a mai arătat, multiplicarea de frecvență cu ajutorul circuitelor de tip PLL. Printr-un astfel de sistem se pot genera, impulsuri de eşantionare, distanțate între ele, în medie, cu $T_e = T/N$. Multiplicarea de frecvență, este însoțită de o modulație parazită, în frecvență [38]. Drept urmare, peste media T_e se suprapune un timp aleator, t_e , avînd media nulă.

Pentru studiul influenței defazajelor vom considera regimul simplificat cu o singură armonică $-\lambda-$ de tensiune și curent. Presupunem, pentru început prezente doar componentele determinate ale defazajelor. Dacă sînt realizate conexiunile 1 - 1' și 2 - 2' (vezi fig.4.1), la ieșiri vor apărea semnalele A și B, după cum urmează

$$A = \sqrt{2} I_{\lambda} \sin(\lambda \omega T_e + \lambda \omega t_{o1} + \Phi_{\lambda} + \varphi_s + \varphi_{a1}) \quad (4.59a)$$

$$B = \sqrt{2} U_{\lambda} \sin(\lambda \omega T_e + \lambda \omega t_{o2} + \psi_{\lambda} + \varphi_d + \varphi_{a2}). \quad (4.59b)$$

Dispozitivul de calcul realizează operațiile prevăzute în optimizația puterii reactive, astfel încît obține valoarea

$$E_Q = (VEA)(VEB) \sin(FB - FA), \quad (4.60)$$

unde VEA și VEB sînt valorile efective ale sinusoidelor prezente la ieșirile A și B, iar FA și FB sînt fazele acestora. Substituind (5.59) în (4.60) obținem

$$E_Q = U_{\lambda} I_{\lambda} \sin[\varphi_{\lambda} + \lambda \omega (t_{o2} - t_{o1}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} + \varphi_d - \varphi_s]. \quad (4.61)$$

Dacă $t_{o2} = t_{o1}$, $\varphi_{a2} = \varphi_{a1}$ iar φ_d și φ_s sînt neglijabile, nu apar erori însemnate. Cu cît ordinul armonice este mai înalt, decalajele de fază, necompensate, cresc ca pondere. În cazul eşantionării sincrone cînd nu apar erori de altă natură, dezvoltînd în serie (4.61) și reținînd primii doi termeni, se obține o cantitate

$$E_Q = C_{\lambda} + P_{\lambda} [\lambda \omega (t_{o2} - t_{o1}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} + \varphi_d - \varphi_s], \quad (4.62)$$

ce permite calculul erorii relative cauzate de către necompensările de fază, cu

$$\varepsilon_{\varphi\lambda} = -c \operatorname{tg} \varphi_{\lambda} \left[\lambda \omega (t_{o2} - t_{o1}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} + \varphi_d - \varphi_s \right]. \quad (4.63)$$

Se vede că pentru unghiuri φ_{λ} mici, eroarea relativă crește foarte mult. Există posibilitatea reducerii peste ceea ce permite compensarea, a erorilor cauzate de defazaje. Dacă se conectează 1 - 2' și 2 - 1' (vezi figura 4.1) la ieșiri vor apărea semnalele

$$A = \sqrt{2} U_{\lambda} \sin(\lambda \omega T_e + \lambda \omega t_{o1} + \psi_{\lambda} + \varphi_d + \varphi_{a1}) \quad (4.64a)$$

$$B = \sqrt{2} I_{\lambda} \sin(\lambda \omega T_e + \lambda \omega t_{o2} + \phi_{\lambda} + \varphi_s + \varphi_{a2}), \quad (4.64b)$$

care, înlocuite în (4.60), conduc la expresia mărimii generate de către dispozitivul de calcul

$$E'_Q = U_{\lambda} I_{\lambda} \sin \left[-\varphi_{\lambda} + \lambda \omega (t_{o2} - t_{o1}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} + \varphi_s - \varphi_d \right]. \quad (4.65)$$

Calculînd media diferenței celor două mărimi, generate în cele două etape, se obține

$$\frac{E_Q - E'_Q}{2} = U_{\lambda} I_{\lambda} \sin(\varphi_{\lambda} + \varphi_d - \varphi_s) \sin \left[\lambda \omega (t_{o2} - t_{o1}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} \right]. \quad (4.66)$$

Deoarece $\varphi_d - \varphi_s$ este o cantitate redusă, iar argumentul sinusului este totuși mic, cele două funcții trigonometrice se pot dezvolta în serie. Rezultatul operației de mediere devine

$$\frac{E_Q - E'_Q}{2} = Q_{\lambda} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\lambda \omega (t_{o1} - t_{o2}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} \right]^2 \right\} + P_{\lambda} (\varphi_d - \varphi_s), \quad (4.67)$$

Conform celor expuse cu privire la divizoare, al doilea termen, în P_{λ} , din relația (4.67) este neglijabil; în realitate, un dispozitiv de calcul ce implementează estimația (4.30), generează la ieșirea sa, valoarea dată de relația (4.38). Ținînd seama de aceasta, rezultatul operației de mediere se poate scrie sub formă

$$\begin{aligned} \frac{E_Q - E'_Q}{2} &= \frac{1}{N^2} Q_{\lambda} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\lambda \omega (t_{o1} - t_{o2}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} \right]^2 \right\} \cdot \\ &\cdot \left\{ \frac{\sin^2 N \tilde{\pi} \lambda \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)}{\sin^2 \tilde{\pi} \lambda \left(\frac{T_e}{T} - \frac{1}{N} \right)} \frac{\sin 2 \tilde{\pi} \lambda \frac{T_e}{T} \sin \frac{2 \tilde{\pi} \lambda}{N}}{\sin^2 \tilde{\pi} \lambda \left(\frac{T_e}{T} + \frac{1}{N} \right)} + \right. \\ &\left. + \sin^2 N \tilde{\pi} \lambda \frac{T_e}{T} \sin 2 \tilde{\pi} \lambda \frac{T_e}{T} \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq \lambda}}^n \frac{\sin 2 \tilde{\pi} \frac{r}{N}}{\sin^2 \tilde{\pi} \lambda \left(\frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \sin^2 \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \right\}. \end{aligned} \quad (4.68)$$

Ținând doar cel mai semnificativ termen din relația (4.68), în cazul abaterii de la eșantionarea sincronă, se obține

$$\frac{E_Q - E'_Q}{2} = Q_\lambda \left(\frac{\sin \pi \delta \lambda}{\pi \delta \lambda} \right)^2 \left\{ 1 - \frac{1}{2} \left[\lambda \omega (t_{o1} - t_{o2}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} \right]^2 \right\} \quad (4.69)$$

După cum se vede, erorile cauzate de defazaaje apar ca preponderente doar în cazul asigurării unei eșantionări sincrone. Pentru acest caz, pornind de la relația (4.69) se poate calcula eroarea relativă $\varepsilon_{\varphi\lambda}$ cauzată de defazaaje. Ea este, ținând seama de termenul cu P_λ din relația (4.67)

$$\varepsilon_{\varphi\lambda} = \frac{1}{2} \left[\lambda \omega (t_{o1} - t_{o2}) + \varphi_{a2} - \varphi_{a1} \right]^2 + \text{ctg} \varphi_\lambda (\varphi_d - \varphi_s), \quad (4.70)$$

oricum mai mică, chiar și la unghiuri φ_λ mici, decât eroarea care apare cînd nu se procedează la inversarea canalelor de intrare în dispozitivul de calcul, urmată de mediere.

Se consideră acum doar componentele aleatoare ale defazaajelor, $\lambda \omega t_e$, $\lambda \omega t_1$ și $\lambda \omega t_2$. La ieșiri apar semnalele A și B de forma

$$A = \sqrt{2} I_\lambda \sin \left[\lambda \omega T_e + \Phi_\lambda + \lambda \omega (t_e + t_1) \right] \quad (4.71a)$$

$$B = \sqrt{2} U_\lambda \sin \left[\lambda \omega T_e + \Psi_\lambda + \lambda \omega (t_e + t_2) \right]. \quad (4.71b)$$

Deoarece t_e , t_1 și t_2 sînt mici, A și B se pot dezvolta în serie

$$A = \sqrt{2} I_\lambda \left[\sin(\lambda \omega T_e + \Phi_\lambda) + \lambda \omega (t_e + t_1) \cos(\lambda \omega T_e + \Phi_\lambda) \right] \quad (4.72a)$$

$$B = \sqrt{2} U_\lambda \left[\sin(\lambda \omega T_e + \Psi_\lambda) + \lambda \omega (t_e + t_2) \cos(\lambda \omega T_e + \Psi_\lambda) \right], \quad (4.72b)$$

și se introduc în estimația dată prin relația (4.30). Efectuînd calcule se ajunge la

$$\hat{Q}'_\lambda = \hat{Q}_\lambda + \frac{2U_\lambda I_\lambda}{N^2} \sum_{r=1}^n \sum_{k=0}^{N-1} \sin \left(2\tilde{\pi} \lambda k \frac{T_e}{T} + \Psi_\lambda \right).$$

$$\sum_{j=0}^{N-1} \left\{ \sin \left[j 2\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) - k \frac{2\tilde{\pi} r}{N} + \Phi_\lambda \right] - \sin \left[j 2\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) + \right.$$

$$\left. + k \frac{2\tilde{\pi} r}{N} + \Phi_\lambda \right\} \frac{2\tilde{\pi} \lambda}{T} (t_{ej} + t_{2j}) + \frac{2U_\lambda I_\lambda}{N^2} \sum_{r=1}^n \sum_{k=0}^{N-1} \frac{2\tilde{\pi} \lambda}{T} (t_{ek} + t_{1k}).$$

$$\begin{aligned}
 & \cdot \cos(2\tilde{\pi}\lambda k \frac{T_e}{T} + \psi_\lambda) \sum_{j=0}^{N-1} \left\{ \sin \left[j 2\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) - k \frac{2\tilde{\pi}r}{N} + \Phi_\lambda \right] - \right. \\
 & \left. - \sin \left[j 2\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) + k \frac{2\tilde{\pi}r}{N} + \Phi_\lambda \right] \right\} \cdot \frac{2\tilde{\pi}\lambda}{T} (t_{0j} + t_{2j}) + \frac{U_\lambda I_\lambda}{N^2} \sum_{r=1}^n \sum_{k=0}^{N-1} \frac{2\tilde{\pi}\lambda}{T} \cdot \\
 & \cdot (t_{ek} + t_{1k}) \frac{\sin N\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)}{\sin \tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right)} \left\{ \cos \left[\Phi_\lambda + \psi_\lambda + 2\tilde{\pi}k \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) + (N-1)\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) \right] + \right. \\
 & \left. + \cos \left[\varphi_\lambda + 2\tilde{\pi}k \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) - (N-1)\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) \right] \right\} - \frac{U_\lambda I_\lambda}{N^2} \sum_{r=1}^n \sum_{k=0}^{N-1} \frac{2\tilde{\pi}\lambda}{T} (t_{ek} + t_{1k}) \cdot \\
 & \cdot \frac{\sin N\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right)}{\sin \tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right)} \left\{ \cos \left[\Phi_\lambda + \psi_\lambda + 2\tilde{\pi}k \left(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N} \right) + (N-1)\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \right] + \right. \\
 & \left. + \cos \left[\varphi_\lambda + 2\tilde{\pi}k \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) + (N-1)\tilde{\pi} \left(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N} \right) \right] \right\}. \tag{4.73}
 \end{aligned}$$

In structura expresiei (4.73) apar sume de forma

$$S = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x_k A \sin y_k,$$

unde x este o variabilă aleatoare, cu media nulă și dispersia σ^2 , iar funcția deterministă $A \sin y$ are media nulă și puterea $A^2/2$. Produsul $x A \sin y$ are media nulă și dispersia $\sigma^2 A^2/2$; suma S constituie o estimare a mediei produsului, efectuată pe un volum de selecție de N eșantioane și ca atare dispersia de determinare este $\sigma^2 A^2/(2N)$ [63], [64]. Se poate considera ca eroare de determinare a mediei, mărimea $\sigma A/\sqrt{2N}$. Ținând seama de toate acestea și considerînd cazul acoperitor al însumării într-un singur sens al erorilor, relația (4.73) se poate transpune în

$$\begin{aligned}
 \hat{Q}'_\lambda &= \hat{Q}_\lambda + \frac{4 \sqrt{2} \tilde{\pi} \lambda U_\lambda I_\lambda}{TN \sqrt{N}} \sqrt{\sigma_e^2 + \sigma_2^2} \sum_{r=1}^n \sum_{k=0}^{N-1} \sin(2\tilde{\pi}\lambda k \frac{T_e}{T} + \psi_\lambda) + \\
 &+ \frac{8 \tilde{\pi}^2 n \lambda^2 U_\lambda I_\lambda}{NT^2} \sqrt{(\sigma_e^2 + \sigma_1^2)(\sigma_e^2 + \sigma_2^2)} + \frac{2 \sqrt{2} \tilde{\pi} \lambda U_\lambda I_\lambda}{NT \sqrt{N}} \sqrt{\sigma_e^2 + \sigma_1^2}.
 \end{aligned}$$

$$\sum_{r=1}^n \left\{ \left| \frac{\sin N\tilde{\omega}(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N})}{\sin \tilde{\omega}(\lambda \frac{T_e}{T} - \frac{r}{N})} \right| + \left| \frac{\sin N\tilde{\omega}(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N})}{\sin \tilde{\omega}(\lambda \frac{T_e}{T} + \frac{r}{N})} \right| \right\}, \quad (4.74)$$

unde s-au făcut notațiile σ_e^2 - dispersia timpului t_e , σ_1^2 - dispersia timpului t_1 , σ_2^2 - dispersia timpului t_2 . Se poate considera $\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \sigma^2$. Suma dublă din relația (4.74) este nulă; din ultima sumă a aceleiași relații se păstrează doar termenul prim în care $r=\lambda$, valoarea sa fiind N . Rezultă deci

$$\hat{Q}'_{\lambda} = \hat{Q}_{\lambda} + \frac{8\pi^2 n \lambda^2 U_{\lambda} I_{\lambda}}{N} \left[\left(\frac{\sigma_e}{T} \right)^2 + \left(\frac{\sigma}{T} \right)^2 \right] + \frac{2\sqrt{2}\pi\lambda U_{\lambda} I_{\lambda}}{\sqrt{N}} \sqrt{\left(\frac{\sigma_e}{T} \right)^2 + \left(\frac{\sigma}{T} \right)^2}. \quad (4.75)$$

Cum $\sigma_e \ll T$ și $\sigma \ll T$ și $\sqrt{N} < N$, rezultă că ultimul termen este mult mai mare decât al doilea, deși acesta conține $n < N/2$ la numărător. Se poate în consecință aprecia eroarea absolută, cauzată de componentele aleatoare ale timpilor de comandă și apertură, ca fiind

$$\Delta \hat{Q}_{\lambda} = \frac{2\sqrt{2}\pi\lambda U_{\lambda} I_{\lambda}}{\sqrt{N}} \sqrt{\left(\frac{\sigma_e}{T} \right)^2 + \left(\frac{\sigma}{T} \right)^2}. \quad (4.76)$$

Trebuie menționat că pentru $\sigma = 5$ ns, raportul $\sigma/T = 0,25 \cdot 10^{-6}$ și poate fi eventual neglijat. Relația (4.76) relevă și faptul că modulația parazită în frecvență, care apare în cazul multiplicării frecvenței rețelei cu circuite PLL și care modifică poziția impulsurilor de eșantionare, are un efect redus asupra măsurării.

Legat de această tehnică de interschimbare a canalelor și medierea rezultatului obținut prin scăderea mărimilor de ieșire, revin la o problemă tratată în § 3.3, și anume erorile cauzate de prezența componentelor continue în cazul existenței unei abateri de frecvență $\Delta\omega$. Plecînd de la relația (3.31) de definire a erorii absolute, notate cu $\Delta Q_k''$, pentru cazul în care canalului A i se aplică curentul, iar canalului B tensiunea, vom avea ieșirea afectată de eroarea

$$(\Delta E_Q)_1 = \sqrt{2} (B_k'' A_o - B_o A_k'') \frac{\Delta\omega}{\omega} = \sqrt{2} (U_k'' I_o - U_o I_k'') \frac{\Delta\omega}{\omega} = \Delta Q_k''.$$

Dacă acum se inversează canalele, ieșirea va fi afectată de eroarea

$$(\Delta E_Q)_2 = \sqrt{2} (B_k'' A_o - B_o A_k'') \frac{\Delta \omega}{\omega} = \sqrt{2} (U_o I_k'' - U_k'' I_o) \frac{\Delta \omega}{\omega} = -\Delta Q_k''.$$

Prin scăderea valorilor obținute la ieșire se vede, analizând cele două relații precedente, că eroarea absolută devine $2\Delta Q_k''$ și după mediere $\Delta Q_k''$. În concluzie, tehnica aplicată nu duce la modificarea erorilor cauzate de prezența componentelor continue, decalajelor și derivelor.

4.7. Concluzii

Acest capitol analizează estimății pentru puteri și valori efective. Se desprinde concluzia generală că este necesară prelevarea a măcar $2n+1$ eșantioane într-o perioadă a fundamentalei. Rezultatul este în concordanță cu teorema eșantionării. Se arată că eșantionarea cu $T=NT_o$, denumită sincronă, permite anularea, din punct de vedere teoretic, al erorilor introduse de eșantionare la măsurarea tuturor puterilor și valorilor efective. Un astfel de rezultat a mai fost obținut, dar numai pentru puterea activă [10], [57].

Pentru puterea reactivă se prezintă două estimății ; una din aceste relații, găsită pe altă cale, apare în literatură [35]. Analiza erorilor ce apar ca urmare a abaterilor de frecvență ale generatorului SIN/COS la o implementare analogică și a erorilor cauzate de nerespectarea condiției optime de eșantionare $T=NT_e$, la o implementare numerică recomandă tot noua relație propusă în lucrare. Forma implementabilă a estimăției propuse se obține plecând de la relația (4.30) și efectuând însumarea după r .

$$\hat{Q} = \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \left[\sum_{j=0}^{N-1} i_j \frac{\sin \tilde{\pi} \frac{(n+1)(j-k)}{N} \sin \tilde{\pi} \frac{n(j-k)}{N}}{\sin \tilde{\pi} \frac{j-k}{N}} \right]. \quad (4.77)$$

Dacă se ia ca punct de plecare relația (4.31), forma numerică de calcul a relației (3.8) ce apare în literatură, se ajunge la estimăția

$$\hat{Q} = \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \left[\sum_{j=0}^{N-1} i_{j+k} \frac{\sin \tilde{\pi} \frac{n+1}{N} j \sin \tilde{\pi} \frac{n}{N} j}{\sin \tilde{\pi} \frac{j}{N}} \right]. \quad (4.78)$$

Se tratează erorile ce apar ca urmare a eşantionării, dacă nu se respectă condiția de eşantionare sincronă, la măsurarea puterii aparente, reactive precum și la măsurarea valorilor efective ; prin relațiile de definiție se calculează, funcție de acestea și erorile ce apar la măsurarea puterii complementare și deformante. Se dau relații pentru determinarea erorilor cauzate de cuantizare în cazul măsurării puterii aparente și a valorii efective și se apreciază erorile cauzate de cuantizare în cazul determinării puterii reactive. Se trag concluzii importante privind mărimea erorilor cauzate de defazaje și se adaptează, pentru reducerea acestor erori, o tehnică cunoscută în literatură [10].

Se mai propun estimări pentru calculul componentelor curentului, după definițiile date de Kusters și Moore [27].

CAPITOLUL 5

ALGORITMI PENTRU CALCULUL ESTIMAȚIILOR NUMERICE ALE PUTERILOR

În capitolul anterior s-au indicat relațiile de calcul care permit obținerea unor estimații pentru puterea activă, aparentă, reactivă, complementară și deformantă. Aceste relații constituie fundamentul teoretic necesar în conceperea și elaborarea aparatului de măsurare numerică a acestor mărimi. Pentru implementarea acestor relații de calcul este necesară elaborarea unei succesiuni de operații (instrucțiuni) care să permită, din datele inițiale, determinarea valorilor estimațiilor pentru puteri. Această succesiune de operații constituie algoritmul de calcul al puterii [65]. Elaborarea algoritmului constituie o etapă intermediară, obligatorie, în trecerea de la relația de calcul la implementarea prin hard și/sau soft a acesteia. Prin însuși limbajul folosit în descrierea algoritmului se sugerează, în linii mari, programul (softul) ce este necesar pentru realizarea calculului. Limbajul de descriere trebuie corelat cu limbajul de programare al procesorului ce se intenționează a fi folosit, fără a fi însă necesară o detaliere pînă la nivelul instrucției ; această sarcină rămîne etapei de proiectare a aparatului propriuzis. Cele expuse reprezintă motivul pentru care s-a adoptat o descriere a algoritmilor conform unor uzanțe întîlnite la microprocesoarele de 8 biți. În cursul descrierii algoritmului se sugerează, prin operațiile care apar, prin cantitatea de date ce trebuie memorată și schimbată cu exteriorul, structura hardware a viitorului aparat.

Din punct de vedere al capacității aparatului de a urmări fidel variația mărimii măsurate, vom deosebi în lucrarea de față acel aparat care reușește să determine puterea în cîteva perioade ale rețelei de cel care are nevoie de un timp îndelungat pentru a face același lucru ; în primul caz fenomenele sînt staționare în decursul calculului, aparatul lucrînd în "timp real", pe cînd în

al doilea caz se recurge la o înregistrare a tensiunii și curentului iar calculul decurge "off-line". Structura hardware a celor două tipuri de aparate trebuie să difere esențial, în special atunci când se cere măsurarea puterii reactive. Numărul mare de operații de multiplicare implicate pretinde, pentru calculul în timp real, utilizarea unor procesoare rapide (bit-slice) sau a unor unități hardware (multiplicatoare, acumulatori de mare capacitate, convertoare binar-BCD combinaționale, s.a.). Aceste cerințe duc la creșterea prețului de cost a aparatului. Pentru aparatele care recurg la procedeul de înregistrare a undelor de tensiune și curent (pe durata unei sau mai multor perioade) cerințele de hardware sînt mult mai reduse; operațiile de multiplicare și acumulare se efectuează prin program, a cărui pondere crește mult. Faptul că procesoarele cele mai răspîndite (8080, 8085, Z80, 6800) sînt relativ lente duc la lungirea excesivă a timpului de calcul în cazul puterii reactive. Este deci necesară reducerea prin algoritm a numărului de operații de multiplicare pretinse.

5.1. Algoritmi pentru calculul estimăției numerice a puterii reactive

Cea mai mare cantitate de multiplicări o implică determinarea puterii reactive. Funcția de ponderare a curentului - vezi relația (4.77) - poate oferi o cale pentru reducerea numărului de multiplicări necesare.

5.1.1. Funcția de ponderare a curentului

Relația (4.77) se poate transcrie sub forma

$$\hat{Q} = \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \left[\sum_{j=0}^{N-1} i_j F_{j-k} \right], \quad (5.1)$$

unde s-a folosit, pentru funcția de ponderare, notația

$$F_r = \frac{\sin \pi \frac{n+1}{N} r \cdot \sin \pi \frac{n}{N} r}{\sin \pi \frac{r}{N}}. \quad (5.2)$$

Se verifică ușor relația

$$F_{-r} = -F_r \quad (5.3)$$

funcția de ponderare fiind impară.

După cum s-a văzut în § 4.3 este necesară eșantionarea astfel încât $N \geq 2n+1$. Se adoptă evident, relația $N = 2n+1$, obținându-se astfel, cu un minim de eșantioane, puterea reactivă. Analizând relația 5.2 se observă că

$$F_{N-r} = \frac{\sin \left[\pi(n+1) - \pi \frac{n+1}{N} r \right] \sin \left(\pi n - \pi \frac{n}{N} r \right)}{\sin \left(\pi - \pi \frac{r}{N} \right)} = -F_r, \quad (5.4)$$

ceea ce permite reducerea la jumătate a numărului total de multiplicări pretinse de paranteza dreaptă din relația (5.1).

Există posibilitatea reducerii suplimentare a operațiilor de multiplicare, mărinđ cu 1 numărul de eșantioane N prelucrate. Astfel pentru

$$N = 2n+2, \quad (5.5)$$

funcția de ponderare, dată prin relația (5.2) devine

$$F_r = \frac{\sin \pi \frac{r}{2} \sin \pi \frac{n}{2n+2} r}{\sin \pi \frac{r}{2n+2}}. \quad (5.6)$$

Dacă r este par expresia (5.6) se anulează

$$F_r = F_{2p} = 0, \quad (5.7)$$

iar dacă r este impar devine

$$F_r = F_{2p+1} = (-1)^p \frac{\sin \pi \frac{n}{2n+2} r}{\sin \pi \frac{r}{2n+2}}. \quad (5.8)$$

Si F_{2p+1} se bucură de proprietatea reliefată prin relația (5.4). Deoarece jumătate din valorile funcției F se anulează dacă se lucrează cu $2n+2$ eșantioane, rezultă o reducere esențială a numărului total de multiplicări implicate de calculul estimației pentru puterea reactivă.

O problemă importantă, legată de implementarea algoritmului de calcul al estimației puterii reactive, o constituie determinarea valorilor maximă și minimă ale funcției de ponderare. Valoa-

rea minimă (nenulă) a funcției de ponderare impune cuanta acesteia Δf (vezi § 4.3), iar valoarea maximă a sa, numărul de cifre binare necesare pentru memorarea ei. Se vede ușor că maximum F_M se obține pentru $r=1$. Substituind în (5.2) se obține

$$F_M = F_1 = \frac{\sin \pi \frac{n+1}{N} \sin \pi \frac{n}{N}}{\sin \frac{\pi}{N}} . \quad (5.9)$$

Dacă n este suficient de mare (peste 5) se poate face aproximația

$$\sin \pi \frac{n+1}{N} \cong \sin \pi \frac{n}{N} \cong 1 ,$$

atît pentru $N = 2n+1$ cît și pentru $N = 2n+2$. În acest caz, relația (5.9) poate fi aproximată prin

$$F_M = \frac{1}{\sin \frac{\pi}{N}} \cong \frac{N}{\pi} . \quad (5.10)$$

Minimul nenul F_m , este dependent de condiția de eșantionare. Astfel, dacă se lucrează în condiția $N = 2n+1$, relația (5.2) se transformă după cum urmează

$$F_r = \frac{\sin\left(\frac{\pi r}{2} + \frac{\pi r}{2 \cdot 2n+1}\right) \sin\left(\frac{\pi r}{2} - \frac{\pi r}{2 \cdot 2n+1}\right)}{\sin \pi \frac{r}{2n+1}} . \quad (5.11)$$

Considerăm cazul $r = 2p$ și expresia (5.11) devine

$$F_{2p} = - \frac{\sin^2 \pi \frac{2p}{2 \cdot 2n+1}}{\sin \pi \frac{2p}{2n+1}} = - \frac{1}{2} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{2p}{2n+1} . \quad (5.12)$$

Se observă acum, că pentru r par, F_m se obține dacă $p=1$

$$F_m = |F_2| = \left| - \frac{1}{2} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2n+1} \right| \cong \frac{\pi}{2N} . \quad (5.13)$$

Dacă însă $r = 2p+1$, relația (5.2) se poate aduce la forma

$$F_{2p+1} = \frac{\cos^2 \frac{\pi}{2} \frac{2p+1}{2n+1}}{\sin \frac{\pi}{2} \frac{2p+1}{2n+1}} = \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \frac{\pi}{2} \frac{2p+1}{2n+1} = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{2(n-p)}{2n+1}. \quad (5.14)$$

O valoare minimă nenulă pentru (5.14) se obține dacă $p=n-1$. Rezultă

$$F_m = \frac{1}{2} \operatorname{tg} \frac{\pi}{2n+1} \approx \frac{\pi}{2N},$$

identică cu cea corespunzătoare cazului r par. Prin urmare, pentru $N=2n+1$, F_M și F_m sînt date de relațiile (5.10) respectiv (5.13). Raportul valorilor este

$$\frac{F_M}{F_m} = \frac{2N^2}{\pi^2} = 2 \frac{(2n+1)^2}{\pi^2}. \quad (5.15)$$

Dacă $N=2n+2$, pentru cazul $r=2p+1$, pornind de la relația (5.8), se scrie

$$F_{2p+1} = \frac{\cos \frac{\pi}{2} \frac{2p+1}{n+1}}{\sin \frac{\pi}{2} \frac{2p+1}{n+1}} = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{n-2p}{n+1}. \quad (5.16)$$

Minimul nenul al relației (5.16) se determină căutînd valoarea $2p$, cea mai apropiată de n , fără însă a fi egală cu n . Dacă n este par, $p=n/2-1$, satisface cerința. Rezultă

$$F_m = F_n = \operatorname{tg} \frac{\pi}{n+1} \approx \frac{\pi}{n+1} = \frac{2\pi}{N}. \quad (5.17)$$

Prin urmare, dacă se eșantionează un semnal, cu un număr par de armonici în condiția $N=2n+2$, raportul dintre valoarea maximă și minimă a funcției de ponderare este

$$\frac{F_M}{F_m} = \frac{N^2}{2\pi^2} = 2 \frac{(n+1)^2}{\pi^2}. \quad (5.18)$$

Comparînd relațiile (5.15) și (5.18) rezultă că pentru n par, mărind cu 1 numărul eșantioanelor prelucrate, pe lîngă reducerea valorilor nenule ale funcției de ponderare, ecartul acestora scade de aproape patru ori. Acest fapt permite reducerea cu una pînă la două cifre binare a lungimii cuvîntului cu care se codează funcția de ponderare. Dacă n este impar, cea mai apropiată valoare de n a lui $2p$ este $n-1$, caz în care din relația (5.16) se deduce

$$F_m = F_n = \operatorname{tg} \frac{\pi}{2} \frac{1}{n+1} \approx \frac{\pi}{2(n+1)} = \frac{\pi}{N}. \quad (5.19)$$

Determinînd și în acest caz raportul F_M/F_m se obține

$$\frac{F_M}{F_m} = \frac{[2(n+1)]^2}{\pi^2} = \frac{N^2}{\pi^2}. \quad (5.20)$$

Si în cazul unui număr impar de armonici se obține o îmbunătățire a raportului, de aproape două ori, deși numărul de ecuații prelucrate este mai mare.

După cum se poate concluziona din cele descrise anterior, este avantajos lucrul cu $N=2n+2$ și n par, atît din punct de vedere al numărului de multiplicații necesare, cît și din cel al numărului de cifre binare cu care se codifică funcția de ponderare. Lucrul cu $N=2n+2$ și n impar poate, eventual, conduce la N o putere a lui 2, ceea ce ar simplifica operațiile de calcul (care cuprind împărțiri cu N și N^2).

Pentru exemplificarea afirmațiilor de mai înainte, cu privire la funcția de ponderare a curentului, se dau 3 exemple. Pentru exemplul din tabelul 5.1 se calculează F_M cu relația (5.10) rezultînd valoarea 4,775 apropiată de valoarea maximă din tabel 4,757. Calculînd F_m cu relația (5.13) se obține 0,105 față de

Tabelul 5.1. $n=7, N=2 \cdot 7+1=15$.

r	0	1	2	3	4	5	6	7
F_r	0	4,757	-0,106	1,539	-0,223	0,866	-0,363	0,555
r	8	9	10	11	12	13	14	-
F_r	-0,555	0,363	-0,866	0,223	-1,539	0,106	-4,757	-

Tabelul 5.2 $n=8, N=2 \cdot 8+2=18$.

r	0	1	2	3	4	5	6	7	8
F_r	0	5,671	0	1,732	0	0,839	0	0,364	0
r	9	10	11	12	13	14	15	16	17
F_r	0	0	-0,364	0	-0,839	0	-1,732	0	-5,671

Tabelul 5.3 $n=9, N=2 \cdot 9+2=20$.

r	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
F_r	0	6,313	0	1,963	0	1	0	0,509	0	0,158
=====										
r	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
F_r	0	-0,158	0	-0,509	0	-1	0	-1,963	0	-6,313

0,106 din tabel. Relațiile de calcul potrivite exemplului din tabelul 5.2 sînt (5.10) și (5.17), prin aplicarea cărora se obțin $F_M = 5,73$ și $F_m = 0,349$, față de valorile corespunzătoare din tabel 5,671 și respectiv 0,364. Dacă n este par, pentru $r=n+1$ valoarea funcției de ponderare este nulă, după cum se poate vedea și din tabel. In cazul ultimului exemplu se determină F_M și F_m cu relațiile (5.10) și (5.19). Se obțin valorile $F_M = 6,367$ și $F_m = 0,157$ față de 6,313 respectiv 0,158 din tabel. Deși în exemplele considerate n a fost luat sub 10, relațiile de apreciere a extremelor funcției de ponderare, cu toate aproximațiile făcute sînt pe deplin acceptabile. Este vizibilă și anularea funcției de ponderare pentru r par, la prelucrarea a 2n+2 eșantioane.

5.1.2. Algoritmi pentru calculul în timp real a estimației numerice pentru puterea reactivă

Pentru calculul puterii reactive în timp real ("on-line") este necesară realizarea într-un timp mai mic decît T_0 a expresiei

$$+U_k \left[\sum_{j=0}^{N-1} i_j F_{j-k} \right], \quad (5.21)$$

semnul plus indicînd operația de acumulare (însușire). Se vede că sînt necesare N+1 operații de multiplicare și tot N+1 operații de însușire ; una dintre operațiile de multiplicare și anume cea corespunzătoare la $j=k$ ar putea fi evitată ($F_0=0$) dar aceasta implică o testare, în ciclu, a indicelui funcției de ponderare. Este posibil ca N operații de testare să dureze mai mult decît o multiplicare și o însușire și de aceea testarea nu este de preferat.

In figura 5.1 este prezentată organigrama algoritmului ce realizează calculul estimației Q conform relației (5.1), pentru $N=2n+1$. Declanșarea procedurii de măsurare trebuie să fie făcută

de către începutul unei perioade, început marcat de trecerea prin zero, într-un sens stabilit, a undei de tensiune. Se presupune realizată operația de sincronizare a frecvenței semnalului de eșantionare cu frecvența fundamentalei din rețea. Momentele de eșantionare sînt marcate de către o structură hardware ce realizează multiplicarea de frecvență, fie printr-un circuit de tip PLL (vezi figura 3.2), fie printr-un circuit numeric așa cum se va prezenta în continuare. Înainte de declanșarea calculului, se procedează la anularea acumulatorilor S și SQ destinate formării sumei (5.21), respectiv sumei de produse din relația (5.1). Dacă k_u și k_i sînt factorii de transfer ai tensiunii și curentului prin sistemele divizor-amplificator, respectiv sunt (transformator de curent) - amplificator, iar q_u , q_i sînt cuantele convertoarelor pentru tensiune și curent, iar Δf cuanta pentru funcția de ponderare a curentului rezultă, pentru puterea reactivă, un factor de scară global

$$\frac{2}{N^2} \left(\frac{q_u \cdot q_i}{k_u \cdot k_i} \cdot \Delta f \right) = \frac{2}{N^2} (\Delta u \cdot \Delta i \cdot \Delta f), \quad (5.22)$$

unde Δu și Δi sînt cuantele de tensiune raportate la rețea. Deoarece $2/N^2$ poate fi făcut putere a lui 2, multiplicarea sumei finale SQ cu acesta este prezentată distinct, în organigramă, de multiplicarea cu factorul de scară ($\Delta u \cdot \Delta i \cdot \Delta f$). Dacă $2/N^2$ nu este o putere a lui 2 se calculează conform relației (5.22) factorul de scară global, înlocuindu-se cele două operații de scalare prezentate în figura 5.1, printr-una singură. Eșantionarea decurge fără participarea procesorului, care așteaptă acest eveniment. După ce eșantionarea a avut loc, se cuantizează eșantioanele de tensiune u_k și de curent i_k ; eșantionul de curent se introduce în lista eșantioanelor de curent LC, la o locație funcție de indicele k al eșantionului curent. În lista de curent ce conține N eșantioane, este memorată întotdeauna o perioadă a undei de curent, înlocuirea în listă făcîndu-se succesiv, eșantion cu eșantion.

Urmează calculul indicelui $c=j-k$ pentru apelarea eșantionului funcției de ponderare din lista F a acesteia. Indicele c poate fi pozitiv sau negativ și s-ar fi putut aplica relația (5.3), pentru reducerea dimensiunii listei. Ar fi fost necesară însă o operație suplimentară, de testare a semnului in-

dicelui c , urmată de schimbarea semnului său, în caz că acesta era negativ ; se ajungea astfel la lungirea timpului total de calcul, mărime critică pentru un aparat cu funcționare în timp real. Se preferă prin urmare ca în lista P să fie conținute atât valorile corespunzătoare indicelui c pozitiv, cât și cele corespunzătoare indicelui c negativ. În consecință, dimensiunea listei P va fi $2N+1$, ceea ce nu deranjează, având în vedere costul redus al memoriilor fixe (ROM).

Se realizează produsul între funcția de ponderare - eșantionul F_c - și eșantionul de curent i_j , extras din lista de curent, de la locația definită prin indicele j , după care se adună produsul astfel obținut la conținutul acumulatorului S . Se ciclează de N ori, funcție de indicele j , după care făcând produsul între ultimul eșantion de tensiune achiziționat - u_k - și suma S calculată anterior, se obține - evident fără factorul de scară corespunzător - expresia din relația (5.21). Se adună acest ultim produs la conținutul acumulatorului SQ . Operațiile din ciclul corespunzător indicelui j , precum și cele dintr-o singură parcurgere a ciclului corespunzător indicelui k , trebuie să aibă o durată mai mică decât T_e , perioada de eșantionare. Se ciclează corespunzător indicelui k de N ori, după care se procedează la efectuarea operațiilor de scalare și afișare.

Deoarece operația de scalare și conversie binar - BCD este complicată, ea nu poate fi efectuată de către procesorul destinat calculului, decât dacă acesta este înzestrat cu circuite de conversie paralelă [52]. În caz contrar, se poate apela la o structură biprocesor ; procesorul destinat calculului transferă procesorului, destinat monitorizării afișajului, valoarea SQ stabilită. Acesta din urmă realizează scalarea, conversia binar - BCD conform unuia din algoritmi cunoscuți [69] și afișarea [43], putînd prelua și sarcina realizării sincronizării.

Procesul destinat calculului trebuie să efectueze un număr de N^2+N produse și tot atîtea sume. Dacă se ține seama de $F_0=0$, numărul produselor scade la N^2 . Dacă, t_m este timpul în care procesorul poate efectua o multiplicare, iar t_s cel în care poate efectua o însumare, este nevoie ca

$$(N^2+N)(t_m+t_s) < T_e = \frac{T}{N}, \quad (5.23)$$

reținînd seama de operațiile de manevrare care mai lungesc timpul

de calcul. Pentru a aprecia ordinul de mărime al sumei $t_m + t_s$ se consideră cazul $N=31$ și $T= 20$ ms. Rezultă prin aplicarea relației (5.23) $t_m + t_s < 650$ ns, valoare ce recomandă un procesor tip "bit-slice", chiar și la un număr mic de eșantioane prelucrate. Existența unor multiplicatoare paralele cu timp de multiplicare de 45 ns, la operanzi de 16 cifre binare, permite implementarea relației (5.1). Totuși numărul de eșantioane prelucrabile rămâne de ordinul zecilor într-o perioadă.

Pentru cazul estimației (4.78), derivată dintr-o relație de calcul existentă în literatură [35], cu notația (5.2) se obține.

$$\hat{Q} = \frac{2}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \left[\sum_{j=1}^{N-1} i_{j+kF_j} \right] \cdot \quad (5.24)$$

În figura 5.2 se poate urmări algoritmul ce calculează estimația (5.24). Deoarece $F_0 = 0$, numărul de operații de multiplicare, cerute de expresia din paranteza dreaptă, este $N-1$. Se elimină testarea corespunzătoare pentru $j=0$, inițializându-se contorul j cu valoarea 1. Avînd în vedere periodicitatea undei de curent

$$i_c = i_{c-N} \quad (5.25)$$

După cum se poate vedea din figura 5.2, după calculul indicelui c este necesară aducerea acestuia în domeniul $[0, N-1]$, ceea ce presupune o testare și o operație de scădere, (dacă $c \geq N$). Valoarea c , astfel obținută, servește la extragerea unui eșantion din lista eșantioanelor de curent, indicele j indicînd eșantionul funcției de ponderare. Pentru calculul estimației \hat{Q} sînt necesare N^2 operații de multiplicare și N^2 operații de adunare, astfel că relația (5.23) se modifică în

$$N^2(t_m + t_s) < T_e = \frac{T}{N} \cdot \quad (5.26)$$

Pentru $N=31$, rezultă $t_m + t_s < 670$ ns și deci, deși aparent mai convenabil decît algoritmul corespunzător estimației propuse în această lucrare, este practic de aceeași calitate din punct de vedere al timpului de calcul, ca urmare a operațiilor suplimentare, conținute în bucla corespunzătoare indicelui j . Trebuie specificat că utilizarea relației (5.24) pretinde memora-

rea doar a $N-1$ eşantioane ale funcției de ponderare, ceea ce nu constituie un avantaj esențial.

După cum s-a văzut în § 5.1.1 se poate obține o reducere a numărului de operații de multiplicare, dacă $N=2n+2$. În figura 5.3 se ilustrează algoritmul ce determină în timp real estimația \hat{Q} , conform relației (5.1). Față de organigrama din figura 5.2, ciclul indicelui j , din organigrama din figura 5.3, conține în plus o testare a parității indicelui c . Această testare lungeste puțin durata ciclului, dar elimină practic jumătate din operațiile de multiplicare și adunare din acesta. Lista eşantioanelor de curent LC_k conține tot N locații, pe când lista eşantioanelor funcției de ponderare a curentului, F_c , conține numai valorile corespunzătoare indicelui c impar. Dacă $n=2p+1$, funcția de ponderare are $n+1$ valori nenule pentru indicele c pozitiv și tot atâtea valori pentru indicele c negativ. În total vor fi deci N valori nenule, față de $2N+1$ câte erau în cazul anterior. Se efectuează $2(n+1)^2$ operații de multiplicare pentru calculul sumelor S , și tot atâtea operații de însumare. În ciclul indicelui k se mai efectuează N operații de multiplicare și tot atâtea operații de însumare. În total, pentru determinarea estimației pentru puterea reactivă, sînt necesare $2(n+1)(n+2)$ operații de multiplicare și tot atâtea de însumare. Pentru exemplificare, se va considera, ca și în cazurile precedente, $n=15$ dar, în loc de a prelucra 31 eşantioane se vor prelucra $N=32$ eşantioane de tensiune și curent. Relația (5.23) se modifică în

$$2(n+1)(n+2)(t_m+t_s) < T_e = \frac{T}{N} \quad (5.27)$$

Rezultă $t_m+t_s < 1148$ ns, o valoare considerabil mai mare decît cea obținută în exemplele anterioare. Trebuie subliniat faptul că apare o reducere a timpului efectiv disponibil ca urmare a operațiilor de manevră, ceva mai complicate decît în cazurile anterioare.

Dacă $n=2p$ se poate introduce, eventual, o testare suplimentară a indicelui funcției de ponderare a curentului, ca urmare a faptului că F_{n+1} este nul. În acest ultim caz, lista eşantioanelor funcției de ponderare a curentului va conține $N-1$ valori nenule și deci sînt necesare $2n(n+1)$ operații de multiplicare și tot atâtea de însumare pentru obținerea sumelor S . Li se adaugă $2n+2$ operații de multiplicare cu eşantioanele de tensiune și tot atîtea însumări în vederea obținerii sumei SQ . Este clar că secvența de

DETERMINAREA, ÎN TIMP REAL, A ESTIMĂȚII \hat{Q} , PENTRU $N=2^{11}+1$ CONFORM :

RELATIEI (5.1)

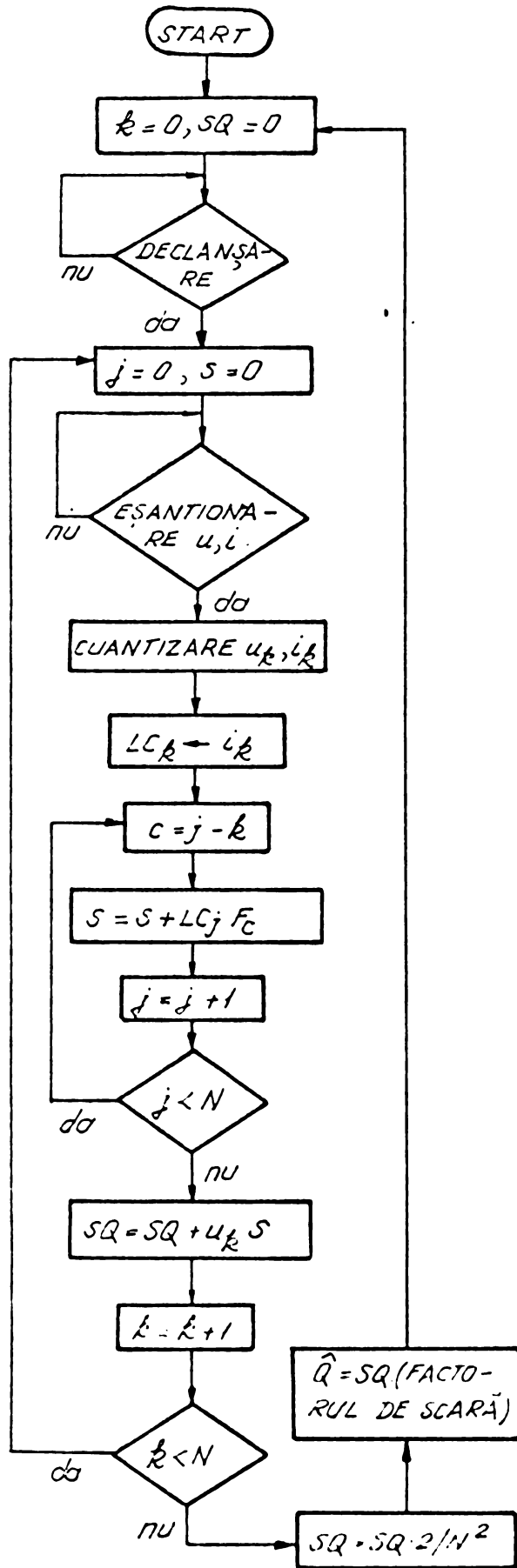


Figura 5.1.

RELATIEI (5.24)

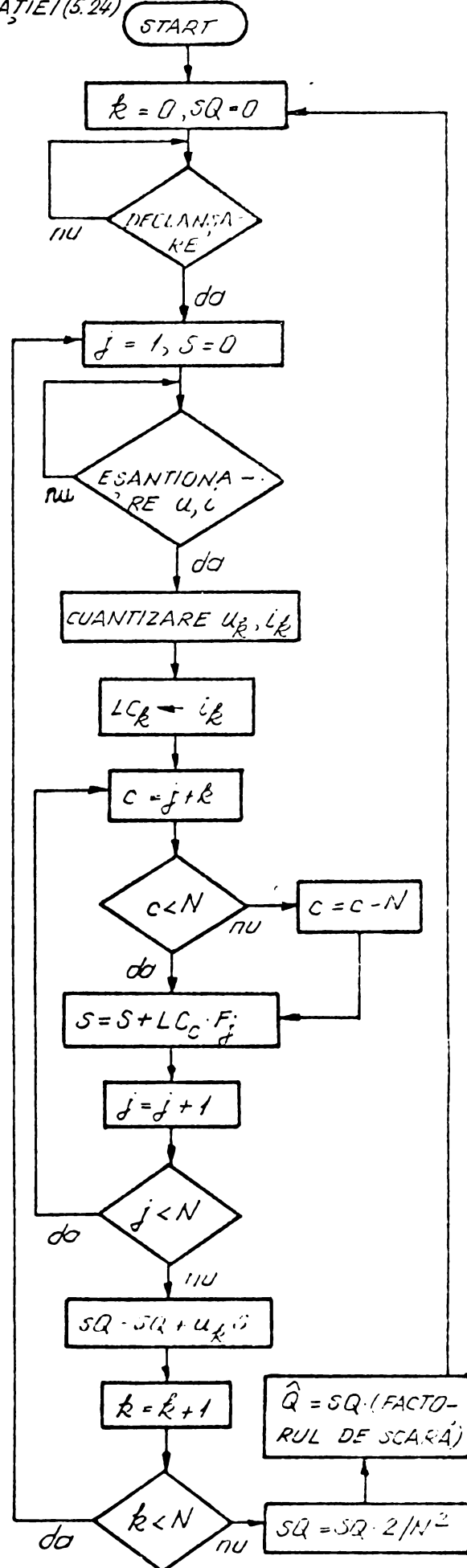


Figura 5.2

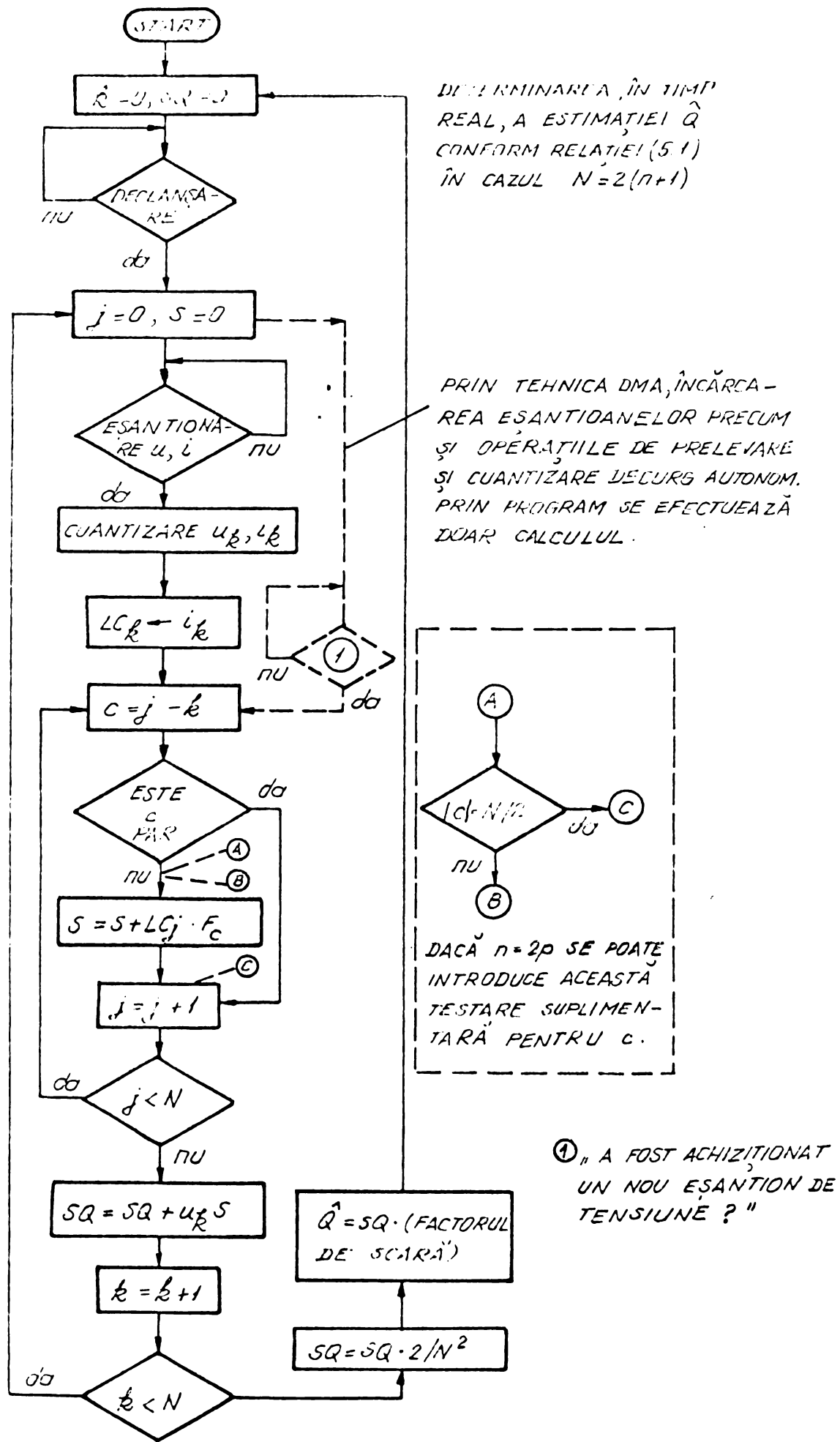


Figura 5.3.

testare se lungeste și rămîne la latitudinea proiectantului, dacă preferă o operație de multiplicare și însumare suplimentară, repetării de N ori a operației de testare. Fie $n=16$ și $N=34$. Relația (5.23) adaptată, pentru n par, este

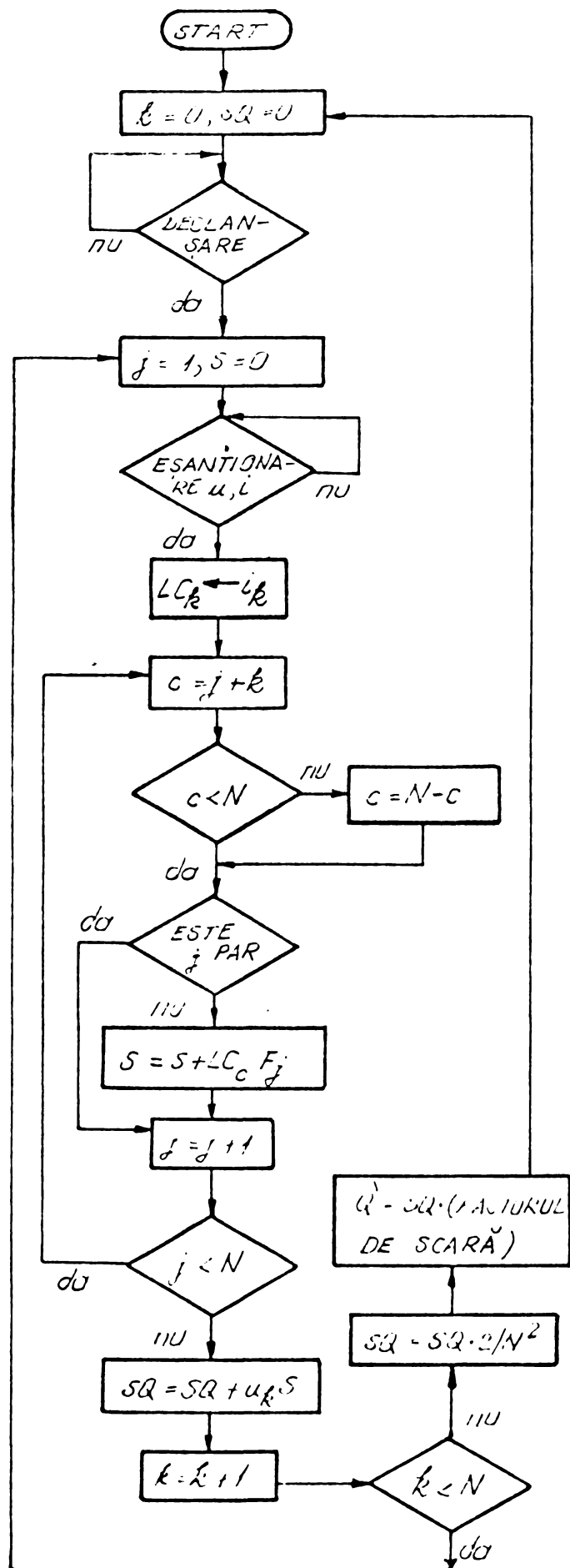
$$2(n+1)^2(t_m+t_s) < T_e = \frac{T}{N}, \quad (5.28)$$

și conduce la $t_m+t_s < 1017$ ns. Aplicînd pentru $n=16$ relația (5.23), rezultă $t_m+t_s < 494$ ns.

În figura 5.3 este prezentată și modificarea ce trebuie adusă organigramei dacă se consideră utilă eliminarea multiplicării cu F_{n+1} . Între conectorii (A), (B) și (C) se introduce testarea " $|c| = N/2$?".

După cum se poate vedea din cele prezentate, lucrul cu $2n+2$ eșantioane de tensiune și curent reprezintă o soluție ce permite, cu același echipament hardware, ridicarea esențială a numărului de armonici ce pot intra în componența undelor de tensiune și curent. Aceeași observație poate fi făcută și dacă se folosește estimăția (5.24) - vezi figura 5.4. Cu toată îmbunătățirea adusă de această soluție, realizarea unor aparate ce măsoară puterea reactivă în timp real, constituie încă o problemă dificilă. Este posibilă, cu îmbunătățirea propusă, realizarea unor aparate în structură hiprocessor; procesorul destinat calculului propriuzis trebuie să fie extrem de rapid, deci de tip "bit-slice". Nu sînt excluse rezolvările de tip logică cablată, a căror viteză superioară este unanim recunoscută.

Deoarece eșantionarea s-a considerat că are loc fără intervenția procesorului destinat calculului estimăției, preluarea eșantioanelor cuantizate poate fi făcută prin tehnica de acces direct la memorie (DMA). Este necesar ca și conversia să fie declanșată, după eșantionare, introducerea eșantioanelor în lista de curent LC, precum și memorarea eșantionului curent de tensiune, fiind asigurată de către un circuit de tip DMA, ca de exemplu tipul 8257. Pentru a asigura parcurgerea ciclică a listei de curent se poate folosi facilitatea de autoîncărcare a registrelor unui canal, în momentul în care secvența programată este terminată. Este posibilă și construcția unor circuite relativ simple conținînd numărătoare, care

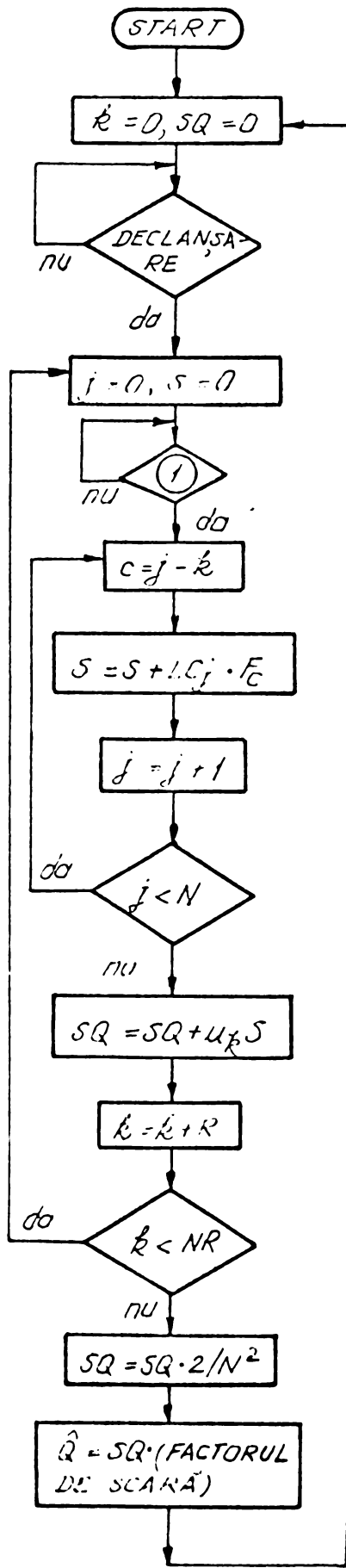


DETERMINAREA, ÎN TIMP REAL, A ESTIMĂȚII \hat{Q} CONFORM RELĂȚIEI (5.24) ÎN CAZUL $N = 2(\eta + 1)$.

Figura 5.4

DETERMINAREA, ÎN TIMP REAL, A ESTIMĂȚII \hat{Q} , CONFORM RELĂȚIEI (5.1)
 ACHIZIȚIA EȘANTIOANELOR FĂCÎNDU-SE PRIN DMA.
 $N = 2n+1$

R și N NUMERE
 PRIME ÎNTRE
 ELE.



(1) „A FOST ACHIZIȚIONAT UN NOU EȘANTION DE TENSIUNE ?”

Figura 5.5

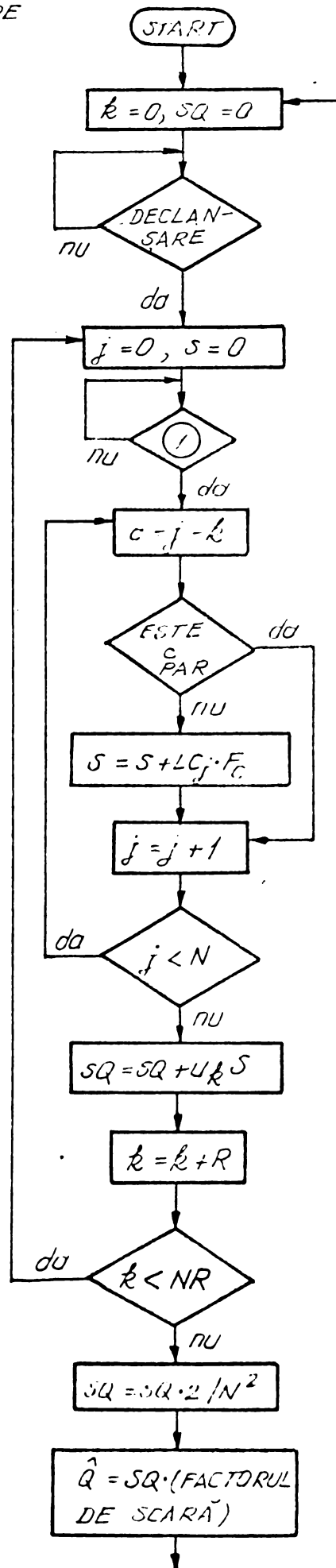


Figura 5.7

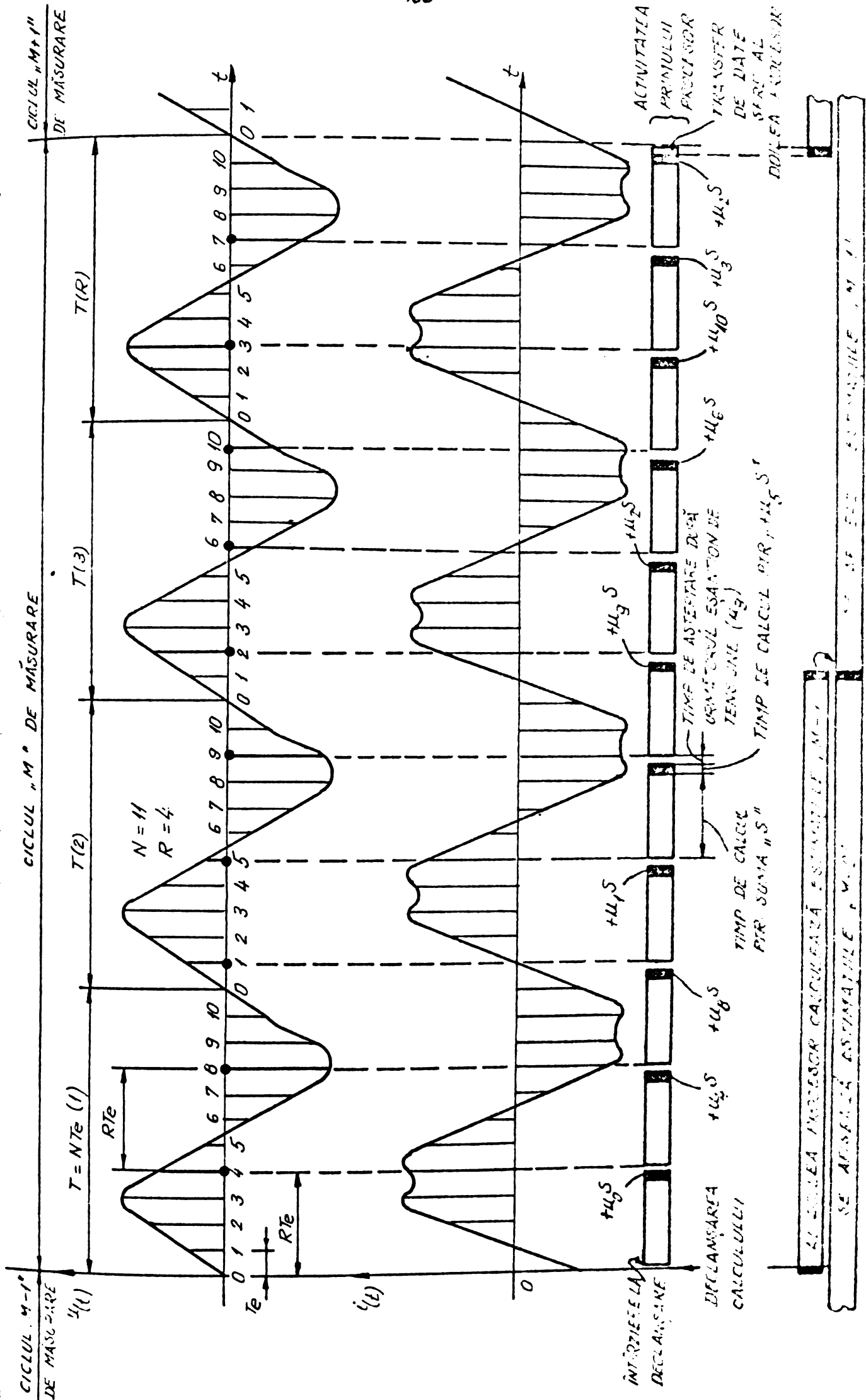


Figura 5.6

pot asigura funcția DMA necesită de aplicația în cauză. După încărcarea perechii de eșantioane, schema de acces direct trebuie să permită procesorului să ia cunoștință de terminarea acțiunii. Este deci necesară completarea circuitelor DMA cu un generator al unui bit de stare, care poate fi interogată ca periferic de către procesor. Poziționarea indicatorului informează că a avut loc un transfer DMA. Lectura de către procesor a bitului în cauză trebuie însoțită de anularea sa. Cele două acțiuni, de poziționare și anulare nu pot interfera deoarece au loc în stări distincte ale procesorului (activ, respectiv HOLD).

În figura 5.3 este indicată, cu linie punctată, și modificarea ce trebuie adusă organigramei pentru a permite lucrul prin DMA, așa cum a fost descris mai înainte.

Un algoritm care, prin implementarea sa, conduce la un aparat cu funcționarea apropiată de cea în timp real este expus în [62]. Pentru calcul se rețin eșantioanele de tensiune distanțate între ele cu kT_0 - vezi figura 5.6. Se alege R cel mai mic număr prim față de N , pentru care timpul de calcul al procesorului este mai mic decât kT_e . Deoarece k este prim față de N , în decursul a NR eșantionări, dacă se iau eșantioane de tensiune decalate cu R , se asigură prelevarea unor eșantioane distincte; în decurs de R perioade, după cum se vede și din figura 5.6, se prelevează toate eșantioanele de tensiune. Evident durata unei determinări a estimației devine kT , ceea ce implică staționaritatea fenomenelor pe durata a R perioade.

Organigrama algoritmului de calcul astfel modificat, se poate vedea în figura 5.5 pentru cazul $N=2n+1$, iar pentru cazul favorabil $N=2n+2$ în figura 5.7. Încărcarea eșantioanelor s-a presupus că este efectuată prin DMA. Încărcarea eșantioanelor de curent, în lista LC, are loc autonom la momente decalate cu T_e . Un divizor cu k , permite încărcarea eșantionului de curent de tensiune, precum și semnalarea acestui lucru către procesor, numai din kT_e în kT_e . Se vede că incrementarea indicelui k se face cu R , iar limita sa de contor este Nk . Relația (5.23) pentru cazul $N=2n+2$ devine

$$2(n+1)(n+2)(t_m+t_s) < kT_0 = R \frac{T}{N} . \quad (5.29)$$

Considerînd același exemplu ca și în cazul relației (5.27), k poate lua valorile 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 etc. Pentru $k=9$ timpul total afectat calculului este de 180 ms, iar $t_m+t_g < 10,34 \mu s$. Această valoare atestă posibilitatea implementării unui astfel de algoritm. Procesoarele de 8 cifre binare, așa cum s-a mai afirmat, sînt improprii însuși implementării algoritmului, deoarece lungesc mult timpii de manevrare a cuvintelor de 16 biți. Este mai indicat, un procesor de 16 biți, ca de exemplu TMS 9900 ; dealtfel acest procesor este utilizat și în construcția osciloscoapelor echipate cu microprocesor [47].

5.1.3. Algoritmi pentru calculul "off-line" a estimății numerice pentru puterea reactivă

Avînd în vedere largă răspîndire a microprocesoarelor de 8 cifre binare se prezintă algoritmi ce permit calculul "off-line" al puterii reactive, după o prealabilă înregistrare pe durata unei perioade a eșantioanelor prelevate din undele de tensiune și curent. Evident, durata relativ mare a calculului face ca aparatul să "eșantioneze" puterea reactivă cu o frecvență de repetiție redusă, ceea ce nu permite urmărirea unor variații rapide în rețea. În regimuri staționare însă, aparatul poate fi utilizat ca și unul care lucrează în timp real. Dacă procesorul de 8 biți se echipează și cu dispozitive hardware specializate pentru calcul, frecvența de eșantionare a puterii poate fi mult crescută.

Comun tuturor algoritmilor de acest tip este etapa achiziției eșantioanelor de tensiune și curent. Aceste eșantioane se depun în cîte o listă, conținînd cîte N locații. Eșantioanele de tensiune se depun în lista LT, iar eșantioanele de curent în lista LC. Eșantionarea poate fi lăsată tot în seama schemei ce asigură multiplicarea frecvenței rețelei. În figura 5.8 se prezintă organigrama procesului de achiziție și formare a listelor de tensiune și curent. Durata unei treceri prin ciclul indicelui k trebuie să fie mai mică decît T_c , ceea ce nu reprezintă o problemă față de viteza de lucru a circuitelor uzuale. Spre exemplu, pentru 50 de armonici ($n=50$), $N=2 \cdot 50+2=102$, rezultînd $T_c \approx 196 \mu s$. Sînt accesibile comercial convertoare analog-numerice cu durata conversiei $t_{cv}=40 \mu s$ (la 12 cifre binare), precum și circuite de eșantionare și memorare corespunzătoare, cu timpul de achiziție

$t_a = 10 \mu s$. Pentru operațiile de manevrare a informației este disponibil un timp de $146 \mu s$, ceea ce este suficient. La un număr foarte mare de eșantioane achiziționate, dacă operațiile de manevră implicate de achiziție nu pot fi efectuate de către procesor, se poate recurge la transfer prin tehnica DMA.

Fiind vorba despre un calcul "off-line" se poate reduce numărul de operații de multiplicare și însumare necesitate de

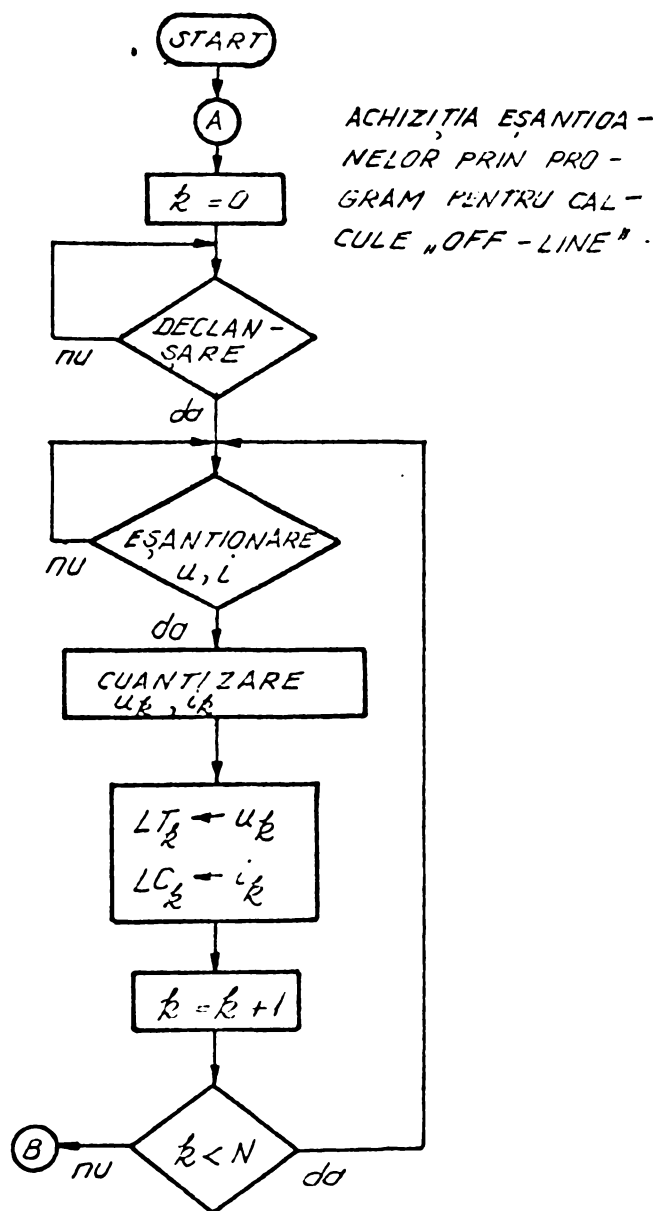


Figura 5.8

formarea numerelor S, practic la jumătate, prin aplicarea proprietății date prin relația (5.4). Este necesară, plecând de la lista memorată a eșantioanelor de curent și de la lista aflată în ROM a eșantioanelor funcției de ponderare, generarea unei liste de produse LP. Trebuie menționat că în lista P, dacă se

lucrează cu $N = 2n+1$ se află $N-1$ valori, pe cînd, dacă se lucrează cu $N = 2n+2$, numai $n+1$ valori ($n = 2p+1$) sau numai n valori ($n = 2p$).

Pentru exemplificare se prezintă sumele S_k , în cele trei cazuri menționate, dacă se aplică relația de calcul (5.1).

a) Dacă $n=3$ și $N = 2 \cdot 3 + 1 = 7$, pentru valorile $k = 0 \div 6$ se obțin sumele S_k , cărora li se aplică proprietățile date de relațiile (5.3) și (5.4) :

$$S_0 = i_1 F_1 + i_2 F_2 + i_3 F_3 + i_4 F_4 + i_5 F_5 + i_6 F_6 = i_1 F_1 + i_2 F_2 + i_3 F_3 - i_4 F_3 - i_5 F_2 - i_6 F_1$$

$$S_1 = -i_0 F_1 + i_2 F_1 + i_3 F_2 + i_4 F_3 + i_5 F_4 + i_6 F_5 = -i_0 F_1 + i_2 F_1 + i_3 F_2 + i_4 F_3 - i_5 F_3 - i_6 F_2$$

$$S_2 = -i_0 F_2 - i_1 F_1 + i_3 F_1 + i_4 F_2 + i_5 F_3 + i_6 F_4 = -i_0 F_2 - i_1 F_1 + i_3 F_1 + i_4 F_2 + i_5 F_3 - i_6 F_3$$

$$S_3 = -i_0 F_3 - i_1 F_2 - i_2 F_1 + i_4 F_1 + i_5 F_2 + i_6 F_3$$

$$S_4 = -i_0 F_4 - i_1 F_3 - i_2 F_2 - i_3 F_1 + i_5 F_1 + i_6 F_2 = i_0 F_3 - i_1 F_3 - i_2 F_2 - i_3 F_1 + i_5 F_1 + i_6 F_2$$

$$S_5 = -i_0 F_5 - i_1 F_4 - i_2 F_3 - i_3 F_2 - i_4 F_1 + i_6 F_1 = i_0 F_2 + i_1 F_3 - i_2 F_3 - i_3 F_2 - i_4 F_1 + i_6 F_1$$

$$S_6 = -i_0 F_6 - i_1 F_5 - i_2 F_4 - i_3 F_3 - i_4 F_2 - i_5 F_1 = i_0 F_1 + i_1 F_2 + i_2 F_3 - i_3 F_3 - i_4 F_2 - i_5 F_1$$

După cum se observă apar doar $n(2n+1) = 21$ produse distincte. Ele se formează înmulțind fiecare ecuație de curent, doar cu primele n valori nenule ale funcției F de ponderare a curentului (F_1, F_2, F_3 în exemplul considerat).

b) Dacă $n = 3$ și $N = 2 \cdot 3 + 2 = 8$, sumele S_k sînt :

$$S_0 = i_1 F_1 + i_3 F_3 + i_5 F_5 + i_7 F_7 = i_1 F_1 + i_3 F_3 - i_5 F_3 - i_7 F_1$$

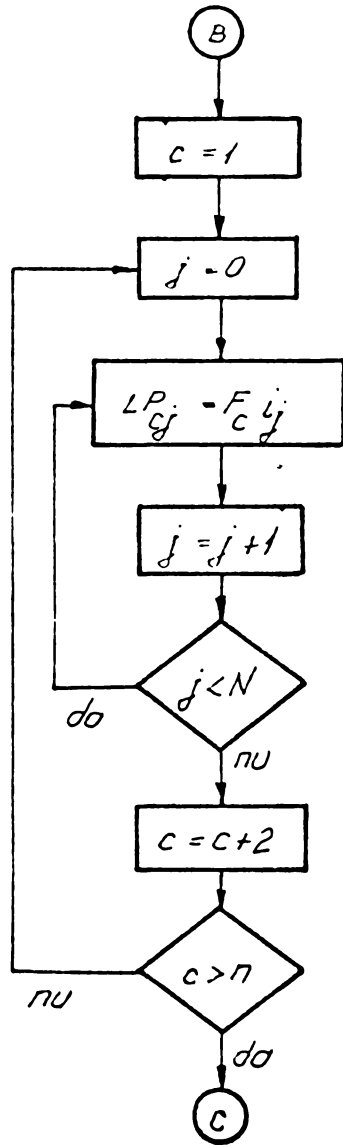
$$S_1 = -i_0 F_1 + i_2 F_1 + i_4 F_3 + i_6 F_5 = -i_0 F_1 + i_2 F_1 + i_4 F_3 - i_6 F_3$$

$$S_2 = -i_1 F_1 + i_3 F_1 + i_5 F_3 + i_7 F_5 = -i_1 F_1 + i_3 F_1 + i_5 F_3 - i_7 F_1$$

$$S_3 = -i_0 F_3 - i_2 F_1 + i_4 F_1 + i_6 F_3$$

$$S_4 = -i_1 F_3 - i_3 F_1 + i_5 F_1 + i_7 F_1$$

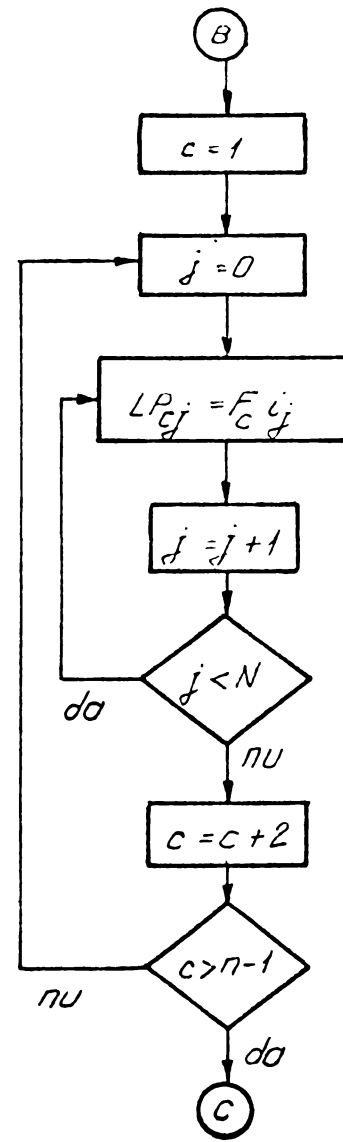
$$S_5 = -i_0 F_5 - i_2 F_3 - i_4 F_1 + i_6 F_1 = i_0 F_3 - i_2 F_3 - i_4 F_1 + i_6 F_1$$



- GENERAREA LISTEI PRODUSELOR (LP_{cj}) CONFORM RELAȚIEI (5.1) ÎN CAZUL $N = 2n + 1$.

- GENERAREA LISTEI PRODUSELOR (LP_{cj}) CONFORM RELAȚIEI (5.1) ÎN CAZUL $N = 2(n + 1)$, $n = 2p + 1$.

Figura 5.9.



- GENERAREA LISTEI PRODUSELOR (LP_{cj}) CONFORM RELAȚIEI (5.1) ÎN CAZUL $N = 2(n + 1)$, $n = 2p$.

Figura 5.10.

$$S_6 = -i_1 F_5 - i_3 F_3 - i_5 F_1 + i_7 F_1 = i_1 F_3 - i_3 F_3 - i_5 F_1 + i_7 F_1$$

$$S_7 = -i_0 F_7 - i_2 F_5 - i_4 F_3 - i_6 F_1 = i_0 F_1 + i_2 F_5 - i_4 F_3 - i_6 F_1$$

Apar ca distincte produsele între toate cele N eşantioane de curent și primele $(n+1)/2$ valori nenule ale funcției de ponderare F ($n=2p+1$). În consecință, lista produselor va conține $(n+1)^2$ elemente (16 în exemplul considerat).

c) Dacă $n=4$ și $N=2 \cdot 4 + 2 = 10$, sumele S_k sînt :

$$S_0 = i_1 F_1 + i_3 F_3 + i_7 F_7 + i_9 F_9 = i_1 F_1 + i_3 F_3 - i_7 F_3 - i_9 F_1$$

$$S_1 = -i_0 F_1 + i_2 F_1 + i_4 F_3 + i_8 F_7 = -i_0 F_1 + i_2 F_1 + i_4 F_3 - i_8 F_3$$

$$S_2 = -i_1 F_1 + i_3 F_1 + i_5 F_3 + i_9 F_7 = -i_1 F_1 + i_3 F_1 + i_5 F_3 - i_9 F_3$$

$$S_3 = -i_0 F_3 - i_2 F_1 + i_4 F_4 + i_6 F_3$$

$$S_4 = -i_1 F_3 - i_3 F_1 + i_5 F_1 + i_7 F_3$$

$$S_5 = -i_2 F_3 - i_4 F_1 + i_6 F_1 + i_8 F_3$$

$$S_6 = -i_3 F_3 - i_5 F_1 + i_7 F_1 + i_9 F_3$$

$$S_7 = -i_0 F_7 - i_4 F_3 - i_6 F_1 + i_8 F_1 = i_0 F_3 - i_4 F_3 - i_6 F_1 + i_8 F_1$$

$$S_8 = -i_1 F_7 - i_5 F_3 - i_7 F_1 + i_9 F_1 = i_1 F_3 - i_5 F_3 - i_7 F_1 + i_9 F_1$$

$$S_9 = -i_0 F_9 - i_2 F_7 - i_6 F_3 - i_8 F_1 = i_0 F_1 + i_2 F_3 - i_6 F_3 - i_8 F_1$$

Apar ca distincte doar produsele între primele $n/2$ valori ale funcției de ponderare F și cele N eşantioane de curent ($F_{n/2} = 0$ pentru $n=2p$). Rămîn deci $n(n+1)$ produse distincte în lista de produse (20 în exemplul considerat).

După cum se poate observa - vezi și tabelul 5.4 - apare o reducere importantă a operațiilor de multiplicare și însumare.

În figura 5.9 se prezintă organigrama operației de generare a listei produselor, $LP_{cj} = F_c \cdot i_j$, pentru $n = 2n+1$ și $N = 2n+2$,

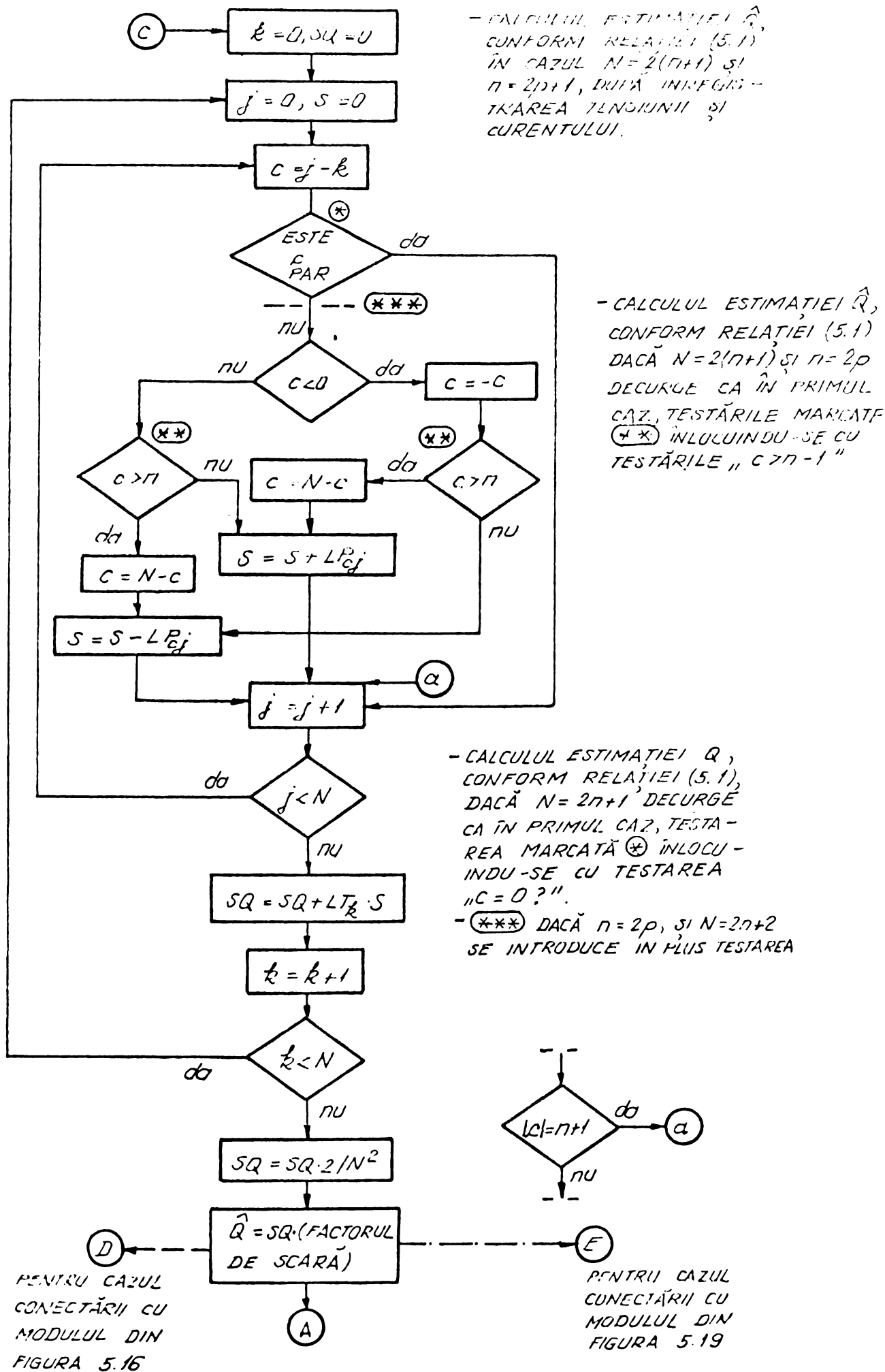
$n=2p+1$. Indicele c evoluează între 1 și $n+1$, cu rația 2, iar indicele j evoluează între 0 și $N-1$ cu rația 1. Accesul în lista de produse se face conform unei adrese compusă din cei doi indici, c și j .

În figura 5.10 se poate vedea organigrama operației de generare a produselor, în cazul $N=2n+2$ și $n=2p$.

Pe baza observațiilor făcute la aliniatele a, b, c se pot elabora organigramele algoritmilor de calcul ai estimației puterii reactive. În figura 5.11 este prezentată organigrama pentru calculul estimației date prin relația (5.1) în cazul $N=2n+2$ și $n=2p+1$. Se parcurge lista eșantioanelor de tensiune și lista eșantioanelor de curent, conform indicilor j și k , ce evoluează între zero și $N-1$. Accesul la lista produselor se face conform adresei compuse din indicii c și j . Dacă c este par nu se efectuează sumarea unui produs la S ; dacă c este impar, pozitiv și mai mic cel mult egal cu n (vezi exemplul b) se adună la conținutul acumulatorului S produsul $LP_{c,j}$ corespunzător. Pentru $c > n$ prin aplicarea relației (5.4) se efectuează scăderea produsului $LP_{N-c,j}$ din conținutul lui S . În situația în care c rezultă negativ, se aplică relația (5.4) schimbând semnul lui c și inversând adunarea cu scăderea. Valoarea lui c obținută după schimbarea semnelui este comparată cu n în vederea aplicării relației (5.3) ca mai înainte. După efectuarea ciclurilor pentru j și k se procedează la multiplicarea cu factorul de scară global - relația (5.22). Trebuie menționat că figurile 5.3, 5.9 și 5.11 reprezintă secțiuni ale întregului algoritm ce cuprinde achiziția eșantioanelor, generarea produselor și calculul propriuzis; legătura se face la conectorii (A), (B) și (C).

Dacă $N=2n+2$ și $n=2p$, tot pentru relația (5.1), organigrama de calcul este tot cea din figura 5.11, atât doar că testările " $c > n$?" (notate cu ~~(*)~~ în figura 5.11) se înlocuiesc cu testările " $c > n-1$?" (vezi exemplul c). În cazul de față figurile 5.8, 5.10 și 5.11 constituie organigrama integrală a algoritmului, legătura făcându-se prin aceeași conectori ca mai înainte.

În figura 5.12 se prezintă organigrama pentru implementarea estimației (5.24), în cazul $N=2n+1$. Trebuie specificat că, deoarece $F_0 = 0$, generarea produselor - care are loc după



- CALCULUL ESTIMĂTEI \hat{Q} , CONFORM RELĂTIEI (5.1) ÎN CAZUL $N = 2(\eta + 1)$ ȘI $\eta = 2\rho + 1$, DUPĂ ÎNREGISTRAREA TENSIUNII ȘI CURENTULUI.

- CALCULUL ESTIMĂTEI \hat{Q} , CONFORM RELĂTIEI (5.1) DACĂ $N = 2(\eta + 1)$ ȘI $\eta = 2\rho$ DECURGE CA ÎN PRIMUL CAZ, TESTĂRILE MARCATĂ $(*)$ ÎNLOCUIINDU-SE CU TESTĂRILE "C > n - 1"

- CALCULUL ESTIMĂTEI \hat{Q} , CONFORM RELĂTIEI (5.1), DACĂ $N = 2\eta + 1$ DECURGE CA ÎN PRIMUL CAZ, TESTAREA MARCATĂ $(*)$ ÎNLOCUIINDU-SE CU TESTAREA "C = 0?".

- $(***)$ DACĂ $\eta = 2\rho$, ȘI $N = 2\eta + 2$ SE INTRODUC ÎN PLUS TESTAREA

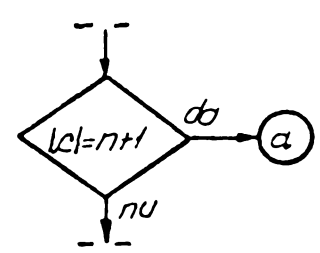


Figura 5.11.

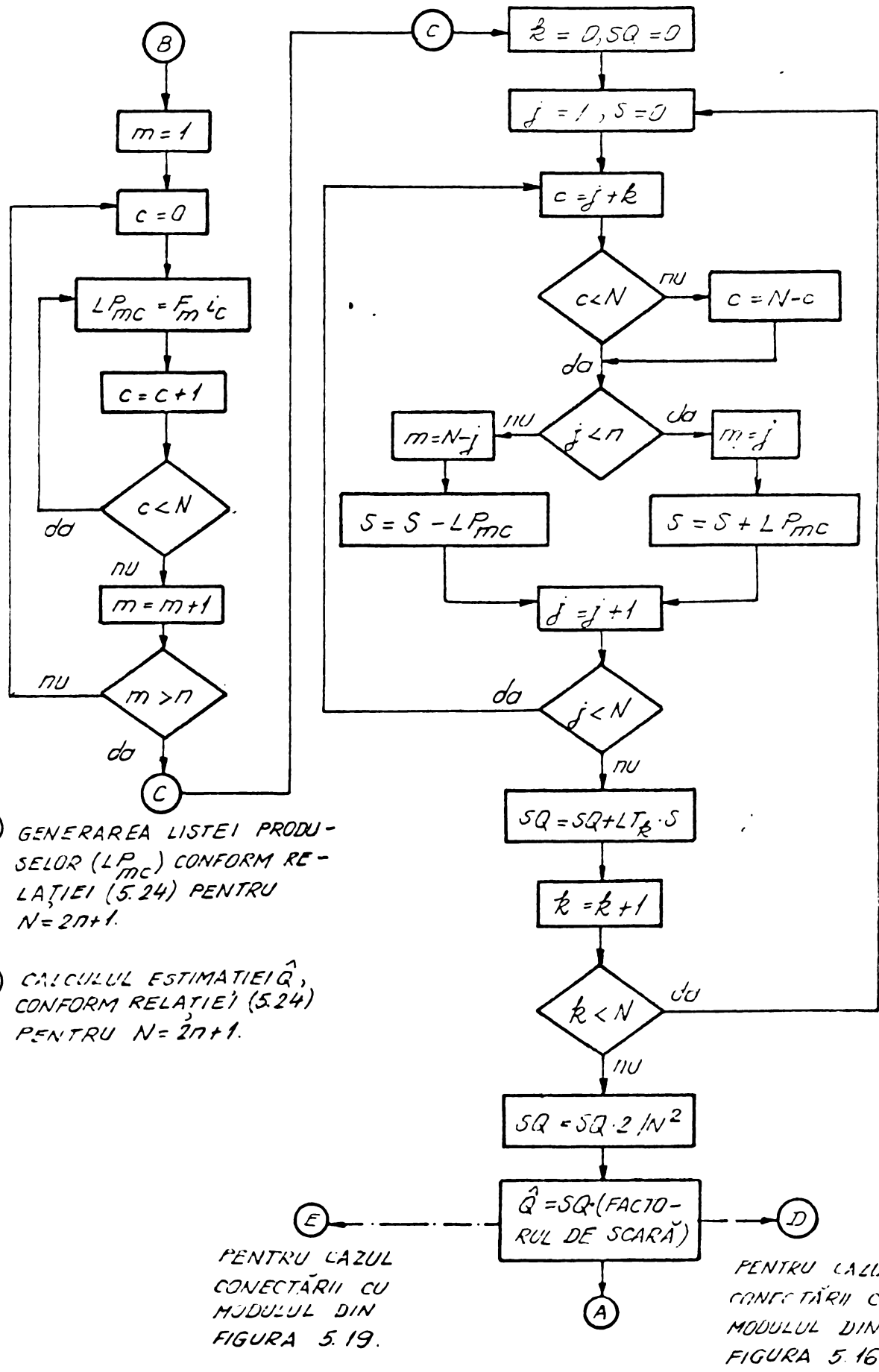


Figura 5.12.

CALCULUL ESTIMAȚIEI \hat{Q} CONFORM
 RELAȚIEI (5.24) PENTRU $N = 2n + 2$

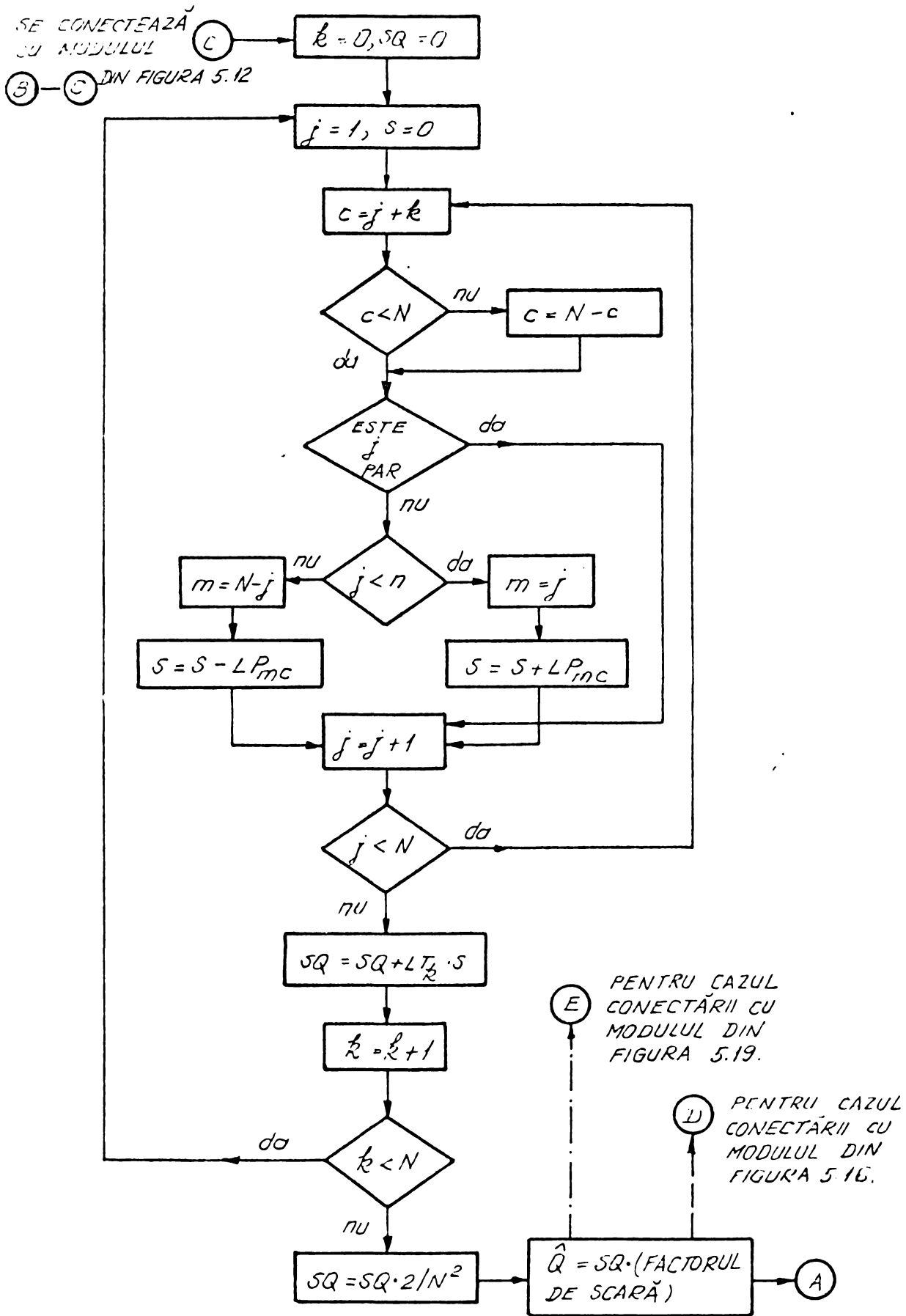


Figura 5.13.

indicii m și c - începe cu $m=1$. După ce produsele au fost generate prin parcurgerea secțiunii (B) - (C), se trece la calculul efectiv, secțiunea (C) - (A). Se observă - vezi figura 5.12 - că, dacă indicele curentului c depășește N , se calculează $N-c$ care reprezintă noul indice al curentului (din punctul de vedere al indicilor egantioanelor de tensiune și curent, perioada undelor este N). În secțiunea (B) - (C) se generează numai produsele distincte (vezi exemplul a). În secțiunea de calcul, dacă indicele corespunzător funcției de ponderare depășește n , se aplică relația (5.3) efectuându-se scăderea produsului din conținutul acumulatorului S . Dacă indicele este sub n , se efectuează însumarea. În rest operațiile decurg ca și în cazul anterior prezentat, organigrama din figura 5.12 conectându-se cu organigrama din figura 5.8, prin conectorii (A) și (B).

Și pentru cazul relației (5.24) se pot elabora algoritmi corespunzători cazului $N=2n+2$ (vezi figura 5.13).

5.2. Algoritm pentru calculul estimațiilor numerice ale puterii active, aparente și complementare

Calculul estimațiilor pentru puterea activă, aparentă și complementară conform relațiilor (4.3), (4.10) și respectiv (4.47) nu ridică probleme deosebite. Ele pot fi calculate comod în timp real, utilizând microprocesoare de 8 cifre binare, prevăzute însă cu dispozitive hardware pentru multiplicare și eventual însumare. Operația finală, ce comportă extrageri de radical și multiplicări cu factorul de scară

$$FS = \frac{1}{N} \left(\frac{q_u}{k_\mu} \frac{q_i}{k_i} \right) = \frac{1}{N} (\Delta u \Delta i), \quad (5.30)$$

precum și monitorizarea afișajului, poate fi trecută ca sarcină unui al doilea microprocesor. Evident, prevăzând aparatul cu convertoare paralele binar-BCD și extractoare de radical, aceste sarcini pot fi preluate tot de către microprocesorul destinat calculului.

În figura 5.14 este prezentată organigrama pentru determinarea în timp real a puterilor conform relațiilor (4.3), (4.10) și (4.47). După declanșarea măsurării, care are loc ca și în cazurile discutate la puterea reactivă, se anulează acu-

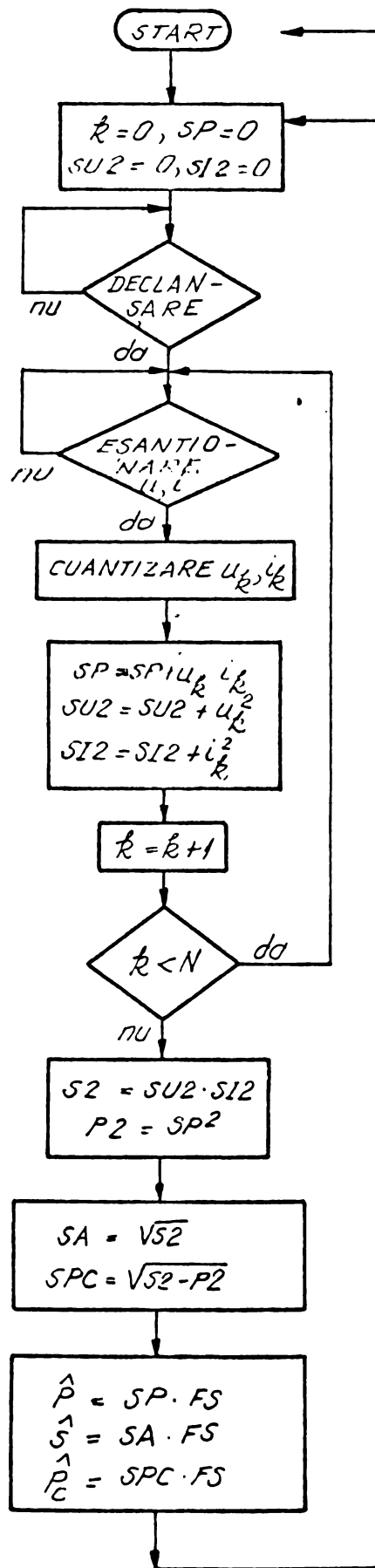
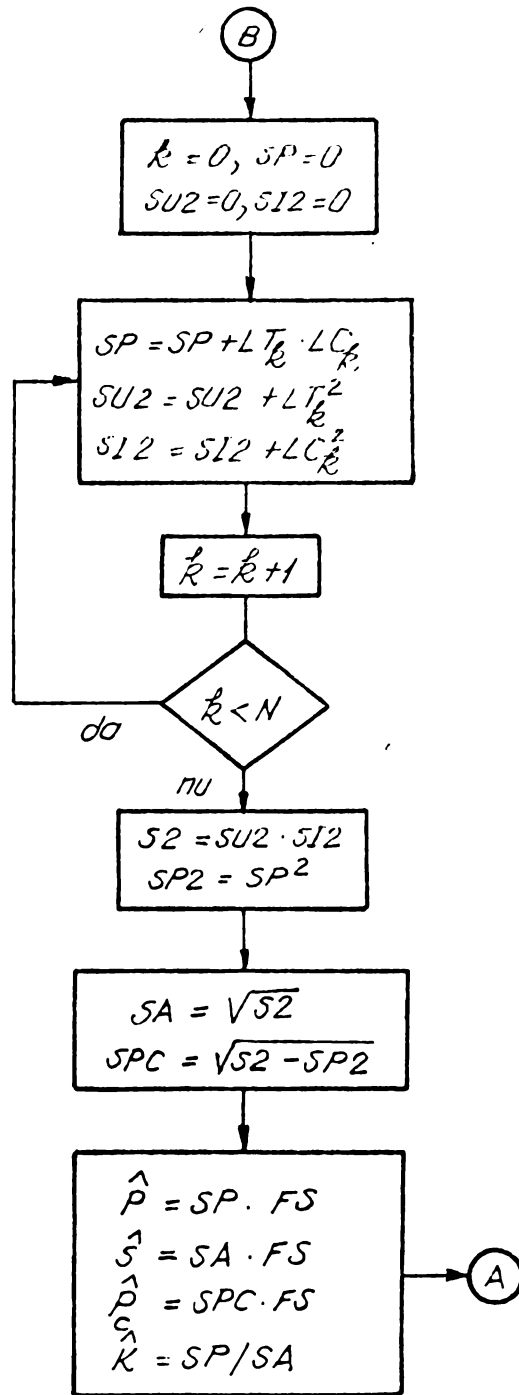


Figura 5.14.

DETERMINAREA ESTIMA-
ȚILOR PENTRU PUTEREA
ACTIVĂ, APARENTĂ ȘI
COMPLEMENTARĂ (FICTIVĂ)
CONFORM RELATIILOR (4.3),
(4.7) ȘI RESPECTIV (4.41).



DETERMINAREA ESTIMAȚILOR
 \hat{P} , \hat{S} , \hat{P}_C ȘI \hat{K} (FACTORUL
DE PUTERE) PENTRU
CAZUL UNDELOR u ȘI i
ÎNREGISTRATE.

Figura 5.15.

mulatoarele SP, SU2 și SI2 destinate să primească produsele $u_k i_k$, pătratele eșantioanelor de tensiune, u_k^2 , respectiv pătratele eșantioanelor de curent, i_k^2 . După eșantionarea, ce decurge independent de procesor, urmează operația de cuantizare și de însumare în cele trei acumulateure. Într-un ciclu al indicelui k se efectuează trei operații de multiplicare și trei operații de însumare, pe lângă operațiile de manevrare a informației. După parcurgerea de N ori a ciclului se calculează $S2 = SU2 \cdot SI2$ - pătratul puterii aparente - precum și $P2 = SP^2$ - pătratul puterii active. Extrăgînd radicalii $\sqrt{S2}$ și $\sqrt{S2-P2}$ se obțin SA și SPC care înmulțite cu factorul de scară FS dau estimațiile \hat{S} respectiv \hat{P}_c . Estimația \hat{P} se obține înmulțind conținutul acumulatorului SP cu același factor de scară.

În organigrama din figura 5.15 se arată, cum se pot calcula "off-line" cele trei puteri și estimația factorului de putere \hat{K} , conform relației

$$\hat{K} = \frac{\hat{P}}{\hat{S}}. \quad (5.30')$$

Organigrama se conectează cu cea din figura 5.8 prin conectorii (A) și (B).

Dacă se pretinde calculul puterii reactive și deformante - în locul puterii complementare - pentru aceasta din urmă se aplică relația de calcul (4.57). Multiplele sarcini implicate de calcul nu pot fi rezolvate în timp real, decât eventual în logică cablată ultrarapidă. Se prezintă în consecință în figura 5.16 o organigramă în completarea organigramelor de calcul "off-line" a estimației pentru puterea reactivă. După calculul estimației Q, prin conectorul (D), (vezi figurile 5.11 și 5.12) care înlocuiește conectorul (A) de la sfîrșitul organigramelor respective, se trece la modulul de calcul al puterii active și aparente, identic cu cel din figura 5.15. Se calculează, prin relația de definiție (4.57) puterea deformantă, după care prin conectorul (A) se reintră în modulul de achiziție (figura 5.8). Se calculează și estimația factorului de putere \hat{K} conform relației (5.30').

5.3. Algoritm pentru calculul estimațiilor numerice pentru curenții reactivi

După cum s-a văzut în capitolele I și IV, curentul poate fi descompus într-o componentă activă și două componente reactive $i_{q\ell}$ și i_{qc} . Descompunerea are importanță pentru realizarea compensării. În capitolul 4, prin relațiile (4.53) și (4.56) s-au introdus estimații numerice pentru valorile momentane și efective ale curenților reactivi, inductiv și capacitiv.

Cu un sistem biprocesor se pot genera formele de undă ale curenților reactivi. Introducând notațiile :

$$RAPL = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} i_j \left(\sum_{k=0}^j u_k \right)}{\sum_{j=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^j u_k \right)^2} = \frac{SUI}{SSU} \quad (5.31)$$

$$RAPC = \frac{\sum_{j=0}^{N-1} i_j (u_j - u_{j-1})}{\sum_{j=0}^{N-1} (u_j - u_{j-1})^2} = \frac{SDI}{SD2}, \quad (5.32)$$

estimațiile valorilor momentane ale curenților reactivi se scriu - vezi relațiile (4.53) și (4.54) :

$$\hat{i}_{q\ell} = RAPL \cdot \sum_{k=0}^j u_k = RAPL \cdot SU_j \quad (5.33)$$

$$\hat{i}_{qc} = RAPC \cdot (u_j - u_{j-1}) = RAPC \cdot DU_j. \quad (5.34)$$

Pentru calculul valorii momentane se presupune date, dintr-o perioadă anterioară, valorile RAPL și RAPC. Pe măsură ce se generează valorile momentane, se pregătesc și factorii ce intervin în calculul lui RAPL și RAPC. Se folosesc pentru calculul valorii RAPL acumulatorii SU și SUI, SU2 și SSU, iar pentru calculul valorii RAPC, acumulatorii DU, SLI și SD2. În SU se formează, secvențial, suma eșantioanelor de tensiune până la valoarea curentă. După o însumare în SU, conținutul acestui acumulator multiplicat cu valoarea eșantionului corespunzător de curent se adună la con-

ținutul acumulatorului SUI. Repetînd de N ori ciclul, se găsește valoarea SUI ce intervine în relația (5.31). În mod asemănător

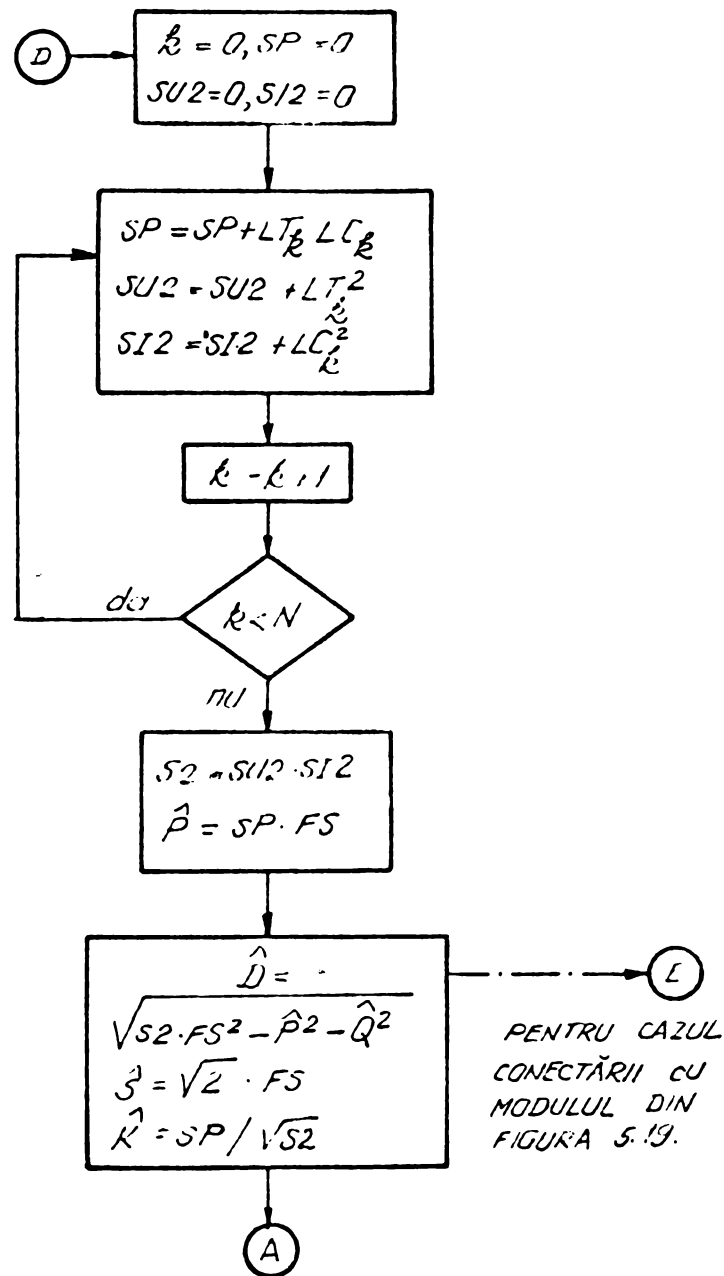


Figura 5.16.

se procedează pentru calculul valorii SSU din aceeași relație; în acumulatorul SU2 se adună pătratul sumei existente în acumulatorul SU, după care suma obținută se adună la conținutul acumulatorului SSU și se repetă de N ori operațiile. În vederea calculului diferenței eșantioanelor succesive de tensiune ce apare în relația (5.34), conținutul locației UJ ce memorează eșantionul curent de tensiune, se transferă în locația UJk, înainte de apariția noului eșantion de tensiune. Se calculează astfel DU = UJ - UJk care înmulțită cu eșantionul de curent se adaugă conținutului acumulatorului SDI, iar ridicată

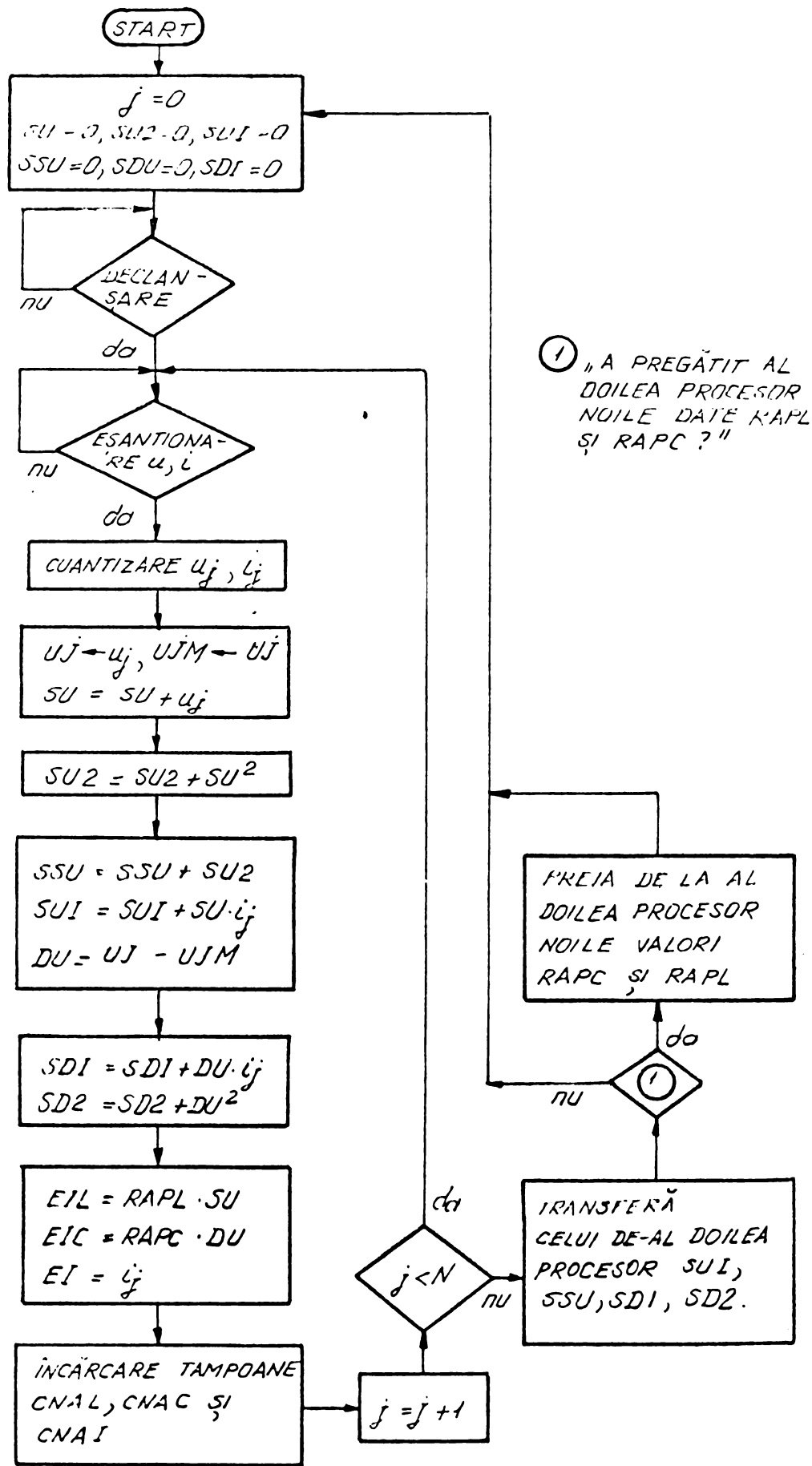
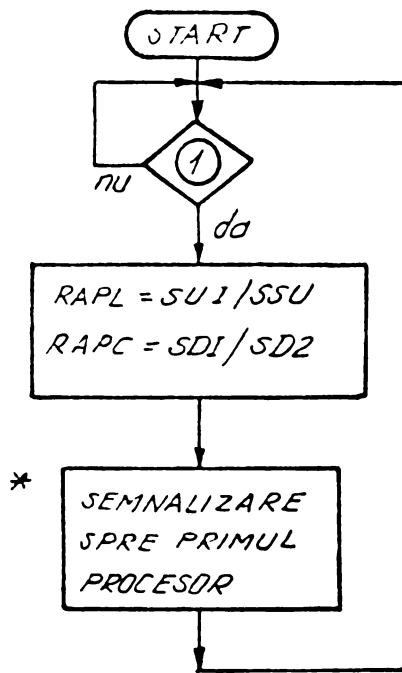


Figura 5.17.



* SEMNALIZAREA ESTE ANULATĂ DE CĂTRE PRIMUL PROCESOR, ODATA CU PRELUAREA NOILOR DATE.

① „AU FOST TRANSMISE NOILE DATE ? ”
DUPĂ TRANSMITEREA DATELOR, EVENTUAL PRIN DMA, AL DOILEA PROCESOR ESTE ÎNȘTIINȚAT DESPRE EVENIMENT, PRINTR-O ÎNTRERUPERE.

Figura 5.18.

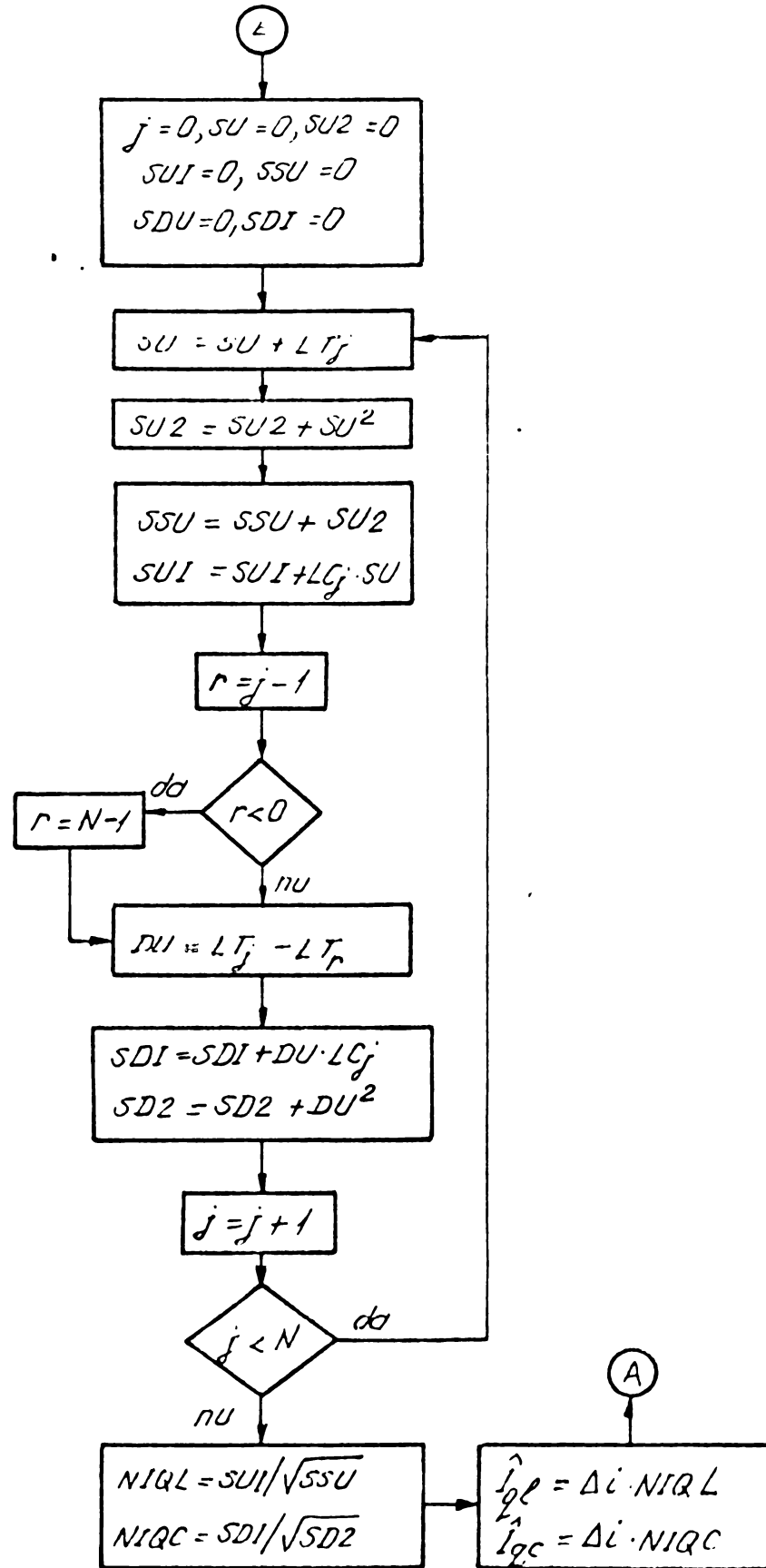


Figura 5.19.

la pătrat se adaugă conținutului acumulatorului SD2. După N pași se obțin SDI și SD2 ce intervin în relația (5.32).

În figura 5.17 se prezintă organigrama ce calculează SUI, SSU, SDI și SD2 precum și valorile eșantionnelor curenților I_{11} și I_{12} conform relațiilor (5.33) și (5.34). Deoarece prin eșantionare și reconstrucție apare un defazaj față de unda originală de curent, pentru comparație se reconstruiește și unda de curent din eșantioane. Pentru ca tensiunile de la ieșirile convertoarelor numeric-analogice, ce asigură reconstrucția de ordinul zero pentru undele de curent, să se modifice simultan este necesară dublarea tamponelor de cod ale acestor convertoare. Primul rând de tampoane se încarcă pe rând, după care se transferă simultan codurile numerice în al doilea rând de tampoane.

Deoarece procesorul destinat calculului nu are timp pentru operațiile de împărțire cerute de calculul valorilor RPL și RPLC s-a propus o structură biprocesor. Primul procesor calculează datele necesare SUI, SSU, SDI și SD2 și le predă unui al doilea procesor destinat calculului valorilor RPL. Primul procesor preia de la al doilea valorile RPL și RPLC calculate cu datele stabilite într-o perioadă anterioară și dezarmează semnalizarea de terminare a lucrului care îi era adresată de al doilea procesor. Figura 5.18 prezintă organigrama de lucru a celui de-al doilea procesor.

Pentru calculul valorilor efective ale curenților reactivi se prezintă algoritmul dat prin organigrama din figura 5.19. Se presupun undele de tensiune și curent înregistrate în listele LT și LC. Se calculează codurile NIQL și NIQC, care se ponderează apoi cu factorul de scară Δi , pentru a da estimațiile \hat{I}_{qL} și \hat{I}_{qC} . Indicele r asigură extragerea unui eșantion anterior eșantionului curent extras din lista de tensiune. Singura valoare negativă pe care o poate lua r este -1 și conform relației (4.56) se înlocuiește cu $N-1$.

Prin conectorul (E) organigrama din figura 5.19 se poate conecta, spre exemplu, cu organigramele din figurile 5.11 și 5.12 sau cu organigrama de calcul a puterii deformație din figura 5.16.

5.4. Concluzii

În acest capitol se prezintă algoritmi pentru calculul puterilor activă, reactivă, complementară, aparentă și deformantă.

Studiul, întreprins în § 5.1.1 asupra funcției de pondere a curentului, a indicat două căi de reducere a numărului de operații pretinse de calculul estimațiilor pentru puterea reactivă. Mărind cu unu numărul de eșantioane prelucrate, deci lucrând cu $N = 2n+2$, jumătate din valorile funcției de pondere a curentului, F , se anulează. În plus, după cum s-a arătat în § 5.1.3 se poate încă reduce la jumătate numărul produselor ce trebuie efectuate ca urmare a faptului, că în sumele S , două câte două produse sînt egale. În tabelul 5.4 se prezintă sintetic numărul de operații necesare pentru calculul estimației puterii reactive, conform relației (5.1).

Tabelul 5.4

	$N = 2n+1$	$N=2n+2; n=2p+1$	$N=2n+2; n=2p$
1	$(2n+1)^2$	$2(n+1)^2$	$2n(n+1)$
2	$n(2n+1)$	$(n+1)^2$	$n(n+1)$
3	$2n+1$	$2n+2$	$2n+2$
4	$(2n+1)(2n+2)$	$2(n+1)(n+2)$	$2(n+1)^2$
5	$(2n+1)(n+1)$	$(n+1)(n+3)$	$(n+1)(n+2)$

- 1 - Produse/sume pentru realizarea sumelor S .
- 2 - Produse/sume distincte în sumele S .
- 3 - Produse/sume în sumele SQ .
- 4 - Total produse/sume pentru estimația \hat{Q} (fără multiplicarea cu factorul de scară).
- 5 - Total produse/sume distincte pentru estimația \hat{Q} (fără multiplicarea cu factorul de scară).

Reducerea numărului operațiilor de multiplicare și sumare reprezintă o contribuție importantă adusă la calculul estimațiilor puterii reactive.

Sînt prezentate și organigramele necesare pentru calculul estimației puterii reactive conform relației (5.24), derivată din formula semnalată în literatură. Nu există, din punctul de vedere al calculului estimațiilor, diferențe între relațiile (5.1) și (5.24) dar, așa cum a rezultat în capitolele 3 și 4, relația (5.1) conduce la erori de măsurare mult reduse și este, în consecință, preferabilă.

După cum a rezultat din § 5.1.2, pentru calculul în timp real, se recomandă lucrul cu $2n+2$ eșantioane, iar structura de măsurare rezultă, în mod necesar, de tip biprocesor. Procesorul destinat calculului trebuie să fie din categoria "bit-slicu", prevăzut cu dispozitive hardware specializate pentru calcul.

Se mai propune un algoritm de calcul, apropiat de cel în timp real, prin luarea în considerare a eșantionnelor de tensiune doar din RT_0 în RT_e , R fiind prim în raport cu N . În așa fel se alege R , încît în RT_e să poată fi realizat calculul impus.

Necesitățile practice privind măsurarea puterii reactive Q permit o "eșantionare" a valorii acesteia la intervale de timp de ordinul secundelor. Este deci suficientă, în majoritatea cazurilor, o metodă de calcul "off-line" care are în plus avantajul de a solicita procesoare de 8 biți, ușor accesibile. În special pentru această ultimă categorie de algoritmi n-au realizat - vezi tabelul 5.4 - substanțiale reduceri ale timpului de calcul.

Organigramele prezentate în acest capitol constituie module de prelucrare a informației ce pot fi interconectate. În figura 5.20 se prezintă conectări posibile ale modulelor de calcul, dacă puterea reactivă se estimează cu relația (5.1). Pentru cazul estimării puterii reactive cu relația (5.24) se pot vedea în figura 5.21 câteva moduri posibile de conectare a modulelor de calcul.

Se mai prezintă și un analizor al undei de curent, destinat afișării pe tub catodic a formei curenților reactivi, precum și o organigramă pentru calculul valorilor efective ale acestor curenți.

Trebuie menționat că problemele generale, legate de conversia binar-BCD, afișarea rezultatelor precum și realizarea sincronizării prin metode numerice nu au intrat în sfera chestiunilor abordate în prezentul capitol.

MODURI DE CONECTARE A MODULELOR DE CALCUL
 \hat{Q} SE CALCULEAZĂ CONFORM RELATIEI (5.1).

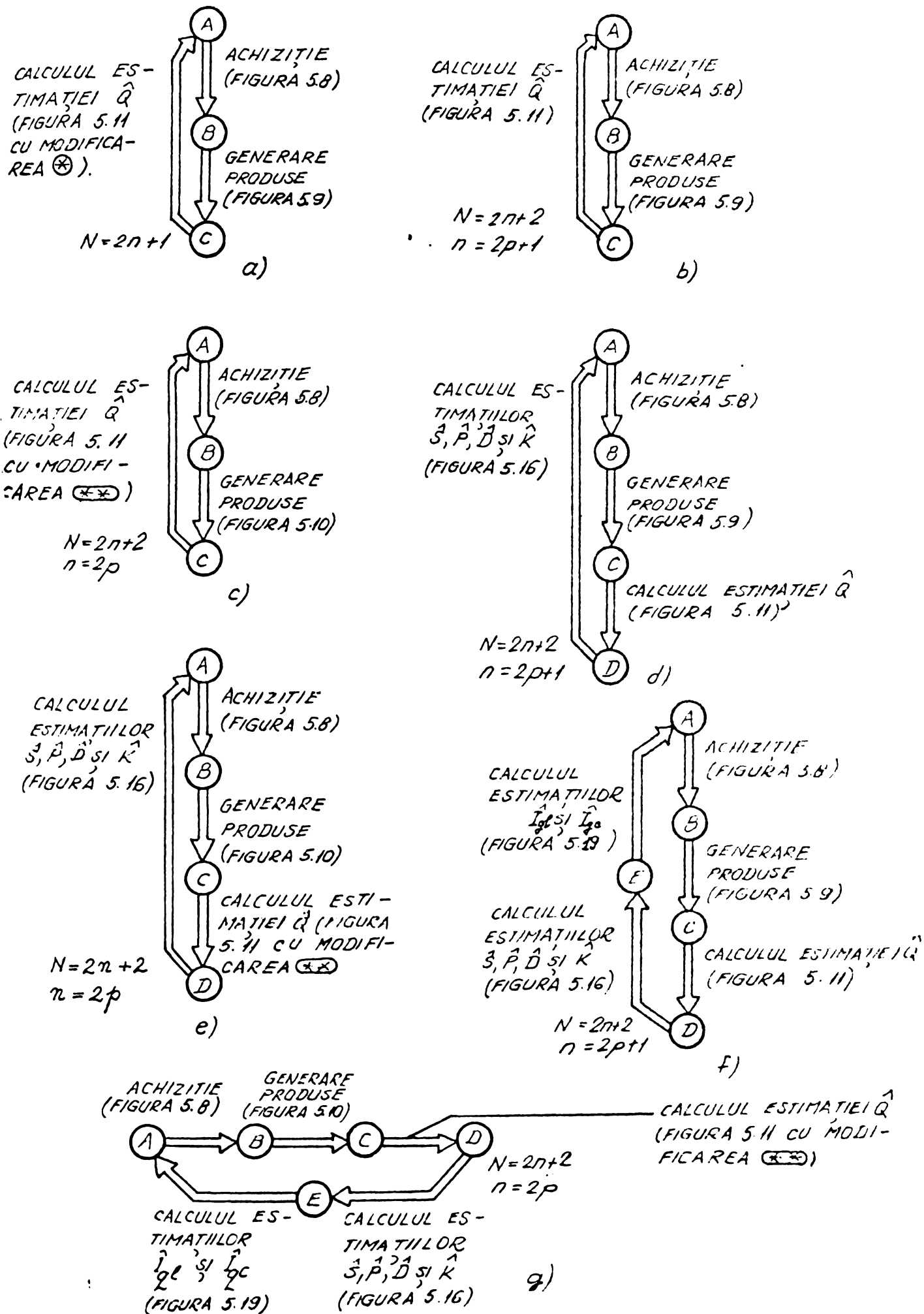


Figura 5.20.

MODURI DE CONECTARE A MODULELOR DE CALCUL.
 \hat{Q} SE CALCULEAZĂ CONFORM RELĂȚIEI (5.24)

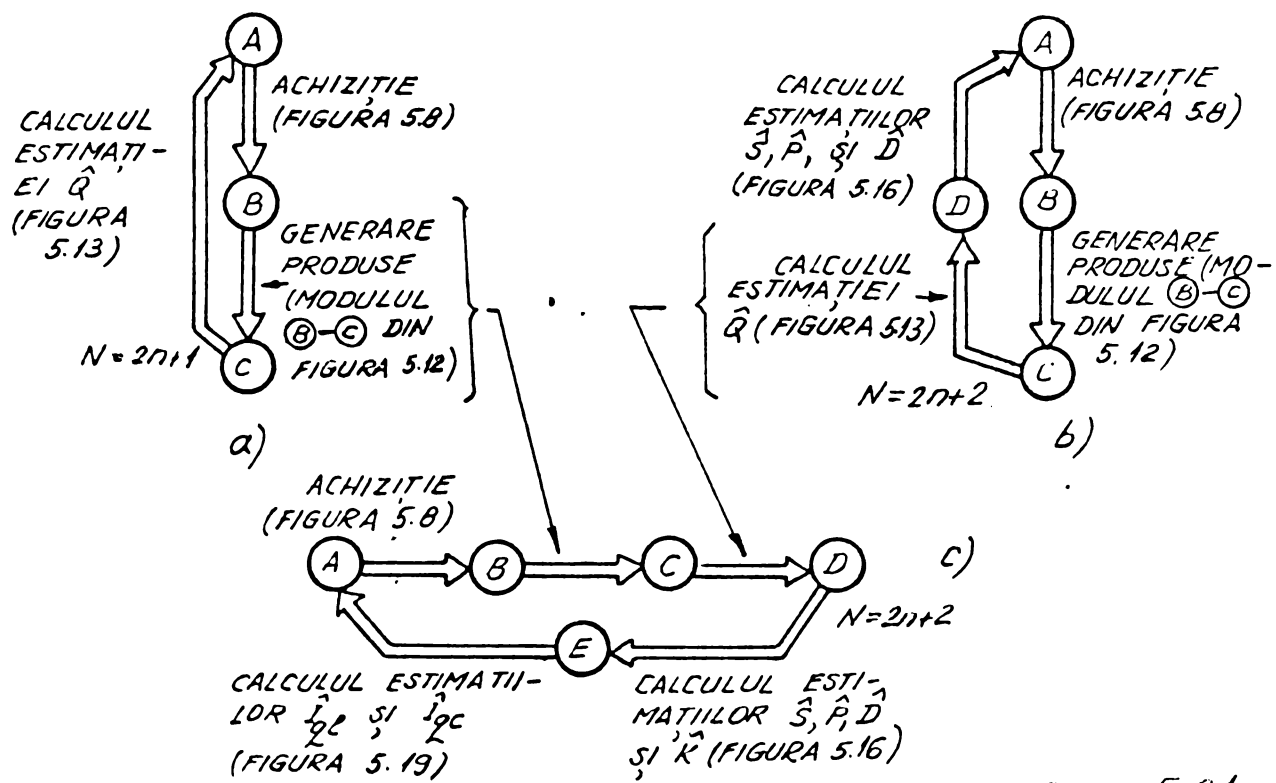


Figura 5.21.

CAPITOLUL 6

TEHNICI HARDWARE SI SOFTWARE PENTRU IMPLEMENTAREA UNOR APARATE DESTINATE MASURARII NUMERICE A PUTERII REACTIVE, IN MOD "OFF-LINE"

După cum s-a văzut în capitolul 5, algoritmi de calcul numeric permit măsurarea (calculul estimațiilor) puterilor. Implementarea algoritmilor prezentați poate fi realizată prin logică cablată sau prin logică programată. Avantajul esențial al logicii cablate este viteza sa mare de lucru [30]. Viteze de lucru comparabile cu logica cablată pot realiza numai structurile microprogramate de tip "bit-slice". Avantajul esențial al logicii programate îl constituie flexibilitatea sa, posibilitatea unor modificări ulterioare esențiale, în algoritmul de funcționare, fără modificări - sau aproape fără modificări - hardware [30]. Larga răspândire și prețul de cost redus al logicii programate o recomandă spre a fi introdusă în aparatura de măsurare, unde preia numeroase funcții, cele mai importante fiind funcțiile de comandă și de calcul [40].

Si pentru construcția aparatelor destinate măsurării puterilor este recomandabilă alegerea unor structuri în logică microprogramată sau programată. Alegerea structurii, precum și a performanțelor hard și soft ale elementelor constituate este în funcție de algoritmul ce trebuie implementat. După cum s-a arătat în capitolul 5, pentru majoritatea aplicațiilor practice este suficientă înregistrarea undelor de tensiune și curent pe durata unei perioade, urmat de calculul "off-line" al puterilor. În plus, pentru aparate de acest gen, se pot utiliza microprocesoare de 8 cifre binare, deoarece timpul de calcul nu este prohibitiv. În consecință, în special problemele ridicate de realizarea acestui gen de aparatură vor fi tratate în capitolul de față.

6.1. Definierea structurii aparatului

În capitolul 5 sînt descriși algoritmi potriviți pentru

măsurarea în timp real sau "off-line" ; adoptarea unui anumit algoritmul pentru problema de rezolvat se face conform indicațiilor date în acel capitol. Mai mult, sînt prezentate și modurile de conectare ale diverselor module de calcul, pentru a obține structura soft a unui aparat de măsurare (vezi figura 2.20 și figura 2.21). Spre exemplu, dacă se lucrează cu estimăția (5.1) pentru puterea reactivă și $N = 2n+2$, cerindu-se calculul valorilor \hat{S} , \hat{P} , \hat{Q} , \hat{D} și \hat{K} se va adopta varianta din figura 5.20-d, la $n = 2p+1$, respectiv varianta din figura 5.20-e, dacă $n = 2p$. Dacă se cere numai calculul valorii \hat{Q} , se va lucra conform figurii 5.20-b pentru $n = 2p+1$, respectiv 5.20-c pentru $n = 2p$.

Pentru calculul "off-line" este suficientă o structură uniprocessor, deși nu este exclusă structura biprocessor ; funcțiile celui de-al doilea procesor se rezumă la calculul valorii T_e și programarea divizorului de frecvență ce generează impulsurile de eșantionare, calculul necesitate de scalare precum și monitorizarea afișajului și eventual supravegherea amplitudinii undei de curent, asigurînd menținerea acesteia între anumite limite. Dacă se aplică strategia de inversare a canalelor de măsurare, al doilea procesor preia și funcția de calcul, prin scădere și împărțire cu doi a puterii reactive.

Pentru precizarea structurii aparatului este necesară și cunoașterea valorii n adică a ordinului celui mai înalt armonici semnificative în spectrul de putere. Se mai cer : frecvența rețelei (a fundamentalei) ca valoare nominală f , maximă f_m și minimă f_m ; valoarea maximă U_m pe care o poate atinge tensiunea instantanee în valoare absolută cu minima și maxima acesteia $(U_m)_m$ și $(U_m)_M$; valoarea maximă I_m pe care o poate atinge curentul instantaneu, în valoare absolută, cu minima zero și maxima $(I_m)_L$.

Un parametru important al aparatului îl constituie eroarea relativă de măsurare, \mathcal{E} , a puterii reactive. Vom considera această eroare definită la valorile nominale ale frecvenței, tensiunii și curentului și la $K = 0$. Dacă \mathcal{E}_q este eroarea cauzată de cuantizare, iar \mathcal{E}_φ eroarea cauzată de necompensările de fază, atunci

$$\mathcal{E}^2 = \mathcal{E}_q^2 + \mathcal{E}_\varphi^2, \quad (6.1)$$

deoarece cele două erori sînt necorelate. Se consideră că nu apar erori datorate nesincronismului deoarece \mathcal{E} este definit la frecvența nominală. Dacă se măsoară la o altă frecvență decît cea no-

minală, eroarea globală \mathcal{E}_g se calculează prin relația

$$\mathcal{E}_g^2 = \mathcal{E}_q^2 + \mathcal{E}_\varphi^2 + \mathcal{E}_f^2, \quad (6.2)$$

unde \mathcal{E}_f este dat de relația (4.35) - notat \mathcal{E}_q în respectiva relație. Considerînd funcționarea la frecvență nominală se aplică relația (6.1), în care se poate considera $\mathcal{E}_q^2 \gg \mathcal{E}_\varphi^2$. Se va considera deci, pentru început $\mathcal{E}^2 = \mathcal{E}_q^2$. Se pune problema aprecierii numărului de cifre binare cu care trebuie reprezentate eșantioanele de curent (\mathcal{N}_A), eșantioanele de tensiune (\mathcal{N}_B) și eșantioanele funcției de ponderare (\mathcal{N}_F). Codurile corespunzătoare sînt date de obicei în complement față de 2, fiind utile $2^{\mathcal{N}} - 1$ niveluri de cuantizare. Trebuie în plus specificat că trebuie codate corect și valorile $(I_m)_M$, $(U_m)_M$ și deci

$$2^{\mathcal{N}_A - 1} \geq \frac{2(I_m)_M}{\Delta i} = 2,4 \frac{I_m}{\Delta i} \quad (6.3a)$$

$$2^{\mathcal{N}_B - 1} \geq \frac{2(U_m)_M}{\Delta u} = 2,4 \frac{U_m}{\Delta u}, \quad (6.3b)$$

unde s-a considerat o supraîncărcabilitate de 20% atît pentru curent cît și pentru tensiune.

Din relația (4.46) se obține, în condițiile specificate

$$\mathcal{E}_q^2 = \frac{n}{3N} \left[\left(\frac{\Delta i}{I_m} \right)^2 + \left(\frac{\Delta u}{U_m} \right)^2 \right] + \frac{(\Delta f)^2}{3N}. \quad (6.4)$$

Trebuie alese valorile \mathcal{N}_A și \mathcal{N}_B precum și cuanta Δf a funcției de ponderare a curentului, astfel ca \mathcal{E}_q să nu depășească \mathcal{E} . Alegerea se face prin încercări succesive. Se adoptă \mathcal{N}_A și \mathcal{N}_B și se scoate din relația (6.4) Δf . Este bine ca ponderea ultimului termen din relația (6.4) și anume $(\Delta f)^2 / (3N)$ să fie luată mai mare decît a primului, deoarece sînt necesare mai multe cifre binare pentru reprezentarea eșantioanelor funcției de ponderare a curentului, decît pentru curent și tensiune.

Cu Δf determinat din relația (6.4) ne trece la evaluarea numărului de cifre (\mathcal{N}_F) necesare pentru reprezentarea eșantionului funcției de ponderare a curentului. Maximul funcției F , F_M este - vezi relația (5.10) - N/\mathcal{N} și deci

$$2^{\mathcal{N}_F - 1} > \frac{2N}{\mathcal{N} \Delta f}. \quad (6.5)$$

Se adoptă \mathcal{N}_F conform relației (6.5) iar apoi se recalculază Δf folosind aceeași relație dar cu semnul egal ; în acest fel se asigură cuanta minimă la care F_M este reprezentat cu valoarea maximă din cod. Se recalculază, cu noua valoare Δf , eroarea \mathcal{E}_q aplicând relația (6.4) ; se obține, de obicei, o valoare mai mică decât cea inițial acceptată, \mathcal{E} .

Pentru evaluarea erorii de fază \mathcal{E}_φ , se pleacă de la relația (4.63) considerând un regim în care fiecare pereche de armonici prezintă aceeași putere reactivă (evident este un regim care dă o relație acoperitoare pentru \mathcal{E}_φ). Se scrie

$$\mathcal{E}_\varphi^2 = \sum_{\lambda=1}^n \mathcal{E}_{\varphi\lambda}^2 = \sum_{\lambda=1}^n \left[(\varphi_{a2} - \varphi_{a1} + \varphi_d - \varphi_B)_\lambda \right]^2 \leq n (\varphi_{a2} - \varphi_{a1} + \varphi_d - \varphi_B)_M^2. \quad (6.6)$$

S-a considerat că eșantionarea se efectuează simultan pentru cele două unde. Dacă se pot aprecia defazajele ca funcție de frecvență, se poate calcula o valoare mai redusă pentru \mathcal{E}_φ decât prin aproximația introdusă în relația (6.6).

Se atrage atenția asupra valorii orientative a calculului erorii de cuantizare. Cu \mathcal{N}_A , \mathcal{N}_B și \mathcal{N}_F adoptate se execută calcule de determinare a erorii de măsurare pentru diferite regimuri, prin programul SIMER, și se vor lua decizii în funcție de rezultatele simulării.

Deoarece curentul nu este limitat inferior, eroarea de cuantizare tinde să crească mult pentru valori reduse ale curentului prin sarcină. Pentru a menține eroarea de cuantizare în limite acceptabile, se utilizează în calea de curent un amplificator cu câștigul comutabil în puterile lui 2 [40]. Dacă valoarea maximă a curentului scade sub $I_m/2$, se dublează amplificarea, etc. Evident erorile cauzate de necompensarea fazelor cresc, pe măsura creșterii amplificării. Este interesantă eroarea de cuantizare maximă care apare la $(U_m)_m$ și $I_m/2$

$$\mathcal{E}_{qM}^2 = \frac{n}{3N} \left[4 \left(\frac{\Delta i}{I_m} \right)^2 + 1,56 \left(\frac{\Delta u}{U_m} \right)^2 \right] + \frac{(\Delta f)^2}{3N}, \quad (6.7)$$

unde s-a considerat $(U_m)_m = 0,8 \cdot U_m$.

Aprecierea erorii cauzate de modificarea frecvenței rețelei se face cu relația (3.29) sau cu echivalenta ei (4.35), considerând

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{T-NT}{T} e = \delta. \quad (6.7')$$

Dacă această eroare se impune, se calculează δ ce poate fi admis de către circuitul de sincronizare. Pentru acesta N, T și δ sînt mărimile necesare la proiectare. În cazul aplicării sincronizării numerice, alunecarea δ nu poate depăși $\pm 0,5/N$. Rezultă o eroare maximă, pentru o armonică

$$\varepsilon_{FM} = \frac{\pi^2}{12N^2}. \quad (6.8)$$

Pentru relevarea unui ordin de mărime, se va considera un exemplu în care $n=9$, $N=20$, $I_m=(I_m)_M=1$ și $U_m=(U_m)_M=1$. Cuantizînd tensiunea și curentul cu cîte 8 cifre binare dintre care una e semnul, paranteza dreaptă din relația (6.4) ia valoarea $0,372 \cdot 10^{-3}$. Acordînd o pondere aproximativ egală celui de-al doilea termen, se adoptă $\Delta f = 39,5 \cdot 10^{-3}$. Rezultă $\varepsilon_q \approx 2 \cdot 10^{-2}$, (2%). Maximul funcției de ponderare a curentului este $F_M = 6,313$. - vezi tabelul 5.3 - și se poate reprezenta $\{6,313/(39,5 \cdot 10^{-3}) = 159,82\}$ cu 9 cifre binare, dintre care una de semn. Cu $\mathcal{N}_F = 9$ se recalculează $\Delta f = 24,76 \cdot 10^{-3}$ valoare care introdusă în (6.4) dă $\varepsilon_q = 1,6 \cdot 10^{-2}$, valoare mai bună decît precedenta.

Dacă $n = 50$ și $N = 102$ în aceleași condiții pentru tensiune și curent ca în primul exemplu, cuantizînd eșantioanele de tensiune și curent cu $\mathcal{N}_A = \mathcal{N}_B = 14$ cifre binare (dintre care una de semn) iar eșantioanele funcției de ponderare cu $\mathcal{N}_F = 16$

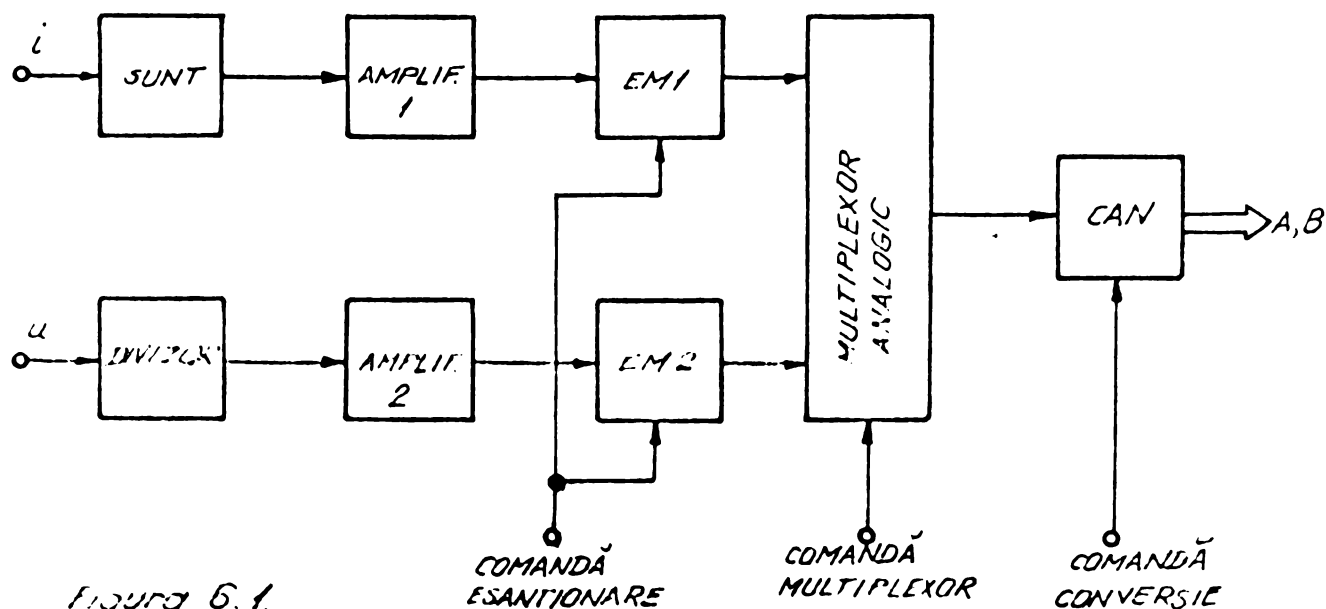


Figura 6.1.

(dintre care una de semn) rezultă $\varepsilon_q \approx 10^{-4}$. Dacă se consideră curentul la jumătatea valorii, eroarea crește la $\approx 1,3 \cdot 10^{-4}$.

Eroarea ε_f determinată cu relația (6.8) este de 0,21% respectiv $8 \cdot 10^{-3}\%$ în cele două exemple, fiind cel puțin în primă aproximație neglijabilă.

Precizia impusă influențează și structura căilor de condiționare a semnalelor i și u . Pentru precizii mari ($\mathcal{N}_A, \mathcal{N}_B > 10$) se recomandă structura din figura 4.1 cu două CAN. Convertoarele de mare precizie sînt mai lente și probabil nu pot fi realizate două conversii în T_e ; alterarea tensiunii la ieșirea circuitelor de eșantionare și memorare poate fi sensibilă la aceste precizii. Dacă însă pretențiile sînt mai reduse se poate adopta structura din figura 6.1, cu un singur CAN. Eșantionarea se execută simultan, iar conversia succesiv, aducîndu-se prin multiplexorul analogic valorile eșantioanelor la intrarea convertorului; ieșirea numerică se preia de către procesor în conformitate cu poziția comandată multiplexorului.

Erorile cu care se determină estimațiile pentru puterea activă \hat{P} , pentru puterea aparentă \hat{S} și pentru puterea deformantă \hat{D} , se calculează cu relațiile (4.6), (4.24) și respectiv (4.58).

Dacă se cere numai măsurarea puterii complementare, se poate adopta $N = 2n+1$ (dacă $N = 2n+2$ reprezintă o putere a lui 2 se va prefera această valoare). Eroarea care afectează determinarea puterii complementare se apreciază cu relația (4.48). Cu mod de dimensionare a valorilor \mathcal{N}_A și \mathcal{N}_B se pleacă de la relațiile (4.6) și (4.24) și se adoptă numărul minim de cifre binare care asigură satisfacerea condițiilor impuse cu privire la erorile de măsurare. Se calculează cu relația (4.48) eroarea pentru puterea complementară și se apreciază dacă este sau nu acceptabilă.

6.2. Circuite pentru condiționarea semnalelor de intrare

Pentru prelevarea unor mărimi proporționale (deobicei tensiuni), cu curentul și tensiunea din rețea, se pot folosi șunturi și divizoare sau transformatoare de curent și tensiune. Banda de frecvență a transformatoarelor de măsurare este relativ îngustă (sute de Hz), motiv pentru care nu sînt de preferat în regimurile

deformante. In figura 6.2 se arată o modalitate de conectare a șuntului (R_S) și a divizorului ($R_{d1}-C_1, R_{d2}-C_2$). Tensiunea ce apare la bornele șuntului, u_s , trebuie să fie redusă, motiv pentru care se prevede un amplificator ce aduce nivelul ten-

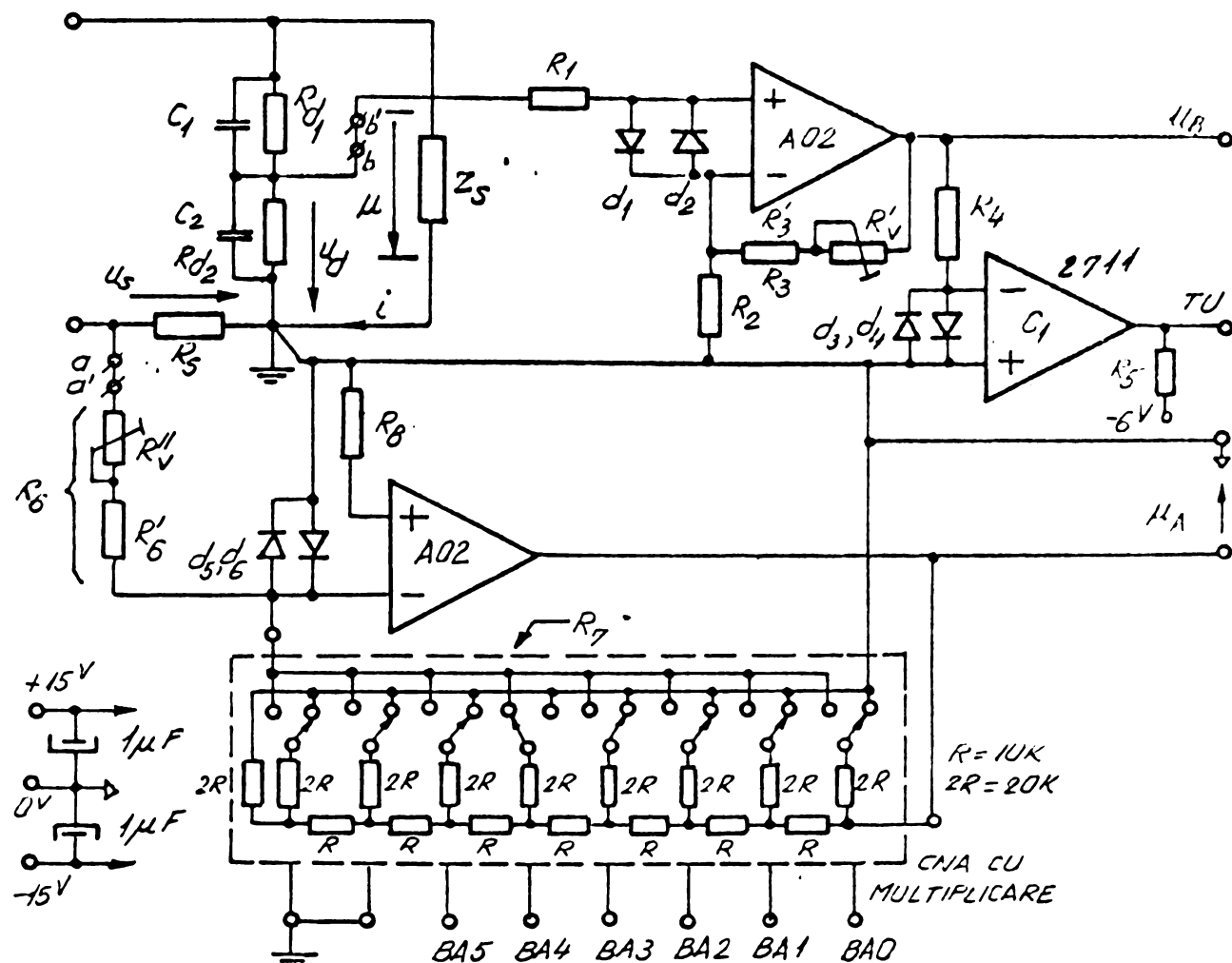


Figura 6.2.

sionii la valoarea pretinsă de către CAN. Șuntul trebuie astfel realizat încît să nu prezinte caracter inductiv [5] și să suporte puterea disipată în el, fără a se încălzi excesiv. Pentru a evita variația rezistenței șuntului cu temperatura, el trebuie realizat din materiale adecvate [5].

Dacă la curentul $(I_m)_M$ se impune o cădere U_{SM} pe șunt (0,5V spre exemplu) rezultă

$$R_S = \frac{U_{SM}}{(I_m)_M} \quad (6.9)$$

Vom considera că domeniul tensiunii admise la intrarea convertoarelor este $\pm U_D$ (± 5 V, ± 10 V pentru cazurile uzuale). Amplificarea A_1 , ce trebuie realizată de către amplificatorul de

curent, din calea A, rezultă ca fiind

$$A_1 = \frac{U_D}{U_{SM}} \quad (6.10)$$

Dacă R_7 este rezistența echivalentă prezentată de către convertorul numeric-analogic cu multiplicare, câștigul este definit de raportul R_7/R_6 . Astfel dacă bitul BAO este la 1 logic, toți restul biților fiind la zero logic, rezistența conectată în reacție are valoarea $2R$. Adoptînd $R_6 = 2R/A_1$, amplificarea obținută este $-A_1$. Biții BA1 și BA5 dau amplificările $-(2 + 32)$. A_1 , evident un singur bit fiind pe 1 logic, la un moment dat [30]. Pentru reglaj rezistența R_6 este divizată în R_6' și R_6'' . În mod curent $2R = 30 k$ sau $2R = 20 k$ pentru convertoarele cu multiplicare disponibile pe piață. Rezistența R_6 se alege mai mică decît $30/A_1 k$ sau $20/A_1 k$ cu $(1 \div 2)\%$, rezistența somirolabilă R_6'' urmînd să acopere plaja de reglaj necesară. Deoarece rezistențele din intrare și reacție sînt străbătute de către curentul de polarizare este necesară rezistența R_8 , echivalentă rezistențelor R_6 și R_7 în paralel. Această rezistență echivalentă variază între $2R/(2A_1+1)$, (BA1-1) și $\approx 3R/(3A_1+1)$, (BA32-1). Deoarece domeniul de bază ne considerăm a fi cel în care amplificarea este $-A_1$, se adoptă $R_8 = 2R/(2A_1+1)$ urmînd ca erorile cauzate de derive să fie mai mari în celălalt domenii.

Amplificarea maximă ce se impune este $32A_1$ în cazul de față. Raportul rezistențelor R_7 și R_6 în acest caz determină $\beta = -1/(2^k A_1)$, $k = 0 \div 5$, [68]. Amplificarea cu reacție A_1 va fi în consecință

$$A_1' = -2^k A_1 \frac{1}{1 - \frac{2^k A_1}{A_0}} \approx -2^k A_1 \left(1 + \frac{2^k A_1}{A_0}\right), \quad (6.11)$$

unde A_0 este amplificarea la joasă frecvență, în buclă deschisă. Eroarea relativă a amplificării A_1 este, după cum se poate vedea din relația (6.11)

$$\varepsilon_{A_1} = -\frac{2^k A_1}{A_0} \quad (6.12)$$

Pentru $A_0 = 10^5$ rezultă din (6.12), $\varepsilon_{A_1} = -0,32\%$ la $A_1 = 10$ și $k =$

ceea ce corespunde unei cuantizări precise cu cel mult 8 cifre pe ultimul domeniu. Cele expuse sînt adevărate doar dacă sta-

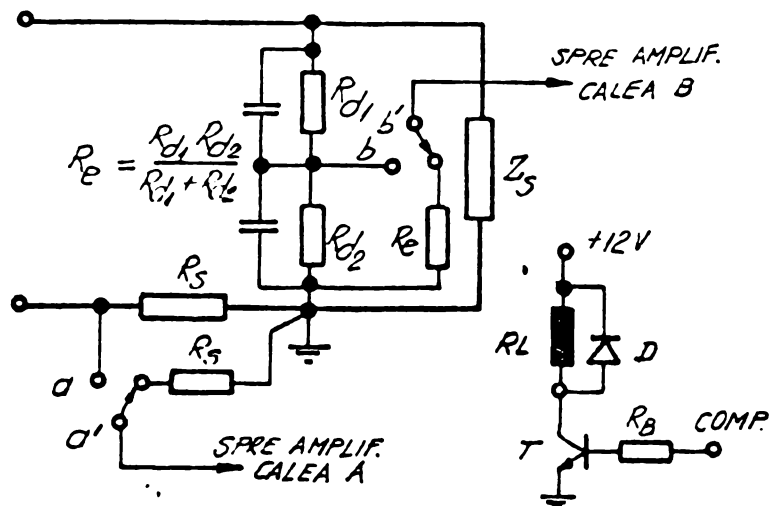


Figura 6.3.

bilitatea valorilor rezistențelor este mai bună de 1600 ppm în domeniul de temperatură considerat.

Produsul amplificării - bandă este determinat de erorile de fază admise. Aceste erori devin sensibile în special în domeniile corespunzătoare unor amplificări mari. Considerînd practic nulă

faza amplificatorului din calea B (amplificarea sa este doar $+A_2$) eroarea de fază ce apare este dată de φ_{a1} . Dacă se notează cu f_i produsul amplificare - bandă, considerînd modelul de calcul simplificat cu un singur pol, avem

$$|\varphi_{a1}| = \arctg\left(\frac{f}{f_i} |2^k A_1|\right), \quad k = 0 \div 5. \quad (6.13)$$

Eroarea maximă apare la frecvența n.f, unde f reprezintă frecvența rețelei iar n numărul de armonici prezente în spectru. Intrebunțînd un amplificator operațional (AO1) cu produsul amplificare - bandă $f_i = 10^7$ Hz, relația (6.13) indică o eroare de fază de $4^\circ 35' 9''$ la $k=5$; sînt disponibile tipuri comerciale de amplificatoare [38] cu produsul amplificare - bandă de 20 sau 50MHz. Sînt de preferat amplificatoarele cu f_i cît mai mare.

Produsul amplificare-bandă nu este suficient pentru a caracteriza comportarea amplificatorului în domeniul frecvenții. Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire SR (slow-rate) trebuie să permită urmărirea semnalului de frecvență și amplitudine maximă. Rezultă imediat relația

$$SR \gg n \omega U_D. \quad (6.14)$$

Pentru $n=50$ și $U_D=5$ V rezultă ca fiind necesară o viteză maximă de variație de numai $0,0786$ V/ μ S, valoare satisfăcută de majoritatea amplificatoarelor comerciale.

În ceea ce privește eroarea de modul a amplificării, ea a fost specificată la amplificarea maximă în curent continuu - relația (6.11). La o frecvență nf , modulul amplificării este

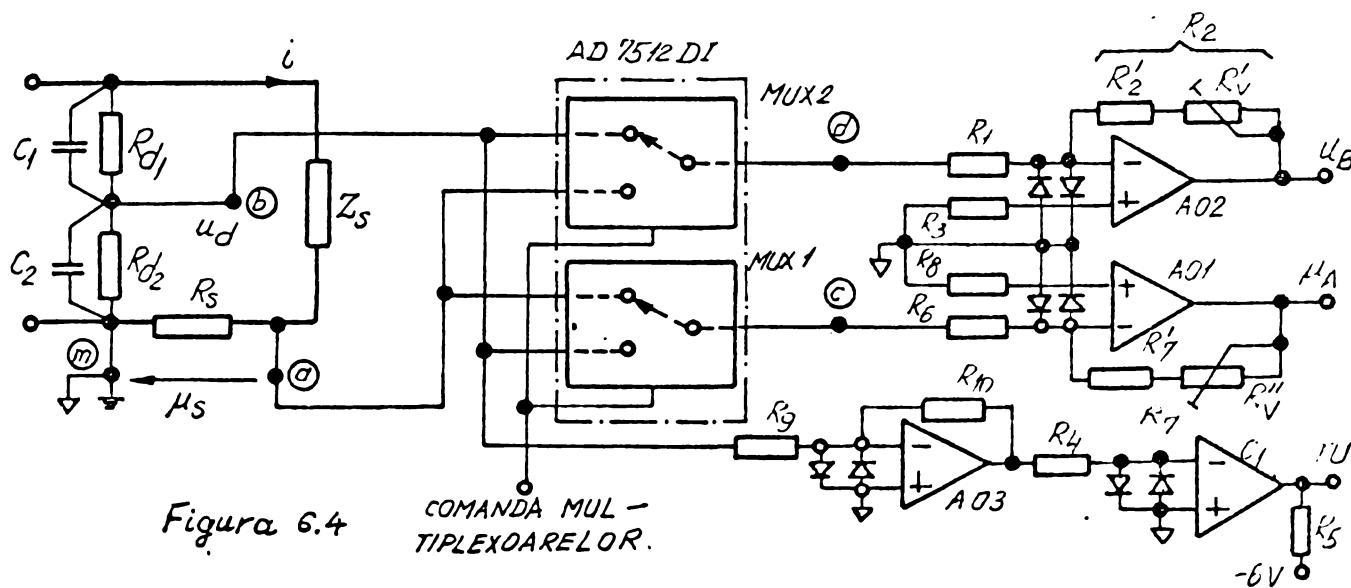


Figura 6.4 COMANDA MUL - TIPLEXOARELOR.

$$|A_1^k| = 2^k A_1 \frac{1 + \frac{2^k A_1}{A_0}}{\sqrt{1 + (2^k A_1 \frac{nf}{f_i})^2}}, \quad k = 0 \div 5. \quad (6.15)$$

În cazul $A_1 = 10$ și $f_i = 10^7$ Hz, pentru $n < 50$ și $f = 50$ Hz relația (6.15) se poate aproxima cu

$$|A_1^k| = 2^k A_1 (1 + \frac{2^k A_1}{A_0}) \left[1 - \frac{1}{2} (2^k A_1 \frac{nf}{f_i})^2 \right], \quad k = 0 \div 5, \quad (6.16)$$

de unde rezultă eroarea relativă

$$\epsilon_{A1} = \frac{1}{2} \left(\frac{2^k A_1 nf}{f_i} \right)^2 - \frac{2^k A_1}{A_0}, \quad k = 0 \div 5. \quad (6.17)$$

Deoarece circuitele de eșantionare și memorare se consideră a avea factorul de transfer unitar, pentru schema din figura 6.2 rezultă factorul de transfer al curentului, k_i , ca fiind

$$k_i = -R_S A_1^k = R_S A_1 2^k, \quad k = 0 \div 5, \quad (6.18)$$

iar eroarea acestuia ϵ_{k_i} este

$$\epsilon_{k_i} = \epsilon_{RS} + \epsilon_{A1}. \quad (6.19)$$

Diodole d_5 și d_6 limitează tensiunea ce poate apărea la intrarea amplificatorului A01, constituind pentru acesta o protecție.

Amplificatorul AO1 se va prevedea cu circuite pentru compensarea decalajului inițial. Pentru măsurări pînă la armonica a 50-a se recomandă tipul AD509 [38] avînd produsul amplificare-bandă de $2 \cdot 10^7$ Hz și o amplificare în buclă deschisă de $15 \cdot 10^3$. Valoarea redusă a amplificării în buclă deschisă duce la erori mai însemnate pentru factorul de transfer al curentului, decît în exemplele citate, sensibile în special la amplificări mari. Calitatea esențială a acestui amplificator o constituie timpul redus de stabilire a valorii. Pentru cîștigul -1, în numai $2,5 \mu s$ eroarea de stabilire a valorii la ieșire este de 10^{-4} (10^{-2} %). În același scop se poate utiliza tipul 3550 K [77] cu $f_i = 20 \cdot 10^6$ Hz, $A_o = 10^5$, $SR = 100$ V/ μs și timp de stabilire de $0,6 \mu s$ pentru o eroare de 10^{-4} , sau tipul 3354/25 [77] avînd $f_i = 6 \cdot 10^6$ Hz, $A_o = 10^7$, $SR = 6$ V/ μs . Pînă la a 20-a armonică se poate lucra cu $\beta A741$ avînd $f_i = 1$ MHz, $A_o = 10^5$, $SR = 0,5$ V/ μs .

Amplificatorul de tensiune poate fi, în principiu, un simplu repetor ce izolează divizorul de tensiune de sarcină (circuitul de eșantionare și memorare). În această situație nu se poate spera la compensări de fază bune, nici măcar pe domeniul de bază (în care amplificatorul celeilalte căi are amplificarea A_1). Se va prefera în consecință și în calea B un amplificator, cu amplificarea A_1 . Structura amplificatorului trebuie să asigure factorului de transfer k_u același semn ca și al factorului de transfer k_1 , deoarece numai în acest caz se produc compensările de fază. Cum pentru circuitul din figura 6.2, $k_1 > 0$, este necesar să adoptăm un amplificator neinversor, cu aceeași amplificare A_1 ca și pentru calea A.

Divizorul compensat de tensiune $R_{d1}-C_1$, $R_{d2}-C_2$ lucrează practic în gol. Factorul de divizare se determină considerînd că $U_{dM} = U_{SM}$ și apare atunci cînd în rețea tensiunea momentană atinge valoarea $(U_m)_M$. Rezultă

$$k_d = \frac{R_{d2}}{R_{d1} + R_{d2}} = \frac{U_{dM}}{(U_m)_M} \quad (6.19)$$

Dacă R_1 este rezistența de intrare a amplificatorului neinversor din calea B, factorul de divizare k_d devine

$$k_d' = k_d \left[1 - (1 - k_d) \frac{R_{d2}}{R_1} \right], \quad (6.20)$$

ceea ce înseamnă o eroare relativă

$$\epsilon_{kd} = (1 - k_d) \frac{R_{d2}}{R_i} . \quad (6.21)$$

Impunînd ϵ_{kd} în funcție de eroarea de cuantizare și apreciînd R_i , cu (6.21) se calculează o valoare maximă pentru R_{d2} ; din relația (6.19), pentru R_{d2} adoptat se determină R_{d1} necesar. Spre exemplu, considerînd un amplificator cu curentul de polarizare $I_1 = 0,2 \mu A$ la $U_{dM} = 0,5 V$, rezistența de intrare $R_1 = 2,5 M\Omega$. Pentru $(U_m)_{M^*} = 380 V$, $k_d = 0,5/380$ se poate neglija în relația (6.21) care indică la $\epsilon_{kd} = 2^{-14}$, $R_{d2} = 150 \Omega$. Curentul prin divizor este $I_d = 3,3 mA$, valoare acceptabilă în rețea. Dacă amplificatorul are rezistența de intrare mai mare, rezultă valori și mai mari pentru rezistențele divizorului. În situația în care este necesară o rezistență de intrare R_i foarte mare se vor prefera amplificatoarele cu tranzistoare "super-betas" la intrare, celor cu tranzistoare PFT la intrare; primele au o derivă mult mai redusă decît celelalte.

Pentru compensarea divizorului este necesară condiția [13]

$$R_{d1}C_1 = R_{d2}C_2 .$$

Amplificarea realizată de către circuitul echipat cu A01 este

$$A_2 = 1 + \frac{R_3}{R_2} . \quad (6.23)$$

Rezistența R_3 se divizează în $R'_3 = (1 - 2)\%$ din R_3 și R''_3 , pentru efectuarea reglajului amplificării. Ținînd seama de amplificarea finită în buclă deschisă, amplificarea A_2 devine

$$A'_2 = \frac{A_2}{1 + \frac{A_2}{A_0}} = A_2 \left(1 - \frac{A_2}{A_0}\right) , \quad (6.24)$$

adică eroarea de amplificare ϵ_{A2} este

$$\epsilon_{A2} = \frac{A_2}{A_0} . \quad (6.25)$$

Relația (6.25) se putea obține din relația (6.12) făcînd $k=0$. Condiția (6.14) cu privire la viteza maximă de variație SR trebuie satisfăcută și în acest caz. Cu relația (6.17), în care se face

$k=0$, se calculează eroarea relativă de amplificare la armonica a n-a a semnalului. Defazajul $|\varphi_{a2}|$ se calculează cu relația (6.13) tot pentru $k=0$.

Factorul de transfer al tensiunii, k_u , se determină cu expresia

$$k_u = A_2 k_d, \quad (6.26)$$

iar eroarea relativă de care este afectat cu

$$\varepsilon_{ku} = \varepsilon_{A2} + \varepsilon_{kd}. \quad (6.27)$$

Pentru a asigura compensarea fazelor este indicat ca A02 să fie de același tip cu A01, și cât mai identic posibil ca și caracteristică de fază.

Pentru a asigura o derivă cât mai redusă amplificatorului A02 se recomandă introducerea rezistenței R_1 a cărei valoare se deduce din relația

$$\frac{R_{d1}R_{d2}}{R_{d1}+R_{d2}} + R_1 = \frac{R_2R_3}{R_2+R_3}. \quad (6.28)$$

Pentru realizarea sincronizării se formează un tact de tonniuno TU, prin intermediul unui comparator C_1 . Intre două fronturi succesive crescătoare, sau descrescătoare, timpul scurs este chiar perioada rețelei T. Nu se poate conta pe T/2 între două fronturi alăturate, ca urmare a pragurilor de comutare diferite în cele două sensuri, ale comparatorului. Ca și comparator se poate utiliza tipul 2711.

Măsurarea ce implică un număr mare de cifre binare la cuantizare este, în general, serios afectată de decalajele care apar, fie ca urmare a necompensării valorilor inițiale, fie ca urmare a derivelor. Deoarece modificările sînt lente se poate proceda la compensarea lor, fie pe cale analogică, fie pe cale numerică [40]. Schema din figura 6.2 se poate prevedea cu posibilitatea comutării intrărilor la masă, urmată de eșantionare și cuantizare, și memorarea valorilor obținute; aceste valori servesc la corectarea aditivă a fiecărui eșantion prelevat în decursul măsurării. Astfel, între punctele a-a' și b-b' se include schema din figura 6.3. Releul RL comandat de către semnalul COMP, furnizat de către procesor, comută intrările amplificatoarelor, pe rezistențe echivalente cu cele existente în

schema inițială. Releul se poate înlocui cu o schemă cu două comutatoare duble statice, echipate cu tranzistoare cu efect de câmp. Rezistențele în stare de conducție ale tranzistoarelor ce formează o pereche trebuie să fie cât mai identice pentru diminuarea erorilor cauzate de modificările rezistențelor din circuitele de intrare ale amplificatoarelor. Avantajul unui comutator static îl constituie viteza mare de comutare, dar releul realizează un raport mai bun între rezistențele corespunzătoare celor două stări [14].

Schema de amplificare din figura 6.4 permite inversarea canalelor de măsurare, acestea fiind identice. Câștigul amplificatorului din calea A este definit de raportul rezistențelor R_7 și R_6 . Valoarea amplificării se stabilește cu relația (6.10), eroarea de modul a amplificării cu relația (6.7), pentru $k=0$, iar faza cu relația (6.13) luată tot pentru $k=0$. Factorul de transfer al curentului este, pentru schema din figura 6.4

$$k_i = -R_8 A_1, \quad (6.29)$$

și are valoare negativă. Eroarea de care este afectat se calculează cu relația (6.19). Trebuie specificat că în compunerea rezistenței R_6 intră și rezistența în stare conductoare, R_{ON} , a tranzistorului comutator din multiplexor. Variația rezistenței R_{ON} , ce apare prin operația de comutare, conduce la o eroare suplimentară, peste eroarea cauzată de către valoarea finită a factorului de amplificare, clasa de precizie și stabilitatea rezistențelor (influența acestor ultimi doi factori nu se analizează în lucrare). Se poate considera că $\Delta R_6/R_6 \cong \Delta R_{ON}/R_6$. Spre exemplu, considerând $R_{ON} = 50 \mu$ și $\Delta R_{ON} = 5 \mu$, dacă R_6 (incluzând R_{ON}) este de $500 \text{ k}\Omega$ abaterea amplificării se reduce la $10^{-3}\%$ ceea ce permite cuantizarea cu pînă la 14 cifre binare. Valoarea mare a rezistențelor ce definesc amplificarea, impune alegerea unui amplificator cu curenți de polarizare foarte reduși, precum și măsuri pentru compensarea efectului derivatei acestora. Se recomandă amplificatoare cu tranzistoare "super-beta" la intrare (ca de exemplu tipul 108) sau amplificatoare cu modulare-demodulare (tipul 3354/25).

Semnalul TU se generează pe o cale separată, ca urmare a comutării căilor. Nu se impun cerințe deosebite în ceea ce privește amplificatorul A_03 și comparatorul $C1$.

Pentru schema din figura 6.4 factorul de divizare este afectat de rezistențele $R_1(R_6)$ și R_9 . Dacă se notează cu R_{d20} ro-

zistența echivalentă rezistențelor R_{d2} , R_1 și R_9 conectate în paralel, se scrie pentru factorul de divizare k_d , expresia

$$k_d = \frac{R_{d2e}}{R_{d1} + R_{d2e}} = \frac{U_{dM}}{(U_m)_M} \quad (6.30)$$

Din condițiile discutate cu privire la variația rezistenței comutatorului multiplexorului se alege R_1 (R_6). Valoarea amplificării cerute impune R_2 (R_7); adoptînd R_9 și R_{d2} se calculează din (6.30) R_{d1} . Rezistența R_{d2} este destinată exclusiv limitării tensiunii maxime ce apare în gol la ieșirea divizorului. Compensarea divizorului se execută ca și în cazul anterior - relația (6.22). Factorul de transfer al

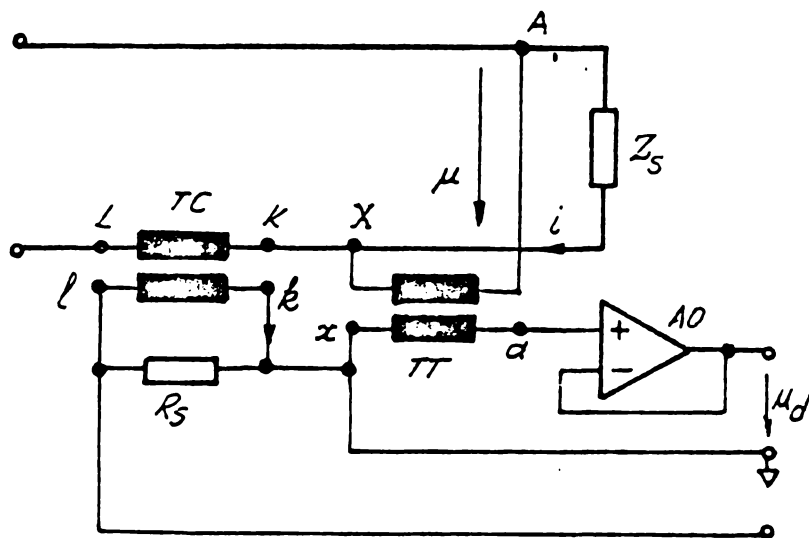


Figura 6.5.

tensiunii, k_u , se determină cu relația

$$k_u = -A_1 k_d, \quad (6.31)$$

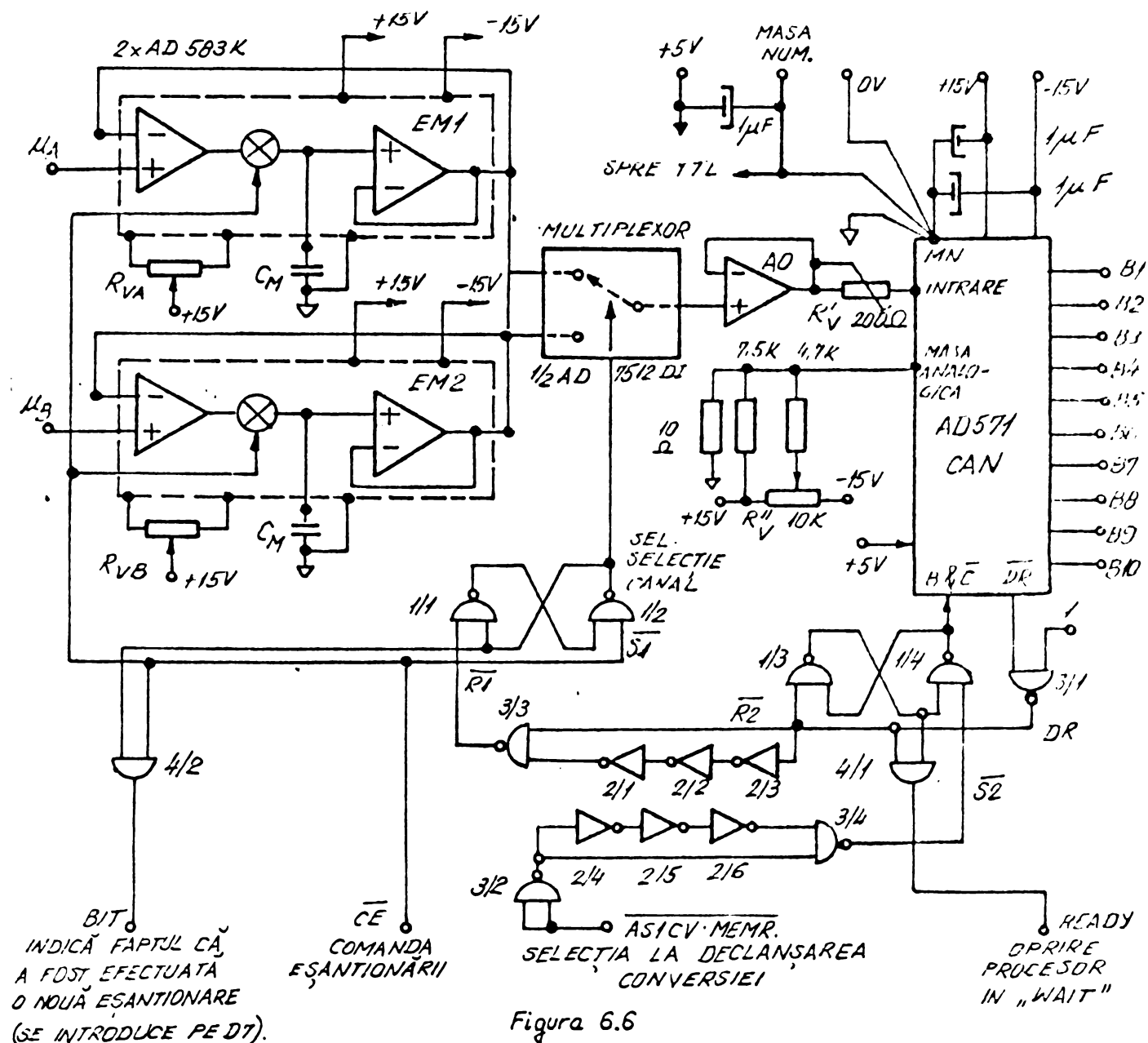
și, ca și k_1 , este negativ avînd aceeași valoare cu acesta.

În figura 6.5 este reprezentată o schemă, ce utilizează transformatoare de curent TC și de tensiune TT, pentru a asigura separarea galvanică a circuitelor de măsurare, față de rețea. Schema este potrivită doar pentru determinarea puterii reactive, pînă la cel mult sute de Hz. Se citează în literatură [78] transformatoare de măsurare ce pot lucra pînă la 2000Hz. Transformatorul de tensiune este urmat de un amplificator repetor (AO), iar transformatorul de curent este șuntat de o rezistență de valoare mică, R_9 [3].

O structură de genul celei prezentate în figura 6.1, cuprinzînd circuitele de eșantionare și memorare de pe cele două căi EM1 și EM2, multiplexorul analogic și un singur CAN este dată în figura 6.6.

Circuitele de eșantionare și memorare sînt de tipul AD583K [38]. Durata impulsului de eșantionare t_e este impusă

de către timpul de achiziție, care la rândul său depinde de capacitatea condensatorului de memorare C_M . Valoarea capacității se alege în funcție de eroarea de tensiune Δu_i , cauzată de către in-

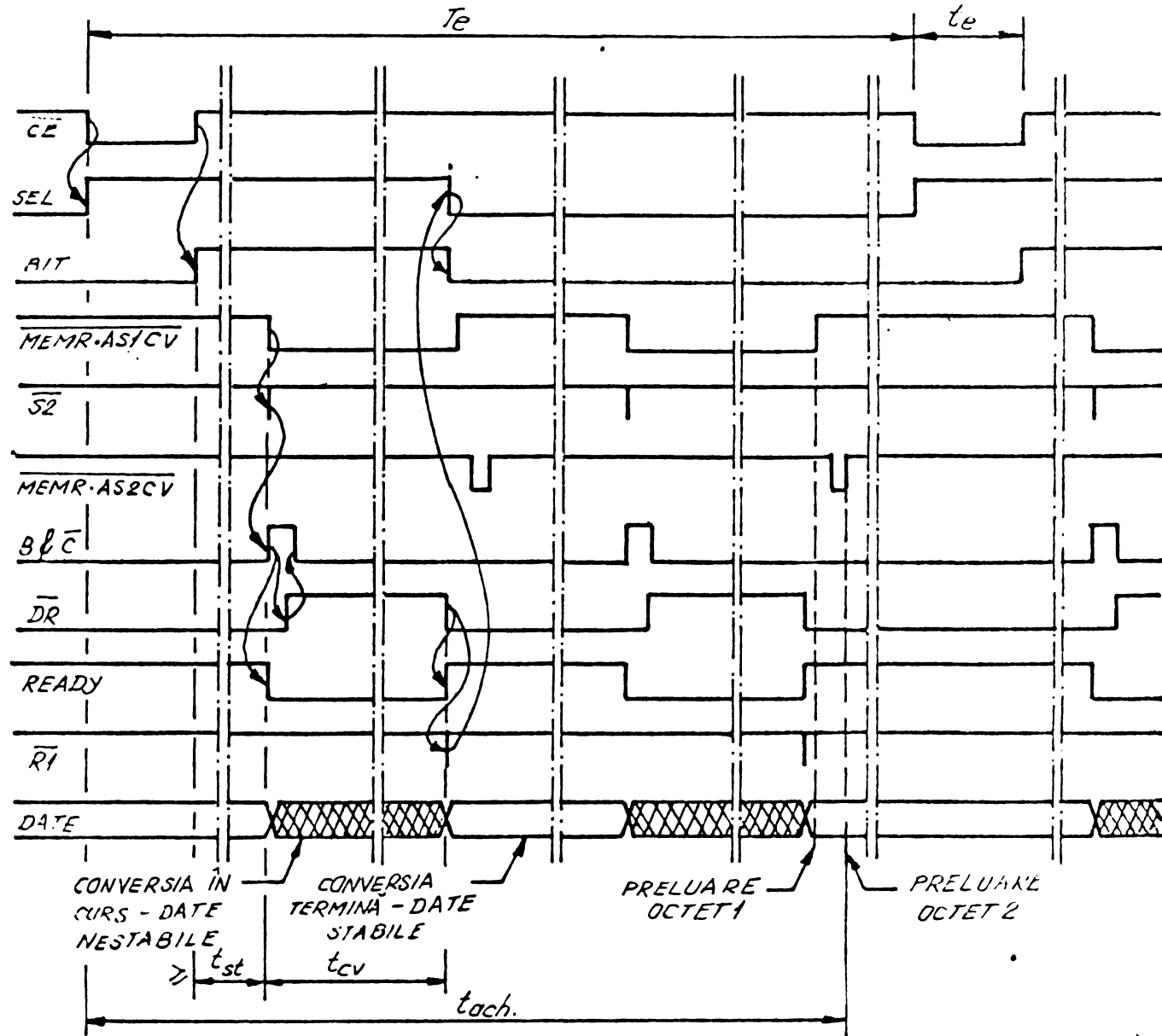


jecția sarcinii Q_i prin capacitatea parazită a tranzistorului de comutare, precum și de modificarea (alterarea) tensiunii memorate Δu_t ca urmare a curenților de fugă. Pentru circuitul ales, Q_i este de 10 pC, astfel încât la o eroare Δu_i de 2 mV, capacitatea de memorare rezultă din

$$C_M = \frac{Q_i}{\Delta u_i} \quad (6.32)$$

ca avînd valoarea de 5000 pF. Se indică un timp de achiziție de

5 μs pentru 0,1 % eroare sau 6 μs pentru 0,01 % eroare. Valoarea Δu_1 impusă reprezintă, față de domeniul total de 10 V al convertorului, o eroare de numai $2 \cdot 10^{-4}$. Deoarece durata unei conversii $t_{cv} = 25 \mu\text{s}$ pentru convertorul AD571 adoptat în schemă, se poate considera că două conversii succesive, inclu-



DECLANȘAREA CONVERSIEI ȘI PRELUAREA REZULTATULUI (2 OCTETI) PRIN INSTRUCȚIA „LHLD ADR”. PROCESORUL STĂ ÎN „WAIT” PE DURATA CONVERSIEI.

Figura 6.7

zînd și manevrele intermediare, nu întrec $100 \mu\text{s}$. La un curent de fugă maxim $i_f = 50 \text{ pA}$ modificarea tensiunii Δu_t în timpul $t = 100 \mu\text{s}$ este dată de

$$\Delta u_t = \frac{i_f}{C_M} t \quad (6.33)$$

și rezultă de 10^{-3} mV , valoare complet neglijabilă, ceea ce de altminteri permite utilizarea unei astfel de structuri.

Rezistența de intrare a CAN este [38] $5\text{ k}\Omega$ și la tensiunea $U_D = 5\text{ V}$ absoarbe un curent de 1 mA ; căderea de tensiune ce apare pe rezistența $R_{ON} = 50\Omega$ a comutatorului din multiplexor, la curentul de 1 mA este de 50 mV , ceea ce corespunde la 5 cuante ale convertorului. Pentru reducerea curentului ce traversează comutatorul multiplexorului se prevede un amplificator repetor AO. Rezistența variabilă R'_V conectată în serie cu intrarea [38] este necesară pentru stabilirea cuantei la 10 mV , după o tehnică descrisă în prospect. Reglajul cuantei se face ulterior reglajului nulului, reglaj efectuat prin potențiometrul R''_V .

Se indică în figura 6.6. modul de conectare - recomandat de prospect - al masei analogice (de semnal) și al masei numerice, MN.

În figura 6.7 este reprezentată cronograma semnalelor ce asigură funcționarea schemei. Circuitul de sincronizare aplică schemei impulsurile \overline{CE} cu durata $t_e \geq 6\mu\text{s}$, decalate în timp cu $T_e = T/N$. Impulsul \overline{CE} determină bascularea bistabilului R-S, format din porțile 1/1 și 1/2. Se asigură astfel puhoarea pe 1 a semnalului de selecție (comanda multiplexorului) SEL. Prin aceasta unul din canale se aplică la intrarea convertorului. Se generează semnalul $BIT = SEL \cdot \overline{CE}$ ce indică procesorului că a avut loc prelevarea unei perechi de eșantioane. Procesorul urmărește în buclă dinamică semnalul BIT și după ce îl găsește pe 1 poate trece la declanșarea conversiilor. Dacă timpul de stabilire t_{st} al repetorului este mai lung decât durata instrucției de test, nu mai poate intercala o instrucție NOP. Declanșarea conversiei și preluarea în doi octeți a celor 10 biți generați de către CAN se asigură prin instrucția "LHLD, adr.", convertorului fiindu-i alocate două adrese de memorie AS1CV și AS2CV. Cu $AS1CV=1$, pe frontul anterior al semnalului MEMR, derivat prin circuitele 3/2, 2/4, 2/5, 2/6 și 3/4 se basculează bistabilul R-S format din porțile 1/3 și 1/4. Se aplică astfel procesorului semnalul $B\&\overline{C}=1$, ceea ce declanșează conversia. Convertorul indică, prin $\overline{DR}=1$, faptul că o conversie este în curs, dar aceasta apare abia după $1,5\mu\text{s}$ de la apariția semnalului $B\&\overline{C}$, așa că semnalul READY de oprire a procesorului are ecuația logică $READY = \overline{DR} \cdot B\&\overline{C}$. Imediat după declanșarea conversiei, procesorul intră în starea WAIT. La încheierea conversiei \overline{DR} revine la zero, ceea ce are drept urmare, revenirea semnalului READY și continuarea instrucției

"LHLD,adr.". Se preia primul octet, după care cu AS2CV=1 se preia prin circuitele de interfață (nerepresentate în schéma din figura 6.6) al doilea octet (ultimii doi biți).

Rebascularea bistabilului 1/3 - 1/4 este asigurată imediat ce apare \overline{DR} -1. La încheierea conversiei, prin derivarea frontului posterior al semnalului \overline{DR} - derivare efectuată prin circuitele 2/1, 2/2, 2/3, 3/1 și 3/3 - se rebasculează bistabilul 1/1, 1/2, ceea ce determină SEL=0 și BIT=0. Se asigură astfel aducerea celui de-al doilea eşantion la intrarea CAN. Operațiile de manevră ce se efectuează cu eşantionul prelevat, durează un timp suficient pentru stabilizarea repetorului AO. Procesorul preia prin a doua instrucție LHLD și cel de-al doilea eşantion.

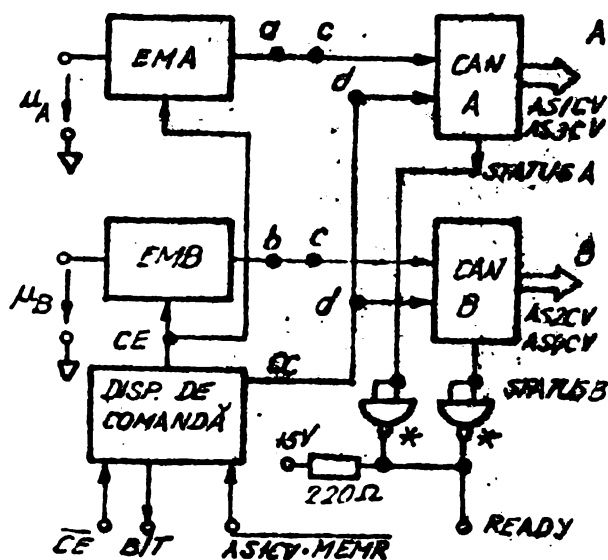


Figura 6.9.

În figura 6.8 se prezintă o schemă similară ca structură, dar echipată cu circuite ce permit cuantizarea cu 14 cifre binare. Circuitele de eşantionare și memorare EM1 și EM2 sînt de tipul SH1144 iar convertorul de tipul ADC 1130 [38]. Ambele circuite pot asigura o precizie corespunzătoare la cuantizarea cu 14 cifre binare, dacă sînt respectate indicațiile cu privire la traseele de masă, decuplări și

ecranări indicate în prospect. Se poate observa, în figura 6.8, modul în care sînt duse traseele de masă și de alimentare, precum și modul în care sînt făcute decuplările. Punerea în paralel a masei analogice MA și a masei numerice MN se face doar la bornele sursei de alimentare. Convertorul ADC 1130 este prevăzut cu o masă de referință MR, la care se aplică direct masa semnalului.

Funcționarea schemei este similară celei din figura 6.6. La aplicarea impulsului \overline{CE} se asigură prin 3/1 eşantionarea. Se basculează bistabilul 2/2 - 2/3, punînd astfel SEL la 1 logic. Declanșarea conversiei și prelevarea rezultatului ei se face prin "LHLD,adr.". Se generează prin porțile 2/1, 1/2, 1/3, 1/4, 2/4 și 4/1 semnalul de comandă a conversiei CC

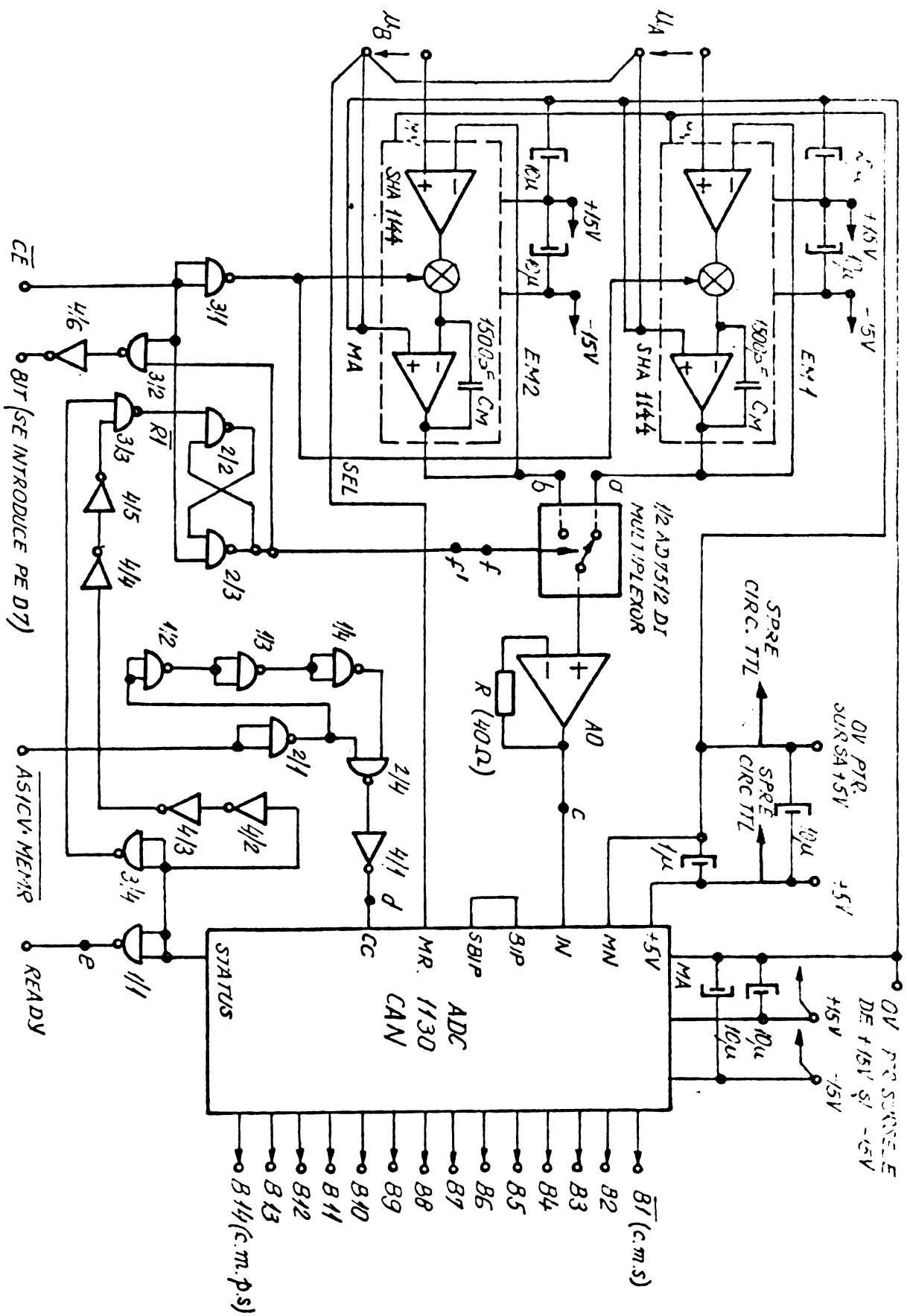


Figura 6.8.

cu durata de minimum 400 ns. Imediat ce apare CC convertorul ridică semnalul STATUS punînd, prin l/1, READY pe zero. Se c-
prește astfel execuția instrucției pînă ce, prin revenirea sem-

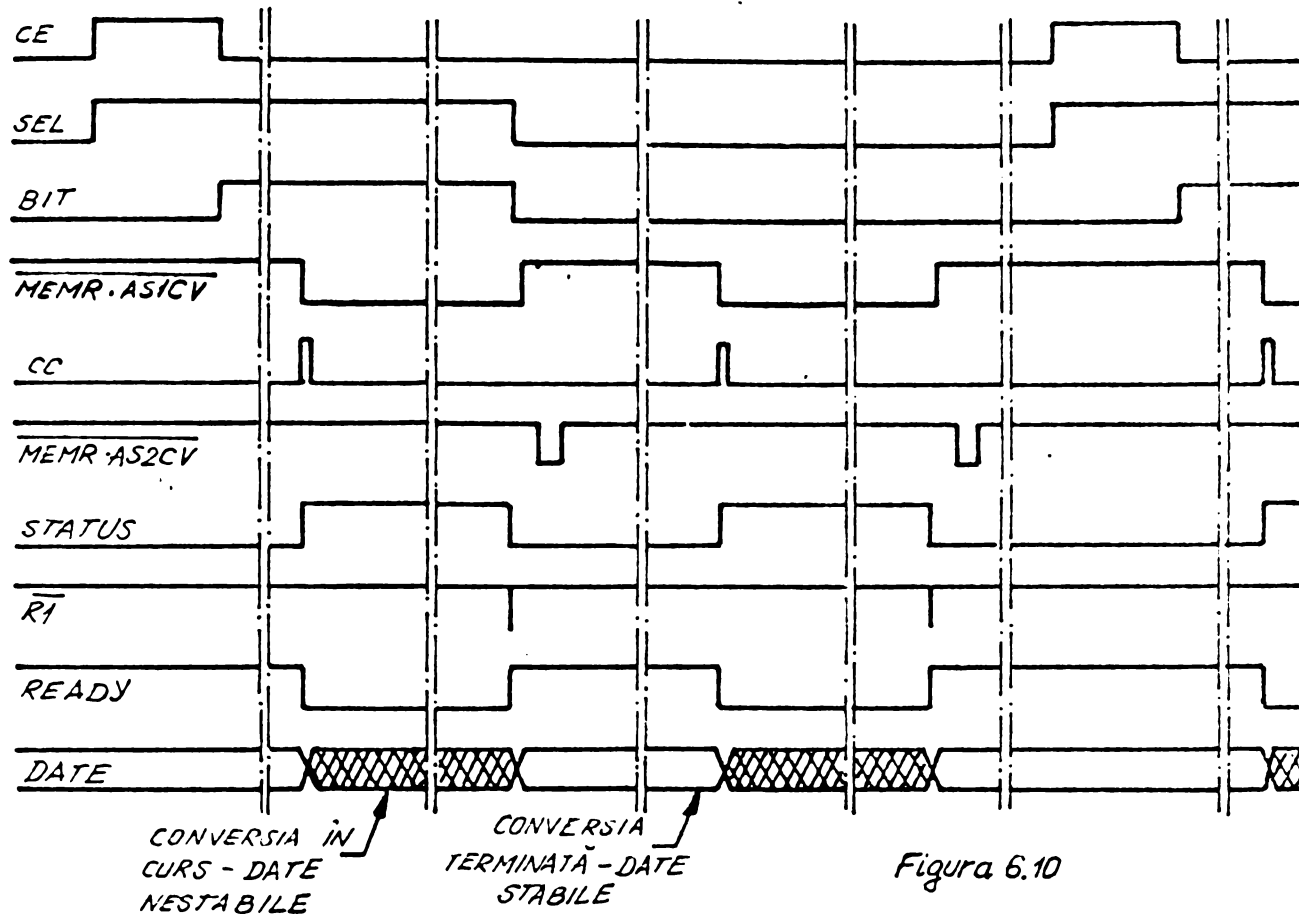


Figura 6.10

nalului STATUS, se indică terminarea conversiei. Durata unei
conversii este 25 μ s, considerată după revenirea la zero a sem-
nalului CC.

La încheierea conversiei se preiau cei doi octeți ai
primului eșantion și prin porțile 3/3, 3/4, 4/2, 4/3, 4/4 și
4/5 se rebaseculează bistabilul SEL, astfel încît, a doua con-
versie va avea loc pentru eșantionul de pe celălalt canal.

Semnificația semnalului BIT este aceeași cu cea din fi-
gura 6.6. Trebuie avut în vedere că după ce procesorul sesizea-
ză BIT=1, trebuie să treacă un timp suficient pentru stabili-
rea repetorului, timp asigurat prin una sau mai multe instruc-
ții NOP.

In figura 6.10 se poate urmări cronograma semnalelor co-
respunzătoare schemei din figura 6.8.

Dacă timpul este critic, se poate adopta o structură de
genul celei din figura 4.1, cu două CAN. In figura 6.9 se pot
vedea modificările ce trebuie aduse schemei din figura 6.8

pentru a obține noua structură. Se elimină multiplexorul și reper-torul și se conectează direct punctele a și c, b și c (evident la al doilea convertor). Bornele de declanșare a conversiei, d, sînt conectate împreună, la semnalul CC al dispozitivului de comandă, iar ieșirile READY sînt puse în paralel, astfel încît cel mai lent dintre convertoare va impune ritmul. Cele două convertoare au alo-cate patru adrese AS1CV + AS4CV, așa cum se vede din figura 6.9.

Printr-o instrucție "LHLD,adr.", ce activează AS1CV, se de-clanșează conversia și prin AS1CV și AS2CV se preia cîte un octet de la fiecare convertor. O nouă instrucție LHLD ce activează AS3CV și AS4CV are ca efect preluarea și a celui de-al doilea octet de la fiecare convertor.

6.3. Sincronizarea numerică a eșantionării

După cum s-a arătat, pe lîngă tehnica sincronizării utili-zînd bucle PLL se poate obține sincronizarea frecvenței de eșan-tionare cu un multiplu al frecvenței rețelei și prin metode nume-rică. În principiu operația de sincronizare constă în măsurarea cu precizie a perioadei rețelei, măsurare urmată de calculul fac-torului de divizare a frecvenței unui semnal stabil de înaltă frecvență ; astfel se calculează factorul de divizare încît să se obțină frecvența de eșantionare corespunzătoare perioadei rețelei, anterior măsurate. Evident operațiile descrise sînt însoțite de erori care afectează sincronizarea, mărimea acestor erori admisibi-le furnizînd criterii de dimensionare.

În figura 6.11 se prezintă schema de principiu a unui cir-cuit de sincronizare numerică. El se compune din două numărătoare, un bloc de calcul al factorului de divizare și două porți P1 și P2. Numărătorul 1 este anulat de către semnalul \overline{PN} ce invali-dează poarta de numărare și numără impulsurile Φ pe durata cît $PN=1$; se înregistrează, la sfîrșitul perioadei de numărare, N^* impulsuri în acest numărător, număr care se transformă, înainte de anulare, blocului de calcul. Acest bloc asigură calculul factoru-lui de divizare \mathcal{R} , cu care programează al doilea numărător. Acesta are factorul de divizare variabil [73]. Pe durata cît $\overline{PE}=1$, poarta de numărare P2 este deschisă, astfel încît impulsurile \overline{CE} , ce apar la ieșire, au frecvența de \mathcal{R} ori mai mică decît a impulsurilor numărate, Φ . Prin $\overline{PE}=1$, se anulează acest numărător, astfel încît

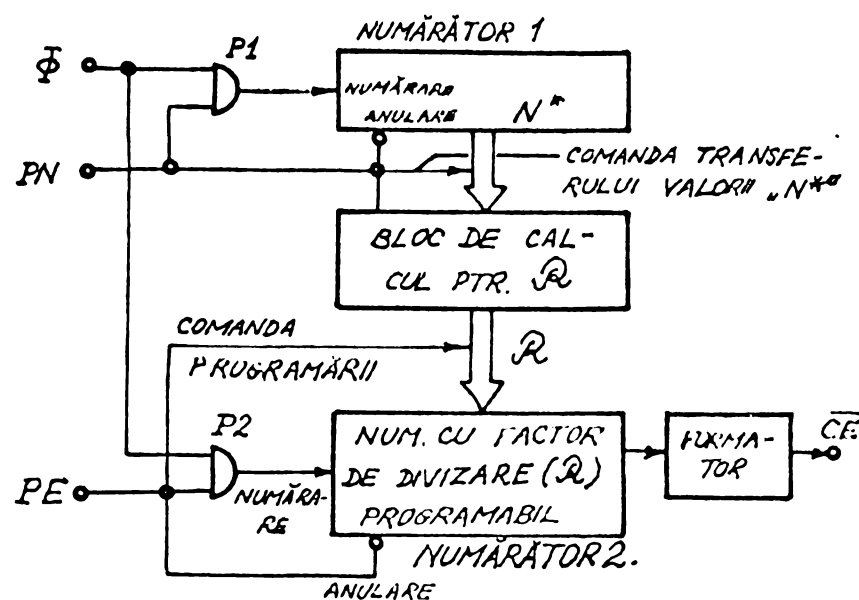
faza inițială a impulsurilor \overline{CE} este controlată.

Dacă f_n este frecvența impulsurilor și dacă T este durata în care $PN=1$, numărul de impulsuri N^* înregistrat de numărător este

$$N^* = T f_n \pm 1, \quad (6.34)$$

unde eroarea de ± 1 impuls este specifică oricărui frecvențmetru [13]. Notînd cu T_n perioada tactului Φ , se vede că avem

$$T = N^* T_n \pm T_n. \quad (6.35)$$



PN - SEMNAL „POARTĂ NUMĂRARE”, CU DURATA „ T .”
 PE - SEMNAL „POARTĂ EȘANTIONARE”, CU DURATA „ T .”

Figura 6.11

În funcție de valoarea N^* înregistrată, se calculează factorul de divizare R , prin efectuarea cîtului N^*/N . Cum acest cît nu este în mod necesar un întreg, valoarea R adoptată, (care este neapărat un întreg), va fi afectată de o eroare $\pm \epsilon_R$, după cum urmează

$$R = \frac{N^*}{N} \pm \epsilon_R. \quad (6.36)$$

Perioada impulsurilor furnizate de către al doilea numărător, T_e , este dată de relația

$$T_e = R T_n, \quad (6.37)$$

rezultînd o alunecare

$$\delta = \frac{T - N T_e}{T} = 1 - \frac{N R T_n}{N^* T_n (1 \pm \frac{1}{N^*})}, \quad (6.38)$$

sau ținând seama de (6.35) și (6.36)

$$\delta = 1 - \frac{\mathcal{R}}{\mathcal{R}(1 \pm \frac{\epsilon_R}{\mathcal{R}})(1 \pm \frac{1}{N^*})} \cong \pm \frac{\epsilon_R}{\mathcal{R}} \pm \frac{1}{N^*} \quad (6.39)$$

Deoarece se lucrează cu $N^* \gg \mathcal{R}$, al doilea termen al alunecării din relația (6.39) este neglijabil; valoarea absolută a alunecării are deci expresia

$$\delta = \frac{\epsilon_R}{\mathcal{R}} \quad (6.40)$$

Dacă la determinarea valorii \mathcal{R} se reține întregul cîntului N^*/N , valoarea maximă a lui ϵ_R este 1; dacă însă, după împărțire, se practică rotunjirea [69], valoarea maximă a lui ϵ_R este de 0,5. Spre exemplu, pentru $N = 102$ eșantioane, la o valoare minimă a frecvenței din rețea $f_m = 48$ Hz adoptînd $f_n = 2$ MHz, rezultă din (6.40) $\delta \cong 2,5 \cdot 10^{-3}$ pentru cazul în care nu se practică rotunjirea, sau $\delta = 1,22 \cdot 10^{-3}$ pentru cazul în care ea se execută. Dacă nu se execută sincronizarea, la 48 Hz alunecarea ar fi fost $\delta = 40 \cdot 10^{-3}$, valoare mult mai mare decît în oricare din cazurile prezentate spre exemplificare.

Ținînd seama de relațiile (6.35) și (6.36) alunecarea dată de (6.40) se poate pune sub forma

$$\delta = \epsilon_R \frac{f_e}{f_n} = \epsilon_R \frac{T_n}{T_e} \quad (6.41)$$

Se observă că eroarea de alunecare este cu atît mai redusă, cu oî frecvența semnalului de tact, f_n , este mai mare față de frecvența de eșantionare f_e . În exemplul prezentat s-a considerat $f_n = 2$ MHz, valoare cu care poate funcționa grupul de numărătoare integrate 8253. Dacă această frecvență este redusă poate fi construită o schemă ce utilizează circuite din seria TTL rapidă, caz în care se poate depăși $f_n = 10$ MHz. Se recomandă, pentru ușurarea calculului raportului \mathcal{R} , ca N să fie o putere a lui 2.

Este bine ca, alegerea valorii f_n să fie astfel făcută încît, la frecvența nominală a rețelei, raportul N^*/N să fie un întreg, caz în care $\epsilon_R = 0$. Spre exemplu pentru $N = 102$ și $f = 50$ Hz, frecvența f_n trebuie să fie un multiplu al frecvenței $f_e = 5100$ Hz. Pentru $\mathcal{R} = 393$ rezultă $T_n \cong 499$ ns, ceea ce înseamnă că se poate utiliza în calitate de tact impulsul Φ_2 (TTL) al procesorului. De

necesară reglarea frecvenței tactului la valoarea dorită ; stabilitatea frecvenței este asigurată de cuarțul ce echipează oscilatorul procesorului.

Lungimile celor două numărătoare se determină astfel încât ele să poată cuprinde valorile maxime pentru N^* și factorul de divizare \mathcal{R} , valori date de relațiile

$$\begin{aligned} N_M^* &= \frac{f_n}{f_m} + 1, \\ R_M &= \frac{N_M^*}{N} + 1. \end{aligned} \tag{6.42}$$

Circuitul LSI tip 8253 cuprinde un grup de trei numărătoare, de câte 16 cifre binare, programabile în mai multe moduri. Cele trei numărătoare asigură [52] numărarea unor impulsuri de tact distincte ($CLK0 \div CLK2$), condiționate de către semnale de poartă ($GATE0 \div GATE2$). Se programează unul dintre numărătoare în modul zero, preîncărcându-l cu $N^{**} > N_M^*$; pe durata unei perioade T , marcată de trecerea la 1 logic (pe această durată) a semnalului GATE, se numără invers impulsurile Φ_2 , cu perioada T_n . La terminarea numărării se citește restul $N^{**} - N^*$, aflat în numărător și cunoscînd N^{**} se determină N^* . Aceste determinări se efectuează de către procesor, care calculează apoi \mathcal{R} și programează un alt numărător, ca divizor de frecvență cu \mathcal{R} , în modul de lucru.2. Funcționarea celor două numărătoare decurge apoi independent de procesor și poate fi simultană, dar valoarea \mathcal{R} ce se stabilește într-o perioadă devine utilă abia într-o perioadă următoare. Lungimea de 16 cifre binare a numărătoarelor permite adoptarea unei valori inițiale N^{**} de 65.535. La $T_n \cong 0,5 \mu s$ aceasta corespunde unei frecvențe minime $f_m \cong 30,5 \text{ Hz}$ ceea ce este mai mult decît suficient.

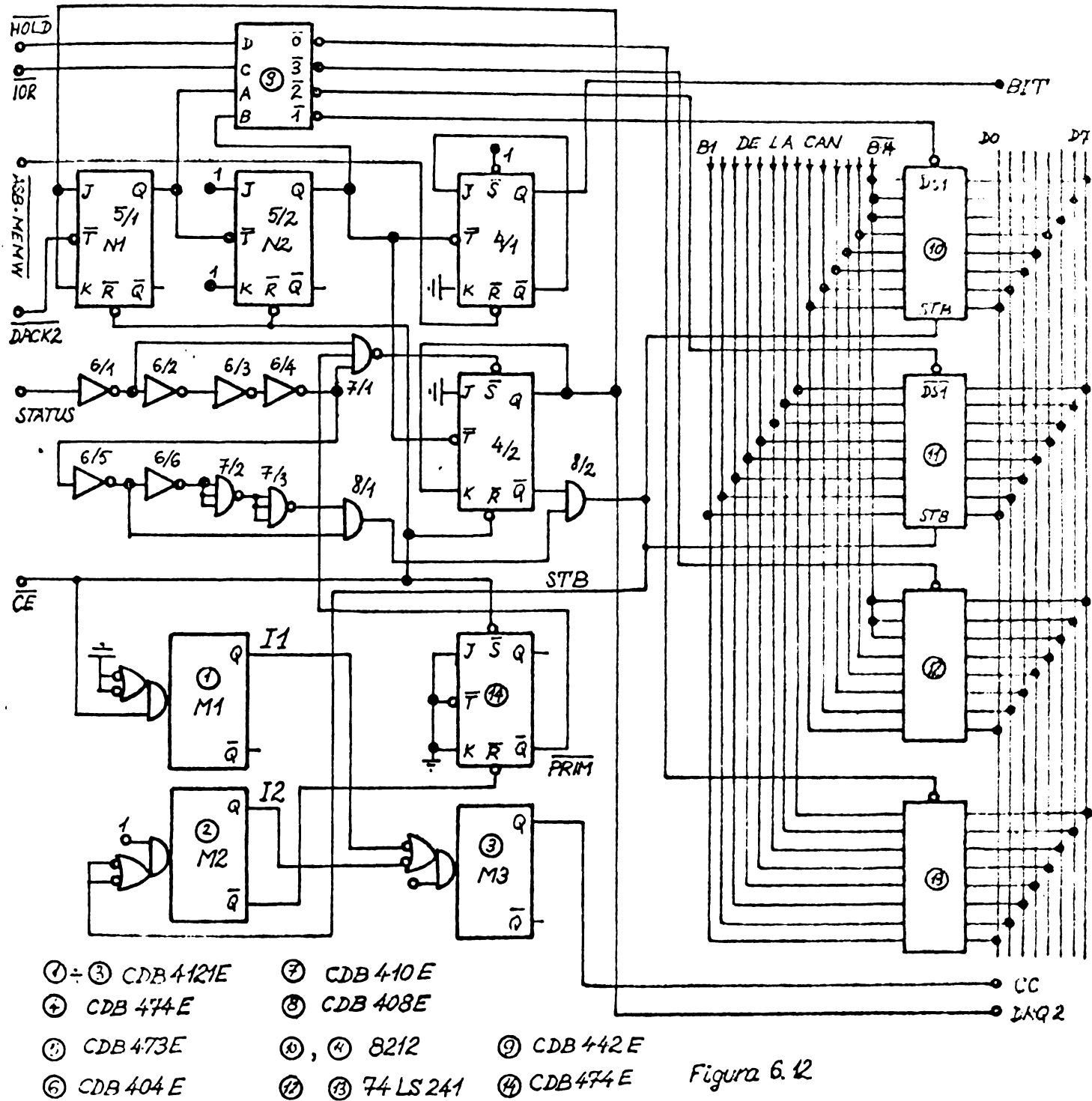
6.4. Operații de intrare-ieșire

Operațiile de intrare-ieșire în sistemul de calcul se pot realiza prin program, prin întrerupere și prin accesul direct la memorie (DMA). Problemele ridicate de intrarea și ieșirea prin program sînt tratate parțial în § 6.2 și în exemplul prezentat în anexă. O tratare mai amănunțită a tehnicilor de intrare și ieșire se poate găsi în [30], [53], [71] și [74].

Pentru cazul preluării eşantioanelor convertite, prin tehnica DMA, se propune schema din figura 6.12. Schema se compune dintr-un generator al cererii de conversie, CC, ce se aplică convertorului analog-numeric (figura 6.3) în vederea declanşării conversiei, dintr-un generator al cererii de acces direct pe canalul 2, DRQ2 ce se aplică capsulei DMA 8257, şi dintr-un numărator, ce asigură dirijarea corespunzătoare a informaţiei convertite şi semnalarea prin BIT=1, a încheierii transferului unei perechi de eşantioane. În vederea uşurării înţelegerii funcţionării schemei din figura 6.12, în figura 6.13 se prezintă cronogramele principalelor semnale.

La aplicarea unui impuls \overline{CE} , ce prelevează eşantioanele, pe frontul posterior al acestuia se declanşează monostabilul M1 ce generează impulsul I1, cu o durată suficientă pentru stabilirea valorii la intrarea CAN. După trecerea acestui interval de timp, se declanşează monostabilul M3, ce furnizează impulsul CC cu durata de aproximativ 400 ns. Se declanşează astfel o conversie pe durata căreia STATUS=1. La revenirea acestui semnal, prin circuitele 6, 7 şi 8/1 se generează un impuls, ce prin poarta 8/2 dă semnalul STB. Semnalul STB încarcă rezultatul primei conversii în porturile 8212 (circuitele 10 şi 11) şi, în acelaşi timp, declanşează monostabilul M2. Se generează astfel impulsul I2 în vederea întârzierii celei de-a doua conversii până ce tensiunea de la intrarea convertorului - corespunzătoare celui alt canal - s-a stabilit. Numai după trecerea impulsului I2, se declanşează prin CC a doua conversie. Impulsul $\overline{I2}$ asigură trecerea semnalului \overline{PRIM} la 1 logic, astfel încât poarta 7/1 este validată. Pe frontul posterior al semnalului STATUS ce însoţeşte a doua conversie, prin poarta 7/1, se generează un impuls ce pune DRQ2 pe 1 logic ; semnalul ce apare prin poarta 8/1 găseşte astfel invalidată poarta 8/2, ceea ce înseamnă că nu se mai generează STB. Cu DRQ2=1 se solicită capsulei 8257 acces direct pe canalul 2. Trebuie menţionat că, pe canalul 3, se memorează elemente necesare reluării listelor de tensiune şi curent, în momentul în care acestea au fost încărcate [52]. Se asigură astfel baleierea fără întrerupere a celor două liste ce se întretes ; se aşează în ordine doi octeţi corespunzători eşantionului de pe un canal, urmaţi de doi octeţi corespunzători eşantionului de pe celălalt canal. Prin urmare, un ciclu DMA, corespunde la 4 depuneri în memorie, 4N fiind valoarea

care determină lungimea blocului de transferat, lungime necesară programării capsului 8257 ; capsula mai necesită și adresa de început din RAM, unde urmează să se așeze cele două lise-



te. Datele de programare trebuie transmise canalelor 2 și 3 și programat modul de autoîncărcare, în care, la încheierea transferurilor pe canalul 2, se copiază datele de programare din canalul 3, continuându-se astfel transferul în aceeași zonă de memorie.

Acceptarea accesului direct este marcată de semnalele $\overline{DACK2}$ livrate de 8257 către interfață. Numărătorul format din N1 și N2 asigură numărarea a 4 accese și dirijarea corespunzătoare a infor-

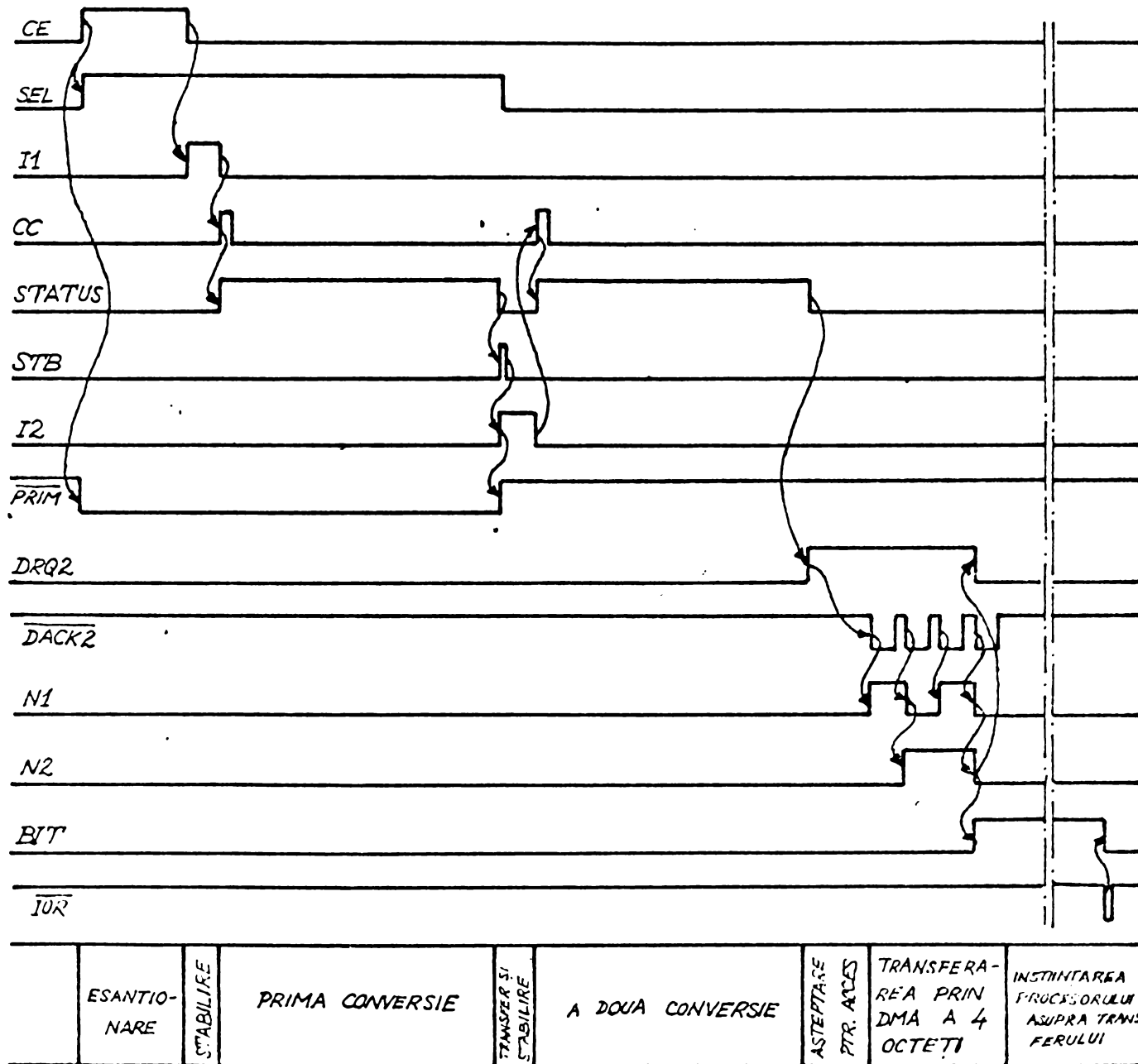


Figura 6.13

mației convertite. Prin decodificatorul 9 se generează semnalele $\overline{0} + \overline{3}$, în condiția $HOLDA=1$ și $IOR=1$, semnale ce permit accesul pe magistrala de date a octeților înscrisi în porturile 8212 (10 și 11) precum și a octeților memorați în registrul de ieșire al convertorului ; transferul acestor doi octeți pe magistrala de date se asigură prin bufferele "three-state" 12 și 13.

La terminarea transferului prin frontul căzător de la ieșirou lui N2 se pune bistabilul BIT pe 1 logic și se anulează cererea de acces direct DRQ2. Venirea unui nou impuls \overline{CE} asigură re-bascularea bistabilului 14 astfel încât $\overline{PRIM}=0$, pregătindu-se un

nou transfer de 4 octeți. Bistabilul de selecție a canalului de convertit, SEL, se manevroază după cum se arată în figura 6.8.

Structura acestei scheme poate fi aplicată și pentru cazul utilizării a două CAN. În acest caz selecția SEL nu se mai efectuează, conversia este simultană, poziționarea semnalului DRQ2 fiind făcută chiar de STB. Deoarece convertoarele dispun de registre tampon la ieșire, toate cele 4 circuite de acces pe magistrala de date sînt buffere "three-state". Trebuie menționat că structura prezentată cu convertorul din figura 6.3 permite achiziția a circa 200 de perechi de eșantioane într-o perioadă, ceea ce poate fi considerat cu suficient.

O problemă deosebită o constituie comunicația între procesoare, în structurile biprocesor. Această comunicație poate avea loc prin încărcarea unor registre conectate ca periferice, urmată de generarea unei întreruperi, adresată procesoru-

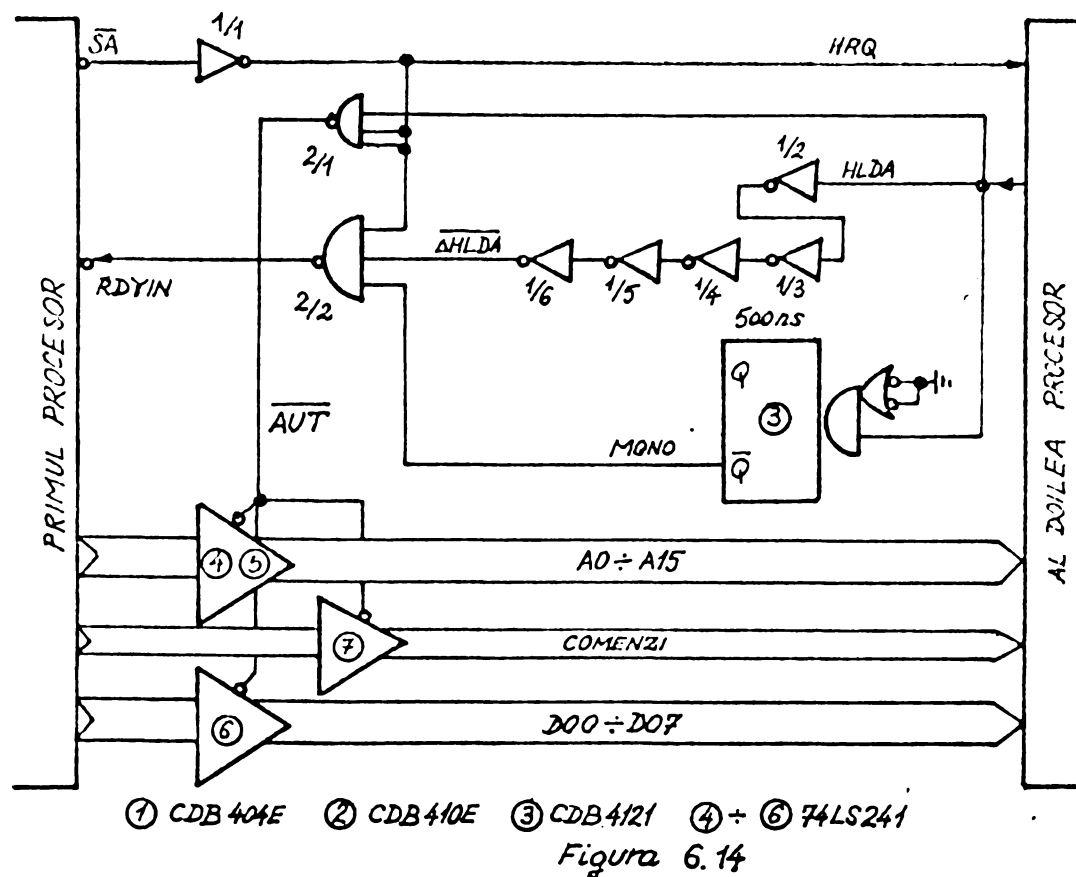


Figura 6.14

lui corespondent. O altă posibilitate o constituie comunicația prin acces direct la memoria procesorului corespondent. În figura 6.14 se prezintă schema de principiu a unei comunicații procesor - procesor, de tip DMA, cu oprirea prin READY a pri-

mului procesor. In figura 6.15 se poate urmări evoluția semnalelor din schemă. Adresele din memoria corespondentului în care se poate face depunerea informației nu pot figura ca adrese proprii de memorie. Se alege, prin biții cei mai semnificativi de adresă $A_{10} \div A_{15}$, un câmp cu dimensiunea de un octet, pentru scopuri de comunicație. Evident implicând și alți biți de selecție, câmpul de comunicație poate fi redus și mai mult.

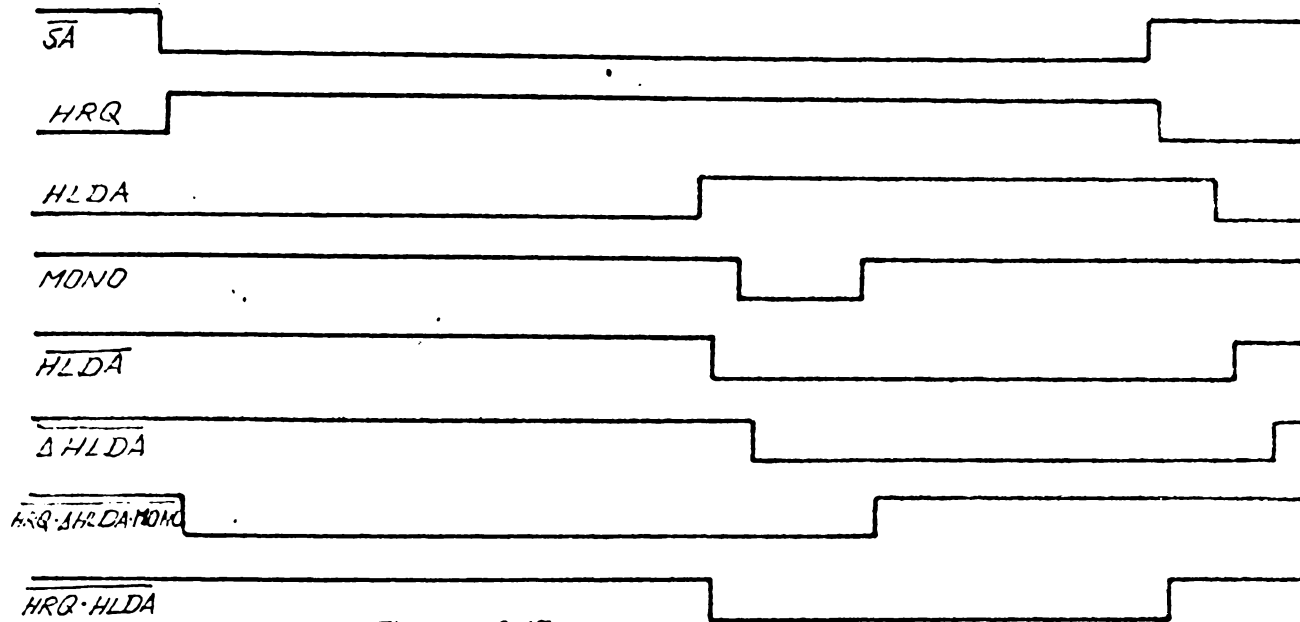


Figura 6.15

La apariția selecției \overline{SA} , prin inversorul 1/1, se generează semnalul HRQ, care cere trecerea celui de-al doilea procesor în starea HOLD. In același timp se generează, prin poarta 2/2, semnalul RDYIN cu ecuația logică

$$RDYIN = \overline{HRQ} \cdot \overline{\Delta HLDA} \cdot MONO,$$

care, aplicat primului procesor, îl trece în starea de așteptare WAIT. După terminarea instrucției în curs, cel de-al doilea procesor răspunde prin HLDA=1, care prin poarta 2/1 generează semnalul de autorizare a accesului adresei, datelor și comenzilor pe magistralele corespunzătoare ale celui de-al doilea procesor. Pentru a permite stabilirea anticipată a adreselor și datelor, revenirea la 1 a lui RDYIN se mai întârzie față de semnalul \overline{AUT} ce autorizează accesul pe magistrale (dacă este necesar). Se crează semnalul $\Delta HLDA$, astfel întârziat încât apare după ce monostabilul 3 a pus semnalul MONO la zero logic. Durata impulsului generat de către monostabil determină anticiparea de date, adrese și comenzi.

După revenirea la 1 a semnalului RDYIN, primul procesor pornește, terminând acțiunea de depunere în memoria corespondentului. Revenirea la 1 a semnalului SA, atrage căderea la zero a semnalului HRQ și în consecință repornirea, din HOLD, a celui de-al doilea procesor.

Schema din figura 6.14 poate fi făcută și bidirecțională.

6.5. Tehnici software pentru implementarea unor aparate destinate măsurării numerice a puterii reactive, în mod "off-line"

După cum s-a văzut în capitolul 5, calculul puterii reactive comportă cele mai dificile probleme, motiv pentru care acestea vor constitui obiectul paragrafului de față. Deoarece prezintă interes practic imediat calculul "off-line" al puterii reactive vor fi abordate numai tehnicile software necesitate de acesta.

6.5.1. Strategii de sincronizare a măsurării

În figura 6.16 se prezintă cronogramele de funcționare ale unui aparat destinat măsurării "off-line" a puterii reactive. La terminarea programului de calcul, este necesară achiziția unui nou set de eșantioane, motiv pentru care se generează semnalul poartă de numărare, PNR (PEN), sincronizat de către tactul TU - furnizat de către comparatorul din calea de tensiune.

Se utilizează tehnica întreruperilor. La terminarea calculului, (④ în secvența de programe) se demaschează întreruperea de tensiune, care în exemplul din figura 6.16 este generată de $\overline{TU}=1$. Pentru realizarea corecțiilor, cauzate de derivatele căilor de condiționare, simultan cu demascarea întreruperii, se pun intrările la masă și se execută o operație de eșantionare, procesorul trecând în starea de oprire (HALT, secțiunea ⑤). Din starea HALT, procesorul este scos de către întreruperea de tensiune, executând un program inițiat de instrucția RST7(①). Acesta recunoaște sursa întreruperii, determină raportul de divizare \mathcal{R} , necesar schemei de sincronizare (cir-

cuitul 8253) și poziționează un bistabil de sincronizare SINR. Cu $SINR=1$, semnalul TU declanșează poarta de numărare, permițând astfel prelevarea perechilor de eșantioane (2). Revenirea sem-

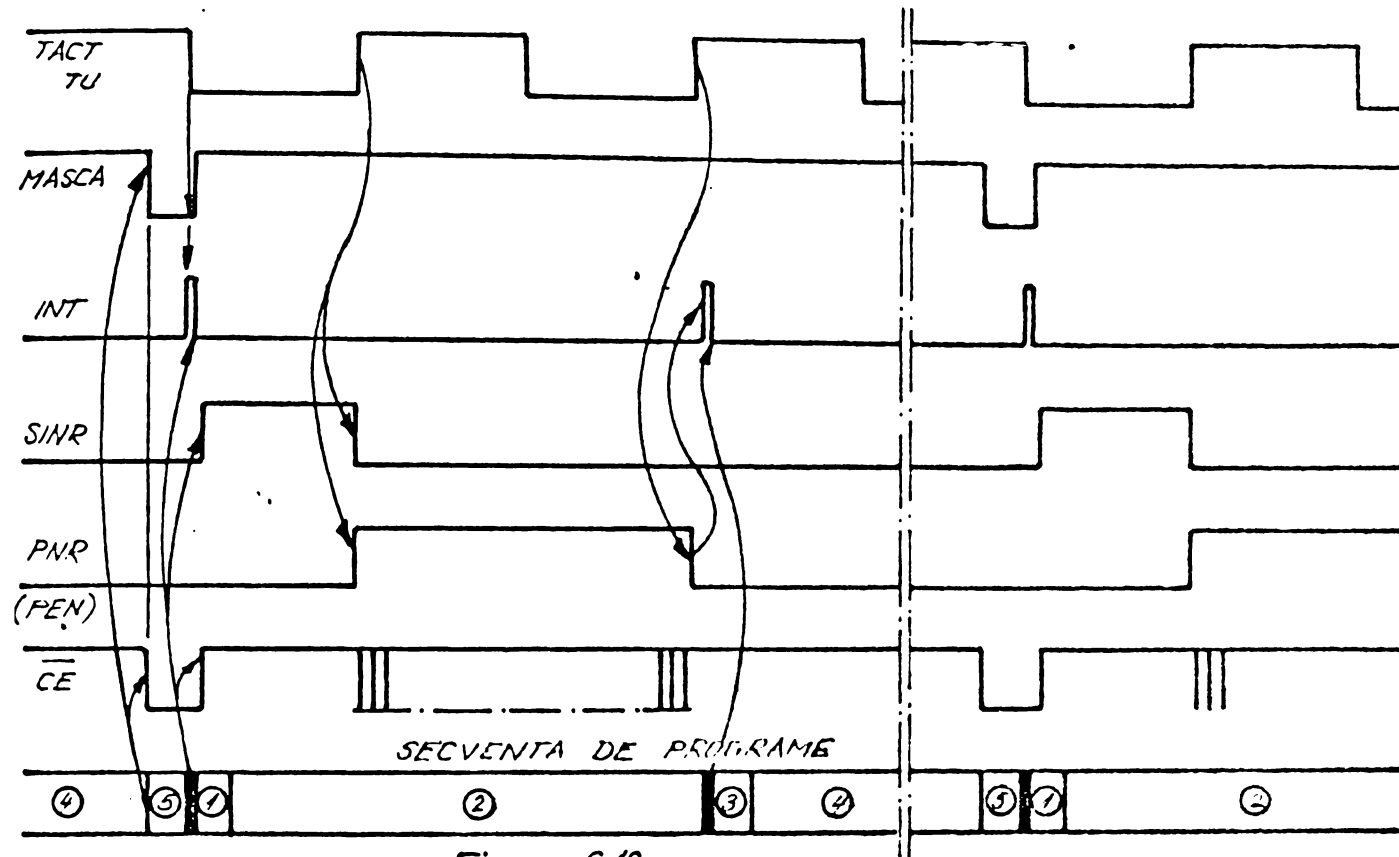


Figura 6.16

nalului poartă de numărare se asigură tot prin hard ca și declanșarea sa, pentru reducerea erorilor cauzate de întârzieri.

Deoarece raportul de divizare se determină pe baza unei estimări anterioare a perioadei, există posibilitatea ca un eșantion, spre exemplu, să nu mai poată fi prelevat. Cum programul de achiziție așteaptă N eșantioane, s-ar produce blocarea procesorului. Pentru a evita acest lucru, la revenirea semnalului PNR se generează o întrerupere destinată deblocării procesorului, dacă aceasta s-a produs. Deoarece, pe frontul posterior al lui PNR mai poate apărea un eșantion, întreruperea se întârzie cu $\approx T_g$, ceea ce permite programului de achiziție să preia și acest eșantion. Dacă nu se recurge la o capsulă specializată pentru tratarea întreruperilor, se poate recurge la tehnica "polling" care alocă ambelor întreruperi același nivel (de exemplu RST7), fiind însă necesară, în cursul subrutinei de tratare, identificarea sursei.

Simultan cu procesul de achiziție a datelor are loc și numărarea pentru determinarea perioadei, determinare care va servi

pentru calculul lui R , în următorul proces de măsurare. Achi-
ziția fiecărui eșantion este urmată de corectarea sa cu deri-
va anterior stabilită, și depunerea într-o listă de eșantioa-
ne, formată din întreteserea listelor de tensiune și curent.

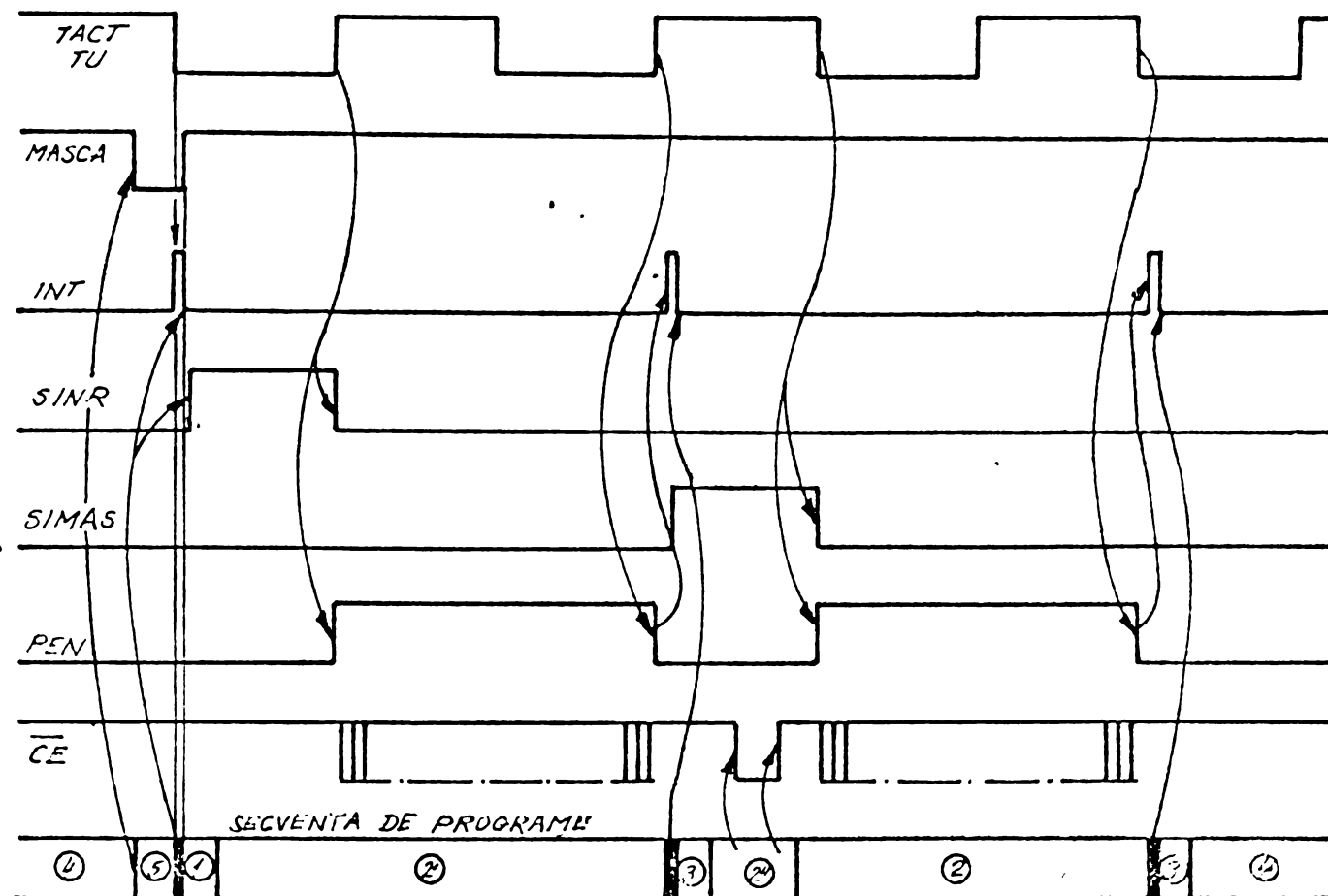


Figura 6.17

Se procedează apoi, la calculul și afișarea rezulta-
tului, (4). În așa fel se manevrează MASCA, încât întreru-
perea de tensiune să apară numai după încheierea unui ciclu
de măsurare.

În figura 6.17 se propune o modalitate de lucru în care
se determină, înaintea fiecărei măsurări, perioada, reducându-
se astfel riscul apariției unor erori de sincronizare. Întreru-
perea de tensiune (1) duce la poziționarea bistabilului
SLNK și generarea semnalului poartă de numărare, cu și în ca-
zul anterior. Se achiziționează eșantioanele de curent, deter-
minându-se în această etapă doar valoarea maximă, în vederea
programării amplificării (2'). În același timp, se execută
numărarea, pentru determinarea perioadei. Urmează o întrerupe-
re (3), consacrată deblocării - ca și în cazul anterior -
după care se lansează un program (2''); acest program, pe

boză maximului stabilit, programează amplificarea din calea de curent, pune la masă intrările, execută eşantionarea, determină corecțiile, calculează valoarea \mathcal{R} și programează următoarea eşantionare. În mod asemănător cu bistabilul SINR, se manevrează bistabilul de sincronizare a măsurării SIMAS, ceea ce determină generarea celui de-al doilea semnal poartă, în decursul căruia are loc achiziția efectivă, etc.

6.5.2. Module software pentru implementarea calculului puterii reactive

Se prezintă modulele software necesare implementării, într-un sistem echipat cu microprocesorul 8080, a relației de calcul (5.1) a puterii reactive, pentru cazul $N = 2n+2$. Aceste module,

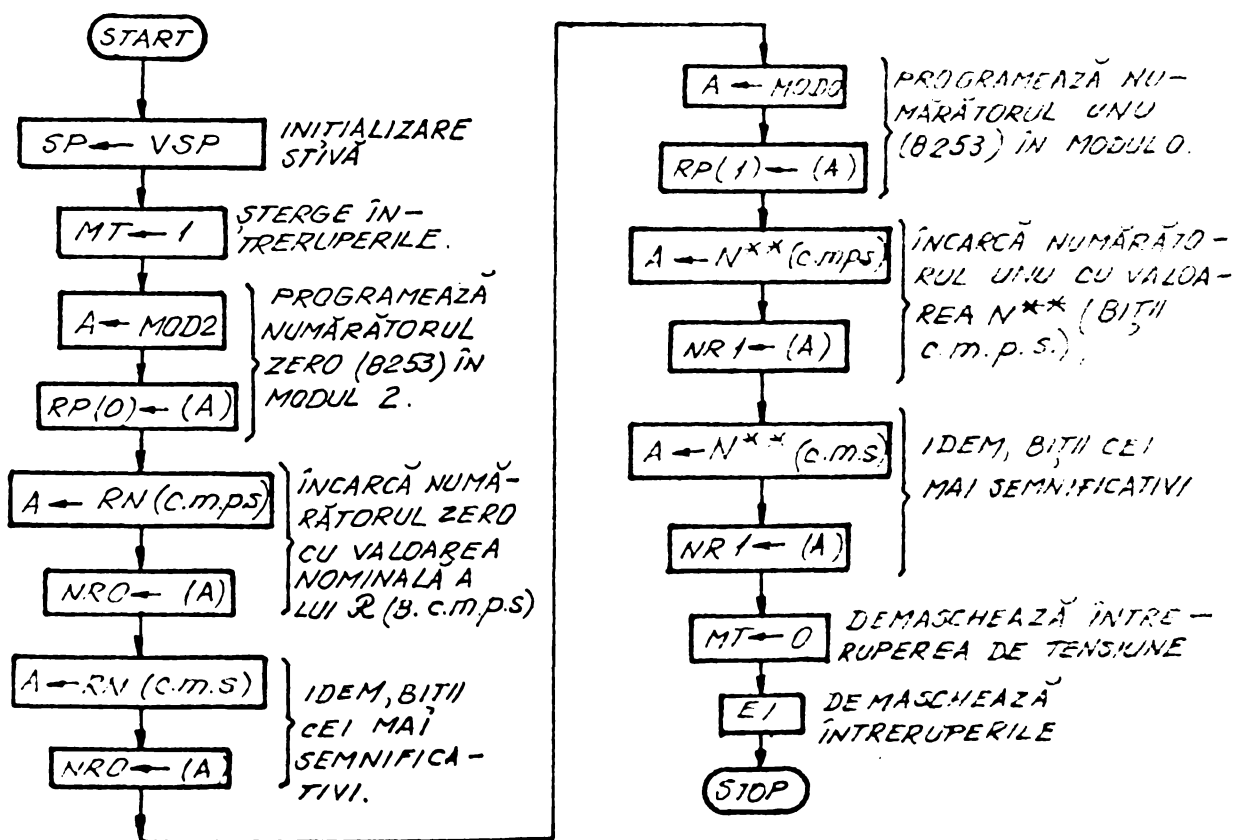


Figura 6.10. RSTD - PUNEREA SUB TENSIUNE

ilustrate prin organigramo, permit scrierea imediată a programelor.

În anexa 1 se prezintă proiectul unei instalații pentru măsurarea numerică a puterii reactive în regim periodic nesinusoidal, funcționând "off-line", ce utilizează modulele hardware și soft-

ware prezentate în acest capitol. Pentru verificarea proiectului s-a conceput și programul de simulare SIMER, prezentat în anexa 2.

În figura 6.18 se prezintă organigrama modulului de inițializare (punere sub tensiune) a sistemului. Este necesară programarea numărătoarelor capsulei 8253. Numărătorul zero este destinat furnizării tactului de eșantionare și lucrează în modul 2 [52]. Pentru început se încarcă valoarea factorului de divizare \mathcal{R} corespunzător frecvenței nominale. Referindu-ne la exemplul din § 6.3, dacă tactul microprocesorului este reglat la 498,9 ns, această valoare este de 393. Evident, această valoare poate să nu corespundă, ceea ce înseamnă că prima măsurare va fi ratată.

În numărătorul 1, destinat determinării perioadei, și programat în modul zero, se înscrie o valoare N^{**} mai mare decât valoarea numărată la frecvența minimă a rețelei. Pentru o frecvență minimă de 48 Hz, valoarea numărată N_M^* este de 41756, careia îi corespunde un raport de divizare $\mathcal{R} = 409$. Vom admite pentru reducerea erorilor cauzate de nesincronizare, o rotunjire de $\pm 0,5$ față de valoarea lui \mathcal{R} . În acest caz $\mathcal{R} = 409$ corespunde unui interval de valori ale lui N cuprins între 40668 și 41769. Se adoptă prin urmare $N^{**} = 41770$. Dacă frecvența maximă a rețelei este de 51 Hz, numărul minim de impulsuri numărate este $N_M^* = 39300$, și corespunde la $\mathcal{R} = 385$. Limitele de variație ale lui N^* pentru o variație de $\pm 0,5$ a lui \mathcal{R} sînt în acest caz 39220 și 39321. Pentru $\mathcal{R} = 386$ limitele sînt 39392 și 39423, etc. Valorile limitelor de același fel a două valori consecutive crescătoare ale lui \mathcal{R} diferă prin N , crescînd.

După programarea celor două numărătoare ale capsulei 8253, se demaschează întreruperea de tensiune și se oprește procesorul (prin HLT). Se așteaptă în starea HALT o întrerupere de tensiune care să declanșeze măsurarea.

În figura 6.19 se prezintă tratarea întreruperii de tensiune, precum și a întreruperii de sfîrșit de poartă de numărare. S-a considerat că ambele întreruperi generează RST 7, (vezi anexa), ceea ce implică existența unei adrese INTR, al cărei conținut poate preciza prin bitul DO=1 că este întrerupere de tensiune.

In cazul în care întreruperea apărută este de tensiune, se prevede o buclă de întârziere de $\approx 100 \mu s$; se procedează astfel, pentru a acorda timp stabilirii valorii derivelor, pentru cazul intrărilor conectate la masă. Se preiau succesiv valorile acestor derivate convertite, se complementează și se depun în memorie, în câte două locații, cu adresele de început CU și CI.

Urmează să se programeze capsula 8253. Aceasta, în măsurarea anterioară, plecând de la N^{**} a numărat invers (decrementându-și conținutul) N^* impulsuri, astfel încât în numărătorul 1 se află restul $N^{**} - N^*$. Se calculează, cunoscând constanta N^{**} și acest rest, N^* , care impune valoarea \mathcal{R} , dată de relația (6.36). Pentru a nu recurge la operația de împărțire și cum numărul de valori \mathcal{R} posibile este redus ($385 \div 409$ în exemplul precedent),

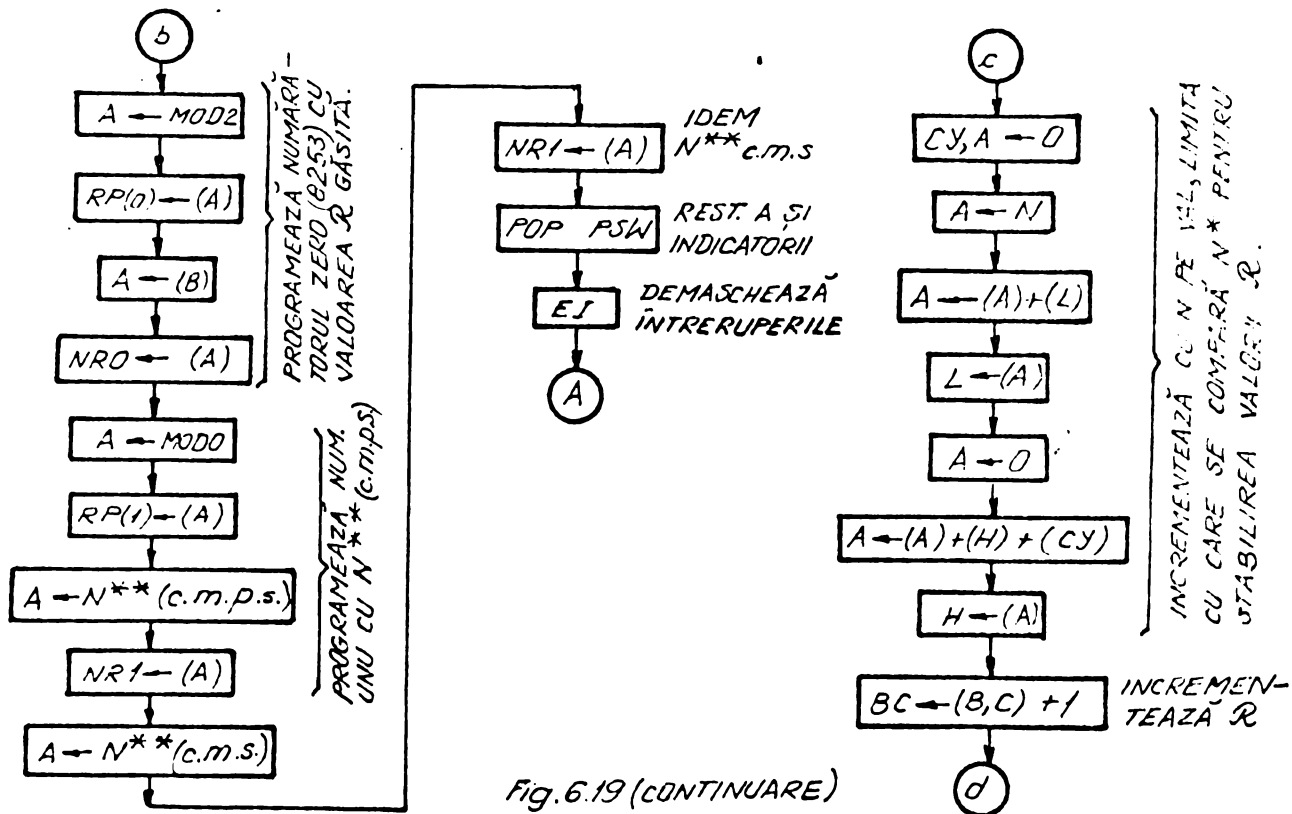


Fig. 6.19 (CONTINUARE)
RST 7 TRATAREA ÎNTRERUPERILOR

se procedează la o căutare secvențială a valorii potrivite. Se pleacă de la o valoare inițială VAL, corespunzătoare limitei superioare a domeniului N^* , asociat lui \mathcal{R}_m (VAL= 39321 în exemplul dat). Printr-un procedeu simplu de comparare a lui N^* calculat, cu limitele obținute succesiv prin incrementarea lui VAL cu N, se obține în final \mathcal{R} . In cazul în care s-a atins valoarea maximă posibilă \mathcal{R}_M , fără să se fi detectat valoarea dorită, este vorba de o frecvență ieșită din domeniu; acest fapt ar putea fi semnalat prin aprinderea unui indicator luminos al aparatului, lucru nein-

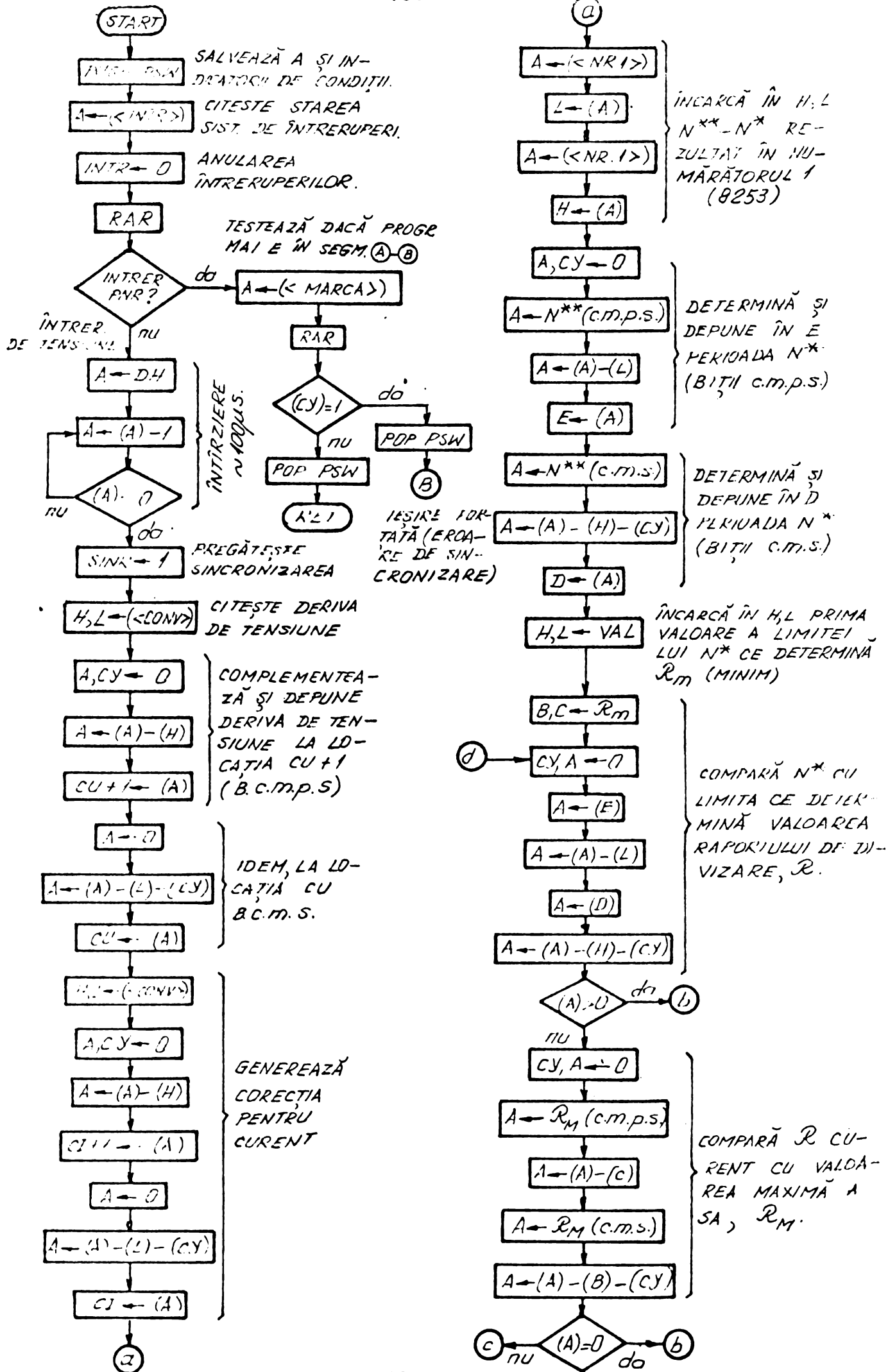


Figura 6.19
RST 7, TRATAREA ÎNTRERUPERILOR.

dicat în figura 6.19, unde se forțează pentru \mathcal{R} valoarea \mathcal{R}_m în acest caz. Cu valoarea \mathcal{R} determinată se programează numărătorul zero al lui 8253.

Dacă s-a detectat o întrerupere de sfârșit de poartă de numărare, și dacă procesorul este încă în cursul achiziției, a apărut o blocare cauzată de o sincronizare încorăctă, fapt care, eventual, ar putea fi semnalat. Se forțează trecerea la programul de calcul, considerînd că se pierde cel mult o poroche de eşantioane (frecvența nu variază prea rapid) cu contribuție neglijabilă. Pentru aceasta se prevede o locație de memorie cu adresa MARCA în care se înscrie 1, la începerea programului de achiziție și zero la încheierea sa. Dacă $\langle \text{MARCA} \rangle = 1$ se forțează trecerea la programul de calcul (eticheta BMARE), iar dacă $\langle \text{MARCA} \rangle = 0$, s-a depășit achiziția și se revine în programul principal, în punctul în care a fost generată întreruperea.

Achiziția și corectarea eşantioanelor de tensiune și curent se poate vedea în organigrama din figura 6.20. Se prelevează succesiv eşantioane de tensiune și de curent, înscriindu-se în memorie, într-o listă ce începe cu adresa LE ; fiecare eşantion ocupă 2 adrese. Eşantioanele de tensiune au biții mai semnificativi în adresele LE, LE+2, LE+4, ..., iar eşantioanele de curent în adresele LE+1, LE+3, LE+5, etc.

După preluarea rezultatului conversiei, eşantionul se corectează, adunîndu-i conținutul locației de corecție CU, CU+1 respectiv CI, CI+1. Cum în acest locații se află codurile, în complement față de 2, ale derivelor, se realizează în fond scăderea necesară corecției. Prelevarea eşantioanelor se realizează prin tehnica așteptării în buclă dinamică, testînd semnalul BIT, furnizat de către circuitul de condiționare a semnalelor de intrare.

Rularea programului de achiziție se semnalează prin $\langle \text{MARCA} \rangle = 1$. Ieșirea din acest modul se face fie după preluarea celor N perechi de eşantioane, fie ca urmare a apariției unei întreruperi de tipul poartă de numărare.

În figură se indică modul de utilizare al registrelor interne, precum și locațiile RAM apelate de program. Adresele la care se află cablat convertorul sînt CONV și CONV+1. Se menționează că în organigramele acestui capitol conectorii marcați cu majuscule corespund celor din organigramele prezentate în capitolul 5. Cu litere mici sînt marcați conectorii interni modulelor descrise.

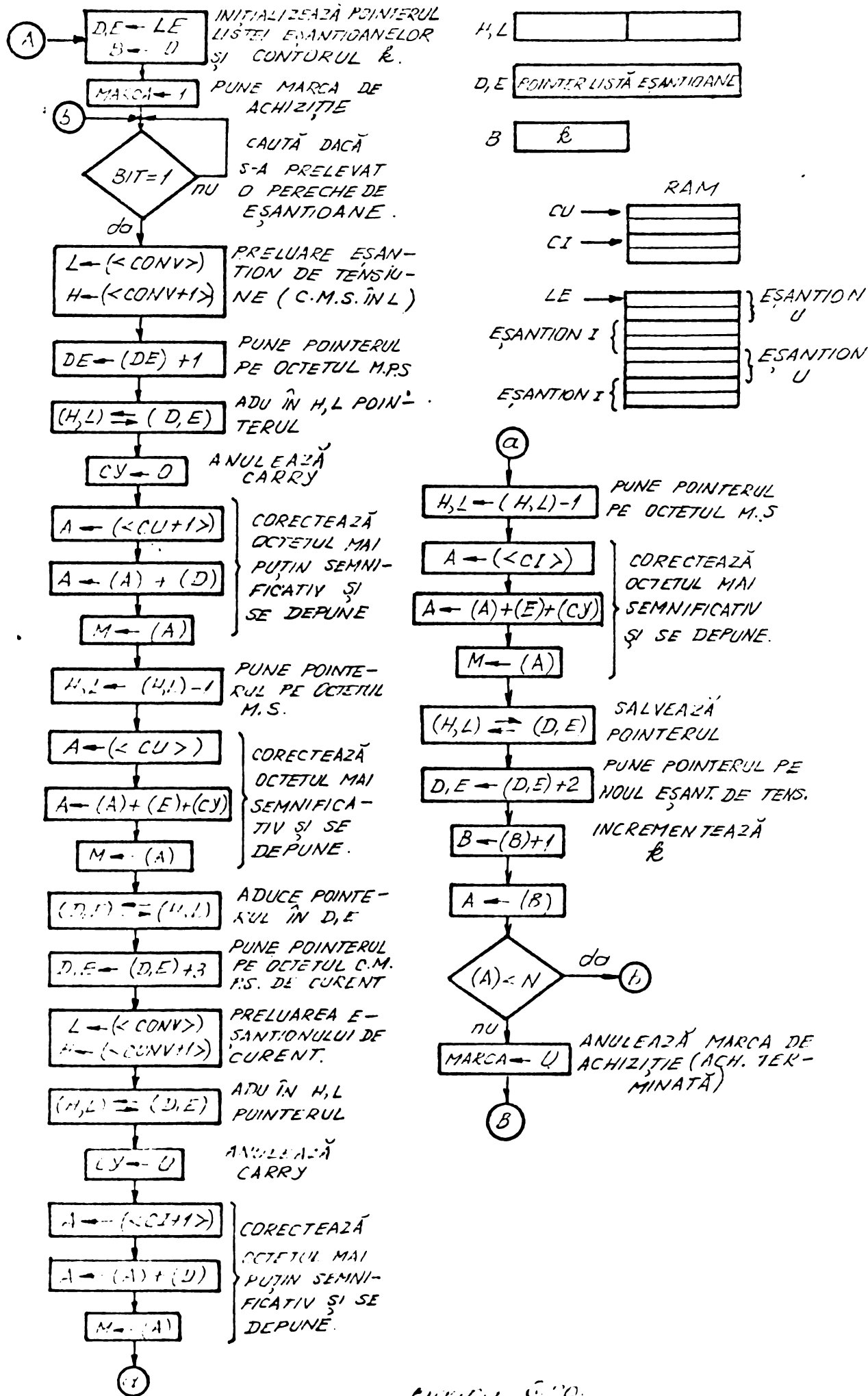


FIGURA 5.10.
 ORGANIGRAMA ACHIZIȚIEI ESANTIONANELOR DE TENSIUNE ȘI CURENT, CONFORM FIG. 5.11.

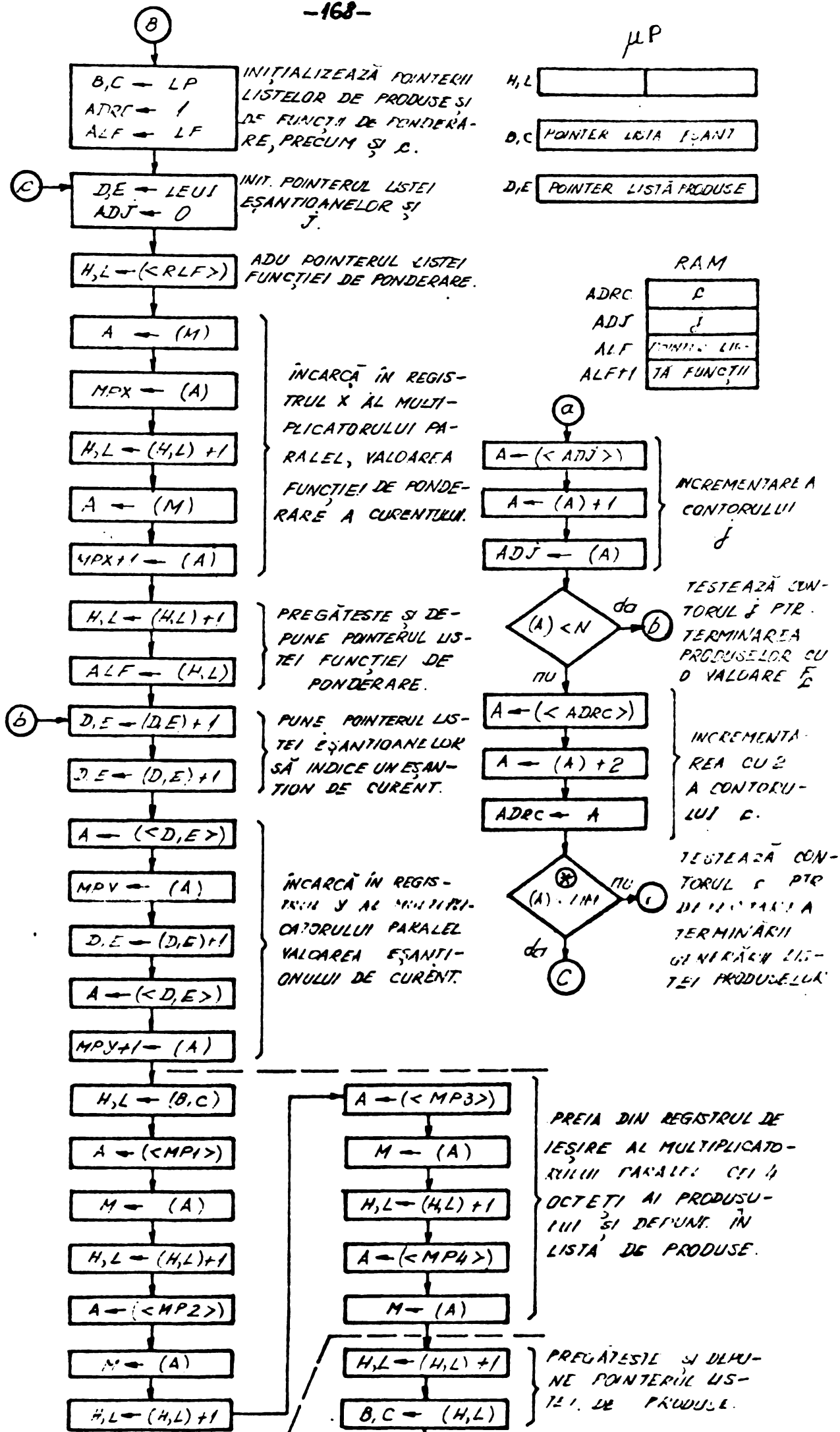


Fig. 6.21. ORGANIGRAMA GENERĂRII LISTEI PRODUSELOR, CONFORM FIG. 5.9 ȘI 5.10.

⊕ LIM = n DACĂ n = 2n + 1
LIM = n - 1 DACĂ n = 2p

Lista de produse se generează conform organigramei din figura 6.21 și se depune la adrese RAM succesive, începând cu LP. Valorile funcției de ponderare a curentului se află în memoria ROM, la adrese succesive, începând cu LP. Fiecare ecuație al funcției de ponderare ocupă câte doi octeți. Cum ecuațiile de curent se codează cu mai mult de 8 biți (deci 2 octeți), produsele rezultă de câte 4 octeți; cei mai semnificativi biți ai produselor se memorează la adresele LP, LP+4, LP+8, ..., etc. Produsele se ordonează în listă, întâi după indicele c și apoi după indicele j . Se depun deci în ordinea P10, P11, P12, ..., P30, P31, P32,

Deoarece numărul operațiilor de multiplicare protina de generarea listei de produse este mare (vezi tabelul 5.4) se propune evitarea acestei operații prin soft și utilizarea unui multiplicator paralel hardware. În exemplul din figura 6.21 s-a presupus existența unui multiplicator paralel (vezi anexa), ce acceptă operanzi (X,Y) cu lungimea de 16 cifre binare, reprezentați în cod complement față de 2 și furnizează produsul acestora pe 32 de cifre binare, tot în cod complement față de 2. Adresele registrelor operanzilor s-au presupus a fi MPX (biții mai semnificativi) și MPX+1, (biții mai puțin semnificativi) respectiv MPY și MPY+1. Adresele de la care se poate prelua rezultatul sînt în ordinea semnificației MP1, MP2, MP3, MP4 (biții mai puțin semnificativi). Cum timpul de multiplicare este sub un ciclu al microprocesorului, imediat după depunerea operanzilor se poate trece la prelucrarea rezultatului multiplicării.

Calculul puterii reactive, odată produsele generate, se desfășoară conform organigramelor din figurile 6.22 și 6.23, după procedeul descris în figura 5.12.

Sumele de curent S se formează în acumulatorul aflat în RAM, avînd adresa octetului cel mai semnificativ S . Deoarece termenii sumei au lungimea de 4 octeți și nu sînt mai mulți de $N < 2^8$, rezultă că acumulatorul S trebuie să aibă o lungime de 5 octeți, dar nu toți biții sînt semnificativi.

Problema principală pe care o ridică modulul de program cu organigrama din figura 6.22 o constituie regăsirea, conform indicilor c și j , a produsului din lista de produse. Se poate verifica ușor, că adresa cu care se poate regăsi octetul

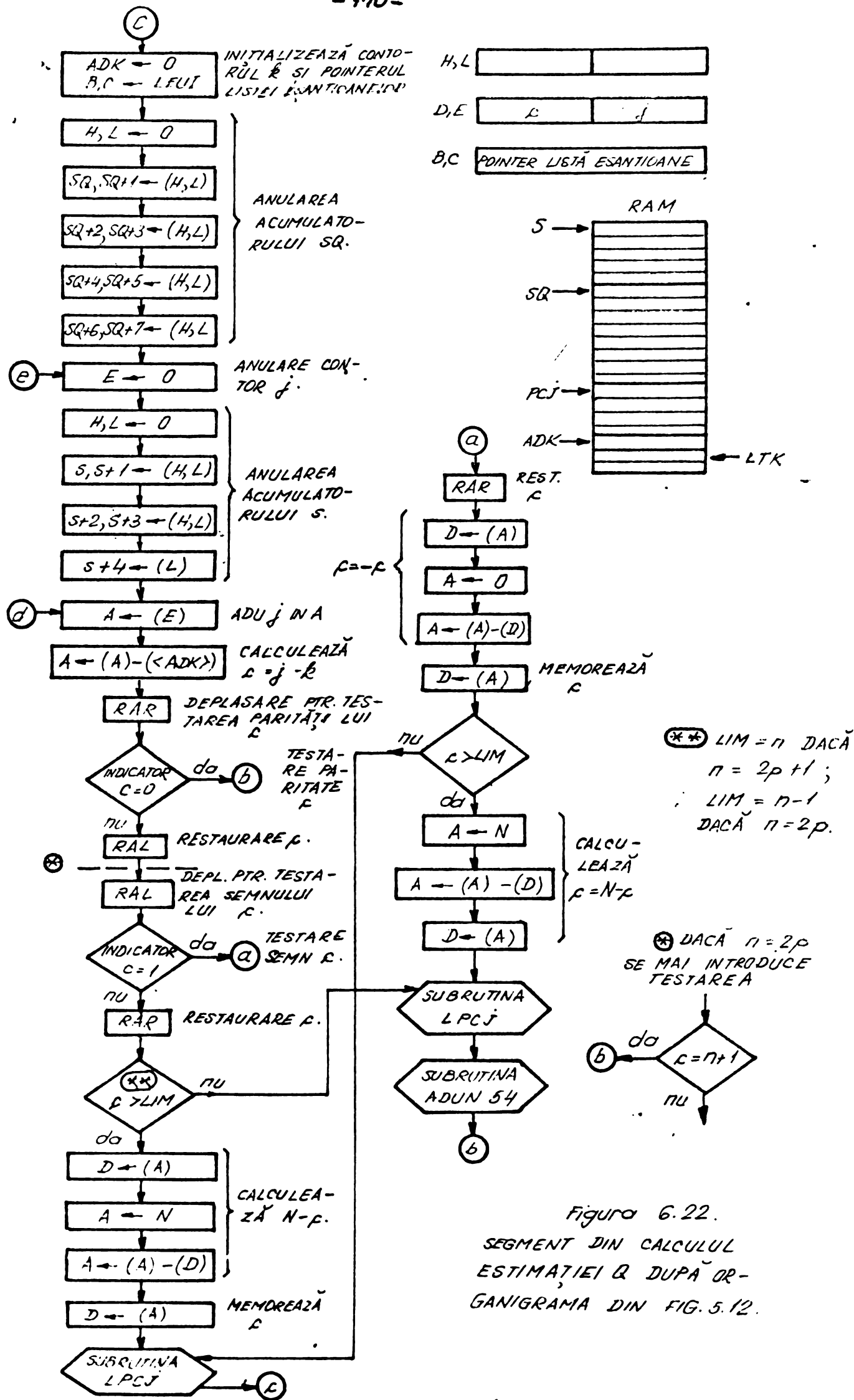


Figura 6.22.
SEGMENT DIN CALCULUL ESTIMATIEI Q DUPĂ ORGANIGRAMA DIN FIG. 5.12.

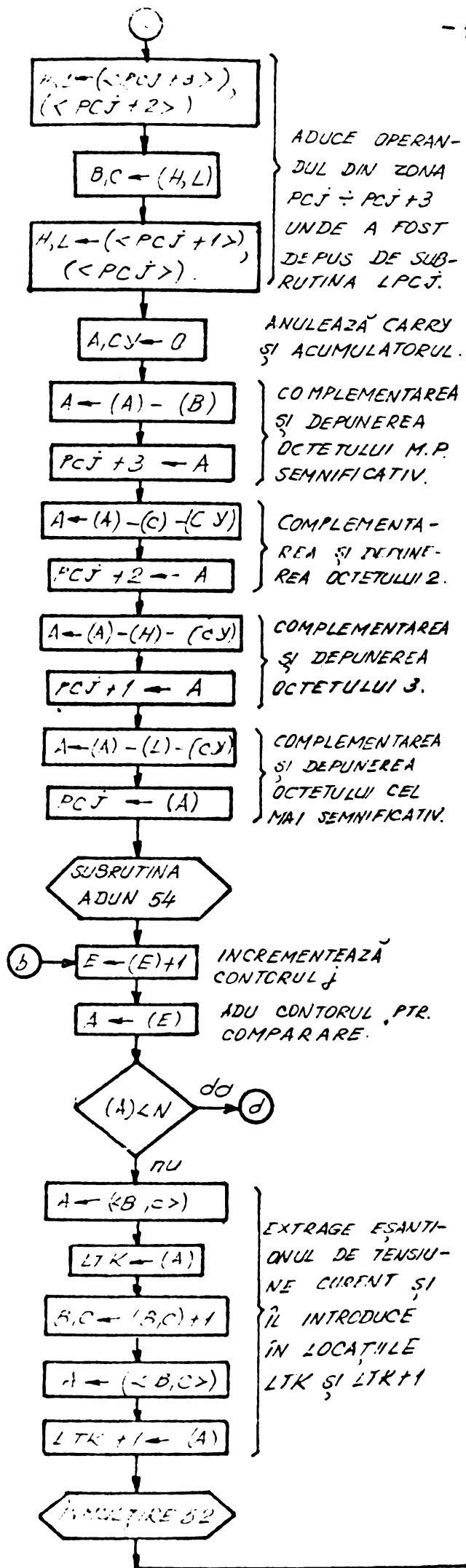
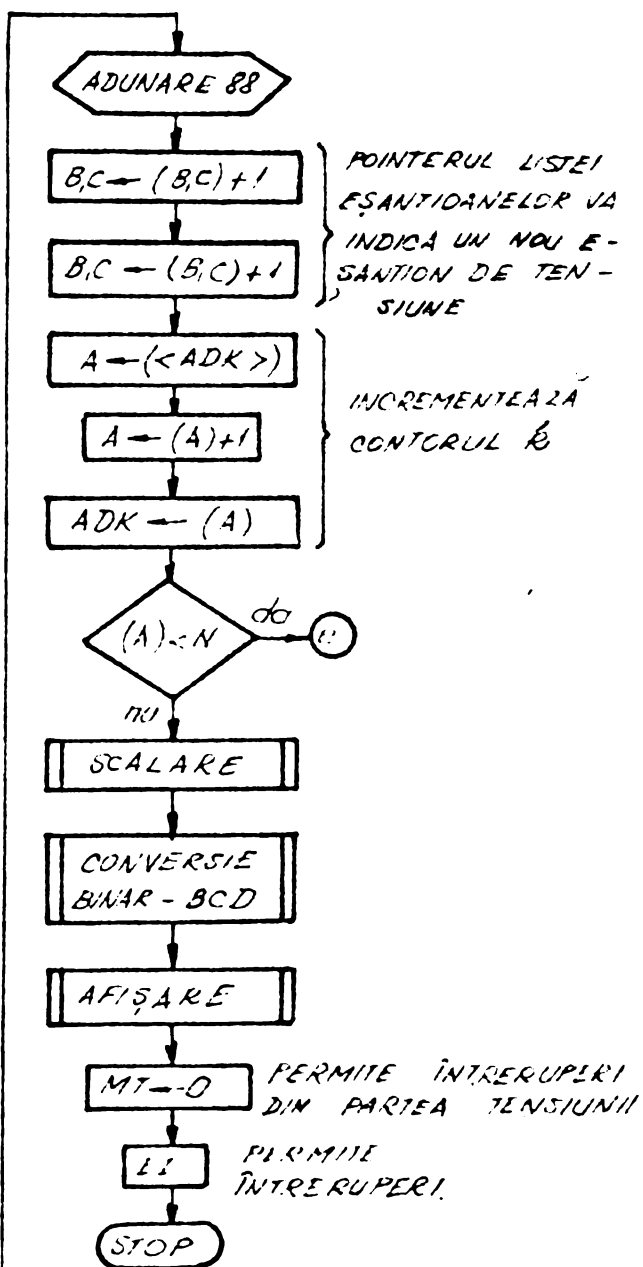


FIGURA 6.23

SEGMENT DIN CALCULUL ESTIMĂȚIEI Q CONFORM ORGANIGRAMEI DIN FIG. 5.12



cel mai semnificativ al produsului definit de c și j este

$$LPCJ = LP + 2(N-1)c + 4j. \quad (6.43)$$

Produsele ce apar în relația (6.43) se efectuează tot prin intermediul multiplicatorului paralel.

După ce se calculează valoarea adresei LPCJ, se extrag cei 4 octeți ai produsului de la adresele $LPCJ \div LPCJ+3$ și se depun în locațiile fixe prin care se comunică cu programul apelant $APCJ \div APCJ+3$. Programul ce permite regăsirea produsului este organizat ca subrutină și are organigrama din figura 6.24.

Tot ca subrutină este organizat și programul de adunare al produsului găsit în listă, la conținutul acumulatorului S (figura 6.25). Deoarece produsul PCJ are lungimea de 4 octeți se completează cu al 5-lea, plasat în fața celui mai semnificativ octet, care conține în toate pozițiile sale bitul de semn, zero dacă operandul e pozitiv, 1 dacă operandul e negativ.

Sumele S determinate se multiplică cu valoarea câte unui egantion de tensiune. Pentru realizarea acestei operații se prezintă în figura 6.26 o subrutină ce permite multiplicarea a doi operanzi, unul cu lungimea de 5 octeți iar celălalt cu lungimea de 2 octeți, ambii reprezentați în cod complement față de 2. Pentru a utiliza în acest caz multiplicatorul paralel se procedează, dacă operandii sînt negativi, la complementarea lor. Se face acest lucru pentru a putea forma produse parțiale, pozitive, ce se însumează apoi. Contorul de complementări KCM indică prin conținutul său semnul rezultatului. Dacă acesta este negativ se procedează la complementarea rezultatului. Trebuie menționat că produsele obținute sînt destinate adunării la conținutul acumulatorului SQ cu o lungime de 8 octeți, astfel că deși sînt doar de 7 octeți se completează la stînga cu al 8-lea octet, ce conține în toate pozițiile bitul de semn.

Din operandul preluat din acumulatorul S se rețin pentru primul produs parțial 15 biți numărați din dreapta, completați cu zero în poziția de semn, produsul depunîndu-se în adresa AC1. Următorii 15 biți ai operandului lung, completați la stînga cu zero se înmulțesc cu al doilea operand, iar rezultatul operației se depune în AC2 cu bitul cel mai puțin semnificativ în a 16-a poziție, numărată din dreapta. Acumuloarele AC1 și AC2, cu lungimea de 8 octeți (ca și AC3) se completează cu zero în pozițiile libere, după cum se vede și din figura 6.26. Al treilea produs

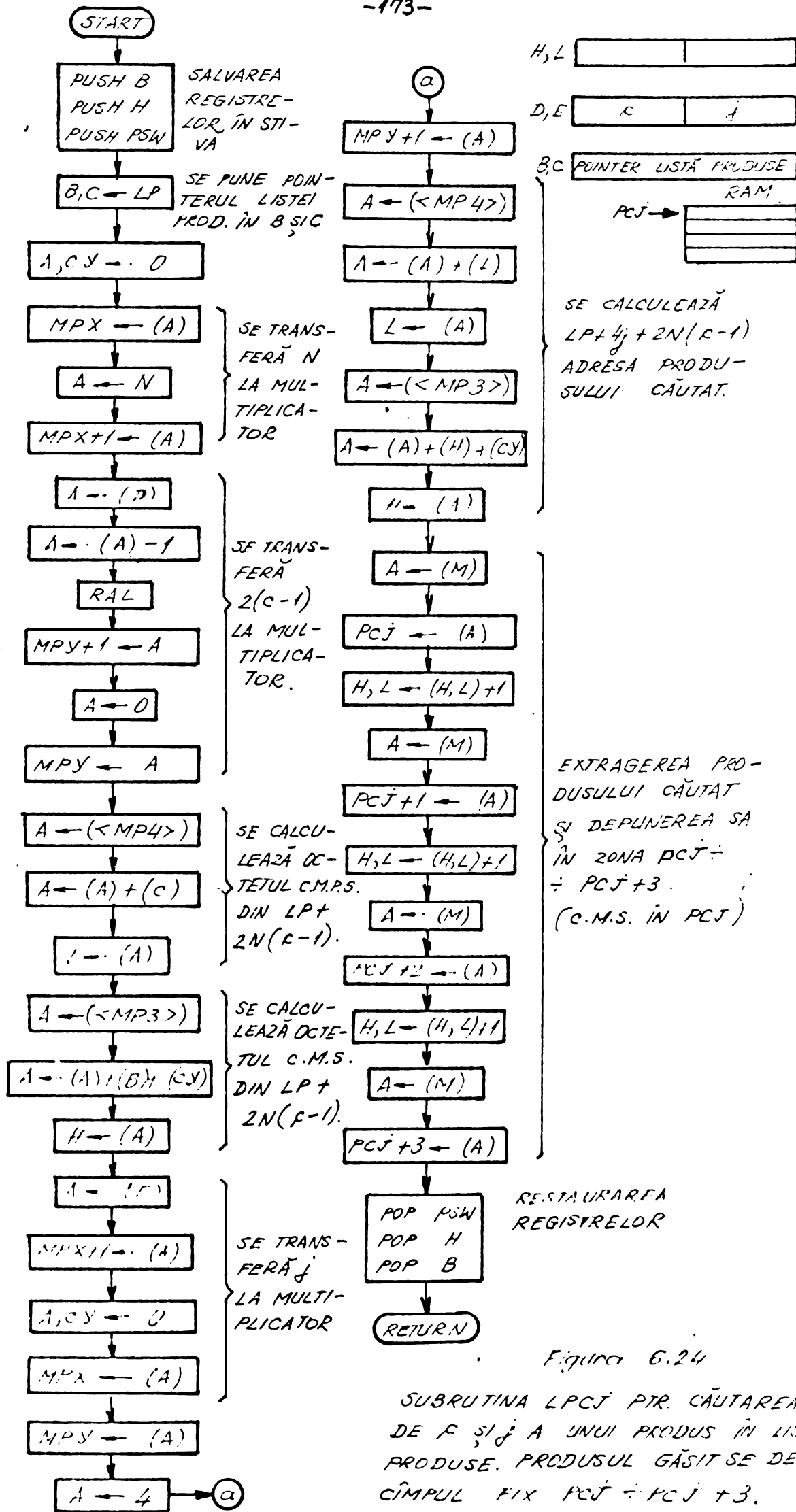


Figura 6.24.

SUBROUTINA LPCJ PTR. CĂUTAREA, FUNCIE DE F ȘI j A UNUI PRODUS ÎN LISTA DE PRODUSE. PRODUSUL GĂSIT SE DEPUNE ÎN CÎMPUL FIX PCJ ÷ PCJ + 3.

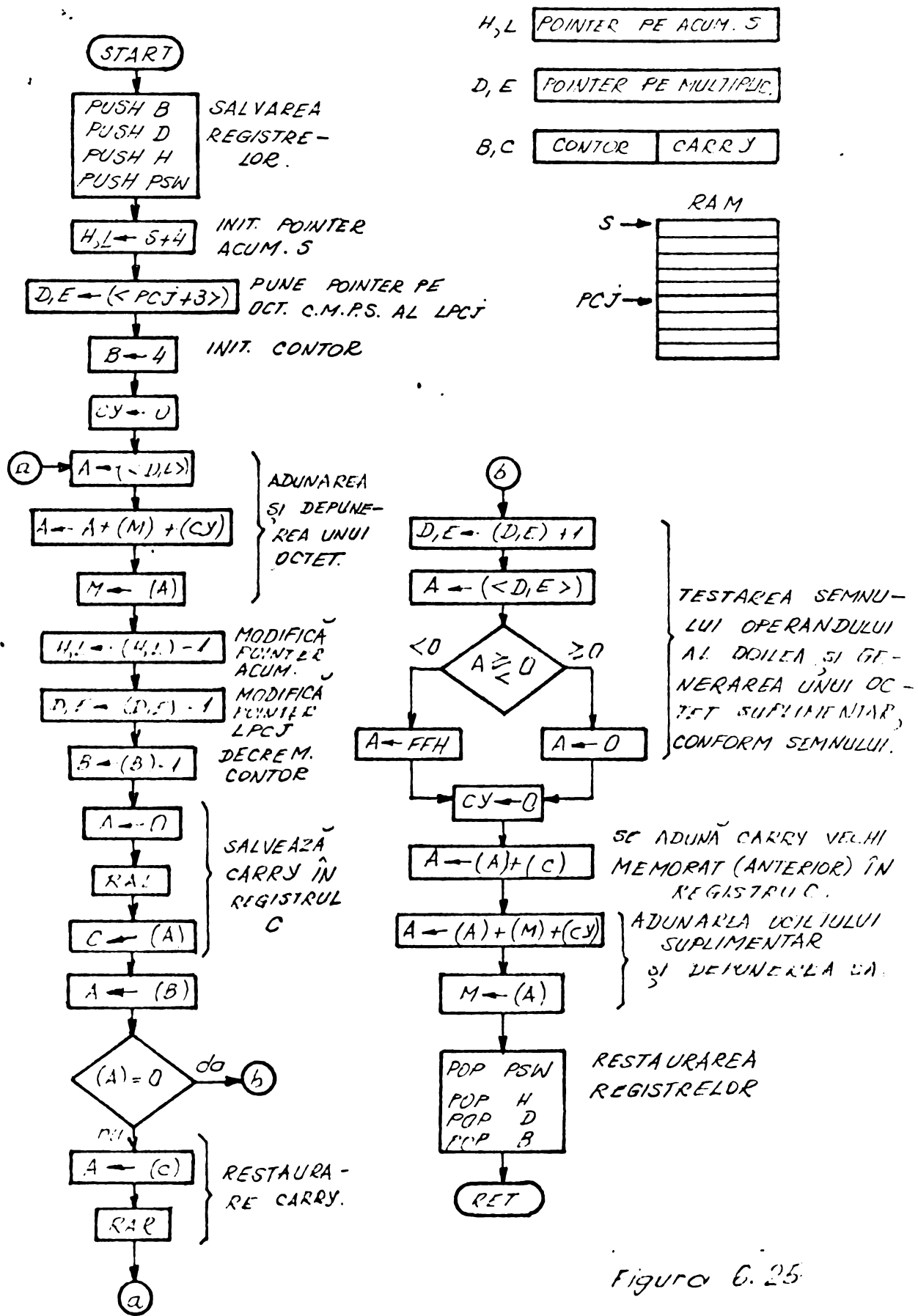
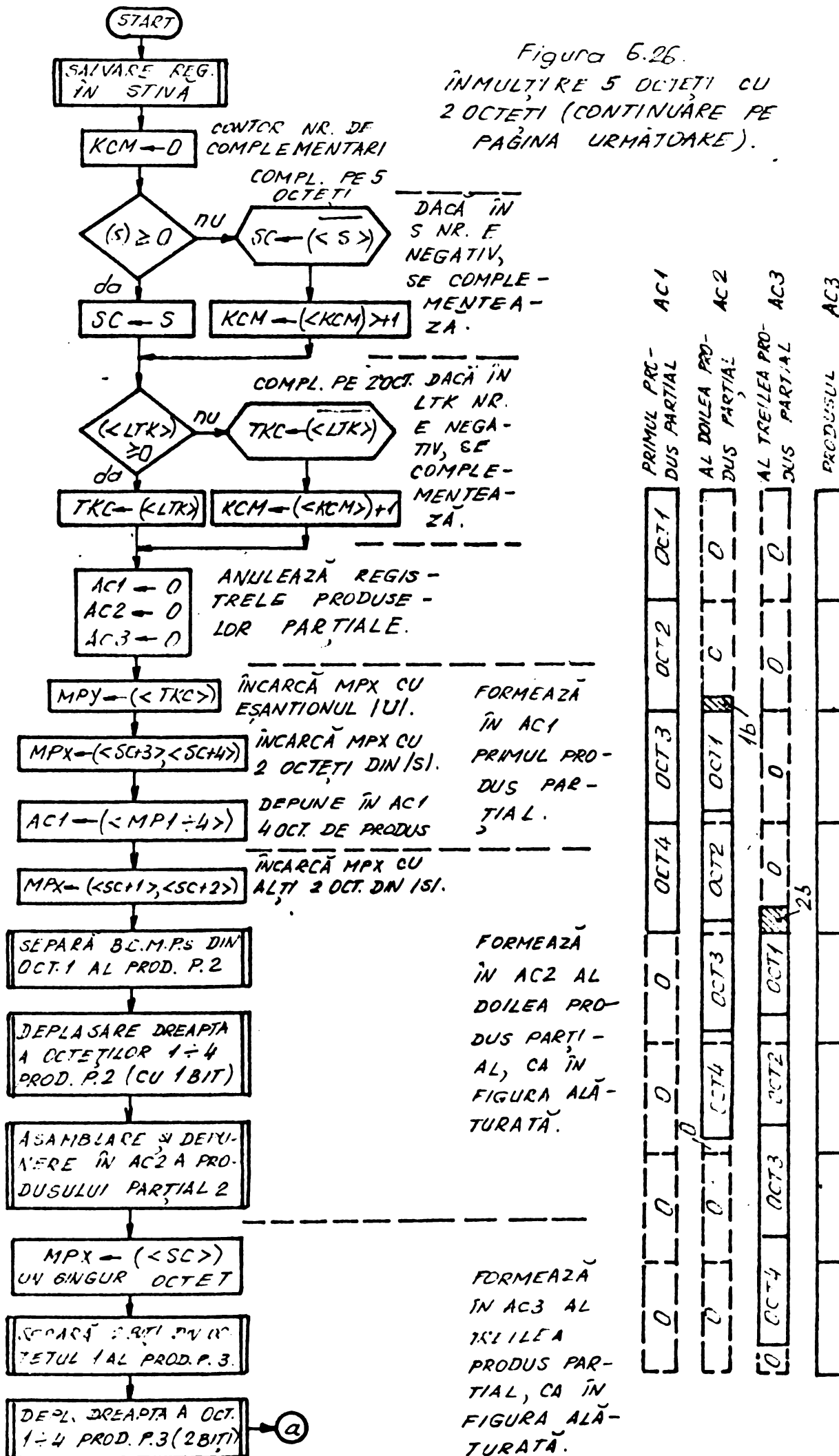


Figura 6.25

ADUNARE 54.

Figura 6.26.
ÎNMULTIRE 5 OCTETI CU
2 OCTETI (CONTINUARE PE
PAGINA URMATOARE).



parțial se depunde în AC3 aliniat după cum se indică în figură. În final, prin însumarea în AC3 a celor 3 produse parțiale se obține valoarea absolută a rezultatului, careia i se alocă ulterior semnul.

Inmulțirea 52 face apel la subrutinele de complementare pe 2 octeți - figura 6.27 - și pe 5 octeți - figura 6.28. Se utilizează încă procedura de adunare a operanzilor cu lungimea de 8 octeți, avînd organigrama prezentată în figura 6.29. Aceasta asigură însumarea conținutului din AC3 în acumulatorul ce formează codul puterii reactive SQ.

După cum se poate vedea din figura 6.23, calculul sumei SQ este urmat de procedura de scalare. Referindu-ne la intrările convertoarelor și considerînd că se culege pentru calea de curent căderea de tensiune de la bornele unei rezistențe de 1 ohm, valorile efective maxime ce apar sînt $5/\sqrt{2}$ V, respectiv $5/\sqrt{2}$ A, ceea ce corespunde unei puteri reactive de 12,5 Var. Ținînd seama de

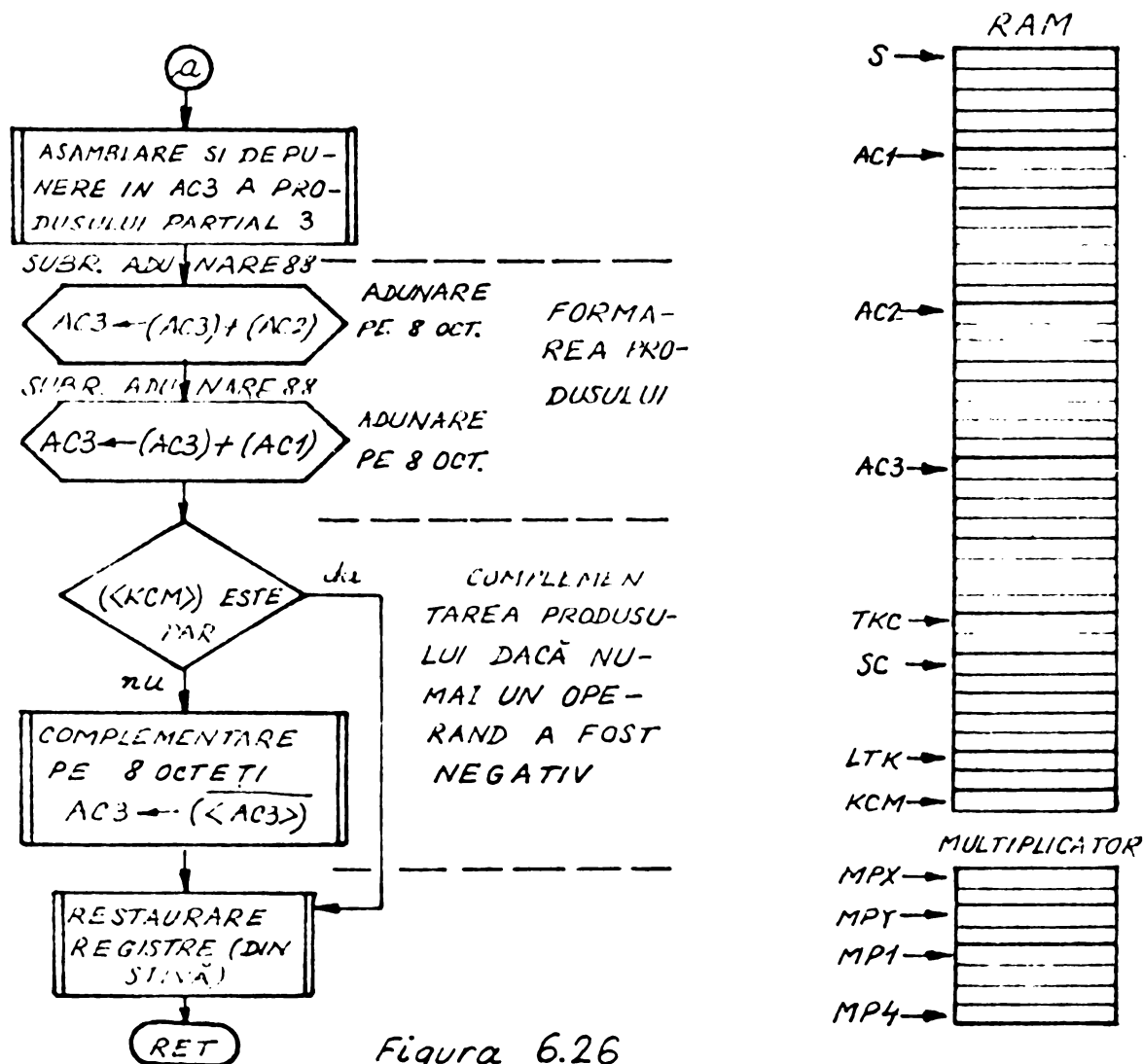
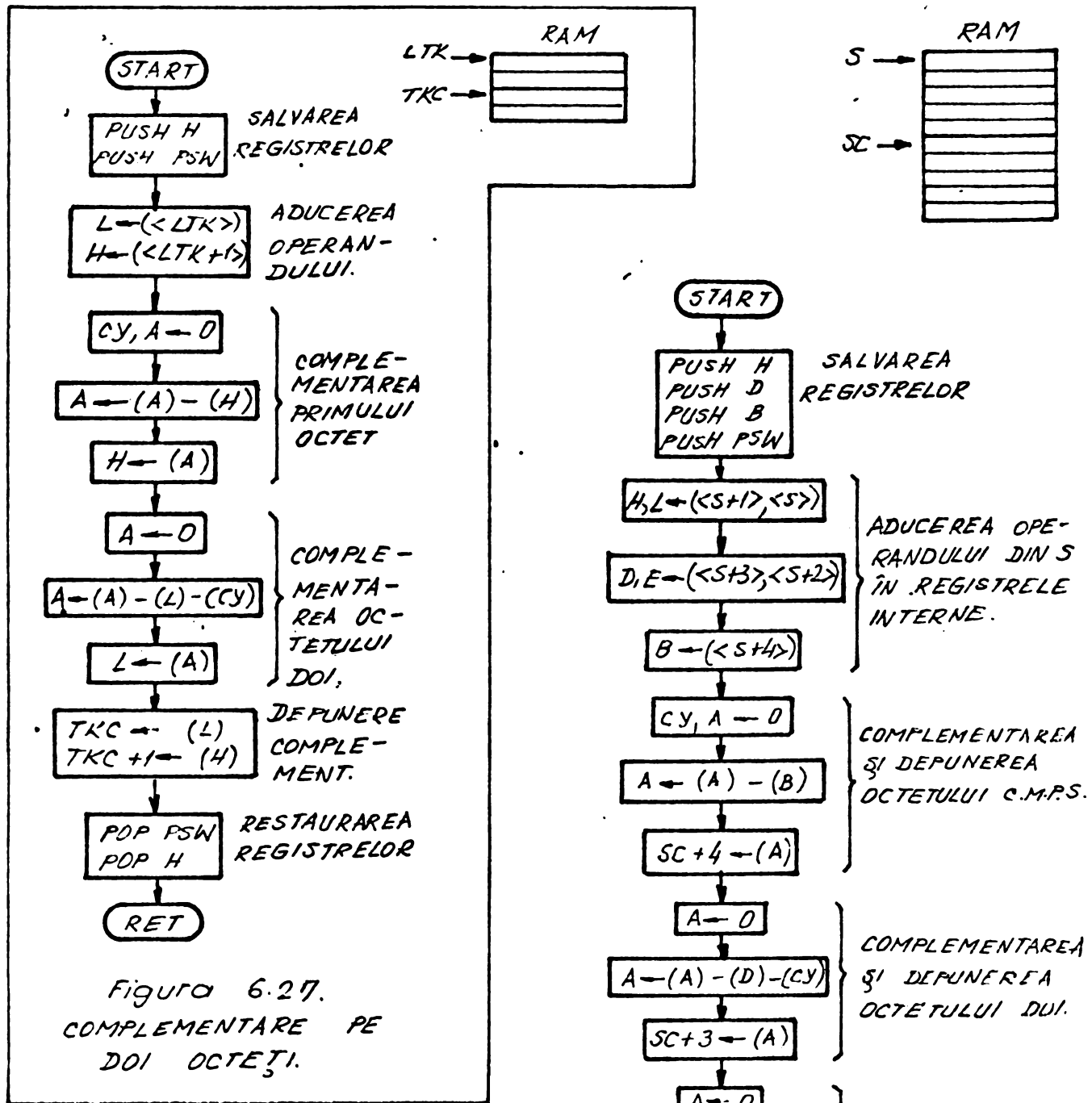


Figura 6.26
INMULȚIRE 5 OCTEȚI CU 2 OCTEȚI
(CONTINUARE)



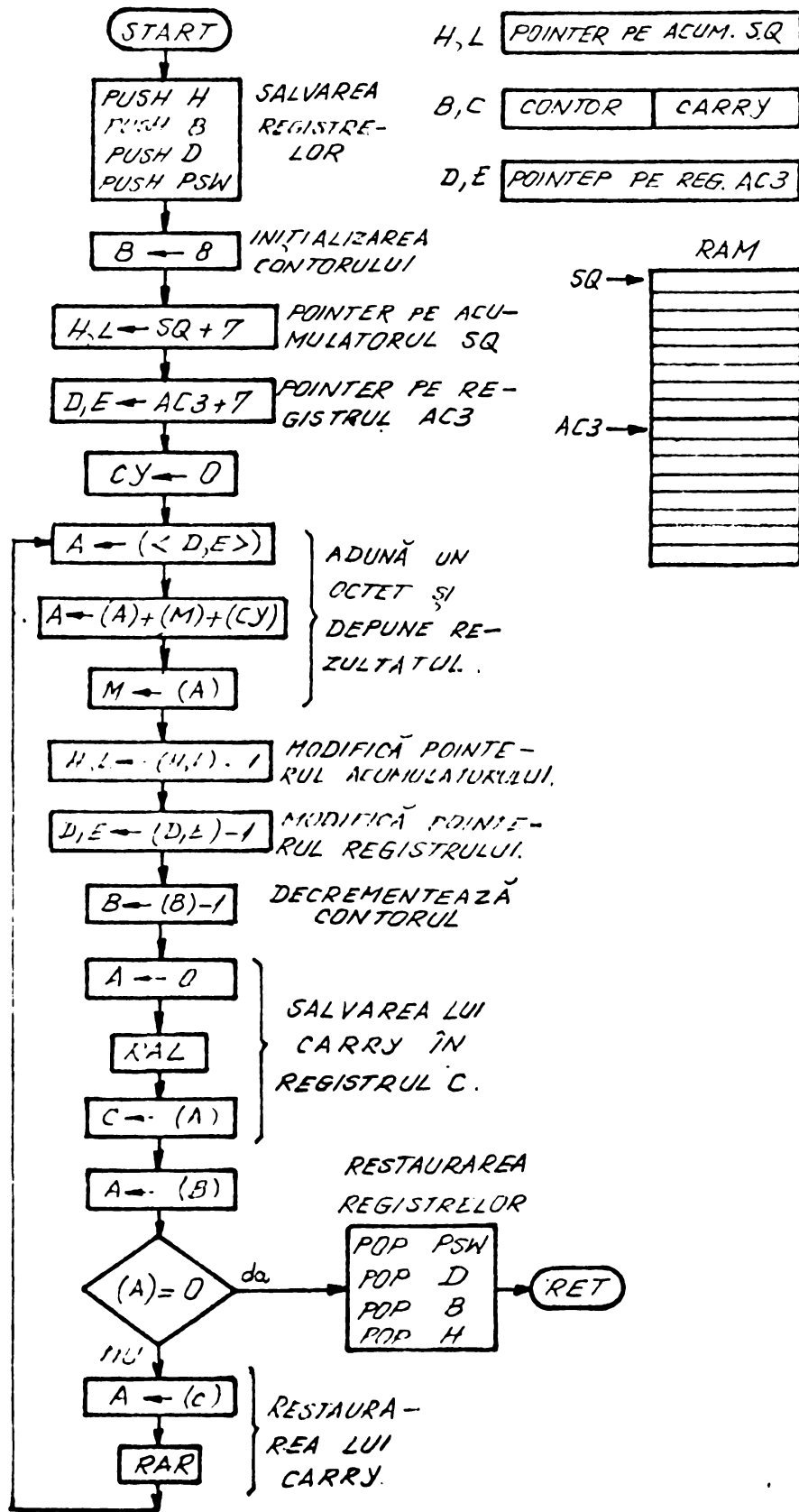


Figura 6.29.
 ADUNARE 8B.

relația (5.22), în care $k_u = k_i = 1$, se poate determina maximul sumei SQ , SQ_M . Se scrie

$$Q = \frac{2}{N^2} q_u q_i \Delta f SQ, \quad (6.44)$$

de unde înlocuind $q_u = q_i = 5/2^{13}$, $\Delta f = N(\pi \cdot 2^{15})$ rezultă maximul

$$SQ_M = N\pi 2^{39}. \quad (6.45)$$

Valorile pot fi ușor determinate și pentru alt număr de cifre binare din codul eșantioanelor, respectiv al funcției de pondere.

Dacă $k_u \neq 1$ și $k_i \neq 1$ puterea reactivă are expresia

$$Q = \frac{2}{N^2} \frac{q_u}{k_u} \frac{q_i}{k_i} \Delta f SQ, \quad (6.46)$$

în care SQ nu depășește pe SQ_M anterior determinat. După cum se observă din relația (6.46), pentru obținerea puterii reactive este necesară multiplicarea sumei SQ cu factorul de scară global, dat de relația (5.22). Pentru a utiliza multiplicatorul paralel se recomandă evidențierea unui întreg de cel mult 15 cifre binare, multiplicat cu o putere negativă a lui 2, în structura factorului de scară global. Se poate obține o formă convenabilă prin ajustarea valorilor k_u și k_i adică a domeniului de măsurare. O simplificare considerabilă a operației se obține dacă factorul de scară global este o putere negativă a lui 2. Pentru exemplificare considerăm că se măsoară o tensiune maximă de $220.1, 2 \cdot \sqrt{2}$ V, cu convertorul cu domeniul de ± 5 V. Rezultă $k_u = 13,392 \cdot 10^{-3}$; se impune o indicație maximă, spre exemplu 9999 Var. Considerînd $N = 102$, din (6.45) rezultă $SQ_M = 102\pi \cdot 2^{39}$ și introducînd aceste date în (6.46), se obține

$$9999 = \frac{12,5}{k_u k_i}$$

din care se determină $k_i = 1,25012$. Avînd k_u și k_i se calculează factorul de scară global, a cărui valoare rezultă $31,6 \cdot 2^{-39}$. Se poate reajusta domeniul de curent prin k_i , astfel încît valoarea factorului de scară global să fie $32 \cdot 2^{-39} = 2^{-34}$. Dar multiplicarea cu 2^{-34} înseamnă de fapt plasarea virgulei după

a 34a cifră, numărând din dreapta, în conținutul acumulatorului SQ.

Pentru afișarea rezultatului este necesară conversia din binar în BCD. Cum proceduri de conversie sînt descrise în literatură [76] nu s-a considerat să fie reproduse în lucrarea de față.

În ceea ce privește afișarea propriuzisă, ea constă într-o simplă încărcare a unor registre conectate ca periferice, care acționează sistemul propriuzis de afișare.

6.6. Concluzii

În acest capitol, se abordează tehnici hard și soft, destinate implementării unor aparate ce măsoară "off-line" puterea reactivă.

Se indică modul de alegere al structurii aparatului în funcție de precizia de măsurare impusă, rezultînd concluzii practice pentru dimensionare.

Sînt studiate circuitele de condiționare a semnalelor, de eșantionare și conversie, precum și erorile care afectează semnalele la trecerea prin acestea. Se propun două variante de scheme pentru eșantionarea și conversia semnalelor, preluarea rezultatului făcîndu-se cu cîte o singură instrucție de încărcare pe doi octeți.

Se descrie o nouă modalitate de sincronizare numerică a măsurării, ce poate fi comod implementată prin utilizarea capsulei integrate 8253.

În partea afectată problemelor de intrare/ieșire se propun scheme originale pentru achiziția prin DMA a eșantioanelor și pentru comunicația între două procesoare.

Se mai descriu module soft necesare implementării aparatelor ce măsoară "off-line" puterea reactivă.

CAPITOLUL 7

CONCLUZII. CONTRIBUTII

7.1. Rezultate experimentale

În vederea verificării algoritmului propus pentru calculul "off-line" al puterii reactive, s-a procedat la o simulare. Programul de simulare SIMER este prezentat în anexa 2.

Pentru o cuantizare fină a tensiunii și curentului, cu 13 cifre binare, plus una de semn, și cu 15 cifre binare, plus una de semn, pentru funcția de ponderare a curentului - prelevând $N=102$ eșantioane într-o perioadă a fundamentalei (50 Hz), în cazul în care sînt prezente toate cele 50 de armonici cu

$$U_1 = U_2 = \dots = U_{50} = 1 \text{ V}$$

$$I_1 = I_2 = \dots = I_{50} = 1 \text{ A}$$

$$\psi_1 = \psi_2 = \dots = \psi_{50} = \pi/2$$

$$\phi_1 = \phi_2 = \dots = \phi_{50} ; \quad \varphi_k = \pi/2, \forall k ,$$

eroarea relativă a rezultat de $= 0,91 \cdot 10^{-2} \%$.

În același caz ca mai sus, dar considerînd toate valorile ψ nule ($\varphi_k = 0, \forall k$), programul SIMER a indicat o eroare absolută $\Delta Q = 0,17 \cdot 10^{-7} \text{ Var}$, deci neglijabilă.

Pentru studiul influenței variației amplitudinii curentului asupra erorii de măsurare s-a procedat în simulare la varierea amplitudinii curentului între 10 A și 0,1 A. S-a considerat cazul regimului pur sinusoidal, în care doar fundamentală este prezentă, tensiunea fiind $U_1 = 10 \text{ V}$. În cazul defazajului de $\pi/2$ între tensiune și curent s-au obținut rezultatele

I_1 [A]	10	8	5	2
$ \mathcal{E} $ [%] SIMER	$0,46 \cdot 10^{-2}$	$0,33 \cdot 10^{-3}$	$0,73 \cdot 10^{-3}$	$0,21 \cdot 10^{-2}$
$ \mathcal{E}_q $ [%] relația (6.4)	$0,89 \cdot 10^{-2}$	$0,97 \cdot 10^{-2}$	$1,24 \cdot 10^{-2}$	$2,58 \cdot 10^{-2}$
I_1 [A]	1	0,5	0,1	
$ \mathcal{E} $ [%] SIMER	$0,34 \cdot 10^{-2}$	$0,11 \cdot 10^{-1}$	$0,97 \cdot 10^{-2}$	
$ \mathcal{E}_q $ [%] relația (6.4)	$4,99 \cdot 10^{-2}$	$9,9 \cdot 10^{-2}$	$4,936 \cdot 10^{-1}$	

S-au indicat, pentru comparație, și erorile calculate prin aplicarea relației acoperitoare (6.4).

În cazul defazajului de $\pi/3$, între tensiune și curent, programul SIMER a indicat erorile de mai jos

I_1 [A]	10	8	5	2
$ \mathcal{E} $ [%] SIMER	$0,58 \cdot 10^{-2}$	$0,42 \cdot 10^{-2}$	$0,21 \cdot 10^{-2}$	$0,32 \cdot 10^{-2}$
I_1 [A]	1	0,5	0,1	
$ \mathcal{E} $ [%] SIMER	$0,19 \cdot 10^{-2}$	$0,93 \cdot 10^{-2}$	$0,98 \cdot 10^{-1}$	

Pentru defazajul de $\pi/6$, între tensiune și curent, s-au obținut erorile

I_1 [A]	10	8	5	2
$ \mathcal{E} $ [%] SIMER	$0,6 \cdot 10^{-2}$	$0,42 \cdot 10^{-2}$	$0,21 \cdot 10^{-2}$	$0,25 \cdot 10^{-2}$
I_1 [A]	1	0,5	0,1	
$ \mathcal{E} $ [%] SIMER	$0,14 \cdot 10^{-2}$	$0,83 \cdot 10^{-2}$	$0,99 \cdot 10^{-1}$	

Se constată că defazajul, practic nu influențează eroarea de determinare a puterii reactive.

În cazul unei cuantizări mai grosiere - cuantizând tensiunea și curentul cu 7+1 cifre binare, iar funcția de ponderare cu 8+1 cifre binare - prelevând $N=102$ eșantioane într-o perioadă a fundamentalei, pentru

$$U_1 = U_2 = \dots = U_{50} = 1 \text{ V}$$

$$I_1 = I_2 = \dots = I_{50} = 1 \text{ A}$$

$$\psi_1 = \psi_2 = \dots = \psi_{50} = \pi/2$$

$$\phi_1 = \phi_2 = \dots = \phi_{50} = 0 ; \varphi_k = \pi/2, \forall k,$$

eroarea determinată cu programul SIMER a fost de $\approx 0,39\%$.

In aceeași situație ca mai înainte, dar considerînd toate valorile ψ nule ($\varphi_k = 0, \forall k$), programul SIMER a indicat o eroare absolută nulă.

In regimul pur sinusoidal, cu $U_1 = 10 \text{ V}$ și $\varphi_1 = \pi/2$, s-au obținut, pentru diferite amplitudini ale curentului, erorile

I_1 [A]	10	8	5	2	1	0,5	0,1
$ \varepsilon $ [%] SIMER	0,084	0,11	0,058	0,24	0,21	0,12	5,6

In același regim sinusoidal, dar pentru un defazaj $\varphi = \pi/6$, erorile obținute sînt

I_1 [A]	10	8	5	2	1	0,5	0,1
$ \varepsilon $ [%] SIMER	0,084	0,11	0,09	0,24	0,2	0,12	5,6

indicînd relativa independență a erorii de defazajul φ .

Pentru studiul influenței alunocării frecvenței de excitație, s-a simulat regimul sinusoidal cu $U_1 = 10 \text{ V}$, $I_1 = 10 \text{ A}$ și defazaj $\varphi_1 = \pi/2$. Pentru cuantizarea fină s-au obținut rezultatele

T_e [s]	$1,95 \cdot 10^{-4}$	$1,96078 \cdot 10^{-4}$	$1,97 \cdot 10^{-4}$
δ [%]	0,55	0	-0,47
$ \varepsilon $ [%] SIMER	$0,799 \cdot 10^{-2}$	$0,46 \cdot 10^{-2}$	$0,69 \cdot 10^{-2}$

In cazul cuantizării grosiere, simularea a indicat erorile

T_n [s]	$1,95 \cdot 10^{-4}$	$1,96078 \cdot 10^{-4}$	$1,97 \cdot 10^{-4}$
δ [%]	0,55	0	-0,47
$ \varepsilon $ % SIMER	0,0879	0,084	0,083

Se remarcă faptul că erorile nu variază mult, chiar la alunecări mari ale frecvenței de eșantionare.

Rezultatele experimentale obținute prin simulare, atestă posibilitatea construirii unor aparate de mare precizie, destinate verificărilor și calibrărilor, dacă se recurge la o cuantizare fină. Proiectul unei astfel de instalații se prezintă în anexa 1. Programul de calcul pentru acest aparat este verificat și prezentat în aceeași anexă. Cuantizând cu numai 8 cifre binare se pot construi aparate destinate măsurării în rețea cu erori mai mici de 0,5 %.

7.2. Concluzii

Lucrarea este consacrată găsirii unor metode destinate măsurării numerice a puterii reactive, în regim periodic nesinusoidal, precum și definirii structurale a unor aparate ce implementează respectivele metode.

Se constată, chiar la nivelul anului 1983 [79], că problema măsurării precise a puterii reactive este rezolvată, în lume, doar pentru regimul sinusoidal. Cu atât mai oportun apare subiectul tezei de față, care propune soluții tehnice realizabile, pentru măsurarea numerică a puterii reactive, în regim periodic nesinusoidal.

După cum s-a arătat, prelucrarea numerică a semnalelor și utilizarea microprocesoarelor constituie o cale unanim acceptată, și care va conduce în scurt timp, la soluții mai economice atât în domeniul prelucrării semnalelor cât și în domeniul măsurărilor, comparativ cu prelucrarea analogică, la aceleași performanțe. Importanța tehnicilor numerice, pe lângă calitățile lor intrinseci, rezultă și din lărga răspândire a microprocesorului. Acesta este destinat [81] să fie aplicat în toate sferele vieții, practic fără excepție, fiind exponentul esențial a celei de-a doua revoluții industriale. Având în vedere revoluția produsă de către apariția microprocesorului, reliefată și în [82], rezultă necesitatea elaborării unor metode numerice și în tehnica măsurării. Este posibil ca pe moment, unele soluții oferite de către tehnicile numerice să fie mai costisitoare decât cele date de către tehnicile analogice. În cazul unor relații de calcul complicate, cum este cea care intervine în calculul puterii reactive, supe-

rioritatea implementării lor numerice este evidentă. Motivole expuse au determinat alegerea metodelor numerice ca soluție pentru măsurarea puterii reactive, în regim periodic nesinusoidal.

Studiul critic al aparatului destinat măsurării puterii reactive a condus la concluzia că analiza armonică constituie calea ce permite măsurarea precisă a puterii reactive, așa cum este astăzi acceptată de către IEC. Pornind de la analiza armonică secvențială, prezentată în literatură, se propune o metodă de determinare a puterii reactive prin analiza armonică paralelă, stabilindu-se o relație de calcul pentru aceasta. O relație de calcul asemănătoare cu cea prezentată în lucrare, stabilită pe alte căi, se găsește în literatura de specialitate. Se arată însă că noua relație, este superioară acesteia, din punct de vedere al erorilor ce apar în funcționarea unor aparate ce implementează cele două relații.

În vederea implementării unor aparate destinate măsurării puterii reactive în regim periodic nesinusoidal, se arată superioritatea metodelor numerice, ca urmare a simplității generării tabelare a funcțiilor cu variație în timp complicată, așa cum este cazul funcției de ponderare ce intervine în analiza armonică paralelă. Se indică modalități de calcul numeric, cu eșantioane cuantizate, pentru ambele relații menționate mai înainte. Se arată că erorile cauzate de eșantionare se anulează în cazul în care $T = NT_e$, trăgându-se concluzia necesității asigurării unei eșantionări sincronizate cu rețeaua în care se măsoară. Cum într-un aparat nu se poate asigura un sincronism perfect, se studiază erorile care apar ca urmare a abaterii (alunecării) frecvenței de eșantionare de la frecvența de sincronism. Noua relație de calcul se dovedește superioară și în acest caz. Pentru dimensionare se dau relații practice de calcul, ce permit determinarea erorilor cauzate de eșantionare.

Concluzia studiului erorii cauzate de cuantizarea eșantioanelor, în cazul măsurării numerice a puterii reactive, este faptul că media statistică a acesteia este nulă. Pentru dispersia erorii cauzate de cuantizare, s-a stabilit - ca urmare a dificultăților de calcul - doar o limită superioară, acoperitoare ; relația este confirmată, în acest sens, de către calculele de simulare executate cu programul SLMER.

Lucrarea indică algoritmi de calcul pentru puterea reactivă în regim periodic nesinusoidal. Se insistă, în special, asupra calculului "off-line" al puterii reactive. Prin această metodă se eşantionează puterea reactivă, la intervale de timp determinate de către viteza de prelucrare a mijlocului de calcul utilizat. Evident, viteza de variație a puterii reactive este limitată de către frecvența de eşantionare a acesteia. Utilizând procesoarele de 8 biți - care au cea mai largă răspîndire - se pot obține pe această cale aparate ce eşantionează puterea la intervale de timp de ordinul secundelor, ceea ce satisface cerințele în majoritatea cazurilor impuse de măsurările în rețea.

O concluzie importantă în privința implementării calculului numeric al puterii reactive, o constituie necesitatea eşantionării cu $N = 2n + 2$ eşantioane. În acest caz numărul operațiilor de multiplicare impus de calculul puterii reactive se reduce la aproape jumătate. Rezultă o reducere importantă a duratei calculului, ceea ce pentru un aparat de tip "off-line" are ca efect creșterea frecvenței de eşantionare a puterii.

Rezultă, din tot studiul efectuat, posibilitatea construirii unor aparate destinate măsurării numerice a puterii reactive, în regim periodic nesinusoidal, funcționînd "off-line", acceptabile din punct de vedere economic și competitive pe plan internațional. Calculele de simulare indică o eroare de cuantizare sub 0,5 %, chiar dacă tensiunea și curentul sînt cuantizate cu numai 8 cifre binare. Dacă se crește numărul cifrelor, eroarea de cuantizare scade; la o cuantizare cu 14 cifre binare, eroarea scade sub 10^{-2} %, ceea ce atestă posibilitatea realizării unor aparate de mare precizie, destinate verificării aparatelor ce urmează să măsoare în rețea.

Se prezintă în anexă proiectul unei instalații destinate măsurării precise a puterii reactive în regim nesinusoidal, echipată cu microprocesorul 8080, precum și programele necesare funcționării "off-line" a acesteia.

Programul de simulare SIMER, scris în FORTRAN, urmează fidel algoritmul de calcul al instalației atestînd corectitudinea sa. Programul poate fi utilizat pentru determinarea erorilor cauzate de eşantionare și cuantizare pentru un număr de cel mult 50 de armonici și un număr de cel mult 10^2 eşantioane prelevate.

Lucrarea se ocupă și de aspecte hardware și software generale privind măsurarea puterii reactive, precum și a celorlalte puteri. Se prezintă modalități de sincronizare cu rețeaua a generatorului semnalului ce determină eșantionarea, insistându-se asupra sincronizării numerice implementabile cu circuitul 8253.

Importante concluzii practice se desprind și pentru calculul în timp real ("on-line") al puterii reactive. Structura biprocesor este singura care poate face față în acest caz, procesorul destinat calculului trebuind să fie din categoria "bit-slice".

Pe baza studiului literaturii de specialitate disponibile, s-a constatat tendința de reconsiderare a definiției puterii reactive. Se afirmă că anularea puterii reactive nu atrage după sine minimizarea pierderilor ce apar pe liniile de transport și pe această bază se contestă utilitatea definiției ^{acceptate} de către IEC ; un alt motiv pentru care se urmărește înlocuirea definiției actuale îl constituie dificultatea măsurării puterii reactive. În acest context teza constituie un argument pentru păstrarea actualei definiții. Se propune, de fapt, înlocuirea puterii reactive cu puterea complementară (fictivă), și se separă anumite componente ale acesteia în vederea realizării compensării (maximizarea factorului de putere). Se evidențiază anumite componente ale curentului în vederea realizării compensării. Metodele de compensare prezentate în literatură nu sînt general valabile și deci nu există nici din acest punct de vedere argumente clare pentru schimbarea definiției. Totuși, lucrarea de față, abordează și problema măsurării numerice a puterii complementare, precum și cea a generării numerice a componentelor curentului indicate de Kusters și Moore. Teza abordează și probleme ridicate de măsurarea numerică a puterii aparente, active și deformante.

7.3. Contribuții originale

Teza aduce contribuții originale în problema măsurării numerice a puterii reactive, în regim periodic nesinusoidal. Se aduc contribuții și în ceea ce privește calculul numeric al celorlalte puteri. Contribuțiile autoarei, în ordinea prezentării în teză, se enumeră în continuare.

1. O prezentare unitară a definițiilor pentru puterea reactivă. Se arată, în urma studiului întreprins, că în ultimul timp au apărut propuneri de înlocuire a puterii reactive cu puterea complementară, fără ca argumentele invocate să fie suficiente.

2. Clasificarea metodelor existente pentru măsurarea puterii reactive și complementare, precum și analiza critică a acestora. Se reliefează importanța analizei armonice secvențiale, precum și dezavantajul timpului îndelungat de măsurare necesitat.

3. Pleoind de la ideea măsurării puterii reactive prin aplicarea în paralel a analizei armonice, se stabilește o nouă relație de calcul pentru aceasta. Ea diferă de relația existentă în literatură prin limitele între care se efectuează una dintre integrale. În cazul măsurării fără asigurarea sincronismului, între rețea și generatorul funcției de ponderare, apar, în integrală, termeni în $\omega \pm \Delta\omega$. Prin aplicarea relației stabilite, ponderea termenilor ce eronează măsurarea scade mult ca urmare a compensărilor.

4. Studiul erorilor ce apar ca urmare a abaterii frecvenței generatorului intern, față de frecvența rețelei, atât în cazul analizei armonice secvențiale, cât și în cazul celei paralele. Studiul dovedește superioritatea relației de calcul ce se propune, față de cea existentă în literatură.

5. Pornind de la relația propusă, cât și de la cea existentă în literatură, se propun estimări numerice pentru calculul puterii reactive în regim periodic nesinusoidal. Se propun de asemenea estimări numerice pentru puterea aparentă, deformantă și complementară precum și pentru componentele curentului, conform definițiilor date de Kusters și Moore.

6. Studiul erorilor cauzate de eșantionare arată că, în toate cazurile, eșantionarea sincronă duce la anularea acestora. Se stabilește o relație acoperitoare pentru aprecierea erorii de cuantizare, în cazul măsurării puterii reactive în regim periodic nesinusoidal. Pentru puterea aparentă se dă o relație mai exactă a erorii de cuantizare. Se trag concluzii importante privind erorile cauzate de defazaje și se adaptează pentru reducerea lor o tehnică cunoscută în literatura de specialitate, constând în inversarea canalelor de măsurare și medierea corespunzătoare a rezultatelor.

7. Se arată că, deși $N = 2n + 1$ reprezintă numărul minim necesar de perechi de eşantioane în determinarea pe cale numerică a puterilor, în cazul puterii reactive onto avantajoasă prelucrarea a $N = 2n + 2$ perechi de eşantioane. În acest caz se reduce mult, practic la jumătate, numărul de operații de multiplicare pretins de calculul puterii reactive și în consecință, durata calculului.

8. Se prezintă algoritmi de calcul pentru determinarea puterii reactive, atât pentru cazul funcționării în timp real ("on-line"), cât și pentru cazul funcționării "off-line". Se deduc caracteristicile structurale ale dispozitivelor de calcul necesare în cele două cazuri. Se propune și un algoritm intermediar, ce determină puterea reactivă prin luarea în calcul a unor eşantioane de tensiune decalate cu RT_e , R fiind prim în raport cu N . Se indică modalitatea de alegere a timpului RT_e , astfel încât să poată fi realizate operațiile de calcul pretinse de algoritm.

Se propun și algoritmi de calcul numeric al puterii aparente, active, deformante și complementare, precum și pentru generarea undelor de curenți reactivi. Se descrie în fond algoritmul după care funcționează un analizor numeric al curentului similar cu varianta sa analogică prezentată în literatură.

9. Pornind de la concluzia că, în majoritatea cazurilor practice, este suficientă măsurarea "off-line" se descrie o strategie de dimensionare a unui astfel de aparat.

Se dau relații de calcul și se studiază erorile pentru diverse variante ale circuitelor de condiționare a semnalelor. Pentru eşantionare și conversie se propun două scheme ce utilizează un singur CAN, declanșarea conversiei și prelucrarea rezultatului acestora făcându-se conform unei tehnici descrise în literatura de specialitate.

10. Se descrie o metodă de sincronizare numerică a frecvenței generatorului semnalului de eşantionare, cu frecvența rețelei în care se măsoară. Se stabilesc erorile ce apar la măsurarea puterii reactive, ca urmare a erorilor intrinseci ale acestei sincronizări numerice. În anexă se prezintă o modalitate de implementare a sincronizării numerice, utilizând circuitul integrat 8253.

11. În vederea simplificării modulelor soft, necesare în cazul măsurării puterii reactive, se propune o schemă pentru achiziția prin DMA a perechilor de eșantioane de tensiune și curent.

Pentru cazul utilizării unor structuri biprocesor se prezintă o modalitate simplă de transferare a datelor între două procesoare. Transferul se realizează trecînd al doilea procesor în starea HOLD și oprind primul procesor, prin READY, pînă la acceptarea stării HOLD de către al doilea procesor.

12. Se descriu, în detaliu, module soft necesare implementării aparatelor destinate măsurării "off-line" a puterii reactive. Se presupune că dispozitivul de calcul este realizat cu microprocesorul 8080.

13. În anexă se prezintă proiectul unei instalații, dezvoltabile, destinate în primă etapă măsurării precise a puterii reactive în regim periodic nesinusoidal. Se practică corecția nulului eșantioanelor prelevate și calculul conform noii relații. Pentru obținerea produselor s-a prevăzut un multiplicator paralel 16x16. Se dau programele de calcul necesare determinării puterii reactive.

14. Pentru verificarea corectitudinii algoritmului implementat în instalația descrisă în anexă, s-a conceput programul SIMER, scris în FORTRAN. Acest program servește și la dimensionarea și verificarea erorilor unor aparate destinate măsurării puterii reactive, în cazul existenței a cel mult 50 de armonici și al prelevării a cel mult 102 perechi de eșantioane.

Programul a permis verificarea concluziilor teoretice privind algoritmul de calcul ce implementează relația propusă, relația privind eroarea cauzată de cuantizare, precum și relația de calcul a erorii cauzate de alunecarea frecvenței de eșantionare.

BIBLIOGRAFIE

1. Budeanu C., "Puissances réactives et fictives", IRE, Bucarest, 1927.
2. Timotin A., Hortopan V., Mastero S., Ifrim A., Preda M., "Lecții de bazele electrotehnicii II", Ed.Did. și Pedag., București, 1964.
3. Pop E., Chivu M., "Măsurări electrice și magnetice", vol.II, Inst.Politehnic Timișoara, 1969.
4. Mocanu C.I., "Teoria circuitelor electrice", Ed.Did. și Pedag., București, 1979.
5. Millea A., "Măsurări electrice, principii și metode" Ed. Tehnică, București, 1981.
6. Pop E., Stoica V., Crișan S., "Măsurări în energetică", Ed.Facla, Timișoara, 1981.
7. Antoniu S.I., Leon M., "Metodă și dispozitiv de analiză și măsurare a puterilor și energiilor în sisteme electroenergetice funcționând în regim deformant", partea I, AMC22, pag.199-210.
8. Antoniu S.I., Leon M., Tuduce R., Idem, partea II, AMC22, pag.211-221.
9. Turgel R.S., "Digital Wattmeter Using a Sampling Method", IEEE Trans. on Instr. and Meas., IM-23, no.4, pag.337-341, 1974.
10. Naforniță I., "Contribuții la măsurarea numerică a puterii și energiei active", Teză de doctorat, IPTVT, 1980.
11. Inigo M.R., "An Electronic Energy and Average Power-Factor Meter with Controllable Nonuniform Rate", IEEE Trans. on Ind.Electronics and Control Instr., vol.IECI-27, no 4, nov. 1980, pag.271-278.
12. Hill J.J., "Design of a Microprocessor-Based Digital Wattmeter", IEEE Trans. on Ind.Electronics and Control Instr., vol.IECI-28, no 3, aug.1981, pag.180-184.
13. Nicolau E. (coordonator), "Măsurări electronice", Ed.Tehnică, București, 1979.
14. Pop E., Stoica V., "Principii și metode de măsurare numerică", Ed.Facla, Timișoara, 1977.
15. Heler A., Daba D., "Măsurarea puterilor reactive din circuite electrice monofazate folosind multiplicatorul Hall", Metrologia aplicată, vol.16, no 12/1969, pag.552-556.
16. Heler A., Daba D., "Scheme electrice de varmetre Hall în curent alternativ și erorile lor de metodă", Metrologia aplicată, vol.17, no 1/1970, pag.22-26.
17. Heler A., Daba D., "Varmetre Hall pentru măsurarea puterilor reactive din circuitele monofazate cu tensiuni sau curenți mici", Electrotehnica, no 3/1970, pag.105-111.
18. Maevski O.A., Goncharov I.P., "Privedennia reaktivnaia moșcinosti elektriceskih, tepei s nelineinimi elementami", Elektriestvo, no 3/1967, pag.22-27.

19. Sawicki J., "The Measurements of Reactive Power $\sum U.I.SIN\varphi$ ", Acta IMEKO, 1976, pag.23-31.
20. Czarnecki L.S., "Measurement Principle of a Reactive Power Meter for Nonsinusoidal System", IEEE Trans. on Instr. and Meas., no 3/sept.1981, pag.209-212.
21. Lopez R.A., Asquerino J.C., Rodriguez-Izquierdo G., "Reactive Power Meter for Nonsinusoidal Systems", IEEE Trans. on Instr. and Meas., no 3, nopt.1977, pag.258-260.
22. Page C.H., "Reactive Power in Nonsinusoidal Situations", IEEE Trans. on Instr. and Meas., Pag.420-423, dec.1980, no.4.
23. Filipski P., "A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in Nonsinusoidal Systems", IEEE Trans. on Instr. and Meas., Pag. 423-426, no.4, dec.1980.
24. Sheperd W., Zakikhani P., "Suggested Definition of Reactive Power for Nonsinusoidal Systems", Proceed. IEE, vol.119, no 9, sept.1972, pag.1361-1362.
25. Sharon D., "Reactive-Power Definitions and Power-Factor Improvement Non-Linear Systems", Proceed.IEE, vol.120, no 6, iunie 1973, pag.704-706.
26. Emanuel A.E., "Suggested Definition of Reactive Power in Non-sinusoidal Systems and Reactive-Power Definitions and Power-Factor Improvement in Nonlinear Systems", Proceed.IEE, vol.121, no 7, iulie 1974, pag.705-706.
27. Kusters N.L., Moore W.J.M., "On the Definition of Reactive Power under Nonsinusoidal Conditions", IEEE Trans. on Power App. and Systems, vol.PAS-99, no 5, sept/oct. 1980, pag. 1845-1854.
28. Stanomir D., Stănăşilă O., "Metode matematice în teoria semnalelor", Ed.Tehnică, Bucureşti, 1980.
29. Angot A., "Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică şi din telecomunicaţii", Edit.Tehnică, Bucureşti, 1965
30. Naforniţă M., "Structuri de aparate de măsurare cu microprocesor", Referat de doctorat, IPTVT, 1981.
31. Gelfand I.M., Şilov G.E., "Funcţii generalizate", Ed.Stiinţifică şi Enciclopedică, Bucureşti, 1983.
32. Antoniu I.S., Gafencu M., "Une autre manière d'établir les expressions des puissances réactive et déformante dans un régime énergétique déformant", Rev.Roum.Sci.Techn., Electrotechn. et Energ., 20,1, pag.35-43, 1975.
33. Antoniu I.S., Gafencu M., "Les puissances dans un système triphasé fonctionnant en régime déformant", Rev.Roum.Sci. Techn. Electrotechn. et Energ., 21, 4, pag.519-530, 1976.
34. Antoniu I.S., Gafencu M., "L'expression des puissances dans un système triphasé déséquilibré et déformant en fonction des composantes symétriques", Rev.Roum.Sci.Techn., Electrotechn. et Energ., 22, 1, pag.3-9, 1977.
35. Gafencu M., "Expressions intégrales des puissances dans un régime énergétique déformant", Rev.Roum.Sci.Techn., Electrotechn. et Energ., 23, 3, pag.331-340, 1978.
36. Pop E., Naforniţă M., "Convertor analog-numeric, paralel-serie", Metrologia aplicată, vol.26, no 2, 1979, pag.67-70.

37. Pop E., Stoica V., Naforniță I., Petriu E., "Tehnici moderne de măsurare", Ed. Facla, Timișoara, 1983.
38. x x x , "Data Acquisition Products Catalog, ANALOG-DEVICES", SUA, 1978.
39. Underhill M.J., "Phase Lock Frequency Synthesis for Communications", Symposium on Phase Lock Loops and Applications, Dept. of Electrical Eng., Delft Univ. of Techn., ian.1980, pag.62-120.
40. Naforniță M., "Funcțiile microprocesorului în aparatura de măsurare", Referat de doctorat, IPTVT, 1981.
41. Sabatier A., "Microprocesseurs, mesures, régulation, automatisme", Mesures, régulation, automatisme, sept.1975, pag.61-70.
42. Sabatier A., "Application pratique des microprocesseurs aux mesures, regulations, automatismes", Mesures, régulation, automatisme, nov. 1975, pag.51-59.
43. Peatman J.B., "Microcomputer-Based Design", Mc.Graw-Hill, New-York, 1977.
44. Johnson R., "The Influence of Microprocessor Technology on Instrument and System Design", Acta IMEKO VIII, 1979, Moscova, pag.51-66.
45. Banks E., Majithia J.C., "Microprocessors : Design and Applications in Digital Instrumentation and Control", IEEE Trans. on Instr. and Meas., vol.IM-25, no 3, sept.1976, pag.245-249.
46. Kosanke K., "Development of Microprocessor Controlled Instruments", Acta IMEKO VIII, S.23, A-5 ÷ A-14.
47. Bond D., "Using Micros and Software to Improve Analogue Instruments", Electronic Engineering, sept.1979, pag.67-76.
48. Schwartz Ph., "Les instruments calculateurs d'aujourd'hui prefigureront l'instrumentation de demain", Électronique ind., no 9, 1981, pag.45-50.
49. Unbehauen H.A., "Microprocessor Real-Time Operating System for Utilisation in Measurements Systems", Acta IMEKO VIII, Moscova, 1979.
50. Ganesan S., "Microprocessor Based Real Time Digital Signal Analyzer", EUSIPCO, 1980, Lausanne.
51. Hug H., "Vollintegrierte digitale Multiplizierer für den Einsatz in Mikrocomputersystemen", Elektronik, no 1, 1980.
52. x x x , "Component Data Catalog, INTEL", SUA, 1980.
53. Lesea A., "Microprocessor Interfacing Techniques", SIBEX, Paris, 1978.
54. Marcus J., "Diskretizația i kvantovanie", Energia, Moskva, 1969.
55. x x x "Application Guide to CMOS Multiplying D/A Converter", ANALOG-DEVICES, 1978, USA.
56. Pop E., "Erori produse de eșantionare la măsurarea puterii" Bul.St. și Tehn. al IPTVT, seria electrotehnică, tom 18(32), fasc.2/1973, pag.135-144.

57. Pop E., Naforniță I., "Asupra erorilor de măsurare a puterii prin metoda multiplicării numerice", *Metrologia aplicată*, vol. 26 nr.3/1979, pag.118-123.
58. Lévine B., "Fondements théoriques de la radiotechnique statistique", Tome I, Edit.MIR, Moscou, 1973.
59. Max J., "Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques", Masson, Paris, 1977.
60. Manolescu P., "Măsurări electrice industriale" vol.I, Ed.Tehnică, București, 1966.
61. Souders M.T., "A bridge Circuit for the Dynamic Characterization of Sample/Hold Amplifiers", *IEEE Trans. on Instrumentation and Meas.*, vol.IM-27, no.4, dec.1978, pag.409-413.
62. Naforniță M., "Estimații și erori cauzate de eşantionare în măsurarea puterii reactive", *Colocviul Național de Metrologie*, București, 1981.
63. Tiron M., "Analiza preciziei de estimare a funcțiilor aleatoare", Ed.Tehnică, București, 1982.
64. Korn A.Granino, "Simularea și măsurarea proceselor aleatoare", Ed.Tehnică, București, 1969.
65. Popescu T., coordonator, "Dicționar de informatică", Edit. Științifică și Enciclopedică, București, 1981.
66. Bodea M., Vătășescu A., Hartular A., Lungu S., Marinescu N., Vild-Maior A.A., "Circuite integrate liniare. Manual de utilizare", vol.I, Ed.Tehnică, București, 1980.
67. Sâmpăleanu M., "Circuite pentru conversia datelor", Ed.Tehnică, București, 1980.
68. Bulucea C., Vais M., Profeta H., "Circuite integrate liniare", Ed.Tehnică, București, 1976.
69. Yaohan Chu, "Bazele proiectării calculatoarelor numerice", Ed.Tehnică, București, 1968.
70. Tiron M., "Prelucrarea statistică și informațională a datelor de măsurare", Ed.Tehnică, București, 1977.
71. Dancoa I., "Microprocesoare. Arhitectură internă, programare, aplicații", Ed.Dacia, Cluj-Napoca, 1979.
72. Ionescu D., Nisipeanu L., Stoica E., "Baze matematice pentru calculatoare numerice", Edit.Tehnică, București, 1978.
73. Oborman R.M.M., "Numărătoare electronice", Ed.Tehnică, București, 1978.
74. Lureșan T., Strugaru C., Stoinescu R., Petriu E., "Microprocesorul 8080 în aplicații", Ed.Facla, Timișoara, 1981.
75. Maican S., "Sisteme numerice cu circuite integrate", Ed.Tehnică, București, 1980.
76. Lupu C., Tepelea V., Purice E., "Microprocesoare. Aplicații", Ed.Militară, București, 1982.
77. x x x , "Burr-Brown 1979 General Catalog", SUA, 1979.
78. Wilbur C.S., Katter R., "Perfect instrument Transformers of Simple and Inexpensive Construction", *Journal of Applied Measurements* 2, pag.22-27, 1974.

79. Moore W.J.M., So E., "A Current-Comparator-Based System for Calibrating Active/Reactive Power and Energy Meters", IEEE Transactions on Instr. and Meas., vol. IM-32, no 1, martie, 1983, pag.147-149.
80. x x x "AM25S258-Eight-Bit by Eight-Bit Combinatorial Multiplier" - Advanced Micro Devices, SUA, 1979.
81. Roman V., "Industrializare, informatizare", în "Noile tehnologii de vîrf și societatea", Ed. Politică, București, 1983.
82. Drăgănescu M., "A doua revoluție industrială. Microelectronica, automatica, informatica - factori determinanți", Ed. Tehnică, București, 1980.

C U P R I N S

	pag.
INTRODUCERE	1
Cap.1. PUTERI	3
1.1. Puterea activă în regim sinusoidal	3
1.2. Puterea aparentă în regim sinusoidal	4
1.3. Puterea reactivă în regim sinusoidal	4
1.4. Puterea activă în regim periodic nesinusoidal	5
1.5. Puterea aparentă în regim periodic nesinusoidal	6
1.6. Puterea reactivă în regim periodic nesinusoidal	6
1.7. Puterea deformantă în regim periodic nesinusoidal	8
1.8. Noi puncte de vedere privind definirea puterii reactive	9
Cap.2. APARATE PENTRU MASURAREA PUTERILOR IN REGIMURI PERIODICE	18
2.1. Aparat pentru măsurarea puterii reactive în regim sinusoidal	18
2.2. Aparat pentru măsurarea puterii reactive în regim periodic, utilizând rețele de defazare	21
2.3. Aparat pentru măsurarea puterilor în regim periodic, utilizând analiza armonică	29
2.4. Aparat pentru măsurarea puterii complementare în regim periodic	37
2.5. Concluzii	39
Cap.3. O NOUA METODA DE MASURARE A PUTERII REACTIVE UTILIZIND ANALIZA ARMONICA	41
3.1. O relație de calcul a puterii reactive, pentru cazul analizei armonice efectuate în paralel	41
3.2. Erori cauzate de variația frecvenței rețelei la măsurarea puterii reactive, prin metoda analizei armonice secvențiale	44
3.3. Erori cauzate de variația frecvenței rețelei la măsurarea puterii reactive, prin metoda analizei armonice paralele	52
3.4. Concluzii	61
Cap.4. ESTIMATIILE NUMERICE ALE PUTERILOR	65
4.1. Estimația pentru puterea activă	65
4.2. Estimația pentru puterea aparentă	66

	pag.
4.3. Estimația pentru puterea reactivă	71
4.4. Estimația pentru puterea complementară	78
4.5. Estimația pentru puterea deformantă	80
4.6. Erori de fază la măsurarea puterii reactive	81
4.7. Concluzii	88
Cap.5. ALGORITMI PENTRU CALCULUL ESTIMAȚIILOR NUMERICE ALE PUTERILOR	90
5.1. Algoritmi pentru calculul estimației nume- rice a puterii reactive	91
5.1.1. Funcția de ponderare a curentului	91
5.1.2. Algoritmi pentru calculul în timp real a estimației numerice	96
5.1.3. Algoritmi pentru calculul "off-line" a esti- mației numerice pentru puterea reactivă	108
5.2. Algoritm pentru calculul estimațiilor nume- rice ale puterii active, aparente și com- plementare	117
5.3. Algoritm pentru calculul estimațiilor nume- rice pentru curenții reactivi	120
5.4. Concluzii	125
Cap.6. TEHNICI HARDWARE SI SOFTWARE PENTRU IMPLEMENTAREA UNOR APARATE DESTINATE MASURARII NUMERICE A PUTE- RII REACTIVE, IN MOD "OFF-LINE"	129
6.1. Definirea structurii aparatului	129
6.2. Circuite pentru condiționarea semnalelor de intrare	134
6.3. Sincronizarea numerică a eșantionării	150
6.4. Operații de intrare-ieșire	153
6.5. Tehnici software pentru implementare unor aparate destinate măsurării numerice a pute- rii reactive, în mod "off-line"	159
6.5.1. Strategii de sincronizare a măsurării	159
6.5.2. Module software pentru implementarea cal- culului puterii reactive	162
6.6. Concluzii	180
Cap.7. CONCLUZII. CONTRIBUTII	181
7.1. Rezultate experimentale	181
7.2. Concluzii	184
7.3. Contribuții originale	187
ANEXA I. Proiectul unei instalații destinate măsurării numerice a puterii reactive în regim periodic nesinusoidal, funcționând în mod "off-line".	A.1
A.1.1. Structura sistemului de calcul	A.2
A.1.2. Programe pentru calculul "off-line" al pu- terii reactive	A.10
ANEXA II. Programul SIMER	A.13
BIBLIOGRAFIE	191

LDC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT	TITLE	REACTIVE	MODULE	PAGE
0000	31313F	1			ARMONICI - 102 ESANTIDANE		
0003	320480	2		INITIALIZARE			
0006	3E3C	3		STERGE INTER.	DE TENS.		
0008	D307	4		PROGRAMARE	PARAT. (08253) MODUL2		
000A	3E89	5		UZH			
000C	D304	6		A*RN AND OFFH	AL FACT. DE DIVIZ. R		
000E	3E01	7		DUT	(PT FREQV. N		
0010	3E04	8		A*RN SHR 8	FACT DE DIVIZ. K IN NRAT. 0		
0012	3E70	9		DUT			
0014	D307	10		A*70H	UMARATORUL (08253) IN MODUL 0		
0016	3E2A	11		DUT			
0018	D305	12		A*NST AND OFFH	OCTET C.M.P.		
001A	3E43	13		DUT			
001C	D305	14		A*NST SHR 8	OCTET C.M.S.		
001E	3E90	15		DUT			
0020	D307	16		A*90H	NUMARATOR 2		
0022	3E6C	17		DUT			
0024	D306	18		A*N+8	NUMARATOR 2		
0026	320580	19		DUT			
0029	FB	20		STA	OCTET, SE INCARCA IN NRAT 2.		
002A	76	21		ELI			
		22		HLT	DEMASCARE IN		
		23			TRUPERILE		
		24			TENS. SE IESSE CU JMP SAU CU RET		
		25					
		26					
		27					
		28					
0038	F5	29		ORQ			
0039	3A0580	30		PUSH	38H		
003C	320480	31		LDA	PSW		
003F	1F	32		STA	INTR		
0040	D2BF00	33		RAR	SMT		
0043	3E0D	34		JNC	PNR		
0045	30	35		MVI	A*00H		
0046	C24300	36		DCR	A		
0049	320680	37		JNL	TENS		
004C	2A0680	38		STA	SINR		
004F	AF	39		LHLD	CONV		
0050	94	40		XRA	A		
0051	32A830	41		SUB	H		
0054	3E00	42		STA	CU+1		
0056	9D	43		MVI	A*00H		
0057	32A730	44		SBB	L		
005A	2A0680	45		STA	CU		
005D	AF	46		LHLD	CONV		
005E	94	47		XRA	A		
005F	32AA30	48		SUB	H		
0062	3E00	49		STA	CI+1		
0064	9D	50		MVI	A*00H		
0065	32A930	51		SBB	L		
0068	0B05	52		STA	CI		
006A	6F	53		IN	05H		
006B	0B05	54		IN	05H.		

; RST 7
 ; SALVEAZA A
 ; CITESTE STA
 ; ANULARE INT
 ; E INTRER. DE
 ; INTRER. DE
 ; PT. STABILIZ
 ; PREGETESTE S
 ; CITESTE DERI
 ; COMPELEMENT
 ; LA LOCATIA C
 ; (OCT. CM.S)

; GENEREZA CON
 ; TIA PENTRU CURENT

; INCARCA IN N
 ; RESTUL NST-AST DIN NUMARATOR (825

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
006D	67	55	MOV H,A
006E	AF	56	XRA A
006F	3E2A	57	MVI A,N2ST AND OFFH
0071	95	58	SUB L
0072	9F	59	MOV H,A
0073	3EA3	60	MVI A,N2ST SHR 8
0075	9C	61	SBB H
0076	57	62	MOV D,A
0077	219999	63	LXI M,VAL
007A	018101	64	LXI B,RMIN
007D	AF	65	XRA A
007E	78	66	MOV A,E
007F	99	67	SUB L
0080	7A	68	MOV A,D
0081	9C	69	SBB H
0082	F29C00	70	JP ALDC
0085	AF	71	XRA A
0086	3E99	72	MVI A,RMAX AND OFFH
0088	91	73	SUB C
0089	3E01	74	MVI A,RMAX SHR 8
008B	98	75	SBB B
008C	CA9C00	76	JZ ALDC
008F	AF	77	XRA A
0090	3E66	78	MVI A,N
0092	85	79	ADD L
0093	6F	80	MOV L,A
0094	3E00	81	MVI A,00H
0096	8C	82	ADC H
0097	67	83	MOV H,A
0098	03	84	TNX B
0099	C37D00	85	JMP STR
009C	3E3C	86	MVI A,3CH
009E	03F8	87	OUT OF8H
00A0	79	88	MOV A,C
00A1	0304	89	OUT 04H
00A3	78	90	MOV A,B
00A4	0304	91	OUT 04H
00A6	3E70	92	MVI A,70H
00A8	0307	93	OUT 07H
00AA	3E2A	94	MVI A,N2ST AND OFFH
00AC	0305	95	OUT 05H
00AE	3EA3	96	MVI A,N2ST SHR 8
0080	0305	97	OUT 05H
0082	3E90	98	MVI A,90H
0084	0307	99	OUT 07H
0086	3E6E	100	MVI A,N+8
0088	0306	101	OUT 06H
008A	F1	102	POP PSW
008B	FR	103	EI
008C	C3DE00	104	JMP ANAKE
008F	DB90	105	IN 90H
00C1	FE08	106	IN 08H
00C3	CACD00	107	IN NERS
00C6	3E01	108	MOV A,01H
00C8	0320	109	OUT 20H

; DETERMINA REPUNE IN E NST (BITII C.P.S.)

; DETERMINA REPUNE IN D PERIODA NSTIC.M.SI

; INCARCA IN PRIMA VALOARE A LIMITEI LUI NST
 ; CE DETERMINA MINIM
 ; COMPARA NST LIMITA CE DETERM. VALUAR REPORT.
 ; DE DIVIZIE

; COMPARA R NT CU VALOAREA MAXIMA A SA, RMAX

; INCREM. CU VAL, LIMITA CU CARE SE
 ; COMPARA NST. STABILIRA VALORIT R

; PROGRAMARE NT. 0, MOD2, CU VALOAREA R GASITA

; OCT. C.M.P.

; PROGRAMARE NEARATOR 2, MOD 0

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT	COMMENT
00CA	C3D100	110	JMP	IES
00CD	3E00	111	MVI	A,00H
00CF	D320	112	OUT	ZOH
00D1	3AAC3D	113	LDA	MARCA
00D4	1F	114	RAR	
00D5	DADA00	115	JC	SALV
00D8	F1	116	POP	PSW
00D9	C9	117	RET	
00DDA	F1	118	POP	PSW
00DB	C32401	119	JMP	BRAKE
00DE	11AD3D	120		
00E1	0600	121	MARE:LXI	D,LEUI
00E3	3E01	122	MVI	B,00H
00E5	32AC3D	123	MVI	A,01H
00E8	3A0580	124	STA	MARCA
00EB	17	125	LDA	BIT
00EC	D2E800	126	RAL	
00EF	00	127	JNC	FTL
00F0	2A0680	128	NOP	
00F3	13	129	LWLD	CONV
00F4	EB	130	INX	D
00F5	A7	131	XCHG	
00F6	3AA83D	132	ANA	A
00F9	82	133	LDA	CU+1
00FA	77	134	ADD	D
00FB	28	135	MOV	M,A
00FC	3AA73D	136	DCX	H
00FF	88	137	LDA	CU
0100	77	138	ADC	E
0101	EH	139	MOV	M,A
0102	13	140	XCHG	
0103	13	141	INX	D
0104	13	142	INX	D
0105	2A0680	143	INX	D
0108	A7	144	LWLD	D
0109	EB	145	ANA	A
010A	3AAA3D	146	XCHG	
010B	82	147	LDA	CI+1
010E	77	148	ADD	D
010F	28	149	MOV	M,A
0110	3AA93D	150	DCX	H
0113	86	151	LDA	CI
0114	77	152	ADC	E
0115	EB	153	MOV	M,A
0116	13	154	XCHG	
0117	13	155	INX	D
0118	04	156	INX	D
0119	78	157	INR	B
011A	FE66	158	MOV	A,B
011C	DAE800	159	CPI	N
011F	3E00	160	JC	FTL
0121	32AC3D	161	MVI	A,00H
0124	01AF3D	162	STA	MARCA
0127	3E01	163	MARE:LXI	D,LP
		164	MVI	A,01H

; NU A FOST
 ; INTERRUPT
 ; ACHIZITIE
 ; ACHIZITIE
 ; TESTIRE FOR
 ; METERMINAT
 ; INITIT. PO
 ; SI CONTORU
 ; PUNE MARCA
 ; CAUTA DAGA

; PRELUARE ES
 ; PUNE POINT
 ; ADU IN M,L
 ; ANULEAZA C
 ; CORECTEAZA
 ; DEPUNE
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; PUNE POINT

; PRELUARE ES
 ; ANULEAZA C
 ; CORECTEAZA
 ; DEPUNE
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA

; ANULEAZA C
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA

; ANULEAZA C
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA
 ; PUNE POINT
 ; CORECTEAZA

; ANULEAZA MARCA DE ACHIZ. (ACHIZ. TERMINATA)
 ; INIT. POINTER LISTA PRODUSE
 ; INIT. C-1

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
0129	32983D	165	STA ADRC
012C	21CE07	166	LXI HALF
012F	229D3D	167	SHLD ALF
0132	11AD3D	168	LXI D,LEUI
0135	3E00	169	MVI A,00H
0137	329C3D	170	STA ADJ
013A	2A9D3D	171	LHLD ALF
013D	7E	172	MQV A,M
013F	320080	173	STA MPX
0141	23	174	INX H
0142	7E	175	MQV A,M
0143	320180	176	STA MPX+1
0146	23	177	INX H
0147	229D3D	178	SHLD ALF
014A	13	179	INX D
014B	13	180	INX D
014C	1A	181	LDAX STA
014D	320280	182	STA MPY
0150	13	183	INX D
0151	1A	184	LDAX D
0152	320380	185	STA MPY+1
0155	69	186	MQV L,C
0156	60	187	MQV M,B
0157	3A0080	188	LDAX MPI
015A	77	189	MQV M,A
015B	23	190	INX H
015C	3A0180	191	LDAX MP2
015F	77	192	MQV M,A
0160	23	193	INX H
0161	3A0280	194	LDAX MP3
0164	77	195	MQV M,A
0165	23	196	INX H
0166	3A0380	197	LDAX MP4
0169	77	198	MQV M,A
016A	23	199	INX H
016B	44	200	MQV B,H
016C	4D	201	MQV C,L
016D	3A9C3D	202	LDAX ADJ
0170	3C	203	INR A
0171	329C3D	204	STA ADJ
0174	FE66	205	CPI N
0176	DA4A01	206	JC ET3
0179	3A9B3D	207	LDAX ADRC
017C	3C	208	INR A
017D	3C	209	INR A
017E	32983D	210	ADRC
0181	FE31	211	LIM
0183	F28901	212	CPI CHARE
0186	C33201	213	JP ET2
0189	3E00	214	MVI A,00H
018B	32A33D	215	STA ADK
018E	01A03D	216	LXI B,LEUI
0191	210000	217	M,0000H
0194	22743D	218	SHLD SQ
0197	22763D	219	SHLD SQ+2

; INIT. POIN LISTA FUNC. DE PRODUSE

; INIT. POIN LISTA ESANT.

; INITIALIZ.

; ADU POINTER LISTEI FUNCTIEI DE PONDERARE
 ; INCARCA IN LISTRUL X AL MULTIPLICATORULUI
 ; PARALEL VALORILE ALE FUNCTIEI DE PONDERARE A
 ; CURENTULUI

; PREGATESTE DEP. POINTERUL LISTEI FUNCTIEI

; DE PONDERARE LISTEI ESANT. SA INDICE

; NU ESANTION CURENT

; INCARCA IN Y AL MULTIPLICATORULUI

; PARALEL VALORILE ALE FUNCTIEI DE CURENT

; PREIA DIN REGISTRUL DE IESIRE AL MULTIPLIC.

; CONTORULUI PARALEL CU 4 OCTETI AI PRODUSULUI

; SI-I DEPUNE IN LISTA DE PRODUSE

; PREG. SI DEPUNE POINTERUL LISTEI DE PRODUSE

; INCREMENT. CONTORULUI J

; TESTEAZA CONTORUL J PT. TERMIN. PRODUSELOR PT.0

; VALOARE FC

; INCREMENT. CU 2 A CONTORILUI C

; TESTEAZA CONTORUL C PT. DETECTAREA TERMINARII

; GENERARII LISTEI PKOU.

; INIT. CONTOR K SI POINTERUL LISTEI ESANT.

; ANULAREA ACUMULATORULUI SQ

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
019A	227830	220	SHLD S0+4
019D	227A3D	221	SHLD S0+6
01A0	1E00	222	MVI E,00H
01A2	210000	223	LXI H,0000H
01A5	226F3D	224	SHLD S
01A8	22713D	225	SHLD S+2
01AB	22723D	226	SHLD S+3
01AE	78	227	MOV A,E
01AF	21A33D	228	LXI H,ADK
01B2	96	229	SUB M
01B3	1F	230	RAR
01B4	02FA01	231	JNC C05
01B7	17	232	RAL
01B8	FE33	233	CPI
01BA	CAFA01	234	JZ LIM+2
01BD	FECF	235	CPI
01BF	CAFA01	236	JZ MLIM
01C2	17	237	RAL
01C3	0A2102	238	JC C06
01C6	1F	239	RAR
01C7	3E31	240	RAR
01C9	92	241	MVI
01CA	DAD001	242	SUB
01CD	C33502	243	JC C03
01D0	57	244	JMP C08
01D1	3E66	245	MOV D,A
01D3	92	246	MVI A,N
01D4	57	247	SUB D
01D5	0DA902	248	MOV D,A
01D8	2A13D	249	CALL LPCJ
01D8	44	250	LHLD PCJ+2
01DC	40	251	MOV B,H
01DD	2A9F3D	252	MOV C,L
01E0	AF	253	LHLD PCJ
01E1	9D	254	XRA A
01E2	32A23D	255	SUB B
01E5	3E00	256	STA PCJ+3
01E7	99	257	MVI A,00H
01E8	32A13D	258	SBB C
01E8	3E00	259	STA PCJ+2
01E8	9C	260	MVI A,00H
01EE	32A03D	261	SBB H
01F1	3E00	262	STA PCJ+1
01F3	9D	263	MVI A,00H
01F4	329F3D	264	SBB L
01F7	0DFE02	265	STA PCJ
01FA	1C	266	CALL AD54
01FB	78	267	INR E
01FC	FE66	268	MOV A,E
01FE	DAE01	269	CPI N
0201	0A	270	JC C02
0202	32A43D	271	LDAX B
0205	03	272	STA LTK
0206	0A	273	LDAX H
0207	32A53D	274	STA LTK+1

; ANULARE
 ; ANULARE
 J
 LAT. S

; DEPLASARE
 ; TESTARE P
 ; RESTAURARE
 ; TESTARE C
 -K
 TESTUL PARTITII LUI C
 LE C

; TESTEAZA
 ; C NEGATIV
 ; RESTAURARE
 ; TEST LIM
 ; DA
 ; NU
 ; CALCULEAZA
 L LUI C
 NTOR C ; C LIM P

; MEMOREAZA
 ; CHEAMA SUB
 ; ADUCF OPER
 NA LPCJ
 L

; ANULEAZA S
 ; COMPLEMENT
 ; COMPLEMENT
 ; COMPLEMENT
 ; COMPLEMENT
 ; COMPLEMENT
 ; COMPLEMENT
 ; CHEAMA SUB
 ; INCREMENT
 ; ADU CONTOR
 ; DA
 ; EXTRAGE ES
 ; I-L INTROD

SI ACUMULATORUL
 DEPUNE OCTETUL C.M.P.S.
 DEPUNE OCTETUL 2
 DEPUNE OCTETUL 3
 DEPUNE OCTETUL C.M.S
 NA ADUN54.
 NTUR J
 T. COMPARARE,C&N.*
 DE TENS. CURENT SI
 LUCATILE LTK SI LTK+1

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT	EFFECT. IN
0200A	CD3703	275	CALL INH52	: EFFECT. IN
0200D	CD0904	276	CALL AD88	: EA LA SQ
0210	03	277	INX B	: PUNTERUL
0211	03	278	INX B	: NOU ESANT
0212	3AA33D	279	LDA ADK	: INCREM. K SI TEST K<N?
0215	3C	280	INR A	
0216	32A33D	281	STA ADK	
0219	FE66	282	CPI N	
021B	0AA001	283	JC COL	: DA
021E	C33E02	284	JMP SCALA	: NU
0221	1F	285	RAR	: RESTAURARE
0222	57	286	MOV D,A	
0223	3E00	287	HVI A,00H	
0225	92	288	SUB D	
0226	57	289	MOV D,A	: MEMOREAZA
0227	AF	290	XRA A,LIM	: TESTEAZA LIM
0228	3E31	291	HVI A,LIM	
022A	92	292	SUB D	
022B	DA3102	293	JC C07	: DA
022E	C3D501	294	JMP C04	
0231	3E66	295	HVI A,N	: CALCULEAZA C-C
0233	92	296	SUB D	
0234	57	297	MOV D,A	
0235	CD4902	298	CALL LPCJ	: CHEAMA SUBROGATA LPCJ
0238	CFE02	299	CALL AD54	: CHEAMA SUBROGATA ADUN54
023B	C3FA01	300	JMP C05	
023E	3A743D	301	SCALA:LDA SQ	: TESTEAZA SEMNUL REZULTATULUI SQ
0241	17	302	RAL	
0242	DA4C02	303	JC MINUS	
0245	3E00	304	HVI A,00H	: OPERAND POZITIV: ZERO LA AFIS DE SEMN
0247	0310	305	OUT IOH	
0249	C36D02	306	JMP DEPL	
024C	3E01	307	MINUS:MVI A,01H	: OPERAND NEGATIV: 1 LA AFIS. DE SEMN
024E	D310	308	OUT IOH	
0250	3E08	309	HVI A,08H	
0252	32AB3D	310	STA CMP8	: INCEPE COMPLEMENT. REZULT.
0255	21783D	311	LXI H,SQ+7	
0258	AF	312	A	
0259	9E	313	M	: ANULEAZA A SI CARRY
025A	77	314	MOV M,A	
025R	3E00	315	HVI A,00H	
025D	28	316	DCX H	
025E	3AA83D	317	LDA CMP8	: DECREMENT. CONTOR DE OCTETI DE COMPLEMENTAI
0261	3D	318	DCR A	
0262	32AB3D	319	STA CMP8	
0265	CA6D02	320	JZ DEPL	: SPIRIST DE COMPLEMENTARE
026R	3E00	321	HVI A,00H	
026A	C35902	322	JMP REL	
026D	0603	323	HVI B,03H	: DELASARE SQ (SQ.2-34) ADICA PRIMII 4
026F	0EFC	324	HVI C,0FCH	: OCTETI DE DEPLAS. CU 2 POZITII SPRE DREAPTA
0271	3A773D	325	LDA SQ+3	: ASAMBLEAZA OCTETII ULTIMII 2 BITI DIN SQ+2 SI
0274	11	326	ANA C	: PRIMII 6 DIN SQ+3
0275	1F	327	RAK	
0276	1F	328	RAK	
0277	6F	329	MOV L,A	

LDC	ORG	LINE	SOURCE STATEMENT
0278	3A763D	330	LDA 50+2
0278	A0	331	ANA B
027C	0F	332	RRC
027D	0F	333	RRC
027E	85	334	ADD
027F	320F80	335	STA
0282	3A763D	336	LDA 50+2
0285	A1	337	ANA C
0286	1F	338	ANA
0287	1F	339	RAR
0288	6F	340	RAR
0289	3A753D	341	MOV 50+1
028C	A0	342	LDA B
028D	0F	343	ANA
028E	0F	344	RRC
028F	85	345	RRC
0290	320A80	346	ADD
0293	3A753D	347	STA
0296	A1	348	LDA 50+1
0297	17	349	ANA C
0298	17	350	RAL
0299	6F	351	RAL
029A	3A743D	352	MOV 50
029D	A0	353	LDA B
029E	0F	354	ANA
029F	0F	355	RRC
02A0	85	356	RRC
02A1	320980	357	ADD
02A4	320580	358	STA
02A7	FB	359	STA
02A8	76	360	ELI
02A9	C5	361	HLT
02AA	E5	362	B
02AB	F5	363	H
02AC	01AF3D	364	PSM
02AF	AF	365	B,LP
0280	320080	366	A
0283	3E66	367	MPX
0285	320180	368	A,N
0288	7A	369	MPX+1
0289	3D	370	A+0
028A	17	371	A
028B	320380	372	MPY+1
028E	3E00	373	A,00H
02C0	320280	374	MPY
02C3	3A0380	375	MP4
02C6	81	376	C
02C7	6F	377	L,A
02C8	3A0280	378	MP3
02C8	80	379	B
02CC	67	380	H,A
02CD	78	381	A,E
02CF	320180	382	MPX+1
02D1	AF	383	A
02D2	320080	384	MPX

LPCJ:

: SALVAREA RETELOR IN STIVA
 : DEMASCARE INTERRUPTERII
 : SE PUNE IN BIF PONTIERUL LISTEI PRODUSELOR
 : SE TRANSFERA LA MULTIPLICATOR
 : SE TRANSFERA (2(C-1)) LA MULTIPLICATOR
 : SE CALCULEAZA OCTETUL C.M.P.S. DIN LP+2N(C-1)
 : SE CALC. OCTETUL C.M.S DIN LP+2N(C-1)
 : SE TRANSFERA LA MULTIPLICATOR

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
02D5	320280	385	STA MPY
02D8	3E04	386	MVI A,04H
02DA	320380	387	STA MPY+1
02DD	3A0380	388	LDA MP4
02E0	85	389	ADD L
02E1	6F	390	MOV L,4
02E2	3A0280	391	LDA MP3
02E5	8C	392	ADC H
02E6	67	393	MOV H,A
02E7	7E	394	MOV A,M
02E8	329F3D	395	STA PCJ
02E9	23	396	INX H
02EC	7E	397	MOV A,M
02ED	32A03D	398	STA PCJ+1
02F0	23	399	INX H
02F1	7E	400	MOV A,M
02F2	32A13D	401	STA PCJ+2
02F5	23	402	INX H
02F6	7E	403	MOV A,M
02F7	32A23D	404	STA PCJ+3
02FA	F1	405	POP PSW
02FB	F1	406	POP H
02FC	C1	407	PDP B
02FD	C9	408	RET
02FE	C5	409	PUSH B
02FF	D5	410	PUSH D
0300	E5	411	PUSH H
0301	F5	412	PUSH PSW
0302	21733D	413	LXI H,S+4
0305	11A23D	414	LXI D,PCJ+3
0308	0604	415	MVI B,04
030A	A7	416	ANA A
030B	1A	417	LDAX D
030C	8E	418	ADC H
030D	77	419	MOV H,A
030E	28	420	DCX M
030F	18	421	DCX D
0310	05	422	DCR A
0311	3E00	423	MVI A,00H
0313	17	424	KAL C,A
0314	4F	425	MOV A,8
0315	78	426	MOV A,8
0316	FE00	427	CPL A
0318	CA2003	428	JZ A02
031B	79	429	MOV A,C
031C	1F	430	RAR
031D	C30B03	431	JMP A01
0320	13	432	INX D
0321	1A	433	LDAX D
0322	FE00	434	CPI 00H
0324	DA2C03	435	JC A03
0327	3E00	436	MVI A,00H
0329	C32E03	437	JMP A04
032C	3EFF	438	MVI A,0FFH
032E	A7	439	ANA A

; SE TRANS LA MULTIPLICATOR

; SE CALCUL L+J+2N(C-1)

; SE EXTRAGE PRODUSUL CAUTAT SI SE DEPUNE
 ; IN YONA PCJ (C.M.S) : PCJ+3 (C.M.P.S.)

; RESTAURAREA REGISTRELOR

; SALVAPEA REGISTRELOR

; INITIALIZEAZA PUNTEK ACUMUL. S
 ; PUNE PUNTEK T. OCT. C.M.P.S. AL LPCJ
 ; INITIALIZEAZA PUNTEK ACUMUL. S
 ; ANULEAZA CARRY
 ; ADUNAREA SI DEPLASAREA UNUI OCTET

; MODIFICA PUNTEK ACUMULATOR
 ; MODIFICA PUNTEK LPCJ
 ; DECREMENT. PUNTEK ACUMULATOR
 ; SALVEAZA CARRY IN REGISTRUL C

; TESTARE CARRY

; RESTAURARE CARRY

; TESTAREA SEMNULUI OPERANDULUI AL
 ; I-LFA SI GENERAREA UNUI OCTET
 ; SUPPLEMENTAR. CONFORM SEMNULUI

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
032F	01	440	ADD C
0330	0E	441	ADC H
0331	77	442	MOV M+A
0332	F5	443	PUSH PSM
0333	E5	444	PUSH H
0334	05	445	PUSH D
0335	C5	446	PUSH B
0336	C9	447	RET
0337	E5	448	INMS2: PUSH H
0338	05	449	PUSH D
0339	C9	450	PUSH B
033A	F5	451	PUSH PSM
033B	3E00	452	MVI A,00H
033D	32A63D	453	STA KCH
0340	3A6F3D	454	LDA S
0343	17	455	RAL
0344	D25403	456	JNC
0347	DCAB04	457	CC
034A	3AA63D	458	LDA KCH
034D	3C	459	INR A
034E	32A63D	460	STA KCH
0351	C36603	461	JMP IO2
0354	2A6F3D	462	LHLD S
0357	22963D	463	SHLD SC
035A	2A713D	464	LHLD S+2
035D	22963D	465	SHLD SC+2
0360	3A733D	466	LDA S+4
0363	329A3D	467	STA SC+4
0366	3AA43D	468	LDA LTK
0369	17	469	RAL
036A	D27A03	470	JNC IO3
036D	DC9504	471	CC
0370	3AA63D	472	LDA KCH
0373	3C	473	INR A
0374	32A63D	474	STA KCH
0377	C3B003	475	JMP IO4
037A	2AA43D	476	LHLD LTK
037D	22943D	477	SHLD TKC
0380	210000	478	LXI H,0000H
0383	227C3D	479	SHLD AC1
0386	227E3D	480	SHLD AC1+2
0389	22803D	481	SHLD AC1+4
038C	22823D	482	SHLD AC1+6
038F	22843D	483	SHLD AC2
0392	22863D	484	SHLD AC2+2
0395	22883D	485	SHLD AC2+4
0398	228A3D	486	SHLD AC2+6
039E	228E3D	487	SHLD AC3+2
03A1	22903D	488	SHLD AC3+4
03A4	22923D	489	SHLD AC3+6
03A7	2A943U	490	LHLD TKC
03AA	22028D	491	SHLD MPY
03AD	2A993D	492	SHLD SC+3
03B0	22008D	493	SHLD MPX
		494	

; SE ADUNA PARTI VECHI MEMORAT IN C
 ; ADUNAREA DE DATE LUI SUPPLEMENTAR SI
 ; DEPUNE REASA
 ; RESTAURAREA DISTRELOR

; SALVARE REGISTRE IN SIIVA

; CONTOR NUMARUL COMPLEMENTARI

; DA
 ; NU NUMARUL DE DATE SE NEG. SE COMPLEM.
 ; SE MARCHIAZA SA AVUT L.OC O COMPLEM.

; S SE MUTA IN C

; ESANT. DE TESTARE. > SAU = 0 ?

; DA
 ; NU SE COMPLEMENTEAZA
 ; SE MARCHIAZA SA AVUT LOC O COMPLEM.

; MUTA (CL) IN SA TKC

; ANULEAZA REGISTRE PRODUSE PARTIALE

TKC
 CH

; INCARCA MPX CU ESANT. /U/

; INCARCA MPY CU 2 OCTETI DIN /S/

L0C OBJ SOURCE STATEMENT

LINE	OBJ	SOURCE STATEMENT	COMMENT
0383	2A0280	LHLD MP3	
0386	228230	SHLD AC1+6	; DEPUNE IN AC1+6 OCTETI DIN PRODUS
0389	2A0080	LHLD MP1	
038C	228030	SHLD AC1+4	; INCARCA MPX (ALTI 2 OCTETI DIN /S/
038F	2A9730	LHLD SC+1	; FORMEZA IN AL 2 LEA PRODUS PARTIAL
03C2	220080	SHLD MPX	; SEPARA SIBERIN DE BITUL C.M.P.S. DIN OCT. 1
03C5	0601	MVI B,01H	; VAL. PRODUS PARTIAL 2
03C7	0EFE	MVI C,OFEH	
03C9	3A0380	LDA MP4	
03CC	A0	ANA B	
03CD	0F	RRC	
03CE	328A3D	STA AC2+6	
03D1	3A0380	LDA MP4	; DEPLASARE DREAPTA A OCTETILOR 1 : 4 PROD. P. 2
03D4	A1	ANA C	; (CU 1 BIT)
03D5	0F	RRC	
03D6	57	MOV D,A	
03D7	3A0280	LDA MP3	
03DA	A0	ANA B	
03DB	0F	RRC	
03DC	B2	ORA	
03DD	32893D	STA AC2+5	; DEPUNE OCT. DEPLAS.
03E0	3A0280	LDA MP3	
03E3	A1	ANA C	
03E4	0F	RRC	
03E5	57	MOV D,A	
03E6	3A0180	LDA MP2	
03E9	A0	ANA B	
03EA	0F	RRC	
03EB	B2	ORA	
03EC	32883D	STA AC2+4	; DEPUNE OCTETUL 2 DEPLASAT AL PROD. PR. 2
03EF	3A0180	LDA MP2	
03F2	A1	ANA C	
03F3	0F	RRC	
03F4	57	MOV D,A	
03F5	3A0080	LDA MP1	
03F6	A0	ANA B	
03F9	0F	RRC	
03FA	32873D	STA AC2+3	; DEPUNE OCTETUL 3 DEPLASAT ALROD. P. 2
03FD	3A0080	LDA MP1	
0400	A1	ANA C	
0401	0F	RRC	
0402	32863D	STA AC2+2	; DEPUNE OCTETUL 4 DEPLAS. AL PROD. P. 2
0405	3E00	MVI A,00H	; INCARCA MPX ED (KSCY), UN SINGUR OCTET
040A	3A963D	STA MPX	
040D	320180	LDA MPX+1	
0410	0603	STA SC	
0412	0EFC	MVI B,03H	
0414	3A0380	LDA C,OFCH	
0417	A0	ANA B	; SEPARA BITII DIN OCTETUL 1 AL PROD. P. 3
0418	0F	RRC	
0419	0F	RRC	
041A	32903D	STA AC3+4	
041D	3A0380	LDA MP4	
0420	A1	ANA C	; DEPLASARE DREAPTA A OCT. 1 : 4 PROD. P. 3 (2 B

LOC	ORG	LINE	SOURCE STATEMENT
0421	OF	550	RRC
0422	OF	551	RRC
0423	57	552	MOV D,A
0424	3A0280	553	LDA MP3
0427	A0	554	ANA R
0428	OF	555	RRC
0429	OF	556	RRC
042A	B2	557	DRA
042B	328F3D	558	STA
042E	3A0280	559	LDA AC3+3
0431	A1	560	MP3
0432	OF	561	ANA C
0433	OF	562	RRC
0434	57	563	MOV D,A
0435	3A0180	564	LDA MP2
0438	A0	565	ANA B
0439	OF	566	RRC
043A	OF	567	RRC
043B	B2	568	DRA
043C	328E3D	569	STA
043F	3A0180	570	LDA AC3+2
0442	A1	571	MP2
0443	OF	572	ANA C
0444	OF	573	RRC
0445	57	574	MOV D,A
0446	3A0080	575	LDA MP1
0449	A0	576	ANA B
044A	OF	577	RRC
044B	OF	578	RRC
044C	B2	579	DRA
044D	328D3D	580	STA
0450	3A0080	581	LDA AC3+1
0453	A1	582	MP1
0454	OF	583	ANA C
0455	OF	584	RRC
0456	328C3D	585	RRC
0459	218C3D	586	STA
045C	11843D	587	LXI H,AC3
045E	CDD904	588	LXI D,AC2
0462	117C3D	589	CALL ADDR
0465	CDD904	590	CALL D,AC1
0468	3AA63D	591	LDA ADDR
046B	1F	592	LDA KCM
046C	D29004	593	RAR
046F	3E08	594	JNC I05
0471	32AB3D	595	MVI A,0BH
0474	21933D	596	STA CMP8
0477	AF	597	LXI H,AC3+7
0478	9E	598	XRA A
0479	77	599	MVI M
047A	3E00	600	SBB M,A
047C	17	601	RAI A,00H
047D	47	602	RAL
047E	3AAB3D	603	MOV B,A
0481	3D	604	LDA CMP8
			DCR A

: DEPUNE OCT. 3. PROD. P. 3. DEPLASAT CU 2 BITI

: DEPUNE OCT. 3. PROD. P. 3. DEPLAS. CU 2 BITI

: DEPUNE OCT. 3. PROD. P. 3. DEPLAS. CU 2 BITI

: DEPUNE OCT. 3. PROD. P. 4. DEPLAS CU 2 BITI
: ADUNARE PE 8 OCT. FORMAREA PROD.
: PRODUS FORMAT IN AC3
: COMPLEM. PROD. DACA UN OP.
: A FOST NEG.
: COMPLEM. 8 OCT.

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
0482	32A83D	605	STA CHPA
0485	FE00	606	CPI 00H
0487	CA90G4	607	JJ 105
048A	28	608	DCX H
048B	78	609	MOV A,B
048C	1F	610	RAR
048D	C37804	611	JMP CM8
0490	F1	612	POP PSM
0491	C1	613	POP 0
0492	D1	614	POP D
0493	E1	615	POP H
0494	C9	616	RET
0495	E5	617	PUSH H
0496	F5	618	PUSH PSM
0497	21A436	619	LXI H,LTK
049A	AF	620	XRA A
049B	95	621	SUB L
049C	329530	622	STA TKC+1
049F	3E00	623	MVI A,00H
04A1	9C	624	SBB H
04A2	329430	625	STA TKC
04A5	F1	626	POP PSM
04A6	E1	627	POP H
04A7	C9	628	RET
04A8	E5	629	PUSH H
04A9	D5	630	PUSH D
04AA	C5	631	PUSH B
04AB	F5	632	PUSH PSM
04AC	3A733D	633	LDA S+4
04AF	47	634	MOV B,A
0480	2A713D	635	LHLD S+2
0483	E8	636	XCHG
0484	2A6F3D	637	LHLD
0487	AF	638	XRA
0488	90	639	SUB A
0489	329A3D	640	STA B
048C	3E00	641	MVI SC+4
048E	9A	642	MVI A,00H
048F	32993D	643	SBB D
04C2	3E00	644	STA SC+3
04C4	98	645	MVI A,00H
04C5	32983D	646	SBB E
04C8	3E00	647	STA SC+2
04CA	9C	648	MVI A,00H
04C8	32973D	649	SBB H
04CE	3E00	650	STA SC+1
04D0	9D	651	MVI A,00H
04D1	32963D	652	L A
04D4	F1	653	STA SC
04D5	C1	654	POP PSM
04D6	D1	655	POP B
04D7	E1	656	POP D
04D8	C9	657	POP H
04D9	E5	658	RET
04DA	C5	659	PUSH H

; RESTAURARE REGISTRE DIN STIVA

; SALVAREA REGISTRELOR

; ADUCEREA OPERANDULUI
; COMPLEM. SI PUNE I OCT

; COMPLEM SI D. 2 OCT.

; RESTAURARE REGISTRE

; ADUCEREA OPERANDULUI DIN S IN REG. INTERNE

; RESTAURARE REGISTRE

; SALVAREA REGISTRE

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
04DB	D5	660	PUSH 0
04DC	F5	661	PUSH PSM
04DD	0608	662	MVI 8,08
04DF	21783D	663	LXI H,SQ+7
04E2	11933D	664	LXI D,AC3+7
04E5	A7	665	AWA A
04E6	1A	666	LDAX 0
04E7	8E	667	ADC S
04E8	77	668	MOV M,A
04E9	28	669	DCX H
04EA	18	670	DCX D
04EB	05	671	DCR B
04EC	3E00	672	MVI A,00H
04EF	17	673	KAL
04EF	4F	674	MOV A,A
04F0	78	675	MOV A,B
04F1	FE00	676	CPI 0GH
04F3	CAF804	677	JZ A06
04F6	79	678	MOV A,C
04F7	1F	679	RAR
04F8	C3F604	680	JMP A05
04F8	F1	681	POP PSM
04FC	D1	682	POP D
04FD	C1	683	POP R
04FE	E1	684	POP H
04FF	C9	685	RET
		686	;
		687	;
		688	;
		689	;
		690	;
		691	LISTA VALORILOR FUNCTIET DE PENERARE
		692	;
		693	;
		694	;
		695	;
		696	;
		697	;
		698	;
07CE		699	LF: ORG 7CFH
07CF	7F		DP 7FH,0FFH
07CF	FF		
07D0	2A	700	DR 2AH,8FH
07D1	8F		
07D2	19	701	DR 19H,68H
07D3	68		
07D4	12	702	DR 12H,02H
07D5	02		
07D6	00	703	DB 0DH,0DCH
07D7	DC		
07D8	03	704	DB 0BH,31H
07D9	31		
07DA	09	705	DB 09H,51H
07DB	51		
07DC	07	706	DB 07H,0F8H
07DD	86		

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT
070E	06	707	06H,005H
070F	05	708	05H,0F4H
0710	05	709	05H,39H
0711	04	710	04H,9AH
0712	04	711	04H,11H
0713	03	712	03H,98H
0714	03	713	03H,2CH
0715	02	714	02H,0C6H
0716	02	715	02H,71H
0717	02	716	02H,1EH
0718	01	717	01H,000H
0719	01	718	01H,87H
0720	01	719	01H,41H
0721	00	720	00,0FEH
0722	00	721	00,080H
0723	00	722	00,7DH
0724	00	723	00,3EH
0725	00	724	
0726	00	725	
0727	00	726	
0728	00	727	
0729	00	728	
0730	00	729	
0731	00	730	
0732	00	731	
0733	00	732	
0734	00	733	
0735	00	734	
0736	00	735	
0737	00	736	
0738	00	737	
0739	00	738	
0740	00	739	
0741	00	740	
0742	00	741	
0743	00	742	
0744	00	743	
0745	00	744	

306F
 306F
 3074
 307C
 3084
 308C
 3094
 3096
 3098
 309C
 309D
 309F
 30A3
 30A4
 30A6
 30A7
 30A9

306FH

```

;
;
; ACUMULATOR PRODUS PARTIAL 1
; ACUMULATOR PRODUS PARTIAL 2
; ACUM. PROD. 1 2
; ESANT. DR. TEN. COMPLEMENT.
; SUMA S COMPLEMENT.
; CONTOR C
; CONTOR J
; PINTER LISTA DE FUNCTII
; PRODUSUL CJ
; CONTOR K
; ESANTION DE TENSIGNE
; CONTOR DE COMPLEMENTARI
; CORECTII DE TENSIGNE
; CORECTIE DE CURENT
    
```

LOC	OBJ	LINE	SOURCE STATEMENT	CONTOR OCTET	DE COMPLEMENTAT
30AB		745	CMPB: DS 1		
30AC		746	MARCA: DS 1 ; FANTOM ACHIZITIE		
0066		747	N EQU 66H		
30AD		748	LEUI: DS 2		
30AF		749	LP: DS 2		
9999		750	;		
0181		751	VAL EQU 9999H		
0199		752	RMIN EQU 181H		
0031		753	RMAX EQU 199H		
0189		754	LIM EQU 31H		
A32A		755	RN EQU 189H		
FFCF		756	NZST EQU 0A32AH		
8004		757	MLIM EQU -LIM		
8005		758	SMT EQU 8004H		
8005		759	RMT EQU 8005H		
8006		760	INTR EQU 8005H		
8006		761	SINR EQU 8006H		
8005		762	CONV EQU 8006H		
8000		763	BIT EQU 8005H		
8002		764	MPX EQU 8006H		
8000		765	MPY EQU 8002H		
8001		766	MP1 EQU 8006H		
8002		767	MP2 EQU 8001H		
8003		768	MP3 EQU 8002H		
		769	MP4 EQU 8003H		
		770	;		
3081		771	;		
3E31		772	DS 12H ;		
		773	VSP: DS 2		
		774	END		

PUBLIC SYMBOLS

EXTERNAL SYMBOLS

USER SYMBOLS	ADDRESS	VALUE	SYMBOLS	ADDRESS	VALUE	SYMBOLS	ADDRESS	VALUE	SYMBOLS	ADDRESS	VALUE	SYMBOLS	ADDRESS	VALUE	SYMBOLS
A01	A 030H	A 0320	A03	A 032C	A04	A 032E	A05	A 04E6	A06	A 04FB	AC1	A 307C			
AC2	A 3084	A 308C	AD54	A 02FE	A088	A 04D9	ADJ	A 309C	ADK	A 30A3	ADR	A 309B			
ALF	A 3090	A 009C	AMARE	A 00DE	HIT	A 8005	AMARE	A 0124	ADK	A 01A0	ADR	A 01AE			
C03	A 0100	A 0105	C05	A 01FA	C06	A 0221	C07	A 0231	C08	A 0235	CI	A 30A9			
CM2	A 0495	A 04A8	CM8	A 0478	CMARE	A 0189	CM8	A 30A8	CONV	A 8006	CU	A 30A7			
DEPL	A 0260	A 00E8	ET2	A 0132	ET3	A 014A	ET4	A 0160	I01	A 0354	I02	A 0366			
I03	A 037A	A 0380	I05	A 0490	IES	A 0001	IES	A 0337	INTR	A 8005	KCH	A 30A6			
LEUI	A 30AD	A 07CF	LIM	A 0031	LES	A 30AF	LES	A 02A9	INT	A 30A4	MARCA	A 30AC			
MINUS	A 024C	A FCF	LIM	A 8000	LES	A 8001	LES	A 8002	LTK	A 8003	MPX	A 8000			
MPY	A 8002	A 0066	MP1	A 432A	LES	A 00CD	LES	A 309F	PNR	A 008F	REL	A 0259			
RMAX	A 0199	A 0181	RMT	A 8005	RN	A 0189	RN	A 306F	SALV	A 00DA	SC	A 3096			
SCALA	A 023E	A 8006	SMT	A 8004	SG	A 3074	SG	A 0070	TENS	A 0043	TKC	A 3094			
VAL	A 9999	A 3E31													

ASSEMBLY COMPLETE, NO ERRORS


```

02 00 TO 12
03 U=-C
04 IFC(C*G1.LIM)GO TO 11
05 S=S-LPK(C,J)
06 GO TO 12
07
08 I1 C=N-C
09 S=S+LPK(C,J)
10
11 IFC(J.LL.N)GO TO 8
12 S=S+DK(K)*5
13
14 IFC(L.N)GO TO 7
15 K=K+1
16 IFC(L.N)GO TO 7
17 O=S0*2/(N**2)*ADD*DI*DF
18 IFC(L.N)GO TO 7
19 IFC(L.N)GO TO 7
20 IFC(L.N)GO TO 7
21 IFC(L.N)GO TO 7
22 IFC(L.N)GO TO 7
23 IFC(L.N)GO TO 7
24 IFC(L.N)GO TO 7
25 IFC(L.N)GO TO 7
26 IFC(L.N)GO TO 7
27 IFC(L.N)GO TO 7
28 IFC(L.N)GO TO 7
29 IFC(L.N)GO TO 7
30 IFC(L.N)GO TO 7
31 IFC(L.N)GO TO 7
32 IFC(L.N)GO TO 7
33 IFC(L.N)GO TO 7
34 IFC(L.N)GO TO 7
35 IFC(L.N)GO TO 7
36 IFC(L.N)GO TO 7
37 IFC(L.N)GO TO 7
38 IFC(L.N)GO TO 7
39 IFC(L.N)GO TO 7
40 IFC(L.N)GO TO 7
41 IFC(L.N)GO TO 7
42 IFC(L.N)GO TO 7
43 IFC(L.N)GO TO 7
44 IFC(L.N)GO TO 7
45 IFC(L.N)GO TO 7
46 IFC(L.N)GO TO 7
47 IFC(L.N)GO TO 7
48 IFC(L.N)GO TO 7
49 IFC(L.N)GO TO 7
50 IFC(L.N)GO TO 7
51 IFC(L.N)GO TO 7
52 IFC(L.N)GO TO 7
53 IFC(L.N)GO TO 7
54 IFC(L.N)GO TO 7
55 IFC(L.N)GO TO 7
56 IFC(L.N)GO TO 7
57 IFC(L.N)GO TO 7
58 IFC(L.N)GO TO 7
59 IFC(L.N)GO TO 7
60 IFC(L.N)GO TO 7
61 IFC(L.N)GO TO 7
62 IFC(L.N)GO TO 7
63 IFC(L.N)GO TO 7
64 IFC(L.N)GO TO 7
65 IFC(L.N)GO TO 7
66 IFC(L.N)GO TO 7
67 IFC(L.N)GO TO 7
68 IFC(L.N)GO TO 7
69 IFC(L.N)GO TO 7
70 IFC(L.N)GO TO 7
71 IFC(L.N)GO TO 7
72 IFC(L.N)GO TO 7
73 IFC(L.N)GO TO 7
74 IFC(L.N)GO TO 7
75 IFC(L.N)GO TO 7
76 IFC(L.N)GO TO 7
77 IFC(L.N)GO TO 7
78 IFC(L.N)GO TO 7
79 IFC(L.N)GO TO 7
80 IFC(L.N)GO TO 7
81 IFC(L.N)GO TO 7
82 IFC(L.N)GO TO 7
83 IFC(L.N)GO TO 7
84 IFC(L.N)GO TO 7
85 IFC(L.N)GO TO 7
86 IFC(L.N)GO TO 7
87 IFC(L.N)GO TO 7
88 IFC(L.N)GO TO 7
89 IFC(L.N)GO TO 7
90 IFC(L.N)GO TO 7
91 IFC(L.N)GO TO 7
92 IFC(L.N)GO TO 7
93 IFC(L.N)GO TO 7
94 IFC(L.N)GO TO 7
95 IFC(L.N)GO TO 7
96 IFC(L.N)GO TO 7
97 IFC(L.N)GO TO 7
98 IFC(L.N)GO TO 7
99 IFC(L.N)GO TO 7
100 IFC(L.N)GO TO 7

```

```

FORTRAN 00.00
04
05
06
07
08
09
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47
48
49
50
51
52
53
54
55
56
57
58
59
60
61
62
63
64
65
66
67
68
69
70
71
72
73
74
75
76
77
78
79
80
81
82
83
84
85
86
87
88
89
90
91
92
93
94
95
96
97
98
99
100

```

```

ETIO *****
1 68334
7 60700
15 60700
606 60700

```

```

SYMBOL *****
ABS R R SP 6580 P 4
DU R R SP 6588 P 4
FZVAVAN R R SP 6590 P 4
FZVSIN R R SP 6592 P 4
FM R R SP 6594 P 4
I%INIT R R SP 6596 P 4
I%ITOR R R SP 6598 P 4
I%STOP R R SP 6599 P 4
K R R SP 6599 P 4
N R R SP 6599 P 4
NU R R SP 6599 P 4
O R R SP 6599 P 4
SO R R SP 6599 P 4
UARM R R SP 6599 P 4
Y R R SP 6599 P 4

```

VARIABLES LOCALS (0334 OCTETS)

0270	I	0408	LARM	05A0	IF	U5A4	AKM	0740	FK
0808	U	0A70	UAKA	0C03	FP	0DA0	PSI	1000	IK
1268	LPK	0540	C	0550	UF	0550	FM	6558	NU
6550	IF	0560	N1	0568	FF	0580	DF	6570	J
6576	K	0578	Y	0570	LIA	6580	DI	6588	DU
6580	S	0598	S0	0594	Q	6598	DA	65A0	EG

SNUS-PROGRAMMES DIMENSIONS :

FZVAVAN	FZVSIN	FZVIFIX	ABS	FZVFLDAT	I%INIT
121TOR	12PARI1	12KTD1	12WRFOR	12I01	12I0R
12ENDTOL	123TOR				

LONGUEUR DU MODULE-OBJET PROGRAMME (ZADATA) : 7068 OCTETS

A.1. Proiectul unei instalații destinate măsurării
numerice a puterii reactive în regim periodic
nesinusoidal, funcționând în mod "off-line"

În viitorul apropiat, industria va pune la dispoziție microprocesoare și convertoare analog-numerice. Chiar și cu componente discrete pot fi realizate circuite de eșantionare și memorare și convertoare analog-numerice cu precizia de 9 cifre binare [37]. Este în consecință posibilă producerea unor aparate destinate măsurării numerice a puterii reactive, precum și a factorului de putere, cel puțin pentru marii consumatori industriali, principalii deformatori ai regimului rețelei. Scopul imediat al utilizării acestor aparate ar fi creșterea factorului de putere și reducerea, în consecință, a pierderilor de energie.

Se pune însă problema calibrării și verificării acestor aparate. După cum rezultă din studiul literaturii [79] la nivelul anului 1983 se poate face o calibrare și verificare precisă doar în regim sinusoidal. Având în vedere aceste fapte, se prezintă proiectul unei instalații destinate măsurării numerice a puterii reactive, în vederea utilizării ei la calibrarea și verificarea unor aparate destinate lucrului în rețea. Precizia impusă justifică alegerea unor CAN cu 14 cifre binare, precum și reprezentarea funcției de ponderare cu 16 cifre binare (vezi § 6.1).

Parametrii instalației proiectate sînt :

- $f = 50 \text{ Hz}$, $f_m = 48 \text{ Hz}$, $f_M = 51 \text{ Hz}$.
- $n = 50$
- eroarea relativă, la $K=1$, $\xi = 10^{-3}$.
- domeniul de tensiune, conform divizorului ales.
- domeniul de curent, conform șuntului ales.

Deoarece eroarea impusă, constituită din eroarea de cuantizare, eroarea cauzată de nesincronizare, eroarea cauzată de căile de condiționare a semnalelor este redusă, se impun numărul de cifre amintit pentru convertoare și funcția de ponderare. Considerînd erorile necorelate și avînd în vedere că eroarea de cuantizare este de $\approx 10^{-4}$, rezultă că eroarea cauzată de nesincronism și căile de condiționare poate fi de $\approx 10^{-3}$.

Practicînd determinarea valorii \mathcal{R} cu rotunjire, alunecarea este (vezi § 6.3) de numai $1,22 \cdot 10^{-3}$ și deci eroarea dată de relația (4.36) este neglijabilă. În consecință, eroarea globală cauzată de căile de condiționare poate fi $\approx 10^{-3}$.

Pentru căile de condiționare se adoptă structura din figura 6.4, avînd $R_1 = R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_7 = 100 \text{ k}\Omega$, $R_3 = R_8 = 9,1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 100 \text{ k}\Omega$. Comparatorul C1 este de tipul 2711, sortat astfel încît amplificarea sa să întrecă 2000. În calitate de amplificatoare operaționale se pot utiliza tipurile indicate în § 6.2.

Schema destinată eșantionării și conversiei analog-numerică este prezentată în figura 6.8.

A.1.1. Structura sistemului de calcul

În figura A.1 se prezintă schema bloc a sistemului de măsurare a puterii reactive, echipat cu microprocesorul 8080. În vederea stabilirii capacității necesare de memorie RAM, se ține cont că trebuie memorate 10^2 eșantioane de curent, 10^2 eșantioane de tensiune precum și $n(n+1) = 2550$ produse. Memorarea eșantioanelor se face în cîte doi octeți, iar memorarea produselor în cîte patru octeți; rezultă deci 10608 octeți necesari pentru listele de tensiune, curent și produse. Se adoptă o capacitate $11\text{K} = 11264$ octeți, rămînînd ca disponibili pentru manevre 656 octeți. Memoria RAM se plasează la adresele $1400 \div 3\text{FFFH}$. Memoria ROM (EPROM) conține eșantioanele funcției de ponderare a curentului, în număr de 25, fiecare eșantion fiind memorat în doi octeți. Pentru a permite dezvoltări ulterioare se prevede o capacitate maximă de 5K ROM, dar se specifică că implementarea calculului puterii reactive, inclusiv lista eșantioanelor funcției de ponderare pretinde doar 2K ROM.

Microprocesorul este utilizat într-o structură obișnuită [52], [71], [74], [76] conținînd, în calitate de amplificatoare ale adresei circuite de tip 74LS241, controlerul de sistem 8238 și generatorul de tact 8224, avînd un cuarț cu perioada $498,9 \text{ ns}$ (vezi § 6.5.2). Conversorul analog-numeric, comutatorul analogic de intrare, multiplicatorul hard 16×16 , sistemul de afișaj (cu excepția semnului și semnalizării erorii de sincronizare) precum și circuitele destinate sincronizării și întreruperii, constituie periferice de tipul "memory-mapped". Pentru a simplifica selecția de adrese, aceeași adresă se utilizează pentru două periferice, unul

de ieşire (sincronizare cu MEMW) şi altul de intrare (sincronizare cu MEMR). Numărătorul integrat 8253, bitul de afişaj al semnului puterii reactive, precum şi bitul destinat indicării unei erori de sincronizare sînt conectate ca periferice propriuzise.

Din motive de încărcare a magistralei de date, perifericele, cu excepţia lui 8253, sînt conectate la magistrale externe, unidirecţionale, de ieşire (DO0 ÷ DO7) şi de intrare (DIO ÷ DI7). Separarea magistralelor este asigurată de către circuitele 8216 (figura A2).

În cazul apariţiei unei întreruperi, prin semnalul INTA se trec ieşirile circuitelor 8216 în starea de impedanţă mare; prin rezistenţele conectate pe magistrala internă de date, nivelul de tensiune de pe liniile de date este ridicat, asigurîndu-se încărcarea instrucţiei RST7.

Intrarea de la CAN se asigură prin circuite de tip 74LS241, bitul de semn fiind introdus în rangurile mai semnificative după cum pretinde tratarea numerelor întregi reprezentate în cod complement faţă de 2 [69], [72]. Afişarea rezultatelor se face prin extragerea rezultatelor în circuite de tip 8212 (figura A2), care acţionează sistemul de decodificare şi afişaje cu LED. Deşi în prima etapă este prevăzută doar măsurarea puterii reactive, pentru a putea extinde ulterior posibilităţile instalaţiei s-au prevăzut afişaje şi pentru P, S şi D.

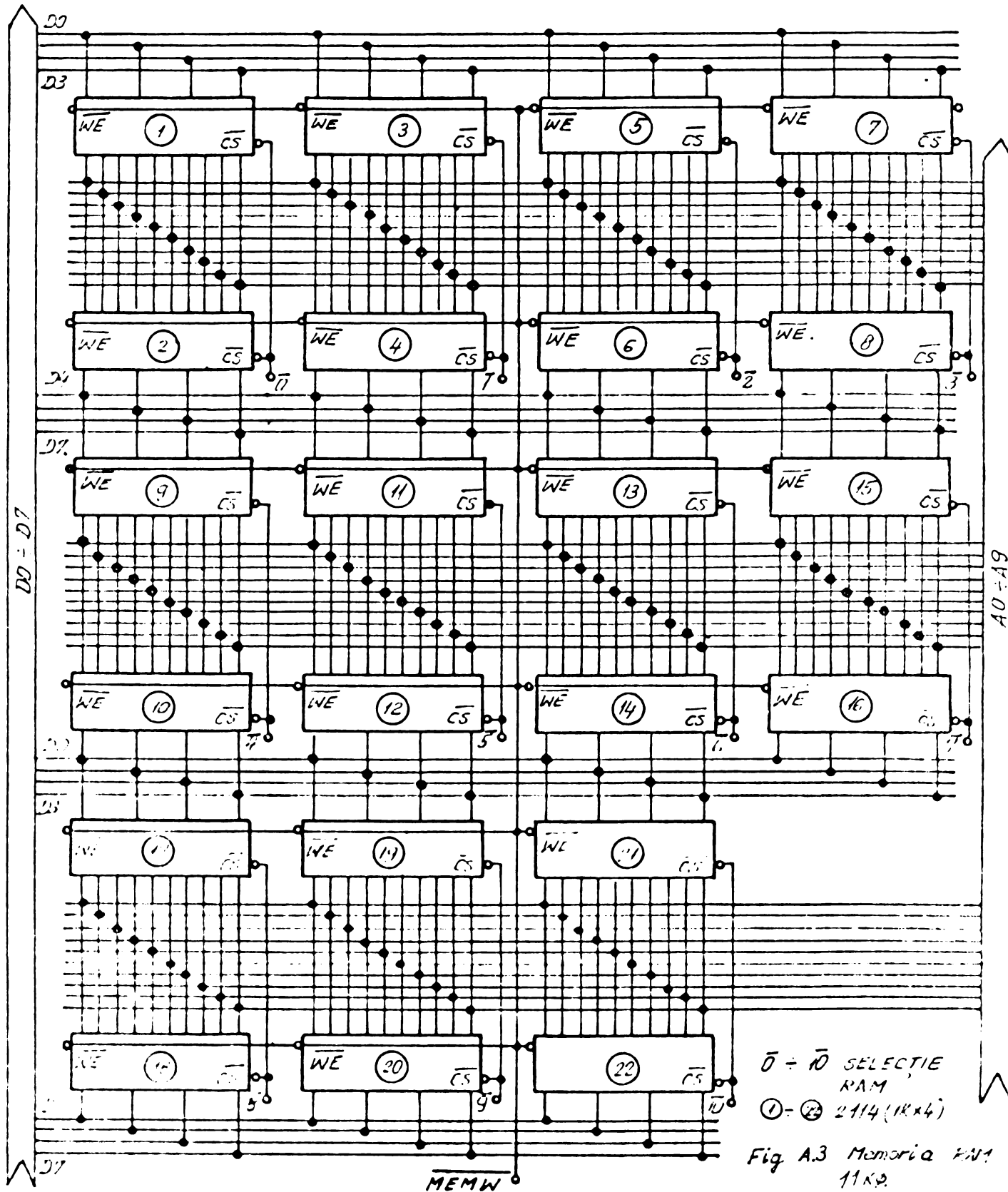
În figura A.3 se prezintă unitatea de memorie RAM. Ea utilizează cîte două capsule de tipul 2114 pentru fiecare octet.

Memoria ROM, împreună cu schema de selecţie a ambelor memorii, RAM şi ROM, se poate vedea în figura A.4. Se utilizează maximum 5 capsule de tip 2708.

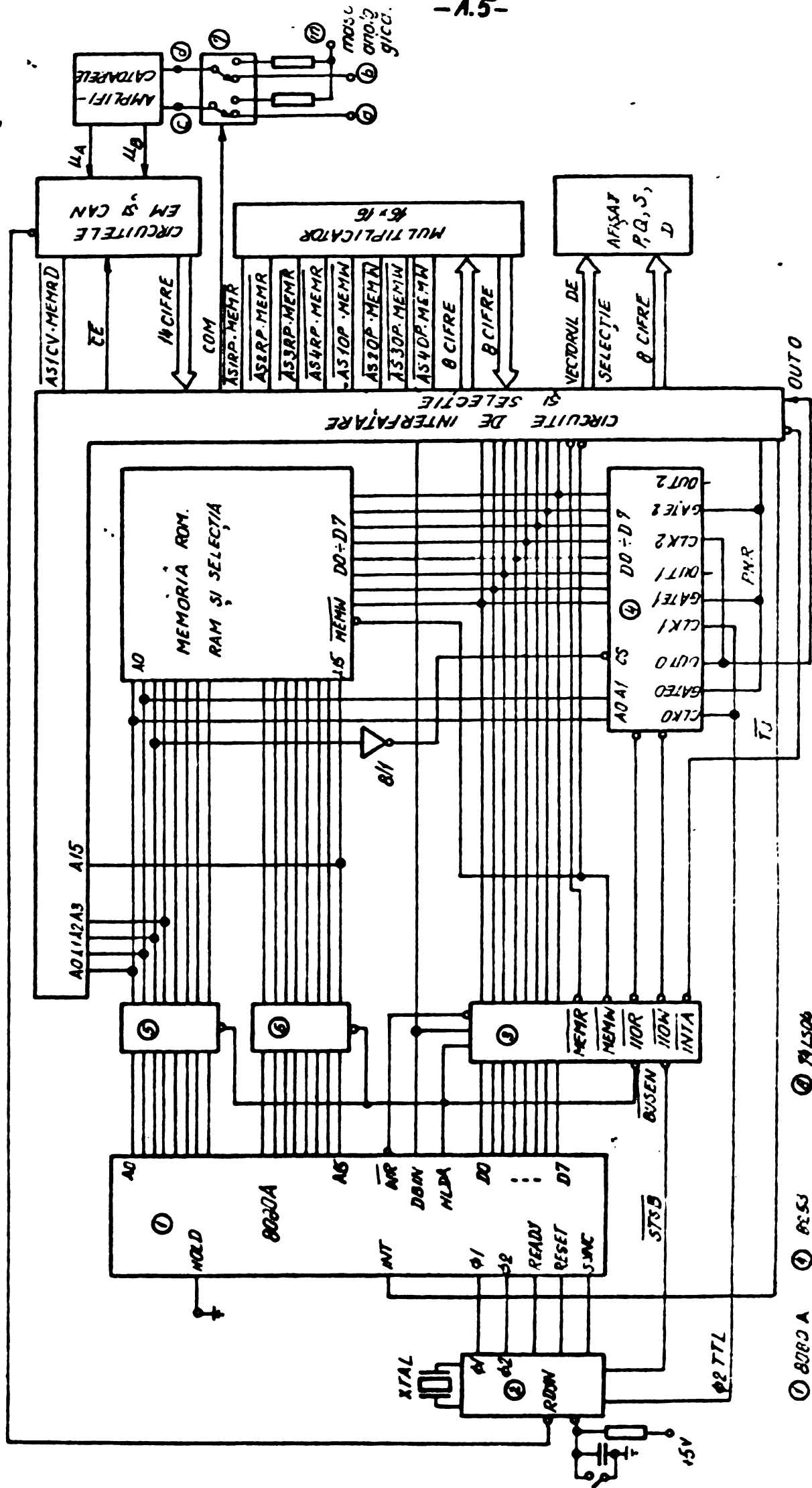
Selecţia perifericelor se face prin circuite de tip 3205. Se introduce ca şi semnal de intrare în 3205, MEMK, pentru perifericele de intrare, respectiv MEMW pentru perifericele de ieşire - figura A.5.

Un periferic important al instalaţiei îl reprezintă multiplicatorul paralel cu schema din figura A.6. [80]. Se compune din patru capsule de tip 25S558 ce formează patru produse parţiale însumate după o cadrare corespunzătoare, cu ajutorul a două sumatoare combinaţionale, realizate cu circuite de tip 74LS293. Cei doi operanzi de cîte 16 cifre, X şi Y, reprezentaţi

în cod complement față de 2, se încarcă în patru registre de tip 8212 (nu are importanță ordinea în care se încarcă cele patru registre). După un timp de ≈ 110 ns este disponibil produsul pe 32



de cifre binare, reprezentat în codul complement față de 2. Lectura rezultatului multiplicării se face la patru adrese succesive (identice cu adresele registrelor operanzilor) prin circuitele



- ① 8080A
- ② 8224
- ③ 8238
- ④ 74LS24
- ⑤ 74LS123
- ⑥ 74LS04

Fig. A1. SCHEMA BLOC A SISTEMULUI DE MĂSURARE A PUTERII REACTIVE, ECHIPAT CU MICROPROCESORUL 8080.

74LS241. Ca urmare a timpului redus de multiplicare, citirea rezultatului se poate face imediat după încărcarea operanzilor. Tre-

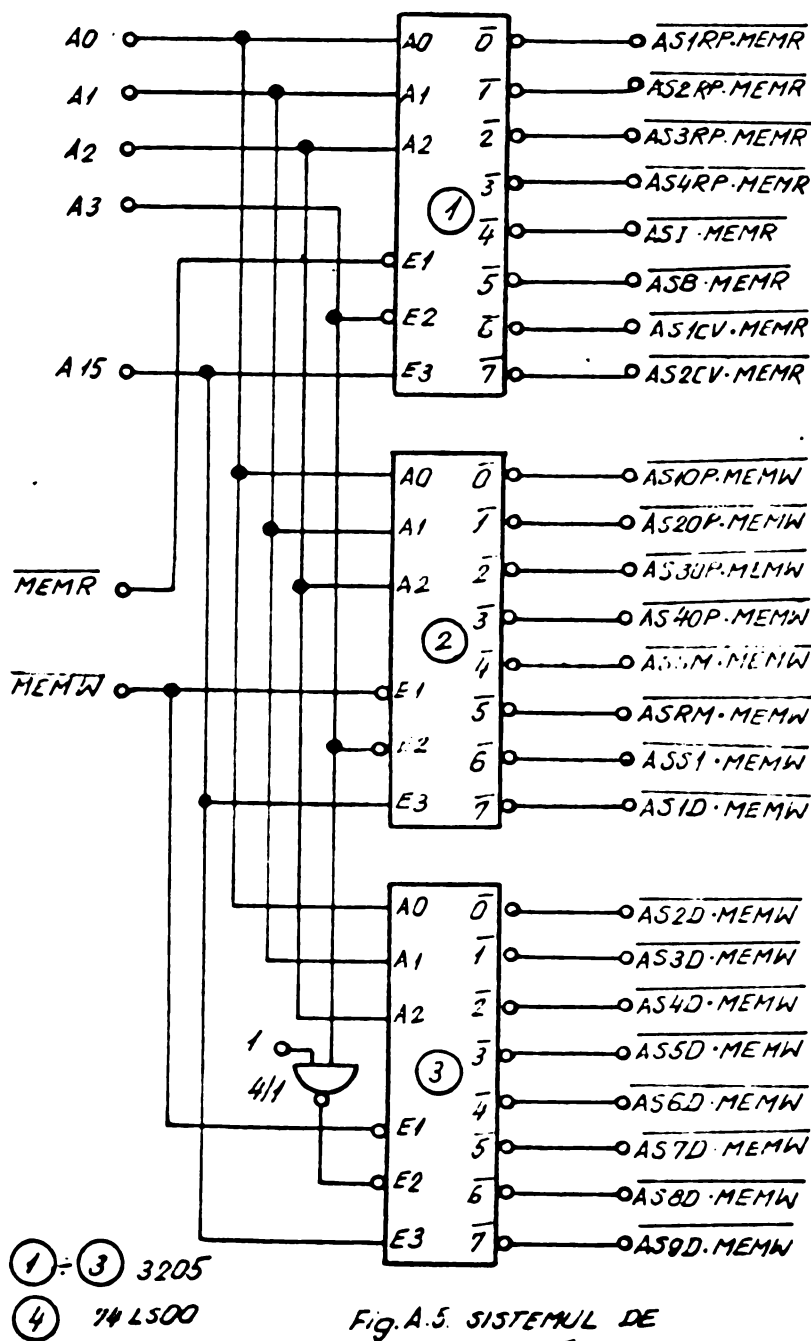


Fig. A.5. SISTEMUL DE SELECȚIE

buie specificat că întregul multiplicator paralel prezentat în figura A.6 costă ≈ 100 \$.

În figura A.7 se prezintă circuitele necesare sincronizării cu rețeaua, generării întreruperilor, precum și formării impulsurilor de comandă a eșantionării CE. Cronograma semnalelor este prezentată în figura A.8. Prin impulsul $\overline{ASKM.MEMW}$ se demaschează întreruperea de tensiune comutându-se bistabilul 1/1. Comutarea bistabi-

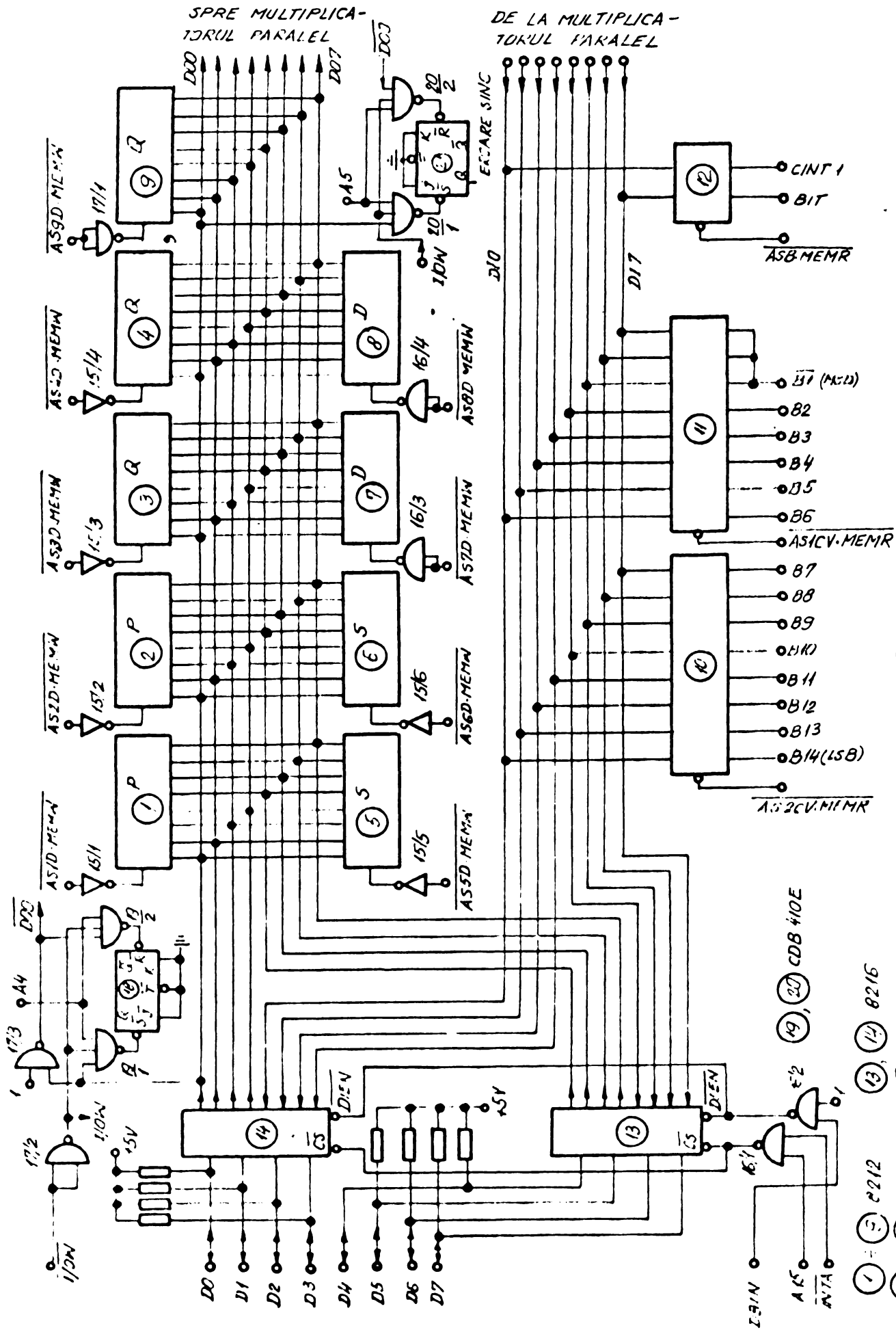


Fig. A2. INTRAREA ȘI IEȘIREA DIN SISTEMUL DE MĂSURARE A PUTERII REACTIVE.

lului MASCA atrage după sine bascularea bistabilului 2/1 și prin aceasta, comanda comutatorului analogic de la intrare, prin semnalul COM (sau $\overline{\text{COM}}$ după tipul comutatorului). În același timp se

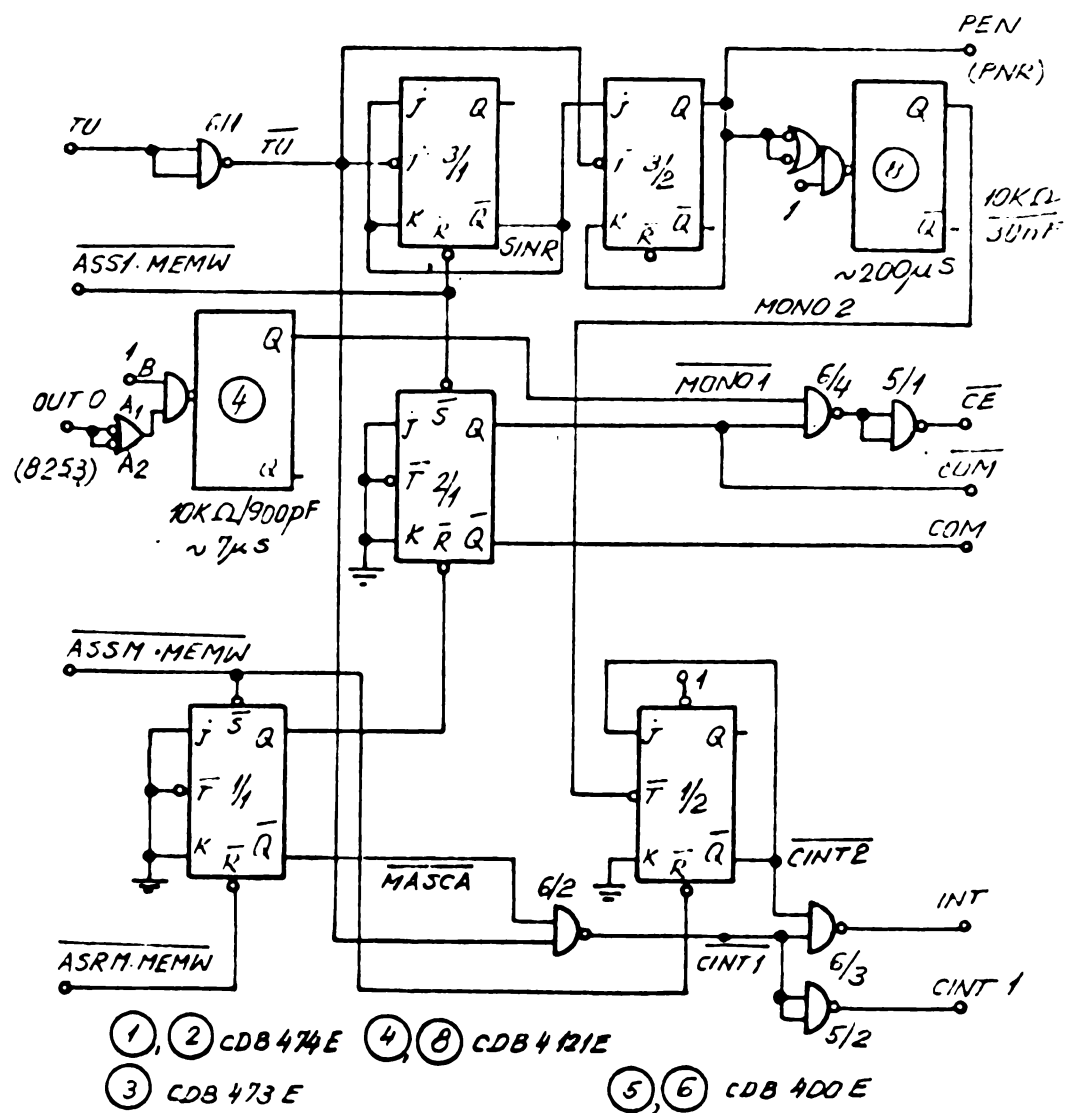


Figura A.7.

pune $\overline{\text{CE}}$ la zero, asigurându-se eșantionarea cu intrările conectate la masă. Se realizează această manevră pentru a realiza corecțiile cauzate de decalajul nului. Imediat ce $\overline{\text{TU}}$ trece la 1, se generează cererea de întrerupere CINT1, determinând apariția semnalului INT destinat microprocesorului. Pe durata subrutinei inițiată prin RST7, prin citirea stării semnalului CINT1 (vezi figura A.2) se poate determina sursa întreruperii. În programul de tratare al întreruperii, prin $\overline{\text{ASSM.MEMW}}$ se anulează întreruperile și se maschează întreruperea cauzată de tactul de tensiune $\overline{\text{TU}}$. Se evită astfel apariția unei noi întreruperi de tensiune, dar se permite apariția unei întreruperi la revenirea semnalului poartă de numărare, PNR, la zero. Prin $\overline{\text{ASS1.MEMW}}$ se basculează SINK (bista-

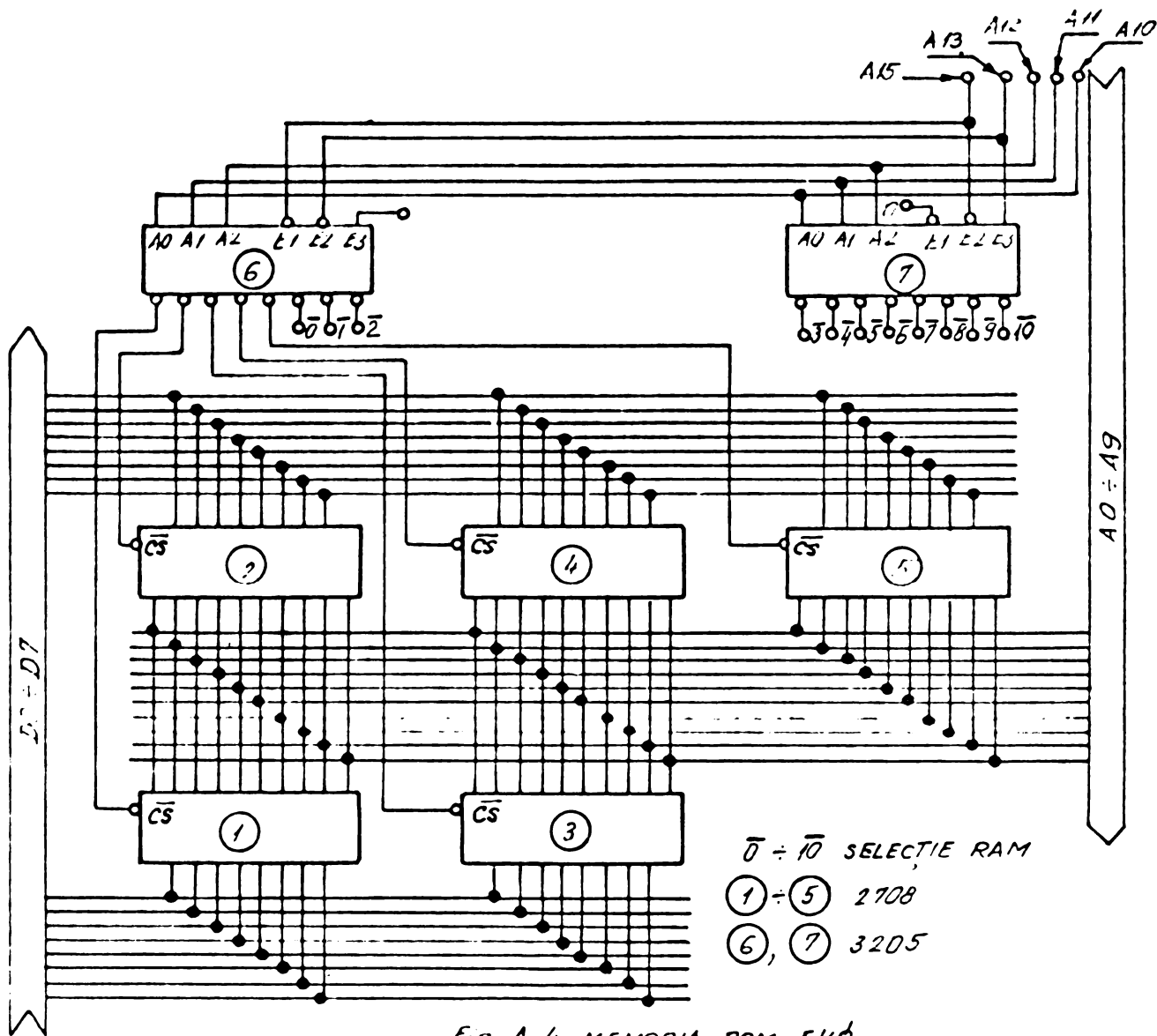


Fig. A.4 MEMORIA ROM 5K ϕ

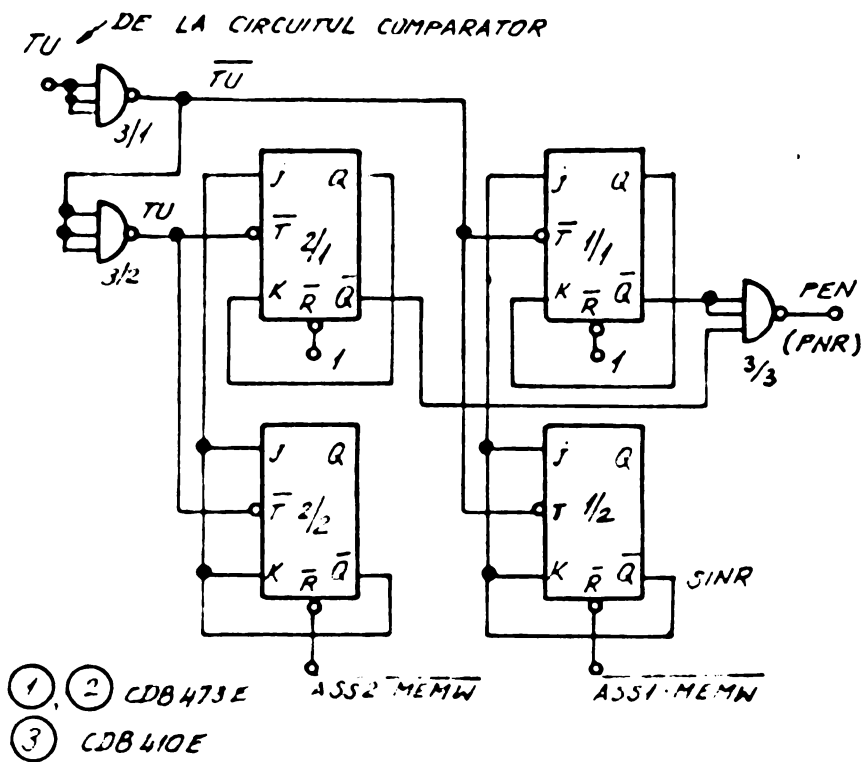


Fig. A.9.

bilul 3/1) și se comută intrările analogice la rețea, după ce în prealabil s-a trecut pe memorare. Pe frontul căzător al lui \overline{TU} ce urmează se comută SINR la zero și bistabilul 3/2 pe 1. El este recomutat de următorul front căzător al lui \overline{TU} generându-se astfel semnalul PNR, cu durata de o perioadă (T). PNR constituie semnal GATE pentru numărătorul zero al circuitului 8253. Pe ieșirea OUTO a acestui circuit, apar impulsuri de declanșează monostabilul formator 4. Se generează impulsuri de eşantionare cu durata de $\approx 7 \mu s$ (durata lor nu este critică). După ce PNR revine la zero, se declanșează monostabilul 8, care cu o întârziere de $\approx 200 \mu s$, generează semnalul CINT2, basculând bistabilul 1/2. Se întârzie întreruperea, pentru a permite achiziția sigură a ultimului eşantion prelevat. Funcționarea schemei din figura A.7 corespunde cronogramei din figura 6.16. Se poate modifica funcționarea întregului ansamblu, astfel încât să corespundă cronogramei din figura 6.17. Pentru acest caz, în figura A.9 se arată modul de generare al semnalului poartă de numărare. În cazul de față se folosește prima variantă.

Pentru dezvoltări ulterioare se poate atașa un port de intrare/ieșire pentru comunicația cu un DAF.

A.1.2. Programe pentru calculul "off-line" al puterii reactive

Programele concepute pentru instalația prezentată, urmează algoritmi prezentați în capitolele 5 și 6.

La conectarea aparatului se activează subrutina RST0, ce are menirea de a efectua programarea inițială, conform frecvenței nominale, a numărătorului 8253. Subrutina RST7 asigură reprogramearea, conform datelor din măsurătoarea anterioară, a numărătorului 8253. De asemenea comandă prelevarea unei perechi de eşantioane cu intrările conectate la masă, la începutul fiecărei măsurări, în vederea determinării corecțiilor. Se asigură sincronizarea și prelevarea eşantioanelor pe durata unei singure perioade de rețea, precum și deblocarea procesului de achiziție, în cazul unei erori de sincronizare.

Programul de achiziție al eşantioanelor trebuie să permită achiziția tuturor eşantioanelor. În acest scop, durata unui ciclu trebuie să fie mai mică decât $190 \mu s$. În cazul de față un ciclu de achiziție conține 284 microcicli ai procesorului, ceea ce la o perioadă de tact de $\approx 0,5 \mu s$ înseamnă un timp de $142 \mu s$.

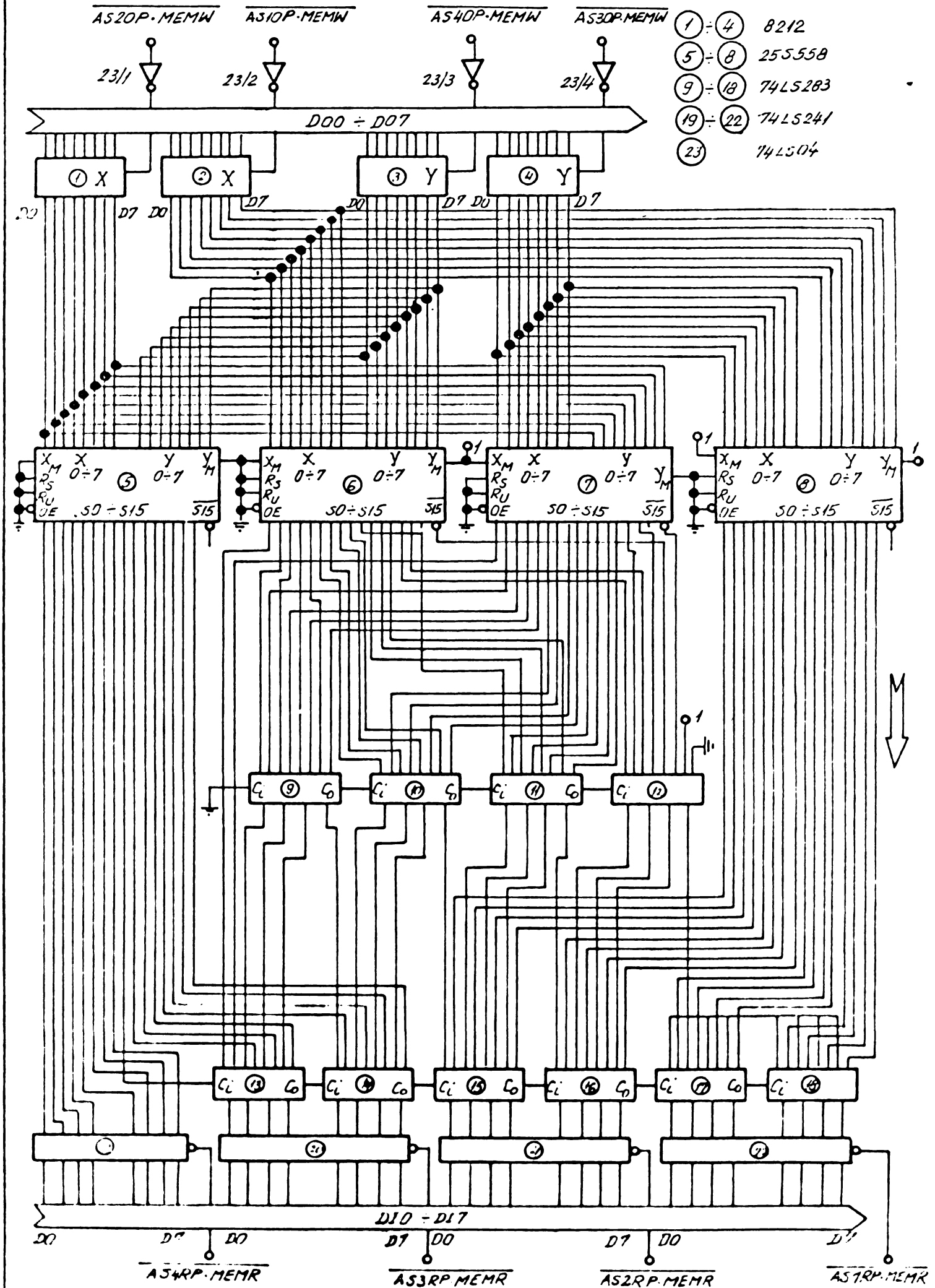


Fig. A.6. MULTIPLICATOR PARALEL, 16x16 BIT, PENTRU NUMERE REPREZENTATE ÎN COD COMPLEMENT FAȚĂ DE 2.

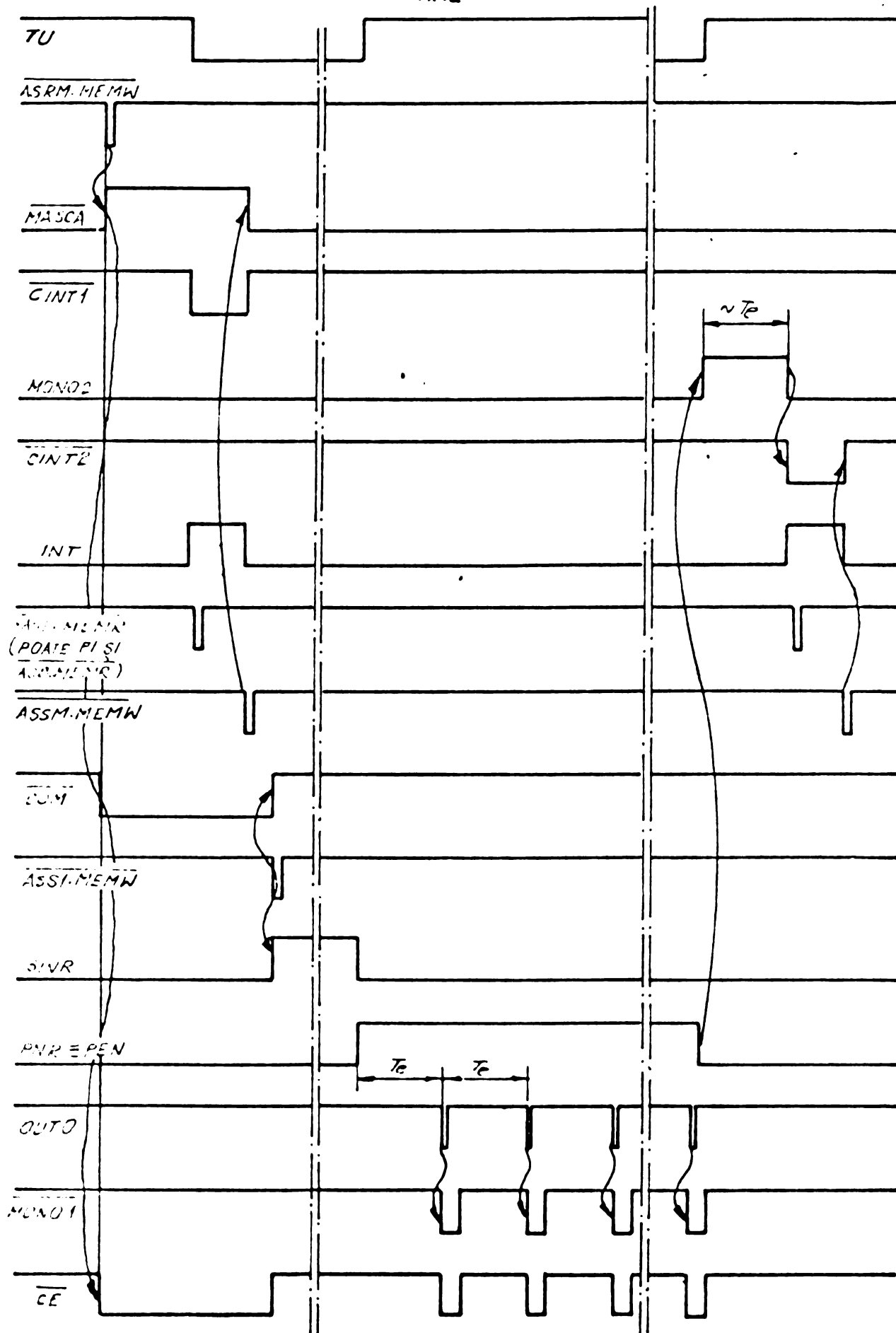


Figura A 8.

Programele de calcul utilizează multiplicatorul paralel, pentru realizarea unor operații de multiplicare la maximum 5×2 octeți. Ele implementează algoritmul de calcul prezentat anterior.

Afișarea se face în hexazecimal, nefiind realizat programul de conversie binar - BCD. Un astfel de program de conversie se poate găsi în literatură [76].

A.2. Programul SIMER

Programul SIMER este destinat studiului influenței cuantizării și eșantionării asupra măsurării puterii reactive, dacă se aplică relația de calcul (5.1), în condiția $N = 2n + 2$.

Programul are ca date de intrare numărul de armonici, $ARM = n$, valorile efective ale armonicilor tensiunii și curentului, $UARM(K)$ și $IARM(K)$, fazele inițiale $PSI(K)$ și $PI(K)$, frecvența rețelei F , perioada de eșantionare TE , precum și numărul eșantioanelor prelucrate N . Tot ca date de intrare apar și NU , NI și NF reprezentând numărul de cifre binare cu care se cuantizează mărimea eșantionului de tensiune, curent, respectiv funcția de ponderare, fără să fie luat în considerare bitul de semn.

Ca rezultate, programul tipărește datele de intrare, cu excepția armonicilor și a perioadei de eșantionare TE . Se tipăresc SQ , valorile maxime UM , IM , FM ale tensiunii, curentului respectiv funcției de ponderare, precum și cuantele DU , DI , DF . Se tablează eșantioanele funcției de ponderare cuantizate $FPK(C)$, se tipărește valoarea Q obținută după scalare, valoarea QA a puterii reactive calculată conform definiției, eroarea absolută $DQ = Q - QA$, și dacă $QA \neq 0$, se mai tipărește eroarea relativă EQ în procente.

Pentru studiul influenței cuantizării, în cazul modificării valorilor efective ale armonicilor, liniile de program marcate (33 și 34) se înlocuiesc prin instrucții de atribuire de valori cuantelor DU și DI .