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

ING.NAPORNITA IOAN

CONTRIBUTII LA MASURAREA NUMERICA A PUTERII SI ENERGIEI ACTIVE

Conducător ştiinţific :
PROF.DR.ING.EUGEN POP

TIMISOARA - 1979

C O N T I N U T

pag.

pag.

CAPITOLUL 1

STADIUL ACTUAL AL MASURARII PUTERII SI ENERGIEI ELECTRICE ACTIVE

1.1. Consideraţii generale

Se cunoaşte [51,79] faptul că energia electromagnetică se propagă în cîmpul electromagnetic. Rezultă deci posibilitatea definirii puterii electromagnetice pentru un sistem polifazat ca energia electromagnetică ce străbate în unitatea de timp suprafaţa ce cuprinde sistemul polifazat.

In regim periodic, energia electromagnetică oscilează între generator şi receptor, interesantă fiind doar diferenţa dintre energia debitată de sursă şi cea ce se întoarce la ea în unitatea de timp, căci aceasta este energia care, în unitatea de timp, se obţine din alte forme de energie. Se ajunge astfel la definirea puterii active ca fiind valoarea medie pe o perioadă, a puterii electromagnetice.

In regim neperiodic interesează energia activă vehiculată într-un interval de timp, ca integrala puterii electromagnetice în acel interval de timp.

Măsurarea puterii active şi a energiei active reprezeintă o problemă ce permite diverse soluţionări. Pentru măsurarea puterii şi a energiei se folosesc de obicei wattmetrul electrodinamic respectiv contorul de inducţie, instrumente cu o largă răspîndire în practica curentă. Utilizarea acestor tipuri de instrumente este încă limitată la domenii de frecvenţă restrînse. de cele mai multe ori o precizie de măsurare acceptabilă, fiind obţinută cu ajutorul lor numai în regim sinusoidal pur.

Necesitatea creşterii domeniului de frecvenţă de lucru precum şi a creşterii preciziei de măsurare a dus în final la apariţia wattmetrelor şi contoarelor electronice - statice - a căror dezvoltare a fost impulsionată, în deceniul în curs, de perfecţionarea tehnologiei de integrare monolitică. Această tehnologie obligă la o reevaluare a metodelor de măsurare în sensul rentabilizării măsurătorilor numerice.

1.2. Puterea electromagnetică (puterea instantanee)

Conform teoremei transferului de putere la borne [77], puterea "p" primită instantaneu pe la borne de către o rețea cu "N" borne de acces, ale cărei laturi nu sînt cuplate magnetic cu exteriorul este:

$$p = \sum_{n=1}^{N} v_n i_n^{(ex)} \qquad (1.1)$$

unde v_n sînt potențialele instantanee ale bornelor iar $i_n^{(ex)}$ curenții instantanei absorbiți de rețea pe la borne. Pentru o rețea cu $N = 2$ borne, $i_1^{(ex)} = i$ și $i_2^{(ex)} = -i_1$. In consecință puterea electromagnetică devine:

$$p = v_1 i - v_2 i = (v_1 - v_2) i = u_b \cdot i$$

unde u_b este tensiunea între bornele dipolului considerat.

In cazul unui sistem polifazat cu N faze fără conduc - tor de nul, conform primei legi a lui Kirchhoff:

$$\sum_{n=1}^{N} i_n^{(ex)} = 0$$

și luînd drept potențial de referință potențialul punctului neutru v_o', relația (1.1) devine:

$$p = \sum_{n=1}^{N} (v_n - v_o') i_n^{(ex)} = \sum_{n=1}^{N} u_n i_n^{(ex)} = \sum_{n=1}^{N} u_n i_n \qquad (1.2)$$

în care u_n sînt tensiunile de fază iar i_n curenții de fază.

In cazul sistemului polifazat cu N faze cu conductor de nul ce are potențialul v_o, se arată [51] că expresia puterii electromagnetice devine:

$$p = \sum_{n=0}^{N} u_n i_n \qquad (1.3)$$

unde $u_n = v_n - v_o'$ sînt tensiunile de fază iar i_n sînt curenții de fază.

Expresiile ce dau puterea electromagnetică nu sînt dependente de felul de variație în timp al tensiunilor și curenților.

1.3. Puterea activă.

După cum s-a specificat, în regim periodic se poate defini puterea activă ca media pe o perioadă a puterii electromagnetice:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt \tag{1.4}$$

unde T este perioada.

In cazul unui dipol, puterea electromagnetică primită instantaneu pe la borne fiind : p = ui, expresia puterii active este:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt \tag{1.5}$$

Pentru un regim sinusoidal, în care $u = \sqrt{2}\, U \sin \omega t$ şi $i = \sqrt{2}\, I \sin (\omega t + \varphi)$, puterea electromagnetică instantanee are expresia:

$$p = 2\, UI \sin \omega t \sin(\omega t + \varphi) = UI \cos\varphi - UI \cos(2\omega t + \varphi) \tag{1.6}$$

fiind o mărime periodică ce are o componentă constantă şi una ce variază cu frecvenţa dublă faţă de a tensiunii şi curentului.

Conform relaţiei 1.4 puterea activă are în acest regim expresia bine cunoscută:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T UI \cos\varphi\, dt - \frac{1}{T} \int_0^T \cos(2\omega t + \varphi) dt = UI \cos\varphi \tag{1.7}$$

In cazul regimurilor periodice nesinusoidale, dezvoltînd în serie Fourier tensiunea şi curentul:

$$u = \sum_{k=1}^{N} \sqrt{2}\, U_k \sin(k\omega t + \psi_k)$$

$$i = \sum_{\nu=1}^{N} \sqrt{2}\, I_\nu \sin(\nu\omega t + \theta_\nu)$$

şi integrînd puterea electromagnetică pe o perioadă a fundamentalei se obţine puterea activă:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T\left[\sum_{k=1}^{N}\sqrt{2}\,U_k\,\sin(k\omega t+\psi_k)\right]\left[\sum_{\nu=1}^{N}\sqrt{2}\,I_\nu\,\sin(\nu\omega t+\theta_\nu)\right]dt=$$

$$=\frac{1}{T}\sum_{k=1}^{N}\sum_{\nu=1}^{N}U_kI_\nu\left\{\int_0^T\cos\left[(k-\nu)\omega t+\psi_k-\theta_\nu\right]dt-\right.$$

$$\left.-\int_0^T\cos\left[(k+\nu)\omega t+\psi_k+\theta_\nu\right]dt\right\}=\sum_{k=1}^{N}U_kI_k\cos(\psi_k-\theta_k)=$$

$$=\sum_{k=1}^{N}U_kI_k\cos\varphi_k$$

unde U_k şi I_k sînt valorile efective ale armonicelor de ordin k ale tensiunii respectiv curentului iar φ_k defazajul între curentul şi tensiunea armonică de ordinul k.

In cazul reţelelor polifazate se calculează puterea activă pornind de la expresia puterii electromagnetice dată de 1.2 sau 1.3. Se obţine pentru reţelele trifazate echilibrate [77,80] în regim sinusoidal, puterea activă:

$$P = 3\,U_f\cdot I_f\,\cos\varphi_f \tag{1.8}$$

Pentru reţele trifazate dezechilibrate în regim sinusoidal cu conductor de nul, puterea activă este:

$$P = U_{10}I_1\cos(\widehat{U_{10},I_1}) + U_{20}I_2\cos(\widehat{U_{20},I_2}) + U_{30}I_3\cos(\widehat{U_{30},I_3}) \tag{1.9}$$

Pentru situaţia în care lipseşte conductorul de nul avem:

$$P = U_{12}I_1\cos(\widehat{U_{12},I_1}) + U_{32}I_3\cos(\widehat{U_{32},I_3}) \tag{1.10}$$

1.4. Energia activă.

Integrala puterii electromagnetice într-un interval de timp reprezintă energia activă trecută de la generator la receptor. Prin urmare pentru un timp "t" energia activă este dată de relaţia:

$$W = \int_0^t p\, dt \qquad (1.11)$$

Pentru un dipol cu tensiunea la borne "u" şi curentul absorbit "i", indiferent de forma variaţiei în timp :

$$W = \int_0^t ui\, dt$$

In regim sinusoidal, ţinînd seama de relaţia 1.6 se obţine:

$$W = UIt\cos\varphi - \frac{UI}{4\pi}\,\frac{T}{t}\sin(2\omega t + \varphi) \qquad (1.12)$$

Pentru $t \gg T$, al doilea termen este neglijat şi în consecinţă se poate scrie:

$$W = (UI\cos\varphi)\cdot t = P\cdot t \qquad (1.13)$$

In reţele polifazate energia se determină pornind tot de la relaţia 1.11.

1.5. Wattmetre

In circuitele de curent continuu măsurarea puterii se poate reduce la măsurarea tensiunii şi curentului, efectuîndu-se apoi produsul celor două mărimi. In circuitele de curent alternativ se efectuează de obicei, cu wattmetre electrodinamice [74,75] sau wattmetre de inducţie.

Wattmetrele de inducţie se utilizează, de obicei, doar ca şi instrumente înregistratoare sau de tablou, fiind de precizie scăzută. Neliniarităţile circuitelor magnetice, dependenţa de temperatură a proprietăţilor acestora ca şi dependenţa de frecvenţă a cuplului activ fac ca aceste instrumente să nu poată ajunge la o clasă de precizie sub 1%.

Una din deficienţele majore ale wattmetrelor electrodinamice şi de inducţie o constituie domeniul limitat de frecvenţă în care pot fi utilizate [20,70,85]. Pentru măsurarea puterii active, în domenii largi de frecvenţă, se pot întrebuinţa instrumente termoelectrice [43,44]. Acestea utilizează de obicei termocupluri cu caracteristici cît mai identice şi cît mai apropiate de caracteristica patratică. Inconvenientele acestui tip de instrument sînt datorate fragilităţii termocuplurilor şi dificultăţii împerecherii lor. In consecinţă intrumentul se foloseşte aproape exclusiv în înalta frecvenţă, obţinîndu-se precizii de măsurare moderate (cîteva procente).

1.6. Contoare pentru energia activă

Pentru măsurarea energiei electrice active se utilizează contoare. In curent continuu măsurarea se efectuează [81] cu ajutorul contorului electrodinamic.

Din pricina erorilor cauzate de variaţiile de temperatură ale tensiunii şi frecării precum şi datorită influenţei cîmpurilor exterioare se obţin precizii de 2%.

In circuitele de curent alternativ, pentru măsurarea energiei active, se foloseşte contorul de inducţie, poate cel mai răspîndit instrument de măsurare. Ca şi la wattmetrul de inducţie şi la contorul de inducţie variaţiile de temperatură, neliniarităţile circuitului magnetic, variaţiile tensiunii de alimentare, cîmpurile exterioare şi frecările duc la obţinerea unor clase de precizie uzuale de 2, 2,5% [81]. Se pot obţine şi contoare de clasă 0,5 sau mai bune pentru verificări metrologice, dar comportarea cu frecvenţa a acestui tip de intrument de măsură este de asemenea nesatisfăcătoare. Astfel în reţelele cu un regim puternic deformant, reţele ce alimentează de exemplu cuptoare cu arc, scheme cu redresoare etc., apar probleme legate de precizia de măsurare în sensul unei corecte decontări între producătorul şi consumatorul de energie.

Realizarea unor noi tipuri de wattmetre şi contoare pentru energia activă, cu o clasă de precizie acceptabilă în domenii largi de frecvenţă şi în condiţii de exploatare mult variabile a apărut ca o necesitate economică. Pe de altă parte s-a impus realizarea unor instrumente etalon, pentru verificări ale producţiei şi pentru măsurări metrologice.

Electronica dă rezolvare majorităţii inconvenientelor instrumentelor electromecanice. Aparatele electronice pentru măsurarea puterii şi energiei active pot atinge precizii ridicate (clasă 0,2 sau mai bună), în domenii largi de frecvenţă, de tensiuni şi curenţi, fiind practic insensibile la cîmpurile externe. Acestea pot fi făcute puţin sensibile la variaţiile de temperatură.

1.7. Wattmetre şi contoare electronice

Incapacitatea instrumentelor electromecanice de a rezolva problemele de măsurare în regimuri nesinusoidale a dus, după cum s-a mai afirmat la construcţia unor instrumente electronice, statice. An de an fiabilitatea componentelor electronice a crescut, performanţele lor au devenit tot mai bune şi mai stabile în timp iar scăderea costurilor a impulsionat construcţia de aparatură electronică de măsurare în general. Pentru construcţia unor aparate electronice destinate măsurării puterii sau energiei active, a fost necesară construcţia unor multiplicatoare electronice, subansamblu de care depinde în cea mai mare măsură precizia de măsurare a aparatului. La ora actuală există multiplicatoare analogice integrate ce permit atingerea unei precizii de măsurare de 0,1% - în cel mai bun caz - într-un domeniu de frecvenţă de cîţiva kiloherţi.

Rezultatele obţinute de aparatele cu multiplicare analogică nu au dat deplină satisfacţie. Un pas înainte a fost făcut prin trecerea la metodele numerice de măsurare, ce utilizează eşantionarea, conversia analog-numerică şi determinarea prin calcul numeric a valorii puterii sau energiei active. Se pot astfel atinge precizii mai bune de 0,1% într-un domeniu de frecvenţă de zeci de kiloherţi. Această din urmă tendinţă a fost stimulată de construcţia unor circuite de eşantionare şi memorare precise, a unor convertoare analog numerice în tehnologie hibridă sau chiar monolitică şi de scăderea costului circuitelor de calcul numeric datorită integrării pe scară medie şi largă.

Ca un aspect deloc neglijabil, trebuie specificat faptul că utilizarea tehnologiei CMOS poate contribui la scăderea substanţială a consumului propriu al contorului.

CAPITOLUL 2

STRUCTURI DE WATTMETRE SI CONTOARE ELECTRONICE

2.1. Clasificarea wattmetrelor şi contoarelor electronice.

Un studiu al literaturii de specialitate consacrată wattmetrelor şi contoarelor electronice pentru puterea respectiv energia activă, relevă mai multe tendinţe în ceea ce priveşte structura lor. Este posibilă o clasificare în vederea unui studiu sistematic al performanţelor ce pot fi atinse de diversele tipuri. Se pot astfel distinge:

A. Aparate de măsurare ce utilizează multiplicarea analogică:

A1 implementată prin elemente cu caracteristică patratică intrinsecă, ca termocuplurile sau unele semiconductoare ori simulată prin reţele de rezistenţe şi semiconductoare;

A2 implementată prin multiplicatoare cu divizarea timpului sau medierea triunghiurilor;

A3 implementată prin multiplicatoare cu modularea transconductanţei.

B. Aparate de măsurare cu multiplicare numerică:

B1 ce determină, separat (în formă numerică), valorile efective ale tensiunii şi curentului precum şi factorul de putere; se efectuează măsurarea puterii (sau a energiei) prin calcul numeric ulterior;

B2 ce eşantionează simultan tensiunea şi curentul, convertesc aceste eşantioane în formă numerică şi determină puterea instantanee. Prin integrare numerică se măsoară fie puterea, fie energia.

C. Aparate de măsurare ce utilizează multiplicarea hibridă.

D. Aparate de măsurare ce compară puterea activă dezvoltată în curent alternativ cu parametrii ai unor mărimi continue:

D1 aparate ce compară efectele termice în c.a şi c.c

D2 aparate ce utilizează metode speciale de comparare.

2.2. Aparate de măsurare ce utilizează multiplicarea analogică.

2.2.1. Aparate de măsurare cu caracteristică patratică.

Din categoria A1 fac parte aparate cu termocupluri sau semiconductoare [74] avînd o caracteristică apropiată de cea patratică. In special însă cele ce modelează caracteristica patratică prezintă interes practic. Conversia putere instantanee - curent se face pe baza relației:

$$(u_1 + u_2)^2 - (u_1 - u_2)^2 = 4u_1u_2$$

unde tensiunile u_1,u_2, furnizate de rețeaua rezistivă din figura 2.24 au expresiile:

$$u_1 = k_1i + k_2u$$

$$u_2 = -k_1i + k_2u$$

In [39] se descrie succint un contor de tipul A1 ce modelează caracteristica patratică. Ca mod de lucru, puterea instantanee este convertită de către contor în frecvența de repetiție a unor impulsuri ce se însumează pentru a obține o indicație proporțională cu energia activă. Mecanismul de contorizare este în parte electronic, în parte cel clasic, acționat printr-un motor foarte simplu și robust, alimentat în impuls.

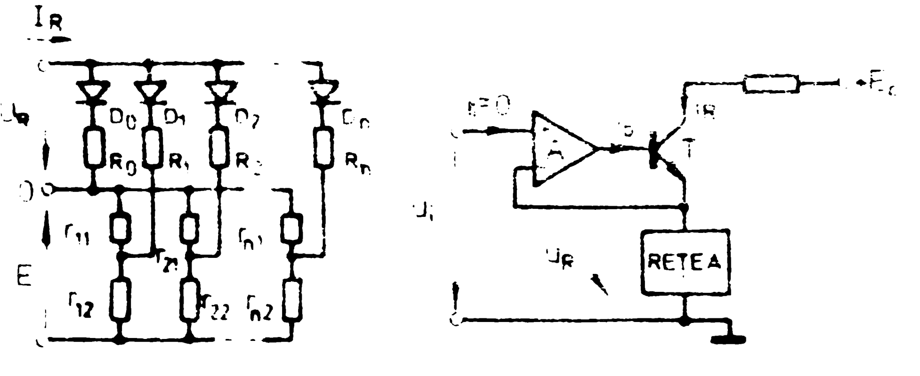


Fig. 2.1

Ridicarea la patrat se face cu ajutorul a două rețele ce modelează relația $I_R = kU_R^2$. Fiecare rețea este conectată în emiterul unui repetor ca în figura 2.1, amplificatorul A evitînd încărcarea circuitelor ce generează tensiunile u_1 (U_1 respectiv u_2). Pentru amplificarea de tensiune a lui A mult mai mare decît 1 și dacă se pot neglija curenții de intrare (i_1) și de bază (i_b) este satisfăcută relația $i_R = ku_1^2$.

2.2.2. Aparate de măsurare ce folosesc multiplicarea prin divizarea timpului sau medierea triunghiurilor - A2.

In anul 1971 firma Landys-Gyr [26], în urma unui studiu întreprins a ajuns la concluzia că producerea contoarelor de inducţie de clasă 0,2, sau mai bună, este mai costisitoare decît a celor electronice, statice.

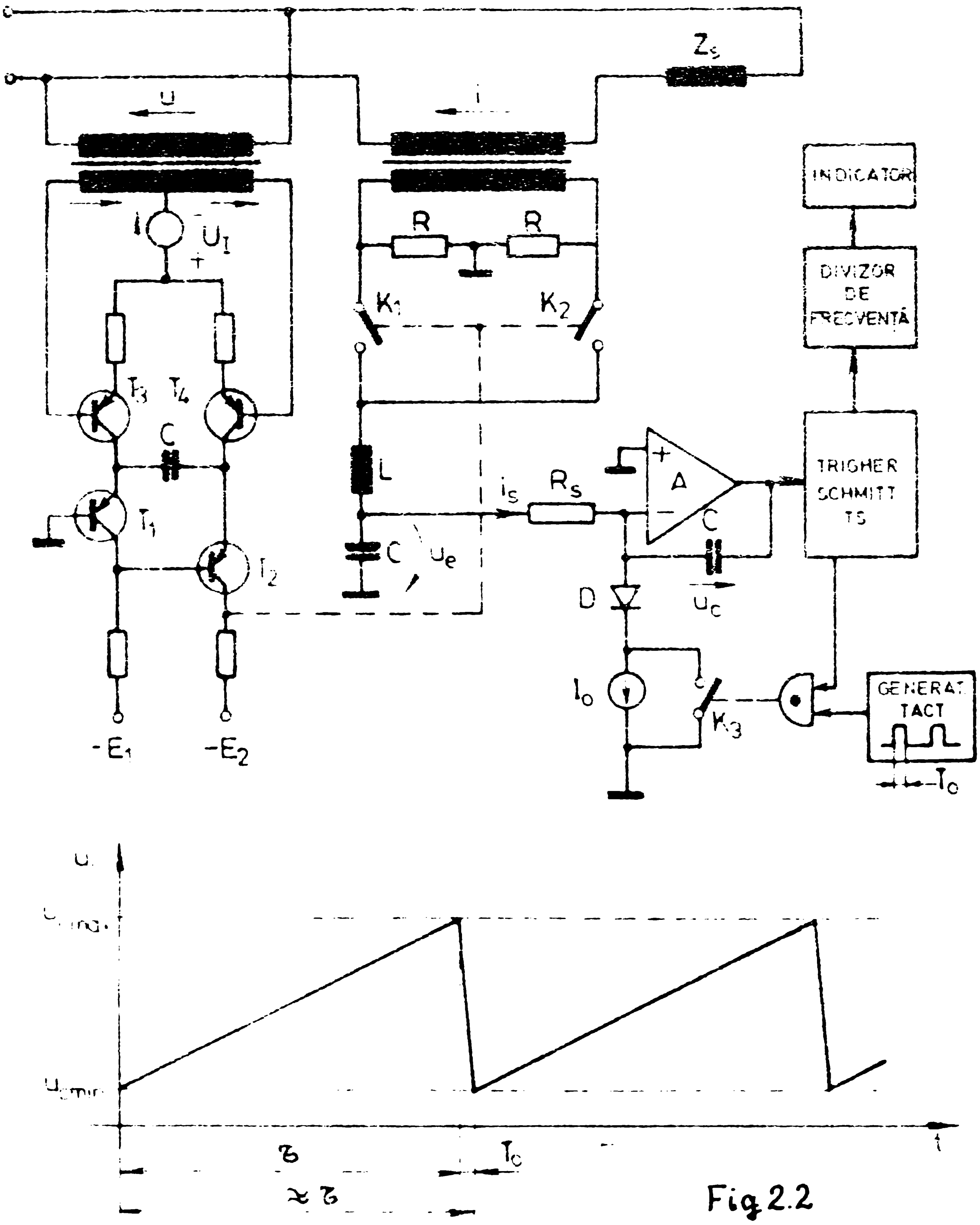


Fig.2.2

Dispozitivul de multiplicare implementat în contorul construit este de tipul cu divizarea timpului [82] . Un circuit basculant astabil, de tip asimetric, (T_1 şi T_2) cu cuplaj în emiter, generează o undă dreptunghiulară, modulată în durată de generatoarele de curent echipate cu T3 şi T4. Acestea sînt comandate, în antifază, de către tensiunile din înfăşurările secundare ale unui transformator - figura 2.2. Frecvenţa de repetiţie a impulsurilor generate de astabil este de 5000 Hz pentru a permite măsurări în regimuri deformante.

Pentru modularea în amplitudine a impulsurilor, proporţional cu mărimea curentului, se utilizează un transformator de curent şi două chei de comutare cu tranzistoare JFET (K_1,K_2), comandate de astabil. Filtrul L-C efectuează operaţia de mediere,încît sarcinii R_s i se aplică o tensiune u_e proporţională cu puterea instantanee. Convertorul curent frecvenţă, echipat cu amplificatorul A, livrează impulsuri cu frecvenţa de repetiţie proporţională cu puterea instantanee. Integrarea necesară pentru obţinerea energiei active se realizează prin însumarea numărului de impulsuri livrate de convertor, într-un numărător.

Curentul de încărcare al condensatorului C este:

$$i_s = \frac{u_e}{R_s} = \frac{k\,u\,i}{R_s} \tag{2.1}$$

Pe durata τ a încărcării condensatorului C, circuitul basculant Schmitt comandă închiderea lui K3 şi deci D este blocată. Dacă U_{cmax} este tensiunea maximă ce apare la bornele condensatorului C, sarcina acumulată la încărcarea acestuia va fi:

$$Q = \int_0^{\tau} \frac{u_e}{R_s}\,dt = \frac{u_e\tau}{R_s} = \frac{U_{cmax}}{C} \tag{2.2}$$

presupunînd că u_e este constant în τ. La atingerea valorii U_{cmax},circuitul basculant Schmitt permite trecerea unui impuls cu durata $T_o \ll \tau$ prin poarta ce comandă deschiderea comutatorului K3 şi generatorul de curent I_o evacuează de pe condensatorul C sarcina:

$$Q_o = I_o T_o$$

In regim staţionar cele două sarcini sînt egale între ele şi deci:

$$I_o T_o = \frac{u_e\tau}{R_s} = \frac{u\,i\,k\tau}{R_s}$$

Neglijînd T_o în raport cu τ, frecvenţa impulsurilor livrate de circuitul basculant Schmitt (cîte un impuls la fiecare descărcare) este:

$$f \cong \frac{1}{\tau} = \frac{k}{R_s I_o T_o} \cdot ui = K \cdot ui \qquad (2.3)$$

Numărul de impulsuri generat într-un interval de timp este proporţional cu energia activă.

Deoarece în relaţia 2.3 nu intervine capacitatea C a condensatorului, pretenţiile cu privire la stabilitatea, în timp, a valorii acestuia sînt reduse.

Realizarea contorului trifazat este relativ simplă - figura 2.3.

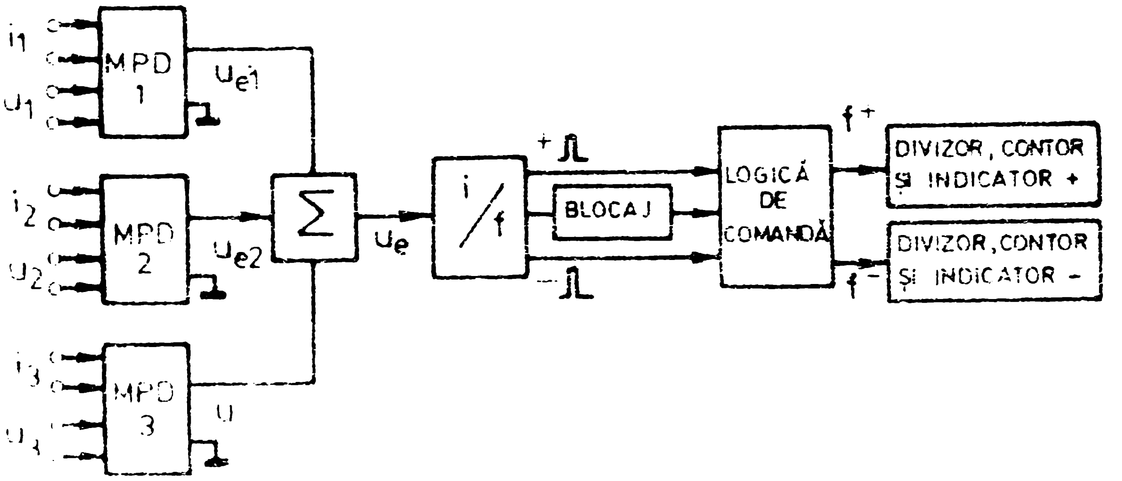


Fig. 2.3

Spre deosebire de contorul monofazat, se prevede posibilitatea schimbării sensului de circulaţie a energiei active. Fiecare fază este prevăzută cu un multiplicator cu divizarea timpului (MPD), sumîndu-se tensiunile u_{e1}, u_{e2} şi u_{e3} pentru a obţine tensiunea u_e proporţională cu puterea instantanee în sistemul trifazat. Convertorul curent frecvenţă sesizează şi polaritatea tensiunii u_e - deci sensul de circulaţie a energiei şi livrează, în conformitate cu aceasta, impulsuri la una din cele două ieşiri. Circuite de blocaj împiedecă înregistrarea unor circulaţii de energie de nivel mic unde eroarea convertorului este foarte mare.

O realizare asemănătoare este prezentată în [23]. Se generează impulsuri avînd frecvenţa de repetiţie proporţională cu puterea instantanee. Convertorul curent-frecvenţă este de tipul cu dublă pantă evitîndu-se generarea impulsurilor la consum nul şi în consecinţă se poate renunţa la circuitele de blocare. Schema bloc a contorului este cea din figura 2.4.

Frecvenţa impulsurilor generate de un convertor curent-frecvenţă (figura 2.2) este (în caz ideal) de forma:

$$f_o = Ki_s = k\,u\,i$$

La intrarea integratorului există în fapt o componentă I_e, de eroare, a curentului de încărcare a condensatorului C, şi astfel impulsurile generate au frecvenţa de repetiţie:

$$f_o + \Delta f = K(i_s + I_e)$$

Eroarea relativă comisă de convertor este în consecinţă:

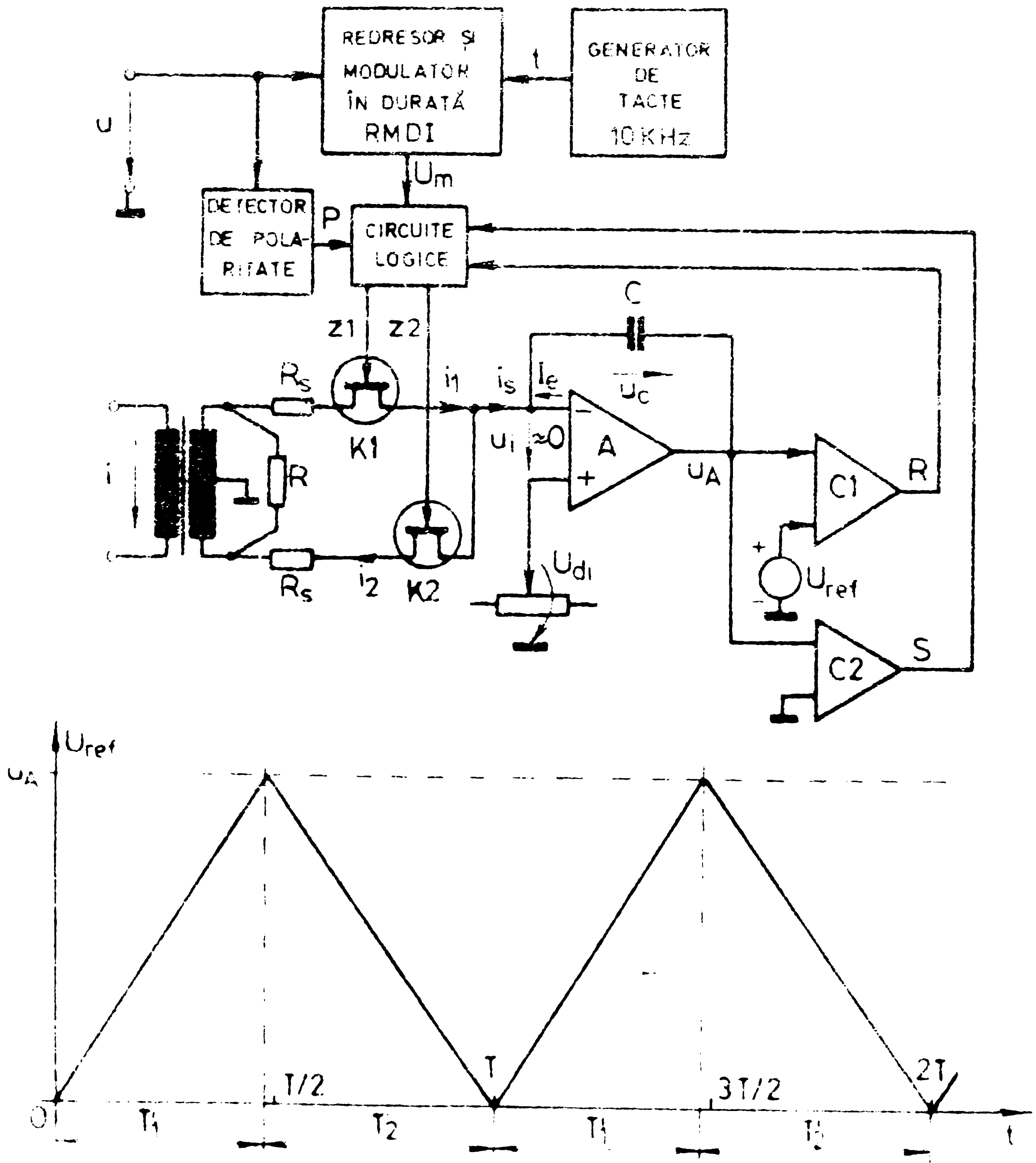


Fig. 2.4

$$\frac{\Delta f}{f_o} = \frac{I_e}{i_s} \qquad (2.4)$$

eroare relativă ce crește foarte mult (I_e = cst) cînd i_s scade. Prin urmare, măsurarea energiei la nivele mici de putere este afectată de erori mari dacă se utilizează un convertor curent-frecvență cu o singură pantă.

Pentru eliminarea acestor erori se inversează periodic sensul curentului de ieșire al multiplicatorului, i_s. Dacă i_s circulă în sensul indicat pe figura 2.4 potențialul u_A descrește. In momentul în care u_A atinge 0^V comparatorul C2 emite un semnal S care, prin intermediul unor circuite logice ce acționează asupra cheilor K1 și K2, reversează sensul curentului i_s. In consecință, u_A crește pînă se atinge nivelul U_{ref} de axare a comparatorului C_1, comparator care emite semnalul R ce determină recomutarea sensului curentului i_s, ciclul repetîndu-se. Excursia lui u_A fiind U_{ref}, se pot determina duratele T'_1 și T'_2 de încărcare - descărcare ale condensatorului C, ținînd seama de faptul că numai i_s își modifică sensul la comutare, nu și I_e:

$$T'_1 = \frac{U_{ref}C}{i_s + I_e} \qquad T'_2 = \frac{U_{ref}C}{i_s - I_e}$$

Perioada unui ciclu complet se determină prin însumarea duratelor T'_1 și T'_2 iar frecvența de apariție, fie a lui R fie a lui S este inversa acestei perioade:

$$f_o + \Delta f = \frac{i_s}{2U_{ref}C}\left[1 - \left(\frac{I_e}{i_s}\right)^2\right] \qquad (2.5)$$

unde f_o este frecvența impulsurilor generate pentru $I_e = 0$. Eroarea relativă comisă este în consecință:

$$\frac{\Delta f}{f_o} = -\left(\frac{I_e}{i_s}\right)^2$$

Cînd $i_s < I_e$, deoarece I_e nu-și reversează sensul, se produce saturarea amplificatorului A (C se încarcă) și încetează generarea impulsurilor. In consecință nu mai este necesară blocarea numărătorului la sarcini mici, convertorul autoblocîndu-se.

Cînd $i_s > I_e$, eroarea relativă comisă este mai mică decît în primul caz, cel al convertorului cu o singură pantă. In expresia lui f_o (particularizînd 2.5 pentru $I_e = 0$):

$$f_o = \frac{i_s}{2U_{ref}C}$$

este prezentă valoarea capacităţii C ceea ce pune probleme de stabilitate în timp pentru aceasta.

In figura 2.5 se prezintă formele de undă pentru semnalele ce intervin în funcţionarea contorului. Pentru comanda cheilor K1 şi K2 ale modulatorului în amplitudine se formează semnalele Z1 şi Z2 ţinînd seama de sensul de circulaţie al energiei şi de polaritatea semnalelor (cadranul în care se află). Polaritatea undei de tensiune este indicată de semnalul P. In tabelul 2.1 se dau, funcţie de P şi Q, stările semnalelor de comandă Z_1 şi Z_2 ale cheilor K_1 respectiv K_2.

Pe baza datelor tabelului 2.1 se sintetizează ecuaţiile semnalelor Z_1 şi Z_2:

$$Z_1 = (P.Q + \bar{P}.\bar{Q}).U_m$$

$$Z_2 = (\overline{P.Q + \bar{P}.\bar{Q}}).U_m$$

unde Q este un bistabil pus pe 1 de semnalul R şi repus pe zero de semnalul S iar U_m este ieşirea, compatibilă cu logica TTL, a modulatorului în durată. In figura 2.6 se prezintă structura circuitelor logice ce furnizează Z_1 şi Z_2.

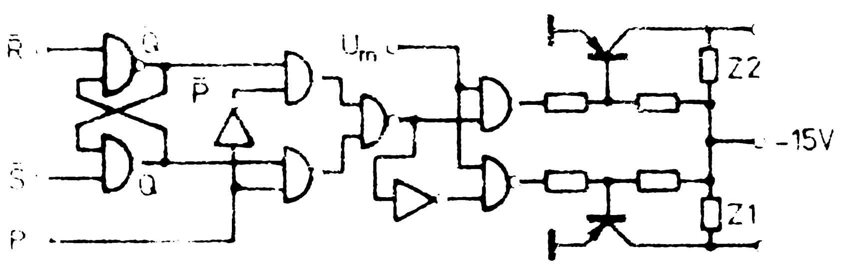


Fig. 2.6

Conform schemei prezentate, autorii lucrării citate au realizat un contor trifazat cu erori de măsurare sub 0,1% (incertitudine de măsurare = 0,02%).

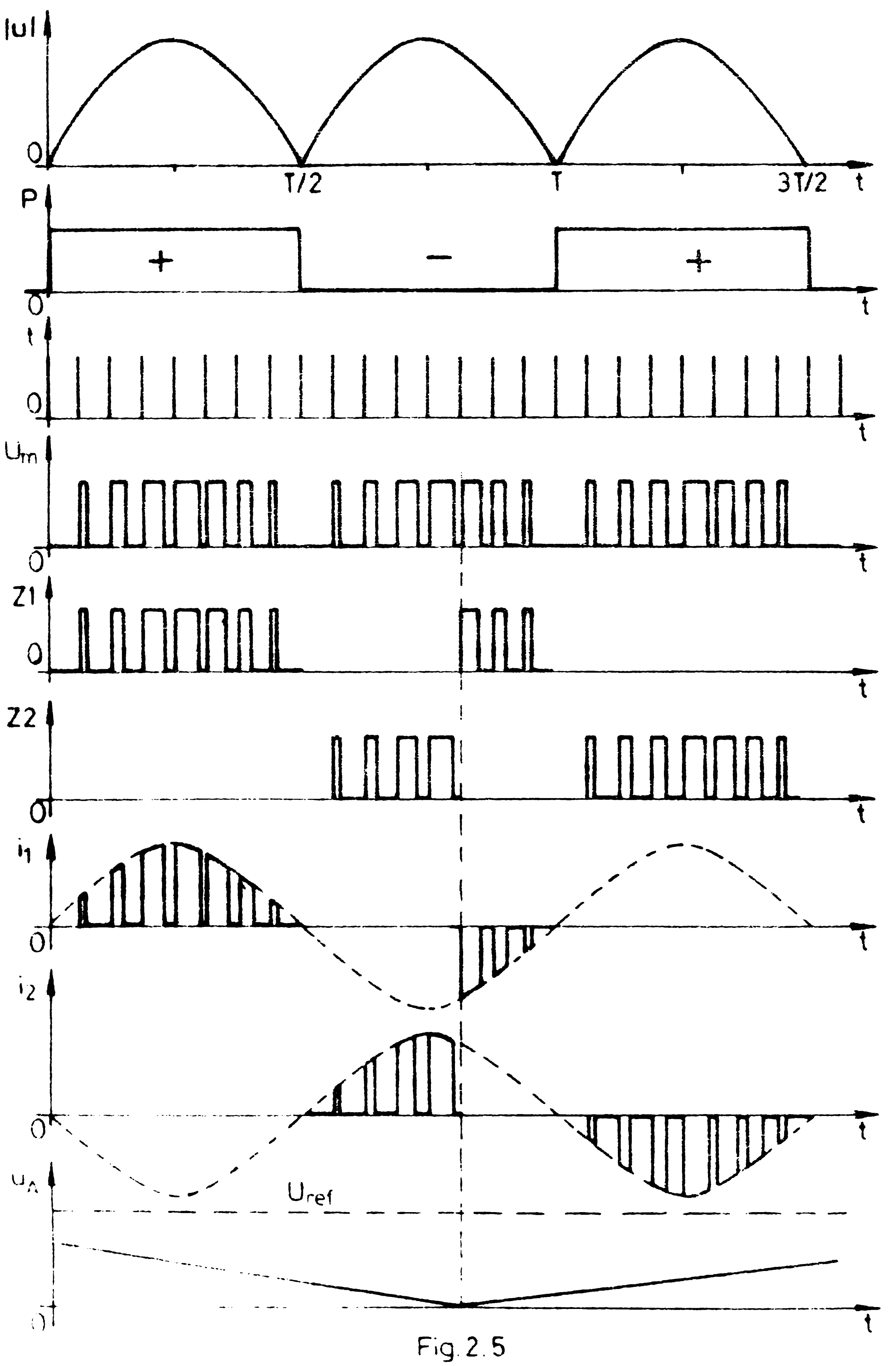


Fig. 2.5

POLARITATEA P	BISTABILUL Q		COMANDA CHEII K1	COMANDA CHEII K2
	Q	$\bar{Q}$	Z1	Z2
1	0	1	0	1
1	1	0	1	0
0	0	1	1	0
0	1	0	0	1

Tabelul 21

Deşi în 1971 Landis-Gyr constată că numai contoarele statice de clasă 0,2 sau mai bună sînt mai ieftine decît contoarele cu inducţie (figura 2.7) în anul 1974, datorită scăderii costului componentelor electronice şi ca urmare a experienţei acumulate, firma a considerat rentabilă şi producerea contoarelor statice de clasă 0,5. In [29] se descrie contorul de clasă 0,5; schema sa fiind cea din figura 2.8 iar diagramele de timp ale principalelor semnale, cele din figura 2.9. Tensiunea U_m, de ieşire a modulatorului în durată (cu perioada T), se aplică modulatorului în amplitudine prin intermediul unui circuit logic, ce asigură comutarea curentului de intrare la convertorul curent frecvenţă, într-o manieră asemănătoare celei prezentate în [23].

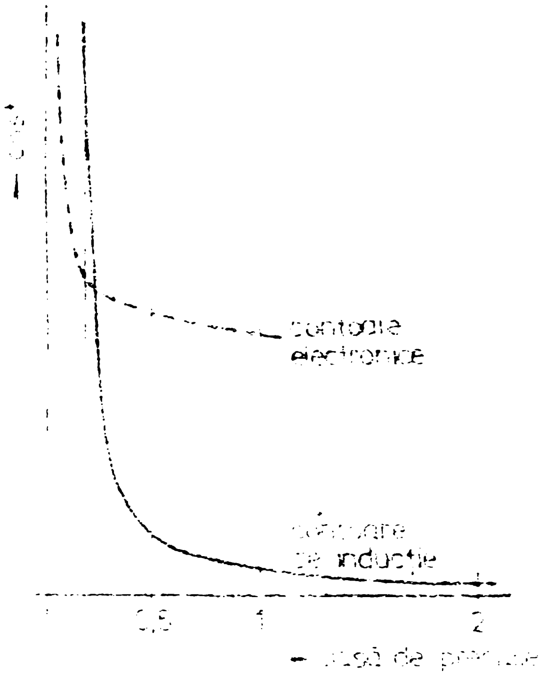


Fig 2.7

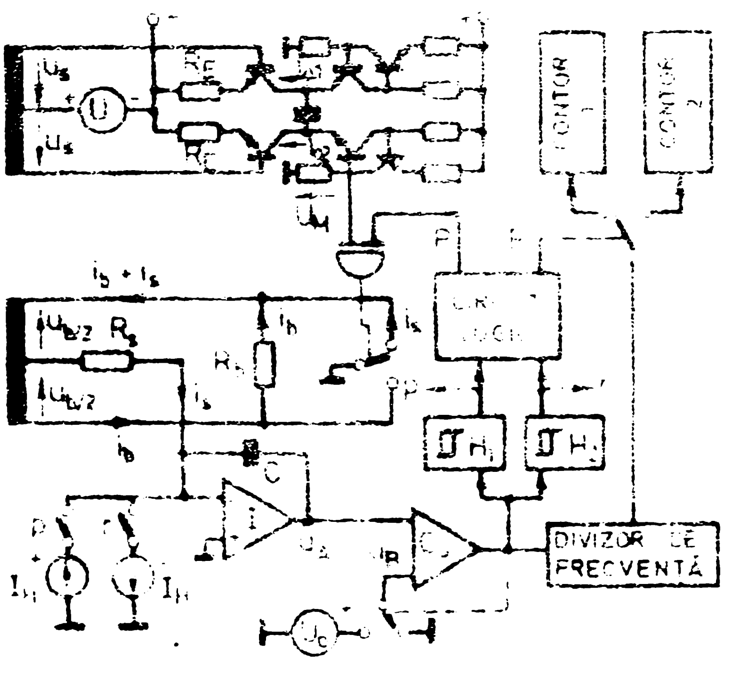


Fig. 2.8

Pentru modulatorul în durată este valabilă relaţia:

$$\frac{T_A}{T_B} = \frac{I_{o1}}{I_{o2}} = \frac{U_r + u_s}{U_r - u_s}$$

unde T_A este durata pentru care U_m=1. Evident $T_A + T_B = T_M$, perioada impulsurilor generate de modulatorul de durată.

Curentul secundarului transformatorului de curent este:

$$i_1 = \frac{i_s}{2} + i_b$$

şi (figura 2.8):

$$\frac{u_b}{2} = R_s i_s = \frac{R_b i_b}{2} = \frac{R_b}{2}\left(i_1 - \frac{i_s}{2}\right)$$

Din ultima relaţie se determină curentul i_s (vezi şi fig.2.9 a):

$$i_s = \begin{cases} \dfrac{R_b i_1}{2R_s + \frac{1}{2} R_b} & 0 < t < T_A \\ -\dfrac{R_b i_1}{2R_s + \frac{1}{2} R_b} & T_A < t < T_M \end{cases}$$

Deoarece $i_1 = K_1 i$ şi $u_s = K_u . u$, curentul mediulal multiplicatorului este dat de:

$$I_s = i_{s\,med} = \frac{1}{T_A + T_B}\left[\int_0^{T_A} \frac{R_b i_1 dt}{2R_s + \frac{1}{2} R_b} - \int_{T_A}^{T_A+T_b} \frac{R_b i_1 dt}{2R_s + \frac{1}{2} R_b}\right] =$$

$$= \frac{R_b i_1}{2R_s + \frac{1}{2} R_b} \cdot \frac{T_A - T_B}{T_A + T_B} = \frac{R_b}{U\,(2R_s + \frac{1}{2} R_b)}\, u_s i_1 =$$

$$= K_1 . K_U . K_i . u . i = K . u . i \qquad (2.6)$$

Circuitul logic poate inversa faza de lucru a modulatorului în amplitudine. In aşa fel se inversează faza modulatorului încît sensul curentului I_s să fie menţinut pentru fiecare din rampele converterului curent-frecvenţă. Acesta din urmă conţine un integrator I, un comparator Co şi două circuite cu histereză H_1 şi H_2. Comparatorul comandă, prin ieşirea sa, axarea uneia dintre intrări, fie la masă fie la un potenţial U_o.

Pentru un sens de circulaţie al curentului I_s, u_A creşte pînă ce se atinge nivelul U_0 la care se află axat comparatorul Co (figura 2.9 b). La atingerea nivelului U_0 comparatorul basculează, se autoaxează la masă şi prin circuitul ce generează

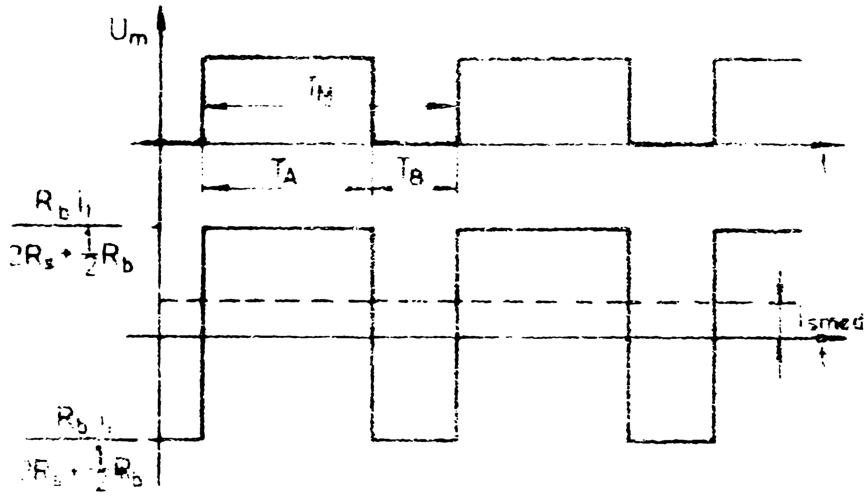


Fig 2.9.a

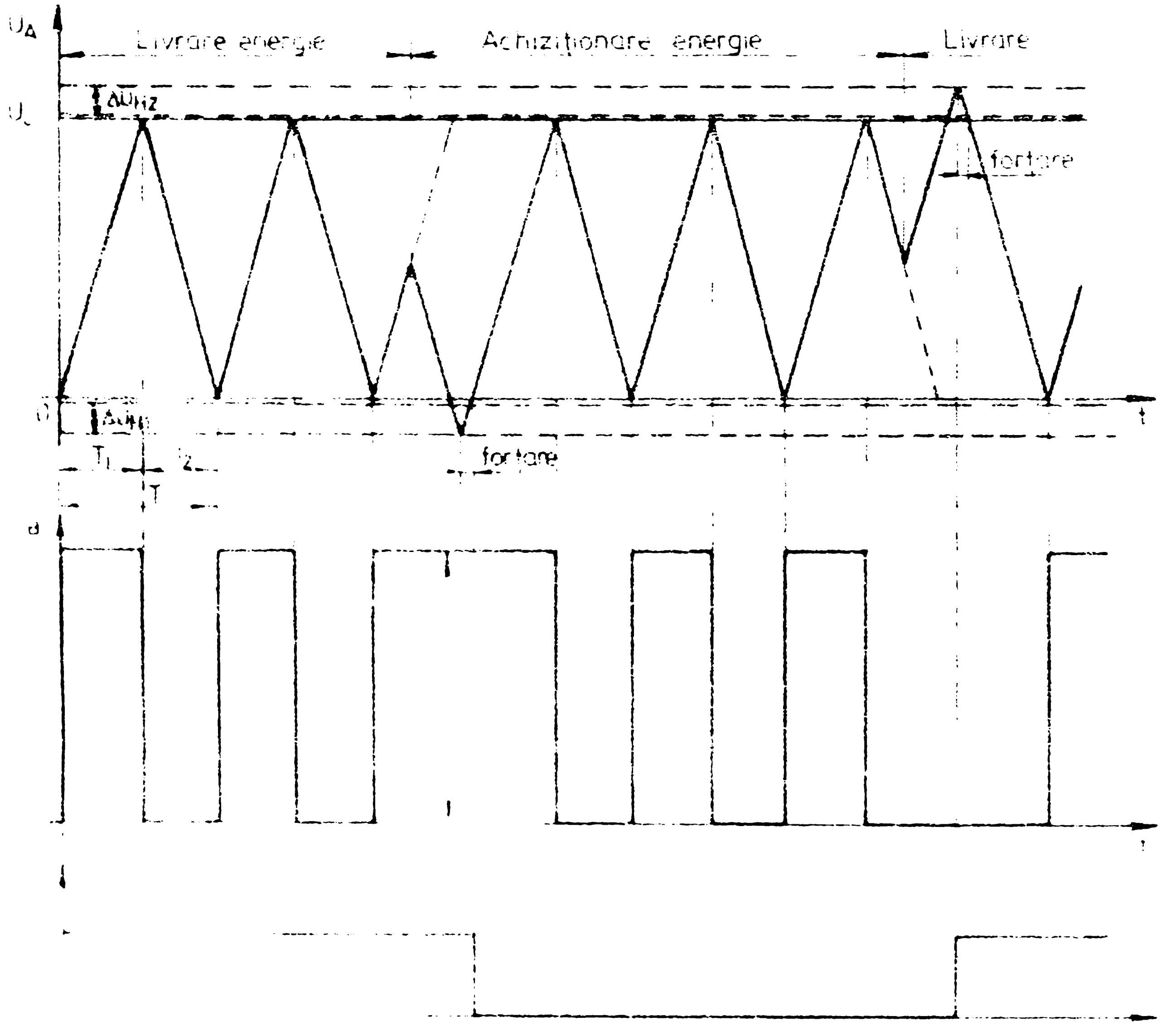


Fig 2.9. b

P şi circuitul din ieşirea modulatorului în durată se reversează faza modulatorului,astfel încît I_s îşi schimbă sensul; în consecinţă , u_A descreşte pînă ce atinge nivelul de 0^V, se produce din nou bascularea comparatorului, axarea sa la U_0 şi ciclul se reia. Incărcarea şi descărcarea lui C durează cam acelaşi timp:

$$T_1 \cong T_2 \cong \frac{U_o C}{I_s}$$

şi în consecinţă frecvenţa de repetiţie a semnalului de la ieşirea comparatorului este:

$$f_o = \frac{I_s}{2U_oC} = \frac{K\,u\,i}{2U_oC} = K'.u.i$$

Avantajul unei astfel de manevrări a converterului este, după cum s-a mai văzut, reducerea erorilor cauzate de curentul de polarizare I_e precum şi eliminarea circuitelor de blocaj, necesare altminteri, la nivele mici de putere.

In cazul schimbării sensului de circulaţie a energiei se inversează şi sensul curentului I_s şi u_A nu mai atinge nivelul spre care tinde - cel superior în figura 2.9.b - . La atingerea nivelului interior de basculare al circuitului H_1, se comută semnalul P astfel încît are loc reversarea, odată în plus, a sensului lui I_s faţă de cazul anterior. In acelaşi timp se conectează (prin p sau r) o sursă de curent, suplimentară, ce forţează revenirea rapidă a lui u_A, sursă ce se deconectează la atingerea nivelului superior de basculare a lui H_1. Semnalul R ce îşi modifică starea, comută contorul de însumare a impulsurilor. Similară este comportarea contorului de energie la o nouă modificare de sens de circulaţie a energiei, cînd se activează circuitul H_2. Un divizor adaptează frecvenţa semnalelor generate pînă la cea acceptată de numărătoarele mecanice.

Contorul trifazat se compune din trei multiplicatoare şi un singur converter curent - frecvenţă ce realizează şi însumarea curenţilor multiplicatoarelor.

Un modulator în durată de o structură mai aparte este cel din lucrarea [46] . Wattmetrul ce se descrie utilizează tot multiplicarea prin metoda divizării timpului, dar cu o schemă deosebită, prezentată în figura 2.b.

Tensiunea cu care se compară ieşirea u_A a integratorului (A) este o tensiune triunghiulară cu componenta medie nulă. Dacă cheia K_1 este conectată la $+U_r$, C se descarcă ($U_r > u_{x\ max}$), potenţialul u_A scade pînă ce este depăşit de U_T.

In consecinţă comparatorul comută cheia K_1 la U_r .Incepe un proces de încărcare a lui C (fig. 2.11). Scriind egalitatea ce se stabileşte, în regim staţionar, între sarcina cedată şi primită de condensatorul C, se poate stabili relaţia:

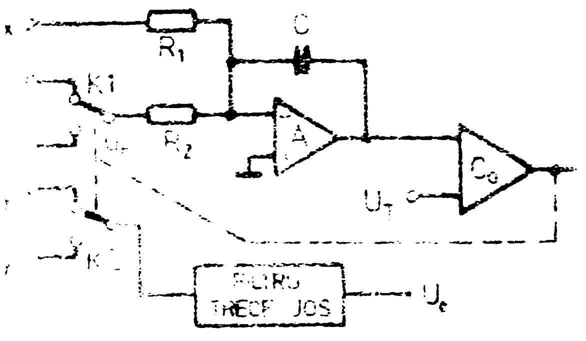


Fig 2.10

$$\frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2} = - \frac{u_x}{U_r} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

unde $T_1 + T_2 = T$ este perioada semnalului U_m, o constantă. Sincron cu comutatorul K1 se comută şi K2 între $+ u_y$ şi $-u_y$, la ieşirea filtrului de mediere apărînd astfel tensiunea:

$$U_e = \frac{T_1}{T} u_y - \frac{T_2}{T} u_y = \frac{T_1 - T_2}{T} u_y =$$

$$= - \frac{R_2}{R_1 U_r} u_x \cdot u_y$$

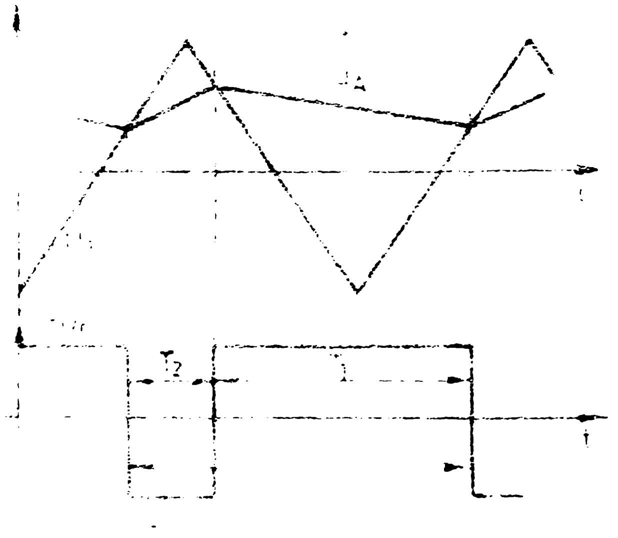


Fig. 2.11

Interesant la schema propusă de autori este faptul că unda triunghiulară se obţine dintr-una dreptunghiulară avînd factorul de umplere 0,5, livrată de un generator de impulsuri, cu acelaşi integrator A. Acest lucru îmbunătăţeşte performanţele modulatorului în sensul reducerii erorilor. Schema multiplicatorului este prezentată în figura 2.12. In calitate de comparator se întrebuinţează un circuit basculant Schmitt.

Pentru reducerea erorilor de fază se practică interschimbarea canalelor (astfel construite încît sînt unificate ca nivel) şi medierea rezultatelor.

Pentru măsurarea tensiunii se utilizează un divizor compensat iar pentru măsurarea curentului un şhunt de rezistenţă $R = 0,2\ \Omega$ confecţionat din manganină, neinductiv. Inductivitatea reziduală L a şhuntului se compensează cu schema din figura 2.13.

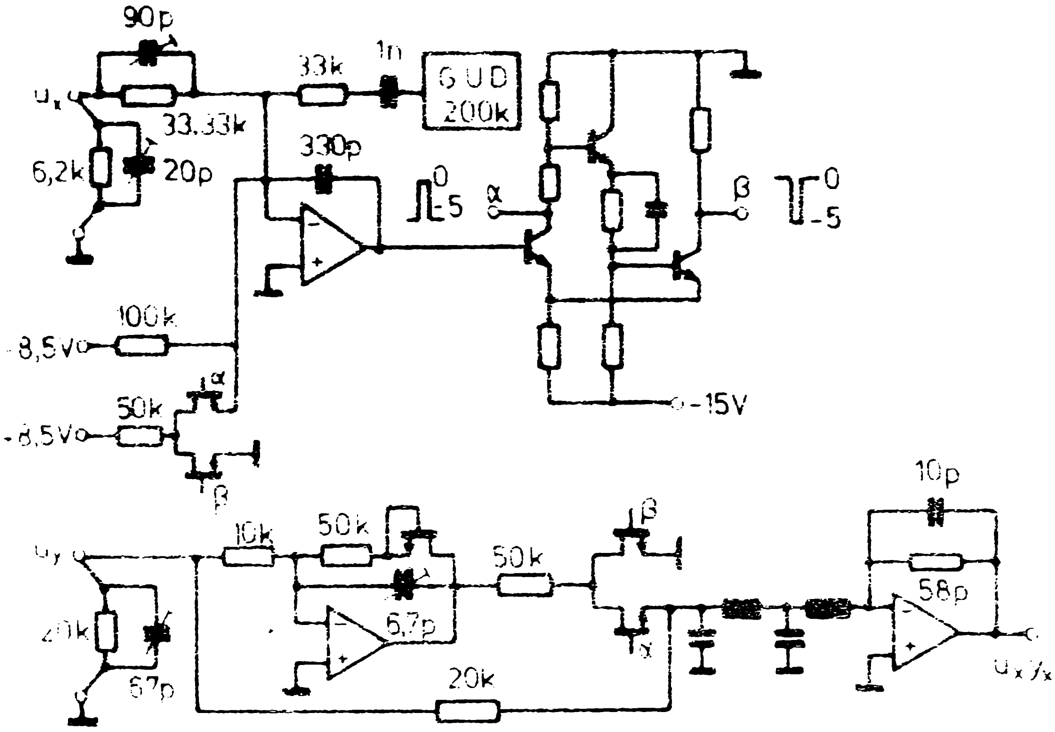


Fig.2.12

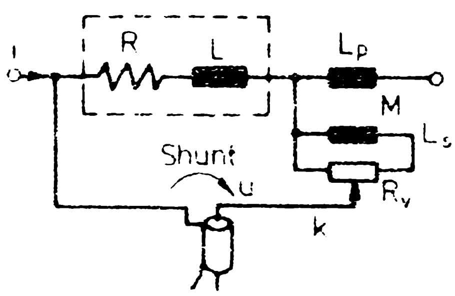


Fig.2.13

Tensiunea u (figura 2.13) este:

$$u = i\,R + j\omega\left(L - \frac{kM}{1 + \frac{\omega L}{R_v}}\right) \qquad (2.7)$$

Pentru $R_v \gg \omega L$ şi k astfel ales (prin poziţia cursorului) încît $kM = L$, partea imaginară a relaţiei 2.7 este anulată, obţinîndu-se un shunt echivalent rezistiv.

Ansamblul wattmetrului are clasa 0,1 pînă la 1 KHz [46].

2.3. <u>Aparate ce utilizează multiplicarea numerică</u> B.

Ideea de utilizare a multiplicării numerice pentru calculul puterii a apărut încă din 1965 fiind avansată într-o lucrare [1] elaborată de prof.M.C. al Acad.RSR, C.Penescu. Dezvoltarea tehnologiei de integrare monolită, apariţia circuitelor integrate pe scară medie şi largă au permis implementarea economică a unor sisteme cu multiplicare numerică.

In lucrarea citată [1] se descrie un wattmetru cu schema bloc din figura 2.14. Convertoarele pentru tensiune respectiv

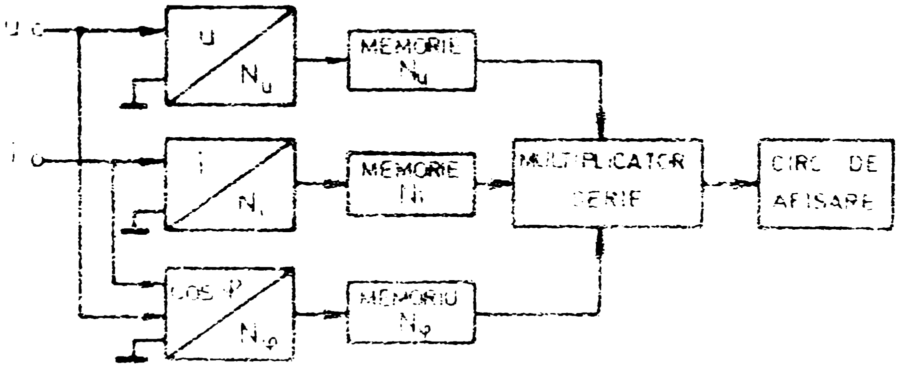


Fig.2.14

curent furnizează codurile numerice N_u respectiv N_i proporţionale cu valorile efective ale tensiunii şi curentului. Al treilea convertor furnizează un cod numeric proporţional cu cos φ, unde φ este defazajul între tensiune şi curent. Ca atare, după înmulţirea ce se efectuează în serie, se obţine o indicaţie numerică proporţională cu puterea activă, UI cos φ.

In 1965 mai apare o lucrare [28] privind măsurarea energiei active şi care efectuează multiplicarea tot sub formă numerică.

In figura 2.15 se prezintă schema de principiu a aparatului realizat de autorii lucrării [28] iar în figura 2.16 diagrama semnalelor ce intervin în conversia analog numerică.

Generatorul de tact 1 declanşează, printr-un divizor de frecvenţă, generatorul de tensiune liniar variabilă. Tensiunea liniar variabilă (TLV) se aplică detectoarelor de tensiune,curent şi nul. Acestea livrează cîte un impuls la egalitatea tensiunii liniar variabile cu u , i şi respectiv masa, pilotînd porţile de tensiune şi curent astfel încît acestea stau deschise timpi proporţionali cu mărimile momentane u respectiv i. Impulsurile furnizate de alte două generatoare de tact (2 şi 3) trec prin porţi (vezi PT respectiv PC în figura 2.16) şi sînt numărate şi păstrate în două tampoane. Un dispozitiv de multiplicare sincronizat de către un generator de secvenţă generează produsul ce printr-un comutator este însumat cu conţinutul acumulatorului notat cu "+" sau cu conţinutul acumulatorului notat cu "-".

Comutarea este determinată de semnul (+ sau -) produsului ui, stabilit de generatorul de semn, conform ordinii de apariţie a

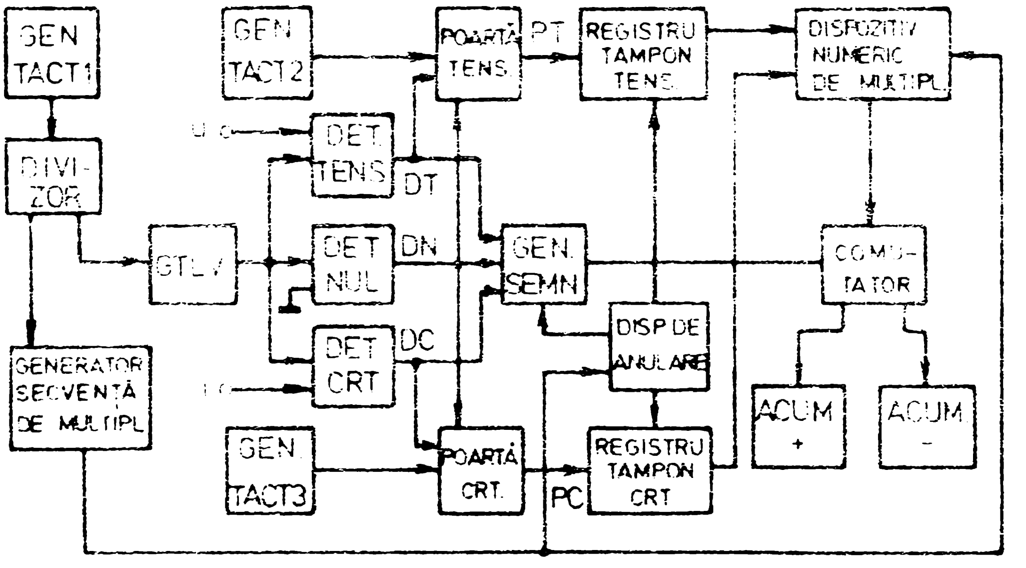


Fig. 2.15

impulsurilor generate de cele trei detectoare, DT,DN şi DC. La reluarea unui ciclu un dispozitiv de anulare şterge conţinutul celor două tampoane (de tensiune şi curent) şi aduce în stare iniţială generatorul de semn.

Frecvenţa de eşantionare (de repetiţie a semnalelor TLV) este aleasă în jur de 800 Hz, prelevîndu-se cîte 15 sau 16 eşantioane pe o perioadă (20 ms). Astfel este aleasă frecvenţa de eşantionare, încît de la perioadă la perioadă eşantioanele sînt puţin deplasate, prelevîndu-se într-un timp de mai multe perioade, eşantioane ce acoperă întreaga sinusoidă. Evident măsurarea precisă este posibilă doar în regim staţionar.

Durata tensiunii liniar variabile generate este în jur de 320 µs iar frecvenţa celor două generatoare de tact (2 şi 3) în jur de 100 KHz. Se cuantizează astfel tensiunea şi curentul cu 32 nivele (16 pozitive şi 16 negative) cu alte cuvinte se obţine în urma conversiei analog numerice, un bit de semn şi 4 de mărime. Cele 3 generatoare de tact sînt independente în vederea evitării oricăror posibilităţi de corelare; în felul acesta se produce o mediere a eşantioanelor, îmbunătăţindu-se precizia de măsurare. Evident, există o neconcordanţă în timp la prelevarea eşantioanelor de curent şi tensiune, ceea ce conduce la o eroare de fază intrinsecă metodei de măsurare. După cum se poate observa din figura 2.16 această eroare este dependentă de defazajul

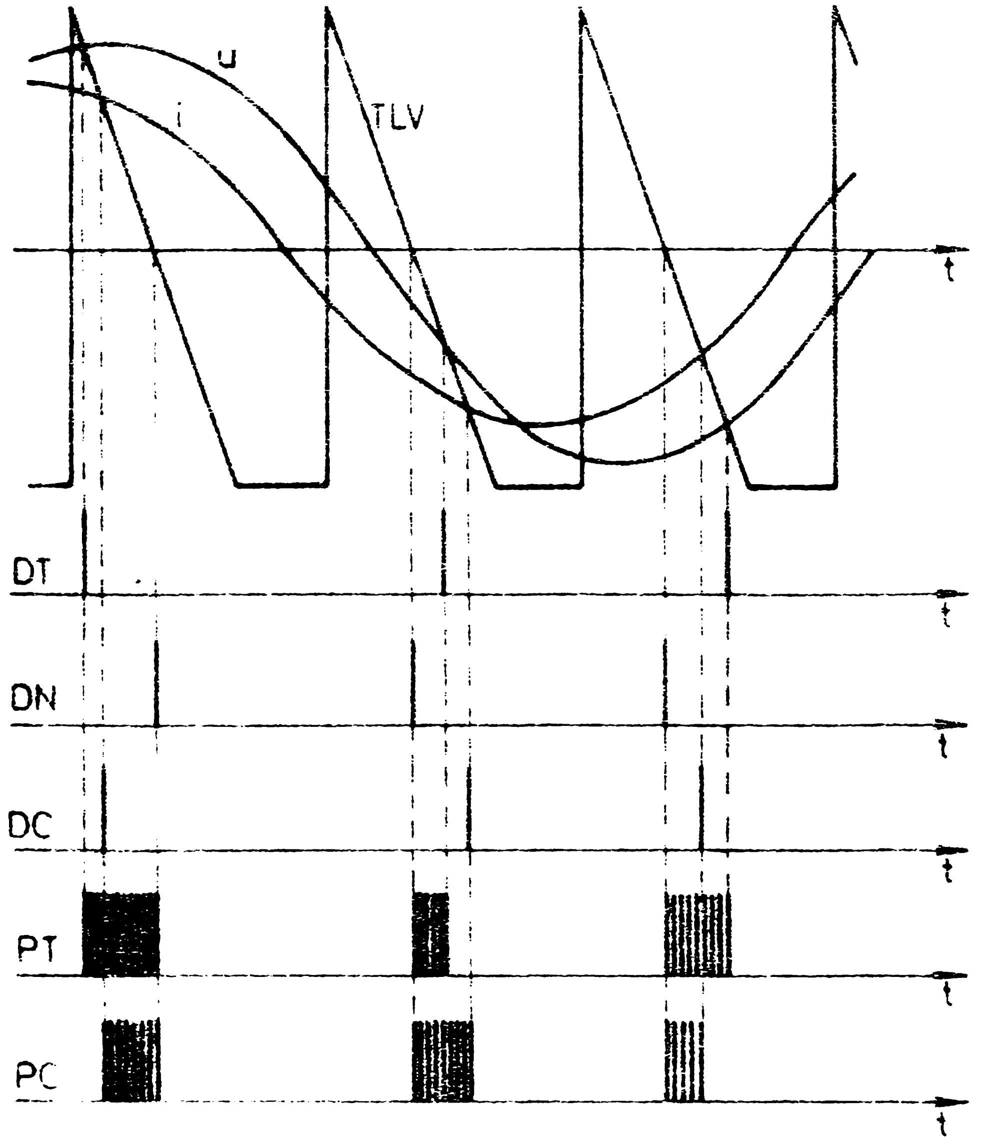


Fig. 2.16

dintre u și i precum și de amplitudinile curentului și tensiunii.

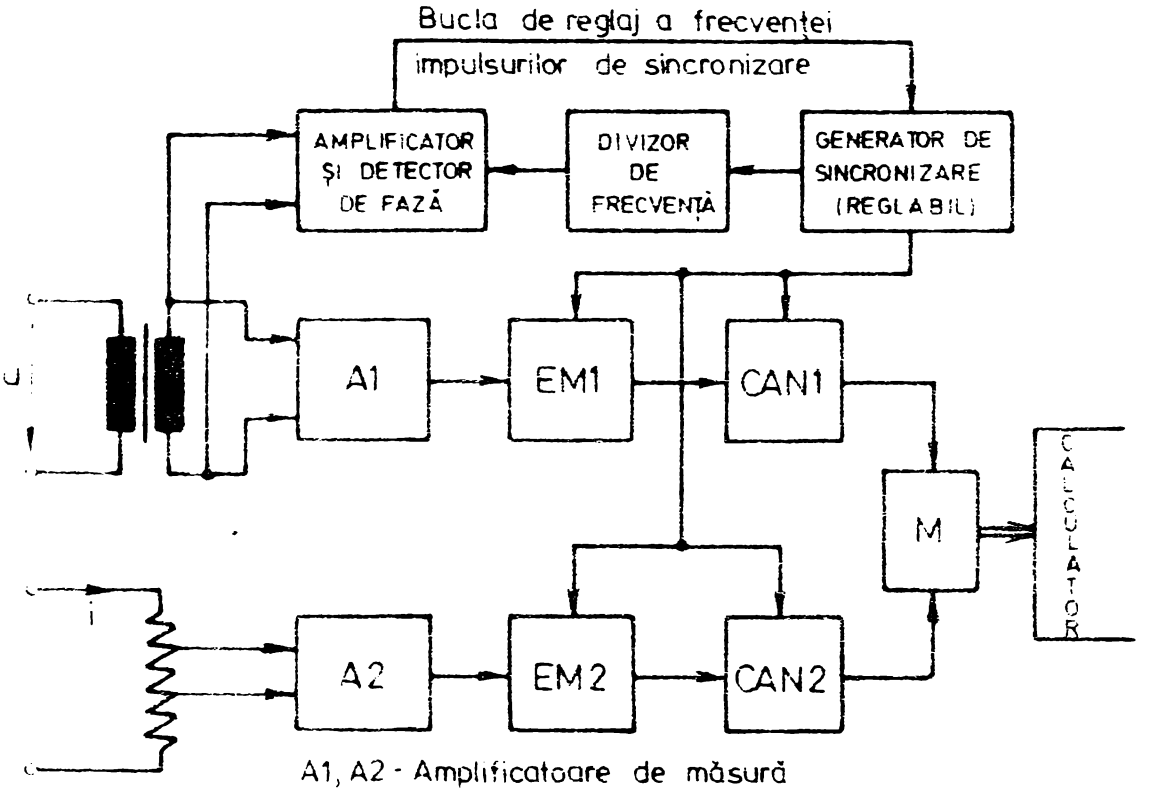
Clasa modelului realizat a fost mai bună de 1% după 1 minut de funcționare, existînd posibilitatea creșterii preciziei [28].

Din aceeași categorie de metode de măsurare ce folosesc multiplicarea numerică face parte și cea descrisă în [24]. Schema bloc a instalației de măsurare a puterii active ce se prezintă în lucrarea mai sus arătată este cea din figura 2.17.

In cazul în care se prelevează simultan N eșantioane de curent și tensiune într-o perioadă T a fundamentalei, puterea activă se calculează cu relația:

$$P = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} u_k i_k \qquad (2.8)$$

In lucrare se afirmă că pentru o convergență rapidă a sumei, din relația precedentă, înspre valoarea puterii, eșantio-



A1, A2 - Amplificatoare de măsură
EM1, EM2 - Dispozitive de eșantionare și memorare
CAN1, CAN2 - Convertoare analog numerice
M - Multiplicator numeric

Fig. 2.17

narea trebuie corelată cu fenomenul periodic. O eșantionare aleatoare nu este recomandată.

Pentru aprecierea numărului de eșantioane necesare a fi prelevate la măsurarea puterii, dacă se aplică relația de calcul 2.8, autorul lucrării citate a efectuat o simulare pe calculator în care s-a luat în considerare efectul zgomotului de intrare, neconcordanța în timp a momentelor de eșantionare, prezența armonicilor și rezoluția finită a cuantizoarelor. In urma simulării s-au desprins următoarele concluzii:

1) nu sînt necesare mai mult de 512 puncte de eșantionare într-o perioadă a fundamentalei;

2) este tolerabilă o eroare de nesimultaneitate în prelevarea eșantioanelor de curent și tensiune de pînă la 50 ns;

3) eroarea procentuală datorată erorilor sistematice de sincronizare este proporțională cu deviația procentuală a perioadei bazei de timp de sincronizare (pentru eșantionare) de la perioada undei eșantionate;

4) pentru a putea ține seama de prezența unor componente spectrale de pînă la 10 MHz, frecvența de eșantionare trebuie

să fie de cel puțin 40 KHz.

In instalația realizată (fig.2.17) se prelevează o tensiune proporțională cu curentul i de la bornele unui shunt bifilar cu constantă de timp mică (2 ns). La curentul de 5A căderea pe shunt este de 0,5 V. Un transformator coborîtor livrează în secundar tensiunea proporțională cu cea din linie, u. Pentru compatibilitatea celor două canale de măsurare, tensiunea nominală în secundar este tot de 0,5 V. Pentru ca erorile de raport și fază ale transformatorului să fie neglijabile, se utilizează două transformatoare, unul în domeniul 50 Hz ÷ 400 Hz iar altul în domeniul 400 Hz ÷ 2000 Hz.

Cele două amplificatoare de măsurare A_1 și A_2 au o caracteristică de amplificare plată pînă la 5000 Hz. La ieșirea lor valoarea maximă este de 10 V, corespunzînd unei amplificări de tensiune de 13,5. O condiție severă impusă celor două amplificatoare este identitatea caracteristicilor de fază. Diferențele de fază ce apar conduc la erori de măsurare ce pot fi însă compensate prin interschimbarea canalelor și medierea rezultatelor măsurătorilor.

Generatorul de impulsuri de sincronizare are o construcție deosebită pentru a satisface a 3-a cerință rezultată în urma simulării. Oscilatorul comandat în tensiune alimentează un divizor de frecvență cu un factor de divizare de 512. Le o gamă de frecvență a oscilatorului de 20 ÷ 40 KHz, la ieșirea divizorului de frecvență se obține un semnal cu frecvența de 40 ÷ 80 Hz. Se compară semnalul prelevat din rețea cu ieșirea divizorului de frecvență și semnalul obținut la ieșirea comparatorului de fază se aplică, ca reacție, oscilatorului comandat în tensiune. Se asigură astfel prelevarea a 512 eșantioane într-o perioadă a fundamentalei.

Convertoarele analog numerice furnizează o cifră semn și 14 cifre pentru mărime. Sînt de tipul cu aproximare succesivă avînd o rată de 40.000 conversii pe secundă - deci 25 μs timp de conversie, incluzînd și timpul de eșantionare și stabilizare.

Blocul de calcul nu este de performanțe deosebite el trebuind să efectueze o înmulțire o adunare și cîte o deplasare și o adunare în plus din două în două intervale de cîte 25 μs. Pentru a putea aplica o strategie de măsurare mai completă este necesar un calculator numeric.

In condițiile existenței calculatorului fiecare măsurare este începută cu o "citire de zero" - intrări în scurtcircuit,- citire utilizată ulterior în corecții. Se procedează apoi la calibrarea lanțului de amplificare, prin medierea a 512 măsurători efectuate asupra unui etalon de tensiune continuă. Se aplică ambele polarități pentru a compensa nesimetriile. Se efectuează cel puțin două măsurători propriu-zise ce se corectează, fiecare obținută după interschimbarea canalelor de măsurare.

Precizia atinsă este, prin comparație cu un wattmetru electrodinamic "Yokogawa APR-2" și cu un convertor diferențial termic de tensiune de o deviație standard de 0,02% din citire și 0,004% din medie [24].

2.4. Aparate ce utilizează multiplicarea hibridă C

Una din cele mai costisitoare părți în construcția unui aparat pentru măsurarea puterii sau a energiei active este multiplicatorul. Cele numerice sînt lipsite de eroare dar, în anumite tehnologii, prea costisitoare. Dispozitivele hibride prezentate în [52] sînt mult mai ieftine decît cele numerice și pot fi mai precise decît cele analogice.

Primul dintre dispozitive folosește conversia tensiune-frecvență și curent-timp - figura 2.18. Se generează u_A cu frecvența f și impulsurile u_B cu durata Δt. Măsurarea se execută periodic, cu perioada τ . La ieșirea circuitului logic "ȘI" se obțin impulsurile u_p.

Se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} f &= k_u \cdot u \\ \Delta t &= k_i \cdot i \end{aligned} \qquad (2.9)$$

Conform relației 2.8, dacă N este numărul perechilor de eșantioane de tensiune și curent prelevată într-o perioadă și ținînd seama de 2.9 puterea se estimează cu:

$$P = \frac{1}{N k_u k_i} \sum_{1}^{N} (f\ \Delta t)_k$$

Dar $f \cdot \Delta t$ reprezintă numărul de impulsuri u_p înregistrat de numărător în urma unei eșantionări iar suma reprezintă numărul de impulsuri n înregistrat într-o perioadă, de către același numărător. In consecință:

$$P = \frac{1}{Nk_u k_i} .n = C.n$$

Un al doilea dispozitiv descris în [52] utilizează conversia tensiune-timp şi curent-timp, eşantionarea făcîndu-se însă cu frecvenţe mult diferite (nu se prelevează eşantioane de tensiune şi curent simultane). In figura 2.19 se prezintă schema bloc a dispozitivului de măsurare. Se presupune $f' \gg f$.

După cum se poate urmări în cronograma din fig.2.19, în intervalul $\Delta t \gg \Delta t'$, poarta de acces la numărător va fi

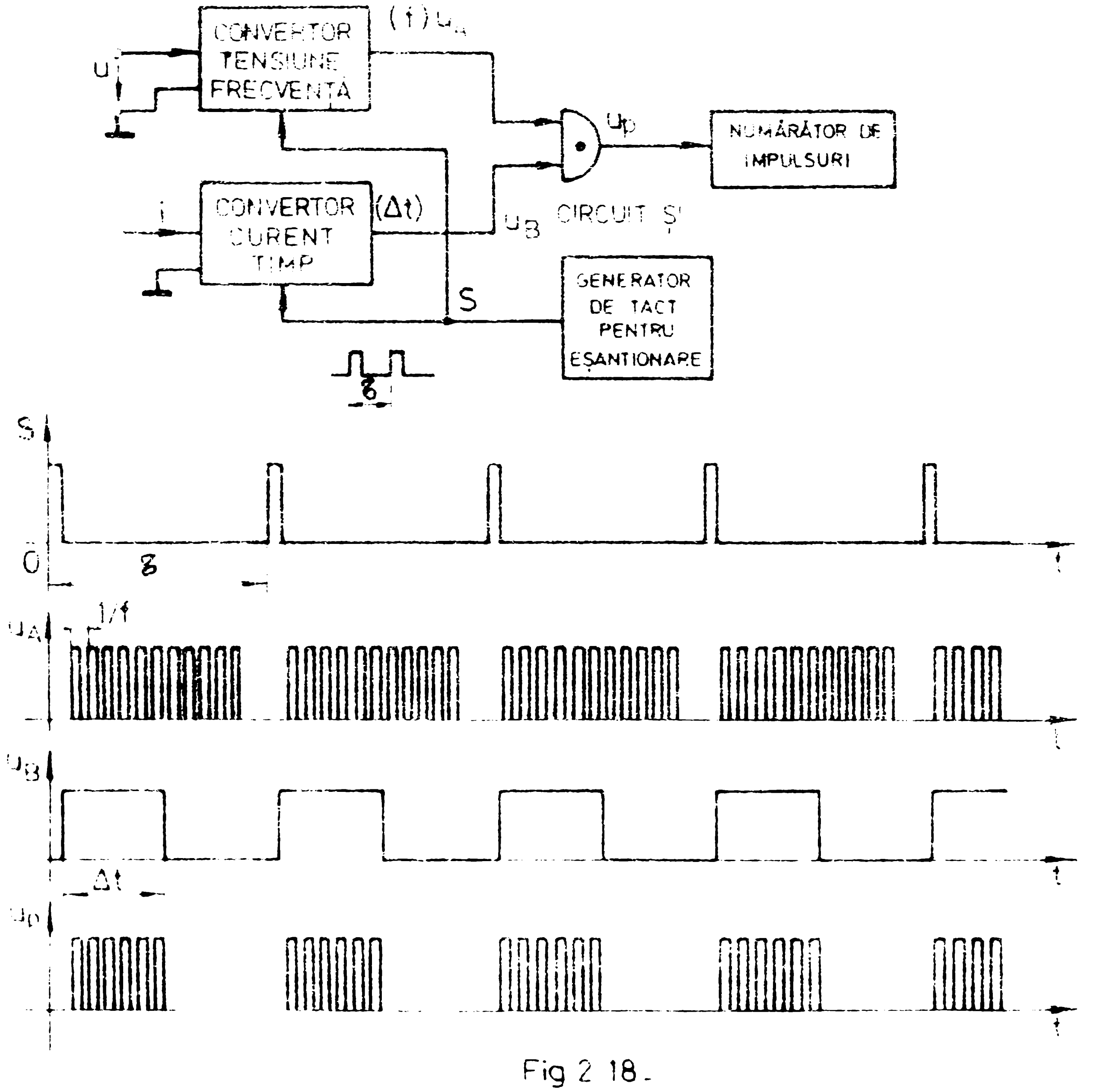


Fig 2.18.

deschisă de mai multe ori. Convertoarele livrează impulsurile u_A şi u_B cu duratele Δt şi $\Delta t'$:

$$\Delta t = k_u.u$$

$$\Delta t' = k_i.i$$

Dacă f_e este frecvența de repetiție a impulsurilor de tact, în $\Delta t'$ se înregistrează în numărător n' impulsuri:

$$n' = f_e \cdot \Delta t'$$

In intervalul de timp Δt se contorizează în numărător n impulsuri:

$$n = \frac{\Delta t}{\tau'} \cdot n' = \frac{f_e\ \Delta t \cdot \Delta t'}{\tau'} = \frac{f_e\ k_u k_i}{\tau'}\ (u.i)$$

relație în care τ' este perioada de eșantionare a convertorului curent-durată. Dacă N este numărul de eșantioane de tensiune

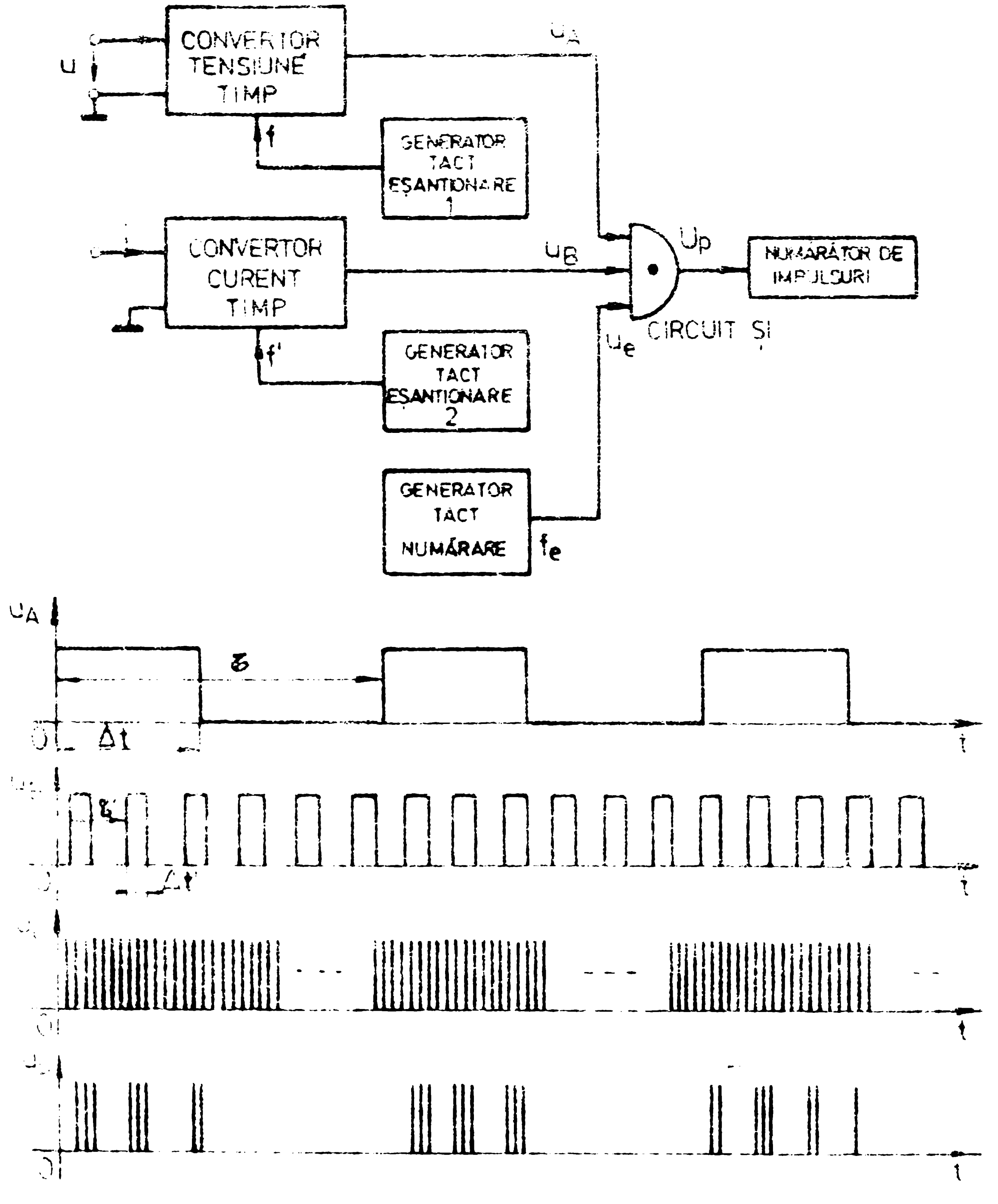


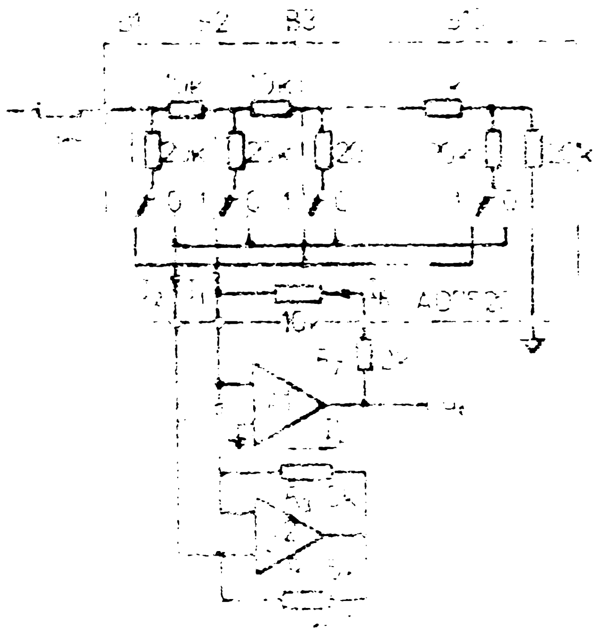
Fig 2.19

(perioadă de eșantionare τ) prelevate într-o perioadă a tensiunii alternative, se obțin în numărător un număr total de impulsuri n_T:

$$\eta_T = \sum_{k=1}^{N} \frac{f_e k_u k_i}{\tau'} (ui)_k = K \sum_{k=1}^{N} (ui)_k = N.K.\left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N} (ui)_k \right) = C.P$$

proporţional cu puterea activă.

Convertoarele cu multiplicatoare [63] oferă posibilitatea construirii unor multiplicatoare hibride şi ca atare a unor wattmetre sau contoare. O soluţie de acest gen este prezentată tot în lucrarea [52] . Convertorul cu multiplicare AD 7520 al firmei Analog Devices permite realizarea unui multiplicator hibrid în patru cadrane, ca acela din figura 2.20. Convertorul constă dintr-o reţea R-2R inversată, ale cărei comutatoare sînt comandate de cifrele binare B_1 (bitul cel mai semnificativ) $B_2, \ldots B_{10}$.



Curentul de intrare al reţelei este evident $U_1/12$ K. Ca atare curentul I_1 este dat de relaţia:

$$I_1 = \frac{u_1}{12} \cdot \sum_{k=1}^{10} \frac{B_k}{2^k}$$

Tinînd seama de expresia ce dă echivalentul zecimal n al numărului binar aplicat convertorului:

$$n = \sum_{k=1}^{10} 2^{10-K} B_k$$

curentul I_1 devine:

$$I_1 = \frac{u_1}{12} \cdot \frac{1}{2^{10}} \sum_{k=1}^{10} 2^{10-K} B_k = \frac{u_1}{12} \frac{n}{2^{10}} \quad \left(\begin{matrix} n_{min} = 0 \\ n_{max} = 1023 \end{matrix} \right)$$

Cum circuitul de intrare este constant, curentul I_2 este dat de diferenţa $I_1 - I_1$. Curentul de reacţie I_R fiind $u_e/12$ pentru I_2' se scrie relaţia:

$$I_2' = \frac{u_e}{12} + \frac{u_1}{12} \frac{n}{2^{10}}$$

Dar amplificatorul A2 este o"oglindă de curent" şi ca atare din egalitatea căderilor de tensiune de pe R_3 şi R_4

rezultă în final:

$$I_2 = I_2' = \frac{u_1}{12} - \frac{u_1}{12}\frac{n}{2^{10}} = \frac{u_e}{12} + \frac{u_1}{12}\frac{n}{2^{10}}$$

Explicitînd u_e funcţie de u_1 şi n se obţine:

$$u_e = u_1(1 - \frac{n}{2^9}) \qquad (2.10)$$

Interpretînd codul n de intrare ca un cod bipolar polarizat (B_1 bit de semn) paranteza din relaţia 2.10 reprezintă codul bipolar polarizat, n_b, furnizat de un alt convertor analog numeric, pentru tensiuni bipolare. Ca atare tensiunea de ieşire este:

$$u_e = u_1 \cdot n_b$$

Completînd schema din figura 2.20 cu un CAN bipolar se poate obţine multiplicatorul - în patru cadrane din figura 2.21. Pentru a realiza un wattmetru sau un contor de energie schema se completează fie cu un convertor tensiune frecvenţă fie cu un al treilea convertor AN pentru mărimea u_e urmat de un sumator cu, respectiv fără mediere.

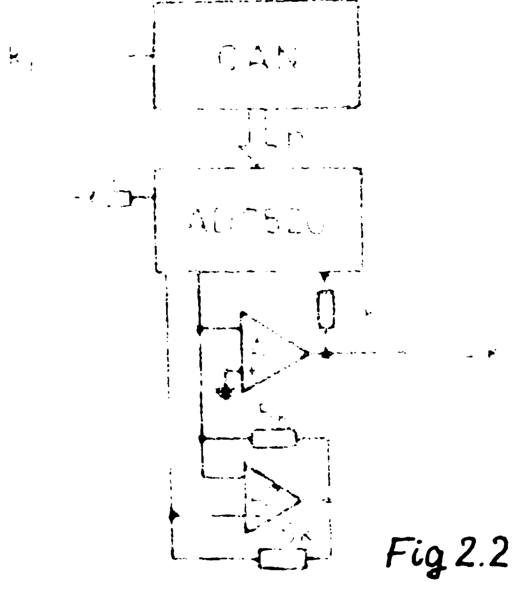


Fig 2.21

2.5. Aparate ce utilizează compararea efectelor termice ale curentului alternativ cu cele ale curentului continuu Dl.

Pe o astfel de comparare se bazează, ca principiu, aparatul descris în [34]. Considerînd 3 surse de tensiune, ca în figura 2.22, ce se conectează, succesiv, prin comutatorul K la firul încălzitor, de rezistenţă R al unui termocuplu, cîte un interval de timp t_1, t_2 respectiv t_3, energia absorbită de firul încălzitor este:

$$W_R = \frac{1}{R}\int_0^{t_1} u_1^2 dt + \frac{1}{R}\int_{t_1}^{t_1+t_2} u_2^2 dt + \frac{1}{R}\int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} u_3^2 dt$$

Reluînd ciclul de comutare periodic cu perioada:

$$T = t_1 + t_2 + t_3 \ll \tau_{TH}$$

unde τ_{TH} este constanta de timp a termocuplului, tensiunea electromotoare generată de acesta (U_e) este constantă în cazul

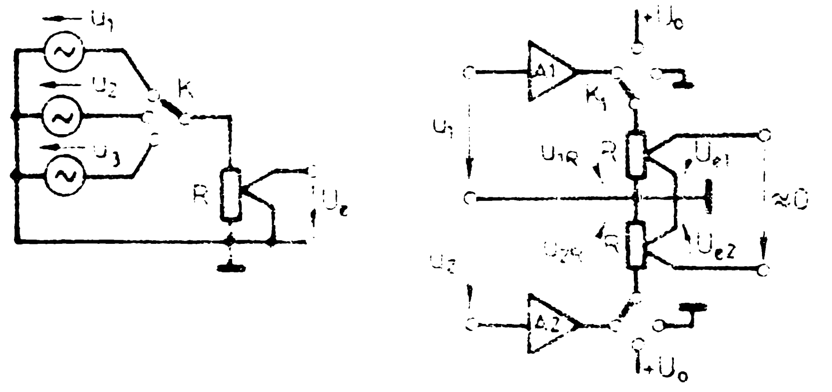


Fig. 2.22

unui regim staționar. Puterea dezvoltată în firul încălzitor este:

$$P_R = \frac{W_R}{T} = \frac{t_1}{TR}\left(\frac{1}{t_1}\int_0^{t_1} u_1^2\,dt\right) + \frac{t_2}{TR}\left(\frac{1}{t_2}\int_{t_1}^{t_1+t_2} u_2^2\,dt\right) +$$

$$+ \frac{t_3}{TR}\left(\frac{1}{t_3}\int_{t_1+t_2}^{t_1+t_2+t_3} u_3^2\,dt\right)$$

Tensiunea U_e generată, este proporțională cu puterea și deci:

$$U_e = \frac{K}{R}\left(\frac{t_1}{T}U_1^2 + \frac{t_2}{T}U_2^2 + \frac{t_3}{T}U_3^2\right) \qquad (2.11)$$

Utilizînd încălzirea multiplă a termocuplurilor se poate măsura puterea în curent alternativ prin comparare cu puterea dezvoltată în curent continuu. In figura 2.22 se prezintă schema de principiu a metodei iar în figura 2.23 cronogramele tensiunilor u_{1R} și u_{2R}.

Prin intermediul comutatoarelor K_1 și respectiv K_2 firele încălzitoare ale celor două termocupluri se conectează pentru $T/2$ la tensiunile u_1 și u_2 (amplificatoarele repetoare A_1 și A_2 evită încărcarea surselor ce furnizează u_1 și u_2). Se comută după aceea, prin K_1 și K_2, cele două fire încălzitoare la sursa de tensiune constantă U_0 pentru cîte un interval de timp t_A respectiv t_B și apoi la masă pînă la întregirea perioadei T. Se reia ciclul de măsurare.

In aşa fel se aleg duratele t_A respectiv t_B încît tensiunile electromotoare furnizate de cele două termocupluri să fie menţinute constante şi egale. Se pot deci scrie (conform 2.11) relaţiile:

$$U_{e1} = \frac{K}{R}\left(\frac{T/2}{T}U_1^2 + \frac{t_A}{T}U_o^2\right) = cst. \qquad (2.12)$$

$$U_{e2} = \frac{K}{R}\left(\frac{T/2}{T}U_2^2 + \frac{t_B}{T}U_o^2\right) = cst.$$

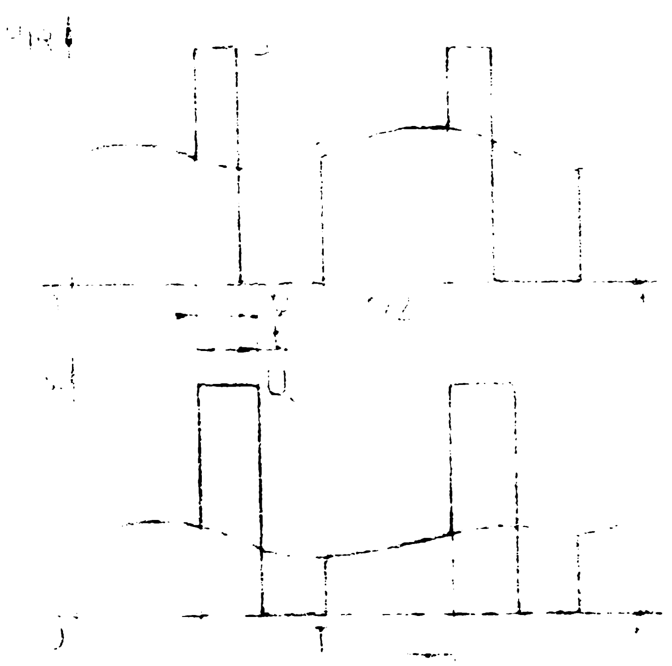


Fig. 2.23

O reţea de rezistenţă ca cea din figura 2.24 furnizează tensiunile u_1 şi u_2. Dacă valoarea rezistenţei R_4 se alege:

$$R_4 = R_3\frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

atunci tensiunile u_1 şi u_2 sînt:

$$u_1 = k_1 i + k_2 u \qquad (2.13)$$
$$u_2 = -k_1 i + k_2 u$$

Substituind relaţiile (2.13) în (2.12) şi avînd în vedere egalitatea celor două tensiuni electromotoare generate putem scrie:

$$U_{e1} - U_{e2} = -\frac{K}{R}\frac{4k_1k_2}{2}\left(\frac{1}{T}\int_0^T u\,i\,dt\right) + \frac{t_B - t_A}{T}U_o^2 = 0$$

şi în consecinţă:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u\,i\,dt = \frac{RU_o^2}{k_1k_2T}(t_B - t_A) = C.(t_B - t_A)$$

Intervalul de timp $t_B - t_A$ se poate măsura foarte comod, obţinîndu-se rezultatul sub formă numerică.

Precizia de măsurare este dependentă de abaterea caracteristicilor termocuplurilor de la cea ideală (pătratică), de stabilitatea tensiunii U_o, de independenţa valorii rezistenţei R faţă de temperatură şi de comportarea comutatoarelor

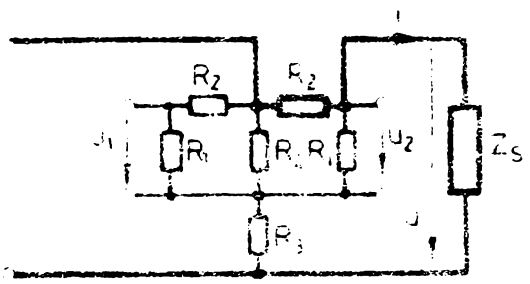


Fig. 2. 24

K_1 şi K_2. Se pot obţine [34] erori sub 5.10^{-4} din domeniul de măsurare într-o gamă largă de frecvenţe. Metoda de comparare prezentată este aplicabilă şi sistemelor polifazate.

2.6. Aparate ce utilizează metode speciale de comparare D2

O modalitate interesantă de a compara puterea dezvoltată în curent alternativ cu patratul unei tensiuni continue este descrisă în lucrarea [22].

Schema de principiu a aparatului este cea din figura 2.25.

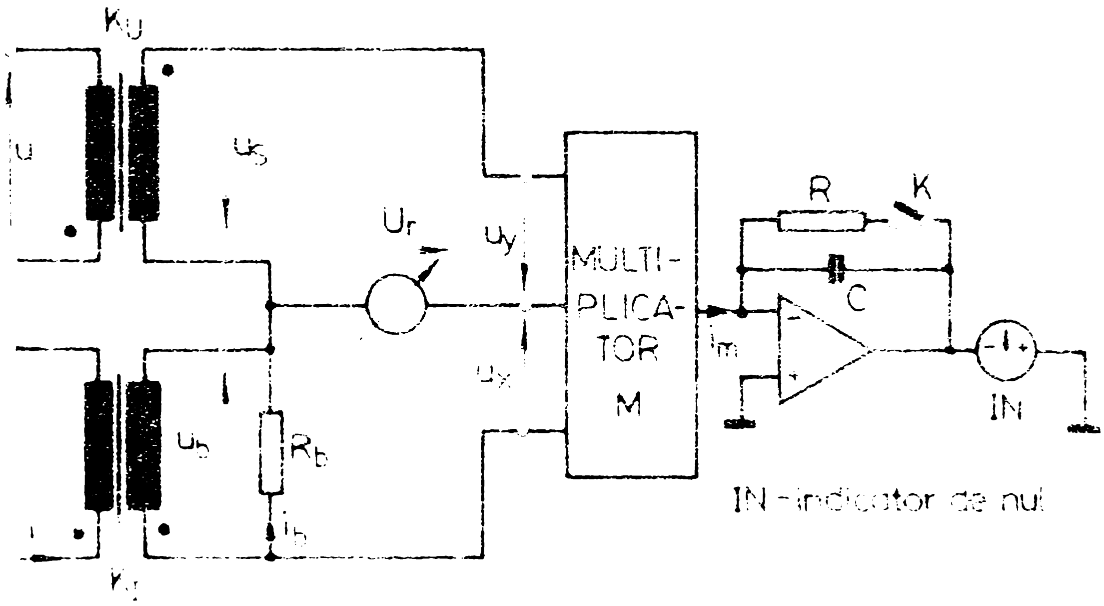


Fig 2 25

Tensiunile de intrare u_x şi u_y ale multiplicatorului în patru cadrane sînt:

$$u_x = u_b + U_r$$

$$u_y = u_s + U_r$$

iar curentul de ieşire al multiplicatorului, i_m, este:

$$i_m = K u_x u_y = K\left[u_b u_s + U_r(u_b + u_s) + U_r^2\right] \qquad (2.14)$$

Alegînd sensurile de înfăşurare ca în figura 2.25:

$$u_b = i_b R_b - k_i R_b i$$

$$u_s = - k_u\, u$$

Inlocuind în 2.64 u_b şi u_s şi determinînd media curentului de ieşire al multiplicatorului se obţine:

$$(i_m)_{med} = - K\, k_i k_u R_b\, \frac{1}{T}\int_0^T u\, i\, dt + K\, U_r^2 \qquad (2.15)$$

relaţie în care s-a considerat că mediile curentului şi ale tensiunii sînt nule.

Reglînd U_r în aşa fel încît curentul mediu de ieşire al multiplicatorului să fie nul, se obţine din 2.15 după simplificare cu K :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u\, i\, dt = \frac{1}{k_i k_u R_b}\, U_r^2 \qquad (2.17)$$

Compensînd decalajele multiplicatorului se pot atinge precizii de măsurare ridicate. Se observă faptul că în relaţia finală 2.17 nu intervine factorul de scară K al multiplicatorului, ceea ce duce în fond la îmbunătăţirea preciziei de măsurare.

Erorile ce se comit la măsurare sînt de ordinul a 10^{-4} din puterea aparentă.

Sistemul descris poate fi utilizat şi în calitate de contor pentru energia activă [22].

2.7. O instalaţie pentru măsurarea puterii active reactive şi deformante.

O metodă cu totul diferită de cele prezentate este cea descrisă în lucrarea [37]. Principiul de lucru utilizat [36] este cel al analizei Fourier a semnalului - curent şi tensiune - în regim deformant.

Dacă undele deformante de curent şi tensiune se prezintă sub forma unor serii Fourier:

$$i_{(t)} = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n\sqrt{2}\ \sin(n\omega t + \beta_n)$$

$$u_{(t)} = U_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n\sqrt{2}\ \sin(n\,\omega\, t + \alpha_n)$$

unde s-au folosit notaţiile: $U_n' = U_n \sin\alpha_n$, $U_n = U_n\cos\alpha_n$

$$I_n' = I_n \sin\beta_n, \quad I_n'' = I_n\cos\beta_n.$$

Reziduurile deformante ale curentului și tensiunii se definesc prin relațiile:

$$I_d = \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_2^\infty I_n \sqrt{2} \sin(n\,\omega t + \beta_n) \right]^2 \right\}^{1/2}$$

$$U_d = \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_2^\infty U_n \sqrt{2} \sin(n\,\omega t + \alpha_n) \right]^2 \right\}^{1/2}$$

și cu acestea puterea deformantă devine:

$$D = U_1 I_d + I_1 U_d \tag{2.20}$$

Aparatul ce realizează, conform relațiilor 2.18, 2.19 și 2.20 măsurarea puterii active reactive și deformante este

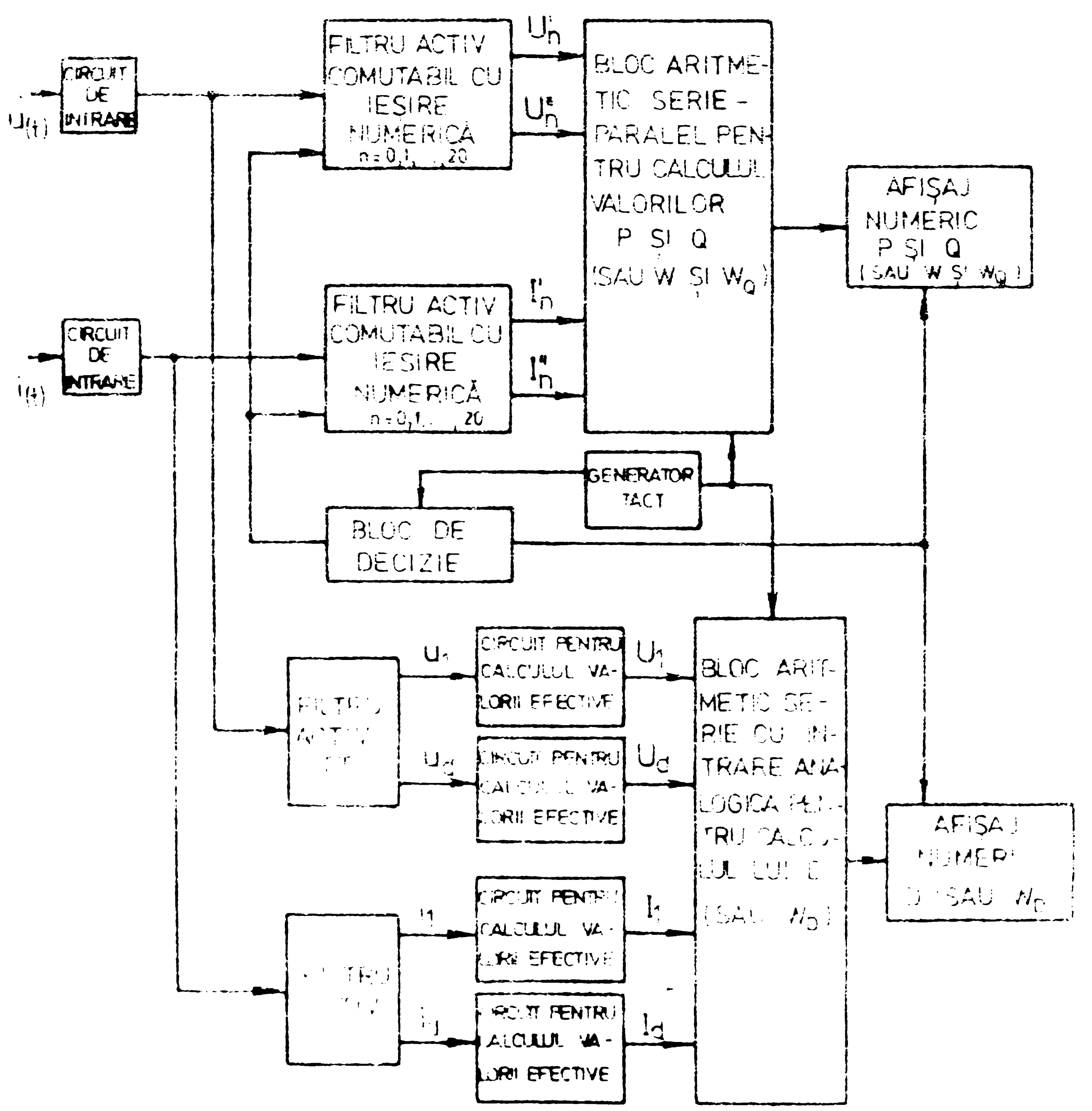


Fig 2.26

alcătuit dintr-o parte analogică, cuprinzînd două filtre de bandă îngustă comutabile pe 20 de frecvențe precum și două filtre dublu T pentru separarea componentelor fundamentale și a reziduurilor deformante. In figura 2.26 se prezintă schema bloc a aparatului numit PQD - metru de către autorii săi.

Filtrele analogice cu ieșire numerică sînt comutabile și realizează separarea succesivă a armonicilor de ordin 0,1,...,20 ale fundamentalei de 50Hz. Aceste filtre furnizează la ieșirea lor, succesiv, sub formă numerică valorile $U_o(I_o)$, $U'_n(I'_n)$ și $U''_n\ (I''_n)$.

Pentru funcționarea acestor filtre, comandate secvențial, sînt necesare două etape. In prima filtrul funcționează ca integrator pentru determinarea valorilor corespunzătoare, obținîndu-se la ieșirea sa o tensiune. In a doua etapă filtrul acționează ca și un CAN prin descărcarea la curent constant a condensatorului integratorului și măsurarea numerică a timpului de descărcare.

Blocul aritmetic de tip serie-paralel efectuează calculele sub formă numerică, succesiv, pentru a obține puterile active și reactive. Comenzile necesare secvenței de operații pentru analiza armonică a semnalelor, pentru conversia analog-numerică și pentru efectuarea calculelor sînt livrate de către un bloc de decizie și comandă.

Partea aparatului destinată calculului puterii deformante se compune din două filtre ce separă fundamentalele de restul armonicelor. Filtrele sînt urmate de circuite de calcul ale valorilor efective ale fundamentalei $U_1(I_1)$ și ale reziduurilor deformante $U_d(I_d)$.

Blocul aritmetic corespunzător convertește sub formă numerică toate cele 4 mărimi și apoi efectuează calculul puterii deformante D.

2.8. Concluzii privind metodele de măsurare numerică a puterii și energiei active.

Din analiza diferitelor metode de măsurare utilizate în cazul unor wattmetre sau contoare numerice se pot trage cîteva concluzii:

1. Metodele ce utilizează pentru multiplicare caracteristici patratice ale unor elemente ca termocuplurile necesită

eforturi serioase în privința împerecherii caracteristicilor a determinării porțiunilor din acestea în care variația este patratică etc. Aceste metode de măsurare pot fi utilizate eventual în laborator, pretinzînd reglaje multiple și fiind sensibile la schimbarea elementului cu caracteristică patratică.

2. Metodele de măsurare bazate pe caracteristici patratice modelate pot cîștiga teren avînd în vedere faptul că s-a pus la punct tehnologia de integrare și ajustare cu mare precizie a rezistențelor.

3. Metodele de măsurare ce utilizează multiplicarea analogică prin divizarea timpului, prin modularea transconductanței sau cea hibridă sînt recomandabile fie pentru realizarea unor aparate electronice de precizie relativ scăzută dar la un preț de cost care să elimine contoarele de inducție fie pentru realizarea unor aparate electronice de precizie medie, mergînd pînă la clasa 0,1. Cu toate perfecționările tehnologice, multiplicatorul analogic de mare precizie este încă foarte scump și în plus banda de frecvență în care atinge o precizie mare este scăzută (kiloherți).

4. Metodele de măsurare ce utilizează conversia analog numerică și multiplicarea (fără eroare) sub formă numerică sînt la ora actuală, cele mai recomandate pentru construcția unor aparate de clasă mai bună ca 0,5. Avînd în vedere scăderea costului integrării monolitice a circuitelor logice, multiplicatoarele numerice nu mai sînt prohibitive ca preț de cost, ca volum și disipație de putere. De asemenea, realizarea unor circuite de eșantionare și memorare și a unor CAN de mare precizie, la prețuri de cost acceptabile (și în continuă scădere) cresc competitivitatea metodelor de măsurare ce utilizează multiplicarea numerică.

Aparatele de acest ultim tip oferă un avantaj esențial și anume acela de a putea realiza corecția automată (prin memorarea unor tabele de corecție în memorii reprogramabile) a caracteristicilor de transfer ale lanțurilor de amplificare eșantionare și conversie pentru tensiune și curent.

CAPITOLUL 3

ESANTIONAREA SI CUANTIZAREA SEMNALELOR

Măsurarea numerică presupune discretizarea semnalului. Această discretizare poate fi făcută [52] în timp şi/sau în valoare. In primul caz discretizarea se realizează prin operaţia de eşantionare iar în al doilea prin operaţia de cuantizare (conversie analog-numerică).

In timpul prelucrării (conversiei analog numerice, de exemplu) este de cele mai multe ori, necesar ca semnalele (ce se prelucrează) să fie menţinute constante. Din aceasta decurge necesitatea eşantionării şi memorării semnalelor.

Circuitele de eşantionare şi memorare (EM) realizează operaţia de eşantionare şi de menţinere a semnalului pe durata prelucrării, prin memorare. Circuitele de conversie analog numerică (CAN) realizează operaţia de discretizare în valoare, numită cuantizare.

3.1. Circuite de eşantionare şi memorare - EM. Scheme şi parametrii.

Schema de principiu a unui circuit de eşantionare şi memorare EM este cea din figura 3.1. Amplificatorul A_1 avînd o rezistenţă de intrare foarte mare nu încarcă sursa de semnal ce furnizează tensiunea u_1. In acelaşi timp rezistenţa sa de ieşire mică asigură încărcarea rapidă a condensatorului de memorare, C_M. Amplificatorul A_2, cu un curent de polarizare cît mai redus, evită descărcarea condensatorului C_M, oferind pentru u_{e2} o rezistenţă de ieşire mică.

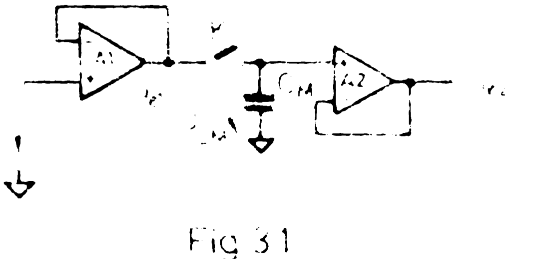


Fig 3.1

Cheia de eşantionare K poate fi o punte cu diode, cînd este necesară o eşantionare foarte rapidă sau un tranzistor cu efect de cîmp. Eşantionarea se obţine prin închiderea cheii (aplicarea unui impuls de polaritate şi mărime potrivită tranzistorului din cheie) iar apoi se trece în starea de memorare prin deschiderea cheii.

In figura 3.2 se prezintă forma de variaţie pentru u_1, u_e şi comanda de eşantionare. Prin timp de achiziţie t_A se înţelege intervalul de timp măsurat din momentul aplicării impulsului de eşantionare şi pînă în momentul în care tensiunea

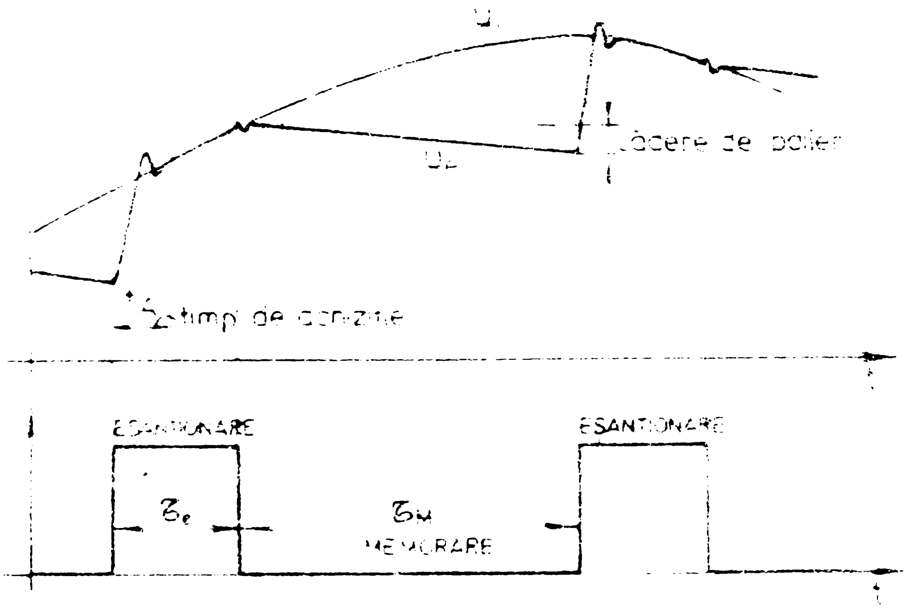


Fig. 3.2

u_e ajunge, cu o eroare dată (de exemplu 0,01%), egală cu tensiunea de intrare u_i. Căderea palierului ce apare în timpul stării de memorare se datorează curenţilor de descărcare a condensatorului CM.

In afara căderii palierului, în timpul memorării, tensiunea u_e este afectată de variaţiile tensiunii de intrare, prin conductanţa şi capacitatea cheii. Prin capacitatea grilei de comandă, la cheile cu tranzistoare cu efect de cîmp, apare o injecţie de sarcină din circuitul de comandă spre capacitatea de memorare (sau invers). Această injecţie de sarcină poate fi parţial compensată prin intermediul unei capacităţi suplimentare C_c conectată ca în figura 3.3 aplicîndu-i un impuls complementar cu cel din grila de comandă.

O noţiune importantă introdusă în legătură cu erorile comise la eşantionare şi memorare este eroarea de apertură şi incertitudinea aperturii. După cum se poate vedea din figura 3.4 comanda de memorare nu duce la închiderea instantanee a cheii de eşantionare. Apare astfel ca memorată o valoare corespunzătoare unui moment decalat cu timpul de apertură faţă de momentul corespunzător comenzii de memorare [63].

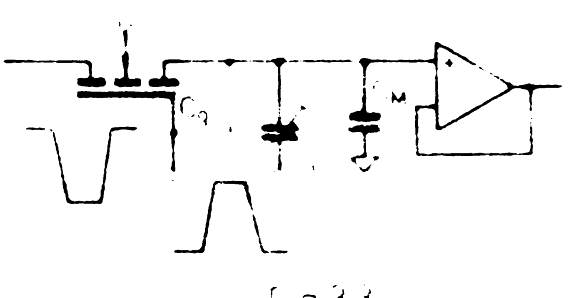


Fig 3.3

Timpul de apertură, ce conduce la apariţia erorii de apertură nu este constant de la eşantion la eşantion, suferind de o incertitudine. Se poate considera că acesta are o componentă constantă peste care se suprapune una aleatoare.

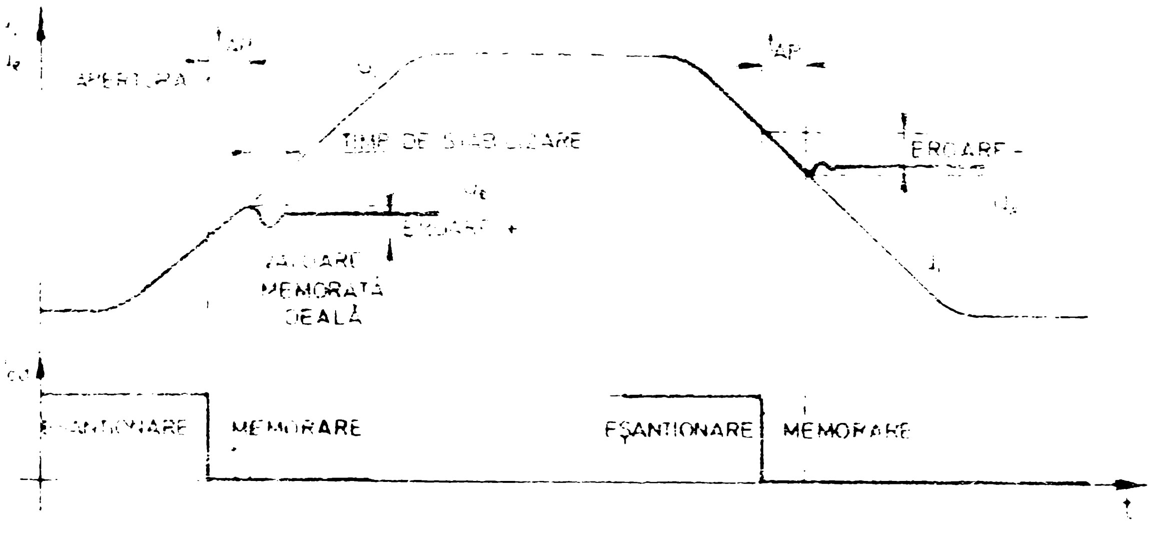


Fig. 3.4

Se observă că procesul de eşantionare şi memorare real se poate asimila cu un proces de eşantionare şi memorare ideal cu timpul de achiziţie nul şi durata pseudoimpulsului de eşantionare egală cu durata aperturii, t_{AP} (figura 3.5).

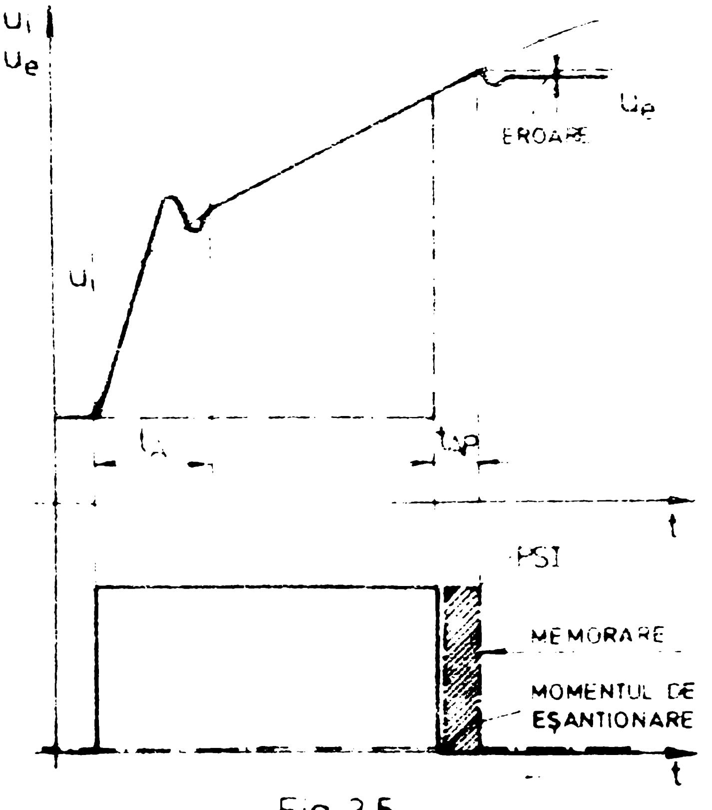


Fig 3.5

Acest proces de eşantionare şi memorare ideal suferă de faptul că frontul posterior al pseudoimpulsului de eşantionare, care în fapt marchează momentul memorării, este afectat de incertitudine.

Din punct de vedere al prelucrării semnalelor în scopul determinării unor mărimi ca putere, funcţia de corelaţie ş.a. contează practic numai frontul posterior al pseudoimpulsului (PSI) de eşantionare. Mai precis interesează (vezi capitolul 5) neconcordanţa momentelor de prelevare ale eşantioanelor de tensiune şi curent, determinată de inegalitatea aperturii. Această neconcordanţă introduce o eroare de fază avînd, ca şi timpul de apertură, o componentă constantă şi una aleatoare suprapusă.

3.2. Cuantizarea semnalelor. Proprietăţile statistice ale cuantizorului.

Dispozitivul ce realizează discretizarea-cuantizarea semnalelor în valoare se numeşte cuantizor. Mărimea de intrare a unui cuantizor este un semnal analogic - tensiune în mod uzual - iar cea de ieşire un număr. Variaţia mărimii de intrare, corespunzătoare variaţiei numărului de ieşire cu cîte o unitate, se numeşte cuantă.

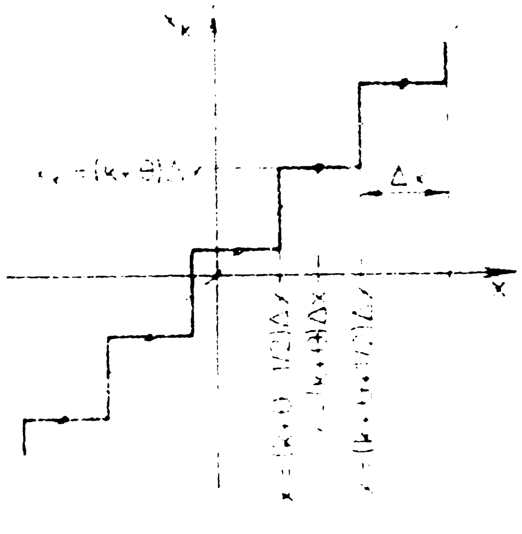


Fig.3.6

In figura 3.6 se prezintă caracteristica de transfer a unui cuantizor. Operaţia de cuantizare constă [52] în înlocuirea valorilor continue ale mărimii de intrare x prin valorile corespunzătoare centrelor unor intervale de clasă, egale, şi anume:

$$I_K = \left[(k+\theta-1/2)\Delta x,\ (k+\theta+1/2)\Delta x\right]$$

Cu alte cuvinte, dacă variabila de intrare $x \in I_K$, variabila de ieşire x_k are o singură valoare şi anume:

$$x_k = (k+\theta)\Delta x,$$

valoare ce corespunde centrului intervalului I_K.

In cazul în care eşantioanele ce se aduc la intrarea cuantizorului sînt independente, probabilitatea apariţiei valorii x_k la ieşirea cuantizorului este [53] :

$$P(x_k) = \int_{(k+\theta-1/2)\Delta x}^{(k+\theta+1/2)\Delta x} w(x)\,dx \qquad (3.1)$$

unde $w_{(x)}$ este densitatea de probabilitate a mărimii de intrare, x.

Se introduce funcţia filtru:

$$\text{rectg}\ \frac{\lambda}{\Delta x} = \begin{cases} 1 & \left|\frac{\lambda}{\Delta x}\right| \leqslant 1 \\ 0 & \text{altminteri} \end{cases} \tag{3.2}$$

spectru al funcţiei [65]:

$$\frac{\Delta x}{2\pi} \ \frac{\sin \frac{u \Delta x}{2}}{\frac{u \Delta x}{2}} \tag{3.3}$$

Considerînd ca variabilă abaterea mărimii de intrare de la centrul intervalului de clasă corespunzător, $\lambda = x - (k+\theta)\Delta x$ şi ţinînd seama de (3.2) se obţine probabilitatea de apariţie a valorii x_k:

$$P_{(x_k)} = \int_{-\infty}^{+\infty} w\left[\lambda + (k+\theta)\Delta x\right] \text{rectg}\ \frac{\lambda}{\Delta x}\, d\lambda \tag{3.4}$$

Cum momentele variabilei de ieşire se determină simplu dacă se cunoaşte funcţia sa caracteristică [54], este recomandabilă determinarea acesteia. Notînd cu $\hat{\Phi}_{(v)}$ funcţia caracteristică a mărimii de ieşire, ea se poate calcula [52,99] conform relaţiei:

$$\hat{\Phi}_{(v)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} P_{(x_k)}\, e^{jvx_k} = \sum_{-\infty}^{+\infty} \left\{ e^{jv(k+\theta)\Delta x} \int_{-\infty}^{+\infty} w_{\left[\lambda+(k+\theta)\Delta x\right]} \text{rectg}\ \frac{\lambda}{\Delta x}\, d\lambda \right\} \tag{3.5}$$

Dar între densitatea de probabilitate $w_{(x)}$ şi funcţia caracteristică $\Phi_{(u)}$, a unei variabile continue, există [54] relaţia:

$$w_{(x)} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{(u)}\, e^{-jux}\, du \tag{3.6}$$

şi în consecinţă:

$$w_{\left[\lambda+(k+\theta)\Delta x\right]} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\Phi_{(u)}\, e^{-ju(k+\theta)\Delta x} \right] e^{-ju\lambda} du \tag{3.7}$$

Se substituiesc în 3.5 funcţia 3.3 şi relaţia 3.7 şi rezultă:

$$\hat{\Phi}_{(v)} = \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{jv(k+\theta)\Delta x} \int_{-\infty}^{+\infty}\left\{ \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\Phi_{(u)}\, e^{-ju(k+\theta)\Delta x}\right] e^{-ju\lambda} du \right. \times$$

$$\left. \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\Delta x}{2\pi} \cdot \frac{\sin\frac{u\Delta x}{2}}{\frac{u\Delta x}{2}}\; e^{-ju\lambda}\, du \right\} d\lambda \tag{3.8}$$

Cum funcţia rectg $\lambda / \Delta x$ este reală, conjugata celei de-a doua integrale este egală cu ea însăşi. Ca atare relaţia anterioară se poate scrie sub forma:

$$\hat{\Phi}_{(v)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{jv(k+\theta)\Delta x} \int_{-\infty}^{+\infty}\left\{ \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\Phi_{(u)}\, e^{-ju(k+\theta)\Delta x}\right] e^{-ju\lambda}\, du \right\} \cdot$$

$$\cdot \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\Delta x}{2\pi}\; \frac{\sin\frac{u\Delta x}{2}}{\frac{u\Delta x}{2}}\; e^{-ju\lambda}\, du \right\}^{*} d\lambda \tag{3.9}$$

Conform teoremei de multiplicare [53]:

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} F_{1(\lambda)} \cdot F^{*}_{2(\lambda)}\, d\lambda = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{1(u)} \cdot f_{2(u)}\, du$$

relaţia (3.9) devine:

$$\hat{\Phi}_{(v)} = \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{jv(k+\theta)\Delta x} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{(u)}\, e^{-ju(k+\theta)\Delta x} \cdot \frac{\Delta x}{2\pi}\; \frac{\sin\frac{u\Delta x}{2}}{\frac{u\Delta x}{2}}\, du \tag{3.10}$$

sau încă:

$$\hat{\Phi}_{(v)} = \int_{-\infty}^{+\infty}\left\{ \sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{-j(u-v)k\Delta x} \right\} \cdot e^{-j(u-v)\theta\Delta x}\, \frac{\Delta x}{2} \cdot \frac{\sin\frac{u\Delta x}{2}}{\frac{u\Delta x}{2}} \cdot$$

$$\cdot\, \Phi_{(u)} \cdot du \tag{3.11}$$

Dar trenul de impulsuri δ periodice, de perioadă T, se scrie:

$$f_{(t)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\,(t-kT)$$

şi ca o serie Fourier [61]:

$$f_{(t)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta_{(t-kT)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} e^{j\frac{2\pi}{T}nt} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} e^{-j\frac{2\pi}{T}nt} \qquad (3.12)$$

Conform relației 3.12 suma din relația 3.11 este calculabilă:

$$\sum_{k=-\infty}^{+\infty} e^{-j\frac{2\pi}{2\pi/\Delta x}\cdot k(u-v)} = \frac{2\pi}{\Delta x} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta\left[u-v-k\frac{2\pi}{\Delta x}\right] \qquad (3.13)$$

Substituind 3.13 în 3.11 se obține:

$$\hat{\Phi}_{(v)} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \delta\left[u-v-k\frac{2\pi}{\Delta x}\right] e^{-j(u-v)\theta\Delta x} \cdot \frac{\sin\frac{(u-v)\Delta x+v\Delta x}{2}}{\frac{(u-v)\Delta x+v\Delta x}{2}} \cdot$$

$$\cdot \Phi_{[(u-v)+v]}\, du \qquad (3.14)$$

și aplicînd proprietatea de filtrare a funcției δ [61], avem în final:

$$\hat{\Phi}_{(v)} = \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k}\, \Phi_{(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{\sin(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})\frac{\Delta x}{2}}{(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})\frac{\Delta x}{2}} \qquad (3.15)$$

Relația 3.15 dă expresia funcției caracteristice a semnalului cuantizat ca dependență de funcția caracteristică a semnalului de intrare.

Se dau în lucrarea [52] expresiile pentru media și media patratică a semnalului cuantizat.

Pentru medie, de exemplu, se știe că:

$$M_{(x_k)} = -j \left.\frac{\partial\hat{\Phi}(v)}{\partial v}\right|_{v=0}$$

Derivînd relația 3.15 în raport cu v se obține:

$$\frac{\partial\hat{\Phi}_{(v)}}{\partial v} = \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k} \times \frac{\partial\Phi_{(v)}}{\partial v} \cdot \frac{\sin(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})\frac{\Delta x}{2}}{(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})\frac{\Delta x}{2}} +$$

$$+ \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k} \Phi_{(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})\frac{\Delta x}{2}\cos(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})\frac{\Delta x}{2} - \sin(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})\frac{\Delta x}{2}}{(v+k\frac{2\pi}{\Delta x})^2\frac{\Delta x}{2}}$$

Pentru v = 0 derivata devine:

$$\frac{\partial \hat{\phi}_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} = \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k} \frac{\partial \phi_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} \frac{\sin \pi k}{k\pi} +$$

$$+ \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k} \phi_{(k \frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{k\pi \cos k\pi - \sin k\pi}{\frac{2\pi}{\Delta x} \cdot (k\pi)^2}$$

şi deci:

$$\frac{\partial \hat{\phi}_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} = \frac{\partial \phi_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k\neq 0}}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k} \phi_{(k \frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{\Delta x}{2} \frac{\cos k\pi}{k\pi} =$$

$$= \frac{\partial \phi_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} + \sum_{1}^{\infty} e^{j2\pi k(\frac{1}{2} - \theta)} \phi_{(k \frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{\Delta x}{2k\pi} + \sum_{-\infty}^{-1} e^{j2\pi k(\frac{1}{2} - \theta)} \times$$

$$\times \phi_{(k \frac{2\pi}{\Delta x})}^{*} \frac{\Delta x}{2\pi k} \qquad (3.16)$$

Ţinînd seama [54] de egalitatea uşor de verificat pentru funcţiile caracteristice:

$$\phi_{(-x)} = \phi^{*}_{(x)}$$

se face în ultimul termen al relaţiei 3.16 schimbarea de variabilă $-k \rightarrow k$ şi astfel:

$$\frac{\partial \hat{\phi}_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} = \frac{\partial \phi_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} + \sum_{1}^{\infty} e^{j2\pi k(\frac{1}{2} - \theta)} \phi_{(k \frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{\Delta x}{2\pi k} -$$

$$- \sum_{1}^{\infty} \left[e^{j2\pi k(\frac{1}{2} - \theta)} \phi_{(k \frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{\Delta x}{2\pi k} \right]^{*} = \frac{\partial \phi_{(v)}}{\partial v}\Bigg|_{v=0} +$$

$$+ 2j \operatorname{Im}\left\{ \sum_{1}^{\infty} \frac{\Delta x}{2\pi k} e^{j2\pi k(\frac{1}{2} - \theta)} \phi_{(k \frac{2\pi}{\Delta x})} \right\}$$

In final rezultă media semnalului cuantizat:

$$M(x_k) = -j\frac{\partial \hat{\Phi}(v)}{\partial v}\Big|_{v=0} = -j\frac{\partial \Phi(v)}{\partial v}\Big|_{v=0} + Im\left\{\sum_1^{\infty}\frac{\Delta x}{\pi k}\, e^{j2\pi k(\frac{1}{2}-\theta)}\cdot \Phi\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\right\};$$

$$M(x_k) = M(x) + \sum_1^{\infty}\frac{\Delta x}{\pi k}\, Im\left\{e^{j2\pi k(\frac{1}{2}-\theta)}\,\Phi\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\right\} \tag{3.17}$$

In mod similar se obține media pătratică a semnalului cuantizat:

$$M(x_k^2) = M(x^2) + \frac{\Delta x^2}{12} - 2\frac{\Delta x}{\pi}\sum_1^{\infty} Re\left\{\frac{1}{k}\, e^{j2\pi k(\frac{1}{2}-\theta)}\times \frac{\partial \Phi\left(v+k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)}{\partial v}\Big|_{v=0}\right\} + \left(\frac{\Delta x}{\pi}\right)^2\sum_1^{\infty} Re\left\{\frac{1}{k^2}\, e^{j2\pi k(\frac{1}{2}-\theta)}\,\Phi\left(k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\right\} \tag{3.18}$$

Dacă variabila de intrare a cuantizorului, x, reprezintă un proces Markov simplu, pentru descrierea fenomenului este necesară cunoașterea densității de probabilitate de ordinul doi.

După procedura de calcul descrisă se obține [52]:

$$\hat{\Phi}(v_1,v_2) = \sum_{k_1=-\infty}^{+\infty}\sum_{k_2=-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi(k_1+k_2)}\,\Phi\left[v_1+k_1\frac{2\pi}{\Delta x},\ v_2+k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right]\cdot \frac{\sin\left(v_1+k_1\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(v_1+k_1\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}\cdot\frac{\sin\left(v_2+k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(v_2+k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}} \tag{3.19}$$

expresie ce permite ([52]) determinarea funcției de autocorelație $R_{x_k x_k}$ a semnalului de ieșire.

3.3. Zgomotul de cuantizare

Deoarece la ieşirea cuantizorului mărimea este discretă iar la intrarea sa continuă, între cele două mărimi există o diferenţă numită zgomot de cuantizare. Zgomotul de cuantizare se defineşte prin relaţia:

$$y = x_k - x = (k + \theta)\,\Delta x - x \qquad (3.20)$$

şi este univoc determinat de mărimea de intrare. Acest zgomot este intrinsec procesului de cuantizare, rezultînd din principiul de funcţionare al acestuia. El nu trebuie confundat cu anumite zgomote cauzate de surse legate de realitatea fizică a cuantizorului (convertorul analog-numeric).

Forma de variaţie a zgomotului de cuantizare [52 , 100] funcţie de mărimea de intrare este [52 , 100] cea din figura 3.7. Zgomotul este o funcţie periodică de perioadă Δx şi corespunzător unui interval de clasă I_k este o funcţie uniformă.

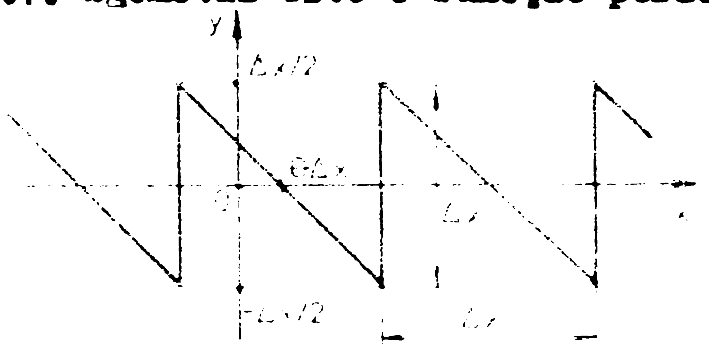


Fig. 3.7

Se ştie [54] că pentru funcţii uniforme de variabilă aleatoare $y = f(x)$ densitatea de probabilitate a funcţiei y, $W_{(y)}$, este legată de densitatea de probabilitate $W_{(x)}$, a variabilei x, prin relaţia:

$$W_{(y)} = W_{(x)} \times \left|\frac{dx}{dy}\right|$$

In consecinţă, pentru un interval de clasă I_k, densitatea de probabilitate a zgomotului este:

$$W_{k(y)} = W_{(x)} \qquad x \in \left\{ (k+\theta-1/2)\,\Delta x, (k+\theta+1/2)\Delta x \right\} \; (3.21)$$

sau extinzînd egalitatea 3.21 pentru întreg domeniul de variaţie al lui x :

$$W_{k(y)} = W_{(x)} \cdot \mathrm{rectg}\,\frac{y}{\Delta x} \qquad x \in (-\infty, +\infty) \qquad (3.22)$$

Densitatea de probabilitate a zgomotului pentru toate intervalele de clasă (avînd în vedere că 3.22 nu depinde de k) este:

$$W_{(y)}=\sum_{k=-\infty}^{+\infty} w_{(x)}\,\mathrm{rectg}\,\frac{y}{\Delta x}=-\sum_{k=-\infty}^{+\infty} w_{(x_k-y)}\,\mathrm{rectg}\,\frac{y}{\Delta x} \qquad (3.23)$$

Dar:

$$w_{(-y+x_k)}=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\phi_{(u)}e^{-jux_k}\,e^{juy}\,du=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\phi_{(u)}e^{jux_k}\right]e^{-juy}\,du=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\phi^{*}_{(u)}e^{jux_k}\right]e^{-juy}\,du \qquad (3.24)$$

Substituind în 3.23 funcţia rectg $y/\Delta x$ şi ţinînd seama de 3.24:

$$W_{(y)}=\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\frac{1}{2\pi}\left\{\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\phi^{*}_{(u)}e^{jux_k}\right]e^{-juy}\,du\right\}\cdot\left\{\int_{-\infty}\frac{\Delta x}{2\pi}\;\frac{\sin\frac{u\Delta x}{2}}{\frac{u\Delta x}{2}}\,du\right.$$

Conform teoremei integralei de convoluţie [92]:

$$W_{(y)}=\sum_{-\infty}^{+\infty}\frac{\Delta x}{4\pi^2}\left\{\int_{-\infty}^{+\infty}\left\{\int_{-\infty}^{+\infty}\phi^{*}_{(\lambda)}e^{j\lambda(k+\theta)\Delta x}\cdot\frac{\sin(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}{(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}\,d\lambda\right\}e^{-juy}\,du\right\}$$

(3.25)

Notînd cu $\mathcal{F}$ transformata Fourier şi cu $\mathcal{F}^{-1}$ inversa ei:

$$\mathcal{F}\left[f_{(t)}\right]=\int_{-\infty}^{+\infty}f_{(t)}\,e^{-j\omega t}\,dt$$

$$\mathcal{F}^{-1}\left[F_{(\omega)}\right]=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}F_{(\omega)}\,e^{j\omega t}\,d\omega$$

se poate scrie 3.25 sub forma:

$$W_{(y)}=\frac{\Delta x}{4\pi^2}\sum_{-\infty}^{+\infty}\mathcal{F}_y\left\{\int_{-\infty}^{+\infty}\phi^{*}_{(\lambda)}e^{j\lambda(k+\theta)\Delta x}\;\frac{\sin(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}{(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}\,d\lambda\right\} \qquad (3.26)$$

şi deci funcţia caracteristică a zgomotului de cuantizare y va fi:

$$\phi_{y(u)}=\int_{-\infty}^{+\infty}W_{(y)}\,e^{juy}\,dy=2\pi\mathcal{F}^{-1}\left[W_{(y)}\right] \qquad (3.27)$$

Substituind 3.26 în 3.27 :

$$\phi_{y(u)} = \frac{\Delta x}{2\pi}\sum_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \phi^{*}_{(\lambda)} e^{j\lambda k\Delta x} e^{j\lambda\theta\Delta x} \frac{\sin(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}{(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}} d\lambda =$$

$$= \frac{\Delta x}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\sum_{-\infty}^{+\infty} e^{j\lambda\Delta x k}\right]\phi^{*}_{(\lambda)} e^{j\lambda\theta\Delta x} \frac{\sin(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}{(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}} d\lambda =$$

$$= \frac{\Delta x}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\frac{2\pi}{\Delta x}\sum_{-\infty}^{+\infty}\delta\left(\lambda - k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\right]\phi^{*}_{(\lambda)} e^{j\lambda\theta\Delta x} \frac{\sin(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}}{(u-\lambda)\frac{\Delta x}{2}} d\lambda =$$

$$= \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k}\phi^{*}_{(k\frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{\sin\left(u - k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(u - k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}} =$$

$$= \sum_{-\infty}^{+\infty} e^{-j\theta 2\pi k}\phi_{(k\frac{2\pi}{\Delta x})} \frac{\sin\left(u - k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(u - k\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}} \qquad (3.28)$$

Pornind de la funcţia caracteristică a zgomotului de cuantizare se calculează [52,99] valoarea medie şi valoarea medie patratică a acestuia. Aceasta din urmă are expresia:

$$M(y^2) = \frac{(\Delta x)^2}{12} + \frac{(\Delta x)^2}{\pi^2}\sum_{1}^{\infty}\frac{1}{k^2}\,\mathrm{Re}\left\{e^{-j2\pi k(\theta - \frac{1}{2})}\phi_{(k\frac{2\pi}{\Delta x})}\right\} \qquad (3.29)$$

Pentru cazul unei repartiţii de intrare bidimensionale, (două eşantioane adiacente dependente) se stabileşte funcţia caracteristică a zgomotului de cuantizare [52] în mod similar cu cazul anterior:

$$\phi_{y(v_1,v_2)} = \sum_{k_1=-\infty}^{+\infty}\sum_{k_2=-\infty}^{+\infty} e^{-j2\pi\theta(k_1+k_2)}\phi_{(k_1\frac{2\pi}{\Delta x},k_2\frac{2\pi}{\Delta x})}\cdot\frac{\sin\left(v_1-k_1\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(v_1-k_1\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}\cdot$$

$$\cdot\frac{\sin\left(v_2-k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}}{\left(v_2-k_2\frac{2\pi}{\Delta x}\right)\frac{\Delta x}{2}} \qquad (3.30)$$

Interesantă este funcţia de intercorelaţie a semnalului de intrare cu zgomotul de ieşire al cuantizorului,definit de:

$$R_{xy} = M(x_1 \cdot y_2)$$

Calculul funcţiei de intercorelaţie se bazează [52,99] pe observaţia că zgomotul de cuantizare este o funcţie periodică (vezi figura 3.10) cu perioada Δx şi ca atare se poate dezvolta în serie Fourier. Coeficienţii seriei sînt:

$$c_k = \frac{1}{\Delta x} \int_{(\theta - \frac{1}{2})\Delta x}^{(\theta + \frac{1}{2})\Delta x} (\theta \Delta x - x) \, e^{-j \frac{2\pi}{\Delta x} kx} dx =$$

$$= - \frac{j \Delta x}{2 \pi k} e^{-j2\pi k(\theta - \frac{1}{2})} \quad ; \quad k \neq 0$$

şi în consecinţă:

$$y = - \sum_{\substack{-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} j \frac{\Delta x}{2\pi k} e^{-j2\pi k(\theta - \frac{1}{2})} e^{j \frac{2\pi}{\Delta x} kx} \qquad (3.31)$$

Conform relaţiei de definiţie a funcţiei de intercorelaţie ca medie a produsului $x_1 y_2$ rezultă:

$$R_{xy} = - j \frac{\Delta x}{2\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{k} e^{-j2\pi k(\theta - \frac{1}{2})} M(x_1 \cdot e^{j \frac{2\pi}{\Delta x} k x_2}) \qquad (3.32)$$

Dar ca proprietate a funcţiei caracteristice [54,100] :

$$M(x_1 \cdot e^{j u_2 x_2}) = - j \left. \frac{\partial \Phi(u_1, u_2)}{\partial u_1} \right|_{u_1 = 0}$$

Ca atare relaţia 3.32 devine:

$$R_{xy} = - \frac{\Delta x}{2\pi} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq 0}}^{+\infty} \frac{1}{k} e^{-j2\pi k(\theta - \frac{1}{2})} \cdot \left. \frac{\partial \Phi(u_1, k \frac{2\pi}{\Delta x})}{\partial u_1} \right|_{u_1 = 0} \qquad (3.33)$$

La cuantizarea fină zgomotul de cuantizare este practic necorelat cu semnalul de intrare (deşi este univoc determinat de către semnalul de intrare) [52]. Această proprietate a zgomotului de cuantizare explică (vezi capitolul 5 şi capitolul 6) erorile de cuantizare neglijabile ce se obţin la măsurarea puterii şi a energiei active.

3.4. Convertoare analog numerice

Convertorul analog numeric - CAN - este un ansamblu de circuite ce realizează operaţia de cuantizare. Mărimea sa de intrare este de obicei, o tensiune. La ieşire se obţine, de obicei în paralel, codul numeric binar sau zecimal codat binar (BCD) al tensiunii aplicate la intrare.

După structura lor convertoarele analog numerice sînt, în principal, [52] de următoarele tipuri:

- cu generator de tensiune liniar variabilă (cu mărime intermediară timp);
- cu dublă integrare
- cu conversie tensiune-frecvenţă
- cu reţea R-2R

Convertoarele cu generator de tensiune liniar variabilă sînt relativ puţin precise şi sînt recomandate [52] în special pentru construcţia aparatelor de măsurare numerice de tablou. Cele cu dublă integrare sînt precise, au bune proprietăţi în ceea ce priveşte rejecţia zgomotelor, dar rata de conversie ce se poate obţine este redusă (zeci de conversii pe secundă).

Convertoarele cu reţea R-2R funcţionînd prin înjumătăţire realizează un compromis între precizie şi viteză. Progresele realizate în tehnologia integrării au permis creşterea numărului de cifre binare pînă la 16 (eroare de cuantizare de ordinul a 10^{-3}%) şi se pare că la ora actuală zgomotul intern, stabilitatea surselor de referinţă (interne) şi produsul amplificare bandă limitat al comparatoarelor limitează rezoluţia.

Timpul în care se realizează o conversie completă variază în funcţie de numărul de cifre furnizate şi de tipul convertorului, între cîteva microsecunde şi cîteva zeci de microsecunde.

In prelucrarea numerică a informaţiei convertorul cu reţea R-2R este cel mai des utilizat, la ora actuală construindu-se chiar sisteme de achiziţie hibride (ce conţin astfel de convertoare) şi aşa numitele periferice analogice pentru cuplarea calculatoarelor la procese.

3.4.1. Convertoare analog-numerice cu reţea R-2R

Convertoarele analog-numerice cu reţea R-2R sînt constituite dintr-un convertor numeric-analogic, CNA cu reţea R-2R, un comparator şi un dispozitiv de comandă - figura 3.8.

Convertorul numeric-analogic furnizează o tensiune u_R ce se compară, de către un comparator, cu tensiunea de convertit u_x. Se execută un număr de pași - încercări ale tensiunii u_R - egal cu numărul de cifre binare ale rețelei, la sfîrșitul operației într-un registru al dispozitivului de comandă găsindu-se codul tensiunii u_x [63].

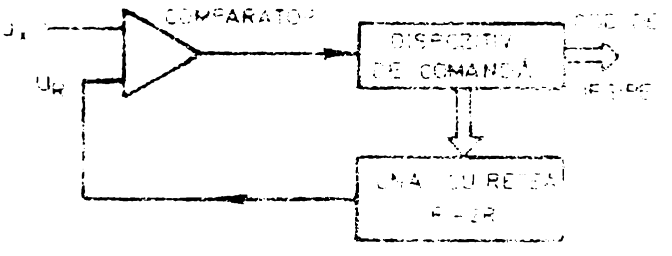


Fig.3.8

Schema de principiu a unui CAN cu rețea R-2R cu comutare de tensiune este [63] cea din figura 3.9. Comutatoarele $C_o \div C_{N-1}$ conectează rezistențele din rețea fie la masă ($C_K=0$) fie la tensiunea de referință $E_r(C_K=1)$. Se deduce simplu expresia tensiunii u_e aplicate amplificatorului A:

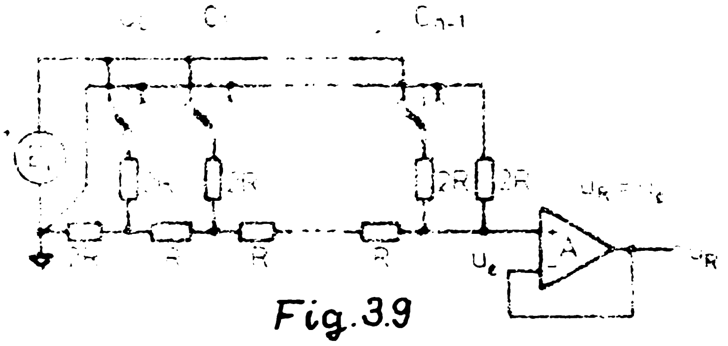


Fig.3.9

$$u_e = \left(\frac{E_r}{3R}\sum_{k=0}^{n-1} C_K \cdot \frac{1}{2^{n-k}}\right) \cdot 2R = \frac{E_r}{3 \cdot 2^{n-1}}\sum_{k=0}^{n-1} 2^k C_k = \frac{E_r}{3 \cdot 2^{n-1}} N \quad (3.34)$$

unde prin N s-a notat numărul al cărui cod binar s-a adus la comutatoarele C_K. Evident cuanta convertorului este:

$$\Delta u = \frac{E_r}{3 \cdot 2^{n-1}}$$

Amplificatorul A servește ca și adaptor de impedanță, evitînd încărcarea rețelei.

Rețeaua R-2R se poate utiliza și în varianta prezentată în figura 3.10. Curentul i ce intră în punctul sumă al amplificatorului A este dat de relația:

$$i = \frac{E_r}{R}\sum_{0}^{n-1} C_k \cdot \frac{1}{2^{n-k}} = \frac{E_r}{R2^n}\sum_{0}^{n-1} C_k 2^k$$

Ca atare tensiunea de ieșire a CNA este:

$$u_R = -iR = -\frac{E_r}{2^n}\sum_{0}^{n-1} C_k 2^k = -\frac{E_r}{2^n} N \quad (3.35)$$

Cuanta convertorului fiind:

$$\Delta u = \frac{E_r}{2^n}$$

O astfel de reţea se utilizează în construcţia convertoarelor cu multiplicare [63].

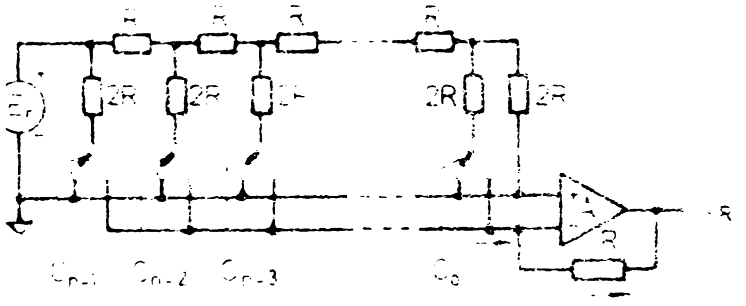


Fig.3.10

Evident tensiunea de ieşire se poate pune sub forma:

$$u_R = - k\, E_r . N$$

relaţie ce probează faptul că tensiunea de ieşire este proporţională cu produsul dintre tensiunea de referinţă (ce poate fi bipolară) şi codul numeric aplicat la intrare (unipolar).

De fapt acest tip de convertor este un multiplicator hibrid în două cadrane. Axînd (vezi figura 2.20) ieşirea, se poate obţine un multiplicator hibrid în 4 cadrane.

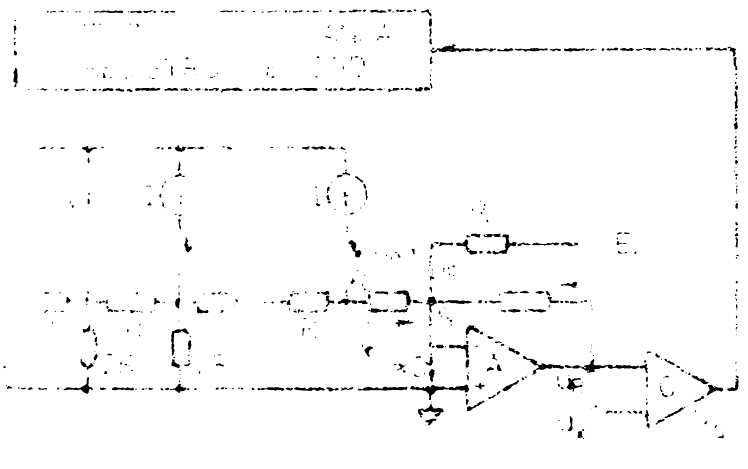


Fig.3.11

Reţeaua R-2R poate fi operată şi prin comutarea curentului ce i se aplică. Astfel un CAN bipolar cu reţea R-2R are schema de principiu din figura 3.11. Cele n generatoare de curent debitează, sau nu, curentul I peste reţea după cum este comandat comutatorul C corespunzător de către dispozitivul de comandă şi registrul de cod. Acesta realizează secvenţa de lucru conform diferenţei u livrate de comparator. Curentul de ieşire al reţelei i_e este (potenţialul punctului sumă S al amplificatorului A este practic 0) dat de relaţia:

$$i_e = \frac{4I}{3}\sum_{0}^{n-1} C\frac{1}{2^{n-k}} = \frac{I}{3.2^{n-2}}\sum_{0}^{n-1} C_k 2^k = \frac{I}{3.2^{n-2}}.N \quad (3.36)$$

Curentul de polarizare i_p este evident:

$$i_p = \frac{E_{rp}}{R_p} \quad (3.37)$$

şi ca atare tensiunea de ieşire este dată de relaţia:

$$u_R = E_{rp} \frac{R}{R_p} - \frac{IR}{3.2^{n-2}} N \tag{3.38}$$

Cuanta tensiunii u_R este:

$$\Delta u = \frac{IR}{3.2^{n-2}}$$

La conectarea numai a bitului cel mai semnificativ ($C_{n-1}=1$, $C_{n-2}= \ldots =C_1=C_o=0$) impunem ca u_R să fie $-\Delta u/2$

$$u_R = E_{rp} \cdot \frac{R}{R_p} - \Delta u.2^{n-1} = - \frac{\Delta u}{2}$$

In consecinţă relaţia 3.38 devine:

$$u_R = \Delta u\left(\frac{2^n-1}{2} - N\right) , \quad N_{min}=0, \quad N_{max}= 2^n-1 \tag{3.39}$$

relaţie ce permite determinarea extremelor lui u_R în domeniul pozitiv şi în cel negativ.

In calitate de dispozitiv de comandă se utilizează un registru de deplasare [63] ce generează, la apariţia unei cereri de conversie ($XCV=t_c$) o secvenţă de semnale ce încearcă, rînd pe rînd, fiecare bit al reţelei, după un algoritm simplu [52,63]. Pe durata conversiei dispozitivul de comandă poziţionează un semnal ce indică starea de lucru (OCUPAT). Revenirea semnalului OCUPAT indică prezenţa în registrul de cod al convertorului a unui cod binar asociat, conform caracteristicii de transfer, cu tensiunea de la intrarea sa. Ieşirile registrului de cod sînt accesibile şi nu se modifică pînă la o nouă cerere de conversie.

Pe toată durata conversiei tensiunea de convertit, aplicată la intrarea convertorului, trebuie să prezinte variaţii mai mici decît o cuantă (ceea ce impune uneori utilizarea circuitelor de eşantionare şi memorare).

Schema bloc a unui CAN integrat este cea din figura 3.12. In aceeaşi figură se descrie şi evoluţia semnalelor externe, indicîndu-se momentul în care codul tensiunii convertite este accesibil.

Dacă borna de axare se pune la masă convertorul este exploatat unipolar iar dacă se conectează la o sursă de referință (de obicei încorporată) se obține un convertor bipolar (cu aceeași excursie totală a semnalului de intrare).

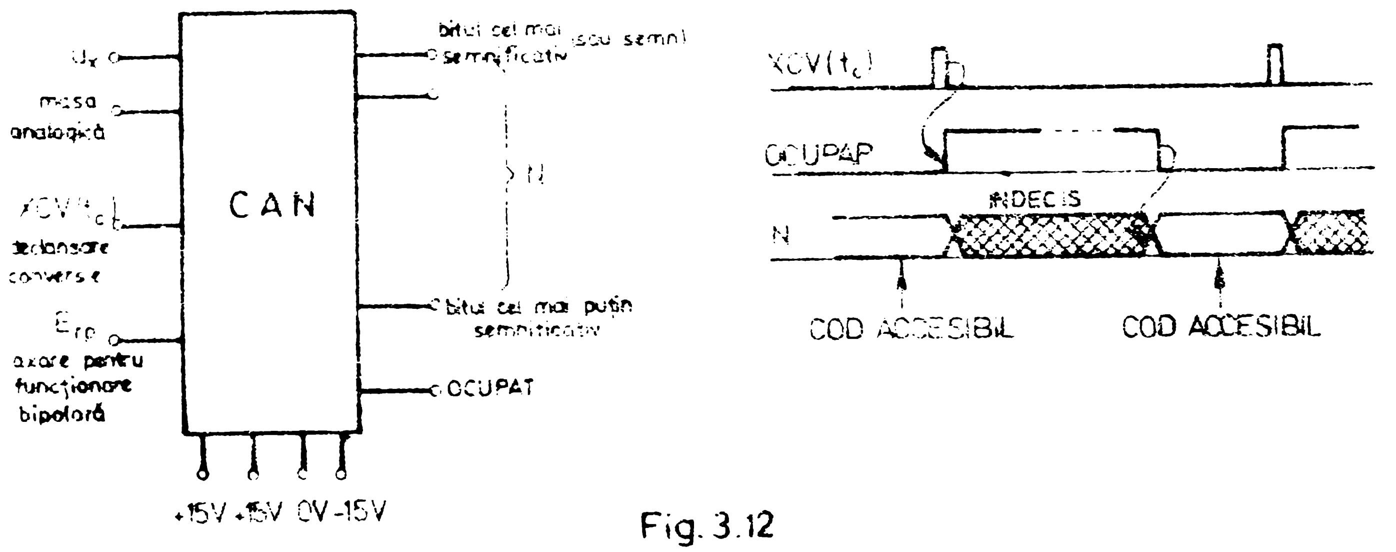


Fig. 3.12

In ceea ce privește codul furnizat, în majoritatea cazurilor el este codul binar deplasat sau codul complement față de 2, convertoarele comerciale dispunînd de un pin ce alege între cele două tipuri de coduri. Sînt disponibile convertoare ce lucrează în zecimal codat binar (BCD) sau în binar semn-mărime.

3.4.2. Erori ale convertoarelor analog-numerice

In afara erorii de cuantizare, intrinsecă convertorului cu caracteristica de transfer ideală apar și alte tipuri de erori. Aceste erori sînt cauzate de abaterea caracteristicii de transfer a convertorului real de la cea ideală și sînt prezentate în [52, 63, 64, 69, 70]. Erorile convertoarelor sînt:

- eroarea de decalaj (derivă a nulului), echivalentă cu adunarea la semnalul de convertit x a unei valori u_d. Această eroare se poate mult diminua prin reglaje efectuate din timp în timp;
- eroarea de cîștig, echivalentă cu modificarea mărimii cuantei. Este cauzată fie de modificări ale coeficientului de amplificare al unor amplificatoare din schemă fie de modificări ale unor tensiuni de referință ce determină mărimea cuantei. Prin reglaje efectuate din timp în timp se poate diminua această eroare.

- eroare diferențială de neliniaritate (sau simplu eroare de neliniaritate) este cauzată de abaterea unor rezistențe din rețea și/sau a unor generatoare de curent (comutatoare de tensiune) de la nominal. Apare astfel o caracteristică de transfer cu cuante neegale (vezi paragraful 5.7) prezentată în figura 5.1. Spre deosebire de primele două, a treia eroare nu se poate influența decît în procesul de construcție al convertorului și este garantată de producător ca fiind sub o anumită limită (de obicei $\pm\Delta x/2$).

CAPITOLUL 4

NOI ALGORITMI DE CALCUL AI PUTERII SI ENERGIEI ACTIVE SI SCHEME DERIVATE PENTRU WATTMETRE SI CONTOARE NUMERICE CU MULTIPLICARE NUMERICA

4.1. Algoritmul clasic de calcul

După cum s-a văzut, puterea se calculează cu relația (1.5). Admitem că se prelevează simultan eșantioanele de curent și tensiune, i_j respectiv u_j, la intervale de timp egale, T_e, astfel încît se satisface relația:

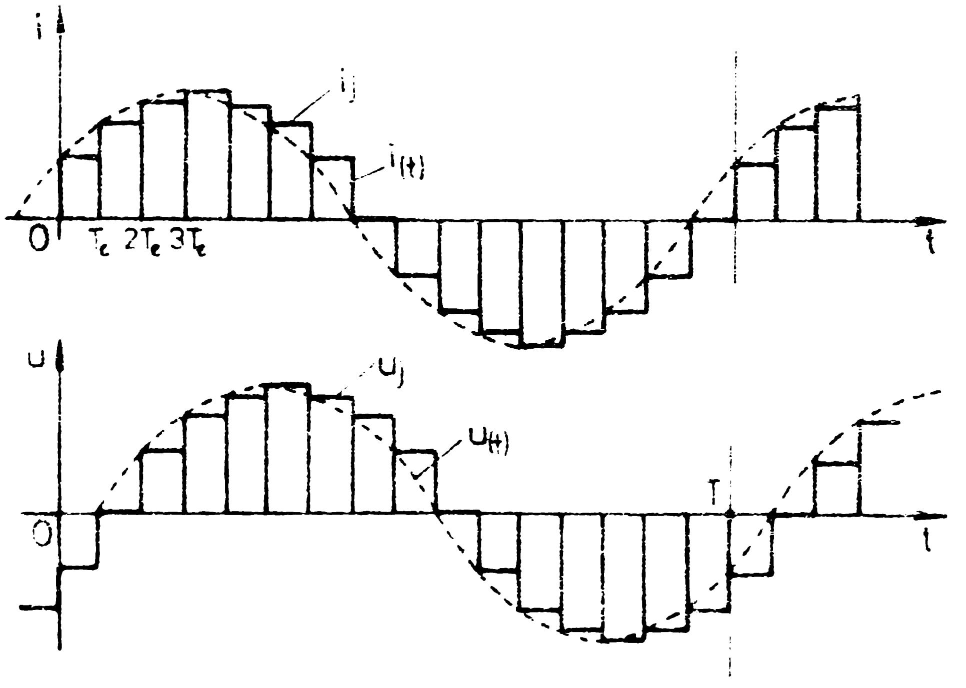


Fig 4.1

$$NT_e \geqslant T > (N-1)T_e \tag{4.1}$$

Cu alte cuvinte se prelevează N eșantioane într-o perioadă T a semnalului eșantionat, ultimul interval de eșantionare putînd fi mai scurt ca celelalte. Ignorînd acest fapt și deci presupunînd toate intervalele în care s-a divizat T egale cu T_e, puterea se poate calcula cu:

$$\hat{P} = \frac{1}{T}\sum_{j=0}^{N-1}\int_{jT_e}^{(j+1)T_e} u\ i\ dt = \frac{1}{T}\sum_{j=0}^{N-1} u_j i_j T_e = \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1} u_j i_j \tag{4.2}$$

unde $\hat{P}$ este o estimație a puterii, obținută prin înlocuirea mărimilor u și i, continuu variabile, cu u_j și i_j, eșantioanele corespunzătoare momentelor kT_e.

In mod similar, pentru energia activă se stabileşte, plecînd de la relaţia 1.11, estimaţia:

$$\hat{W} = \sum_{j=0}^{N-1} \int_{jT_e}^{(j+1)T_e} ui\,dt = T_e \sum_{j=0}^{N-1} u_j i_j \qquad (4.3)$$

relaţie în care s-a presupus că în timpul t cît se măsoară energia se prelevează N eşantioane, adică:

$$(N-1)T_e < t \leqslant NT_e$$

In vederea calculului puterii sau energiei se procedează la cuantizarea eşantioanelor i_j, u_j înlocuindu-le cu valorile i_{qj} respectiv u_{qj} (cu indicele q s-a marcat doar faptul că valoarea în cauză este cuantizată - indicele q este numai un indice calitativ). Se obţin astfel estimaţiile pentru putere şi energie sub formele:

$$\bar{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} u_{qj}\, i_{qj} \ ; \quad (N-1)T_e < T \leqslant NT_e \qquad (4.4)$$

$$\bar{W} = T_e \sum_{j=0}^{N-1} u_{qj}\, i_{qj} \ ; \quad (N-1)T_e < t \leqslant NT_e \qquad (4.5)$$

Evident ambele operaţii - eşantionarea şi cuantizarea - introduc erori în măsurarea puterii şi a energiei. In anumite condiţii însă, aceste erori pot fi făcute suficient de mici şi cele două estimaţii se acceptă în mod curent pentru măsurare.

In figura 4.2 se prezintă mărimile $i_{(t)}, i_j$ şi i_{qj}

Pe baza relaţiilor 4.4 şi 4.5 se pot construi wattmetre sau contoare numerice cu multiplicare numerică.

In figura 4.3 este dată schema bloc a unui wattmetru numeric cu multiplicare numerică lucrînd după algoritmul clasic-algoritm ce asigură calculul conform relaţiei 4.4. Impulsurile de eşantionare t_e asigură eşantionarea şi memorarea mărimilor u_j şi i_j ce se aplică convertoarelor analog-numerice CAN_u respectiv CAN_i. Acestea furnizează un cod numeric binar NU_j respectiv NI_j cu n_u respectiv n_i cifre binare (dintre care una de

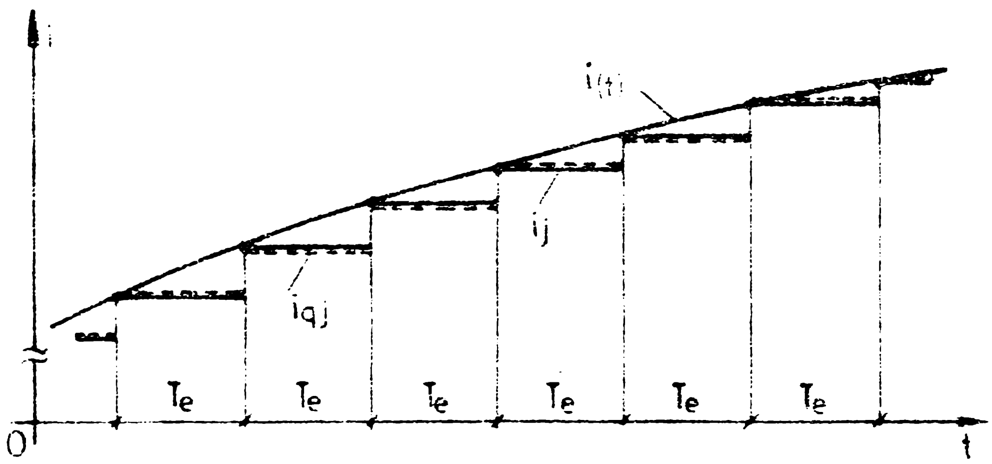


Fig.4.2

semn). Evident dacă Δu şi Δi sînt cuantele de tensiune şi curent:

$$u_{qj} = NU_j \cdot \Delta u$$

$$i_{qj} = NI_j \cdot \Delta i$$

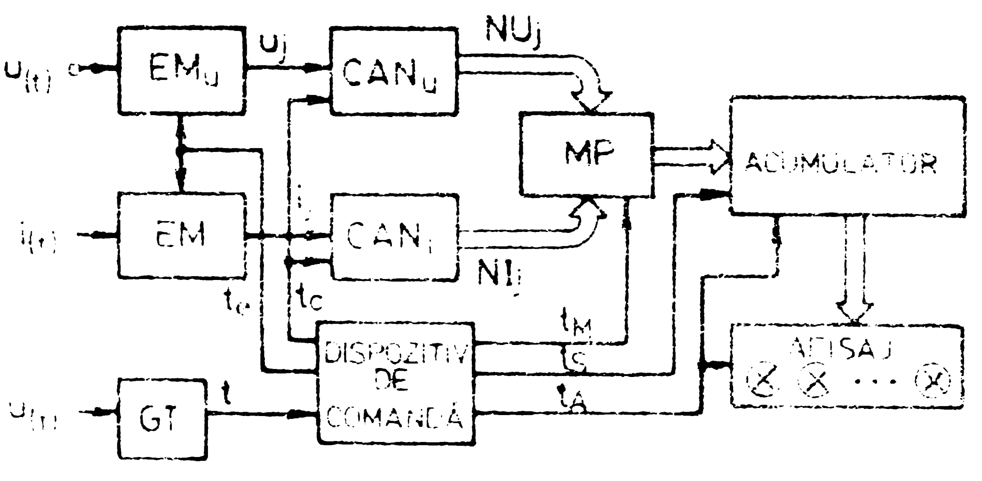


Fig.4.3

Declanşarea conversiei se face după achiziţie cu impulsurile t_c, decalate suficient faţă de t_e pentru a permite stabilizarea valorilor u_j, i_j.

Multiplicatorul numeric MP livrează la ieşirea sa un cod al produsului $NU_j . NI_j$, cod ce are un număr de $n_p = n_u + n_i$ cifre binare, dintre care una de semn. Multiplicatorul poate fi o schemă combinaţională sau una secvenţială (cel mai adesea). Schemele secvenţiale au avantajul [89] de a fi mult mai simple dar sînt lente. Secvenţa de formare a codului produsului se declanşează cu impulsul t_M (figura 4.3).

Produsele succesiv obținute sînt însumate într-un acumulator. Sumarea se efectuează cu impulsul t_s. La încheierea unui ciclu de măsurare, pe o perioadă sau mai multe, se transferă conținutul acumulatorului în registrul tampon al dispozitivului de afișaj și cu același impuls - t_A - se anulează acumulatorul.

Dacă aparatul este destinat să lucreze într-un domeniu de variație a frecvenței fundamentalei semnalului relativ îngust se procedează la sincronizarea generatorului de tact, GT, cu $u_{(t)}$ asigurîndu-se prelevarea unui număr constant de eșantioane pe perioadă (se reglează automat T_e încît se satisface relația $NT_e = T$). Avantajul acestui mod de lucru asupra celuilalt, cînd se menține T_e constant și se numără eșantioanele prelevate în timp de o perioadă, este acela că factorul de scară este o constantă. Dacă însă fundamentala poate să-și modifice frecvența în limite largi se numără impulsurile ce cad într-o perioadă și se efectuează în final o împărțire.

Pe baza relației 4.5 se poate concepe un contor cu multiplicare numerică. Spre deosebire de wattmetru, contorul necesită doar stabilizarea perioadei impulsurilor t și anume T_e (nu este necesară sincronizarea sau numărarea). De asemenea nu se mai anulează acumulatorul iar afișajul este conectat direct la acesta fără a fi necesar un registru tampon.

In figura 4.3 nu sînt reprezentate transformatoarele de curent (șunturi) și de tensiune (divizoare) și nici sistemele de alimentare.

Atît în cazul wattmetrelor cît și al contoarelor cu multiplicare numerică ce lucrează direct pe baza relațiilor 4.4 și 4.5 dispozitivul de multiplicare este elementul cel mai acombrant și scump, cu toate progresele integrării.

In vederea înlăturării acestui inconvenient autorul a elaborat doi noi algoritmi de calcul pentru estimația puterii și a energiei. Acești noi algoritmi reușesc să înlăture operația de înmulțire în sensul înlocuirii ei cu operații de însumare, operații mai simplu de implementat în echipamentul de calcul.

4.2. Noi algoritmi de calcul pentru putere și energie

Se scriu valorile eșantioanelor de curent succesive sub forma:

$$i_{q1} = (i_{qo} + i_{q1}) - i_{qo}$$

$$i_{q2} = (i_{qo} + i_{q1} + i_{q2}) - (i_{qo} + i_{q1}) \ldots$$

$$i_{qj} = \sum_{k=o}^{j} i_{qk} - \sum_{k=o}^{j-1} i_{qk} \qquad j = 1, 2, \ldots$$

Substituind în expresia estimației puterii (4.4) se obține:

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} u_{qj} \left(\sum_{k=o}^{j} i_{qk} - \sum_{k=o}^{j-1} i_{qk} \right) + \frac{1}{N} u_{qo} i_{qo}$$

sau:

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} u_{qj} \left(\sum_{k=o}^{j} i_{qk} \right) - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} u_{qj} \left(\sum_{k=o}^{j-1} i_{qk} \right) +$$

$$+ \frac{1}{N} u_{qo} i_{qo} \qquad (4.6)$$

Cu schimbarea de indice de sumare $r - 1 = j$ în prima sumă din 4.6 se poate scrie:

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{r=2}^{N+1} u_{qr-1} \left(\sum_{k=o}^{r-1} i_{qk} \right) - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} u_{qj} \left(\sum_{k=o}^{j-1} i_{qk} \right) +$$

$$+ \frac{1}{N} u_{qo} i_{qo}$$

Revenind la indicele de sumare j :

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=2}^{N+1} u_{qj-1} \left(\sum_{k=o}^{j-1} i_{qk} \right) - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} u_{qj} \left(\sum_{k=0}^{j-1} i_{qk} \right) + \frac{1}{N} u_{qo} i_{qo}$$

Se izolează ultimul termen din prima sumă și primul din a doua și deci:

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=2}^{N-1} u_{qj-1} \left(\sum_{k=o}^{j-1} i_{qk} \right) - \frac{1}{N} \sum_{j=2}^{N-1} u_{qj} \left(\sum_{k=o}^{j-1} i_{qk} \right) +$$

$$+ \frac{1}{N} u_{qN-1} \left(\sum_{K=0}^{N-1} i_{qk} \right) - \frac{1}{N} u_{q1} i_{qo} + \frac{1}{N} u_{qo} i_{qo}$$

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=2}^{N-1} \left[(u_{qj-1} - u_{qj}) \cdot \left(\sum_{K=0}^{j-1} i_{qk} \right) \right] +$$

$$+ \frac{1}{N} (u_{qo} - u_{q1}) i_{qo} + u_{qN-1} \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} i_{qk}$$

In final această relaţie devine:

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} \left[(u_{qj-1} - u_{qj}) \cdot \left(\sum_{k=0}^{j-1} i_{qk} \right) \right] +$$

$$+ u_{qN-1} \frac{1}{N} \sum_{K=0}^{N-1} i_{qk} \tag{4.7}$$

Se notează diferenţa celor două eşantioane cuantizate, succesive, ale tensiunii cu:

$$\Delta_{uj} = u_{qj-1} - u_{qj}$$

şi estimaţia 4.7 se poate pune sub forma:

$$\overline{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} \left[\Delta_{uj} * \left(\sum_{K=0}^{j-1} i_{qk} \right) \right] + u_{qN-1} \cdot \overline{M}(i_q) \tag{4.8}$$

unde cu $\overline{M}(i_q)$ s-a notat estimaţia, pe un volum de selecţie cu dimensiunea N, a mediei curentului cuantizat. Această medie aproximează (cu o precizie bună după cum se va vedea) media pe o perioadă a curentului. Pentru reţelele de curent alternativ, în care componenta continuă a curentului este nulă, se poate neglija ultimul termen al relaţiei 4.8. Dacă curentul ar avea componentă continuă iar tensiunea nu, relaţia 4.8 s-ar rescrie sub forma în care ar apărea diferenţe de curent şi sume de tensiune.

Propun în consecinţă utilizarea estimaţiei pentru putere sub forma:

$$\tilde{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} \left[\Delta_{uj} \cdot \left(\sum_{k=0}^{j-1} i_{qk} \right) \right] \tag{4.9}$$

Evident:

$$\tilde{P} = \overline{P} - u_{qN-1} \cdot \overline{M}(i_q) \tag{4.10}$$

Cu notaţia $\Delta_{uj} = \Delta u . NU\delta_j$, unde $NU\delta_j$ este codul corespunzător diferenţei codurilor eşantioanelor de tensiune:

$$NU\delta_j = NU_{j-1} - NU_j$$

expresia estimaţiei 4.9 ia forma:

$$\tilde{P} = \frac{\Delta u . \Delta i}{N} \sum_{j=1}^{N-1} \left[NU\delta_j \cdot \left(\sum_{k=0}^{j-1} NI_k \right) \right] \tag{4.11}$$

In cazul în care se urmăreşte calculul estimaţiei energiei active, pornind de la relaţia 4.3 se obţine:

$$\overline{W} = T_e \sum_{j=1}^{N-1} \left[\Delta_{uj} \cdot \left(\sum_{k=0}^{j-1} i_{qk} \right) \right] + u_{qN-1} T_e \sum_{k=0}^{N-1} i_{qk} \tag{4.12}$$

Cu aceleaşi notaţii ca şi în cazul puterii, relaţia 4.12 se transcrie în forma:

$$\overline{W} = T_e \Delta u \Delta i \sum_{j=1}^{N-1} \left[NU\delta_j \cdot \left(\sum_{k=0}^{j-1} NI_k \right) \right] +$$

$$+ T_e \Delta u \Delta i . NU_{N-1} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} NI_k \tag{4.13}$$

In relaţiile 4.12 şi 4.13 s-a presupus că estimarea energiei se face pentru un timp $t \cong NT_e$.

Propun ca estimaţie a energiei active numai primul termen al relaţiei 4.13 (după cum se va vedea pentru reţelele fără componentă continuă al doilea termen este neglijabil în comparaţie cu primul) şi anume:

$$\tilde{W} = T_e \Delta u \Delta i \sum_{j=1}^{N-1} \left[NU\delta_j (\sum_{k=0}^{j-1} NI_k) \right] \tag{4.14}$$

In estimațiile nou introduse, 4.11 și 4.14, s-a presupus că se cuantizează atît eșantioanele de curent cît și cele de tensiune. Acestea din urmă se scad două cîte două, după ce au fost cuantizate. Există și posibilitatea cuantizării directe a diferențelor eșantioanelor succesive de tensiune.

Pornind de la relația 4.2 și presupunînd că se cuantizează numai curentul, eșantioanele de tensiune rămînînd sub formă analogică se determină:

$$\hat{P} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{N-1} \left[(u_{j-1} - u_j) \cdot (\sum_{k=0}^{j-1} i_{qk}) \right] +$$

$$+ u_{N-1} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_{qk} \tag{4.15}$$

Aplicînd unui convertor analog-numeric diferența eșantioanelor de tensiune $u_{j-1} - u_j$ acesta furnizează codul NUd_j

$$(u_{j-1} - u_j)_q = \Delta u . NUd_j$$

Reținînd numai primul termen din relația 4.15 se introduce estimația pentru putere:

$$\tilde{\tilde{P}} = \frac{\Delta u . \Delta i}{N} \sum_{j=1}^{N-1} \left[NUd_j (\sum_{k=0}^{j-1} NI_k) \right] \tag{4.16}$$

In mod similar estimația 4.3 pentru energie conduce la:

$$\hat{W} = T_e \sum_{j=1}^{N-1} \left[(u_{j-1} - u_j) (\sum_{k=0}^{j-1} i_{qk}) \right] + T_e u_{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} i_{qk} \tag{4.17}$$

și cuantizînd diferența eșantioanelor de tensiune și reținînd numai primul termen din relația 4.17:

$$\tilde{\tilde{W}} = T_e \Delta u . \Delta i \sum_{j=1}^{N-1} \left[NUd_j (\sum_{k=0}^{j-1} NI_k) \right] \tag{4.18}$$

timpul pentru care se determină energia fiind $t \cong NT_e$

4.2.1. Primul algoritm de calcul pentru putere

Estimaţia 4.11 permite elaborarea unui algoritm de calcul pentru putere şi construirea unei scheme de wattmetre ca în figura 4.4.

Ideea de la care se porneşte este aceea că înmulţirea

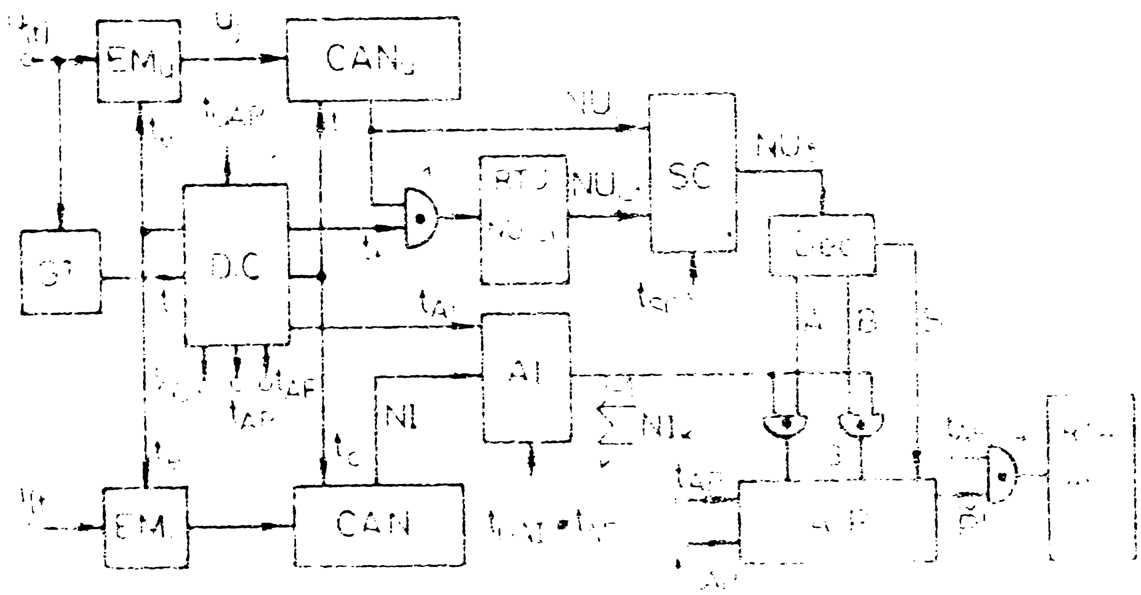


Fig 4.4

cu 0, ± 1 şi ± 2 este foarte simplă ca şi implementare hardware.

Se alege astfel perioada de eşantionare încît diferenţa între două eşantioane de tensiune cuantizate să fie cel mult $\pm 2\Delta u$. Pentru o tensiune sinusoidală, $u = U_m \sin \omega t$, panta acesteia este:

$$\frac{du}{dt} = U_m \frac{2\pi}{T} \cos \omega t \tag{4.19}$$

iar valoarea sa maximă impune perioada de eşantionare prin relaţia evidentă:

$$2\pi \frac{T_e}{T} U_M \leqslant 2\Delta u$$

sau numărul de eşantioane ce trebuiesc prelevate într-o perioadă T este:

$$N \geqslant \pi \cdot \frac{U_M}{\Delta u} \tag{4.20}$$

Funcţionarea dispozitivului propus în figura 4.4 este conformă cu relaţia 4.11. Se eşantionează cu impulsurile t_e de durată τ_e şi perioadă T_e tensiunea şi curentul, obţinîndu-se eşantioanele u_j respectiv i_j ce se cuantizează cu CAN_u şi CAN_i, convertoare bipolare. Demararea conversiei (XCV) se face cu impulsurile t_c. In registrul tampon RTU se află înscrisă valoarea anterioară a codului livrat de CAN_u şi anume NU_{j-1}. Scăzătorul SC efectuează scăderea între codul existent în tamponul RTU şi actualul rezultat al conversiei, NU_j. Rezultatul scăderii efectuate, $NU\delta_j = NU_{j-1} - NU_j$, prin decodificatorul DC comandă blocul format de porţile ŞI 2 şi 3. Astfel, dacă rezultatul scăderii este +1, bara A validează porţile 2 şi suma de curenţi formată în AI se aplică, nedeplasată, acumulatorului AP în vederea formării, în final, a unui cod proporţional cu puterea activă. Dacă rezultatul scăderii este +2 numai bara B este activă, se validează porţile 3 şi suma de curenţi se aplică deplasată cu un rang, spre rangurile mai semnificative ale acumulatorului AP, ceea ce echivalează cu o adunare a sumei de curenţi înmulţită cu 2. Dacă diferenţa este nulă cele 3 bare A,B şi S sînt la potenţialul de 0 logic şi deci nu se adună în AP nimic, ceea ce corespunde la adunarea unei cantităţi înmulţite cu zero In mod similar se petrec lucrurile cînd diferenţa este de -1 şi -2, caz în care, pe lîngă barele A respectiv B se activează şi bara S determinînd operaţia de scădere. Evident operaţia efectivă din AP depinde [89] atît de semnul lui $NU\delta_j$ cît şi de semnul sumei de curenţi $\sum_{k=0}^{j-1} NI_k$.

Odată cu operaţia de însumare în AP se efectuează însumarea codului NI_j generat de CAN_i în acumulatorul AI, noua sumă urmînd să fie utilizată la viitoarea eşantionare. Operaţia este sincronizată de t_{AI}. Simultan cu formarea diferenţei $NU\delta$, sincronizată de t_{SC}, se încarcă în RTU (sincronizat cu t_t) codul NU_j. Este pregătită astfel o nouă etapă ce începe cu eşantionarea, generarea codurilor NU_{j+1} şi NI_{j+1}, etc.

In acumulatorul AP se formează un cod ce este proporţional cu puterea activă, factorul de proporţionalitate fiind $(\Delta u \Delta i)/N$. Sincronizarea însumărilor în AP este asigurată de t_{AP}.

După N succesiuni de tipul descris, cu impulsul t_{AF} se încarcă registrul tampon al afişajului - RTA - şi se anulează acumulatorul AP.

Dispozitivul de comandă primeşte tactul t de frecvenţă N.f - unde f este frecvenţa fundamentalei reţelei - livrat de generatorul GT sincronizat de tensiunea reţelei. Structura generatorului este cea din figura 4.5. El se compune dintr-un amplificator limitator A1 ce formează un semnal u_L,TTL compatibil (vezi cronograma din figura 4.6). Acest semnal se aplică unui circuit cu calare de fază [67] (PLL). In bucla de reacţie a circuitului PLL se conectează un divizor de frecvenţă cu N(un numărător modulo N), astfel că la ieşire se generează tactele t cu frecvenţa Nf. Dacă factorul

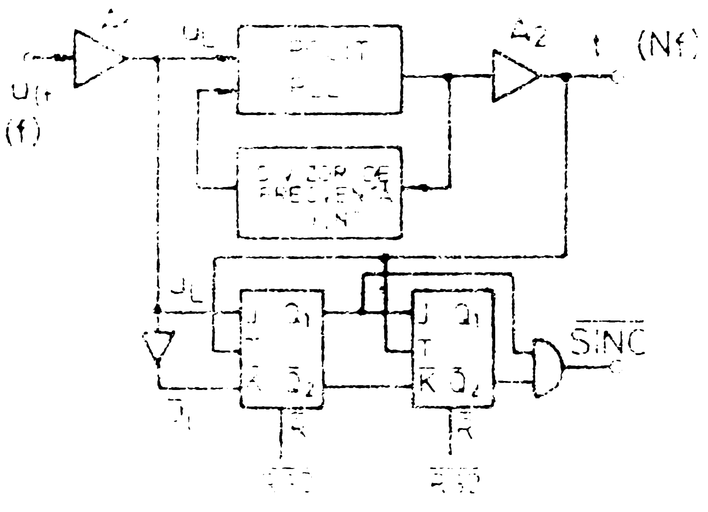


Fig 4.5

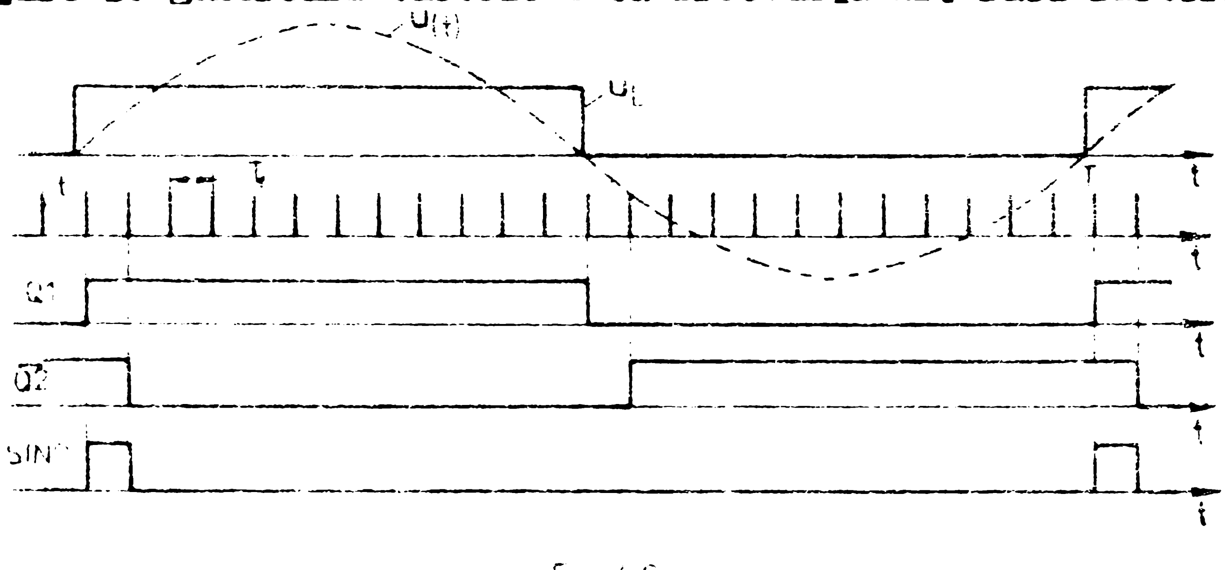
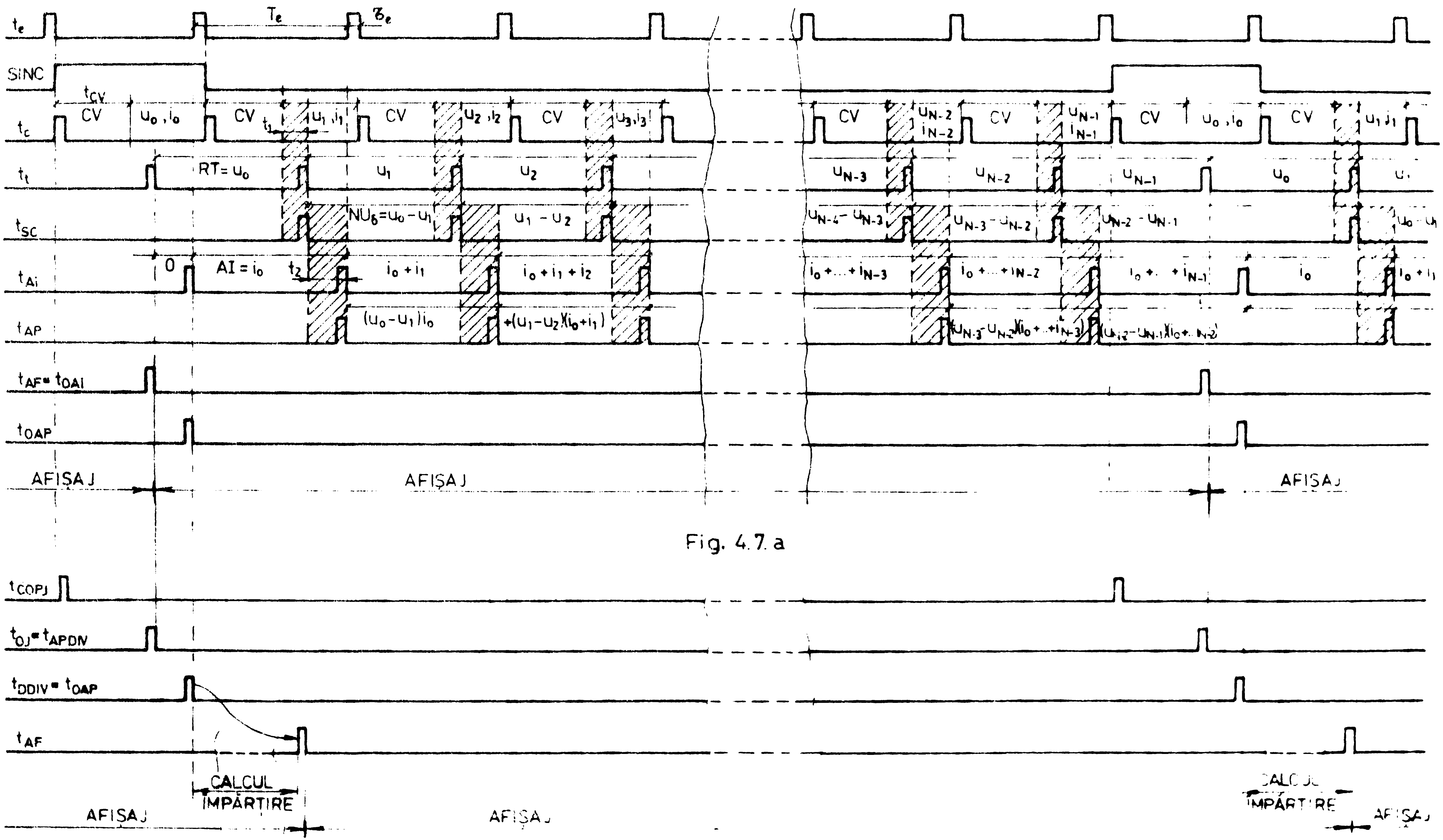


Fig 4.6

de multiplicare al frecvenţei este prea mare, se recomandă conectarea în cascadă a mai multor circuite PLL ce efectuează divizarea cu N_1, N_2,...N_k, astfel alese încît semnalele generate să fie stabile ca perioadă şi $N = N_1.N_2. ... .N_k$.

In vederea detectării unui moment favorabil începerii măsurării, se formează semnalul SINC, semnal ce durează cît o perioadă de eşantionare (figura 4.5 şi 4.6).

In figura 4.7 a se prezintă cronograma semnalelor ce sincronizează operaţiile în aparat precum şi stările registrelor RTU, AI, AP, SC(NUδ). Sînt marcate şi momentele în care se



t_e
SINC
t_c
t_t
t_{SC}
t_{Ai}
t_{AP}
$t_{AF} = t_{OAI}$
t_{OAP}
t_{COPJ}
$t_{OJ} = t_{APDN}$
$t_{DDIV} = t_{OAP}$
t_{AF}
T_e
τ_e
t_{CV}
CV
u_0, i_0
u_1, i_1
u_2, i_2
u_3, i_3
u_{N-2} i_{N-2}
u_{N-1} i_{N-1}
t_1
t_2
$RT = u_0$
u_1
u_2
u_{N-3}
u_{N-2}
u_{N-1}
u_0
$NU_0 = u_0 - u_1$
$u_1 - u_2$
$u_{N-4} - u_{N-3}$
$u_{N-3} - u_{N-2}$
$u_{N-2} - u_{N-1}$
0
$AI = i_0$
$i_0 + i_1$
$i_0 + i_1 + i_2$
$i_0 + \dots + i_{N-3}$
$i_0 + \dots + i_{N-2}$
$i_0 + \dots + i_{N-1}$
i_0
$(u_0 - u_1) i_0$
$+(u_1 - u_2)(i_0 + i_1)$
$(u_{N-3} - u_{N-2})(i_0 + \dots + i_{N-3})$
AFIŞAJ
CALCUL
ÎMPĂRŢIRE

Fig. 4.7 a

produce modificarea stării afişajului.

In vederea simplificării funcţionale, tactul t se poate face de durată τ_e reprezentînd astfel chiar impulsul aplicat circuitelor EM. In DC se formează succesiunea de impulsuri din figura 47 a, toate de durată τ. Cîteva corelaţii simple între durate se pot scrie imediat în baza cronogramei din figura 4.7. Pentru formarea diferenţei NU δ şi propagarea transferului este necesar un timp τ_{SC} impus de calitatea scăzătorului. Rezultă inegalitatea:

$$\tau_{SC} \leqslant t_1 - \tau$$

Pe de altă parte formarea sumelor $\sum NI$ şi $\sum[UI\delta(\sum NI)]$ precum şi propagarea transferurilor necesită timpii τ_{AI} respectiv τ_{AP}. Datorită (după cum se va vedea) lungimii mai mari a acumulatorului AP, $\tau_{AP} > \tau_{AI}$ (în aceeaşi tehnologie). In consecinţă este necesar ca:

$$\tau_{AP} \leqslant t_2 - \tau$$

In fine, toate operaţiile trebuie să se încheie într-o perioadă de eşantionare şi deci:

$$T_{e\ min} \geqslant t_{cv} + t_1 + t_2$$

unde $T_{e\ min}$ corespunde semnalului $u_{(t)}$, $[i_{(t)}]$, de frecvenţă maximă (reamintesc că este vorba de un sistem sincronizat ce prelevează acelaşi număr de eşantioane din semnale cu frecvenţa fundamentală cuprinsă între două limite f_{min} şi f_{max} de exemplu 40 ÷ 60 Hz).

Ordinograma algoritmului după care lucrează aparatul din figura 4.4 este cea din figura 4.8. Un comutator "stop" (COMST) poate opri funcţionarea aparatului, afişajul menţinînd ultima valoare măsurată. Bascularea comutatorului COMST nu influenţează un ciclu de măsurare în curs, trecerea în starea STOP făcîndu-se numai după terminarea acestuia. Repornirea (START) se obţine la COMST=0.

In figura 4.7 b sînt reprezentate şi semnalele suplimentare livrate de DC cînd se lucrează cu T_e constant şi se numără eşantioanele N ce se prelevează într-o perioadă a fundamentalei.

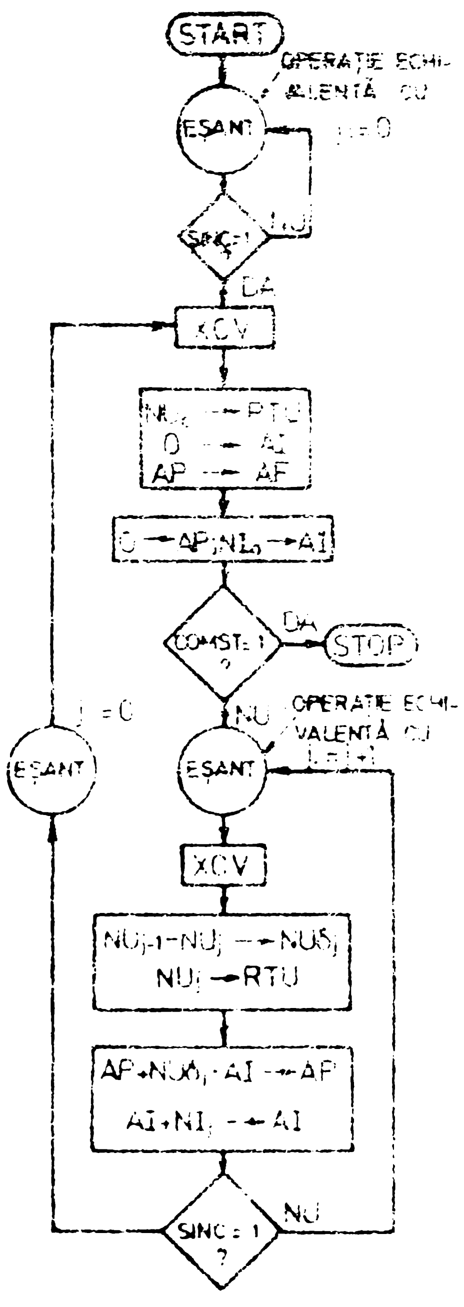


Fig. 4.8

Este necesară prezenţa unui contor suplimentar, J, ce numără impulsurile de eşantionare. In cursul etapei de începere a unui nou ciclu (SINC=1) se transferă conţinutul numărătorului J într-un registru tampon cu impulsul $t_{COP\ J}$ şi apoi se anulează (numărătorul) cu t_{OJ}, impuls ce transferă conţinutul lui AP şi iniţiază o secvenţă de împărţire într-o schemă ataşată. Schema ce realizează împărţirea conţinutului lui AP la valoarea N, transferă cu t_{AP} rezultatul calculului în sistemul de afişaj. Menţionez că nici unul din organele ce asigură lucrul cu N variabil nu a fost reprezentat în figura 4.4.

O simplificare a structurii din figura 4.4 se poate obţine prin utilizarea modulaţiei delta, caz în care, la o corectă alegere a cuantei şi a frecvenţei de eşantionare, diferenţa între două eşantioane succesive este cel mult $\pm\Delta u(\pm\Delta i)$. Este necesar să se satisfacă relaţiile:

$$U_m \cdot 2\pi \frac{T_e}{T} \leqslant \Delta u$$

$$I_m \cdot 2\pi \frac{T_e}{T} \leqslant \Delta i$$

adică numărul de eşantioane prelevat în T satisface relaţia:

$$N \geqslant \mathrm{Max}\left\{2\pi \frac{U_m}{\Delta u},\ 2\pi \frac{I_m}{\Delta i}\right\}$$

Principalul dezavantaj al schemei este acela că frecvenţa de eşantionare necesară este dublă faţă de cazul anterior, dezavantaj compensat însă de marea sa simplitate. Schema bloc a wattmetrului cu modulaţie delta este ca din figura 4.9.

Wattmetrul se compune din două modulatoare delta, dintre care cel pentru curent livrează chiar codul NI al curentului.

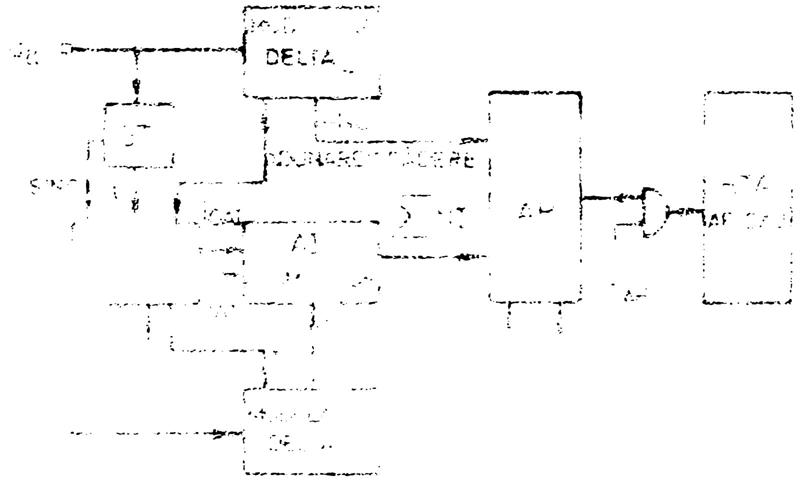


Fig 4.9

Modulatorul pentru tensiune livrează numai diferența dintre două eșantioane succesive $u_{qj} - u_{qj-1} = - NU\delta_j$, diferență ce, astfel scrisă, poate fi doar +1 sau -1.

Acumulatorul AI însumează eșantioanele de curent succesive obținîndu-se sume ce se adună la, sau se scad din, conținutul acumulatorului AP după cum $NU\delta = +1$ sau respectiv $NU\delta = -1$. Operația efectivă ce se realizează depinde și de semnul sumei din AI (pentru $NU\delta = +1$ și $\sum AI > 0$ se realizează efectiv o adunare iar pentru $NU\delta = +1$ și $\sum AI < 0$ se realizează efectiv o scădere etc.).

In figura 4.10 se prezintă cronograma semnalelor de sincronizare. Sînt date și semnalele necesare în cazul în care schema din figura 4.9 ar fi completată cu organele care i-ar permite să lucreze la N variabil.

Este de menționat lipsa circuitelor de eșantionare și memorare, circuite ce nu sînt necesare, eșantionarea și memorarea fiind intrinseci modulatorului delta. Această posibilitate de a omite circuitele EM, ieftinește mult schema.

Este necesar ca timpul de lucru al acumulatorului AP, τ_{AP}, să satisfacă relația:

$$\tau_{AP} + \tau_e + \tau \leq T_{e\ min}$$

In cazul unei cuantizări fine viteza de lucru a acumulatorului trebuie să fie mare, ceea ce poate scumpi schema.

Oricum existența circuitelor integrate pentru transportul anticipat rezolvă problema vitezei în cazurile uzuale.

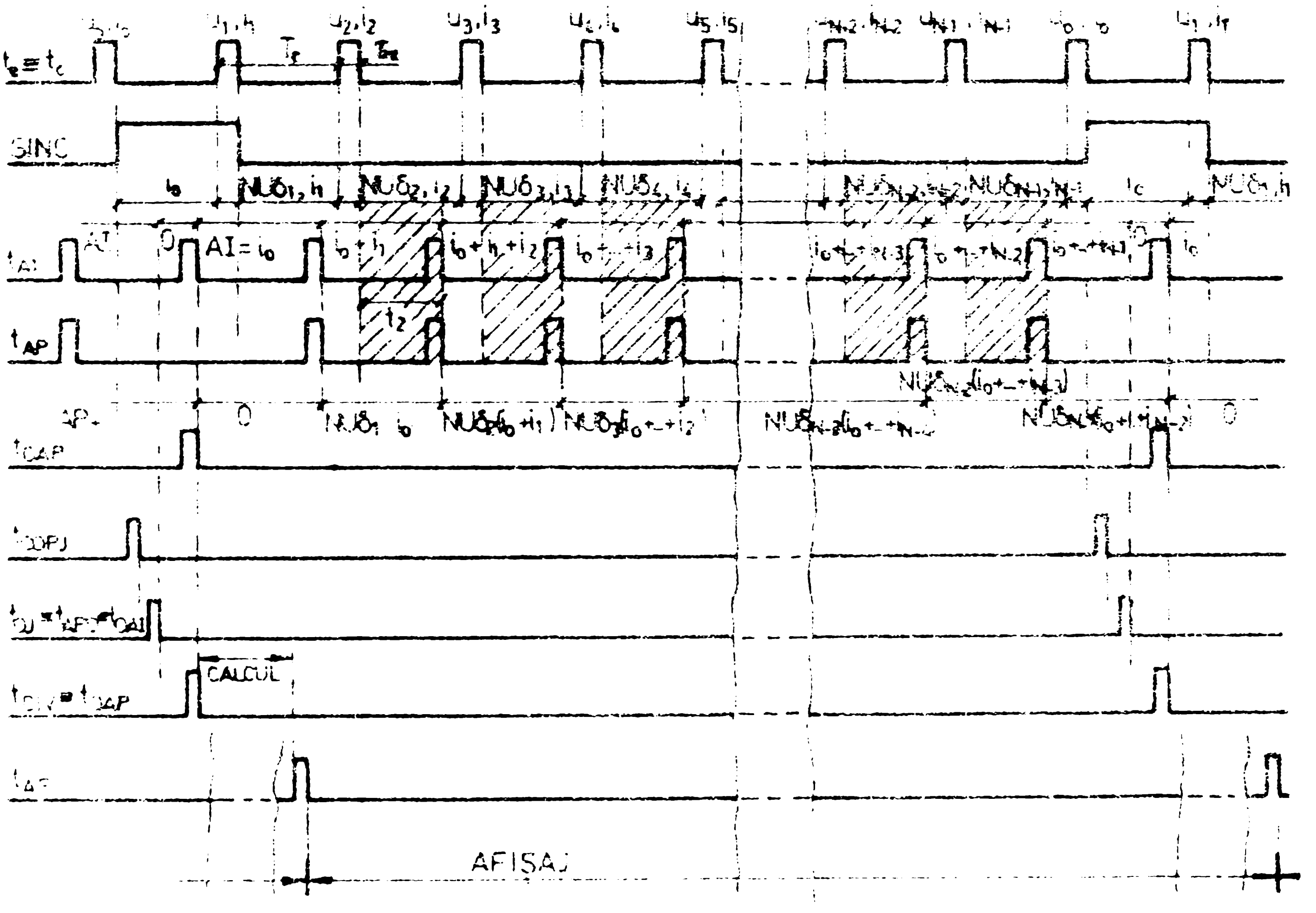


Fig. 4.10

Ordinograma de lucru a wattmetrului cu modulație delta este cea din figura 4.11.

4.2.2. Al doilea algoritm de calcul pentru putere.

După cum s-a văzut, primul algoritm asigură calculul estimației $\tilde{P}$ (relația 4.11). Al doilea algoritm asigură calculul estimației $\tilde{\tilde{P}}$ (relația 4.16). Avantajul acestui algoritm, față de cel anterior prezentat, constă în simplificarea structurii convertorului analog-numeric ce livrează diferența eșantioanelor succesive de tensiune, NUd, diferență analogică ce se cuantizează. Precizia de măsurare este însă inferioară primului algoritm.

Dacă primul algoritm cuantiza fiecare eșantion de tensiune și calcula diferențele, ulterior, al doilea algoritm cuantizează direct diferenţa:

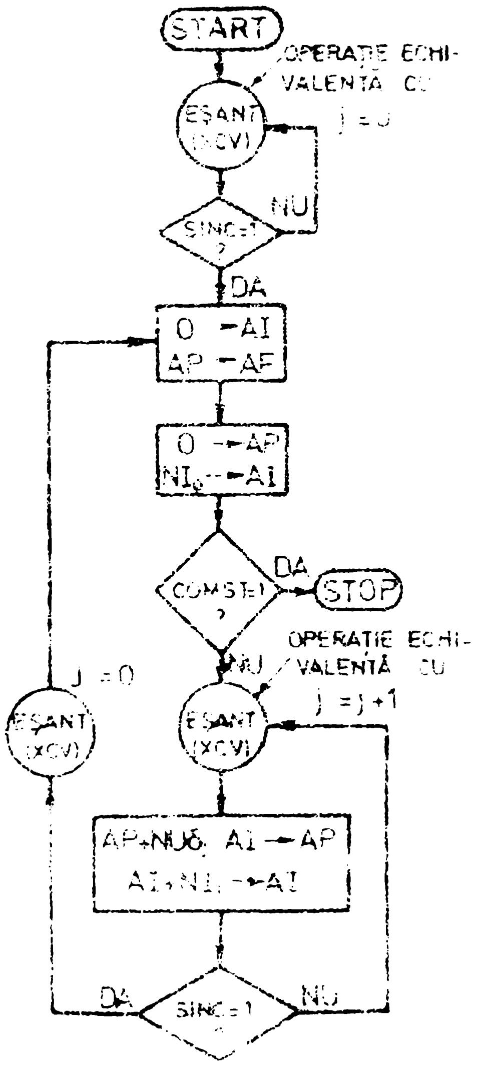


Fig 4.11

$$\mathcal{D}u_j = u_{j-1} - u_j$$

cu ajutorul unui convertor avînd caracteristica de transfer prezentată în figura 4.12.

Diferenţele $NUδ_j$ ce apar utilizînd un cuantizor cu 6 nivele, ca cel din figura 4.12a, conduce la înmulţirea cu $\pm 1/4$, ± 1 şi ± 2 operaţii, după cum s-a mai afirmat, uşor de implementat.

Diferenţa maximă ce poate apărea, între două eşantioane de tensiune succesive este:

$$|u_{j-1} - u_j| \leqslant 3\Delta u$$

Din panta maximă a semnalului de cuantizat şi diferenţa maximă admisă se determină uşor frecvenţa de eşantionare necesară. După cum se vede în capitolul 6, cuanta poate fi relativ mare şi deci frecvenţa de eşantionare scăzută.

In figura 4.13 se prezintă schema bloc a unui wattmetru

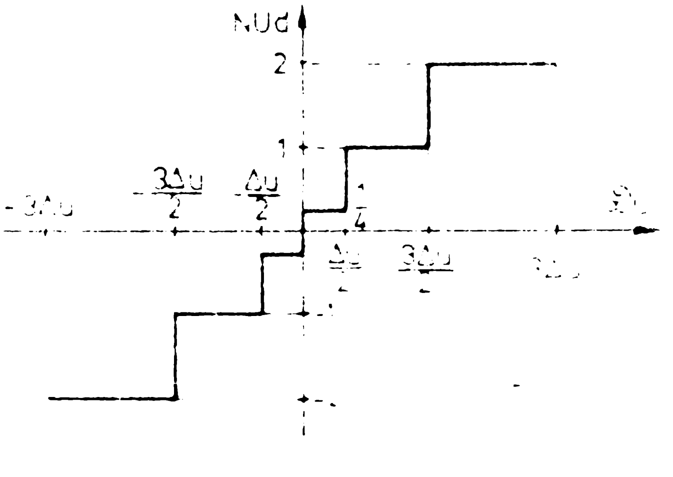


Fig 4.12

ce lucrează după al doilea algoritm şi cuantizează diferenţele cu 6 nivele. Pentru eşantionarea tensiunii sînt prevăzute două circuite de eşantionare şi memorare, EM_{u1} şi EM_{u2} comandate pe rînd. Un amplificator diferenţial AD cu amplificare 1

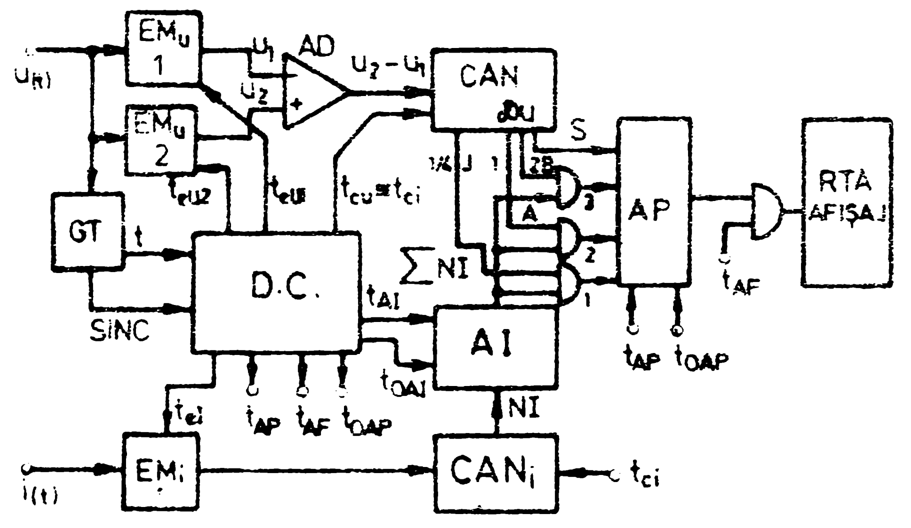


Fig. 4.13

realizează diferenţa $u_2 - u_1$ ce se aplică (figura 4.14) unui convertor paralel [52].

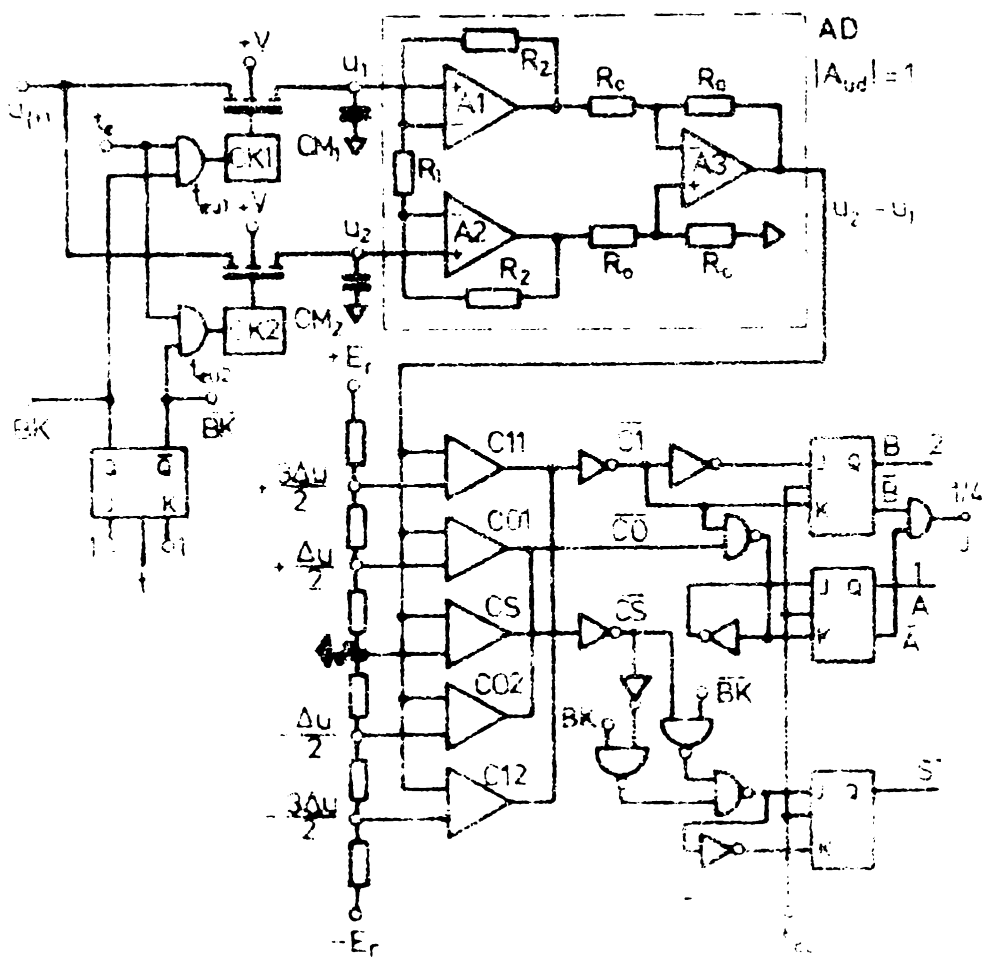


Fig. 4.14

Convertorul paralel este compus din 2 comparatoare duble C1(C11-C12), CO(CO1-CO2) şi un comparator simplu CS. O reţea de rezistenţe şi două surse de referinţă generează potenţialele corespunzătoare punctelor de frîngere ale caracteristicii de transfer. Starea logică a ieşirii comparatoarelor se poate urmări, relativ la caracteristica de transfer, în figura 4.15.

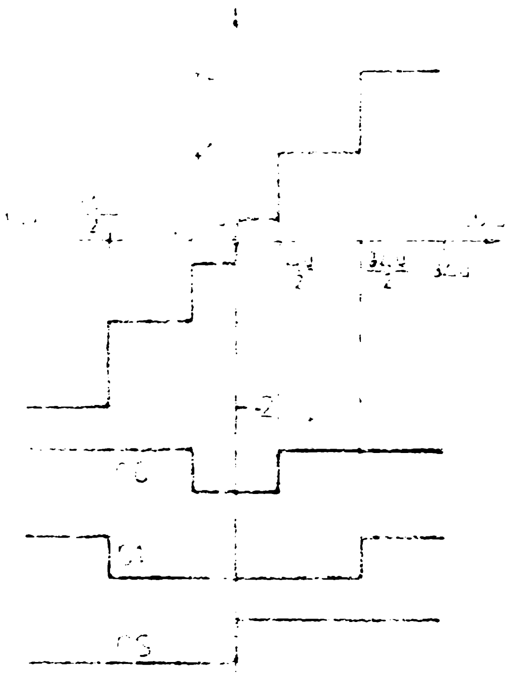


Fig. 4.15

Un codificator generează semnalele ce se înscriu în bistabilele A,B şi S cu tactul de conversie pentru diferenţa tensiunii, t_{cu}.

Cronograma semnalelor de sincronizare ce trebuiesc livrate de către dispozitivul de comandă DC este cea din figura 4.16.

Bistabilul BK este basculat de impulsurile de eşantionare ale curentului, t_{ei}. Cînd BK = 1 se aplică impulsuri de eşantionare cheii K1 (din EM_{u1}) iar cînd BK=0 se aplică impulsuri de eşantionare cheii K2 (din EM_{u2}). Cum amplificatorul diferenţial AD furnizează la ieşirea sa diferenţa $u_2 - u_1$, rezultă (vezi fig.4.16) că atunci cînd BK = 0 diferenţele necesitate de relaţia de estimare au semnul corect iar cînd BK = 1, au semn opus. In consecinţă, cînd BK = 0, în bistabilul S ataşat convertorului paralel (figura 4.14) se înscrie semnul livrat de convertor, iar cînd BK = 1, se înscrie în S complementul semnului (ceea ce echivalează cu o înmulţire cu -1).

Dacă t_{cvu} este timpul ce trece între terminarea impulsului de eşantionare şi stabilizarea ieşirilor comparatoarelor, t_{cvi} durata conversiei curentului, τ_{AI} şi τ_{AP} timpii de propagare a transferurilor şi formare a sumelor la acumulatoarele AI respectiv AP ($\tau_{AP} > \tau_{AI}$) se impun relaţiile:

$$t_1 - \tau \geq \tau_{AI}$$

$$t_2 - \tau \geq \tau_{AP}$$

$$T_{e\,min} \geq \max \left\{ (\tau_e + t_{cvi} + t_1); (\tau_e + t_{cvu} + \tau + t_2) \right\}$$

unde τ este durata impulsurilor de sincronizare.

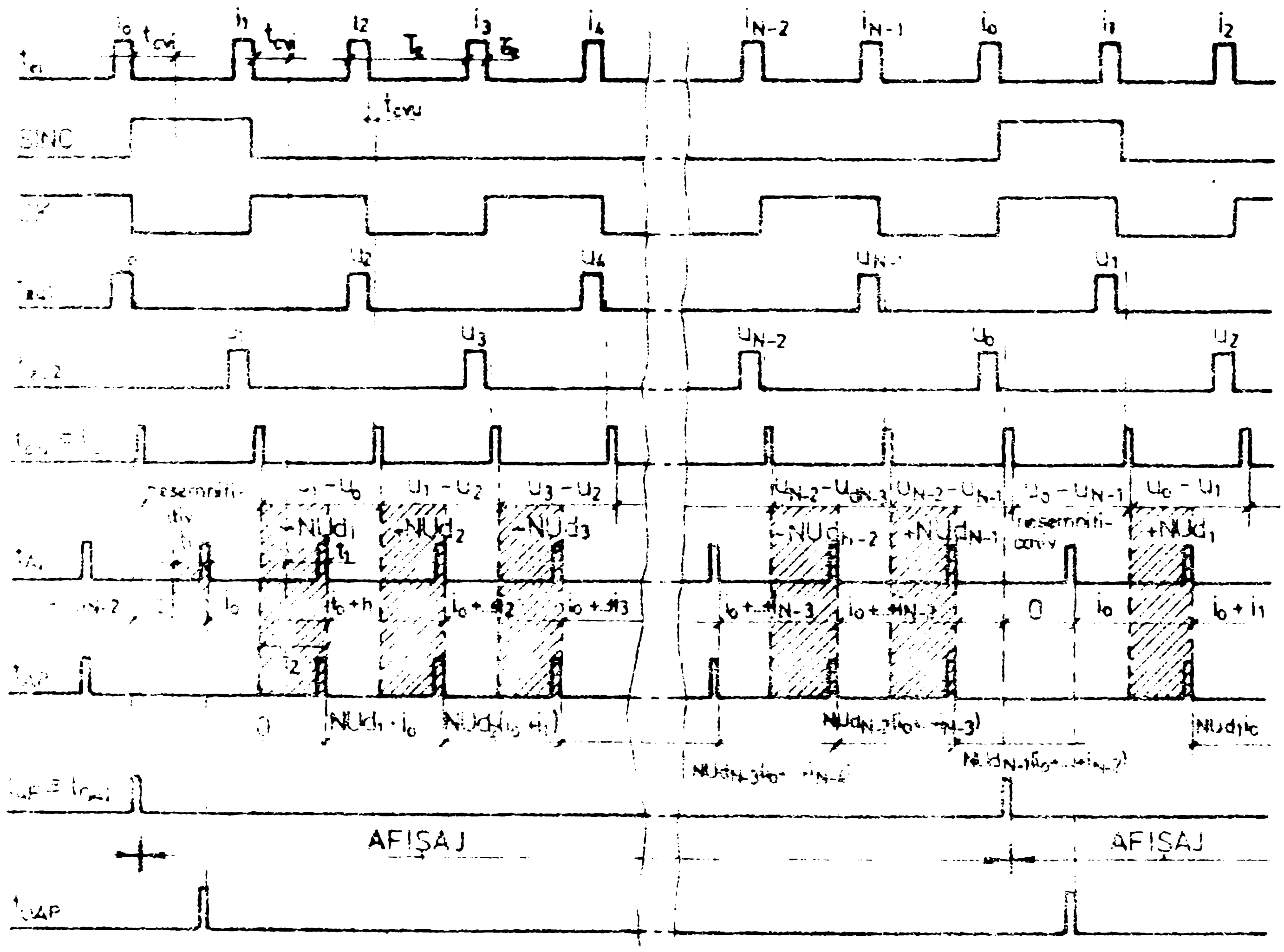


Fig. 4.16

Operaţiile ce se execută de către acumulatorul AP în cazul unei scheme ce utilizează cuantizarea cu 6 nivele sînt prezentate, funcţie de J,A,B şi S,în tabelul 4.1. Multiplicarea

Tabelul 4.1

J	A	B	S	Operaţia ce se execută
1	0	0	0	AP + 1/4.AI→AP
1	0	0	1	AP - 1/4.AI→AP
0	1	0	0	AP + AI → AP
0	1	0	1	AP - AI → AP
0	0	1	0	AP + 2AI→AP
0	0	1	1	AP - 2AI→AP

cu 2 se obţine prin deplasarea conţinutului lui AI cu un rang spre cele mai semnificative iar multiplicarea cu 1/4 prin deplasarea cu 2 ranguri spre cele mai puţin semnificative.

4.2.3. Primul algoritm de calcul pentru energie

Relaţia 4.14 permite calculul energiei. In cazul în care se cuantizează eşantioanele şi se calculează diferenţele succesive, limitîndu-le la maximum 2, se obţine schema din figura 4.17 (similară cu cea din figura 4.4).

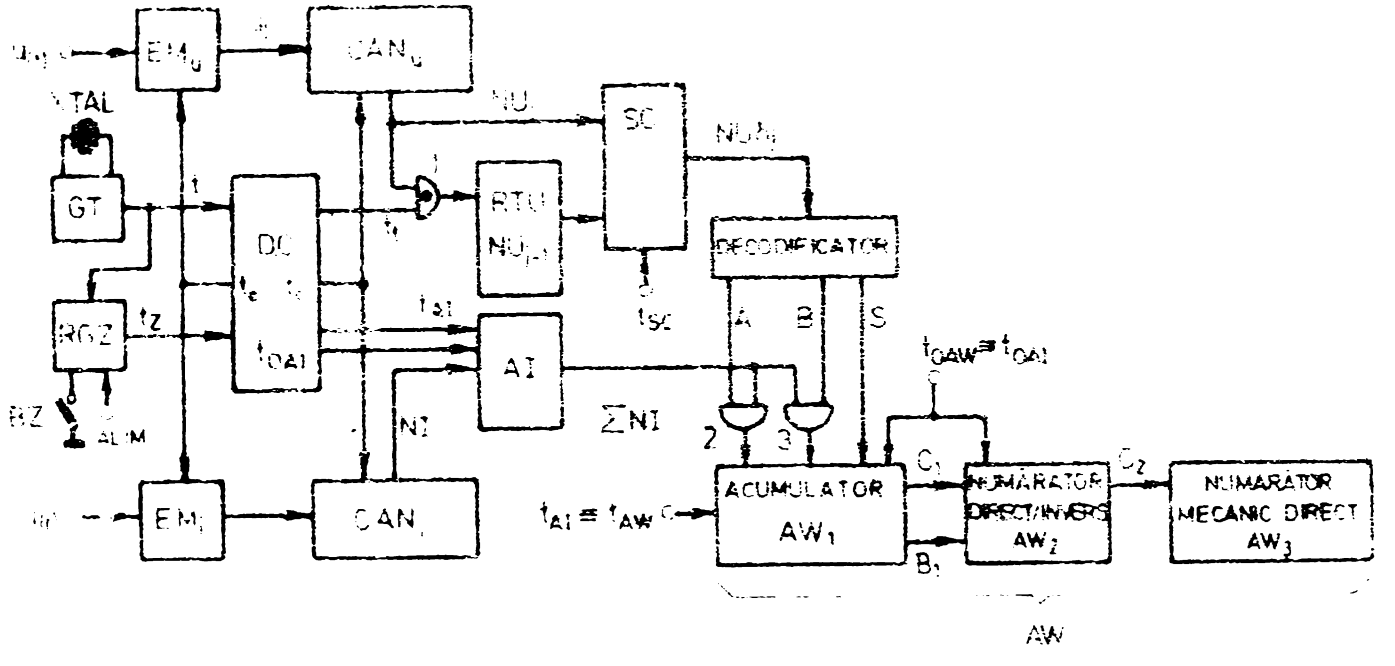


Fig. 4.17

Acumulatorul AW este format dintr-un acumulator propriu-zis, AW_1, care permite însumarea cantităţii din AW cu produsele formate, urmat de un numărător direct invers AW_2. Acesta realizează

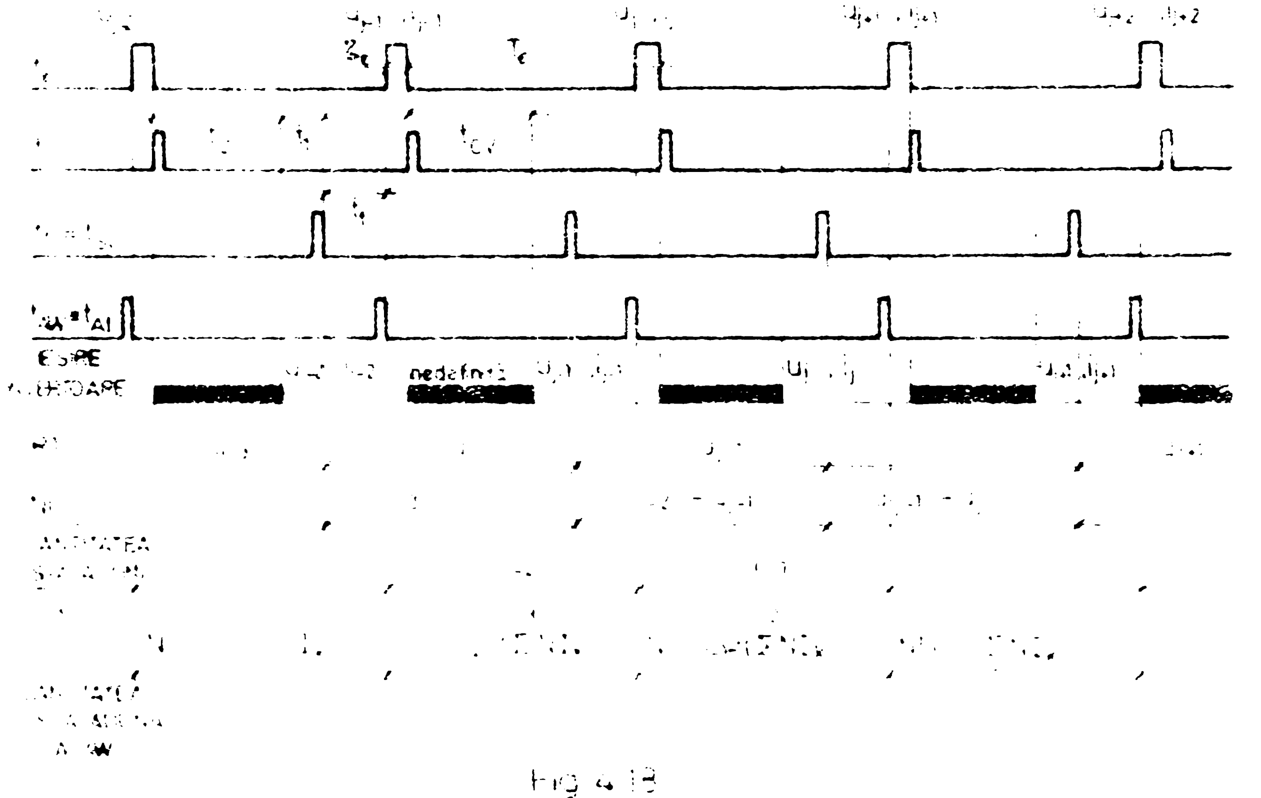


Fig. 4.18

divizarea frecvenţei transportului (C1) sau împrumutului (B1) generat de AW_1 pînă la valori compatibile cu funcţionarea unui numărător mecanic direct, AW_3. Transportul C2 acţionează (indirect) asupra mecanismului de numărare.

Algoritmul de lucru al sistemului acumulator-numărător electronic direct/invers, ansamblul AW_1 - AW_2, presupune reprezentarea în cod complement de doi a numerelor generate de convertorul de curent şi deci şi a cantităţilor din acumulatorul de curent AI şi din AW_1 - AW_2. In tabelele 4.3 şi 4.4 se prezintă algoritmul elaborat de autor iar în figura 4.19 structura acumulatorului.

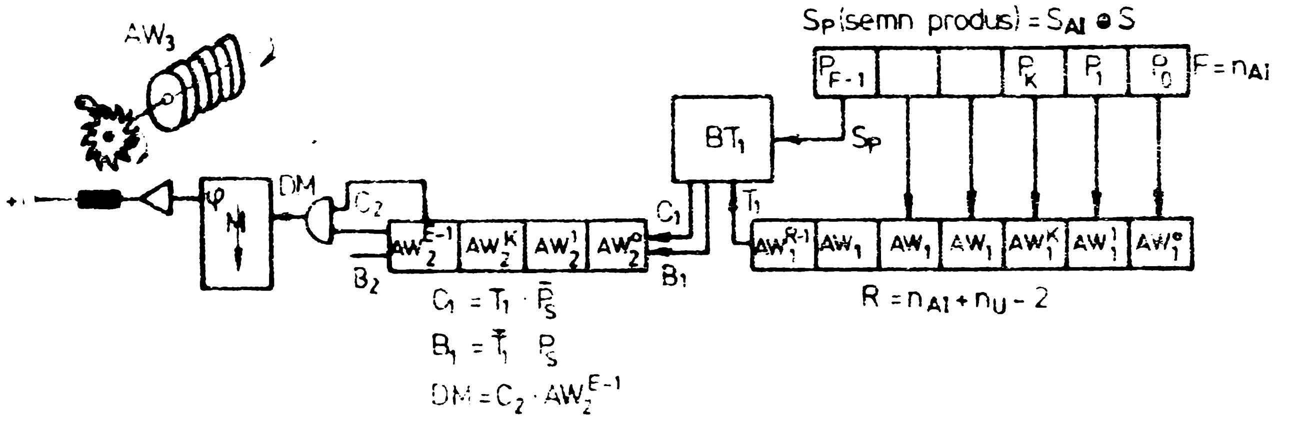


Fig. 4.19

Blocul de transfer BT_1 generează tactul de numărare inversă (B_1) sau de numărare directă (C_1). Aceste tacte sînt aplicate unui numărător reversibil, AW_2, ce poate fi zecimal codat binar (BCD) pentru a permite un afişaj simplu.

Admiţînd un singur sens pentru circulaţia energiei, aceasta este o mărime crescătoare şi pozitivă dar care poate conţine în suma ce o calculează produse $u_j \cdot i_j$ negative. Ca atare dacă, într-o stare, AW1 şi AW2 ar conţine 0 şi ar apare cîteva produse P negative, acestea însumîndu-se ar duce la necesitatea rotirii în sens invers a contorului mecanic AW_3 pentru a permite formarea ulterioară a valorii corecte pentru energie. Pentru a evita o astfel de situaţie a fost necesară elaborarea algoritmului de însumare de mai jos.

Operaţia ce se efectuează în acumulatorul propriu-zis, AW_1, depinde de semnul produsului precum şi de codul de reprezentare a produsului. După cum se observă-tabelul 4.2- algoritmul prevede o operaţie de scădere în AW_1 cînd S (semnul diferenţei eşantioanelor de tensiune) este pe 1.

In vederea formării sumei corecte în AW_1 - AW_2, transportul

Tabelul 4.2

S_{AI}	S	S_P	Codul mărimii produsului	Operaţia de efectuat în AW_1
0	0	0	Direct	Adunare
0	1	1	Direct	Scădere
1	0	1	Compl.2	Adunare
1	1	0	Compl.2	Scădere

T_1 din ultima categorie a lui AW_1 (categoria R-1) generează transfer C_1, numărare directă, sau împrumut B_1, numărare inversă, conform tabelului 4.3. Dacă se adună la conţinutul lui AW_1 un număr pozitiv, se generează o comandă de numărare directă spre AW_2 cînd apare transportul T_1; dacă însă se adună la conţinutul lui AW_1 un număr negativ, se generează o comandă de numărare inversă pentru AW_2 cînd nu apare T_1.

Tabelul 4.3

S_P	T_1	C_1	B_1
0	0	0	0
1	0	0	1
1	1	0	0

Este uşor de verificat, că trebuie generat un transfer spre numărătorul mecanic AW_3 numai cînd apare o depăşire de capacitate în AW_1-AW_2 în sensul depăşirii spre numere pozitive, şi deci semnalul DM este condiţionat de starea $AW_2^{E-1} = 1$ şi apariţia numărării directe, $C_2 = 1$. Cu DM se declanşează un monostabil ce formează un impuls cu durata suficientă pentru acţionarea releului contorului mecanic (figura 4.19). Dacă ADUNARE şi SCADERE sînt semnalele logice ce comandă adunarea respectiv scăderea în acumulatorul AW_1, se pot scrie, conform tabelelor 4.3 şi 4.4, ecuaţiile logice:

$$\text{ADUNARE} = \overline{S}$$

$$\text{SCADERE} = S$$

$$C_1 = \overline{S}_P \cdot T_1$$

$$B_1 = S_P \cdot \overline{T}_1$$

$$S_P = \overline{S}_{AI} \cdot S + S_{AI} \overline{S}$$

$$DM = C_2 \cdot AW_2^{E-1}$$

In cazul A = 1 suma din AI se adună, după corectarea semnului conform cu cel al diferenţei de tensiune S, la conţinutul lui AW_1, conexiunile rangurilor fiind cele din figura 4.19. In cazul în care B = 1 conexiunile ce se formează sînt cele din figura 4.21. In acest mod se asigură înmulţirea conţinutului din AI cu ± 2 (după cum arată semnul S). Dacă însă A = B = 0 este necesară înmulţirea conţinutului din AI cu zero, ceea ce este echivalent cu a nu aduna nimic la conţinutul lui AW_1. Pentru aceasta tactul t_{AW} se condiţionează de funcţia logică A + B. In consecinţă tactul intern pentru sincronizarea acumulatorului, t_{AWi} este dat de ecuaţia logică

$$t_{AWi} = t_{AW} \cdot (A + B)$$

Si în cazul măsurării energiei se poate utiliza modulaţia delta. Rezultă o schemă asemănătoare cu cea din figura 4.9.

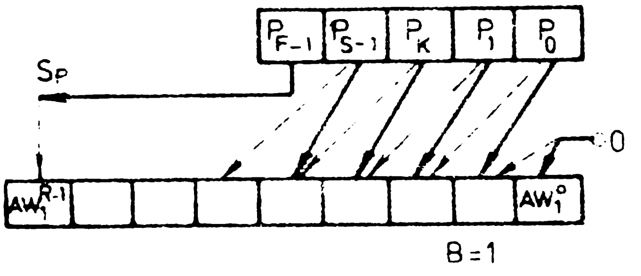


Fig.4.20

Pentru acest caz ca şi la măsurarea puterii, frecvenţa de eşantionare necesară este relativ mare (determinabilă cu aceeaşi relaţie ca şi în cazul măsurării puterii). Schema contorului ce funcţionează cu modulaţie delta este cea din figura 4.21.

Modulatorul delta pentru tensiune livrează doar diferenţele succesive ale eşantioanelor, deci $-NU\delta$, comandînd

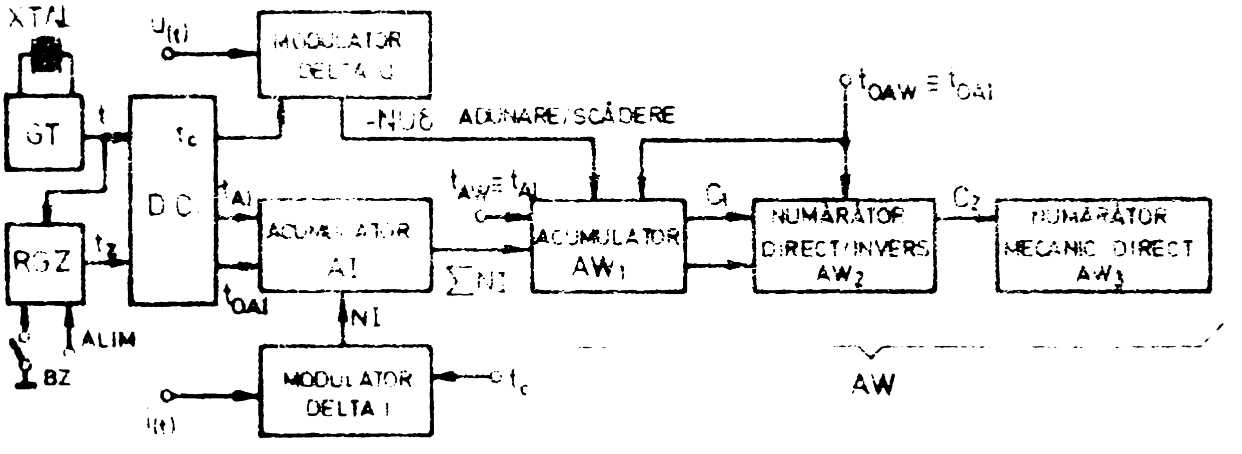


Fig. 4.21

adunarea sau scăderea sumelor din acumulatorul AI la conţinutul acumulatorului AW_1, parte a lui AW. Ca şi în cazul măsurării puterii, modulatorul delta pentru curent furnizează chiar codul NI al eşantionului de curent.

La conectarea la reţea a alimentării proprii a contorului, se generează un semnal de alimentare ALIM (după ce toate tensiunile au atins valorile prescrise) de către ansamblul surselor. Se furnizează un tact unic de punere pe zero a acumulatorului AI (t_{OAI}) precum și a acumulatorului AW_1 și a numărătorului AW_2.

Algoritmul de lucru al sistemului acumulator AW este cel mai înainte descris, atît doar că nu este necesară deplasarea (figura 4.20), multiplicarea făcîndu-se doar cu +1 sau -1.

Cronograma semnalelor de sincronizare pentru contorul cu modulație delta este cea din figura 4.22 iar generarea semna-

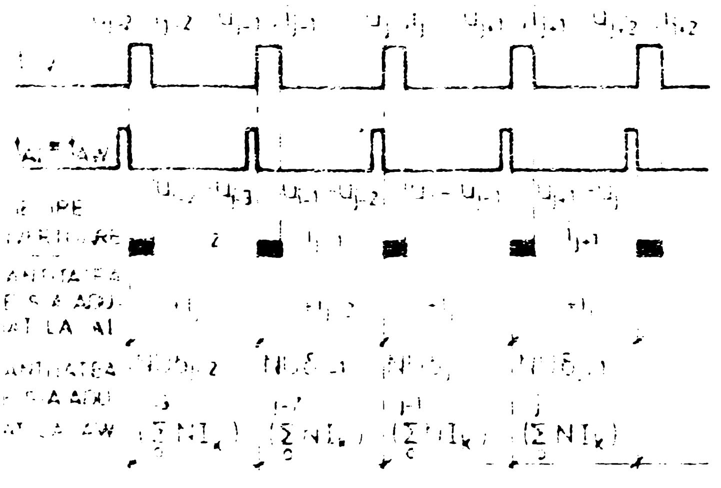


Fig 4.22

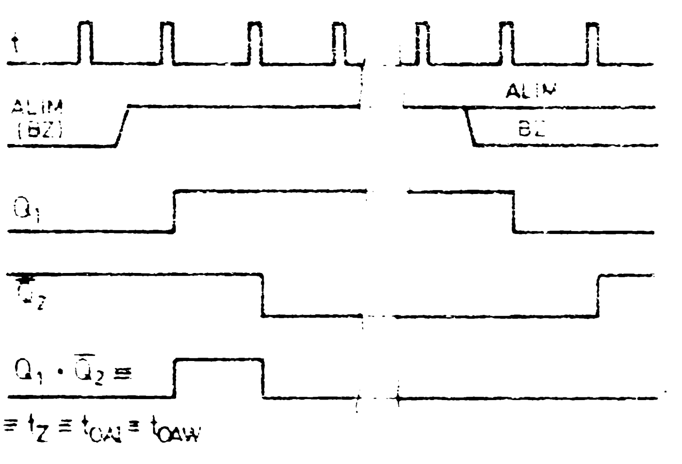


Fig. 4.23

lului de anulare se poate urmări în figura 4.23. Se utilizează (vezi și figura 4.5) două bistabile J-K Master-Slave Q_1 și Q_2 ce generează $t_Z = t_{OAI} = t_{OAW}$, fie la ridicarea semnalului ALIM, fie la apăsarea butonului la repunere la zero, BZ.

Aceleași corelații de timp rămîn valabile în cazul schemelor din figurile 4.17 și 4.21 ca și cele stabilite pentru schemele din figurile 4.4 respectiv 4.9.

4.2.4. Al doilea algoritm de calcul pentru energie

Pe baza relației 4.18 se poate concepe un contor ce cuantizează diferența eșantioanelor - diferență determinată prin scăderea eșantioanelor succesive, necuantizate.

Schema contorului este cea din figura 4.24 și corespunde wattmetrului din figura 4.13. Se folosește în principiu același tip de convertor, pentru cuantizarea diferenței, ca cel prezentat în figura 4.14. Cuantizarea se poate face, ca și în cazul wattmetrului cu schema din figura 4.13, dar acumulatorul AW_1 va fi prevăzut şi cu posibilitatea de a deplasa un operand şi anume suma de curenţi cu două ranguri spre dreapta. Aceasta echivalează cu înmulţirea sumei de curent cu 1/4.

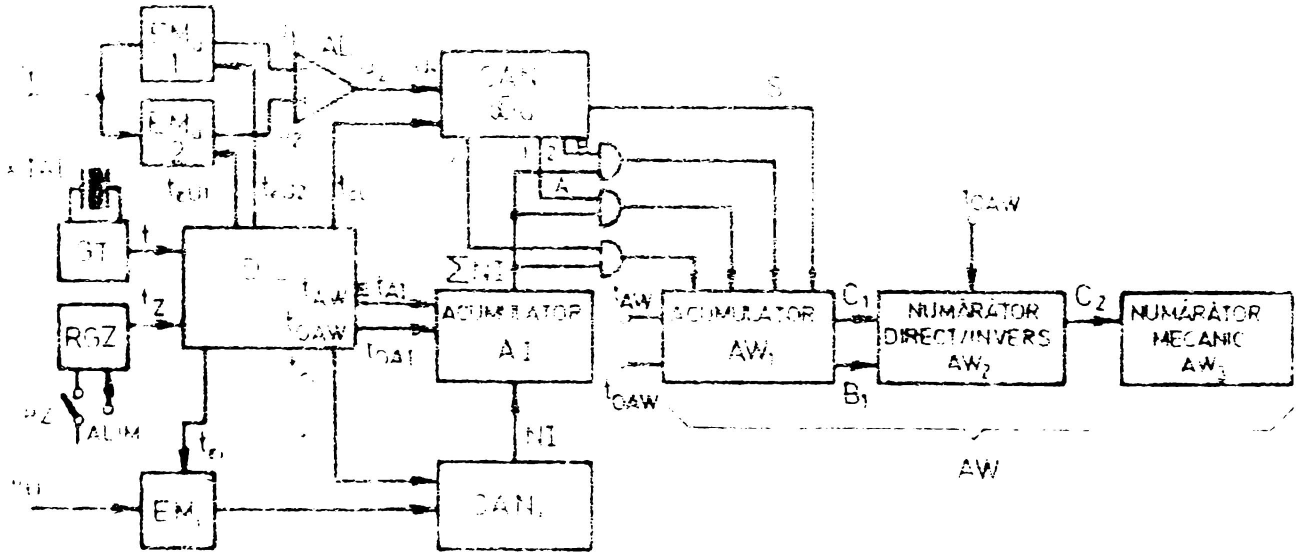
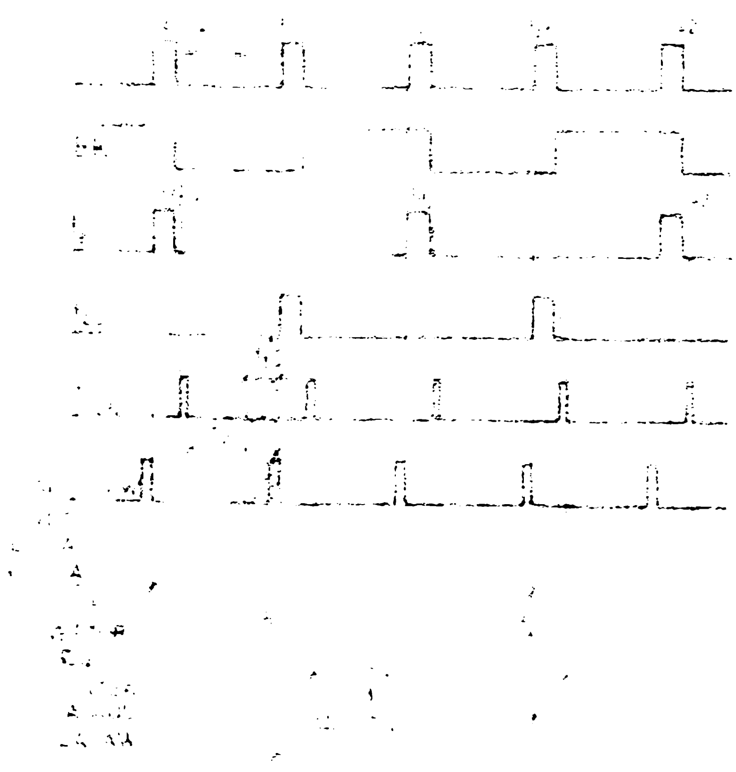


Fig. 4.24

In figura 4.25 se prezintă cronograma semnalelor de sincronizare pentru schema din figura 4.24. Aceleaşi corelaţii de timp sînt valabile ca şi cele stabilite pentru schema din figura 4.13.



Acumulatorul AW este compus din aceleaşi 3 secţiuni: AW_1 - acumulatorul propriu-zis, AW_2- numărătorul direct-invers pentru adaptarea frecvenţei de lucru la contorul mecanic direct AW_3.

Ca şi în precedentele scheme de contoare, un cristal de cuarţ impune perioada de eşantionare, T_e.

4.2.5. Contoare pentru măsurarea în "punct fix" şi contoare de precizie în general

Pentru verificarea/etalonarea contoarelor se utilizează de obicei un contor etalon ce lucrează mereu în jurul regimului nominal, regimul de eroare minimă. Contoarele de verificat sau etalonat se alimentează prin transformatoare de precizie. Prin modificarea rapoartelor de transformare se modifică regimul contoarelor supuse verificării sau etalonării.

Spre deosebire de acestea - numite şi contoare etalon în literatura de specialitate - se pune problema realizării unor contoare de precizie, destinate măsurării consumurilor în reţele. In general tensiunea variază în limite restrînse pentru aceste contoare, dar curentul poate varia în limite foarte largi. Astfel,pornirea contorului trebuie să aibă loc la $5 \cdot 10^{-3} \cdot I_n$ unde I_n este valoarea efectivă a curentului nominal iar limita maximă de supraîncărcabilitate a contorului permite atingerea unor valori de $(200 \div 800) \cdot I_n$. Gama dinamică a curentului este în consecinţă foarte mare (în jur de 100 dB), lucru ce ridică probleme în dimensionarea contoarelor destinate să lucreze în reţea.

Contoarele destinate măsurărilor în sistem trebuie să permită înregistrarea corectă a energiei pentru ambele sensuri de circulaţie.

Cu excepţia contorului etalon, celelalte tipuri de contoare trebuie să permită măsurarea în regimuri puternic deformante şi nestaţionare.

In cele ce urmează se prezintă aspecte ale dimensionării contoarelor numerice cu multiplicare numerică, aspecte vizînd alegerea corectă a cuantelor de curent şi tensiune, a frecvenţei de eşantionare precum şi a lungimilor acumulatoarelor ce intră în structura acestora.

4.2.6. Alegerea cuantelor de tensiune şi curent. Determinarea frecvenţei de eşantionare

Mărimea cuantelor de tensiune şi curent influenţează precizia de măsurare şi sînt impuse, în principiu, de către aceasta. In special contorul etalon are cuantele în legătură nemijlocită cu precizia, căci nu se pun probleme de sensibilitate şi supraîncărcabilitate.

In cazul contorului etalon eroarea de măsurare ε este o funcţie:

$$\varepsilon = f\left(\frac{\Delta u}{U_m}, \frac{\Delta i}{I_m}, \frac{T_e}{t} \right)$$

Admiţînd $\Delta u/U_m = \Delta i/I_m$ şi T_e/t neglijabil se poate determina din eroarea maxim admisă, ε_{max}, numărul de nivele de cuantizare pentru tensiune şi curent şi implicit, admiţînd U_m şi I_m, cuantele.

In funcţie de algoritmul utilizat se determină perioada de eşantionare T_e.

Astfel pentru schema din figura 4.17, în cazul regimului sinusoidal:

$$\frac{T_e}{T} \leqslant \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta u}{U_{mM}}$$ pentru 3 nivele (0, $\pm$ 1) ale diferenţei

sau:

$$\frac{T_e}{T} \leqslant \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta u}{U_{mM}}$$ pentru 5 nivele (0, $\pm$ 1, $\pm$ 2) ale diferenţei

relaţii în care T este perioada sinusoidei iar U_{mM} cea mai mare amplitudine tolerabilă pentru tensiune.

Pentru schema din figura 4.21, care utilizează modulaţia delta:

$$\frac{T_e}{T} \leqslant \min\left\{ \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta u}{U_{mM}}, \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta i}{I_{mM}} \right\}$$

In cazul aplicării celui de al doilea algoritm nu se pot obţine decît contoare de clasă de precizie redusă. Pentru acestea, în cazul structurii din figura 4.24

$$\frac{T_e}{T} \leqslant 1{,}5 \frac{1}{\pi} \frac{\Delta u}{U_{mM}}$$

Pentru contorul destinat să lucreze în reţea, se presupune că tensiunea şi curentul au expresii de forma:

$$u_{(t)} = \sum_{k=1}^{N_u} U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_{uk})$$

$$i_{(t)} = \sum_{k=1}^{N_a} I_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_{ik})$$

unde N_a este ordinul celei mai înalte armonici semnificative ca valoare în spectrul de putere al semnalului. Panta de variaţie a tensiunii este dată de:

$$p = \frac{du}{dt} = \sum_{k=1}^{N_a} k\omega U_{mk} \cos(k\omega t + \varphi_{uk})$$

Pentru determinarea valorii maxim posibile se ia cazul cel mai defavorabil, $\varphi_{uk} = 0$, caz în care:

$$p_M = \left(\frac{du}{dt}\right)_{max} = \sum_{k=1}^{N_a} k\omega U_{mk}$$

Evident este necesară cunoaşterea valorilor maxime ale armonicelor ce compun semnalul pentru a putea estima p_M.

Măsurarea energiei corespunzătoare ansamblului de sinusoide presupune măsurarea energiei transportate de fiecare armonică. Eroarea de măsurare pe ansamblu, care este suma erorilor pentru fiecare armonică are o expresie greu de stabilit şi în consecinţă se recomandă simularea pentru determinarea cuantelor şi a perioadei de eşantionare. Ca tehnică de lucru se estimează p_M şi se aleg cuantele de tensiune şi curent. Se estimează perioada de eşantionare T_e şi se calculează pentru $u_{(t)}$ şi $i_{(t)}$ eroarea de determinare a energiei (de obicei pentru o perioadă). Se modifică cuantele pînă ce se obţine o eroare mai mică decît cea impusă.

Deoarece sensibilitatea la pornire, I_{smin}, este impusă (de obicei $5.10^{-3}.I_n$) cuanta de curent trebuie să satisfacă relaţia:

$$\frac{\Delta i}{2} < \sqrt{2}\, I_{smin} \; (\sqrt{2}.5.10^{-3}.I_n)$$

şi ca atare se estimează, la Δi admis, cuanta Δu ce coboară eroarea de determinare sub o valoare impusă.

Perioada de eşantionare T_e trebuie să satisfacă în cazul schemei din figura 4.17 relaţia:

$$T_e \leqslant \frac{\Delta u}{p_M} \quad \text{pentru 3 nivele ale diferenței}$$

sau:

$$T_e \leqslant \frac{2\Delta u}{p_M} \quad \text{pentru 5 nivele ale diferenței}$$

Pentru schema din figura 4.21 :

$$T_e \leqslant \min \left\{ \frac{\Delta u}{p_{Mu}} \, , \, \frac{\Delta i}{p_{Mi}} \right\}$$

iar pentru cea din figura 4.24 :

$$T_e \leqslant 3 \, \frac{\Delta u}{p_M}$$

Evident, soluția problemei alegerii cuantelor şi a perioadei de eşantionare nu este unică. Este însă de dorit alegerea unei cuante mari de tensiune pentru creşterea perioadei de eşantionare.

Pentru cazul contorului din rețea, ce are de obicei o gamă extrem de largă pentru curent, numărul de nivele de cuantizare necesar ar fi mult prea mare.

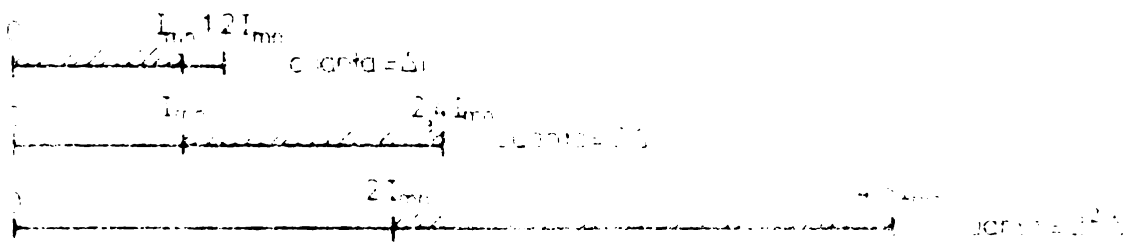


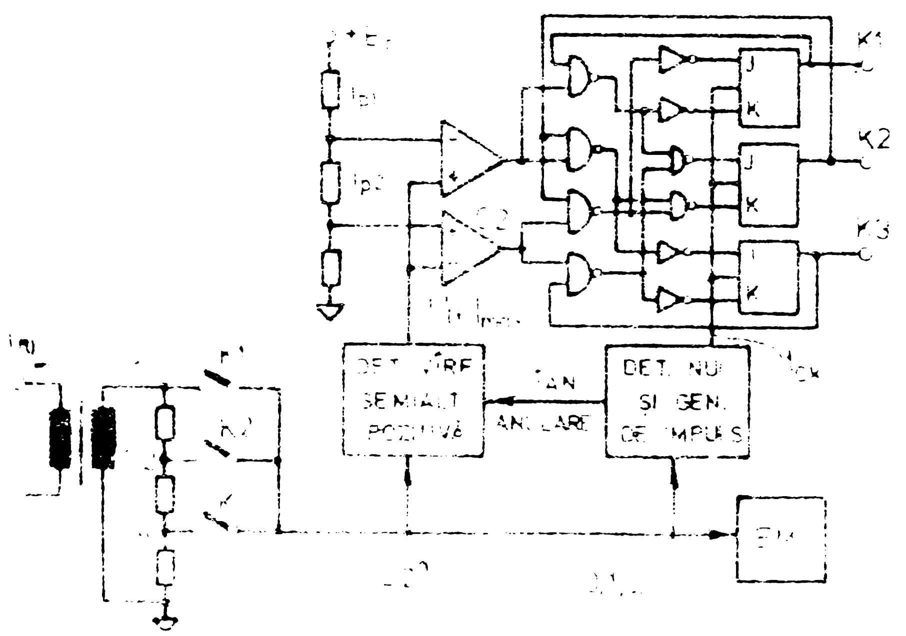
Fig 4.26

Problema numărului de nivele de cuantizare pentru curent, este similară pentru wattmetre sau contoare. Odată Δi ales, pentru acoperirea domeniului de variație al curentului se împarte acest domeniu în 2 sau 3 subgame cu acoperire parțială; în domeniul superior cuanta este dublă față de cea din domeniul imediat inferior. In figura 4.26 se prezintă o variantă pentru cazul a 3 domenii de măsurare.

In momentul în care curentul întrece o valoare maximă corespunzătoare domeniului 1, I_{D1M}, se comută domeniul, în sensul înjumătățirii valorii aplicate convertoarelor. Aceasta echivalează cu dublarea cuantei de curent și deci sumele $\sum NI$ se vor aplica acumulatorului final (AP sau AW) deplasate cu un rang înspre rangurile mai semnificative și aceasta în plus față de eventualele deplasări cauzate de mărimea diferenței eșantioanelor de tensiune. La depășirea valorii corespunzătoare limitei domeniului 2, I_{D2M}, se comută domeniul înjumătățindu-se încă odată valorile aplicate convertoarelor. Se deplasează sumele $\sum NI$ cu încă un rang spre valorile mai semnificative ale lui AP sau AW.

Recomutarea la domeniul 2 are loc la scăderea amplitudinii curentului sub I_{D3m}, curentul minim de menținere al domeniului 3, iar recomutarea la domeniul de bază la scăderea amplitudinii curentului sub I_{D2m}.

In cazul divizării din figura 4.26, $I_{D1M} = 1,2\ I_{mn}$, $I_{D2M} = 2,4\ I_{mn}$, $I_{D3m} = 2\ I_{mn}$ și $I_{D2m} = I_{mn}$, unde I_{mn} este amplitudinea curentului nominal.



Schema ce realizează testarea valorilor maxime ale curentului și comutarea domeniilor este cea din figura 4.27 iar cronograma semnalelor aferente se prezintă în figura 4.28.

Cele două praguri i_{p1} și i_{p2} corespund la nivelul maxim respectiv minim al curentului admis într-un domeniu. Evident, pentru primul domeniu i_{p2} este nesemnificativ și tot așa i_{p1} pentru ultimul domeniu.

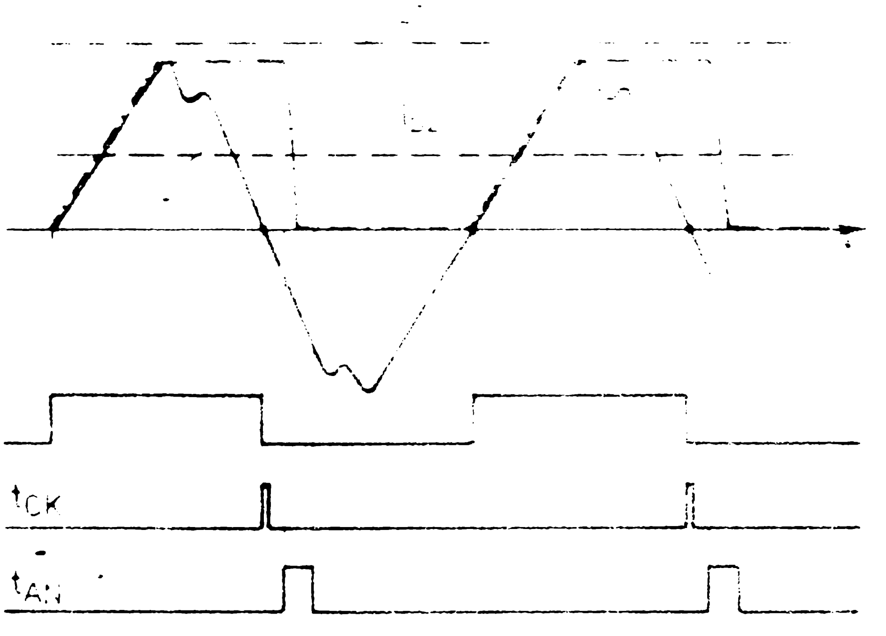


Fig. 4.28

Bistabilele K1, K2 respectiv K3 comandă închiderea cheilor cu același nume, aducînd la intrarea circuitului de eșantionare și memorare al aparatului $i_{(t)}$, $1/2\ i_{(t)}$ respectiv $1/4\ i_{(t)}$. Același curent - respectiv tensiunea proporțională cu el - se aplică și detectorului de vîrf ce lucrează pe semialternanța pozitivă. Detectorul de vîrf memorează valoarea maximă atinsă de curent în semialternanța pozitivă. La trecerea prin zero a curentului - dinspre semialternanța pozitivă spre cea negativă - se generează un impuls pentru basculares bistabililor K, t_{CK}, iar mai apoi impulsul de anulare al deterctorului de vîrf, t_{AN}.

Dacă K1 = 1 și apare $|i'_{(t)}|_M > i_{p1}$, se comută pe 1 bistabilul K2. Dacă, în condiția K2 = 1, se depășește din nou i_{p1} deși semnalul proporțional cu curentul a fost înjumătățit, se comută pe 1 bistabilul K3. Se aplică astfel circuitului EM_1 numai 1/4 din valoarea semnalului proporțional cu curentul din linie.

Imediat ce la K3 = 1, $|i'_{(t)}|_M < i_{p2}$, se pune pe 1 bistabilul K2; dacă la K2 = 1, $|i'_{(t)}|_M < i_{p2}$, se pune pe 1 bistabilul K1. La fiecare comutare se dublează semnalul aplicat circuitului EM_1.

Ieșirile bistabilelor K1, K2 și K3 comandă, pe lîngă cheile cu același nume și un macas similar cu cel reprezentat în figura 4.27 pentru corecta ponderare a sumelor de curent.

Impusă fiind valoarea maximă a curentului ce se aplică la intrarea convertorului I_{D1M}, numărul de nivele de cuantizare (incluzînd toate nivelele şi cele corespunzătoare mărimilor cuantizate pozitive şi cele corespunzătoare mărimilor negative) este:

$$NQI \geq \frac{2I_{D1M}}{\Delta i}$$

Convertoarele analog numerice furnizează un număr de nivele de cuantizare ce este o putere a lui 2. Se alege acel convertor pentru curent care are un număr suficient de nivele de cuantizare şi în plus durata conversiei satisface condiţiile impuse (în prima aproximaţie să fie mai mică decît T_e).

Circuitele de eşantionare şi memorare ce însoţesc convertoarele trebuie să permită achiziţionarea semnalului în $\tau_e \ll T_e$ cu precizia dorită.

4.2.7. Determinarea lungimii acumulatoarelor şi a numărătoarelor.

Lungimea acumulatorului AI se determină în primă aproximaţie, pornind de la inegalitatea valabilă pentru sinusoidă:

$$\left[T_e^{x} \sum_{k=0} \left(|NI_k| \, \Delta i\right)\right]_{max} \leqslant \int_0^{T/2} |i_{(t)}| \, dt = \frac{T}{\pi} I_m$$

De unde:

$$\left[\sum_{k=0} NI_k\right]_{max} \leqslant \frac{N}{\pi} \cdot \frac{I_m}{\Delta i} \leqslant \frac{N}{\pi} \cdot \frac{I_{D1M}}{\Delta i} \leqslant \frac{N}{\pi} \cdot \frac{NQI}{2}$$

N fiind numărul de eşantioane ce se prelevează din curent în perioada T.

Pentru cazul prezenţei armonicelor relaţia anterioară se modifică. Acceptînd că sumele sînt practic nule pentru armonicele pare, o valoare acoperitoare se obţine considerînd armonicele impare avînd aceeaşi fază iniţială:

$$\left[\sum_{k=0} NI_k\right]_{max} \leqslant \frac{N}{\pi \Delta i} \cdot I_{m1} + \frac{N}{3\pi \Delta i} \cdot I_{m3} + \frac{N}{5\pi \Delta i} \cdot I_{m5} + \ldots$$

O evaluare mai bună se poate obţine, pentru un număr relativ mic de eşantioane prelevate pe perioada fundamentalei, plecînd de la relaţia:

$$\sum_{k=0}^{\mathcal{N}-1} (NI_k \cdot \Delta i) = \sum_{k=0}^{\mathcal{N}-1} (I_m \sin \omega k T_e) = I_m \frac{\sin \frac{\mathcal{N} \omega T_e}{2}}{\sin \frac{\omega T_e}{2}} \sin \frac{\mathcal{N}-1}{2} \omega T_e$$

Sau:

$$\sum_{k=0}^{\mathcal{N}-1} NI_k \simeq \frac{I_m}{\Delta i} \cdot \frac{N}{\pi} \cdot \sin \frac{\mathcal{N}\pi}{N} \cdot \sin \frac{\mathcal{N}-1}{N} \pi$$

şi căutînd, funcţie de $\mathcal{N}$, maximul expresiei din dreapta semnului de egalitate.

Avînd determinată valoarea maximă a sumei $\sum NI$, se alege numărul de cifre destinat codului mărimii în acumulatorul NAI şi anume $n_{AI} - 1$ în conformitate cu relaţia:

$$2^{n_{AI}-1} \geqslant \left[\sum NI\right]_{max}$$

Considerînd şi cifra semn, numărul cifrelor binare ale acumulatorului AI este n_{AI}.

Lungimea acumulatorului AP se determină avînd în vedere faptul că, în el, se formează un cod proporţional cu puterea măsurată. Dacă P_{1M} este puterea maximă măsurată pe domeniul 1, este evidentă relaţia:

$$(AP)_M = \frac{N}{\Delta u \cdot \Delta i} P_M$$

unde $(AP)_M$ este conţinutul maxim al acumulatorului AP.

Numărul de cifre binare ale părţii de cod în AP, $n_{AP}-1$ se determină din relaţia:

$$2^{n_{AP}-1} \geqslant (AP)_M$$

numărul total de ranguri binare ce compun AP, incluzînd şi semnul, va fi n_{AP}.

Dacă se utilizează domenii de măsurare ca cele prezentate în 4.2.7. se adaugă atîtea ranguri binare lungimii lui AP cîte domenii se prevăd în plus faţă de cel de bază.

Lungimea acumulatorului AW_1 se determină observînd că în el se adună codul mărimii din AI (cu lungimea n_{AI}) deplasat cu un număr de ranguri egal cu numărul de ranguri al mărimii diferenţei eşantioanelor de tensiune. Dacă n_{un} este numărul de nivele de cuantizare pentru tensiune:

$$n_{AW_1} = n_{AI} + n_{un} - 2$$

considerînd că semnul suplimentar (AW_E^2) nu face parte din AW_1.

In cazul în care aparatul se prevede cu domenii de măsurare pentru curent, pentru fiecare domeniu în plus faţă de cel de bază se adaugă un rang binar la lungimea lui AW_1.

In sistemul $AW_1 - AW_2 - AW_3$ se obţine un cod proporţional cu energia, factorul de proporţionalitate fiind $1/(T_e \Delta u \Delta i)$. Deoarece în AW_3 se urmăreşte înregistrarea directă a energiei, codul cuprins în AW_1 şi AW_2 în prelungire ce generează transfer spre AW_3 trebuie să corespundă unei energii minime înregistrabile (în AW_3), $W_{3\ min}$, cod ce trebuie să fie prin urmare o putere a lui 2. In consecinţă dacă:

$$\frac{W_{3\ min}}{T_e \Delta u \Delta i} = 2^n$$

atunci n este lungimea registrelor $AW_1 - AW_2$ în prelungire, valoare ce permite determinarea lungimii lui AW_2.

Evident, această ultimă condiţie este încă o restricţie impusă mărimilor T_e, Δu şi Δi, destul de dificil de satisfăcut. Este preferabilă utilizarea unui numărător zecimal cu un factor de divizare potrivit ales pentru a se obţine spre AW_3 transporturi la măsurarea energiei $AW_{3\ min}$.

4.2.8. Sisteme pentru contoare reversibile

Schimbarea sensului de circulaţie al energiei intervine atunci cînd defazajul între tensiune şi curent devine mai mare de 90^o - figura 4.29. Astfel, curenţii i_1, i_2 şi i_3 corespund unui sens de circulaţie a energiei active, notat cu +, iar curenţii i_4, i_5 şi i_6 unui sens de circulaţie opus, notat cu -. Pentru a măsura energia ce circulă într-un sens şi în altul este necesară cunoaşterea defazajului între curent şi tensiune. De fapt este

nevoie doar să se decidă dacă acest defazaj este mai mic sau mai mare de 90^o.

Contoarele pentru dublu sens se vor prevedea cu două acumulatoare AW, fiecare compus din cele 3 secţiuni. Acumulatorul AW^+ înregistrează energia în cazul defazajelor mai mici de 90^o iar acumulatorul AW^- în cazul defazajelor mai mari de 90^o. Se comută produsele $NU\delta\cdot(\sum NI)$ spre un acumulator sau altul, după mărimea defazajului.

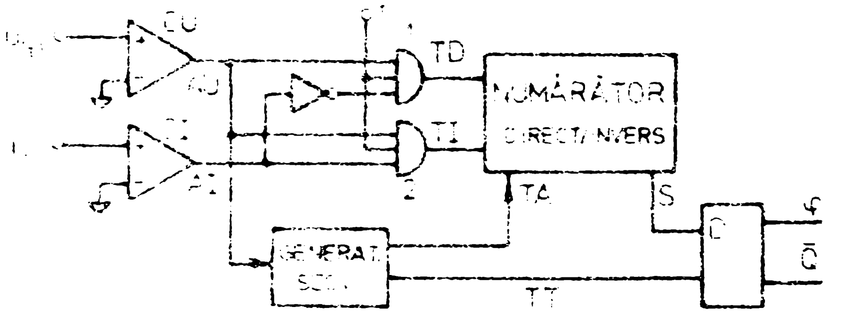


Fig 4.30

In figura 4.30 este reprezentată schema bloc a unui sistem de măsurare a fazei, în sensul discutat, iar în figura 4.31 diagrama semnalelor de sincronizare ale schemei.

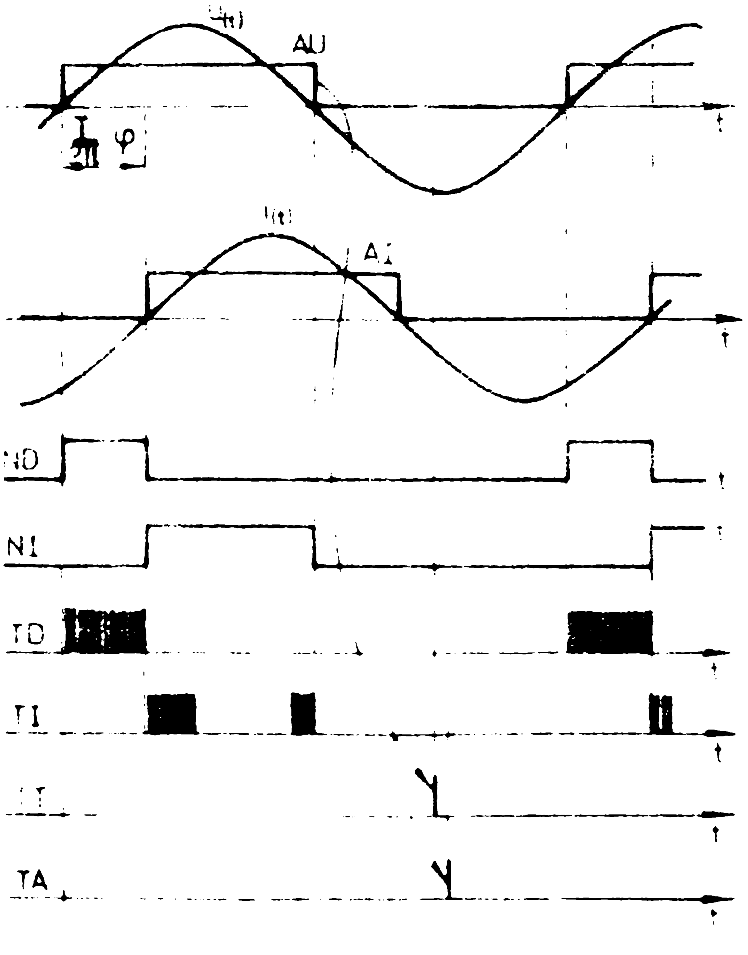


Fig 4.31

Comparatoarele CU şi CI furnizează semnalele AU respectiv AI. Porţile 1 şi 2 sînt validate cînd $AU.\overline{AI} = 1$ respectiv cînd $AU.AI = 1$ permiţînd trecerea impulsurilor t ca tacte de numărare directă, TD, şi respectiv inversă, TI. Dacă $ND < NI$, defazajul este mai mic de 90^o lucru semnalat de faptul că bitul cel mai semnificativ S (semnul) este pe 1 la terminarea numărării.
Dacă $ND > NI$, defazajul este mai mare de 90^o şi la terminarea numărării S=0.
Generatorul de secvenţă întîrzie frontul posterior al sem-

nalului AU şi generează impulsul de test TT, ce înscrie în bistabilul Q (de tip D) starea lui S, precum şi impulsul de anulare a numărătorului direct-invers,TA.

Ieşirile bistabilului Q comandă comutatorul spre acumulatoarele AW^{+} şi AW^{-}.

Din cauza comparatorului utilizat apare o deplasare a frontului căzător al semnalului AI faţă de mijlocul intervalului determinat de fronturile ridicatoare. Această deplasare poate fi uşor făcută mai mică de 0,5 μs. Pentru o perioadă a impulsurilor de tact t de 0,5 μs, incertitudinea în timp în determinarea fazei este de cel mult 1 μs. Pentru un semnal cu perioada de 20.000 μs eroarea de fază este de aproximativ 1 minut ($3{,}14.10^{-4}$ radiani) ceea ce duce la apariţia unei erori în măsurare la tranziţia vectorului i , din regiunea de energie + în cea de energie - (sens opus de circulaţie a energiei).

Mai mult, apare o eroare suplimentară datorită faptului că numai peste o perioadă se comută macazul acumulatoarelor şi nu imediat ce s-a modificat defazajul.

Sistemul descris poate fi utilizat şi pentru blocarea funcţionării contorului atunci cînd defazajul între curent şi tensiune este în jur de 90°, evitîndu-se apariţia erorilor la factori de putere foarte reduşi. Pentru aceasta se urmăreşte nu numai semnul ci şi modulul diferenţei din numărătorul direct-invers. Cînd acesta este sub o anumită limită se opreşte accesul impulsurilor de sincconizare a însumării spre ambele acumulatoare (AW^{+} şi AW^{-}). Numai cînd diferenţa este mai mare decît limita impusă se dirijează produsele spre unul sau altul din acumulatoare.

CAPITOLUL 5

STUDIUL ERORILOR LA MASURAREA NUMERICA A PUTERII SI ENERGIEI ELECTRICE ACTIVE

Pentru a determina erorile de măsurare ale puterii şi ale energiei, se studiază influenţa eşantionării, a cuantizării ideale precum şi abaterile cuantizorului real de la forma sa ideală utilizînd expresiile algoritmului de calcul "clasic". Ulterior se determină abaterile noilor estimaţii, în vederea aprecierii erorilor introduse de utilizarea lor.

5.1. Influenţa eşantionării asupra măsurării puterii active

Estimaţia puterii este cea dată în relaţia 4.2. Dacă tensiunea şi curentul sînt:

$$u_{(t)} = \sum_{k=1}^{\infty} U_{mk} \sin(k\omega t + \varphi_k)$$

$$i_{(t)} = \sum_{r=1}^{\infty} I_{mr} \sin(r\omega t + \psi_r)$$

şi dacă eşantionarea se începe la t_o, momentele de eşantionare fiind:

$$t_{ej} = jT_e + t_o$$

estimaţia puterii obţinută prin eşantionare este [48]:

$$\hat{P} = \frac{1}{N}\sum_{j=o}^{N-1}\sum_{k=1}^{\infty}\sum_{r=1}^{\infty}\left\{\frac{U_{mk}I_{mr}}{2}\left\{\cos\left[(k-r)\omega t_e + \varphi_k - \psi_r\right] - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \cos\left[(k+r)\omega t_e + \varphi_k + \psi_r\right]\right\}\right\} \qquad (5.1)$$

Se separă termenii $k = r$ şi astfel se obţine:

$$\hat{P} = \sum_{k=1}^{\infty}\frac{U_{mk}I_{mk}}{2}\cos(\varphi_k - \psi_k) + \frac{1}{N}\sum_{j=o}^{N-1}\sum_{\substack{k,r\\k\neq r}}\frac{U_{mk}I_{mr}}{2}\left\{\cos\left[(k-r)\omega t_e + \varphi_k - \psi_r\right] - \right.$$

$$- \cos\left[(k+r)\omega t_e + \varphi_k + \psi_r\right]\Big\} - \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \cdot$$

$$\cdot \cos(2k\,\omega t_e + \varphi_k + \psi_k) \qquad (5.2)$$

Dar:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_{(t)}\, i_{(t)} dt = \sum_{k=1} \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \cos(\varphi_k - \psi_k)$$

Rezultă deci [48] condiţia în care estimaţia din relaţia 5.2 reprezintă chiar puterea, şi anume:

$$\sum_{j=0}^{N-1} \sum_{\substack{k,r \\ k \neq r}} \frac{U_{mk} I_{mr}}{2} \Big\{ \cos\left[(k-r)\omega t_e + \varphi_k - \psi_r\right] -$$

$$- \cos\left[(k+r)\omega t_e + \varphi_k + \psi_r\right]\Big\} - \sum_{j=0}^{N-1} \sum_{k} \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \cos(2k\omega t_e +$$

$$+ \varphi_k + \psi_k) = 0 \qquad (5.3)$$

Condiţia exprimată de 5.3 este greu de satisfăcut în general. Se propune în lucrarea [48] o soluţie particulară, obţinută pentru:

$$\sum_{j=0}^{N-1} \cos\left[(k-r)\omega t_e + \varphi_k - \psi_r\right] = \sum_{j=0}^{N-1} \cos\left[(k+r)\omega t_e + \varphi_k +\right.$$

$$\left. + \psi_r\right] = \sum_{j=0}^{N-1} \cos(2k\,\omega t_e + \varphi_k + \psi_k) = 0 \qquad (5.4)$$

relaţie ce presupune satisfacerea condiţiei generale:

$$\sum_{j=0}^{N-1} \cos(k\,\omega t_e + \varphi) = \sum_{j=0}^{N-1} \cos\left[j(k\omega T_e) +\right.$$

$$\left. + k\,\omega t_o + \varphi\right] = 0 \qquad (5.5)$$

Sumînd în 5.5 se obține:

$$\frac{\sin\frac{Nk\,\omega T_e}{2}}{\sin\frac{k\,\omega T_e}{2}}\cos(k\,\omega t_o+\varphi+\frac{N-1}{2}k\,\omega T_e)=0 \qquad (5.6)$$

care conduce la soluția :

$$\frac{Nk\,\omega T_e}{2}=Nk\frac{T_e}{T}\pi=K\pi,\quad \frac{k\omega T_e}{2}=k\frac{T_e}{T}\pi\neq M\pi \qquad (5.7)$$

adică:

$$\frac{T_k}{T_e}=\frac{N}{K}\quad \text{și}\quad \frac{T_k}{T_e}\neq\frac{1}{M} \qquad (5.8)$$

unde T_k este perioada armonicei k. Pentru prima armonică relația 5.8 devine:

$$\frac{T}{T_e}=\frac{N}{K}$$

unde evident $K = 1$ este singura posibilitate. Prin urmare este necesar ca perioada de eșantionare să fie o fracțiune întreagă a perioadei fundamentale.

Relația $Nk(Te/T)= K$, dacă $Te/T = 1/N$, impune condiția $K = k$, ordinul armonicei. Prin urmare este suficientă îndeplinirea condiției $T/Te = N$ (întreg) pentru ca eșantionarea să nu introducă erori. Din a doua parte a relației 5.8 rezultă că trebuie să prelevăm mai mult de un eșantion pe perioada celei mai înalte armonici din spectrul de putere.

Se explică astfel măsura luată la wattmetrele numerice propuse în capitolul 4, de a sincroniza generatorul de tact cu fundamentala semnalului de tensiune .

Dacă această condiție nu este respectată apare o eroare ce se calculează separat pentru fiecare cuplu de armonici [48]:

$$\Delta P_{k,r}=\frac{1}{N}\cdot\frac{U_{mk}I_{mr}}{2}\,\frac{\sin N(k\pm r)\pi\frac{T_e}{T}}{\sin(k\pm r)\pi\frac{T_e}{T}}\cos\Big[(k\pm r)2\pi\frac{t_o}{T}+\varphi_k\pm$$

$$\pm\psi_r+(N-1)(k\pm r)\pi\frac{T_e}{T}\Big] \qquad (5.9)$$

Dacă abaterea perioadei de eşantionare de la condiţia de sincronism este:

$$\Delta = \frac{T - N\,T_e}{T} \tag{5.10}$$

relaţia 5.9 se rescrie sub forma:

$$\Delta P_{k,r} = \frac{1}{N}\,\frac{U_{mk}I_{mr}}{2}\cdot\frac{\sin\pi(k\pm r)(1-\Delta)}{\sin\pi(k\pm r)\frac{1-\Delta}{N}}\cdot\cos\Big[(k\pm r)2\pi\frac{t_o}{T} +$$

$$+\varphi_k \pm \psi_r + \frac{N-1}{N}(k\pm r)\,\pi(1-\Delta)\Big]$$

sau:

$$\Delta P_{k,r} = -\frac{1}{N}\,\frac{U_{mk}I_{mr}}{2}\,\frac{\sin\Delta(k\pm r)\pi}{\sin\frac{1-\Delta}{N}(k\pm r)\pi}\cos\Big[(k\pm r)2\pi\frac{t_o}{T} +$$

$$+\varphi_k \pm \psi_r + \frac{N-1}{N}\Delta(k\pm r)\pi - \frac{1}{N}(k\pm r)(1-\Delta)\pi\Big] \tag{5.11}$$

Este evident că $\Delta < \frac{T_e}{T}$, deci la prelevarea a cîteva sute de eşantioane pe perioadă, Δ este mic. Pentru $k=r=1$ (fundamentala) eroarea este redusă, fiind invers proporţională cu N:

$$\Delta P_1 \cong -\frac{1}{N}\,\frac{U_{m1}I_{m1}}{2}\,\frac{2\Delta\pi}{\frac{2\pi}{N}}\cdot\cos\Big(4\pi\frac{t_o}{T} + \varphi - 2\Delta\pi - \frac{2\pi}{N}\Big)$$

$$< -\frac{1}{N}\cdot\frac{U_{m1}I_{m1}}{2}\cos\Big[4\pi\frac{t_o}{T} + \varphi - 2\pi\Big(\Delta + \frac{1}{N}\Big)\Big] \tag{5.12}$$

Pe măsură ce ordinul armonicelor creşte, creşte şi valoarea erorii raportate la puterea ei. Dar cum puterea armonicelor este în scădere în raport cu puterea fundamentalei, odată cu creşterea ordinului ei, contribuţia la eroarea totală este relativ mică.

Dacă nu se satisface condiţia de sincronism este necesară cunoaşterea numărului (N) de perechi de eşantioane ce se prelevează într-o perioadă a fundamentalei. Determinarea lui N se poate face prin numărare, urmînd ca apoi să se facă împărţirea sumei determinate cu N ceea ce constituie un inconvenient. Acesta este un argument în plus pentru adoptarea eşantionării sincrone, cînd N este o constantă.

5.1.1. Influenţa eşantionării în cazul algoritmilor de calcul propuşi.

După cum se poate vedea din relaţia 4.10 eroarea de măsurare creşte, peste cea corespunzătoare algoritmului clasic din cauza neglijării termenului $A = u_{N-1}\overline{M}(i_k)$ (s-a neglijat efectul cuantizării).

In ceea ce priveşte media $\overline{M}$, tratarea este similară cu cea anterioară. Pentru $i_{(t)}$ avînd media nulă:

$$\overline{M}(i_k) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} i(t_{ek}) = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\sum_{r=1} I_{mr}\sin(r\omega t_{ek}+\psi_r) =$$

$$= \frac{1}{N}\sum_{r=1}\sum_{k=0}^{N-1} I_{mr}\sin\left[k(r\omega T_e)+r\omega t_o+\psi_r\right] = \frac{1}{N}\sum_{r=1} I_{mr}\,\cdot$$

$$\cdot\,\frac{\sin \pi N r\,\frac{T_e}{T}}{\sin \pi r\,\frac{T_e}{T}}\sin\left[2\pi r\frac{t_o}{T}+\psi_r+(N-1)\pi r\cdot\frac{T_e}{T}\right] \qquad (5.13)$$

Pentru $N = T/T_e > r$ relaţia 5.13 conduce la:

$$\overline{M}(i_k) = \frac{1}{N}\sum_{r=1} I_{mr}\frac{\sin \pi r}{\sin \frac{\pi r}{N}}\sin(2\pi r\frac{t_o}{T}+\psi_r+\frac{N-1}{N}\pi r)=0$$

Ca atare, în cazul existenţei condiţiei de sincronizare, exprimată sub forma $T/T_e = N$, media determinată este nulă (se determină media fără eroare) şi deci estimaţia nou introdusă nu prezintă erori cauzate de eşantionare.

In cazul existenţei unei abateri de la sincronism:

$$\frac{T_e}{T} = \frac{1-\Delta}{N}$$

substituind în 5.13 se obţine:

$$\overline{M}(i_k) = \frac{1}{N}\sum_{r=1} I_{mr}\frac{\sin \pi r(1-\Delta)}{\sin \pi r\,\frac{1-\Delta}{N}}\sin\left[2\pi r\frac{t_o}{T}+\psi_r+\frac{N-1}{N}\pi r(1-\Delta)\right] =$$

$$\cong -\frac{1}{N}\sum_{r=1} I_{mr}\ \frac{\sin \pi r\Delta}{\sin\frac{\pi r\Delta}{N}}\ \sin\left[2\pi r\frac{t_o}{T}+\psi_r-\frac{N-1}{N}\pi r\Delta-\right.$$

$$\left.-\frac{\pi r(1-\Delta)}{N}\right] \qquad (5.14)$$

Termenul ce se neglijează în estimație este în consecință:

$$A\cong-\frac{1}{N}\left[\sum_{k=1} U_{mk}\sin(2\pi k\frac{t_o}{T}+\varphi_k-2\pi k\Delta-\frac{2\pi k}{N})\right]\left[\sum_{r=1} I_{mr}\ \cdot\right.$$

$$\left.\frac{\sin\pi r\Delta}{\sin\frac{\pi r\Delta}{N}}\sin(2\pi r\frac{t_o}{T}+\psi_r-\pi r\Delta-\frac{\pi r}{N})\right] \qquad (5.15)$$

Analizînd în termenul A partea determinată numai de fundamentalele de curent și tensiune, A_{11}, se constată că este neglijabil. Astfel:

$$A_{11}\cong-\frac{1}{N}U_{m1}I_{m1}\ \sin\left[2\pi\frac{t_o}{T}+\varphi_k-2\pi(\Delta+\frac{1}{N})\right]\ \sin\left[2\pi\frac{t_o}{T}+\psi_r-\right.$$

$$\left.-\varphi_k-\pi(\Delta+\frac{1}{N})\right]\cdot\frac{\sin\pi\Delta}{\sin\frac{\pi\Delta}{N}}$$

Deoarece s-a luat măsura sincronizării declanșării măsurării cu unda de tensiune (prin generarea semnalului SINC) faza de începere a eșantionării este cel mult $\varphi_o=\frac{2\pi}{N}$. Ca atare:

$$A_{11}\cong-U_{m1}I_{m1}\ \sin\left[\varphi_o-2\pi(\Delta+\frac{1}{N})\right]\ \sin\left[\varphi_o-\varphi-\pi(\Delta+\frac{1}{N})\right]$$

și în cazul $\varphi=0$, avînd în vedere valorile limită pentru φ_o și Δ:

$$|A_{11}|\leqslant\frac{U_{m1}I_{m1}}{2}\cdot\frac{16\pi^2}{N^2} \qquad (5.16)$$

Pentru $N=10^3$ termenul A_{11} reprezintă mai puțin de 0,016% din puterea activă.

Si pentru estimația din relația 4.16 sînt valabile relațiile scrise pentru estimația 4.10.

Ca o concluzie, este necesară păstrarea sincronismului între generatorul de tact şi fundamentala undei pentru care se determină puterea. De asemenea este indicat ca măsurarea să înceapă cît mai aproape de trecerea prin origine a undei de tensiune pentru a diminua ponderea termenului ce se neglijează. Acesta scade rapid cu creşterea frecvenţei de eşantionare.

5.2. Influenţa eşantionării asupra măsurării energiei active

In relaţia 4.3 se dă estimaţia energiei cînd se înlocuiesc semnalele continue $u_{(t)}$ şi $i_{(t)}$ prin eşantioanele lor, prelevate la momentele de timp $j.T_e + t_o$. Pentru semnale periodice de medie nulă:

$$\hat{W} = T_e \sum_{j=0}^{N-1} \sum_k \sum_r \left\{ \frac{U_{mk} I_{mr}}{2} \left\{ \cos\left[(k-r)\,\omega\,(jT_e + t_o) + \varphi_k - \psi_r\right] - \right.\right.$$

$$\left.\left. - \cos\left[(k+r)\,\omega\,(jT_e + t_o) + \varphi_k + \psi_r\right] \right\}\right\} \qquad (5.17)$$

Energia se măsoară intervale de timp mari (în numai 20 secunde se acoperă 10^3 perioade ale reţelei) şi ca atare tratarea erorilor de măsurare este mult simplificată.

Intervalul de măsurare $t = NT_e$ se subdivide în două şi anume intervalul format de perioade întregi ale fundamentalei cu durata $KT = MT_e$ şi intervalul eşantioanelor rămase $(N-M)$ ce se presupune că are durata $(N-M)T_e < T$. Puterea de interacţiune a armonicelor de ordin diferit este nulă pe perioada întregi ale fundamentalei [48] şi ca atare relaţia (5.17) se transformă în:

$$\hat{W} = T_e \sum_{j=0}^{M-1} \sum_k \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \cos(\varphi_k - \psi_k) - T_e \sum_{j=0}^{M-1} \sum_k \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \cos\left(j k 2\pi \frac{T_e}{T} + \right.$$

$$\left. + 2k2\pi \frac{t_o}{T} + \varphi_k + \psi_k\right) + T_e \sum_{j=M}^{N-1} \sum_k \sum_r \left\{ \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \left\{ \cos\left[(k-r)\,\omega\,(jT_e + t_o) + \right.\right.\right.$$

$$\left.\left.\left. + \varphi_k - \psi_r\right] - \cos\left[(k+r)\,\omega\,(jT_e + t_o) + \varphi_k + \psi_r\right]\right\}\right\} \qquad (5.18)$$

In relaţia 5.18 primul termen, A_1, este $A_1 = T_e MP = KTP$ tocmai energia în cele K perioade întregi. Al doilea termen, A_2, este practic nul:

$$A_2 = T_e \sum_k \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \; \frac{\sin 2k\pi M \frac{T_e}{T}}{\sin 2k\pi \frac{T_e}{T}} \cos\left[4k\pi \frac{t_o}{T} + \varphi_k + \psi_k + (M-1)2k\pi \frac{T_e}{T}\right] \cong T_e \sum_k \frac{U_{mk} I_{mk}}{2} \cdot \frac{\sin 2Kk\pi}{\sin 2k\pi \frac{T_e}{T}} \cos\left[4k\pi \frac{t_o}{T} + \varphi_k + \psi_k + (M-1)2k\pi \frac{T_e}{T}\right] = 0$$

dacă $2N_a \pi \frac{T_e}{T} < \pi$, cu alte cuvinte dacă se prelevează măcar 3 (de obicei 4) eşantioane din cea mai semnificativă, N_a, armonică din spectrul de putere.

Ultimul termen din relaţia 5.18 este o estimaţie a integralei:

$$\int_{KT}^{t} u_{(t)}\, i_{(t)}\, dt$$

care reprezintă energia vehiculată în al doilea interval de timp, de la momentul K T pînă la momentul t. Se poate verifica simplu că, la o perioadă de eşantionare $T_e \ll T$, ultimul termen al relaţiei 5.18 estimează bine integrala. Oricum erorile de estimare sînt cu mult sub energia vehiculată într-o perioadă, avînd deci o expresie, de forma:

$$\Delta W_3 = \alpha PT, (\alpha \ll 1)$$

Ca atare eroarea raportată este practic:

$$\varepsilon_w \cong \alpha \frac{T}{KT} = \frac{\alpha}{K} \tag{5.19}$$

relaţie ce atestă faptul că, în timp, eroarea de măsurare datorată eşantionării tinde spre zero.

In cazul primului algoritm propus pentru măsurarea energiei, se neglijează termenul:

$$B = T_e \, u_{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} i_{qk}$$

In intervalul de timp , KT, suma este practic nulă, căci media curentului se presupune a fi nulă. Rămîne deci numai:

$$B \cong T_e u_{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} i_{qk}$$

Considerînd cazul simplu al unei singure armonici, I_{m1}, dacă $\cos\varphi = 1$ şi pentru $T_e \ll T$:

$$B \cong T_e u_{N-1} \sum_{k=1}^{N-1} i_{ck} = U_m \sin \omega t \int_{KT}^{t} I_m \sin \omega t \, dt$$

şi căutînd maximul produsului se obţine :

$$|B|_{max} \cong \frac{3\sqrt{3}}{8} U_m I_m T \cong 0,4 \; P.T$$

Eroarea relativă produsă de neglijarea termenului B descreşte în timp. Eroarea relativă comisă prin utilizarea estimaţiei date de relaţia 4.14 este mai mare decît cea dată de 5.19. Termenul suplimentar ce apare ca efect al neglijării este:

$$\varepsilon_{W1} \cong \frac{0,4}{K} \qquad (5.20)$$

Si în cazul utilizării celui de-al doilea algoritm (estimaţia 4.18) relaţiile deduse rămîn valabile.

Ca şi concluzie, prelevînd măcar 3 eşantioane pe perioada celei mai semnificative armonici erorile de determinare ale energiei, datorate eşantionării, atît în cazul algoritmului "clasic" cît şi în cazul noilor algoritmi propuşi în lucrare scad rapid cu timpul de măsurare, fiind complet neglijabile după zeci de secunde.

In relaţiile de determinare a energiei intră T_e ca şi factor. In consecinţă eroarea de care este afectat T_e afectează integral măsurătoarea. Stabilizarea perioadei generatorului de tact obţinută cu un cristal de cuarţ este suficientă deoarece chiar în cazul în care nu se efectuează termostatarea se pot coborî erorile sub 10^{-3} - 10^{-4}%.

5.3. Influenţa neconcordanţei în timp a eşantioanelor de tensiune şi curent

Se observă uşor că un decalaj T_{oe} constant în timp, între momentele de eşantionare ale tensiunii şi curentului este echivalent cu introducerea unui defazaj suplimentar între aceste mărimi. In cazul semnalelor sinusoidale:

$$u_j i_j = U_m I_m \sin(j\omega T_e + \omega t_o + \omega T_{oe} + \varphi_u) \sin(j\omega T_e + \omega t_o + \varphi_i) =$$

$$= \frac{U_m I_m}{2} \cos(\varphi_u - \varphi_i + 2\pi \frac{T_{oe}}{T}) - \frac{U_m I_m}{2} \cos(j2\omega T_e + \omega T_{oe} + 2\omega t_o + \varphi_u + \varphi_i)$$

Se observă modificarea defazajului cu $2\pi(T_{oe}/T)$. O neconcordanţă în timp de 100 ns în prelevarea eşantioanelor este echivalentă, pentru $T = 20$ ms, cu un defazaj suplimentar de aproximativ 1 minut. Este posibilă coborîrea neconcordanţei sub 50 ns deci cam la 30 secunde defazaj suplimentar.

Eroarea relativă ce se obţine, în cazul $\cos\varphi = 1$ este:

$$\varepsilon \cong 2\pi^2 \left(\frac{T_{oe}}{T}\right)^2 < 2\pi^2 \frac{1}{N^2} \tag{5.20'}$$

In afara decalajului sistematic există o componentă aleatoare ce afectează perioada de eşantionare, astfel încît momentul de eşantionare este aleator. Componenta aleatoare se presupune a avea media nulă. Astfel:

$$u_j i_j = U_m I_m \sin\left[j\omega T_e + \omega t_o + \omega T_{au(j)} + \varphi_u\right] \cdot \sin\left[j\omega T_e + \omega t_o + \right.$$

$$\left. + \omega T_{ai(j)} + \varphi_i\right] = \frac{U_m I_m}{2} \cos\left\{\varphi + \omega\left[T_{au(j)} - T_{ai(j)}\right]\right\} - \frac{U_m I_m}{2} \cos\left\{2j\omega T_e + \right.$$

$$\left. + 2\omega t_o + \omega\left[T_{au(j)} + T_{ai(j)}\right] + \varphi_u + \varphi_i\right\}$$

unde T_{au} şi T_{ai} sînt variabile aleatoare. Suma şi diferenţa a două variabile aleatoare reprezintă tot cîte o variabilă aleatoare. In consecinţă:

$$u_j i_j = \frac{U_m I_m}{2} \cos\left[\varphi + \omega T_{a1(j)}\right] - \frac{U_m I_m}{2} \cos\left[2j\omega T_e + 2\omega t_o + \omega T_{a2(j)} + \psi\right] \tag{5.21}$$

Dar T_{a1} şi T_{a2} sînt mici deci:

$$\cos(\varphi+\omega T_{a1}) \cong \cos\varphi-(\omega T_{a1})\sin\varphi$$

$$\cos(2j\omega T_e+2\omega t_o+\psi+\omega T_{a2}) = \cos(2j\omega T_e+2\omega t_o+\psi) -$$

$$-(\omega T_{a2})\sin(2j\omega T_e+2\omega t_o+\psi)$$

Substituind în 5.21 şi efectuînd media pentru calculul puterii se obţine:

$$\bar{P} = \frac{U_m I_m}{2}\cos\varphi-\frac{U_m I_m}{2}\omega\sin\varphi\left[\frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1}T_{a1(j)}\right]-\frac{U_m I_m}{2}\,\frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1}\cos(2j\omega T_e+$$

$$+2\omega t_o+\psi)+\frac{U_m I_m}{2}\,\frac{\omega}{N}\sum_{j=0}^{N-1}T_{a2(j)}\sin(2j\omega T_e+2\omega t_o+\psi) \quad (5.22)$$

In această relaţie primul termen reprezintă puterea iar al treilea este nul, în condiţiile menţinerii sincronismului. Dacă σ_1 este dispersia variabilei T_{a1}, media:

$$M(T_{a1})=\frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1}T_{a1(j)}$$

estimată pe un volum de N eşantioane este afectată [54] de o eroare $\cong 2\sqrt{\sigma_1^2/N}$ pentru o probabilitate de încredere de aproximativ 95%. Cum abaterea eşantioanelor este o fracţiune din T_e, se poate considera că $\sigma_1 = \alpha T_e = \alpha T/N$ unde $\alpha \ll 1$. Ca atare al doilea termen (media variabilei T_{a1} fiind nulă) este cel mult:

$$\pm 2\pi U_m I_m \sin\varphi\frac{\alpha}{N\sqrt{N}}$$

şi scade mult cu creşterea numărului de eşantioane. De exemplu pentru $\cos\varphi = 0{,}5$, $N = 10^3$, $T_e = 20\ \mu s$, $\sigma_1 = 20$ ns $(\alpha = 10^{-3})$ eroarea relativă este $\pm 7.10^{-5}$% deci complet neglijabilă.

In ceea ce priveşte ultimul termen se poate observa că în sumă intră o sinusoidă cu amplitudinea o variabilă aleatoare Media acestei noi variabile [54] este nulă iar dispersia sa $1/2.\sigma_2^2$, unde σ_2^2 este dispersia variabilei T_{a2}. Cum media variabilei produs este estimată pentru N eşantioane, la un nivel de probabilitate de încredere de 95% eroarea de estimaţie a mediei este:

$$\approx \sqrt{2}\ \frac{\sigma_2}{\sqrt{N}}$$

In consecinţă ultimul termen este cel mult:

$$\pm 2\ \frac{\widetilde{\pi}}{T}\ U_m I_m\ \frac{\sigma_2}{\sqrt{N}}$$

iar dacă $\sigma_2 = \beta T_e (\beta \ll 1)$ acesta devine cel mult:

$$\pm\ 2\ \pi U_m I_m\ \frac{\beta}{N\sqrt{N}}$$

şi deci este neglijabil.

In concluzie zgomotul (normal) ce modulează momentele de eşantionare ale curentului şi tensiunii (în mod independent) are efecte complet neglijabile asupra estimaţiei puterii.

Dacă există un decalaj constant în timp, acesta afectează estimaţia, crescînd defazajul între tensiune şi curent.

Aceleaşi concluzii cînt valabile şi pentru estimarea energiei.

Noile estimaţii ce au fost introduse în lucrare nu sînt nici ele afectate în mai mare măsură ca şi cele date de algoritmul clasic.

Observaţie.

Se arată în literatură [48] că, în cazul unor regimuri staţionare, eşantionarea pentru determinarea puterii utilizînd algoritmul clasic nu este necesar să îndeplinească condiţiile impuse de teorema eşantionării.

5.4. Influenţa cuantizării asupra măsurării puterii active

Puterea reprezintă de fapt funcţia de intercorelaţie, R_{ui}, între tensiune şi curent, calculată în origine:

$$P = R_{ui}(0)$$

Pentru determinarea funcţiei de intercorelaţie este utilă cunoaşterea funcţiei caracteristice pentru semnalele sinusoidale.

Fie date două oscilaţii sinusoidale de amplitudini constante:

$$x_1 = a_1\cos(\omega t + \psi)$$
$$x_2 = a_2\cos(\omega t + \varphi + \psi)$$

pulsaţie ω şi φ constante dar cu componenta, ψ, a fazei o variabilă aleatoare uniform distribuită în intervalul $(0,2\pi)$.

Se poate observa că eliminarea lui ψ duce la stabilirea unei legături $x_2 = f_{(x_1)}$ unde x_1 este considerat la t_1 şi x_2 la t_2 şi anume:

$$\arccos\frac{x_2}{a_2} = \omega(t_2 - t_1) + \varphi \pm \arccos\frac{x_1}{a_1} \qquad (5.23)$$

sau inversa ei $x_1 = F_{(x_2)}$:

$$\arccos\frac{x_1}{a_1} = \omega(t_2 - t_1) + \varphi \pm \arccos\frac{x_2}{a_2}$$

După cum se cunoaşte [54], densitatea de repartiţie bidimensională $w_{2(x_1,x_2,t_1,t_2)}$ depinde de densitatea de repartiţie $w_{1(x_1,t_1)}$ prin:

$$w_{2(x_1,x_2,t_1,t_2)} = w_{1(x_1t_1)}\left\{\delta\left[x_2 - a_2\cos\left(\omega\tau + \varphi + \arccos\frac{x_1}{a_1}\right)\right] + \right.$$
$$\left. + \delta\left[x_2 - a_2\cos\left(\omega\tau + \varphi - \arccos\frac{x_1}{a_1}\right)\right]\right\} \qquad (5.24)$$

relaţie în care cu τ s-a notat diferenţa $t_2 - t_1$. Semnalele x_1 şi x_2 sînt staţionare şi ergodice, aşa că w_2 depinde numai de decalajul în timp între t_2 şi t_1 şi nu şi de timpul efectiv.

Dar [54], densitatea $w_{1(x_1,t_1)}$ se exprimă considerînd ψ uniform distribuită prin:

$$w_{1(x_1,t_1)} = \frac{1}{2\pi a_1\sqrt{1 - \left(\frac{x_1}{a_1}\right)^2}} \qquad (5.25)$$

Din relaţiile 5.24 şi 5.25 se obţine densitatea de repartiţie bidimensională a mărimilor x_1 şi x_2:

$$w_{2(x_1,x_2,\tau)} = \frac{1}{2\pi a_1\sqrt{1 - \left(\frac{x_1}{a_1}\right)^2}}\left\{\delta\left[x_2 - a_2\cos\left(\omega\tau + \varphi + \arccos\frac{x_1}{a_1}\right)\right] + \right.$$
$$\left. + \delta\left[x_2 - a_2\cos\left(\omega\tau + \varphi - \arccos\frac{x_1}{a_1}\right)\right]\right\} \qquad (5.26)$$

Se poate determina funcţia caracteristică bidimensională $\Phi_2(v_1, v_2, \tau)$. Astfel:

$$\Phi_{2(v_1,v_2,\tau)} = \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{jv_1x_1} \; e^{jv_2x_2}}{2\pi a_1\sqrt{1-(\frac{x_1}{a_1})^2}} \left\{ \delta\left[x_2 - a_2\cos(\omega\tau+\varphi+ \text{arc cos}\frac{x_1}{a_1})\right] + \right.$$

$$\left. + \delta\left[x_2 - a_2\cos(\omega\tau+\varphi- \text{arc cos}\frac{x_1}{a_1})\right]\right\} dx_1 dx_2 = \int_{-a_1}^{+a_1} \frac{e^{jv_1x_1}}{2\pi\sqrt{1-(\frac{x_1}{a_1})^2}} \times$$

$$\left\{ e^{jv_2a_2\cos(\omega\tau+\varphi+ \text{arc cos}\frac{x_1}{a_1})} + e^{jv_2a_2\cos(\omega\tau+\varphi- \text{arc cos}\frac{x_1}{a_1})}\right\} d(\frac{x_1}{a_1}) \tag{5.27}$$

Tinînd seama de dezvoltarea în serie Fourier a lui $e^{jx\cos\theta}$ [87] se poate scrie:

$$e^{jv_2a_2\cos(\omega\tau+\varphi\pm \text{arc cos}\frac{x_1}{a_1})} = \sum_{k=0}^{\infty} j^k \varepsilon_k J_{k(a_2v_2)} \cos k(\omega\tau+$$

$$\pm \text{ arc cos}\frac{x_1}{a_1}) \tag{5.28}$$

relaţie în care $\varepsilon_k = 2$ pentru $k \neq 0$ şi $\varepsilon_0 = 1$ iar J_k este funcţia Bessel de prima speţă, ordin k.

Substituind 5.28 în 5.27 se obţine:

$$\Phi_{2(v_1,v_2,\tau)} = \frac{1}{\pi}\int_{-a_1}^{+a_1} \frac{e^{jv_1x_1}}{\sqrt{1-(\frac{x_1}{a_1})^2}} \sum_{k=0}^{\infty}\left\{ j^k \varepsilon_k J_{k(a_1v_1)} \cos\left[k(\omega\tau+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\varphi)\right]\cdot\cos(k \text{ arc cos}\frac{x_1}{a_1})\right\} d(\frac{x_1}{a_1}) = \sum_{k=0}^{\infty} j^k \varepsilon_k J_{k(a_1v_1)}\cos\left[k(\omega\tau+\right.$$

$$\left.+\varphi)\right]\cdot\frac{1}{\pi}\int_{-a_1}^{+a_1} \frac{e^{jv_1x_1}\cos(k \text{ arc cos}\frac{x_1}{a_1})}{\sqrt{1-(\frac{x_1}{a_1})^2}} d(\frac{x_1}{a_1})$$

Pentru calculul integralei se face substituţia $\theta = \text{arc cos}\frac{x_1}{a_1}$

$$\mathcal{J} = \frac{1}{\pi}\int_{-a_1}^{+a_1} \frac{e^{jv_1x_1}\cos(k \arccos \frac{x_1}{a_1})}{\sqrt{1-(\frac{x_1}{a_1})^2}}\, d(\frac{x_1}{a_1}) = -\frac{1}{\pi}\int_{\pi}^{0} e^{jv_1a_1\cos\theta}\cdot$$

$$\cdot \cos k\theta \cdot d\theta = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi} e^{j(v_1a_1)\cos\theta} \cos k\theta \, d\theta$$

Dar conform [88]:

$$\mathcal{J} = \frac{1}{\pi}\int_{0}^{\pi} e^{j(v_1a_1)\cos\theta} \cos k\theta \, d\theta = j^k J_{k(a_1v_1)}$$

Cu aceasta expresia funcţiei caracteristice devine:

$$\Phi_{2(v_1,v_2\tau)} = \sum_{k=0} (-1)^k \varepsilon_k J_{k(a_1v_1)} J_{k(a_2v_2)} \cos k(\omega\tau+\varphi) \quad (5.29)$$

Conform teoremei lui Neuman [101]:

$$J_o(\sqrt{Z^2+z^2-2Z\, z\cos\varphi}) = \sum_{k=0}^{\infty} \varepsilon_k J_{k(Z)} J_{k(z)} \cos k\varphi$$

Substituind $Z = a_1v_1$ şi $z = -a_2v_2$ se obţine în final pentru funcţia caracteristică expresia:

$$\Phi_{2(v_1,v_2,\tau)} = \sum_{k=0} (-1)^k \varepsilon_k J_{k(a_1v_1)} J_{k(a_2v_2)} \cos k(\omega\tau+\varphi) =$$

$$= J_o\left[\sqrt{(a_1v_1)^2+(a_2v_2)^2+2(a_1v_1)(a_2v_2)\cos(\omega\tau+\varphi)}\right] \quad (5.30)$$

Evident acelaşi rezultat se obţine şi pentru funcţiile sinus căci în relaţia 5.30 nu intră decît defazajul dintre x_1 şi x_2, care nu se modifică trecînd de la cosinus la sinus în ambele expresii x_1 şi x_2.

5.4.1. Influenţa cuantizării asupra măsurării puterii conform algoritmului clasic

Conform algoritmului clasic se determină $R_{u_k i_k(o)}$ indicele k indicînd o mărime cuantizată. Determinarea interesează numai pentru $\tau = 0$.

Expresia de calcul [52] pentru funcţia de intercorelaţie se poate scrie, pentru Δu în general diferit de Δi:

$$R_{u_k i_k}(o) = R_{ui}(o) - \frac{1}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{1}{k}\,\mathrm{Re}\left\{e^{j2\pi(\frac{1}{2}-\theta)k}\left[\Delta i\,\frac{\partial\Phi}{\partial v_1}\left(0,\frac{2\pi}{\Delta i}k\right) + \Delta u\,\frac{\partial\Phi}{\partial v_2}\left(\frac{2\pi}{\Delta u}k,0\right)\right]\right\} - \frac{1}{2}\,\frac{\Delta u\cdot\Delta i}{\pi^2}\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}\frac{1}{k_1k_2}\,\mathrm{Re}\left\{e^{j2\pi(\frac{1}{2}-\theta)(k_1+k_2)}\times\left[\Phi\left(\frac{2\pi}{\Delta u}k_1,\frac{2\pi}{\Delta i}k_2\right) - \Phi\left(\frac{2\pi}{\Delta u}k_1,\frac{2\pi}{\Delta i}k_2\right)\right]\right\} \quad (5.31)$$

Calculul funcţiei de intercorelaţie presupune cunoaşterea derivatelor funcţiei caracteristice. Astfel:

$$\left.\frac{\partial\Phi}{\partial v_1}\right|_{v_1=0} = -J_1(a_2v_2)\,a_1\cos\varphi;\quad \left.\frac{\partial\Phi}{\partial v_2}\right|_{v_2=0} = -\,J_1(a_1v_1)\,a_2\cos\varphi \quad (\tau=0)$$

Cu aceasta substituind în 5.31:

$$\overline{P} = P + \frac{\cos\varphi}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{\cos\pi k(1-2\theta)}{k}\left[\Delta i\,U_mJ_1\left(I_m\cdot\frac{2\pi k}{\Delta i}\right) + \Delta u I_m J_1\left(U_m\frac{2\pi k}{\Delta u}\right)\right] - \frac{1}{2}\,\frac{\Delta u\,\Delta i}{\pi^2}\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}\frac{\cos\pi(k_1+k_2)(1-2\theta)}{k_1k_2}\left\{J_0\left[2\pi\sqrt{\left(k_1\frac{U_m}{\Delta u}\right)^2 + \left(k_2\frac{I_m}{\Delta i}\right)^2 + 2k_1k_2\frac{U_mI_m}{\Delta u\,\Delta i}\cos\varphi}\right] - J_0\left[2\pi\sqrt{\left(k_1\frac{U_m}{\Delta u}\right)^2 + \left(k_2\frac{I_m}{\Delta i}\right)^2 - 2k_1k_2\frac{U_mI_m}{\Delta u\,\Delta i}\cos\varphi}\right]\right.$$

Deoarece se utilizează cuantizarea cu zeci de nivele (în cel mai rău caz) argumentele funcţiilor Bessel sînt foarte mari şi ca atare este posibilă utilizarea dezvoltărilor asimptotice [88]:

$$J_{n(x)} \cong \sqrt{\frac{2}{\pi x}} \cos\left(x - \frac{\pi}{4} - n\frac{\pi}{2}\right)$$

Prin urmare:

$$\overline{P} = P + \frac{\cos\varphi}{\pi}\sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos \pi k(1-2\theta)}{k}\left[\Delta i\, U_m\sqrt{\frac{2}{\pi I_m \frac{2\pi k}{\Delta i}}}\,\sin\left(I_m\frac{2\pi k}{\Delta i} - \frac{\pi}{4}\right) + \right.$$

$$+ \Delta u\, I_m\sqrt{\frac{2}{\pi U_m\frac{2\pi k}{\Delta u}}}\,\sin\left(U_m\frac{2\pi k}{\Delta u} - \frac{\pi}{4}\right) - \frac{1}{2}\frac{\Delta u\,\Delta i}{\pi^2}\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}$$

$$\frac{\cos \pi(k_1+k_2)(1-2\theta)}{k_1 k_2}\left[\sqrt{\frac{2}{\pi Z_1}}\cos\left(Z_1 - \frac{\pi}{4}\right) - \sqrt{\frac{2}{\pi Z_2}}\cos\left(Z_2 - \frac{\pi}{4}\right)\right] \qquad (5.32$$

unde s-a notat:

$$Z_1 = 2\pi\sqrt{\left(k_1\frac{U_m}{\Delta u}\right)^2 + \left(k_2\frac{I_m}{\Delta i}\right)^2 + 2k_1k_2\frac{U_m I_m}{\Delta u \Delta i}\cos\varphi}$$

$$Z_2 = 2\pi\sqrt{\left(k_1\frac{U_m}{\Delta u}\right)^2 + \left(k_2\frac{I_m}{\Delta i}\right)^2 - 2k_1k_2\frac{U_m I_m}{\Delta u \Delta i}\cos\varphi}$$

Relaţia 5.32 permite aprecierea erorii relative introdusă de cuantizarea la măsurarea puterii. Se consideră $\theta = 0$, caz curent utilizat (cuantizor cu zonă moartă). Eroarea devine:

$$\varepsilon_{pq} = \frac{\overline{P}-P}{P} = \frac{2}{\pi^2}\sum_{k=1}^{\infty}\frac{(-1)^k}{k\sqrt{k}}\left[\left(\frac{\Delta i}{I_m}\right)^{3/2}\sin\left(2\pi k\frac{I_m}{\Delta i} - \frac{\pi}{4}\right) + \right.$$

$$\left. + \left(\frac{\Delta u}{U_m}\right)^{3/2}\sin\left(2\pi k\frac{U_m}{\Delta u} - \frac{\pi}{4}\right)\right] - \frac{1}{\pi^2\cos\varphi}\frac{\Delta u}{U_m}\frac{\Delta i}{I_m}\sum_{k_1=1}^{\infty}\sum_{k_2=1}^{\infty}\frac{(-1)^{k_1+k_2}}{k_1k_2}$$

$$\sqrt{\frac{2}{\pi Z_1}}\cos\left(Z_1 - \frac{\pi}{4}\right) - \sqrt{\frac{2}{\pi Z_2}}\cos\left(Z_2 - \frac{\pi}{4}\right) \qquad (5.33)$$

Se observă uşor din relaţia (5.33) că pentru $\Delta u \to 0$ şi $\Delta i \to 0$ eroarea de măsurare tinde la zero.

Prezintă interes pentru lucrarea de fază cazul în care curentul se cuantizează mult mai fin decît tensiune. In acest caz se consideră $\Delta i \cong 0$ și $\Delta u \cdot \Delta i \cong 0$. Rămîne deci ca parte esențială a erorii:

$$\mathcal{E}^{u}_{pq} \cong \frac{2}{\pi^2}\left(\frac{\Delta u}{U_m}\right)^{3/2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k^{3/2}} \sin\left(2\pi k \frac{U_m}{\Delta u} - \frac{\pi}{4}\right) \quad (5.34)$$

Este clar că în cazul algoritmilor prezentați cuanta de tensiune poate fi relativ mare deoarece nu se pun probleme de sensibilitate la această mărime în cazul contoarelor.

In cazul $\cos\varphi = 0$, $P = 0$. Relația 5.32 indică $\overline{P} = 0$. Evident primul termen este nul avînd ea și factor comun $\cos\varphi = 0$. Cum $Z_1 = Z_2$ pentru $\cos\varphi = 0$, și al doilea termen este nul. Rezultă că nu apar erori datorate cuantizării nici la măsurarea unei puteri nule.

Tratarea cazului general cînd tensiune și curentul sînt sume de armonici implică seroase complicații de calcul. Se poate totuși trata relativ simplu un caz și anume cel corespunzător sarcinii pur rezistive ($\cos\varphi = 1$) și cuantizoarelor pentru tensiune și curent cu aceeași cuantă.

Puterea este media pe o perioadă a produsului $u.(u/R)$ și pentru a simplifica calculul se presupune R unitar. Cum ambii factori se cuantizează cu cuante egale, rezultă că se calculează de fapt media $M(u_k^2)$ ca estimație a puterii dezvoltate pe sarcina rezistivă unitară. Calculul mediei patratice implică determinarea funcției caracteristice unidimensionale pentru semnalul de tensiune

$$u_{(t)} = \sum_{r=1}^{N_a} U_{mr} \sin(r\omega t + \psi_r)$$

unde ψ_r sînt toate considerate faze aleatoare cu distribuție uniformă în $(0, 2\pi)$.

Se observă că $u_{(t)} \leqslant \sum_{r=1}^{N_a} U_{mr}$ și ca atare densitatea sa de repartiție este limitată ca domeniu de definiție la un segment:

$$h = 2\sum_{r=1}^{N_a} U_{mr} = 2A$$

Se poate în aceste condiţii dezvolta $w_{u(x)}$ în serie Fourier, serie ce reprezintă densitatea de repartiţie numai pentru $|x| \leqslant A$. Se obţine [54] pentru densitatea de repartiţie:

$$w_{u(x)} = \frac{1}{2A} \sum_{r=0}^{\infty} \left\{ \varepsilon_r \cos r \frac{\pi x}{A} \left[\prod_{k=1}^{N_a} J_o\left(r \frac{\pi U_{mk}}{A}\right) \right] \right\} \tag{5.35}$$

$$\varepsilon_r = 1 \quad \text{pt} \quad r = 0$$
$$\varepsilon_r = 2 \quad \text{pt} \quad r \geqslant 1$$
$$|x| \leqslant A$$

Cu aceasta funcţia caracteristică este:

$$\Phi_{u(v)} = \frac{1}{2A} \int_{-A}^{+A} \sum_{r=0}^{\infty} \left\{ \varepsilon_r \times \cos r \frac{\pi x}{A} \left[\prod_{k=1}^{N_a} J_o\left(r \frac{\pi U_{mk}}{A}\right) \right] \right\} e^{jvx} \, dx =$$

$$= \frac{1}{2A} \sum_{r=0}^{\infty} \varepsilon_r \left[\prod_{k=1}^{N_a} J_o\left(r \frac{\pi U_{mk}}{A}\right) \right] \int_{-A}^{+A} e^{jvx} \cos r \cdot \frac{\pi x}{A} \, dx =$$

$$= \frac{1}{2A} \sum_{r=0}^{\infty} \varepsilon_r \left[\prod_{k=1}^{N_a} J_o\left(r \frac{\pi U_{mk}}{A}\right) \right] \frac{2vA^2}{(vA)^2 - (\pi r)^2} (-1)^r \sin vA$$

Sau în final:

$$\Phi_{u(v)} = vA \cdot \sin vA \sum_{r=0}^{\infty} \left\{ \frac{(-1)^r \varepsilon_r}{(vA)^2 - (\pi r)^2} \left[\prod_{k=1}^{N_a} J_o\left(r \frac{\pi U_{mk}}{A}\right) \right] \right\} \tag{5.36}$$

Se substituie $\Phi_{u(v)}$ şi derivata sa în relaţia 3.25:

$$\overline{P} = P + \frac{\Delta u^2}{12} + \frac{2 \Delta u A}{\pi^3} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(-1)^{r+n} \varepsilon_r}{n \left[\left(n \frac{2A}{\Delta u}\right)^2 - r^2 \right]} \left[\prod_{k=1}^{N_a} J_o\left(r \frac{\pi U_{mk}}{A}\right) \right]$$

$$- \frac{2}{\pi^3} A \Delta u \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} \left(\sin n \frac{2\pi A}{\Delta u} - n \frac{2\pi A}{\Delta u} \cos n \frac{2\pi A}{\Delta u} \right) \times$$

$$\frac{(-1)^{r+n} \varepsilon_r}{n \left[\left(n \frac{2A}{\Delta u}\right)^2 - r^2 \right]} \left[\prod_{k=1}^{N_a} J_o\left(r \frac{\pi U_{mk}}{A}\right) \right] + \frac{8}{\pi^3} \cdot \frac{A^3}{\Delta u} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{r=0}^{\infty} \frac{(-1)^{r+n} \varepsilon_r n}{\left[\left(n \frac{2A}{\Delta u}\right)^2 - r^2 \right]^2} \times$$

$$\left[\prod_{k=1}^{N_a} J_0\left(r \frac{\pi U_{mk}}{\lambda}\right)\right] \qquad (5.37)$$

Avînd în vedere puterea mare a numitorilor ce intervin în expresia 5.37, partea principală a erorii absolute comise este $\frac{\Delta u^2}{12}$ în orice caz mică.

5.5. Influenţa cuantizării asupra măsurării puterii active în cazul primului algoritm propus

După cum s-a văzut se neglijează în cazul algoritmului propus pentru putere un termen ce conţine o estimare a mediei curentului. Media curentului $M(i)$ se presupune nulă. Eroarea de determinare a mediei în cazul cuantizării se poate stabili cu ajutorul relaţiei 3.17 (în care $M_{(i)} = 0$).

Pentru semnalul pur sinusoidal, funcţia caracteristică se obţine făcînd $v_2 = 0$ în relaţia 5.30. Ca atare:

$$\Phi_{i(v)} = J_0(I_m v) \qquad (5.38)$$

In consecinţă media curentului cuantizat:

$$M(i_q) = \frac{\Delta i}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \operatorname{Im}\left\{(-1)^k J_0\left(k \frac{2\pi}{\Delta i} I_m\right)\right\} = 0$$

deoarece J_0 este o funcţie reală (cu coeficientul părţii imaginare nul) iar $(-1)^k$, de asemenea.

Erorile cauzate de cuantizare în cazul primului algoritm propus nu depăşeşte erorile algoritmului clasic.

Această afirmaţie este valabilă în totalitate numai în cazul în care diferenţa se calculează cu 5 nivele.

In cazul utilizării a 3 nivele sau a modulaţiei delta, eşantioanele succesive nu mai pot fi considerate ca necorelate.

Se arată în literatura de specialitate [94] că, utilizarea cuantizării diferenţiale ce nu are erori de neurmărire (ca şi în cazul măsurării puterii sau energiei prin algoritmul propus) duce la creşterea puterii zgomotului de cuantizare peste $\Delta x^2/12$. Această creştere este datorată corelării eşantioanelor succesive şi duce în ultimă instanţă la creşterea erorilor de determinare a puterii.

După cum se arată [94], în cazul a mai mult de 4 nivele de cuantizare pentru diferență, aceste efecte sînt neglijabile. Ca atare este de aşteptat o creştere a erorii peste cea indicată de relaţiile prezentate în cazul utilizării cuantizării diferenţei cu 3 nivele sau al utilizării modulaţiei delta. Cînd se utilizează 5 nivele de cuantizare relaţiile rămîn practic cele stabilite mai înainte.

Complicaţii serioase de calcul recomandă utilizarea simulării pentru cazul în care eşantioanele succesive nu pot fi considerate independente .

5.6. Influenţa cuantizării asupra măsurării energiei active

Se poate considera că eroarea de cuantizare în cazul măsurării energiei active este aceeaşi cu cea care apare la măsurarea puterii.

Evident se poate scrie:

$$\overline{W} = T_e.N.\left[\frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1} u_{qj}\ i_{qi}\right]$$

Eroarea de determinare a mediei din parantezele drepte este identică cu cea comisă în cazul puterii, ceea ce demonstrează afirmaţia făcută.

Aceleaşi observaţii se pot face şi în legătură cu creşterea erorii introduse de cuantizare (faţă de algoritmul clasic) datorită corelării eşantioanelor succesive.

5.7. Erori în măsurarea puterii şi energiei active datorate imperfecţiunii convertoarelor analog-numerice şi circuitelor de eşantionare şi memorare.

Pentru măsurarea puterii şi a energiei se prelevează în principiu, eşantioane succesive de tensiune şi curent eşantioane ce apoi se cuantizează. Zgomotul de cuantizare [52] discutat pînă acum şi care apare ca o eroare comisă înlocuind mărimea continuă cu una discretizată (eroare de maximum $\pm\Delta x/2$) însoţeşte convertorul ideal.

Convertorul ideal are caracteristica de transfer în scară (figura 3.9), treapta acesteia fiind o constantă, Δx.

De asemenea, circuitul de eşantionare şi memorare ideal reţine mărimea aflată la intrarea sa în momentul blocării cheii de eşantionare.

Convertoarele şi circuitele de eşantionare şi memorare reale introduc erori datorate imperfecţiunilor lor constructive. Astfel în cazul circuitelor de eşantionare şi memorare mărimea reţinută se abate de la cea ideală, erori de 0,01% apărînd în mod curent. In cazul convertoarelor apar [64] erori de decalaj ale nulului (offset), de cîştig precum şi erori de neliniaritate ale caracteristicii de transfer. Erorile de decalaj şi cele de cîştig pot fi mult diminuate prin reglaje periodice şi ca atare efectul acestora asupra măsurării puterii şi energiei nu va fi discutat. Erorile de neliniaritate ale convertoarelor sînt cele mai grave, ele afectînd eşantioanele în mod sistematic.

In fig.5.1 se prezintă o caracteristică de transfer reală (r) a unui convertor, precum şi o caracteristică de transfer ideală (i). Mijloacele intervalelor de cuantizare sînt unite de curba a - pentru caracteristica ideală - respectiv b pentru caracteristica reală. Diferenţa maximă măsurabilă pe o paralelă la axa x între curbele a şi b nu trebuie să întreacă

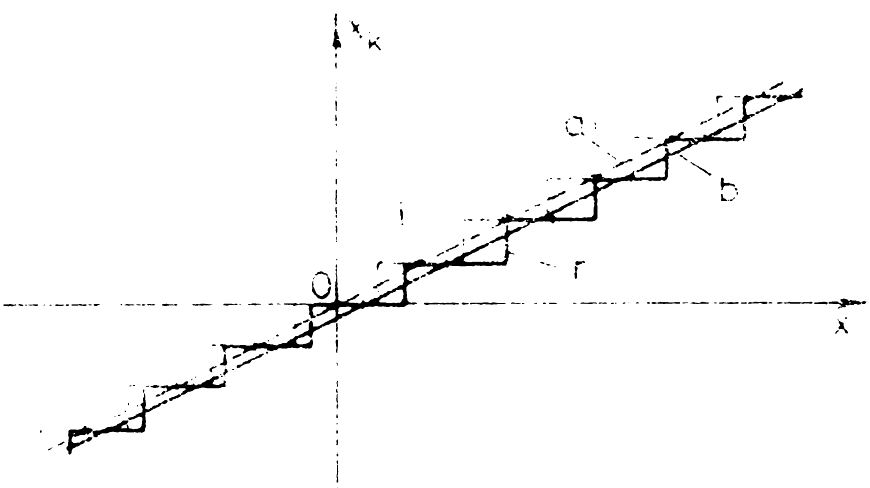


Fig 5.1

Δx [64]. Alinierea convertoarelor se poate face în aşa fel [64] încît curbele a şi b să coincidă la capetele domeniului de conversie, eroarea de neliniaritate fiind în valoare absolută cel mult Δx. Dacă însă alinierea se efectuează la un capăt al domeniului şi la aproximativ 70% din domeniu [64] eroarea de neliniaritate luată în valoare absolută scade sub $\Delta x/2$.

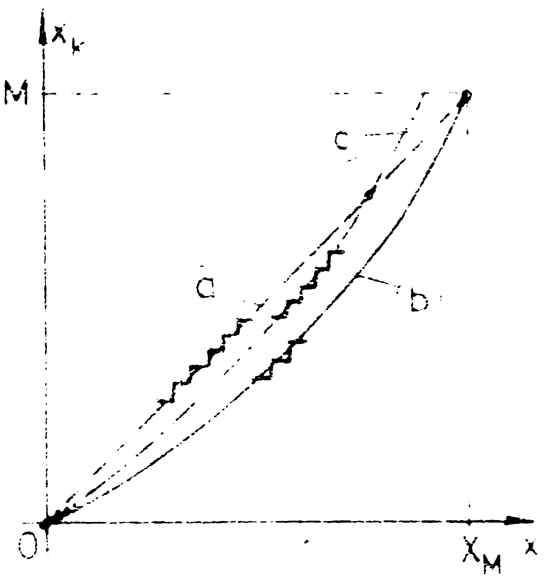


Fig.5.2

In figura 5.2 se prezintă caracteristica ideală (a) a unui converter unipolar, caracteristica reală aliniată la 70% din domeniul (c). Pentru obţinerea convertorului bipolar se polarizează caracteristicile din figura 5.2. Pentru a nu studia separat influenţa erorilor circuitului de eşantionare şi memorare, se presupune în cele ce urmează caracteristicile de transfer (reale) ale convertoarelor incluzîndu-le şi pe ale acestora.

Eşantionul de tensiune şi curent se exprimă prin:

$$u_j = NU_j \cdot \Delta u + E_{uj}$$
$$i_j = NI_j \cdot \Delta i + E_{ij}$$

unde E_{uj} şi E_{ij} sînt erorile absolute ce afectează eşantionul j de tensiune respectiv curent.

Dacă γ_{uj} şi γ_{ij} sînt zgomotele de cuantizare pentru tensiune şi curent, considerînd ideală caracteristica de transfer a convertorului şi dacă Z_{uj} şi Z_{ij} sînt erorile de neliniaritate:

$$E_{uj} = \gamma_{uj} + Z_{uj}$$
$$E_{ij} = \gamma_{ij} + Z_{ij}$$

Cu acestea:

$$\overline{P} \cong \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1}(NU_j\,\Delta u + \gamma_{uj} + Z_{uj})(NI_j \cdot \Delta i + \gamma_{ij} + Z_{ij}) =$$

$$= \frac{\Delta u \cdot \Delta i}{N}\sum_{j=0}^{N-1} NU_j \cdot NI_j + \Big\{\frac{\Delta u}{N}\sum_{j=0}^{N-1} NU_j \cdot \gamma_{ij} + \frac{\Delta i}{N}\sum_{j=0}^{N-1} NI_j\,\gamma_{uj} +$$

$$+ \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1}\gamma_{uj}\,\gamma_{ij}\Big\}_1 + \Big\{\frac{\Delta u}{N}\sum_{j=0}^{N-1} NU_j \cdot Z_{ij} + \frac{\Delta i}{N}\sum_{j=0}^{N-1} NI_j Z_{uj} +$$

$$+ \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1} y_{ij}z_{uj} + \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1} y_{ij}z_{uj} + \frac{1}{N}\sum_{j=0}^{N-1} z_{uj}z_{ij} \Big\}_2 \qquad (5.39)$$

Primul termen din relaţia 5.39 reprezintă puterea înregistrată efectiv de aparat iar următorii termeni cuprinşi în paranteza $\{\ \}_1$ reprezintă eroarea de măsurare cauzată de convertoarele ideale avînd cuantele Δu şi Δi. Termenii cuprinşi în paranteza $\{\ \}_2$ reprezintă eroarea suplimentară ce apare datorată neliniarităţii caracteristicii de transfer.

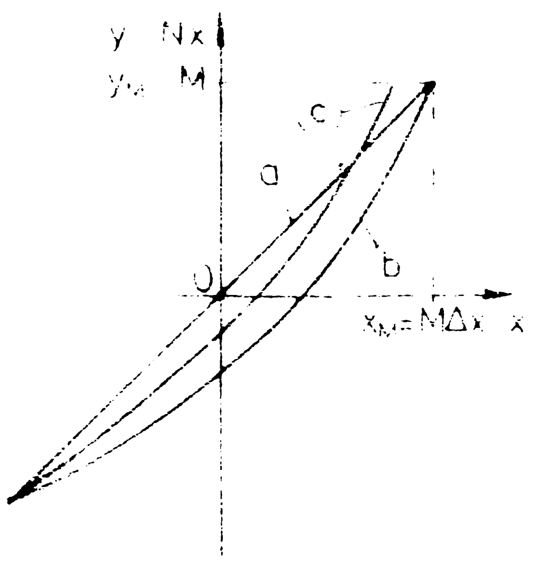


Fig. 5.3

Pentru a aprecia ordinul de mărime al erorii datorate neliniarităţilor, pe baza datelor existente în literatură cu privire la caracteristica de transfer a convertoarelor ([63], [64], [70], [95]), s-a aproximat aceasta cu un polinom de gradul 2. In cazul unei caracteristici bipolare (figura 5.3) aliniată la capete - curba b - se presupune că eroarea de neliniaritate maximă apare la y=0. Ecuaţia curbei b fiind aproximată cu:

$$x_b = Ay^2 + By + C$$

şi impunînd ca eroarea la capete ($\pm x_M$) să fie nulă şi maximă ($\pm\Delta x$) la y = 0 se obţine sistemul:

$$\pm M\,\Delta x = AM^2 \pm BM + C$$

$$\psi\cdot\Delta x = C \qquad (\psi = \pm 1)$$

Rezolvînd sistemul :

$$x_b = -\psi\frac{\Delta x}{M^2}y^2 + \Delta x y + \psi\Delta x$$

şi deci eroarea de neliniaritate:

$$Z = x_b - x_a = -\psi\frac{\Delta x}{M^2}(Nx)^2 + \Delta x(Nx) + \psi\Delta x - \Delta x(Nx) =$$

$$= \psi\Delta x\left[1 - \left(\frac{Nx}{M}\right)^2\right] \qquad (5.40)$$

relaţie în care Nx este codul pentru x.

In ceea ce priveşte termenii din paranteza $\{\ \}_2$ a relaţiei 5.39, zgomotul de cuantizare şi eroarea de neliniaritate fiind necorelate se pot neglija a 3-a şi a 4-a sumă.

Eroarea absolută cauzată de neliniaritate este deci:

$$\Delta P_2 = \frac{\Delta u}{N} \sum_{j=0}^{N-1} NU_j \cdot Z_{ij} + \frac{\Delta i}{N} \sum_{j=0}^{N-1} NI_j \cdot Z_{uj} + \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} Z_{uj} Z_{ij} \qquad (5.41)$$

şi pentru neliniaritatea Z dată de 5.40 devine:

$$(\Delta P_2)_1 = \frac{\Delta u \Delta i}{N}\Big[\psi_u \sum_0^{N-1} NI_j + \psi_i \sum_0^{N-1} NU_j - \frac{\psi_u}{M_u^2} \sum_0^{N-1} NU_j^2 \cdot NI_j -$$

$$- \frac{\psi_i}{M_i^2} \sum_0^{N-1} NI_j^2 \cdot NU_j + N\psi_u\psi_i + \frac{\psi_u \psi_i}{M_u^2\ M_i^2} \sum_0^{N-1} NU_j^2 \cdot NI_j^2 - \frac{\psi_u \psi_i}{M_i^2} \sum_0^{N-1} NI_j^2 -$$

$$- \frac{\psi_u \psi_i}{M_u^2} \sum_0^{N-1} NU_j^2 \Big] \qquad (5.42)$$

Pentru cazul tensiunii şi curentului de forma:

$$u = U_m \sin \omega t$$

$$i = I_m \sin (\omega t + \varphi)$$

integralele estimate de sumele din relaţia 5.42 sînt:

$$\int_0^T U_m \sin \omega t \, dt = \int_0^T I_m \sin(\omega t + \varphi)\, dt = \int_0^T U_m^2 I_m \sin^2 \omega t \sin(\omega t + \varphi) dt =$$

$$= \int_0^T U_m I_m^2 \sin \omega t \sin^2(\omega t + \varphi)\, dt = 0$$

$$\int_0^T U_m^2 I_m^2 \sin^2 \omega t \sin^2(\omega t + \varphi)\, dt = U_m^2 I_m^2\, T \cdot \frac{1+2\cos^2\varphi}{8}$$

$$\int_0^T U_m^2 \sin^2 \omega t \, dt = T\,\frac{U_m^2}{2}\ ; \quad \int_0^T I_m^2 \sin^2(\omega t + \varphi)\, dt = T\,\frac{I_m^2}{2}$$

$$T = NT_e$$

şi deci relaţia 5.42 devine, neglijînd erorile de estimare ale integralelor:

$$(\Delta P_2)_1 = \frac{\psi_i \psi_u \Delta i \Delta u}{2}\left[2 + \left(\frac{NIM}{M_i}\right)^2\left(\frac{NUM}{M_u}\right)^2 \frac{1+2\cos^2\varphi}{4} - \left(\frac{NIM}{M_i}\right)^2 - \left(\frac{NUM}{M_u}\right)^2\right] \tag{5.43}$$

Raportînd această valoare la estimația puterii scrisă sub forma:

$$P \cong \frac{(NUM \cdot \Delta u)(NIM \cdot \Delta i)}{2} \cos\varphi$$

(unde prin NUM și NIM s-au notat codurile furnizate de convertor pentru valorile U_m respectiv I_m), se obține eroarea relativă datorată neliniarității sub forma (pentru $\cos\varphi=1$):

$$\varepsilon_1 = \left|\frac{(\Delta P_2)_1}{P}\right| \cong \frac{2 + \frac{3}{4}\left(\frac{NUM}{Mu}\right)^2\left(\frac{NIM}{Mi}\right)^2 - \left(\frac{NUM}{Mu}\right)^2 - \left(\frac{NIM}{Mi}\right)^2}{\left(\frac{NUM}{M_u}\right)\left(\frac{NIM}{M_i}\right)} \cdot \frac{1}{M_u \quad M_i} \tag{5.44}$$

Pentru $M_i = M_u = 2^{10} \cong 1000$ (convertoare de 11 c.b dintre care 1 de semn) și dacă $NUM/M_u = 0{,}8$, $NIM/M_i = 0{,}8$ se obține $\varepsilon_1 \cong 10^{-4}\%$.

Prezintă interes cazul în care maximul abaterii caracteristicii de transfer reale (b) nu apare la y=0 si la $Y_o(N_o)$. Se caută direct Z sub forma $Z = Ay^2 + By + C$ și se scriu relațiile:

$$A(M-N_o)^2 + B(M-N_o) + C = 0$$
$$A(M+N_o)^2 + B(M+N_o) + C = 0$$
$$AN_o^2 - BN_o + C = \psi \Delta x \qquad (\psi = \pm 1)$$

Rezolvînd sistemul se obține pentru eroarea de neliniaritate a convertorului relația:

$$Z = -\frac{\psi \Delta x}{M^2}(y^2 + 2N_o y + N_o^2 - M^2) \tag{5.45}$$

Substituind în 5.42 și ținînd seama de valoarea integralelor date în cazul tensiunii și curentului pur sinusoidale și $\cos\varphi = 1$ se obține:

$$(\Delta P_2)_2 \cong -(NUM.\Delta u)(NIM.\Delta i)\left(2\psi_u\psi_i\frac{N_{ou}}{M_u^2}\,\frac{N_{oi}}{M_i^2}-\psi_u\frac{N_{ou}}{M_u^2}-\psi_i\frac{N_{oi}}{M_i^2}\right)+$$

$$+\psi_u\psi_i\Delta u\Delta i\left\{\frac{3}{8}\left(\frac{NUM}{M_u}\right)^2\left(\frac{NIM}{M_i}\right)^2-\frac{1}{2}\left[1-\left(\frac{N_{ou}}{M_u}\right)^2\right]\left(\frac{NIM}{M_i}\right)^2-\frac{1}{2}\left[1-\right.\right.$$

$$\left.\left.-\left(\frac{N_{oi}}{M_i}\right)^2\right]\left(\frac{NUM}{M_i}\right)^2+\left[1-\left(\frac{N_{ou}}{M_u}\right)^2\right]\left[1-\left(\frac{N_{oi}}{M_i}\right)^2\right]\right\} \qquad (5.46)$$

Dacă $N_{ou} = N_{oi} = 0$, din 5.46 se obţine 5.43 particularizată pentru $\cos\varphi = 1$.

Se poate calcula erearea relativă ε_2 ca şi în primul caz.

Pentru $|N_{ou}/M_u| = |N_{oi}/M_i| = 0,2$, $NUM/M_u = NIM/M_i = 0,8$, $M_i = M_u \cong 1000$ dacă $Sgn(M_{ou}\psi_u) = Sgn(M_{oi}\psi_i)$ se obţine $\varepsilon_2 \cong 8.10^{-2}\%$, o eroare mare. Dacă însă semnele sînt opuse eroarea scade foarte mult (devine de ordinul a $10^{-4}\%$).

Rezultă deci condiţia împerecherii convertoarelor cu caracteristica de tip b (figura 5.3):

$$Sgn(M_{ou}\psi_u) = -Sgn(M_{oi}\psi_i) \qquad (5.47)$$

Dacă $M_{ou} \cong 0$ şi/sau $M_{oi} \cong 0$ nu se impune vreo condiţie celuilalt convertor.

O ultimă posibilitate analizată este cea în care caracteristica de transfer a convertorului este de tip (C). Pentru convertorul unipolar avînd domeniul $0 \div 2M$ impunînd abaterii $Z = Ay^2 + By + C$ să aibă un maxim de $\psi\Delta x/2$ la capătul domeniului şi $-\psi\Delta x/2$ în domeniu se obţine sistemul:

$$0 = C$$

$$\psi\frac{\Delta x}{2} = A(2M)^2 + B(2M + C)$$

$$Z_{max} = -\frac{B^2 - 4AC}{4A} = -\frac{\psi\Delta x}{2}$$

Cu notaţia $m = 2M/(1+\sqrt{2})$ soluţia sistemului conduce la:

$$Z = \frac{\gamma \Delta x}{2}\left[\left(\frac{Y}{m}\right)^2 - 2\left(\frac{Y}{m}\right)\right]$$

Avînd acest convertor (unipolar) la M se obține un convertor bipolar, cu domeniul (-M, +M) și expresia pentru Z devine:

$$Z = \frac{\gamma \Delta x}{2}\left[\left(\frac{Y + 2M}{2m}\right)^2 - 2\,\frac{Y + 2M}{2m}\right] \qquad (5.48)$$

Această din urmă expresie permite aprecierea erorilor de măsurare datorate neliniarităților. Pentru un regim pur sinusoidal și $\cos\varphi = 1$ se obține eroarea relativă (Abs fiind valoare absolută):

$$\varepsilon_3 \cong \mathrm{Abs}\left\{\frac{1+\sqrt{2}}{8}\left(\frac{\gamma_u}{m_u}\,\frac{NUM/M_u}{NIM/M_i} + \frac{\gamma_i}{m_i}\,\frac{NIM/M_i}{NUM/M_u}\right) + \frac{\sqrt{2}-1}{4}\left(\frac{\gamma_u}{m_u} + \frac{\gamma_i}{m_i}\right)\frac{1}{(NUM/M_u)(NIM/M_i)} + \frac{3(3+2\sqrt{2})}{256}\,\frac{\gamma_u}{m_u}\cdot\frac{\gamma_i}{m_i}\cdot\frac{NUM}{M_u}\cdot\frac{NIM}{M_i} + \right.$$

$$+ \frac{3+2\sqrt{2}}{64}\,\frac{\gamma_u}{m_u}\cdot\frac{\gamma_i}{m_i}\left(\frac{NUM/M_u}{NIM/M_i} + \frac{NIM/M_i}{NUM/M_u}\right) + \frac{7+2\sqrt{2}}{4}\,\frac{\gamma_u}{m_u}\,\frac{\gamma_i}{m_i} +$$

$$\left. + \frac{3+2\sqrt{2}}{32}\,\frac{\gamma_u}{m_u}\,\frac{\gamma_i}{m_i}\,\frac{1}{(NUM/M_u)(NIM/M_i)} + \frac{1+\sqrt{2}}{4}\left(\frac{\gamma_u}{m_u} + \frac{\gamma_i}{m_i}\right)\right\} \qquad (5.49)$$

In condițiile $M_u = M_i \cong 10^3$, $NUM/M_u = 0{,}8$, $NIM/M_i = 0{,}8$ $m_u = m_i \cong 850$ și pentru $\gamma_u = \gamma_i$ se obține $\varepsilon_3 = 0{,}2\%$ eroare inadmisibil de mare.

Dacă însă $\gamma_u = -\gamma_i$ eroarea scade foarte mult, dar oricum ponderea primului și a ultimului termen este foarte mare și ca atare la mici dezechilibre eroarea crește mult.

Se poate trage deci concluzia că este mult mai avantajoasă utilizarea, în vederea determinării puterii şi a energiei, unor convertoare cu caracteristica de transfer reală de tip (b).

In cazul algoritmilor propuşi în lucrare se neglijează un termen şi ca atare eroarea de măsurare, datorată neliniarităţii se modifică, faţă de cazul algoritmului clasic. Conform relaţiei 4.10 se neglijează termenul $-u_{qN-1}(1/N)\sum i_{qk}$. Cum efectul cuantizării în cazul convertorului ideal a fost studiat, rămîne ca şi termen suplimentar de eroare datorată neliniarităţii cantitatea:

$$\Delta P_3 \simeq -u_{qN-1}\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} z_{ik} \tag{5.50}$$

In cazul erorii de neliniaritate z_{ik} de tipul dat în relaţia 5.40 eroarea absolută comisă devine:

$$(\Delta P_3)_1 \simeq -u_{qN-1}\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} \gamma_i \Delta i.\left[1-\left(\frac{NI_k}{M_i}\right)^2\right] =$$

$$\simeq -\gamma_i \Delta i . u_{qN-1}\left[1-\frac{1}{2}\left(\frac{NIM}{M_i}\right)^2\right] \tag{5.51}$$

eroare neglijabilă dacă începutul eşantionării coincide aproximativ cu trecerea prin zero a tensiunii, caz în care u_{N-1} este un eşantion prelevat de asemenea în apropierea trecerii prin zero a tensiunii.

In cazul erorii de neliniaritate z_{ik} de tipul descris de relaţia 5.45 eroarea absolută suplimentară cauzată de neglijare este:

$$(\Delta P_3)_2 = +u_{qN-1}\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\frac{\gamma_i \Delta i}{M_i^2}\left[(NI_k+N_{oi})^2 - M_i^2\right] =$$

$$\simeq \gamma_i \Delta i \times u_{qN-1}\left(\frac{2N_{oi}^2 + NIM^2}{2M_i^2} - 1\right) \tag{5.52}$$

Se observă că este mai mare decît cea dată de relaţia 5.51. Ca şi în primul caz sincronizarea declanşării măsurării permite reducerea acestei erori.

Ultimul caz tratat corespunde erorii Z_{ik} date de relaţia 5.48. Substituind:

$$(\Delta P_3)_3 \cong -\mathcal{U}_{qN-1}\,\frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\frac{\gamma_i \Delta i}{2}\left[\left(\frac{NI_k+2M_i}{2m_i}\right)^2-\frac{NI_k+2M_i}{m_i}\right]=$$

$$\cong -\frac{\gamma_i \Delta i\;\mathcal{U}_{qN-1}}{8}\left[\frac{1}{2}\left(\frac{NIM}{m_i}\right)^2-1-2\sqrt{2}\right] \qquad (5.53)$$

Si în acest caz eroarea medie poate scădea mult la sincronizare.

Este evident că aceleaşi probleme pe care le ridică măsurarea puterii le ridică şi măsurarea energiei, neglijînd energia corespunzătoare timpului ce excede unui număr întreg de perioade. Ca atare erorile determinate rămîn valabile şi pentru contoare (în forma de erori relative) şi valabile rămîn şi concluziile privind alegerea convertoarelor.

După cum se poate remarca cele mai importante erori ce apar la măsurarea puterii şi a energiei nu sînt cele cauzate de eşantionare şi cuantizare ci de neliniarităţile convertoarelor. Cum pentru calculul puterii şi al energiei sînt suficiente un număr relativ redus de cifre binare, apare posibilitatea utilizării numai a primelor (cele mai semnificative) cifre ale unor convertoare de mai multe cifre (decît sînt necesare). In felul acesta eroarea de neliniaritate este mult mai redusă - corespunzătoare cuantei convertorului - fără însă a utiliza în calcul prea multe (inutile) cifre. Evident soluţia este costisitoare.

O altă posibilitate o reprezintă corecţia caracteristicii convertorului. O schemă ce permite corecţia caracteristicii este cea din figura 5.4. Se compune dintr-un converter propriu-zis ce livrează n cifre. Acestea constituie un vector de adresă pentru o memorie cu capacitatea de 2^n cuvinte, fiecare cuvînt avînd lungimea de n sau n+1 cifre binare. Capacitatea memoriei este de $n \times 2^n$ sau $(n+1).2^n$.

In cadrul operaţiei de calibrare a convertorului se aplică acestuia o tensiune variabilă în trepte foarte fine, de la o sursă decodică de mare precizie. Codul N' livrat, cod ce nu corespunde (în general) codului corect N al tensiunii aplicate, este adresa locaţiei de memorie în care se înscrie valoarea

N (corectă). Evident este necesară stricta monotonie a caracteristicii convertorului.

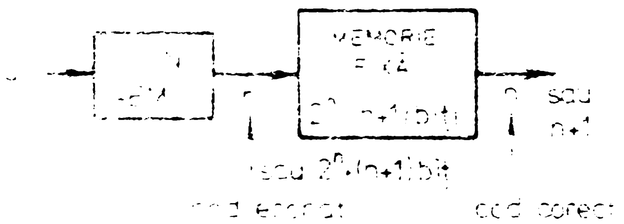


Fig 5.4

Operaţia de înscriere în memorie fixă (tip EPROM) trebuie refăcută din timp în timp pentru a menţine erorile datorate neliniarităţii în limite acceptabile.

In legătură cu influenţa conversiei asupra măsurării puterii şi a energiei se pune şi problema indeciziei comparatorului. Datorită zgomotului echivalent de la intrarea comparatorului,în zona de tranziţie a acestuia pot apare decizii false. Ca atare caracteristica de transfer a convertorului arată ca în figura 5.5. O schemă echivalentă a unui convertor real [103] este cea din figura 5.6. Convertorul CANI ce apare în schema echivalentă are caracteristica de transfer neafectată de zgomot. Semnalului de convertit i se adaugă un zgomot (cu distribuţie normală) al cărui efect este acelaşi cu cel obţinut la convertorul real cînd i se aplică $\mu_{(t)}$. Dar zgomotul $\mu_{z(t)}$ nu este corelat cu semnalul de convertit $\mu_{(t)}$

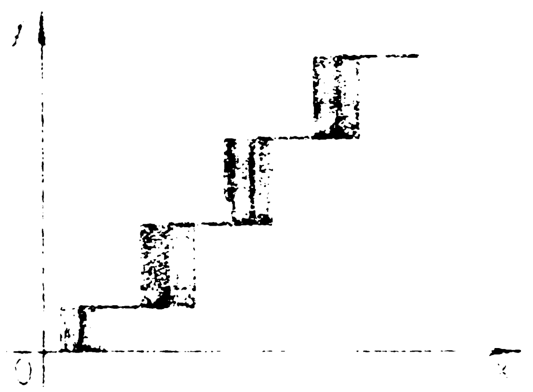


Fig. 5.5

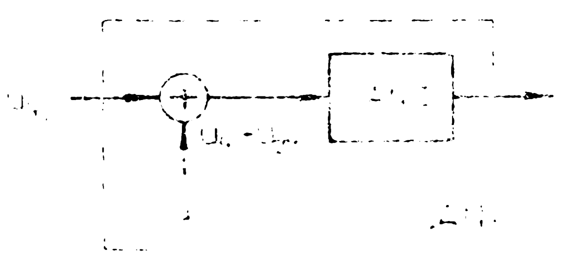


Fig 5.6

Se arată în literatură [65],[66],[104] că zgomote auxiliare adăugate unor semnale ce apoi se cuantizează şi cu valorile numerice obţinute se calculează funcţia de intercorelaţie îmbunătăţesc chiar precizia de determinare a acesteia. Efectul suprapunerii zgomotului auxiliar este echivalent cu reducerea (virtuală) a cuantei convertoarelor. Este necesar ca zgomotul aplicat să nu fie corelat cu semnalul (şi nici între ele cele 2 zgomote aplicate). Pentru obţinerea unui efect vizibil de îmbunătăţire a preciziei este necesară o anumită corelaţie între σ_z şi Δx [104] şi anume $\sigma_z \cong \Delta x$ corelaţie ce nu se satisface în cazul de faţă, unde $\sigma_z \ll \Delta x$.

Oricum, nu se înrăutăţeşte precizia de măsurare a puterii (care este o funcţie de intercorelaţie) şi a energiei (implicit) datorită zgomotului intrinsec al convertoarelor.

5.8. Influenţa erorilor de fază ale sistemului de amplificare asupra preciziei de măsurare a puterii şi energiei active.

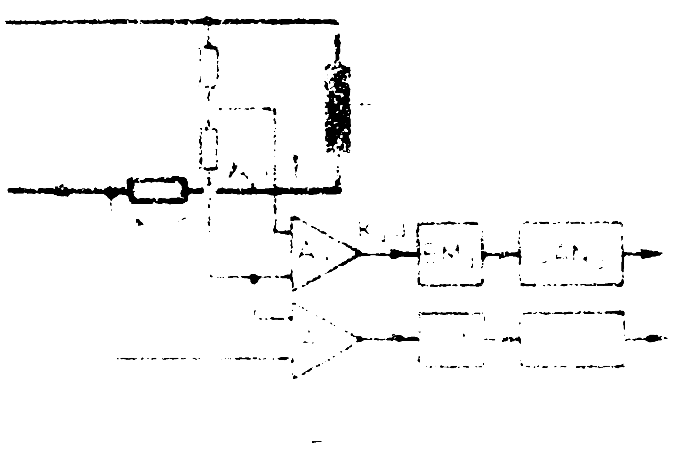
După cum s-a văzut în paragraful 5.8 un decalaj constant în timp între momentele de eşantionare ale tensiunii şi curentului conduce la modificarea defazajului între tensiune şi curent cu:

$$\Delta \varphi_e = 2 \pi T_{oe}/T$$

In cazul în care de la şuntul de măsurare al curentului şi de la divizorul de tensiune (sau de la transformatoarele respective) se obţin semnale de nivel prea mic, incompatibile cu nivelele pretinse de convertoare, este necesară intercorelarea unor amplificatoare, A_i , respectiv A_u - figura 5.7. Semnalele aplicate aparatului propriu-zis (considerat de la circuitele EM încolo) sînt:

$$k_u A_u u = K_u u$$

$$k_i A_i i = K_i i$$



Pentru o măsurare precisă este necesar ca factorii de proporţionalitate k_u, k_i, A_u şi A_i să fie constanţi atît cu mărimea semnalului aplicat cît şi cu frecvenţa.

In ceea ce priveşte k_u (divizorul) şi k_i (şuntul) aceste condiţii sînt relativ uşor de îndeplinit [78]. Cît priveşte amplificatoarele de tensiune şi curent acestea se realizează cu cîte un amplificator operaţional cu cîştigul în buclă deschisă aproximabil, în domeniul ce ne interesează, prin [68]:

$$A_{o(f)} = \frac{A_o}{1 + j \frac{f}{f_1}}$$

unde f_1 este primul pol.

Pentru obţinerea cîştigului necesar, A, se aplică amplificatorului o reacţie negativă puternică, amplificarea la joasă frecvenţă fiind:

$$A = \frac{A_o}{1 + \beta A_o} \cong \frac{1}{\beta}$$

unde β este coeficientul de transfer al cuadripolului de reacţie [68]. Cum acesta se realizează cu elemente precise şi stabile şi desensibilizarea amplificatorului este foarte mare, rezultă o amplificare A - la joasă frecvenţă - foarte precisă şi stabilă în timp.

In ceea ce priveşte dependenţa de frecvenţă, aceasta are forma:

$$A_{(f)} = \frac{A}{1 + j\frac{f}{f_{\hat{i}r}}}$$

relaţie în care $f_{\hat{i}r}$ este polul amplificatorului cu reacţie:

$$f_{\hat{i}r} = f_{\hat{i}}(1 + \beta A_o)$$

In dreptul polului modificarea de fază a coeficientului de amplificare este de 45^o. Prin compensarea primului pol, caracteristica de frecvenţă plată se întinde pînă aproape de $f_{\hat{i}r}$ [68].

Dacă se exploatează o porţiunea domeniului de frecvenţă în care faza coeficientului de amplificare nu suferă modificări importante faţă de cea de la joasă frecvenţă, nici nu apar diferenţe de fază esenţiale între cele două canale. Este clar că nu deranjează modificarea de fază a coeficientului de amplificare (atît timp cît modulul său rămîne constant) cît diferenţele ce apar între cele 2 canale.

Pentru un amplificator cu produsul amplificare bandă de 10 MHz (tip curent) o amplificare de 10 (cît este în general necesară pentru a limita excursia maximă, între vîrfuri, a semnalelor culese de pe divizor respectiv sunt la 1^V ($\approx$425mV valoare efectivă), $f_{\hat{i}r}$ este de 1 MHz şi compensînd acest pol modificarea de fază pînă la frecvenţe de zeci de kilohertzi este [70] neglijabilă. Se pot obţine diferenţe de fază între canale de ordinul a 1 minut pînă la frecvenţe de zeci de kilohertzi. In domeniul 50 Hz ÷ 1500 Hz (a 30-a armonică) diferenţa de fază este de ordinul cîtorva zeci de secunde.

Apare deci, ca urmare a introducerii amplificatoarelor, o modificare suplimentară de fază $\Delta\varphi_a$ şi deci o eroare de fază totală:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_e + \Delta\varphi_a$$

Ca atare aparatul ce măsoară puterea, de exemplu, tinde cu indicaţia spre ($\Delta\varphi$ fiind foarte mică):

$$\frac{U_m I_m}{2}\cos(\varphi + \Delta\varphi) \cong \frac{U_m I_m}{2}\left[(1 - \Delta\varphi)\cos\varphi - \Delta\varphi\sin\varphi\right]$$

şi rezultă o eroare relativă:

$$\varepsilon_\varphi \cong \left|\Delta\varphi(1 + \mathrm{tg}\,\varphi)\right| \tag{5.54}$$

ce creşte rapid cu creşterea defazajului φ dintre tensiune şi curent.

Dacă semnalele ce se aplică aparatului pe cele două canale sînt unificate ca şi mărime, se poate aplica o strategie de măsurare, citată în literatură ([24]) ce are ca efect reducerea erorii relative.

Astfel dacă se măsoară un interval de timp puterea (sau energia) şi apoi se inversează între ele amplificatoarele (lucru posibil dacă $A_u = A_i$) şi circuitele de eşantionare şi memorare (grupul A_u - EM_u se comută de pe canalul de tensiune pe cel de curent şi invers) măsurînd din nou puterea (energia) acelaşi interval de timp, se obţin - pentru putere indicaţiile:

$$P_1 = \frac{U_m I_m}{2}\cos(\varphi + \Delta\varphi)$$

$$P_2 = \frac{U_m I_m}{2}\cos(\varphi - \Delta\varphi)$$

Calculînd media acestor indicaţii se obţine:

$$P_{med} = \frac{U_m I_m}{2}(\cos\varphi)\times(1 - \Delta\varphi)$$

şi deci o eroare relativă:

$$\varepsilon_{\varphi} = |\Delta\varphi| \tag{5.55}$$

ce se poate coborî sub 10^{-3}% pînă la frecvenţe de ordinul kiloherţilor. După cum se vede eroarea nu depinde (în primă aproximaţie) de defazajul între curent şi tensiune. Evident procedura de reducere a erorii descrisă este valabilă numai în regim staţionar.

In ceea ce priveşte energia, nu este necesară operaţia de mediere ci doar interschimbarea sistemelor amplificator-circuit de eşantionare şi memorare la intervale de timp egale. Dacă Δt este intervalul cît se execută o măsurare, pentru un timp $2\Delta t$ energia este:

$$W = \Delta t \frac{U_m I_m}{2} \cos(\varphi + \Delta\varphi) + \Delta t \frac{U_m I_m}{2} \cos(\varphi - \Delta\varphi) =$$

$$= 2\Delta t \frac{U_m I_m}{2} (1 - \Delta\varphi) \cos\varphi$$

Eroarea relativă este deci tot:

$$\varepsilon_{\varphi} = |\Delta\varphi| \tag{5.56}$$

Un astfel de procedeu de reducere a erorii de măsurare se poate aplica schemelor ce funcţionează pe baza primului algoritm propus în lucrare. Pentru schemele ce lucrează pe baza celui de-al doilea algoritm se poate reduce numai efectul defazajului $\Delta\varphi_a$ interschimbînd numai amplificatoarele A_u şi A_i.

5.9. Concluzii privind erorile de măsurare a puterii şi a energiei active.

După cum s-a văzut, cauzele generatoare de erori de măsurare ale puterii sînt:

I - eşantionarea, care în condiţiile sincronismului nu dă erori iar în cazul apariţiei unei abateri - alunecări - eroarea absolută este dată de 5.11, 5.12 sau 5.16. Erorile se pot coborî uşor sub 10^{-3}%.

II - cuantizarea care determină apariţia unei erori relative date de 5.33 sau 5.34 ce poate cobori sub 10^{-4}% pentru $\approx$ 2000 de nivele de cuantizare;

III - neconcordanţa în timp a eşantioanelor prelevate şi apariţia unor defazaje în lanţul de amplificare. Apare o eroare relativă datorită neconcordanţei, dată de 5.20, eroare ce poate fi făcută mai mică de 10^{-4}% precum şi o eroare cauzată de defazajele introduse de lanţul de amplificare, dată de 5.54 sau 5.55, ce poate scădea sub 10^{-3}%;

IV - neliniaritatea sistemului circuit de eşantionare memorare - convertor analog-numeric. Erorile ce apar sînt dependente de caracteristicile convertoarelor. Estimaţii ale erorii relative sînt date de 5.44, 5.46, 5.49, 5.51, 5.52 şi 5.53. Erorile pot întrece 10^{-1}% dar la o alegere potrivită a convertoarelor acestea pot scădea sub 10^{-3}%.

Neliniaritatea este cauza apariţiei celor mai însemnate erori la măsurarea puterii active.

Analizînd ordinele de mărime pentru erorile ce apar, se trage concluzia că se pot construi aparate de măsurare a puterii cu erori de măsurare în regim sinusoidal şi $\cos\varphi = 1$ sub 10^{-2}% (sau chiar sub 10^{-3}%) într-un domeniu de frecvenţă de ordinul a 1500 Hz, dacă se utilizează fie algoritmul clasic, fie primul algoritm propus de autor.

Cauzele generatoare de erori în cazul măsurării energiei sînt aceleaşi ca şi cele ce apar la măsurarea puterii. Se adaugă în plus eroarea perioadei de eşantionare T_e.

I - eşantionarea, ce determină erori date de 5.19 şi 5.20 şi care devin neglijabile după timpi de ordinul minutelor.

II - cuantizarea - aceleaşi erori ca şi în cazul măsurării puterii;

III - neconcordanţa eşantioanelor şi defazajele introduse de lanţul de amplificare - aceleaşi erori ca şi în cazul măsurării puterii;

IV - neliniarităţile - aceleaşi erori ca şi în cazul măsurării puterii.

V - abaterea perioadei de eşantionare - dă erori ce pot fi uşor coborîte sub 10^{-4}%.

In concluzie, se poate spera atingerea unor erori de măsurare sub 10^{-2}% (sau chiar 10^{-3}%) pentru contoarele funcţionînd fie după algoritmul clasic, fie după primul algoritm propus de autor.

Corecţiile aplicate pentru liniarizarea caracteristicii convertoarelor poate coborî cu un ordin de mărime eroarea de determinare a puterii şi a energiei.

După cum se poate vedea, există posibilitatea obţinerii unor precizii de măsurare mai bune decît în cazul utilizării multiplicării analogice.

Aplicarea celui de-al doilea algoritm dă erori de măsurare mari, de ordinul procentelor, după cum se poate constata în capitolul 6, dar implementarea sa presupune o structură hardware mai simplă decît a primului algoritm.

CAPITOLUL 6

VERIFICAREA PRIN SIMULARE A ALGORITMILOR PROPUȘI

In vederea verificării algoritmilor propuși, precum și a unora dintre rezultatele obținute în capitolul 5, s-a utilizat simularea pe calculatorul numeric.

6.1. Verificarea primului algoritm

Primul algoritm propus în lucrare a fost verificat prin programe de simulare ce permit modificarea amplitudinii tensiunii și curentului, a defazajului între ele. De asemenea se poate modifica perioada de eșantionare, momentul începerii eșantionării precum și durata de măsurare. Cuantizarea se realizează conform unei caracteristici de transfer ideale de tipul 1 - figura 5.1 - cu cuante ce pot fi modificate.

Este posibilă, în program, și simularea unor unde de tensiune și curent deformate.

Deoarece simularea fiecărei măsurători se face pentru o singură poziție relativă, a eșantioanelor prelevate, în raport cu sinusoidele tensiunii și curentului, nu se determină medii ale erorilor, de tipul celor furnizate de relația 5.33. Astfel se explică diferențele între valorile rezultate prin simulare și cele obținute aplicînd relația de calcul 5.33.

După cum se vede, analizînd graficul din figura 6.1, o cuantizare grosieră a tensiunii și curentului permite atingerea unei erori de măsurare sub 0,5%, pentru putere sau energia activă, dacă se preleveazã măcar 100 de eșantioane într-o perioadă.

Cuantizarea grosieră a curentului permite utilizarea unui aparat cu aceste calități numai în punct fix. Evident, reducînd mult cuanta de curent și menținînd cuanta de tensiune, se poate obține un aparat destinat măsurărilor de precizie în rețele.

Scăzînd cuanta de tensiune, Δu, la 0,16 V și limitînd superior cuanta de curent la 0,08 A, eroarea de măsurare scade sub 0,1% - graficul din figura 6.2.

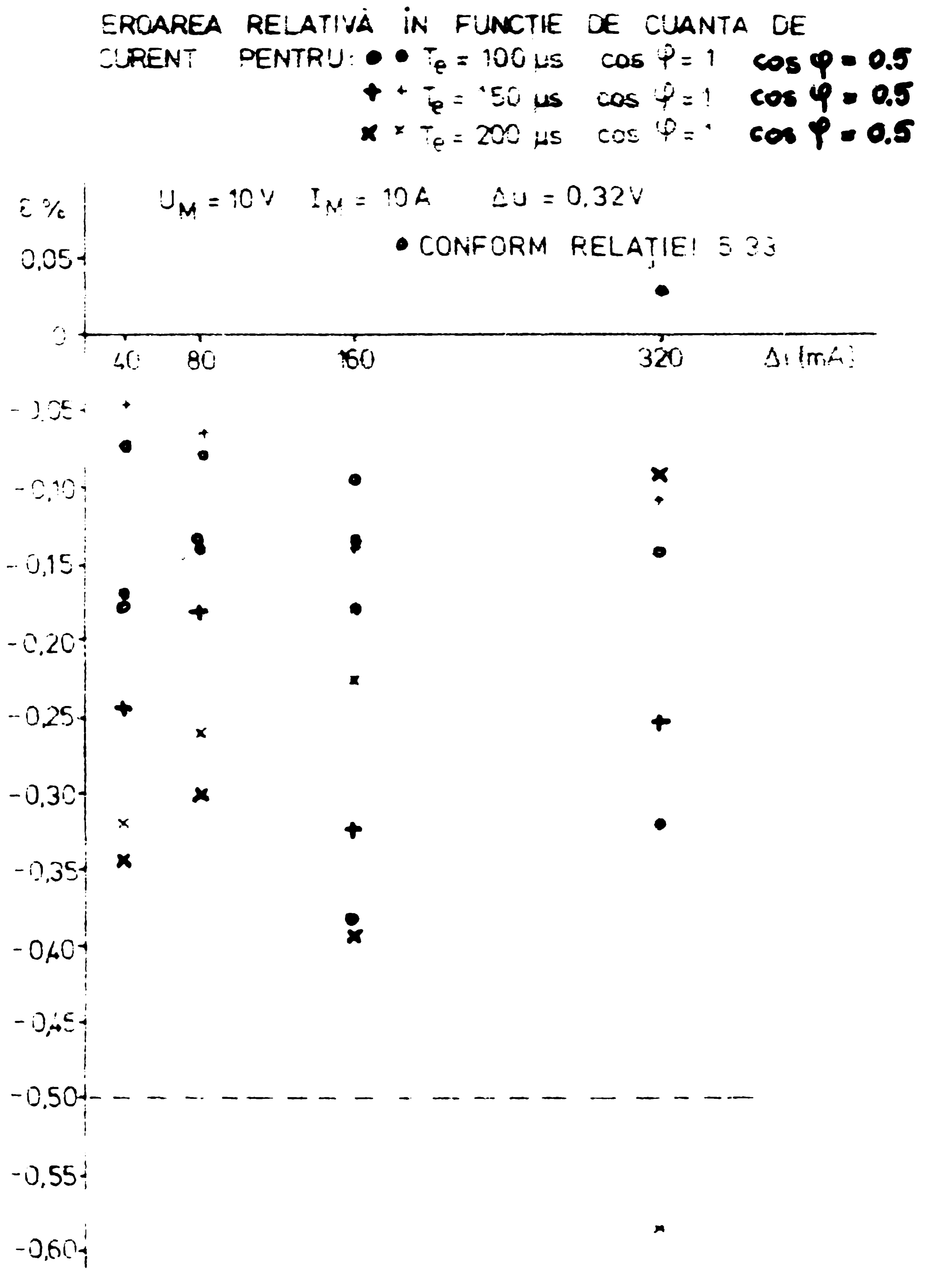


Fig.6.1

O eroare sub 0,05% se poate obține dacă cuanta de tensiune scade la 80 mV - graficul din figura 6.3.

Graficele din figurile 6.4, 6.5 și 6.6 indică o scădere a erorilor respectiv sub 0,025%, 0,015% și 0,004%. Cuantele de tensiune sînt de 40, 20 și 10 mV.

Pentru variația curentului pînă la 0,5% din curentul nominal, de 10 A, în cazul în care cuantele sînt de 20 mV și 10 mA, eroarea relativă la valoarea măsurată crește de la valori sub 0,01% pînă la 1,5% - graficul din figura 6.7 -, comportare caracteristică oricărui instrument sau aparat ce

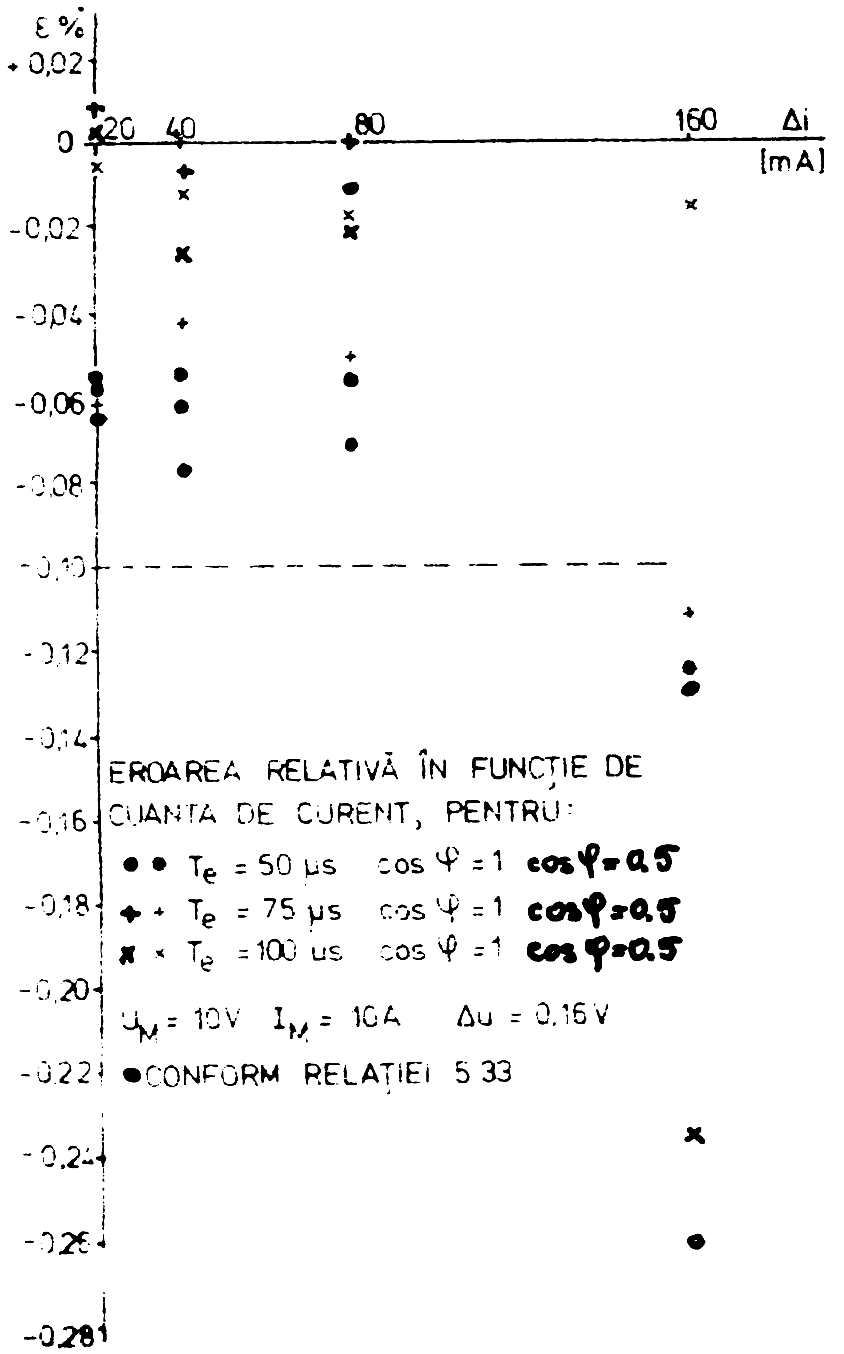
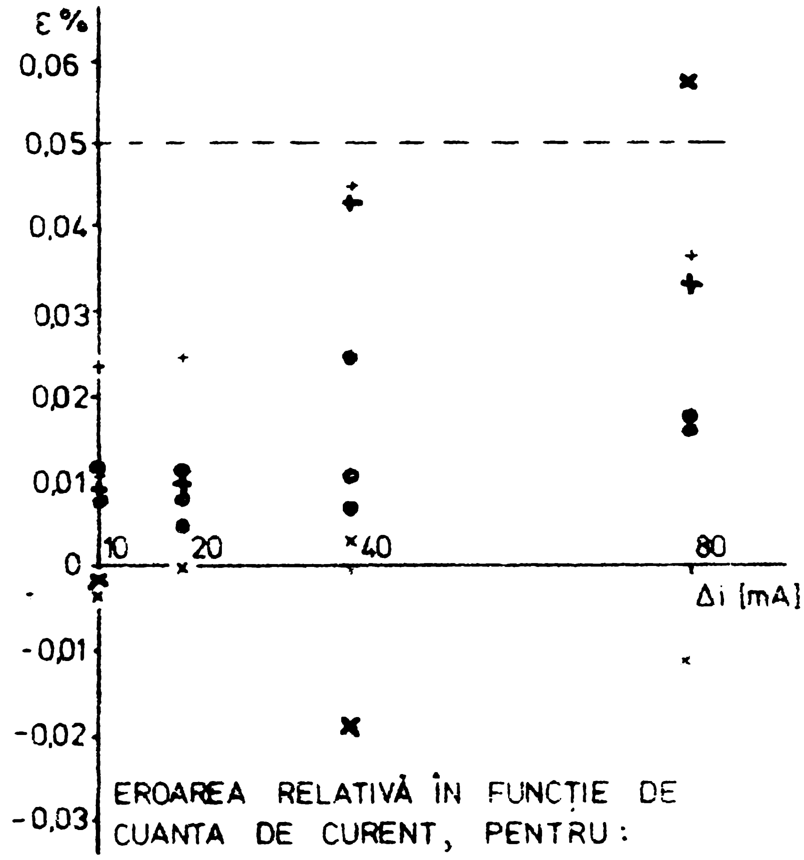


Fig.6.2

măsoară în prima porțiune a domeniului. Pînă la 2A (20% din I_{nom}) eroarea relativă rămîne sub 0,01%. Scăzînd cuanta de curent se poate atenua creșterea erorii în domeniul curenților mici.

In graficele din figurile 6.8 și 6.9 se poate urmări influența factorului de putere, cos φ, asupra erorii de măsurare, în regim sinusoidal. In figura 6.8 se prezintă cazul cuantizării grosiere iar în figura 6.9 cel al cuantizării fine. In ambele cazuri eroarea relativă la valoarea măsurată nu se



EROAREA RELATIVĂ ÎN FUNCȚIE DE CUANTA DE CURENT, PENTRU:

● • T_e = 25 μs cos φ=1 **cos φ = 0,5**

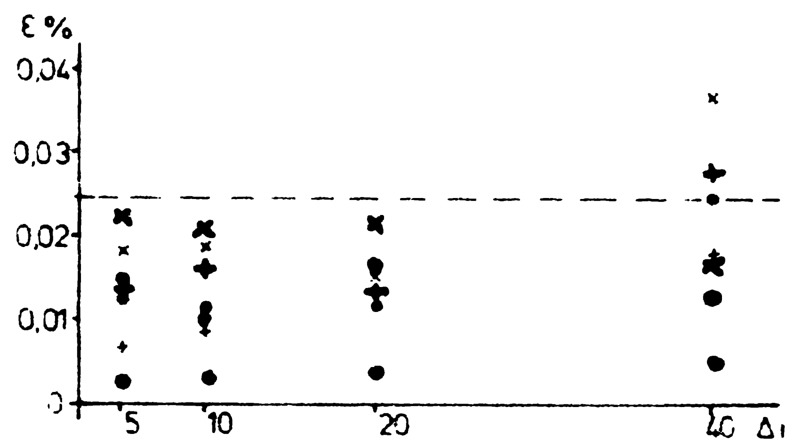
✚ + T_e = 37,037 μs cos φ = 1 **cos φ = 0,5**

✖ × T_e = 50 μs cos φ=1 **cos φ = 0,5**

U_M = 10 V I_M = 10 A Δu = 80 mV

● CONFORM RELAȚIEI 5.33

Fig. 6.3



EROAREA RELATIVA IN FUNCTIE DE CUANTA DE CURENT, PENTRU: [mA]

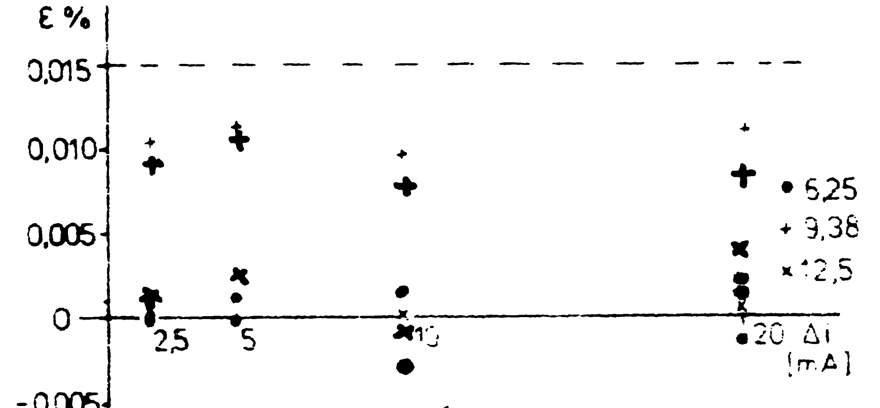
● • T_e = 12,5 μs cos φ = 1 **cos φ = 0,5**

✚ + T_e = 18,751 μs cos φ = 1 **cos φ = 0,5**

✖ × T_e = 25 μs cos φ = 1 **cos φ = 0,5**

● CONFORM RELAȚIEI 5.33

Fig. 6.4



EROAREA RELATIVĂ ÎN FUNCȚIE DE CUANTA DE CURENT, PENTRU :

● • T_e = 6,25 μs cos φ = 1 cos φ = 0.5

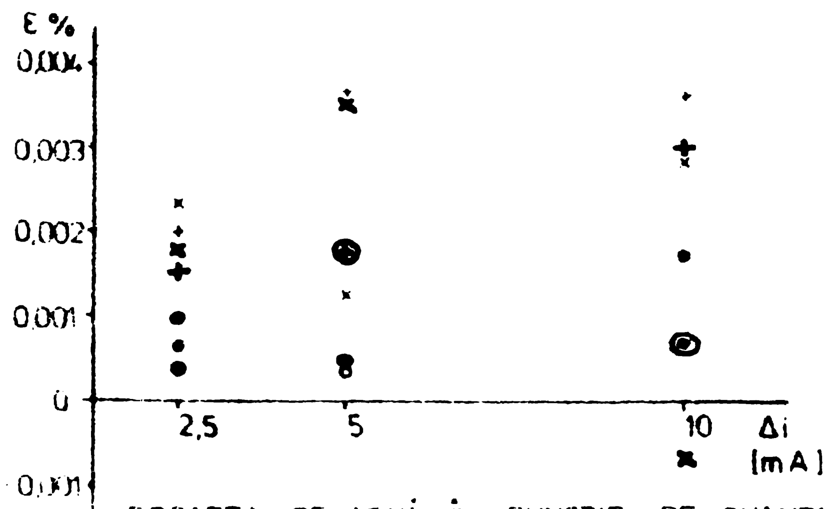
✚ + T_e = 9,38 μs cos φ = 1 cos φ = 0.5

✖ × T_e = 12,5 μs cos φ = 1 cos φ = 0.5

U_M = 10 V I_M = 10 A Δu = 20 mV

● CONFORM RELAȚIEI 5.33

Fig 6.5



EROAREA RELATIVĂ ÎN FUNCȚIE DE CUANTA DE CURENT, PENTRU :

● • T_e = 3,125 μs cos φ = 1 cos φ = 0.5

✚ + T_e = 4 μs cos φ = 1 cos φ = 0.5

✖ × T_e = 6,25 μs cos φ = 1 cos φ = 0.5

U_M = 10 V I_M 10 A Δu = 10 mV

● CONFORM RELAȚIEI 5.33

Fig. 6.6

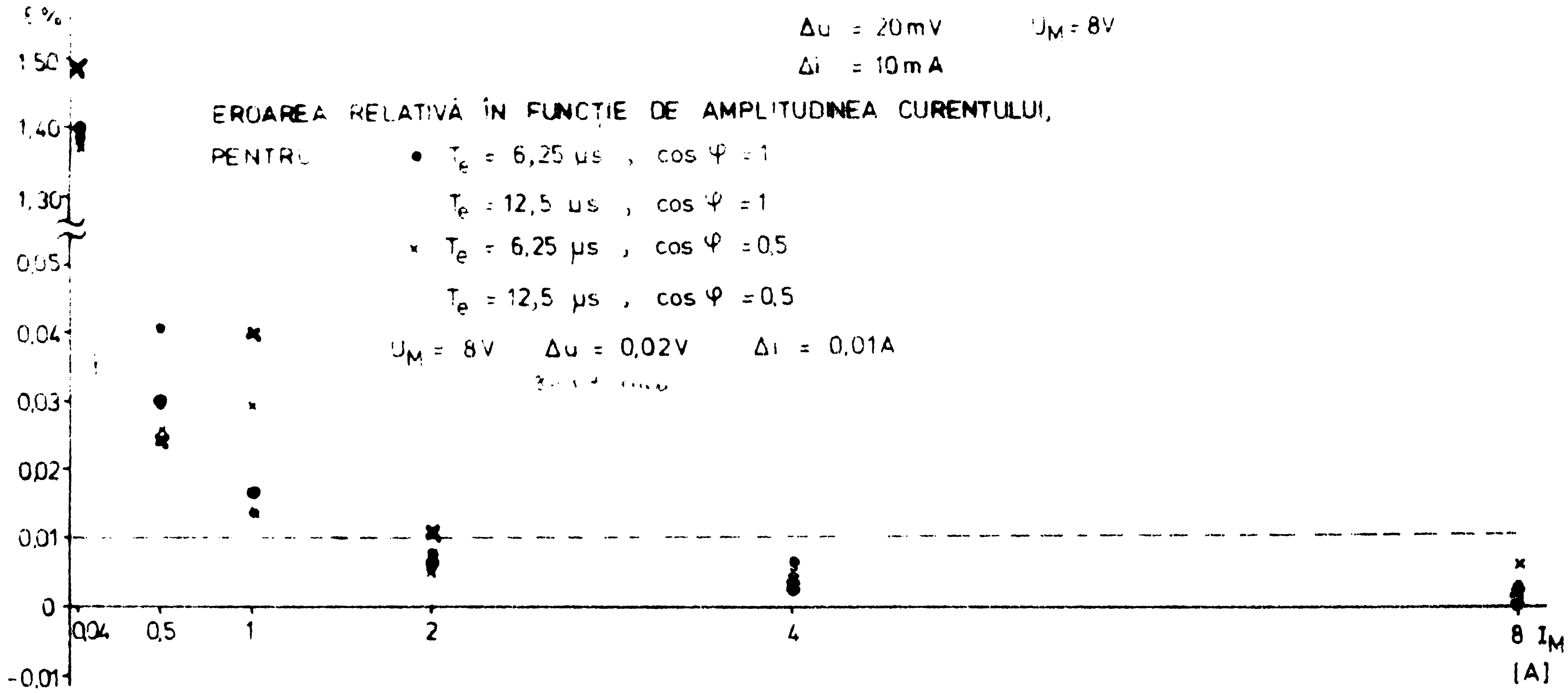

ε %
1,50
1,40
1,30
0,05
0,04
0,03
0,02
0,01
0
-0,01
0,04
0,5
1
2
4
8
I_M [A]
Δu = 20 mV
Δi = 10 mA
U_M = 8V
EROAREA RELATIVĂ ÎN FUNCȚIE DE AMPLITUDINEA CURENTULUI,
PENTRU
● T_e = 6,25 μs , cos φ = 1
T_e = 12,5 μs , cos φ = 1
× T_e = 6,25 μs , cos φ = 0,5
T_e = 12,5 μs , cos φ = 0,5
U_M = 8 V Δu = 0,02V Δi = 0,01A

Fig.6.7

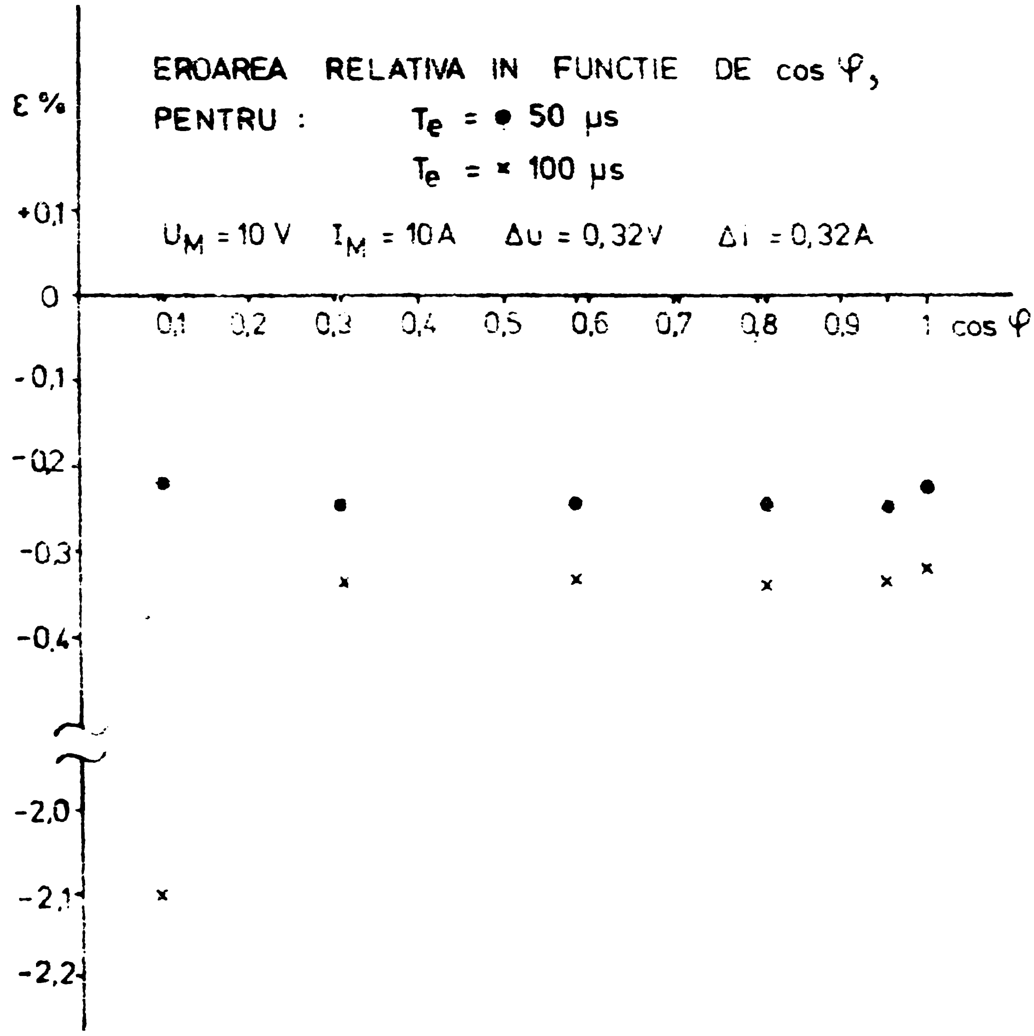

ε %
EROAREA RELATIVA IN FUNCTIE DE cos φ,
PENTRU : Te = ● 50 µs
Te = × 100 µs
UM = 10 V IM = 10 A Δu = 0,32 V Δi = 0,32 A
+0,1
0
-0,1
-0,2
-0,3
-0,4
-2,0
-2,1
-2,2
0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9 1 cos φ

Fig. 6.8

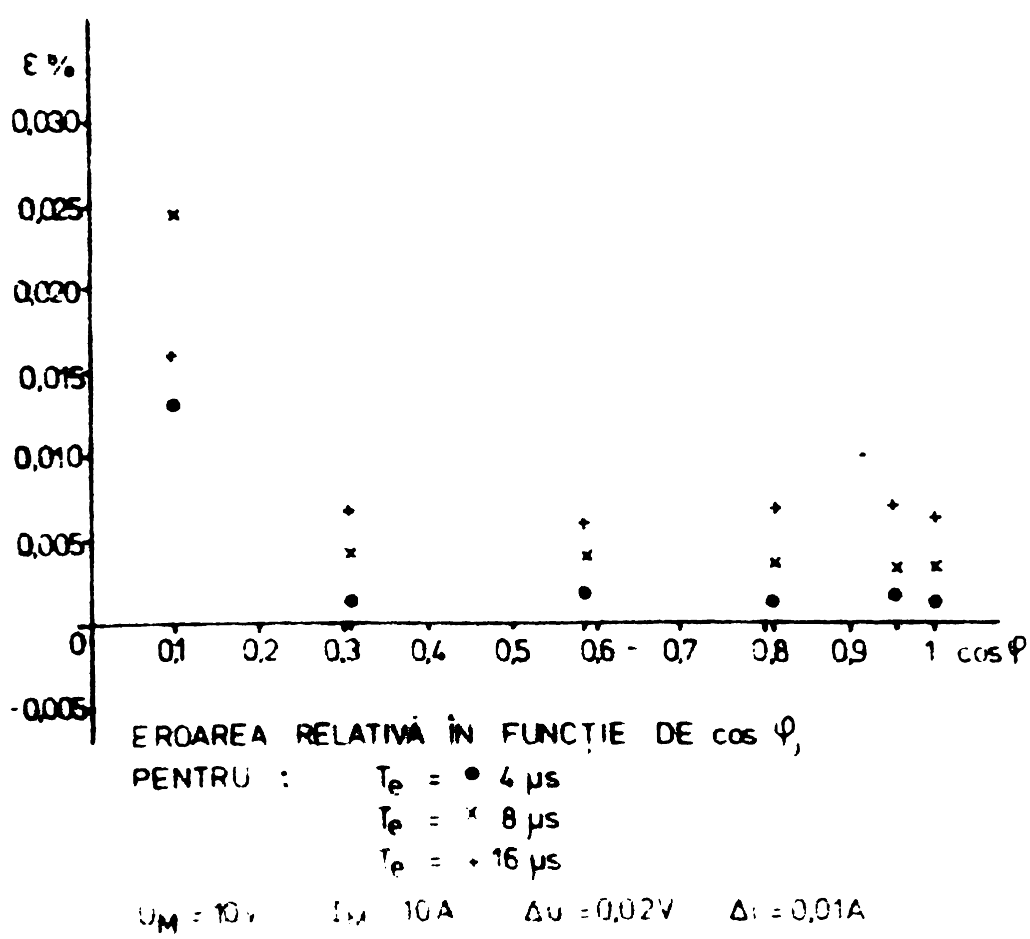

ε %
0,030
0,025
0,020
0,015
0,010
0,005
0
-0,005
0,1 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9 1 cos φ
EROAREA RELATIVĂ ÎN FUNCȚIE DE cos φ,
PENTRU : Te = ● 4 µs
Te = × 8 µs
Te = + 16 µs
UM = 10 V IM 10 A Δu = 0,02 V Δi = 0,01 A

Fig. 6.9

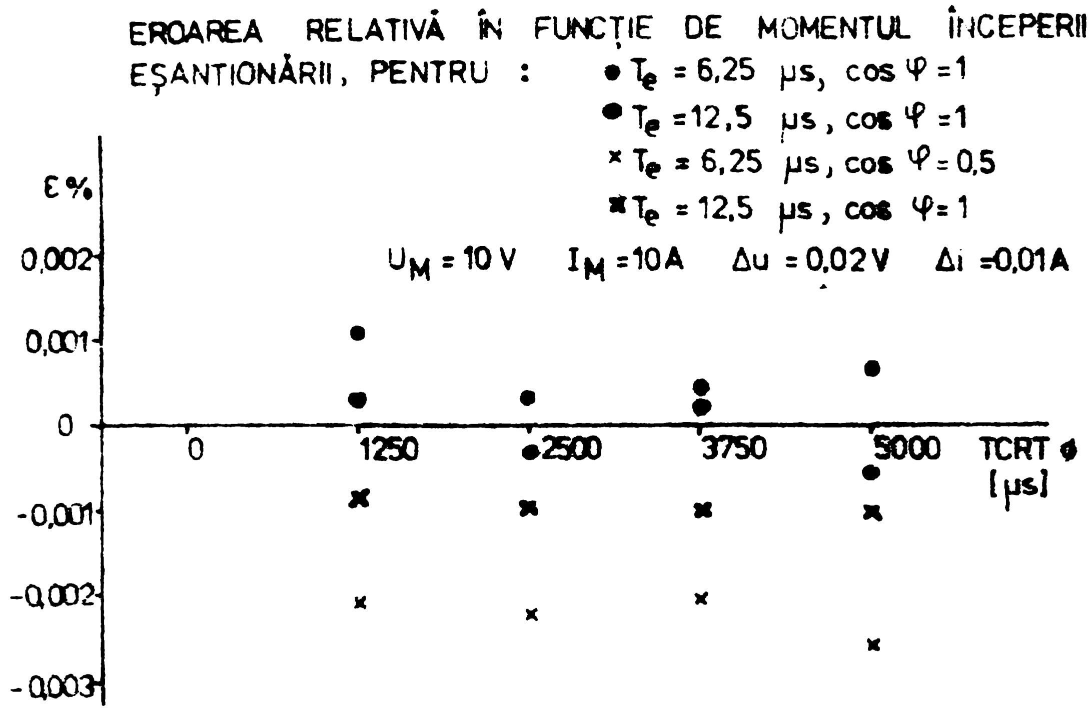

EROAREA RELATIVĂ ÎN FUNCȚIE DE MOMENTUL ÎNCEPERII EȘANTIONĂRII, PENTRU :
• Te = 6,25 μs, cos φ = 1
● Te = 12,5 μs, cos φ = 1
× Te = 6,25 μs, cos φ = 0,5
✖ Te = 12,5 μs, cos φ = 1
UM = 10 V IM = 10A Δu = 0,02 V Δi = 0,01A
ε %
0,002
0,001
0
-0,001
-0,002
-0,003
0
1250
2500
3750
5000
TCRT ø
[μs]

Fig. 6.10

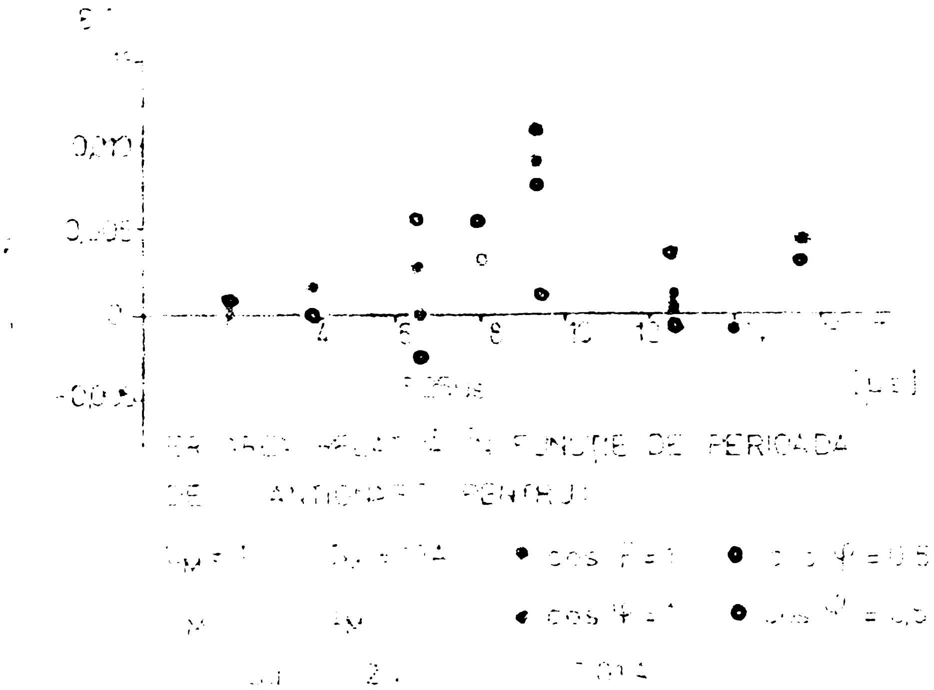


Fig.6.11

modifică practic decît pentru valori ale lui cos φ sub 0,3. Această comportare a aparatului îl face superior celor electronice cu multiplicare analogică precum și celor electromecanice la care [75], [78] creșterea erorii relative cu scăderea lui cos φ este mult mai pronunțată.

Momentul începerii eșantionării, nu are practic influență asupra erorii de măsurare - figura 6.10 , la frecvențe mari de eșantionare.

Influența perioadei de eșantionare asupra erorii relative de măsurare este reprezentată, pentru cazul unei cuantizări fine, în graficul din figura 6.11. In domeniul în care această perioadă poate varia, știut fiind că algoritmii propuși limitează superior perioada de eșantionare în funcție de mărimea cuantei de tensiune, influența este neglijabilă.

Apariția unor minime ale erorii de măsurare în raport cu frecvența de eșantionare, mai precis cu raportul între frecvența semnalului și cea de eșantionare nu este utilizabilă decît în cazul wattmetrelor. Aceste aparate prelevează un număr fix de eșantioane pe perioadă, menținînd constantă valoarea raportului f/f_e, chiar și atunci cînd f se modifică.

Acest lucru se realizează - capitolul 4 - prin sincronizarea generatorului de tact cu reţeaua.

In cazul contoarelor, frecvenţa de eşantionare şi deci şi perioada de eşantionare trebuie să fie constantă căci dă măsura timpului în care se determină energia. Cum frecvenţa reţelei, f, nu este constantă, raportul f/f_e este variabil şi deci nu se pot utiliza minimele erorii pentru aparatele de măsurat energia activă.

Simularea măsurării în prezenţa armonicelor s-a făcut pentru cazul prezentat în tabelul 6.1. Pentru o cuantizare grosieră cu Δu=0,32 V şi Δi=0,32 A, şi o perioadă de eşantionare de 100 μs, eroarea de măsurare relativă, indicată de simulare este de -0,332%. Cuantizînd fin tensiunea şi curentul cu Δu=0,02 V şi Δi=0,01 A se obţine, la T_e= 12 μs, o eroare de -0,0038%. Se poate deci trage concluzia că algoritmul permite măsurarea puterii şi a energiei cu o precizie bună chiar şi în prezenţa unor unde de tensiune şi curent puternic deformate.

Tabelul 6.1

Nr.armonicei	U_M [V]	$F_u(\psi_u)$ [rad]	I_M [A]	$F_i(\psi_i)$ [rad]
1	5	0	5	0,315
2	2	0	2,1	0,591
3	1,5	0	1,25	1,3
4	0,5	0	0,35	0,822
5	0,2	0	0,4	0,875
6	0,2	0	0,35	0,875
7	0,2	0	0,2	0,518
8	0,25	0	0,2	1,066
9	0,1	0	0,1	0,872
10	0,05	0	0,05	0,464

6.2. Reducerea erorii de măsurare la utilizarea contorului cu cuantizare grosieră în punct fix

In cazul unor măsurări în punct fix, precizia de menţinere a valorilor tensiunii şi curentului este fie ±0,1%, fie ±0,2% Dacă cuantizarea este grosieră, se pot menţine, în consecinţă, rapoartele $U_M/_{\Delta u}$ şi $I_M/_{\Delta i}$ în limite relativ restrînse.

Eroarea relativă dată de relaţia 5.33 devine, la $\cos\varphi > 0,3$, foarte mică, dacă $\left| U_M/_{\Delta u} - I_M/_{\Delta i} \right| \cong 0,25$. In graficul din figura 6.12 se prezintă dependenţa erorii relative de măsurare pentru o cuantizare grosieră, în funcție de U_M/Δ_u și I_M/Δ_i. Pentru valorile nominale $(U_M/\Delta_u)_{nom}$ = 31,268 și $(I_M/\Delta_i)_{nom}$ = = 30,981 eroarea relativă de măsurare scade sub +0,01%. In

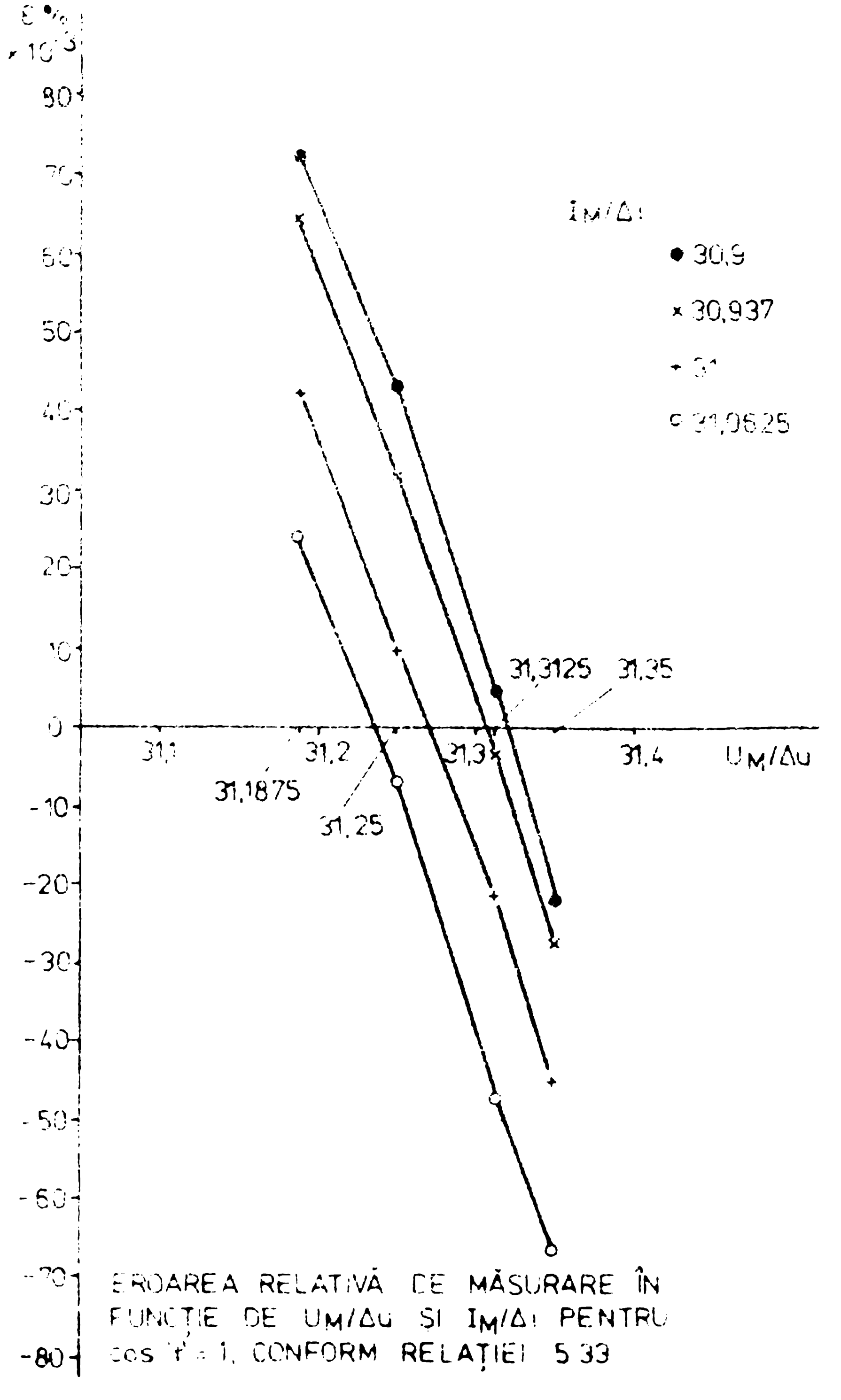


Fig.6.12

cazul unor variații de ±0,1% pentru tensiune și curent, rapoartele U_M/Δ_u și I_M/Δ_i variază tot cu ±0,1% . Erorile de măsurare cresc, conform graficului din figura 6.12 pînă la ± 0,04%.

Eroarea de măsurare atinge $\pm 0,075\%$ la o variaţie de $\pm$ 0,25% a tensiunii şi curentului, faţă de valorile nominale corespunzătoare punctului fix, de eroare neglijabilă.

Este demn de menţionat faptul că erorile relative indicate mai sus se obţin pentru o eroare relativă de cuantizare a tensiunii şi curentului de $\pm$ 0,8%.

6.3. Corectarea neliniarităţii caracteristicilor de transfer ale convertoarelor.

In vederea verificării posibilităţii de a aplica convertoarelor analog numerice o corecţie pentru diminuarea efectelor provocate de neliniaritate s-a simulat un aparat ce funcţionează după primul algoritm. Caracteristicile de transfer ale convertoarelor pentru tensiune şi curent sînt cele din figura 6.13, curbele a1 respectiv a2. Prelevînd 360 de eşantioane într-o perioadă din tensiunea şi curentul, sinusoidale, cu amplitudinile de 10 V respectiv 10 A se calculează prin simulare o putere activă de 50,27271 W, rezultînd o eroare de +0,545%, faţă de puterea activă de 50 W.

Corectînd caracteristica de transfer a celor două convertoare, în zonele în care eroarea de neliniaritate este mult mai mare decît o jumătate de cuantă, se obţin curbele b1 respectiv b2. Se poate vedea, în figura 6.13, că apar prin această corecţie omisiuni de cod, omisiuni ce nu au un efect însemnat căci ele afectează puţine eşantioane. Calculînd puterea în acest caz se obţine valoarea de 50,08043 W şi deci o eroare de numai + 0,161%, cam de 4 ori mai mică decît în cazul caracteristicilor necorectate.

Corectînd caracteristicile de transfer ale celor două convertoare cum se arată prin curbele c1 respectiv c2, se adaugă un bit în plus la cei 6 livraţi în mod normal de către convertoare. Ponderea acestui bit suplimentar este de o jumătate de cuantă şi permite o mai bună aproximare a caracteristicii reale de transfer. Simularea indică pentru acest ultim caz o valoare de 49,99154 W pentru putere, adică o eroare de numai -0,017%, cu un ordin de mărime inferioară situaţiei în care nu se procedează la corectare.

Evident, abilitatea de a corecta caracteristicile poate influența ordinul de mărime al erorii de măsurare. Oricum, există această posibilitate, nu prea costisitoare, de a reduce mărimea erorilor cauzate de neliniaritate.

Erorile de neliniaritate ale convertoarelor sînt după cum s-a arătat în capitolul 5, generatoare de erori, în măsurarea puterii și a energiei, mult mai însemnate decît cuantizarea ideală și eșantionarea. Reducerea erorilor cauzate de neliniaritate se poate face fie prin corecții de genul celei prezentate, fie prin utilizarea unor convertoare cu o cuantă redusă. Neliniaritatea este de maximum o cuantă (sau ± jumătate de cuantă în funcție de modul de aliniere) și este mică la convertoarele cu un număr mare de cifre binare (12÷16). Cum eroarea de cuantizare scade extrem de mult la 10÷12 cifre binare, este recomandabilă utilizarea unor convertoare cu un număr mare de cifre binare, dar folosirea ulterioară în calcul, numai a cifrelor mai semnificative, conform cu eroarea impusă.

Evident, aplicarea criteriilor rezultate în capitolul 5, privind modalitățile de împerechere a convertoarelor pot reduce, în plus, erorile cauzate de neliniarități.

6.4. Verificarea celui de-al doilea algoritm

Primul dintre algoritmii propuși este adecvat realizării unor aparate de măsurare de mare precizie. Al doilea algoritm conduce la o structură hardware mai redusă și în consecință la un preț de cost mai scăzut. In schimb precizia de măsurare este considerabil mai redusă. Verificarea s-a făcut prin simulare, ca și în cazul primului algoritm, cuantizîndu-se diferențele conform caracteristicii de transfer din figura 4.12. Pentru o cuantă de tensiune de 0,2 V și o cuantă de curent de 0,05 A, o perioadă de eșantionare de 265 μs se ajunge la o eroare de măsurare relativă de 3,35% în cazul $\cos\varphi = 1$ și 5,88% în cazul $\cos\varphi = 0{,}5$. Amplitudinile tensiunii și curentului sînt de 10 V respectiv 10 A.

Cuantizînd tensiunea cu $\Delta u = 0{,}025$ V și curentul cu $\Delta i = 0{,}025$ A, la o perioadă de eșantionare de 33,149 μs se obțin erorile de 1,35% în cazul $\cos\varphi = 1$ și 1,4% în cazul $\cos\varphi = 0{,}5$.

CAPITOLUL 7

MODEL EXPERIMENTAL DE CONTOR NUMERIC CU MULTIPLICARE NUMERICA LUCRIND CONFORM PRIMULUI ALGORITM PROPUS

In scopul verificării experimentale a primului algoritm propus în lucrare s-a realizat un model de contor. Structura acestuia corespunde, ca şi principiu, schemei din figura 4.4. In figura 7.1 se prezintă schema modelului experimental realizat.

7.1. Circuitele de eşantionare şi memorare. Convertoarele analog numerice.

Circuitele de eşantionare şi memorare sînt de fabricaţie Burr-Brown, de tipul SHM6o. In vederea obţinerii unei precizii de achiziţie cît mai bune, impulsul de eşantionare s-a calibrat în durată la 5 μs.

Ambele circuite EM sînt conectate ca neinvertoare pentru a asigura aparatului o impedanţă de intrare cît mai mare. Circuitul din calea de curent asigură o amplificare de lo. Convertoarele analog numerice AD571 ale firmei Analog-Devices livrează lo cifre binare, cu o cuantă de 9,766 mV. Durata unei conversii este în jur de 25 μs. Modelul experimental realizat utilizează în calea de curent numai 9 cifre binare, cele mai semnificative, deci o cuantă $\Delta i' =$ 19,532 mV. Din cele 9 cifre una indică semnul, iar 8 codul mărimii. In calea de tensiune se ignorează ultimii trei biţi, rezultînd o cuantă $\Delta u' =$ 78,128mV.

Declanşarea conversiei se face simultan prin poziţionarea cîte unui bistabil - circuitele 16 şi 21 - ce este repus de răspunsul DE al fiecărui convertor.

In vederea operării eşantioanelor de curent cuantizate este utilizat codul complement faţă de 2. Trecerea de la codul convertoarelor AD571 la codul complement faţă de 2 se face [7o] prin simpla inversare a cifrei semn furnizate.

Avînd în vedere $\Delta u' =$ o,o78128 şi admiţînd $(U_M)_{max} =$ = 4,8 V la intrarea convertorului, rezultă raportul maxim admisibil între perioada de eşantionare T_e şi perioada semnalului, T :

$$\frac{T_e}{T} \leqslant \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\Delta u'}{(U_M)_{max}} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{0,078028}{4,8} = 5,18 \cdot 10^{-3}$$

Pentru T = 20000 μs, această relaţie impune $T_e \leqslant 103\ \mu s$

7.2. Acumulatorul pentru curent AI. Scăzătorul de tensiune.

Modelul experimental permite lucrul cu T_e = 50 μs sau T_e = 100 μs. Acumulatorul pentru curent trebuie să efectueze însumarea unor coduri binare cu cîte 8 cifre în partea de mărime, numărul maxim al termenilor sumei fiind N = 400, corespunzător unei perioade de eşantionare de 50 μs. Valoarea maximă a sumei eşantioanelor de curent este (capitolul 4) :

$$(\sum NI)_{max} \leqslant \frac{N}{\pi} \cdot \frac{(I_M)_{max}}{\Delta i'} = \frac{400}{\pi} \cdot 2^8 = 126 \cdot 2^8 < 2^{15}$$

Prin urmare $n_{AI} - 1 = 15$. Sînt necesare 15 cifre binare în partea de mărime a acumulatorului AI şi o cifră semn, 16 în total. Insumarea eşantioanelor de curent se realizează cu sumatoarele CDB483E - circuitele 28 şi 29 împreună cu registrele tampon CDB473E - circuitele 34 ÷ 37 ; în prelungirea sumatorului propriuzis se utilizează, conform algoritmului prezentat în capitolul 4, două numărătoare binare sincrone reversibile, CDB4193 - circuitele 32 şi 33.

Acumulatorul pentru curent este sincronizat cu impulsul ce comandă şi scăzătorul de tensiune. Scăzătorul este realizat cu circuitul CDB483 - 18 - şi efectuează scăderea eşantioanelor succesive de tensiune, unul livrat de către convertor, celălalt memorat în RTU, CDB495E - circuitul 17.

7.3. Acumulatorul pentru energie AW.

Secţiunea AW_1 a acumulatorului pentru codul energiei este compusă din 4 circuite sumatoare-scăzătoare complete, tip SFC4181 - 55 ÷ 58 -. Natura operaţiei comandate sumatorului depinde de semnul sumei de curent şi de semnul diferenţei eşantioanelor de tensiune - tabelul 4.2. In calitate de registre tampon se folosesc circuitele CDB495E - capsulele 59 ÷ 62. Acestea memorează unul dintre operanzii ce urmează a se însuma. Al doilea operand, ce rezultă din suma aflată în AI, se aplică sumator-scăzătorului prin intermediul unui macaz realizat cu circuite de tip CDB4ooE, CDB4o8E, CDB42oE şi CDB41oHE - capsulele 39 ÷ 51. Astfel, dacă diferenţa eşantioanelor succesive de tensiune este 1, suma din AI se aplică rangurilor de acelaşi indice din sumator-scăzător. Dacă însă diferenţa este 2, ea se aplică deplasată cu un rang spre cele mai semnificative. In cazul în care diferenţa eşantioanelor de tensiune este nulă, se inhibă tactul de însumare în AW_1 şi deci nu se operează - corespunzător înmulţirii cu zero a sumei de curent.

Secţiunea AW_2 este compusă din 2 numărătoare zecimale sincrone reversibile, circuitele 63, 64 şi un divizor cu 16, circuitul 65. Monostabilul CDB4121E - 66 - declanşat de transportul generat în lanţul AW_2, în cazul în care cel mai semnificativ rang este la 1 logic, generează un impuls cu durata de 2oo ms ce acţionează un numărător mecanic, secţiunea AW_3 a acumulatorului de energie.

In acumulatorul AW se înregistrează un cod binar ce corespunde energiei $\bar{W}$ măsurate, factorul de scară fiind $T_e\cdot(k_u\Delta u')\cdot(k_i\cdot\Delta i')$. Constantele k_u şi k_i depind de cuantele $\Delta u'$ şi $\Delta i'$ ale convertoarelor de tensiune şi curent precum şi de divizorul de tensiune şi rezistenţa R_i, de măsurare a curentului. Capacitatea binară a sistemului AW_1 - AW_2 este $2^{16}\cdot 16oo = 1,6\cdot 6,5536\cdot 1o^7$ şi deci energia măsurată la înregistrarea unui impuls în AW_3 este :

$$(W_3)_{min} = T_e(k_u\Delta u')(k_i\Delta i')\cdot 6,5536\cdot 1,6\cdot 1o^7 = K$$

$$k_i = \frac{1}{R_i}\cdot\frac{R_1}{R_1+R_2} \qquad\qquad k_u = \frac{R_{u2}}{R_{u1}+R_{u2}}$$

Modelul realizat s-a verificat pentru $k_u = 1$, $R_i = 1\,\Omega$ $R_2/R_1 = 9,134$ rezultînd pentru contor constanta :

$$K = 5o\cdot 1o^{-6}\cdot 78\cdot 128\cdot 1o^{-3}\cdot\frac{1}{1o\cdot 134}\cdot 19,532\cdot 1o^{-3}\cdot$$

$$\cdot 6,5536\cdot 1,6\cdot 1o^7 = o,78948\ \frac{WS}{impuls}$$

Dacă se lucrează cu $T_e = 1oo\,\mu s$, constanta se dublează.

7.4. Dispozitivul de comandă.

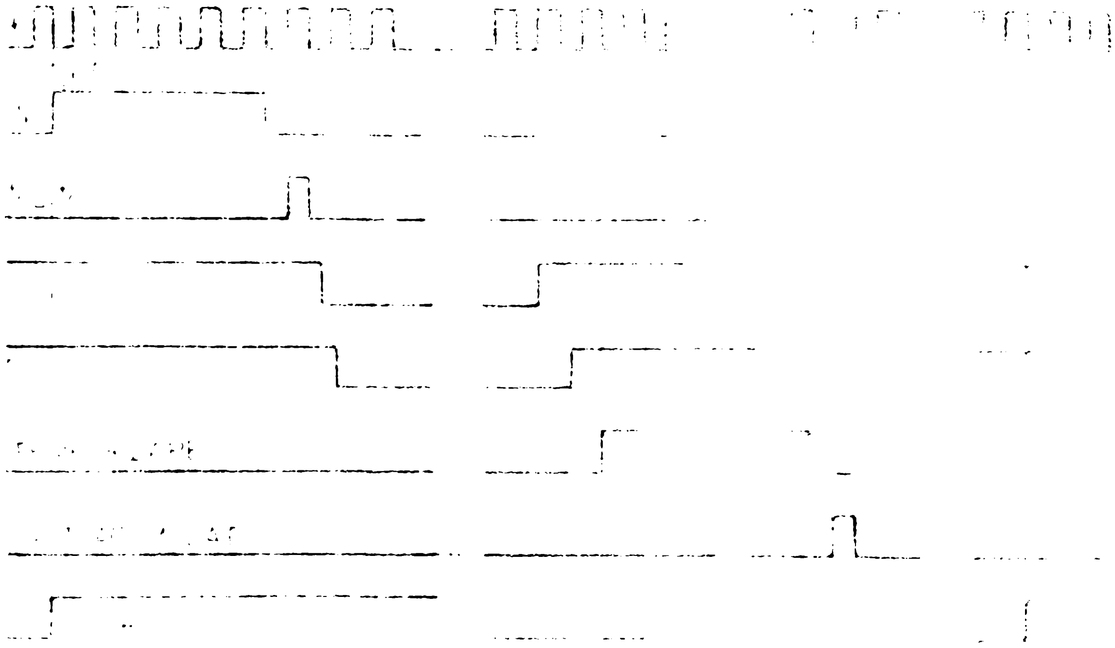
Dispozitivul de comandă generează secvenţa de funcţionare a contorului, plecînd de la un tact cu frecvenţa de 1 MHz. Acesta este generat de către un oscilator stabil, cu cuarţ.

Dispozitivul de comandă propriuzis se compune din 4 capsule CDB495E - 5, 6, 7 şi 8. Semnalul START înscrie un 1 în primul rang şi fiecare impuls de tact următor deplasează acest bit (singur) [108]. Cu impulsurile decalate în timp, obţinute la ieşirea circuitelor 495, 5 şi 6 se calibrează la 5 μs durata impulsului de eşantionare prin bascularea şi rebascularea bistabilului realizat cu capsule CDB400E - 11.

După 1,5 μs de la trecerea în starea de memorare se declanşează conversiile. Numai după încheierea conversiei, cînd ambele convertoare şi-au terminat activitatea, se redeclanşează, cu primul impuls de tact, secvenţa generatorului de comandă. După ≈ 6 μs, timp necesar propagării transporturilor şi formării sumelor în acumulatoare, se aplică acestora tactul.

Divizorul realizat cu circuitele CDB4192E - 9 - şi CDB490E - 10 - generează, pornind de la tactul de 1 MHz, după 50 sau 100 μs un nou impuls START, ceea ce determină reluarea eşantionării, conversiei, etc.

In figura 7.2 se prezintă secvenţa semnalelor de comandă.



7.5. Rezultate experimentale.

Contorul s-a realizat sub forma unui ansamblu de 7 plăci din tehnologia FELIX C256 (FCE-București) echipate cu circuite integrate. Interconectările s-au realizat prin cuple de 52 contacte.

Subansamblele contorului şi ansamblul său este cel prezentat în fotografii.

Alimentarea contorului s-a realizat de la o sursă sinusoidală stabilă (±o,o5%), măsurîndu-se, separat, tensiunea şi curentul, cu instrumente numerice de clasă o,o5 în alternativ, tip V533.

Timpul de măsurare a fost ales ca multiplu de 18oo sec, în vederea reducerii indeciziei de măsurare cauzate de neglijarea înregistrării din AW_1 - AW_2, înregistrare volatilă la căderea tensiunii.

Se poate calcula numărul ideal de impulsuri ce trebuiesc înregistrate în AW_3, pentru diferite regimuri de măsurare.

Astfel pentru valori efective ale tensiunii şi curentului de 3 V respectiv o,3 A, un timp de măsurare t= 18oo sec şi cos φ= 1, energia este de 3.o,3.18oo = 162o W.S. Numărul de impulsuri ce ar trebui înregistrat este N_i= 162o/o,73948 = = 2o51,98 ≅ 2o52.

Timpul de măsurare de 18oo sec se asigură prin utilizarea unui ceas cu cuarţ tip S32o2.olo fabricaţie RFT. Acesta livrează un semnal poartă avînd durata prescrisă, cu rezoluţia de 1 μs.

In vederea măsurării factorului de putere s-a utilizat un formator de impulsuri şi un frecvenţmetru numeric, asigurîndu-se o eroare de măsurare a valorii cos φ= o,5, de ±o,5%.

Cu aceleaşi circuite EM şi cu aceleaşi convertoare, cu acelaşi acumulator pentru energie, păstrînd constanta contorului, s-a implementat, adăugînd un multiplicator numeric, un contor ce funcţionează conform algoritmului clasic.

In tabelul 7.1 se prezintă sintetic, rezultatele experimentale. Cu N_{ma} s-a notat numărul de impulsuri înregistrat de contorul ce funcţionează conform algoritmului propus, cu N_{mc} numărul înregistrat de contorul ce funcţionează după algoritmul clasic, iar cu N_i numărul de impulsuri estimat prin calcul.

Se observă o bună concordanţă între măsurătorile efectuate prin implementarea primului algoritm propus şi măsurătorile efectuate prin implementarea algoritmului clasic, ceea ce probează valabilitatea sa.

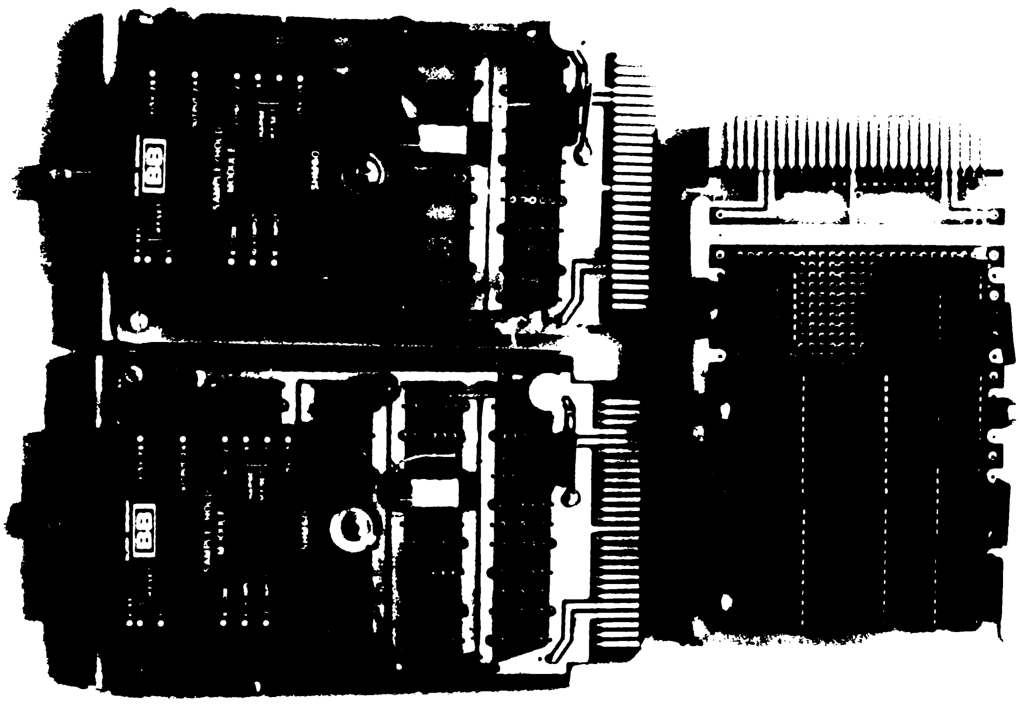


Fig.7.3 Circuitele de eşantionare şi memorare, convertoarele analog numerice şi acumulatorul de energie AV.

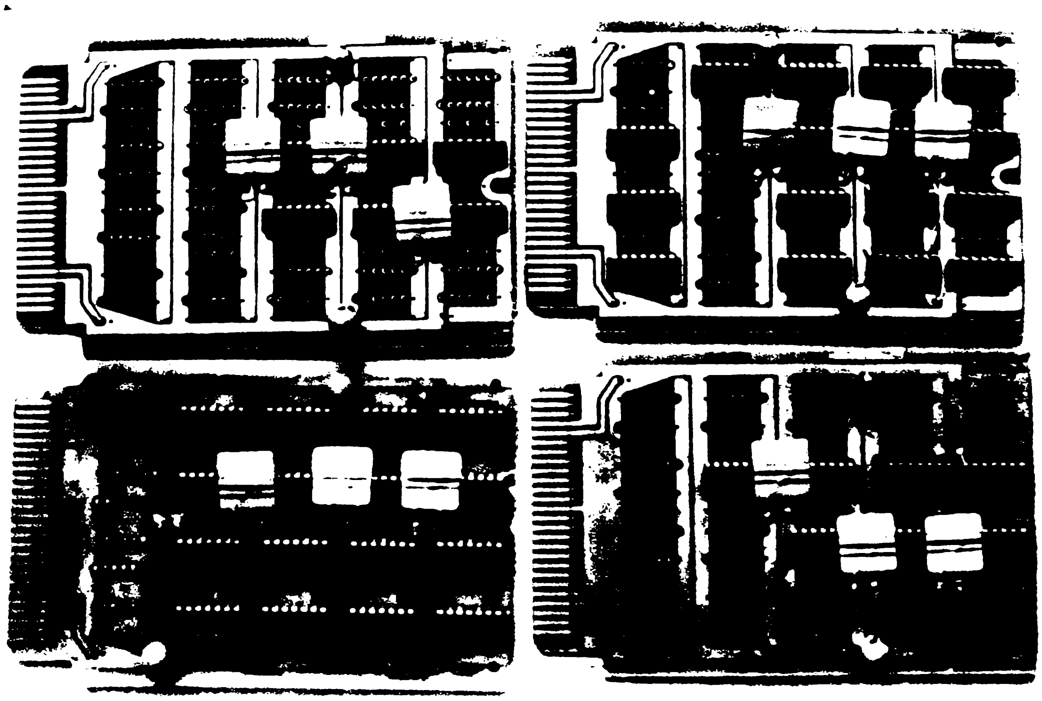


Fig.7.4 Acumulatorul de curent, scăzătorul de tensiune şi dispozitivul de comandă.

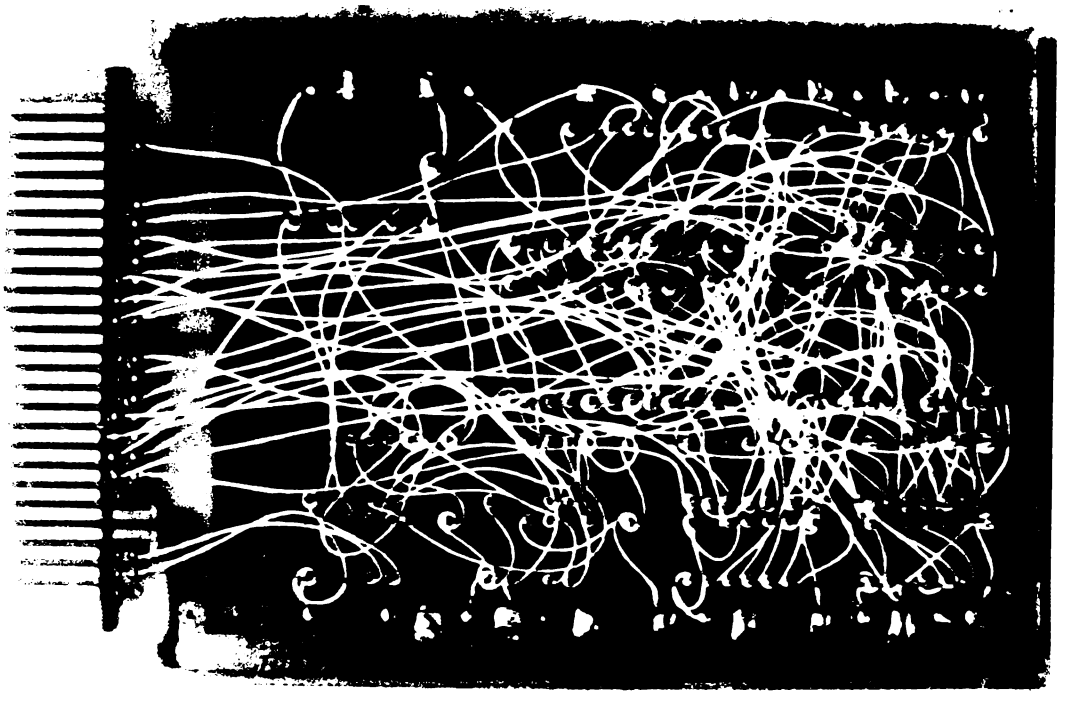


Fig.7.5 Cablajul acumulatorului de energie.

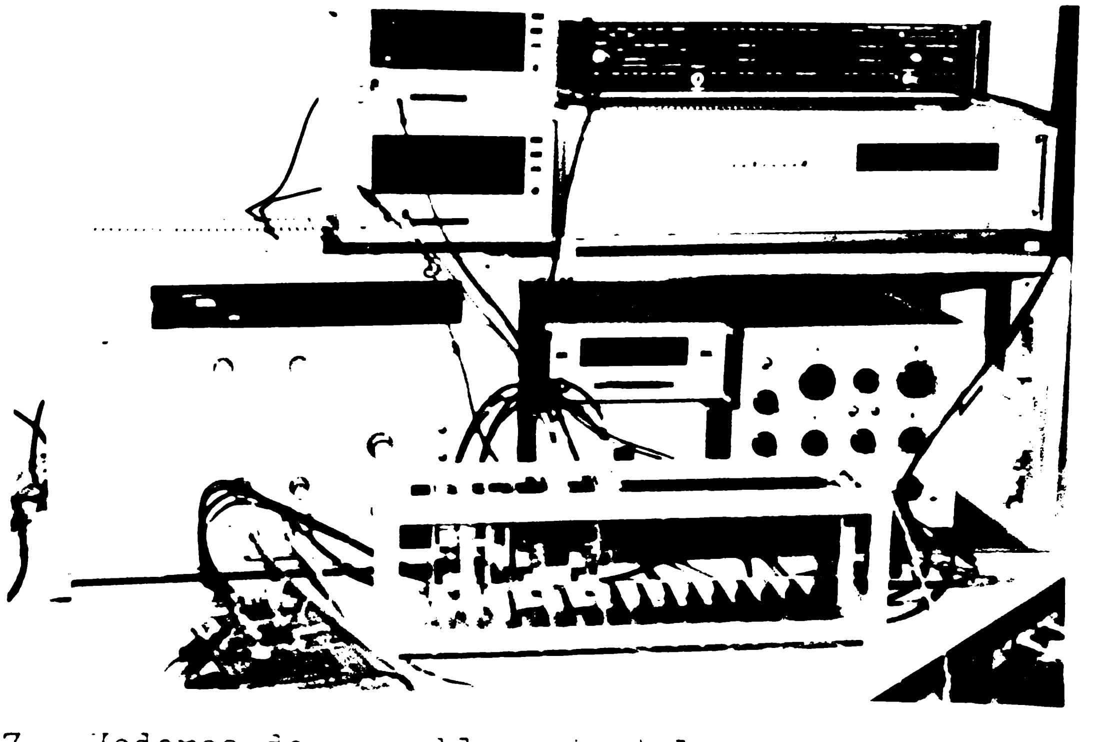


Fig.7.6 Vederea de ansamblu a instalației experimentale.

Tabelul 7.1

U [V]	I [mA]	cos φ	t / 1800	N_{ma}	N_i	$\Delta N = N_{ma} - N_{mi}$	$\frac{\Delta N}{N_i}$ %	Erori de măsurare N %	u %	i %	cos φ %	N_{me}
3	3oo	1	1	2o52	2o52	0	0	±0,05	±0,2	±0,2	~ 0	2o53
3	15o	1	2	2o52	2o52	0	0	±0,05	"	±0,35	~ 0	2o52
3	1oo	1	3	2o51	2o52	-1	-0,05	±0,05	"	±0,1	~ 0	2o51
3	3o	1	6	1226	1231,2	-5,2	-0,422	±0,08	"	±0,2	~ 0	1227
3	2o	1	6	816	820,8	-4,8	-0,585	±0,12	"	±0,3	~ 0	818
3	3	1	6	12o	123,12	-3,12	-2,534	±0,81	"	±1,5	~ 0	119
2,8	28o	1	1	1785	1737,52	-2,52	-0,141	±0,06	"	±0,2	~ 0	1786
2,8	15o	1	2	191o	1915,2	-5,2	-0,272	±0,052	"	±0,35	~ 0	19o9
2,8	1oo	1	3	19o8	1915,2	-7,2	-0,376	±0,052	"	±0,1	~ 0	19o8
2,8	3o	1	6	114o	1149,12	-9,12	-0,794	±0,087	"	±0,2	~ 0	1139
2,8	2o	1	6	76o	766,08	-6,08	-0,794	±0,13	"	±0,3	~ 0	762
2,8	3	1	6	11o	114,91	-4,91	-4,27	±0,87	"	±1,5	~ 0	1o9
3	3oo	0,5	1	1o22	1o26	-4	-0,39	±0,097	"	±0,2	±0,5	1o23
3	15o	0,5	2	1o2o	1o26	-6	-0,535	±0,097	"	±0,35	"	1o21
3	1oo	0,5	3	1o2o	1o26	-6	-0,585	±0,097	"	±0,1	"	1o18
3	3o	0,5	6	61o	615,6	-5,6	-0,909	±0,16	"	±0,2	"	6o8

3	20	0,5	6	406	410,4	-4,4	-1,07	±0,24	±0,2	±0,3	±0,5	407
3	3	0,5	6	52	61,56	-9,56	-15,53	±1,62	"	±1,5	"	52
2,8	280	0,5	1	890	893,76	-3,76	-0,421	±0,11	"	±0,2	"	
2,8	150	0,5	2	953	957,6	-4,6	-0,48	±0,1	"	±0,35	"	
2,8	100	0,5	3	952	957,6	-5,6	-0,585	±0,1	"	±0,1	"	
2,8	30	0,5	6	570	574,56	-4,56	-0,794	±0,17	"	±0,2	"	
2,8	20	0,5	6	378	383,04	-5,04	-1,32	±0,26	"	±0,3	"	
2,8	3	0,5	6	48	57,45	-9,45	-16,45	±1,74	"	±1,5	"	

BUPT

CAPITOLUL 8

CONCLUZII

Măsurarea puterii şi a energiei active în domenii largi de frecvenţă, de tensiune şi curent a impus construcţia unor aparate electronice. In decursul timpului, preţul de cost al aparaturii electronice a scăzut foarte mult încît aceasta a ajuns să concureze contoarele de inducţie de precizie. Ca urmare a rezultatelor spectaculoase ale integrării monolitice, pe scară medie şi largă, a devenit posibilă şi construcţia unor aparate de precizie scăzută dar la un preţ de cost mai redus decît al contoarelor similare de inducţie.

Dezvoltările tehnologice din ultimii ani, ajustarea reţelelor rezistive integrate cu fascicole laser, au dus la scăderea costului convertoarelor analog-numerice. Astfel, în 1979 un CAN de 10 cifre binare şi 25 μs timp de conversie a ajuns la 30$ în cantităţi mici şi probabil în anii următori preţul va scădea şi mai mult. Acest fapt permite, în viitor, realizarea unor tipuri de contoare sau wattmetre numerice, cu multiplicare numerică mai precise, la acelaşi preţ de cost, decît cele cu multiplicare analogică.

Prezenta lucrare studiază unele aspecte ale proiectării structurale şi ale construcţiei aparatelor numerice cu multiplicare numerică şi stabileşte expresii pentru calculul erorilor de cuantizare în măsurarea puterii şi a energiei. Lucrarea se înscrie astfel în domeniul prelucrărilor numerice ale semnalelor, studiind atît aspecte legate de implementarea hardware cît şi aspecte legate de optimizarea algoritmilor de lucru. Concluziile pot fi utile şi în alte domenii ca de exemplu în tehnica corelaţiei, filtrare numerică, analiză spectrală etc.

Contribuţiile autorului sînt următoarele:

1. Clasificarea şi analiza critică a diverselor structuri de wattmetre şi contoare electronice în vederea stabilirii unor limitări în ceea ce priveşte clasa de precizie obtenabilă. Criteriul de clasificare introdus este modul de implementare a operaţiei de multiplicare, operaţie esenţială în măsurarea puterii

şi a energiei active.

Analiza efectuată indică drept metode de măsurare de mare precizie a puterii şi a energiei, acelea care utilizează multiplicarea numerică, multiplicare practic lipsită de eroare.

2. Elaborarea a doi noi algoritmi pentru calculul puterii şi al energiei active. Algoritmii propuşi în lucrare ocolesc operaţia de înmulţire înlocuind-o prin două însumări. Sumatoarele se realizează sub formă integrată, la un preţ de cost mult mai redus decît multiplicatoarele numerice echivalente ca şi funcţie în algoritmii de măsurare. Realizarea secvenţei clasice de multiplicare, prin adunări şi deplasări repetate consumă mult timp necesitînd şi un dispozitiv de comandă cu o structură complicată. Ocolind multiplicarea numerică directă, algoritmii propuşi conduc la structuri hardware mai simple decît cele cunoscute din literatură.

Primul algoritm prelevează simultan eşantioane de tensiune şi curent efectuînd operaţia de cuantizare a acestor eşantioane. Se calculează diferenţele a două eşantioane succesive de tensiune şi sumele de curent; diferenţele eşantioanelor de tensiune se limitează la maximum două cuante şi ca atare operaţia de multiplicare se înlocuieşte printr-o însumare a unor sume de eşantioane de curent, eventual deplasate înainte de însumare. Algoritmul necesită, pentru implementare două convertoare A/N complete.

Al doilea algoritm prelevează simultan eşantioane de tensiune şi curent, dar, utilizînd două circuite de eşantionare şi memorare pentru tensiune, comandate succesiv, realizează direct diferenţa analogică a eşantioanelor de tensiune. Se cuantizează eşantioanele de curent şi se însumează; diferenţele eşantioanelor de tensiune se cuantizează cu un convertor analog numeric foarte simplu ce furnizează coduri ce sînt puteri ale lui 2. Se efectuează apoi însumarea sumelor eşantioanelor de curent ca şi în cazul primului algoritm.

Primul dintre algoritmi permite atingerea unor precizii de măsurare ridicate. Al doilea algoritm, necesitînd un singur convertor complet, pentru curent, conduce la structuri hardware mai simple şi mai ieftine; precizia de măsurare este însă considerabil mai scăzută.

Algoritmii de multiplicare propuşi pot fi aplicaţi în tehnica corelaţiei sau în filtrarea numerică.

3. Elaborarea unor noi structuri de wattmetre şi contoare pentru energia activă, ce realizează implementarea algoritmilor propuşi. Aceste structuri sînt integrabile, fie în tehnologie hibridă, fie în tehnologie monolitică. Aferente structurilor propuse se prezintă şi circuitele anexă şi anume: de sincronizare a generatorului de tact şi începere a măsurării, de acţionare a sistemelor mecanice de înregistrare - pentru care s-a elaborat un algoritm special -, de comutare automată a domeniilor conform valorii de vîrf a curentului, de sesizare a sensului de circulaţie a energiei pentru contoare cu două sensuri.

4. Stabilirea unei strategii pentru dimensionarea atît a aparatelor cu multiplicare numerică, clasică cît şi a celor propuse, privind alegerea cuantelor de tensiune şi curent, a frecvenţei de eşantionare, a lungimii acumulatoarelor pentru curent şi energie sau putere. In vederea operării unor numere cu semn, întregi şi de semnificaţie redusă în raport cu sumele calculate a fost elaborat un algoritm adecvat.

5. Stabilirea unei relaţii pentru eroarea de cuantizare a puterii şi a energiei. Relaţia calculează medii statistice ale erorilor de măsurare şi a fost verificată prin comparare cu rezultatele simulării primului algoritm, rezultate prezentate în capitolul 6. Relaţia de calcul stabilită a permis evidenţierea unor rapoarte favorabile între amplitudinile semnalelor ce se cuantizează şi cuanta corespunzătoare. Menţinînd aceste rapoarte în limite normale la măsurări în punct fix, energia activă se poate măsura cu precizii foarte bune chiar şi la cuantizări grosiere ale tensiunii şi curentului.

După cum se arată în capitolul 6, cuantizînd tensiunea şi curentul cu cîte 6 cifre binare, dintre care una pentru semn şi 5 pentru mărime şi menţinînd rapoartele $U_M/\Delta u$ şi $I_M/\Delta i$ la 31,268 şi respectiv 30,981 cu o precizie de $\pm$0,1% rezultă o eroare de determinare a puterii sau a energiei active de $\pm$ 0,04% Dacă rapoartele de mai sus se menţin cu $\pm$ 0,25% , eroarea de măsurare ajunge la $\pm$ 0,075% . Aceste rezultate se pot obţine pentru o reprezentare a tensiunii şi curentului cu o eroare de cuantizare de $\pm$ 0,8%.

Se poate deci realiza un aparat precis, destinat măsurării în punct fix, cu un minim de componente, la un preţ de cost scăzut.

Pe baza unor date, publicate în literatura de specialitate, s-a realizat, în capitolul 5, şi un studiu sistematic al erorilor cauzate de eşantionare, de neconcordanţa momentelor de prelevare a eşantioanelor de tensiune şi curent, aplicîndu-se algoritmilor propuşi concluziile studiului.

Se arată, pe baza determinării expresiei analitice a erorii de măsurare a puterii cauzate de desincronismul între frecvenţa de eşantionare şi a N-a armonică a semnalului, necesitatea realizării acestui sincronism. O concluzie similară este citată în literatură [24] dar este obţinută prin simulare.

Studiind influenţa neconcordanţei momentelor de prelevare a eşantioanelor de tensiune şi curent se arată că ceea ce este demn de luat în seamă este componenta ei sistematică. Aceasta revine la a aprecia eroarea suplimentară de unghi cauzată de diferenţa valorilor medii ale aperturii circuitelor de eşantionare şi memorare. Variaţiile statistice ale diferenţei dau erori de ordinul a 10^{-5}% deci neglijabile.

6. Elaborarea unui studiu privind influenţa neliniarităţilor caracteristicilor de transfer ale convertoarelor analog-numerice asupra erorilor de măsurare a puterii şi a energiei active. Pe baza unor aproximări, acceptabile pentru tipurile de neliniarităţi citate în literatura privind convertoarele analog numerice, se stabilesc relaţii cantitative ce relevează majora influenţă a neliniarităţilor asupra erorilor de măsurare.

După cum se arată în capitolul 5, pentru convertoare de 11 cifre binare dintre care una de semn, convertoare afectate de neliniaritate de maximum 1 bit, eroarea datorată neliniarităţilor are ca limită superioară valori de ordinul a 10^{-2} %. In cazul aceloraşi convertoare, dar fără erori de neliniaritate, simularea şi calculul indică erori de cuantizare de ordinul a 10^{-3}%.

In situaţia unei necorespunzătoare alinieri a convertoarelor reale, eroarea datorată neliniarităţilor poate ajunge chiar la ordinul 10^{-1} %, deci de 100 de ori mai mare decît în cazul unor convertoare ideale.

Tot ca o concluzie a studiului, se stabilesc criterii de aliniere a caracteristicilor de transfer ale convertoarelor reale şi de împerechere a convertoarelor canalului de tensiune şi curent. Se arată că alinierea la capete, deşi duce la erori de măsurare în punct mai mari, este favorabilă în contoare sau wattmetre decît alinierea într-un capăt şi 70% din domeniu. Respectînd condiţiile de împerechere deduse, erorile datorate neliniarităţilor scad cu 1 sau chiar 2 ordine de mărime, ajungînd comparabile cu erorile de cuantizare.

In vederea reducerii erorilor cauzate de neliniarităţi se propune o modalitate de corecţie numerică a rezultatului conversiei cu, sau fără, adăugarea unui bit suplimentar cu ponderea de jumătate de cuantă. Verificarea posibilităţii de a realiza corecţia s-a făcut prin simularea unui contor de măsurare în punct fix lucrînd conform primului algoritm propus. Eroarea scade, de la + 0,545% corespunzător caracteristicilor necorectate, la +0,161% corespunzător corectării fără modificarea numărului de cifre. Dacă se efectuează o corecţie prin adăugarea unui bit suplimentar, eroarea scade la -0,017% deci cu un ordin de mărime.

In plus, autorul ajunge la concluzia necesităţii utilizării unor convertoare cu rezoluţie mare - cuantă mică - doar pentru reducerea erorilor cauzate de neliniaritate, fără însă a fi necesară prelucrarea ulterioară, prin calcul, decît a celor mai semnificative cifre, corespunzător erorii de cuantizare admise, neglijîndu-se rangurile inferioare. Această concluzie permite reducerea costului echipamentului de prelucrare numerică.

7. Elaborarea unor programe pentru calculator numeric, scrise în limbajul FORTRAN, pentru analiza asistată a comportării celor două tipuri de contoare sau wattmetre rezultate din algoritmii propuşi.

In urma simulărilor efectuate, presupunînd caracteristicile de transfer ale convertoarelor lipsite de erori de neliniaritate, s-a găsit pentru primul algoritm o eroare de măsurare de 0,5% pentru cîte 6 cifre binare (una pentru semn), 0,25% pentru cîte 8 cifre binare, ajungîndu-se la 0,005% pentru cîte 11 cifre binare. Erorile datorate neliniarităţilor depăşesc erorile de cuantizare ce se obţin pentru 11 şi 12 cifre binare. Ca atare este recomandabilă utilizarea unor convertoare cu 12÷14 cifre şi reţinerea pentru calcul a 8÷10 cifre semnifieative. Reţinînd lo cifre pentru tensiune şi 11 pentru curent (din motive de sensibilitate) se poate realiza un contor cu erori de ordinul a lo^{-2}% în domenii de curent pînă la lo% din valoarea sa nominală.

Dependenţa erorii de factorul de putere este neglijabilă, ea apărînd abea sub cos φ =o,3.

Simularea celui de-al doilea algoritm a indicat erori de ordinul procentelor pentru cuantizări grosiere ale diferenţei eşantioanelor de tensiune şi pentru prelevarea a numai 75 eşantioane într-o perioadă.

8. Realizarea unui model experimental de contor numeric, lucrînd pe baza primului algoritm ce cuantizează curentul cu 9 cifre binare şi tensiunea cu 7 cifre binare. Funcţionarea corectă a contorului realizat a fost verificată.

Lucrarea atestă posibilitatea atingerii unor erori de măsurare de ordinul a lo^{-3}%, dacă se efectuează corecţiile de neliniaritate prin comparaţie cu convertoare standard - de 18 bit la ora actuală [1o9] - şi se preluerează un număr de 11-12 cifre binare. Strategiile de măsurare, privind interschimbarea canalelor de curent şi tensiune, corecţiile prin calcul impuse de derivă şi amplificare, devin inevitabile.

x

x x

Lucrarea represintă rezultatul activităţii desfăşurate sub îndrumarea atentă şi plină de înţelegere a tovarăşului profesor dr.ing.Eugen Pop. Autorul îi rămîne profund îndatorat pentru sfaturile şi îndrumările primite în întreaga perioadă de pregătire a doctoratului.

Deosebite mulţumiri aduce autorul tovarăşului dr.ing. Emil Petriu pentru îndelungile discuţii şi sfaturi, pentru sprijinul acordat în momentele grele.

Pe această cale autorul mulţumeşte tovarăşului conf.dr. ing.Vasile Stoica şi asist.ing.Dorina Petriu pentru sugestiile şi sprijinul moral.

B i b l i o g r a f i e

1 Penescu C. Digital Measurement of Active and Reactive Power. IEEE.Trans.on Power Apparatus and Syst.July 1965.

2 M.Gorelicov, I.Klistorin, M.Sobstel Wattmetru numeric.Referativnîi Jurnal 1968 seria Metrologie şi tehnica măsurării, referat Nr.1,32,1392.

3 Ph.Allen, W.Parrish A Wide Range Voltage-Controlled Oscillator IEEE Trans on Instr.and Meas. IM24 No.3 Sept.1975,p.255-261.

4 C.Moullard Amplificateurs et mesures différentielles Electr.Ind. 1/1975,p.61-66.

5 G.Dietrich, K.Hanauer Preiswerter und genauer Analog Multiplitierer Elektronik 8/1971 p 265-268.

6 W.D.Schleifer Dioden funktronsgeber für empirische Functionen unter Verwendung Von Operationsverstärkern. Internationale Elektronische Rundschau No.11/1967 p 279-280.

7 P.N.Budzilovich Electrical Noise: Its Nature,Causes, Solutions.Control Engineering Vol.16 May 1969 p.74 - 78.

8 V.Tietze Analogmultiplizierer mit Stromverteilungssteuerung. Elektronik 6/1971 p 189-192.

9 G.Pretzl Schnelle Analog Digital Umsetzer. Verfahren und Produkte Elektronik 12/1976 p 36 - 42.

10 E.Pop, E.Petriu Asupra reprezentării probabilistice a mărimilor în aparatura de măsurat. Metrologia aplicată No.4/1977 p 138 - 164.

11 E.Petriu, D.Petriu Estimarea funcţiei de corelaţie a semnalelor cuantizate în baza 2. Buletinul ştiinţific şi tehnic al IPTVT 1/1978.

12 H.Köhler — Ein Analog Digital Umsetzer für Messwerterfassung Elektronik 3/1971 p 89-92.

13 x x x — Codes für Analog/Digital und Digital/Analog-Umsetzer Elektronik 12/1975 p 87-90.

14 G.Widrow — A study of Rough Amplitude Quantization by Mecans of Nyquist Sampling Theory. IRE Trans. on Circuit Theory CT3,4,1956 Dec p 266-276.

15 A.Gersho, D.J.Goodman — A Training Mode Adaptive Quantizer IEEE Trans on Inf Theory IT-20 No 6 Nov. 1974 p 746-749.

16 Watts — A General Theory of Amplitude Quantization with applications to correlation Determination. The IEE.Monograph No 481M,Nov.1961.

17 L.I.Bluestein — Asymtotically Optimum Quantizers and Optimum Analog to Digital Converters for Continueous Signals. IEEE Trans.on Inf. Theory p 242-246.

18 R.Kramer — Effects of Quantization on Feedback Systems with Stochastic Inputs p 292-305.

19 I.Nafornită, E.Petriu — Cuantizor logaritmic. Buletinul ştiinţific şi tehnic al IPTVT 2/1978 (acceptat pentru publicare)

20 C.Golovanov — Contribuţii la studiul influenţei armonicelor de tensiune şi curent asupra funcţionării aparatelor electrice de măsurăt. Teză de doctorat. Buc. 1974.

21 x x x — Recomandări ale Comisiei Internaţionale de electrotehnică privind contoarele de clasă 0,2 - Geneva 1975.

22 R.Bergeest, R.Friedl, P.Seyfried — High precision electronic measuring equipment for electrical power and energy Mesucora 1970.

23 R.Friedl, W.Lange, P.Seyfried — Electronic Three-Phase Four Wire Power Frequency Convertor With HighAccurocy Ower a Wide Range of Use IEEE Trans. on Instr.and Meas.IM 20 No 4 Nov 1971 p 308-312

24 R.S.Turgel — Digital Wattmeter Using a Sampling Method IEEE Trans.on Instr.and Meas.IM-23 Dec.1974 p 337-341.

25 A.Spälti — Classes de précision des compteurs et niveaux de puissance Revue Landis Gyr 19(1972)1 p 5-8.

26 H.Vonaburg, J.H.de Vries — Compteur électronique de haute precision Revue Landis Gyr 19(1972) p 9-16.

27 F.Tschapper — Utilisation d'un compteur électronique de precision comme compteur étalon Revue Landis Gyr 19(1972) p 17-20.

28 G.Sacerdoti, M.Scagliotti, E.Zappitelli, N.Crema — A Standard Digital Energy Meter for measurements in sigle-phase Circuits and of Active and Reactive Energy in Symmetrical Three-Phase Circuits. Alta Frequenza No.11 Novembre 1966 p 889-898.

29 H.Laumann, J.Petr — Compteur de précision de la clase 0,5 avec système de mesure statique - Revue Landis Gyr 21(1974)4 p 48-54.

30 H.Frey — Le traitement automatique dans le domaine du télécomptage - Revue Landis Gyr 21(1974)4 p 61-66.

31 K.J.Lentner — A Current Comparator System to Etablish the Unit of Electrical Energy at 60 Hz. IEEE Trans.on Instr.and Meas.IM-23 No 4 Dec.1974 p 334-336.

32 W.J.Moore — A Technique for Calibrating Power Frequency Wattmeters at very Low Power Factors. IEEE Trans On Instr.and Meas IM-23 No 4 Dec 1974 p 318-322.

33 G.Schuster — A High-Resolution Electrodynamic AC-to DC Power Trans.Instrument IEEE Trans on Instr. and Meas IM-23 No 4,Dec.1974 p.330-333.

BUPT

34 H.Gerner — Electronic Method With Direct Time Encoding for Precision Measurement of Electric Power Over a Wide Range of Frequency. IEEE Trans on Instr.and Meas. IM-21 No 4 Nov.1972 p 350-353.

35 L.Marzetta — An Evaluation of the Three-Voltameter Method for AC Power Measurement IEEE Trans.o on Instr.and Meas.IM-21 No 4 Nov.1972 p 353-357.

36 I.S.Antoniu, M.Leon — Metodă şi model electronic de reprezentare operaţională şi analiză a puterilor în regim deformant AMC 22 p 199-210.

37 I.S.Antoniu, M.Leon, R.Ruduce — P.Q.D.-metru aparat pentru măsurarea puterilor şi energiilor active reactive şi deformante într-un regim ener

38 S.Ishibashi, Y.Nitta — Power - and RMS Voltage to DC Voltage and Pulse Frequency Conversion IMEKO-IV Warszawa 3-8 VII 1967.

39 x x x — Watt-hour meters in Japan to go Electronic. Electronics - 8 ian.1976 No 1 p 5E.

40 B.Oneil — A Precision Four Quadrant Multiplier. Electronics 1/1972.

41 T.Mureşan, T.Virgil, Al.Vonica — Circuite electronice pentru comanda modificatoarelor de viteză. Dispozitivul de înmulţire şi modulare în durată.Contract de cercetare IPTVT - Beneficiar MICM 1977.

42 T.Mureşan, I.Hoffmann — Dispozitiv de înmulţire cu impulsuri. Academia RSR - Comisia de automatizare. Sesiune de comunicări ştiinţifice în domeniul automatizării oct.1967 p 197-202.

43 E.J.Moore — A Current Comparator Bridge for Power Measurement IEEE Trans.on Instr.and Meas. Vol.IM-25 No.4 Dec.1976 p.550-553.

44 L.G.Cox, N.L.Kusters — A Differential Thermal Wattmeter for the AC/DC Transfer of Power IEEE Trans on Instr. and Meas Vol.IM-25 No 4 Dec. 1976 p 553-557.

45 D.Milicević, B.M.Stojanović — A New Electronic Method for Electric Energy Measurement. IEEE Trans on Instr. and Meas Vol.IM-24 No 4 Dec.1975 p.356-361.

46 M.Tomota, T.Sugiyama, K.Yamaguchi — Am Electronic Multiplier for Accurate Power Measurements. IEEE Trans on Instr. and Meas Vol IM-17 No 4 Dec.1968 p 245-251.

47 E.Pop — O generalizare a teoremei eşantionării. Buletinul ştiinţific şi tehnic al IPTVT seria electrotehnică. Tom 19(33) fasc.1 1977. p 7-12.

48 E.Pop — Erori produse de eşantionare la măsurarea puterii. Buletinul ştiinţific şi tehnic al IPTVT seria electrotehnică. Tom 18(32) fasc.2/1973 p 135-144.

49 E.Pop, I.Naforniţă — Wattmetre şi contoare numerice. Buletinul ştiinţific şi tehnic al IPTVT seria electrotehnică.2/1978 (acceptat pentru publicare).

50 E.Pop, I.Naforniţă — Asupra erorilor de măsurare a puterii prin metoda multiplicării numerice. Metrologia aplicată 3/1979 p 118-123

51 D.Frankel — Contribuţii cu privire la măsurarea puterilor în reţele de curent alternativ cu generator Hall. Teză de doctorat. Timişoara 1964.

52 E.Pop, V.Stoica — Principii şi metode de măsurare numerică. Editura Facla 1977.

53 R.D.Stuart — Introducere în analiza Fourier. Editura tehnică 1977.

54 B.Levine - Foundements théoriques de la radiotechnique statistique.Vol.I,Editura MIR-Moscova 1973.

55 B.Lévine Foundements théoriques de la radiotechnique statistique vol.II Editura MIR-Moscova 1973.

56 A.G.Korn Simularea şi măsurarea proceselor aleatoare Editura tehnică 1969.

57 A.Nikiforov, V.Onvarov Elemente de la théorie des fonctions spéciales. Editura MIR-Moscova 1976.

58 H.Ventsel Théorie des probabilités. Editura MIR-Moscova 1973.

59 B.Kuo Sisteme automate cu eşantionare. Editura tehnică 1967.

60 I.Gonorovsky Radio Circuits and Signals. Editura MIR-Moscova 1974.

61 Al.Spătaru Teoria transmisiunii informaţiei.Vol.I Semnale şi perturbaţii. Editura tehnică 1965.

62 J.Morris Proiectarea cu circuite integrate TTL Editura tehnică.

63 x x x Analog Devices - Analog Digital Conversion Notes 1977.

64 x x x Datel Inc.Engineering Product Handbook 1974.

65 J.Max Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques Maccon-Paris 1977.

66 St.Gîrlaşu Preluorarea în timp real a semnalelor fizice. Scrisul românesc 1978.

67 C.Bulucea, M.Vais, H.Profeta Circuite integrate liniare Editura tehnică 1976

68 J.Graeme, G.Tobey, L.Huelsman Operational amplifiers Mc Graw-Hill Book Company 1971

69 x x x — Burr - Brown - General Catalog 1979.

70 x x x — Data Acquisition Products Catalog 1979 Analog Devices.

71 Bendat J.S., Piersol A.G. — Measurement and analysiss of random data. John Wilei & Sons New-York 1966.

72 H.Herşcovici — Circuite integrate în aparatura de automatizare.Editura tehnică 1976.

73 M.Tiron — Teoria erorilor de măsurare şi metoda celor mai mici patrate. Editura tehnică 1972.

74 E.Pop, M.Chivu — Măsurări electrice şi magnetice vol.I I.P.Timişoara,1969.

75 E.Pop, M.Chivu — Măsurări electrice şi magnetice vol.II I.P.Timişoara 1969.

76 A.Timotin, V.Hortopan — Lecţii de bazele electrotehnicii I Editura did-şi ped.1964.

77 A.Timotiv, V.Hortopan, S.Mastero, A.Ifrim, M.Preda — Lecţii de bazele electrotehnicii II Editura did.şi pad. 1964.

78 P.Manolescu — Măsurări electrice industriale vol.I Editura tehnică 1966.

79 A.Plauţius — Bazele electrotehnicii vol.I Ed.did.şi ped.1972.

80 A.Plauţius — Bazele electrotehnicii vol.II Ed.did.şi ped.1972.

81 E.Nicolau, M.Beliş — Măsurări electrice şi electronice.Editura did.şi ped.1972.

82 x x x — Nonlinear circuits handbook - Analog devices 1977.

83 T.K.Tawling, H.L.Hvims — Serial digital multiplier handles two five bit numbers.

84 L.R.Rabiner, B.Gold — Theory and application of digital sgnal processing Prentice-Hall Inc.1975.

85 M.Schwartz, L.Shaw — Signal Processing. Mc Graw - Hill Book Company 1975.

86 E.Savarensky — Seismic waves Mir Publishiers-Moscow 1975.

87 N.Cioränescu — Tratat de matematici speciale.Editura didactică şi pedagogică 1963.

88 A.Angot — Complemente de matematici pentru inginerii din electrotehnică şi telecomunicaţii. Ed.Tehnică-Bucureşti 1962.

89 Yoohan Chu — Bazele proiectării calculatoarelor numerice.Ed.Tehnică.Bucureşti 1968.

90 Gh.Ciucu, V.Craiu, A.Ştefănescu — Statistică matematică şi cercetări operaţionale.Editura didactică şi pedagogică 1974.

91 G.P.Tolstov — Serii Fourier.Editura tehnică 1955.

92 A.Mateescu — Analiza şi sinteza circuitelor electrice Ed.did.şi ped.1975.

93 V.Pop, V.Popovici — Circuite de comutare aplicate în calculatoare electronice.Ed.Facla 1976.

94 K.W.Cattermole — Principles of pulse code modulation ILIFE Books LTD 1969.

95 V.Harea — Convertoare A/N.Principii de conversie Referat în cadrul pregătirii pentru doctorat IPTVT-1979.

96 I.Naforniţă — Sinteză a metodelor de conversie analog numerică. Ref.1 în cadrul pregătirii pentru doctorat IPTVT.

97 I.Naforniţă — Optimizarea convertorului funcţie de natura canalului deservit. Referat în cadrul pregătirii pentru doctorat-IPTVT.

98 R.Stere, I.Ristea, M.Bodea — Tranzistoare cu efect de cîmp.Ed.Tehnică Bucureşti 1972.

99 G.Bonet — Sur la statistique du second ordre des signaux aléatoires quantifiés.Comp.Rend. 225/1962.

100 A.A.Mosiakin — Staticeskaia teoria cvantovania po urovniu. Avtomatika i telemehanika XXII-6-1961.

101 G.N.Watson — A Treatise on the Theory of Bessel Function izdatelistvo innostranoi literaturî Moskva 1949.

102 Donald De Kold — Integrated multiplier simplifies wattmeter design.Circuit Designers Casebook-Electronics 1975.

103 E.M.Gordon — Effects on noise on analog to digital conversion Analogic Corporation 1969.

104 E.Petriu — Contribuţii la îmbunătăţirea mijloacelor de măsurare corelativă. Teză de doctorat 1979 IPTVT.

105 I.Naforniţă, E.Petriu — Convertor analog numeric pentru un sistem de achiziţii de date. Lucrări tehnico ştiinţifice în cadrul festivalului "Cîntarea României" IPTVT 1977.

106 Petriu E., Naforniţă I. — Corelator numeric punct cu punct fără linie de întîrziere.Lucrări tehnico-ştiinţifice în cadrul festivalului "Cîntarea României" IPTVT 1977.

107 E.Pop, I.Naforniţă — Erori de cuantizare la măsurarea puterii şi a energiei active.Lucrări tehnico-ştiinţifice în cadrul festivalului - Cîntarea României,IPTVT-1979.

108 I.Naforniţă, E.Petriu, Gh.Ciocleda, M.Naforniţă — Circuite integrate numerice IPTVT 1978

109 H.Schoenwetter — A High-Speed Low Noise 18 Bit Digital to Analog Converter. IEEE Trans.on Instr. and Meas. IM-27 Dec.4/1978 p.413-417.

110 E. Petriu, I. Naforniţă — "Contor electronic numeric pentru măsurarea energiei electrice active în reţelele de curent alternativ" Brevet OSIM 72766/1979.