

**Ministerul Educației și Invățămîntului**  
**Institutul Politehnic "Traian Vuia" Timișoara**  
**Facultatea de Electrotehnică**

**ing. Alexandru Puhala**

**Possibilități de creștere a preciziei la**  
**măsurarea puterii și energiei electrice**

**-teză de doctorat-**

**Conducător științific**  
**prof. dr. ing. Eugen Pop**

**1985**

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMIȘOARA	
8 2	A
Volum	496990
După	139 9



## Prefață

Viața este un proces care implică, în toate formele ei importante interacțiuni energetice. Cantitatea de energie manevrată de indivizii diverselor specii este limitată la necesitățile lor biologice dar cantitatea de energie vehiculată de omeni a depășit de mult aceste limite, tinzând, în creșterea ei vertiginosă către limitele planetare.

Aproximativ un sfert din această uriașă mișcare de energie se face sub forma de energie electrică; măsurarea parametrilor dar mai ales a cantității ei, reprezentând o valoare de asemenea uriașă și în continuă creștere, întâlnește justificate pretenții de ridicare a preciziei.

Aparatul vizat în primul rând este contorul de energie electrică, care se fabrică și se folosește într-un număr deosebit de mare de exemplare. Dispozitivul de inducție, pe care se bazează actualmente, este însă aproape de limitele sale practice la clasele de precizie 2 sau 1.

Astfel posibilitățile noi de măsurare a puterii și energiei pătrund, ca primă etapă, în procesul de fabricare a contoarelor, sub forma convertoarelor statice putere-frecvență care, oferind în calitate de etalon de lucru, facilitatea reglării și verificării contoarelor prin afișarea numerică a erorilor, ridică spectaculos productivitatea și calitatea acestei munci.

Cu experiența acestor convertoare, într-o a doua etapă, se introduc în fabricație contoarele statice de clasă 0,58 și 0,28 împreună cu elaborarea convertoarelor etalon în clasa 0,05.

Este probabilă și, din punct de vedere metrologic, deja posibilă și o a treia etapă, a contoarelor de clasă "0,18" și "0,058" și a etaloanelor de lucru în clasa 0,01.

Această lucrare reproduce raționamentele autorului din domeniul conșurat, care au condus la elaborarea unui circuit de înm lțire pentru semnale electrice și a unei metode de conversie curent-frecvență, brevetate. La întreprinderea de Aparate Electrice de Măsuart din Timișoara, simplitatea circuitului de

înmulțire a permis punerea în fabricație a familiei de traductoare de putere TPE-79; TPT-79; TQT-79 iar performanțele sale, fabricarea și exploatarea în calitate de etalon de lucru, a convertoarelor putere-frecvență CEK-01 și CET-01, primele de acest gen în țară. Aceleași circuite de înmulțire, combinat cu o variantă a metodei de conversie, a condus la realizarea primului contor în clasa 0,2S, 1CSA-43. Această combinație se estimează că înseamnă o rezolvare potențială și pentru eventualele contoare de clasă "0,05S".

În general lucrarea este structurată deductiv, pe principiul clasificării și ordonării unor entități și selectarea celei mai favorabile; această structură se repetă pe câteva nivele până când de la problema generală a măsurării puterii și energiei se ajunge la conturarea trăsăturilor esențiale ale rezolvării optime posibile; în continuare se prezintă o rezolvare care posedă majoritatea acestor trăsături deduse.

Criteriile de clasificare sînt în primul rînd ale constructorului de aparate, ca erorile minime potențiale, sensibilitatea la parametrii componentelor, raportul performanță-preț, accesibilitatea componentelor necesare etc.

Nivelul erorilor minime potențiale pentru rezolvarea propusă este atât de scăzut încît nu sînt posibile verificări complete fără o realizare fizică completă a ei dar aceasta ar necesita condiții și eforturi nejustificate economic în etapa actuală. Astfel, s-au efectuat doar unele verificări parțiale, prin accentuarea unor surse cunoscute de erori, mai ales a celor cu comportamentul socotit mai neobișnuit.

Secțiunile lucrării sînt numerotate în maniera clasificării decimale pentru a consolida și formal clasificările făcute și pentru a clasifica prin această structură lucrării.

Autorul dorește să mulțumească și pe această cale tuturor celor care, prin asigurarea de condiții în toate sensurile, îndrumarea competentă și sfaturile valoroase, inițierea și purtarea de discuții și controverse ambițioase, ajutorul în obținerea unui volum important de date de calcul, atitudini de înțelegere și încurajare și încă în multe alte moduri au contribuit la elaborarea ideilor din această lucrare și a lucrării înseși.

## Introducere

Cu foarte puține excepții (anume a aparatelor de măsurat puterea de ieșire-care și ies din sfera de interes a acestei lucrări) puterea (energia) de măsurat nu stă la dispoziția sistemului de măsurare pentru comparație directă. Tensiunile și curenții ce caracterizează transferul de energie se consideră însă disponibili pentru măsurare, astfel măsurarea puterilor (energiilor) trebuie efectuată în fond prin formarea și apoi măsurarea unor mărimi care depind de aceste tensiuni și curenți în modul indicat de relațiile deduse din legile cîmpului electromagnetic pentru putere (energie).

### 1 Definiții și relații

1.1 Din legile cîmpului electromagnetic se deduce /1/ că puterea  $p$ , la care se transferă energia cîmpului într-o suprafață închisă sub acțiunea curenților de conducție (și numai a acestora),  $i_k$  ( $k=0...N$ ), se traversează suprafața respectiv spre interior, prin secțiuni echipotențiale, eflate respectiv la potențialele  $v_k$ , are expresia:

$$p = \sum_{k=0}^N v_k \cdot i_k \quad (1.1)$$

Idealizarea de mai sus descrie cu o precizie remarcabilă situația practică a circuitelor electrice cu borne (bornele fiind secțiunile echipotențiale traversate de curenții de conducție), motiv pentru care relația ( 1.1 ) se acceptă ca definiție a pu-

---

Se presupune că  $k=0...N$  cuprinde toți curenții de conducție; că suprafața nu este traversată de curenți de deplasare și că componentele solenoidale ale cîmpului electric sînt normale la suprafața sau nule.

terii la borne.

Basată pe această definiție a puterii la borne se definește și energia transferată la borne,  $w$ , în intervalul de timp  $0 \dots t$  prin relația (1.2):

$$W = \int_0^t p \, dt \quad (1.2)$$

În această lucrare prin putere și energie se va înțelege în general puterea și energia transferată la borne, definite prin relațiile (1.1) și (1.2) și absorbite de un circuit consumator.

Ținând cont că pentru orice suprafață închisă în condițiile enumerate

$$\sum_{k=0}^N i_k = 0 \quad (1.3)$$

relația (1.1) se poate transforma în:

$$p = \sum_{k=1}^N u_k \cdot i_k \quad (1.4)$$

unde  $u_k = v_k - v_0$  este tensiunea dintre bornele  $k$  și  $0$ .

Observații: Numerotarea bornelor este arbitrară, deci în principiu oricare dintre ele poate juca rolul bornei  $0$ .

Exprimarea puterii (și în final și a energiei) se face sub forma unei sume de  $N$  termeni pentru  $N+1$  borne, deci studiul poate fi redus la un asemenea termen (adică la cazul circuitelor cu două borne) fără pierderea generalității, considerând

$$p = u \cdot i \quad (1.4')$$

În multe situații valoarea medie a puterii,  $P$ , luată pe

un interval de timp  $T$  reprezintă un interes sperit față de valoarea ei momentană ( $p$ ). Se poate accepta ca relație de definiție, scrisă cu explicitarea dependențelor de timp:

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t p(t) dt \quad (1.5)$$

Observație: Acest mod de definire asigură o dependență cauzală între  $P(t)$  și  $p(t)$ , adică permite obținerea lui  $P(t)$  din  $p(t)$  prin sisteme fizic realizabile.

### 1.1 Puterea și energia în regim continuu

Se va înțelege prin regim continuu regimul în care mărimile electrice nu au variații importante sau caracteristice adică sînt cvasiconstante. Astfel, din punct de vedere matematic, acest caz nu diferă de cel general și deci se va descrie tot cu relațiile (1.4') și (1.2).

Observație: În cazul în care de exemplu tensiunea ( $u$ ) poate fi considerată constantă se deduce din (1.4') și (1.2), cu explicitarea dependențelor de timp:

$$p(t) = u \cdot i(t), \quad (1.6)$$

$$W(t) = u \int_0^t i(t) dt = u \cdot q(t) \quad (1.7)$$

unde  $q(t)$  reprezintă cantitatea de sarcină electrică trecută prin borne în intervalul de timp considerat; în cazul în care și curentul poate fi considerat constant se obține din (1.7):

$$W(t) = u \cdot i \cdot t \quad (1.8)$$

În asemenea cazuri mărimea putere fiind reprezentată prin mărimile proporționale curent, sarcină, timp, își pierde de obicei importanța practică în favoarea acestora și iese din sfera de interes a acestei lucrări.

## .12 Puterea și energia în regim sinusoidal

Se va înțelege prin regim sinusoidal regimul mai general în care mărimile electrice au variații cvasiarmonice în timp, cu frecvența circulară comună  $\omega$ , cu amplitudini  $U$  respectiv  $I$  și unghiuri de fază  $\alpha, \varphi$  doar cvasiconstante în timp:

$$u = U \cos(\omega t + \alpha) \quad (1.9)$$

$$i = I \cos(\omega t + \alpha - \varphi) \quad (1.10)$$

Înlocuind în (1.4') se deduce:

$$p = \frac{1}{2} UI \cos \varphi + \frac{1}{2} UI \cos(2\omega t + 2\alpha - \varphi). \quad (1.11)$$

Se remarcă aspectul că transferul de energie nu se face uniform, cu excepția cazului  $\cos \varphi = 1$ , chiar cu schimbări de sens din cauza componentei alternative mari. Transferul net de energie este caracterizat de puterea activă,  $P$ :

$$P = \frac{1}{2} UI \cos \varphi \quad (1.12)$$

Pentru exprimarea energiei, (1.11) se înlocuiește în

$$(1.2): \quad w = \frac{1}{2} \int_0^t UI \cos \varphi dt + \frac{1}{2} \int_0^t UI \cos(2\omega t + 2\alpha - \varphi) dt \quad (1.13)$$

dar ținând cont de faptul al doilea termen oscilează între valorile  $\pm \frac{1}{2} UI$  pe când primul termen poate să crească nelimitat în timp se poate admite ca o măsură a energiei transferate,  $w$ , doar aceasta:

$$w = \frac{1}{2} \int_0^t UI \cos \varphi dt = \int_0^t P dt \quad (1.14)$$

Observație: În regim polifazat simetric și echilibrat, pentru fiecare fază este valabilă o relație ca (1.11) dar cu valorile lui  $\alpha$



distribuite uniform într-un interval de  $2\pi$ . Astfel suma componentelor alternative este nulă, adică global energia se transferă uniform.

Un alt aspect important este legat de pierderile de putere ce apar la trecerea curentului prin conductoarele sistemului de generare, transport și distribuție, în continuare pe scurt: transmisie a energiei electrice, pierderi proporționale cu pătratul acestuia.

Evident interesează valoarea medie pe perioadă a acestei puteri care este proporțională cu pătratul amplitudinii curentului.

Acceptând o anumită valoare a puterii de pierderi (adică la curent dat), se observă că puterea activă maximă disponibilă  $S$ , este, așa cum rezultă din (1.12)

$$S = \frac{1}{2} UI \quad (1.15)$$

Pentru modul în care se definește prin (1.15),  $S$  poartă denumirea de putere aparentă.

Utilizând din puterea disponibilă ( $S$ ) doar partea activă ( $P$ ), rezultă o scădere a randamentului transmisiei cu factorul

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (1.16)$$

numit factor de putere. În cazul de față el are valoarea  $\cos$ .

Dacă, așa cum sugerează și (1.12), oscilația curentului se descompune într-o componentă în fază cu tensiunea (curent activ cu amplitudinea  $I_p = I \cos\varphi$ ) și una în cuadratură (curent reactiv, cu amplitudinea  $I_Q = I \sin\varphi$ ), se constată și o descompunere a puterilor de pierderi, ținând cont că

$$I^2 = I_p^2 + I_Q^2 \quad (1.17)$$

Pierderile provocate de curentul reactiv sînt deci suplimentare față de cele necesare transmisiei puterii active, purtate numai de curentul activ. Ele provin din caracterul imperfect rezistiv al impedanței circuitului consumator.

Ca măsură a acestor pierderi ar putea servi  $I_Q^2$  sau, mai puțin bine  $I_Q$ . Exprimarea acestuia fiind oricum legată de tensiune

(prin defazajul  $\varphi$ ) se acceptă ca măsură a pierderilor suplimentare de putere prin curenți reactivi mărimea cu dimensiuni de putere, fără sens fizic, numită putere reactivă,  $Q$ , definită prin:

$$Q = \frac{1}{2} UI_Q = \frac{1}{2} UI \sin \varphi \quad (1.18)$$

Avantajul major al acestei definiții este pe lângă asemănarea formală dintre (1.12) și (1.18) caracterul invariant al acestei mărimi față de trecerea prin transformatorul ideal. Puterea reactivă este și un instrument util în calculul sistemelor energetice. Pornind de la ea se introduce și noțiunea de energie reactivă, transferată în intervalul de timp  $0 \dots t$ ,  $W_Q$ , definită de (1.19) prin analogie cu (1.14):

$$W_Q = \int_0^t Q dt \quad (1.19)$$

Observație: Între energia pierdută prin curenți reactivi și energia reactivă corespunzătoare conform (1.19) nu există o corespondență univocă; într-adevăr, considerând două situații cu pierderi egale de energie,  $I_{Q1}^2 \cdot t_1 = I_{Q2}^2 \cdot t_2$ , se găsește  $W_{Q1} I_{Q1} = W_{Q2} I_{Q2}$  adică lucrând la curenți mai mari (în vîrfuri), pentru aceleași pierderi de energie se consențează energie reactivă mai puțină!

Amplificînd relația (1.17) cu  $\frac{1}{2} U^2$  se deduce o relație de legătură între puterile definite în această secțiune:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (1.20)$$

### .131 Puterea în regim periodic (abordarea clasică)

Se va înțelege prin regim periodic regimul în care mărimile electrice au variații cuasiperiodice în timp, cu perioada comună  $T$ , ( $T = \frac{2\pi}{\omega}$ ), fiind reprezentabile prin seriile Fourier (1.21) (1.22), unde amplitudinile  $U_n$ ,  $I_n$  și unghiurile de fază  $\alpha_n$ ,  $\varphi_n$  ( $n = 0, 1, 2, \dots$ ;  $\alpha_0 = \varphi_0 = 0$ ) sînt cuasiconstante:

$$u = \sum_{n=0}^{\infty} U_n \cos (n\omega t + \alpha_n) \quad (1.21)$$

$$i = \sum_{n=0}^{\infty} I_n \cos (n\omega t + \alpha_n - \varphi_n) \quad (1.22)$$

Înlocuind în (1.4\*) se găsește (vezi și /2/), ca în secțiunea 1.2, că puterea poate avea o componentă variabilă importantă, iar valoarea ei medie pe o perioadă, numită în continuare putere activă,  $P$ , se poate exprima prin (1.23):

$$P = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n \quad (1.23)$$

representând o generalizare a relației (1.12).

Pierderile de putere la transmisie fiind proporționale cu pătratul valorii efective<sup>x</sup> a curentului, ele se exprimă prin:

$$I_{of}^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} I_n^2 \quad (1.24^*)$$

Maximul puterii active la pierderi date ( $I_{of}^2$  constant) și pentru o tensiune de formă dată ( $\|U_n\|$  fixat) se obține pentru situația

$$\varphi_n = 0 \quad (1.25)$$

$$I_n = G U_n \quad (1.26)$$

unde  $G$  este o constantă cu dimensiunea de conductanță.

Observație: Condițiile (1.25) și (1.26) impun ca forma de variație în timp a curentului să fie la fel cu a tensiunii, deci circuitul consumator să fie pur resistiv.

<sup>x</sup> Valoarea efectivă ( $I_{of}$ ) a unei mărimi ( $i$ ) corespunzătoare intervalului de timp  $T$  se definește prin

$$I_{of}^2(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t i^2(t) dt \quad (1.24)$$

Vezi și (1.5).

Exprimată cu ajutorul valorii efective a tensiunii,  $U_{ef}$ ,

$$U_{ef}^2 = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} U_n^2 \quad (1.27)$$

valoarea maximului, notată cu  $S$ , rezultă a fi:

$$S = U_{ef} I_{ef} \quad (1.28)$$

Relația (1.28) este o generalizare a relației (1.15) și se consideră definiția generală a puterii aparente  $S$ .

Prin generalizarea relației (1.18) se definește puterea reactivă  $Q$  sub forma:

$$Q = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} U_n I_n \sin \varphi_n \quad (1.29)$$

Astfel asemănarea de formă cu (1.23) este asigurată dar relația (1.29) ține cont numai de abaterea de la condiția (1.25) devenind necesară încă o mărime pentru exprimarea abaterilor de la condiția (1.26): puterea deformantă (C.I. Budeanu 1929),  $D$ , definită prin (1.30):

$$D = \sqrt{\sum_{k>j}^{\infty} \sum_{j=1}^{\infty} (U_k^2 I_j^2 + U_j^2 I_k^2 - 2U_k U_j I_k I_j \cos(\varphi_k - \varphi_j))} \quad (1.30)$$

Această definiție asigură existența următoarei relații de legătură:

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad (1.31)$$

.132 Puterea în regim periodic (după Fryze)

În continuare se va înțelege prin regim periodic regimul în care mărimile electrice au variații cuasiperiodice în timp cu perioada comună  $T$ , ele fiind reprezentabile pentru intervalul

e...T prin funcțiile cvasistabile  $u(t)$  și  $i(t)$  iar în afara intervalului prin prelungirea acestora prin periodicitate.

Se definește /3,4/ curentul activ  $i_p(t)$  prin relația

$$i_p(t) = G u(t) \quad (1.32)$$

unde  $G$  este o constantă cu dimensiunea de conductanță și cu valoarea astfel stabilită însoțit curentul reactiv,  $i_Q(t)$ , definit prin (1.33)

$$i_Q(t) = i(t) - i_p(t) \quad (1.33)$$

să nu concure la transferul de energie, adică

$$\int_0^T u(t) i_Q(t) dt = 0 \quad (1.34)$$

Factorul  $G$  poate fi explicitat înlocuind (1.32) în (1.33) și apoi (1.33) în (1.34):

$$G = \frac{\int_0^T u(t) \cdot i(t) dt}{\int_0^T u^2(t) dt} = \frac{P}{U_{ef}^2} \quad (1.35)$$

Definițiile curentului activ și reactiv pot fi considerate ca generalizări ale celor asemănătoare din secțiunea .12. Din (1.33) se mai deduce prin ridicare la pătrat, mediere și folosind tot (1.32) și (1.34) forma generală a egalității (1.17)

$$I_{ef}^2 = I_{Pef}^2 + I_{Qef}^2 \quad (1.36)$$

Dacă se definește puterea reactivă,  $Q$ , prin (1.37):

$$Q = U_{ef} \cdot I_{Qef} \quad (1.37)$$

din (1.36), prin amplificare cu  $U^2$  se regăsește formal și re-

lația (1.28), termenii ei avind însă semnificații mai generale:

$$S = U_{ef} I_{ef} \quad (1.38)$$

$$P = U_{ef} I_{Pef} \quad (1.39)$$

Observații: Rezultate finale identice se obțin dacă în locul curentului se descompune similar tensiunea într-o componentă activă și una reactivă.

Definiția puterii reactive prin (1.37) cuprinde sub formă unui caz particular și definiția prin (1.19) dar nu coincide cu definiția prin (1.29).

Descrierea este evident aplicabilă separat fiecărei faze dintr-un sistem polifazat, dar în acest caz mai apare posibilitatea unei descrieri mai globale după cum urmează:

Se consideră un sistem de tensiuni de fază  $u_k$  ( $k=1\dots N$ ) și curenți de fază  $i_k$ . (Fără a se mai explicita, se subînțelege dependențele de timp precizate la începutul secțiunii.)

Se definesc curenții activi respectiv reactivi ca

$$i_{kP} = G_k u_k \quad (1.40)$$

$$i_{kQ} = i_k - i_{kP} \quad (1.41)$$

cu condiția ca, global, curenții reactivi să nu concure la transferul energiei:

$$\sum_{k=1}^N \int_0^T u_k i_{kQ} dt = 0 \quad (1.42)$$

Rezultă o condiție privind coeficienții  $G_k$ :

$$\sum_{k=1}^N \int_0^T u_k i_k dt = \sum_{k=1}^N G_k \int_0^T u_k^2 dt \quad (1.43)$$

$$P = \sum_{k=1}^N G_k U_{kef}^2 \quad (1.43')$$

Din relațiile (1.41) se obține prin ridicare la pătrat, însumare și mediere.

$$\sum_{k=1}^N I_{kef}^2 = \sum_{k=1}^N I_{kPef}^2 + \sum_{k=1}^N I_{kQef}^2 + \frac{2}{T} \sum_{k=1}^N G_k \int_0^T u_k i_{kQ} dt \quad (1.44)$$

Descompunerea consistentă a pierderilor în pierderi provocate de curenții activi și pierderi provocate de curenții reactivi cere ca ultimul termen să fie nul. Acest lucru se obține, având în vedere și (1.42), dacă integralele se anulează separat (descriere ca sumă de  $N$  circuite monofazate) sau dacă

$$G_k = 0 \quad (1.45)$$

Cu condiția (1.45) valoarea comună  $G$  este unic determinată de (1.43)

$$G = \frac{P}{\sum_{k=1}^N U_{kef}^2} \quad (1.46)$$

și (1.44) permite definirea puterii aparente,  $S$ , ca și a puterii reactive  $Q$ , prin

$$S^2 = \sum_{k=1}^N U_{kef}^2 \cdot \sum_{k=1}^N I_{kef}^2 \quad (1.47)$$

$$Q^2 = \sum_{k=1}^N U_{kef}^2 \cdot \sum_{k=1}^N I_{kQef}^2 \quad (1.48)$$

astfel încât rămâne valabilă relația:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (1.49)$$

Observație: Puterea aparentă definită prin (1.47) nu coincide cu puterea maximă disponibilă la pierderi globale date ci este mai mare sau egală cu aceasta. Egalitatea apare în cazul încălzirii echilibrate, în sensul  $I_{kef} = g U_{kef}$ . Rezultă că puterea reactivă

definită prin (1.48) este și ea mai mare, sau egală cu valoarea obținută ca sumă a puterilor reactive calculate separat pentru fiecare fază, folosind (1.37)

## .2 Principii și metode de măsurare

.2a În scopul măsurărilor de precizie este preferabilă materializarea, în sensul celor stabilite în .c, a relațiilor de generalitate maximă deoarece exprimarea pe care o oferă acestea pentru putere (energie) nefiind legată de particularitățile presupuse dar numai cu aproximație existente ale regimurilor reale, nu este afectată de erorile acestor aproximații.

Adică pentru măsurarea puterii (momentane) se va porni de la relația (1.4), echivalentă chiar cu relația de definiție (1.1); pentru obținerea puterii active se aplică și (1.5) iar pentru energie și (1.2).

În același sens, referitor la puterea reactivă și aparentă se vor folosi relațiile de definiție (1.29) sau (1.37), (1.48) și (1.38) sau (1.38), (1.47), iar la energia reactivă și (1.19).

Observație: Aceste ultime puteri sînt riguros definite numai în regimul perfect periodic, în care sînt esențialmente constante și nu previa din medierea unor valori momentane. Într-un regim mai general, ele trebuie considerate funcții de timp și deci li se asociază valori momentane. Această asociere nu este univoc determinată ci doar condiționată de respectarea de către medie, în regim perfect periodic, a relațiilor citate. Diversitatea astfel posibilă a definițiilor de lucru, după cum arată experiența, nu conduce la diferențe intolerabile în determinarea puterii (energiei) reactive sau aparente, regimul real fiind în mod preponderent suficient de precis aproximabil prin cel perfect periodic.

Cercetînd relațiile amintite oît și cele anexe acestora, se constată că materializarea lor tehnică poate fi descompusă în următoarele elemente constructive:

- elemente de înmulțire
- elemente formatoare de mărimi intermediare
- elemente de intrare
- elemente de mediere
- elemente de ieșire

Conținutul acestor elemente se va contura numai în sec-



țiunile următoare pentru că descompunerea aceasta are doar un rol de sistematizare.

Ea nu este unică și delimitările dintre elemente nu sînt nete, nici necesare, problema tehnică a măsurării puterii și energiei fiind abordată și în continuare ca un tot unitar în sensul că diferitelor elemente constructive respectiv funcțiilor pe care le materializează nu trebuie să corespundă subansambluri clar separabile.

## .21 Elemente de înmulțire

.21a Aceste elemente implică fenomene fizice adecvate în care o mărime este dependentă de produsul altor două mărimi (în această secțiune prima mărime se va considera de ieșire, celelalte două de intrare.)

Avîndu-se în vedere posibilitățile de realizare a celorlalte elemente constructive înșirate în .20, puternic condiționate de natura mărimii de ieșire a elementului de înmulțire, aceasta se adoptă drept criteriu de categorisire primară:

### .211 Elemente de înmulțire cu mărimi de ieșire neelectrice

.211a De fapt, practic este vorba de elemente cu mărimi de ieșire mecanice, cuplură, unghiuri de deviere.

.2111 Dispozitivul electrodinamic este bazat pe variația energiei de interacțiune ( $W$ ) a două bobine parcurse de curenți ( $i_u$ ;  $i_1$ ) în funcție de poziția lor unghiulară reciprocă ( $\alpha$ ):

$$W = i_u \cdot i_1 \cdot L_{u1}(\alpha) . \quad (2.11)$$

Inductivitatea mutuală a bobinelor ( $L_{u1}$ ) depinde practic în exclusivitate de niște dimensiuni geometrice /5,6,7,8/, deci cuplul activ rezultat poate fi foarte precis controlat și fiind riguros proporțional cu produsul a doi curenți, permite stabilirea relației (1.4') fără aproximații. Pentru curentul de măsurat nu se cere un element de intrare, el putînd parcurge direct una din bobine; pentru tensiunea de măsurat elementul de intrare este un rezistor (eventual în paralel cu un condensator pentru compensarea inductivității bobinei); elementul de mediere este parțial intrinsec, bazat pe inerțiile (și amortiscul) echipajului

mobil. Dacă i se atașează un element de ieșire compus din suspen-  
sia pe fir de tensiune (care rezolvă susținerea echipajului mobil  
separarea contactelor bobinelor mobile și producerea cuplului antea-  
gonist), sistemul indicator (de obicei optic) și scara gradată,  
se obține un wattmetru.

În acest fel se construiesc în serie wattmetre cu cla-  
sa de precizie 0,1. Precizia și stabilitatea acestora permite u-  
tilizarea lor ca instrumente de transfer curent continuu-curent  
alternativ.

2112 Dispozitivul de inducție cu trei fluxuri exploatează  
cuplul ce rezultă din interacțiunea a trei fluxuri magnetice într-  
un disc conductor /6,7,8/. Unul dintre aceste fluxuri ( $\Phi_u$ ) tra-  
versează excentric discul și introduce în el curenți ( $i_u$ ) exprina-  
bili prin:

$$i_u = k_1 \frac{d \Phi_u}{dt} \quad (2.2)$$

unde  $k_1$  este un coeficient de proporționalitate (cum vor fi și  
 $k_2 \dots k_5$ ). Celelalte două fluxuri ( $\Phi_1$ ) sînt egale și traversează  
discul în sensuri contrare, în locuri simetrice față de primul  
flux și de disc.

Interacțiunea dintre curenții  $i_u$  și fluxurile  $\Phi_1$  con-  
duce în cele două locuri de traversare la cupluri ( $M$ ) egale și de  
același sens

$$M = k_2 i_u \Phi_1 \quad (2.3)$$

(Curenții induși de  $\Phi_1$ , din motive de simetrie și sens, nu con-  
duc la cupluri prin interacțiunea cu  $\Phi_u$ .)

Ca elemente de intrare se folosesc două bobine; una pro-  
duce fluxurile  $\Phi_1$  proporționale cu curentul de măsurat ( $i$ ) ce-i  
traversează direct înfășurarea, cealaltă produce fluxul  $\Phi_u$  avînd  
înfășurarea legată la tensiunea de măsurat ( $u$ ), deci:

$$\Phi_1 = k_3 i \quad (2.4)$$

$$\frac{d \Phi_u}{dt} = k_4 \cdot u \quad (2.5)$$

și rezultă din (2.3) prin înlocuire și contopirea coeficienților

$$M = k_5 u.1$$

(2.6)

Subansamblurile ce se adaugă la acestea pentru realizarea unui contor de inducție cuprind lagărele ce permit rotația discului, un magnet de frinare (prin curenți turbionari induși în disc) care face să-i corespundă cuplului  $M$  o viteză unghiulară proporțională, și un mecanism totalizator cu role. Acesta din urmă are rol de element integrator și element de ieșire prin indicarea unghiului total de rotație efectuat de disc.

Dificultățile create de unele caracteristici de material (neliniaritate, și pierderile magnetice ale fierului, rezistivitatea electrică finită a cuprului, frecări la lagăre, dependențe de temperatură etc.) sînt parțial compensabile cu mijloace simple permițînd fabricația în masă a contoarelor de clasă 2 sau chiar 1. Deși contoarele își mențin precizia pentru plaje de curenți 10%... 400% (600%) /9/, ele nu pot fi construite, cu eforturi rezonabile, la precizii mai bune decît cele corespunzătoare clasei 0,5 /10/.

Construcția simplă și deosebit de directă a contorului de inducție este foarte greu concureabilă, în domeniul acoperit, prin alte soluții tehnice.

.21131 Alte dispozitive, cum ar fi cel ferodinamic sau diferite tipuri de dispozitive cu inducție pot fi considerate variante ale celor descrise anterior, dezvoltate cu scopul obținerii de consumuri mai mici, avantaje tehnologice /5,6,7,8/.

.21132 Alte dispozitive, cu principii de funcționare specifice, ca dispozitivul electrometric sau cel dublu-termic, sînt rar folosite deși acestea au de exemplu o bandă de frecvență de lucru deosebit de largă (zeci de MHz) /6,7,8/.

.2114 Cu toate avantajele lor, aceste dispozitive prezintă și câteva dezavantaje generale: robustețea limitată de piesele mobile și suspensiile acestora, precizia limitată de fenomenele pe care se bazează sau chiar de posibilitățile de citire; ieșirile lor sînt adecvate recepționării de către operatori umani, dar neeconomice transformabile în semnale de altă natură, adecvate prelucrărilor informaționale ulterioare. /25/

496 596 / 1896

.212 Elemente de înmulțire cu mărimi de ieșire electrice

.212a Operația de înmulțire între două semnale fiind o operație neliniară, este de așteptat ca realizarea ei să fie legată de dispozitive cu caracteristici neliniare. Înmulțirea poate fi efectuată uzându-se în diferite moduri de diferite tipuri de caracteristici; astfel, particularitățile esențiale ale acestora permit o a doua categorisire:

.2121 Dispozitive cu comandă dublă, proporțională

.21211 Generatorul Hall /6,8,11/ produce o tensiune ( $u_H$ ) prin intermediul forței Lorentz ce acționează asupra purtătorilor de sarcină într-o plăcuță semiconductoră (de grosime  $h$ ), parcursă de curentul de comandă  $i_u$ , care se află într-un câmp cu inducția magnetică  $B_1$  (fig.2.1).

$$u_H = \frac{R_H}{h} i_u B_1 \tag{2.7}$$

unde  $R_H$  este așa-numita constantă Hall ; se remarcă dependența proporțională dublă a lui  $u_H$  de  $i_u$  și  $B_1$ .

Ca element de intrare este atractivă folosirea unei bobine traversate de curentul de măsurat pentru producerea inducției  $B_1$  și a unui rezistor pentru obținerea curentului de comandă ( $i_u$ ) proporțional cu tensiunea de măsurat.

Relație (2.7) este aproximativă pentru configurația din fig 2.1 (erori de neliniaritate de ordinul procentelor).



În plus, tensiunea  $u_H$  este disponibilă fizic numai împreună cu niște tensiuni perturbatoare: de zero, induse, termoelectrice, Herriot- Ettinghausen etc. Acestea se pot reduce și compensa cu diferite tehnici, astfel încât erorile<sup>2</sup> relației (2.7) se pot reduce pînă la 0,1%.

Constanta Hall este dependentă de temperatură dar, tot prin compensări, constanta globală a subansamblului multiplicator se

Se referă (ca și în continu-

poate menține cu precizie de aproximativ 1% în domeniul de temperaturi 25°C...75°C.

Mai departe, efectul Hall fiind un efect mic, adică valorile maxime obținabile pentru un fișă de ordinul 0,1V, trebuie în general amplificate pentru prelucrări ulterioare; aceste valori corespund unor inducții mari care se realizează în circuite magnetice cu miezuri feromagnetice, iar acestea introduc o dependență neliniară între curentul de excitație și inducția rezultată. Reducerea și compensarea efectelor nedorite complică destul de mult construcția elementelor de înmulțire de acest tip, mai ales că dispersia caracteristicilor plăcuțelor este relativ mare.

Totuși convertorul putere-frecvență M521-A1 (Siemens) folosit ca etalon de putere la reglarea-verificarea contoarelor de energie electrică de clasă 2 s-a realizat cu generatoare Hall.

.21212 Rezistoarele comandabile își modifică rezistența electrică sub acțiunea a diferite mărimi ca: temperatura (termorezistoare, termistoare), radiația luminoasă (fotorezistoare), inducția magnetică (magnetorezistoare), tensiunea de comandă (transistoare cu efect de câmp).

Rezistența lor ( $R_c$ ) se exprimă în jurul unei valori inițiale ( $R_0$ ) ca

$$R_c = R_0 + \Delta R \quad (2.8)$$

unde  $\Delta R$  este variația survenită la modificarea mărimii de comandă ( $\Delta X_1$ ) în jurul valorii inițiale a acesteia ( $X_0$ ).

Dacă se asigură proporționalitatea ( $K_1$ -constantă):

$$\Delta R = k_1 \Delta X_1 \quad (2.9)$$

se poate construi o punte dublu comandabilă, ca în fig.2.2/6,7/. Se găsește, pentru tensiunea de ieșire ( $U_o$ ):

... (dacă nu se precizează altfel) la erori raportate la valorile nominale

$$U_0 = U \frac{R_0 + \Delta R}{2R_0} = U \cdot \frac{1}{2} = k_2 \cdot U \cdot \Delta X_1 \quad (2.10)$$

unde toate constantele s-au contopit în  $k_2$ .

Cel mai lăsar răspuns la comandă îl furnizează, dintre cele enumerate, magnetorezistențele care necesită elemente de intrare foarte asemănătoare cu ale generatoarelor Hall, înglobând în circuitele bobinelor de comandă tot niște magnetorezistențe se pot obține corecții de liniaritate globală remarcabile; totodată tensiunea de ieșire poate fi de ordinul volților, astfel devin posibile și precizii de 0,01% /12/. Se mai pot utiliza și tranzistoarele cu efect de câmp, mai ales în scheme de liniarizare (fig. 2.3) cu care se ating precizii de ordinul 0,1% /13/.



O serie de aspecte eronează formarea produsului cu asemenea dispozitive: răspunsul la comandă nu este proporțional ca (2.9) ; rezistența, la comandă constantă, nu este liniară; în general caracteristicile dispozitivelor depind mult de temperatură și au o dispersie mare (mai puțin termorezistențele).

Termo-și chiar fotorezistențele răspund foarte lent la comandă (fotorezistențele BF4-61-Siemens au constante de timp de 10ms / 5ms la 10 lx), ceea ce le face inutilizabile în curent alternativ.

Observație: O parte din aceste neajunsuri poate fi evitată dacă în elementul de intrare corector sponzător se introduce încă un dispozitiv identic (sau cel puțin cu caracteristică proporțională) cu cel util, cuprins într-o buclă de reacție (fig. 2.4). Schema reduce foarte mult neliniaritatea comensal

și timpul de răspuns echivalente prin aceea că amplificatorul operațional (A) caută comanda luminoasă pentru care tensiunea pe rezistorul comandabil ( $R_0$ ) de căutare, alimentat la curent constant (I), este egală cu tensiunea produsă de curentul de comandă (i) pe șuntul R; aceeași comandă luminoasă reglează atunci rezistența utilă ( $R_G$ ) la o viteză practic perfect proporțională cu i.

.21213 Fenomenele prezentate sînt descrise relativ inexact de relațiile care ar fi utile pentru măsurarea puterii și nu pot fi separate de anumite fenomene perturbatoare. Abaterile sînt destul de mari încît nici tehnicile de compensare dezvoltate nu pot permite un raport precizie-complexitate prea favorabil.

.2122 Dispozitive cu comandă simplă de ordin superior

.2122e Din caracteristicile de ordin superior și-au dovedit utilitatea două familii:

.212211 Caracteristici pătratice de valori momentane au ca anumită aproximație diodele semiconductoare sau rețelele diodă-rezistență /6,7, 8/. Dacă se admite dependența curent (i)-tensiune (u)

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 \quad (2.11)$$

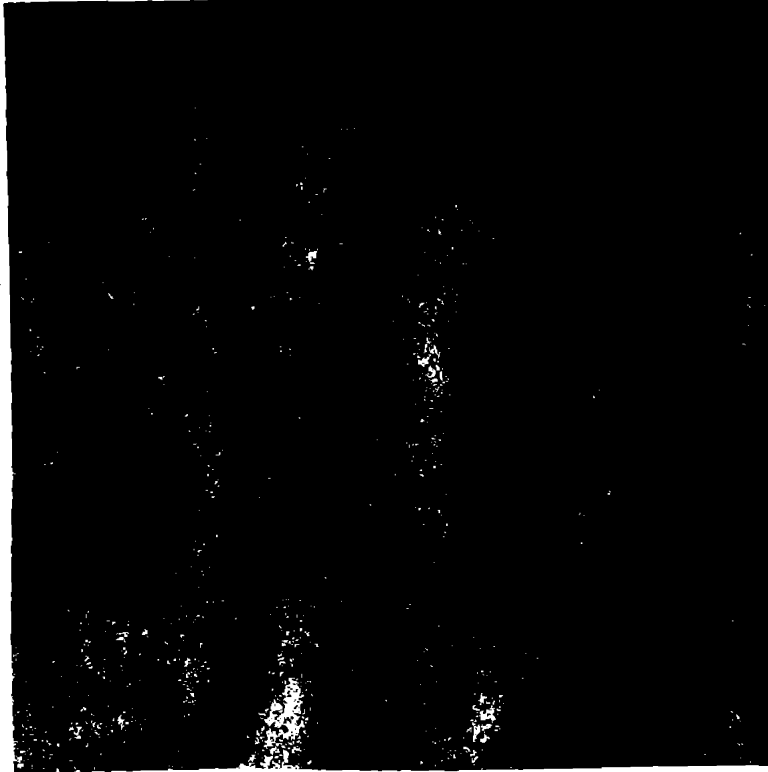
cu  $a_0$ ,  $a_1$  și  $a_2$  constante și se aplică la o diodă (rețea) tensiunea  $u_2 + u_1$  iar la alta, identică  $u_2 - u_1$  atunci diferența dintre curenții acestora ( $\Delta i$ ), rezultă:

$$\Delta i = 2a_1 u_1 + 4a_2 u_2 u_1 \quad (2.12)$$

Valoarea medie a acestui curent (dacă  $u_1$  nu are componentă continuă) este proporțională cu puterea cu condiția ca tensiunile  $u_2$  și  $u_1$  să fie proporționale cu tensiunea respectiv curentul de măsurat. Se cunosc multe variante de scheme de intrare ce formează tensiunile necesare, ținînd cont prin redresare și de faptul că dependența (2.11) se obține ușor numai pentru  $u_2$ . /14/.

Prin măsurarea diferenței medii de curent ( $\overline{\Delta i}$ ) cu un instrument magnetoelectric se pot construi astfel wattmetre destul de simple (fig.2.5) ce funcționează într-un domeniu larg

de frecvențe (sute de KHz) dar cu o precizie modestă (erori de ordinul 5%).



.212212 Caracteristici pătratice de valori efective se obțin în general pe baza unor fenomene termice; Având în vedere proprietățile termice ale ansamblului unui rezistor, supraîncălzirea acestuia, ( $\Delta T$ ) pentru disiparea în mediu a puterii electrice primite, în regim staționar va fi:

$$\Delta T = k_1 I_{ef}^2 = k_2 U_{ef}^2 \quad (2.13)$$

unde  $I_{ef}$  și  $U_{ef}$  reprezintă valorile efective ale curentului respectiv tensiunii aplicate rezistorului iar  $k_1$ ,  $k_2$  sînt constante de proporționalitate, cum vor fi și  $k_3$ ,  $k_4$ .

Sesizarea electrică a supraîncălzirii  $\Delta T$  se poate face în mai multe feluri, dar pentru o bună stabilitate se preferă termocuplurile. Ansamblul rezistor de încălzire-termocupluri de sesizarea supraîncălzirii, numit convertor termic, realizează deci dependența:

$$u_T = k_3 I_{ef}^2 = k_4 U_{ef}^2 \quad (2.14)$$

unde  $u_T$  este tensiunea termică de ieșire a termocuplurilor.

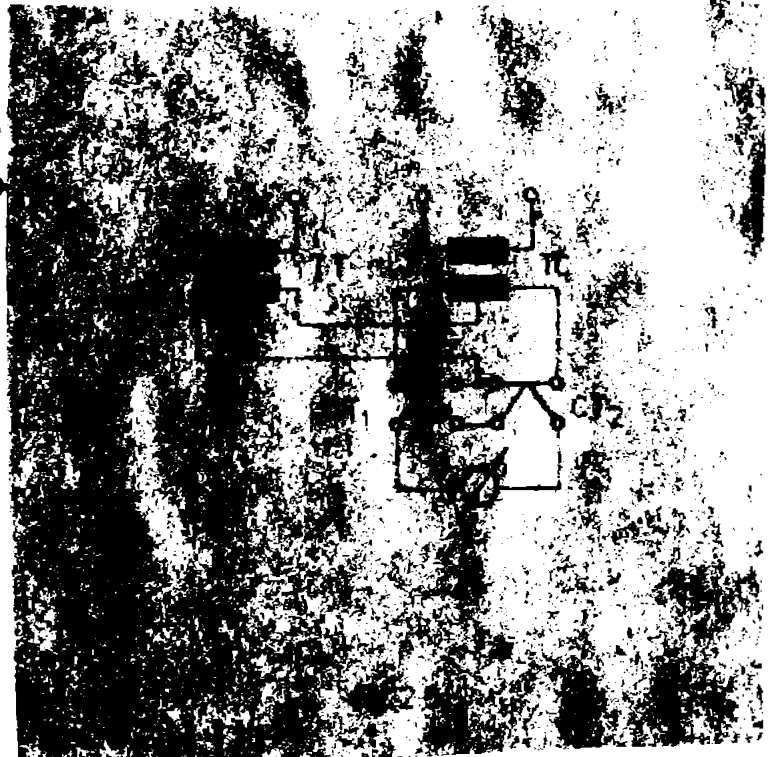
Formînd ca în .212211, diferența tensiunilor de ieșire ( $\Delta u_T$ ) a celor două convertoare termice rezultă:



$$u_T = k_4 \int_{t-T}^t (u_u + u_1)^2 dt - k_4 \int_{t-T}^t (u_u - u_1)^2 dt = \frac{4k_4}{T} \int_{t-T}^t u_u u_1 dt \quad (2.15)$$

Formarea tensiunilor (curenților) de încălzire se poate face cu elemente de intrare simple (fig.2.6), realizându-se un wattmetru termoelectric cu indicator magnetoelectric /6,7/.

Performanțele sale (precizie, domeniu de frecvențe), sînt categoric mai bune decît ale wattmetrului din fig.2.5, dar e mult mai puțin rezistent la suprasolicitări și are un timp de răspuns mare.



Convertoarele termice sînt ansambluri constructive cu caracteristici deosebit de stabile pentru cît acestea sînt impuse de proprietățile greu alterabile ale unor aliaje metalice.

Construcțiile moderne de conversoare termice multijoncțiune prezintă în plus caracteristici de transfer precise descrise de (2.14), erorile putînd fi sub 0,01% /15/.

Precizii foarte mari (erori de ordinul ppm) se obțin cu ele în stabilirea egalității unor valori efective (le forme de variație în timp diferite: alternativ-continuu) /16,17/; în acest caz se compară de fapt puteri de încălzire ce se exprimă prin  $(I \cdot R)$  și dependența curent-tensiune a rezistorului de încălzire, adică:

$$U = I R \quad (2.16)$$

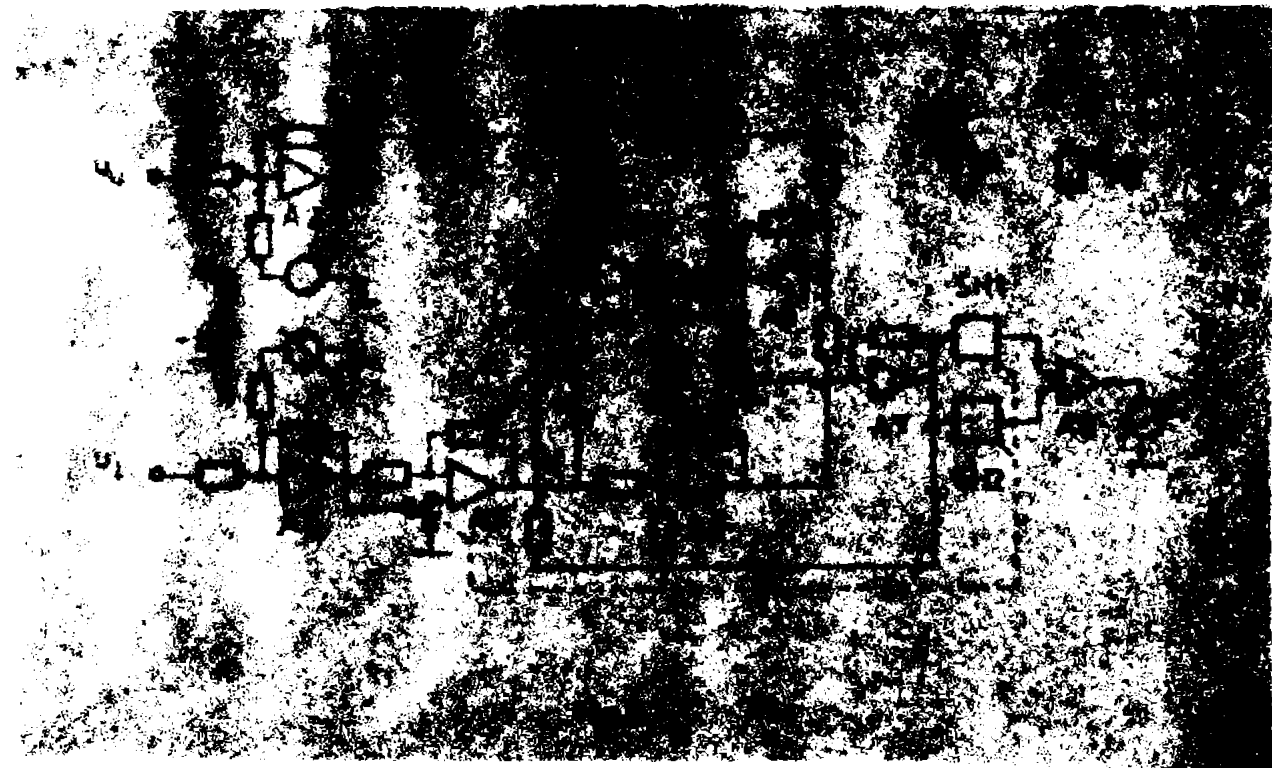
$$P = I^2 R = U^2 / R \quad (2.17)$$

(1.4') este o relație de precizie maximă deci precizia comparării poate fi la fel cu precizia relației (2.16) care depinde numai de constante și liniaritatea rezistenței R a încălzitorului.

Deficiențele convertoarelor termice sînt de pendența tensiunii de ieșire de senoul curentului continuu de încălzire, de temperatura mediului ambiant, valoarea ei foarte mică, timpul mare de răspuns, dispersia tehnologică a cîrui caracteristicilor.

Avantajul stabilității și al independenței intrinseci de intervenția (de distorsiuni) este atât de mare încît se justifică deservirea convertoarelor termice cu circuite de mare complexitate care să evite pe cît posibil aspectele perturbatoare în formarea produsului.

O asemenea realizare este prezentată schematic în fig. 2.7/1 /:



Cu amplificatoarele operaționale A4, A5, A6 (și rezistențele de precizie anexe, 3) se formează sume respectiv diferențe dintre  $u_1$  și  $u_2$  iar cu A7 se amplifică tensiunea-diferență de ieșire a perechii de convertoare termice multijuncțiune MJTC. Funcționarea diferențială asigură o bună rejecție a variațiilor de temperatură a mediului și rejecția erorii Rybridgornază mult constantă echivalentă de timp. Polul celor două convertoare termice se intersectează prin schimbarea de semn a lui  $u_1$  realizată de și tensiunea de ieșire se mediană cu semn potrivit folosind circuite de egalizare-măsură SH1, SH2, și A8. Astfel dispersiile erorilor de unitate de înegrii tehnologicilor de transfer a conver

relor folosindu-se media celor două caracteristici. La tensiunile de intrare ( $u_u, u_i$ ), pur alternative, se adaugă niște tensiuni de referință continue ( $U_R$  și  $-U_R$ ) prin  $A_1$  și  $A_2$ , căutându-se aceea valoare  $-U_R$  pentru care produsul total indicat la ieșire este nul. În acest caz produsul cu factorii măsurabili cu mare precizie,  $U_R U_R$  este egal cu produsul  $u_u u_i$  mediat al mărimilor de intrare pentru că mărimile alternative nu sînt corelate cu cele continue (vezi și (1.22), (1.22), (1.23)).

Totodată convertoarelor termice li se aplică puteri de încălzire egale deci caracteristicile lor de transfer nu intervin în limitarea preciziei. Erorile unui wattmetru de transfer curent continuu- curent alternativ construit cu un asemenea circuit pot fi menținute sub 30 ppm.

O altă soluție /19/ este aplicarea alternativă la același convertor termic (cu o joncțiune) a tensiunilor ( $u_u + u_i$ ) și  $\frac{1}{2}(u_u - u_i + 2U_R)$  unde  $u_u$  și  $u_i$  sînt tensiuni de intrare pur alternative iar  $U_R$  e tensiune continuă care se reglează într-o buclă de reacție, în așa fel încît puterile de încălzire a primelor două tensiuni s. nu producă variații în tensiunea de ieșire a convertorului termic, adică să fie egale; rezultă:

$$U_R^2 = u_u \cdot u_i \quad (2.18)$$

În continuare, transferul curent alternativ- curent continuu fiind făcut, se măsoară  $U_R$ . A doua tensiune de încălzire se aplică cu ambele polarități, cîte jumătate din timpul efectat, pentru a elimina prin mediere dependența tensiunii de ieșire a convertorului termic de sensul curentului continuu de încălzire.

Cu această metodă se pot coborî erorile de determinare a puterii alternative de frecvență industrială sub 10 ppm.

Se remarcă că aceste aparate pot măsura cu asemenea precizii numai în regimuri staționare de suficientă stabilitate. Primul are perioada de comutare de 2,5 s, al doilea 0,1 s și ambele necesită numerease perioade pentru stabilirea tensiunilor continue  $U_R$ . În acest interval de timp puterea trebuie să se modifice cel mult cu cîteva ppm pentru a fi satisfăcute presupunerile făcute în mod tacit la descrierea funcționării.

Metodele arătate de obținerea produsului a două mărimi electrice prin compararea unor puteri de încălzire sînt deosebit de precise pentru că se pot realiza rezistoare de încălzire, liniare și constante, astfel încît descrierea prin (2.17) să fie fear-

te exactă. Utilizarea acestei relații simple în circuitele complexe cu funcționare lentă care se justifică numai la construcția de etaloane.

.212221 ~~Caracteristică~~ Caracteristică exponențială pentru logaritmare-antilogaritmare se pot forma cu joncțiuni semiconductoare și amplificatoare operaționale (transdiode) /20,21/.

Dependența dintre curentul ce traversează o joncțiune (i) și tensiunea dintre bornele ei (u) este relativ exact descrisă de relația

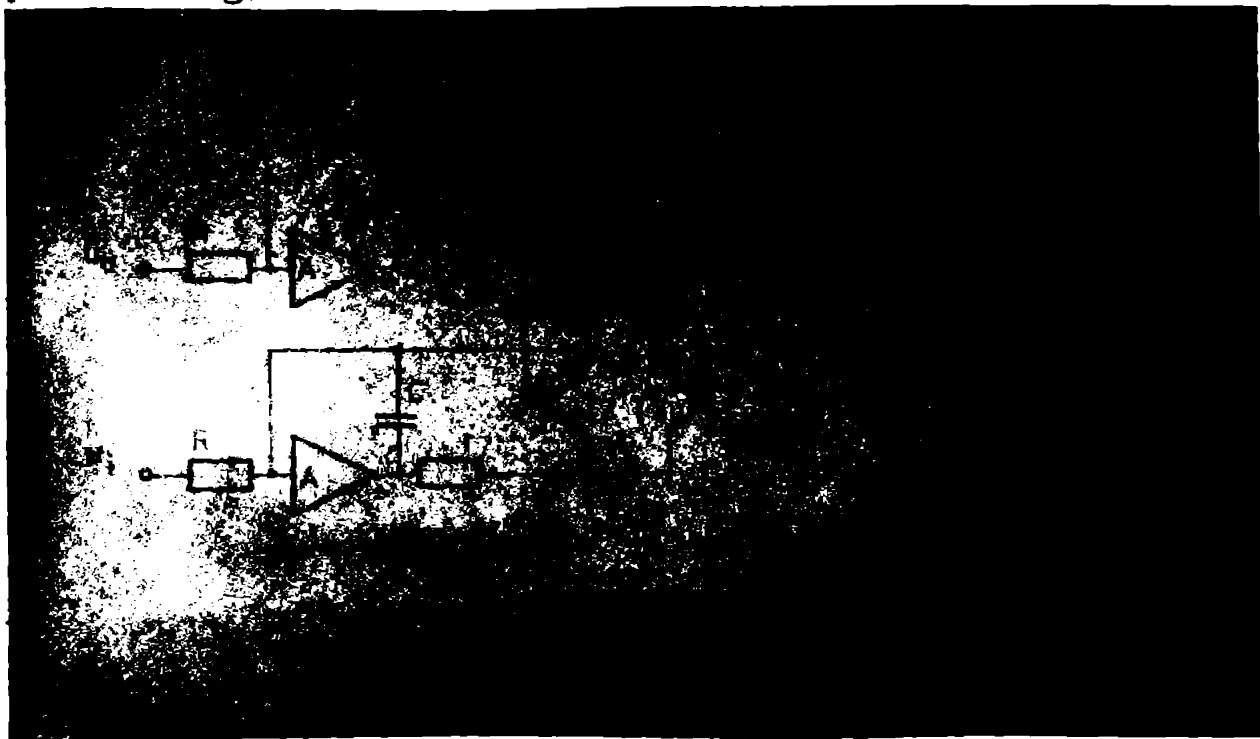
$$i = I_0 (e^{u/U_T} - 1) \tag{2.19}$$

unde  $U_T$  este tensiunea termică (proporțională cu temperatura absolută, 25, 85 mV la 300K) și  $I_0$  un curent ce caracterizează joncțiunea ( $\leq 10^{-13}$  A). Pentru  $i \gg I_0$  (2.19) se poate scrie:

$$u = U_T \ln \frac{i}{I_0} \tag{2.20}$$

această formă putîndu-se accepta și pentru transistoare, referindu-se la tensiunea bază-emiter și curentul de colector deoarece factorul de transfer de curent emiter-colector cît și curentul invers al joncțiunii colector-bază e eronează practic numai cu un termen aditiv mic și fără importanță în considerațiile următoare.

Un circuit care utilizează (2.20) pentru obținerea produsului prin logaritmare, sumare, antilogaritmare se redă principal în fig. 2.8



Amplificatearele operaționale inversează (A) mențin prin reacție tensiuni și curenți aproape nulți la intrările lor. (Rezistoarele  $r$  și condensatoarele  $C$  asigură numai stabilitatea acestor bucle de reacție). Deci exprimând tensiunea  $U_L$  prin tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  respectiv  $T_1$  și  $T_2$

$$U_L = -U_T \ln \frac{u_B}{R I_{e1}} - U_T \ln \frac{u_1}{R I_{e2}} = -U_T \ln \frac{u_B u_1}{R^2 I_{e1} I_{e2}} \quad (2.21)$$

$$U_L = -U_T \ln \frac{u_T}{R I_{e1}} - U_T \ln \frac{u_e}{R I_{e2}} = -U_T \ln \frac{u_T u_e}{R^2 I_{e1} I_{e2}} \quad (2.22)$$

(S-a ținut cont că tranzistoarele sînt perechi și se află la aceeași temperatură), rezultă în final

$$u_e = \frac{u_B u_1}{u_T} \quad (2.23)$$

Practic, cu tranzistoarele pereche (AD 818-Analog Devices) circuitul are o foarte bună rejecție față de variațiile temperaturii mediului (erori 0,01%K) și abateri mici față de (2.23) de ordinul 0,1%. Banda de frecvenți a semnalelor de intrare este dependentă de mărimea acestora, de exemplu 100kHz la 10 V și 1kHz la 0,1 V. Circuitul funcționează cu toate tensiunile din (2.23) pozitive dar i se poate extinde funcționarea pentru intrări și ieșiri bipolare prin tehnici de decalare ; el poate fi integrat monolitic (AD 434-Analog Devices).

.212222 Caracteristicile exponențiale folosite în circuitul Gilbert (1968) reprezintă o soluție elegantă în formarea produsului /20/. Circuitul de bază este prezentat în fig.2.9.

Avînd în vedere (2.20) și cîteva presupuneri de simetrie

$$u_{1,2} = U_T \ln \frac{I_{e1} u}{I_{e1,2}} \quad (2.24)$$

$$u_{3,4} = U_T \ln \frac{I_{e1} u}{I_{e3,4}} \quad (2.25)$$

dar cum

$$u_1 - u_2 = u_3 - u_4 \quad (2.26)$$

adică

$$\ln \frac{I + i_u}{I - i_u} = \ln \frac{I_1 + i_1}{I_1 - i_1} \quad (2.27)$$

În final se deduce :

$$i_u = \frac{i_u i_1}{I} \quad (2.28)$$

Curentul de intrare  $i_1$  trebuie să fie pozitiv dar combinarea diferențială a două asemenea circuite poate asigura

ca ambele intrări să poată fi bipolare. Preciziile obținabile sînt ceva mai mici decît la metoda logaritmică-antilogaritmică dar, operat în termeni de curenți, circuitul poate funcționa pînă la frecvențe de ordinul 100MHz; se pretează la integrare monocitică.

Circuitele de înmulțire bazate pe caracteristica exponențială a joncțiunii semiconductoare sînt disponibile sub formă integrată și devin blocuri comune de calcul analogic. Ele permit viteze de lucru deosebit de mari (circuitul Gilbert) dar preciziile lor sînt limitate la valori medii de către erorile relației (2.20) manifestate mai ales la exprimarea caracteristicii reale a joncțiunii la curenți foarte mici și relativ mari.

### .2123 Dispozitive de comutare

.21230 Se va înțelege prin dispozitiv de comutare un dispozitiv folosit prin acțiunea unei mărimi de comandă în două zone diferite ale caracteristicilor sale curent-tensiune (stare conductoare și stare blocată).

-21231 Modularea impulsurilor în factor de umplere și amplitudine permite formarea produsului considerînd valoarea medie pe o perioadă ( $u_p$ ) a unei tensiuni dreptunghiulare (fig.2.10):

$$u_p = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} \cdot u_i = \theta_u u_i \quad (2.29)$$

adică ea este proporțională cu tensiunea ( $u_i$ ) ce modulează în amplitudine variația dreptunghiulară și cu factorul de umplere (bipolar) al acestei variații ( $\theta_u$ ), definit prin:

$$\theta_u = \frac{t_1 - t_2}{t_1 + t_2} \quad (2.30)$$

Se cunosc mai multe circuite care produc semnale cu factorul de umplere proporțional cu (modulat de) o mărime electrică:

-compararea directă a unei tensiuni ( $u_u$ ) cu o tensiune triunghiular variabilă ( $u_r$ ) ca în fig.2.11 unde semnalul ( $s$ ) are valoarea 1 dacă  $u_u > u_r$  și -1 dacă  $u_u < u_r$ , conducând la acest rezultat.

Se constată din triunghiuri asemenea că

$$\frac{E + u_u}{t_1} = \frac{E - u_u}{t_2} \quad (2.31)$$

și se deduce

$$\theta_u = \frac{u_u}{E} \quad (2.32)$$

-astabilul cu cuplaj capacitiv în emitor, prezentat în fig.2.12 /22/ permite trecerea în sensuri contrare a curenților  $I_2$  și  $I_u$  prin condensatorul C.

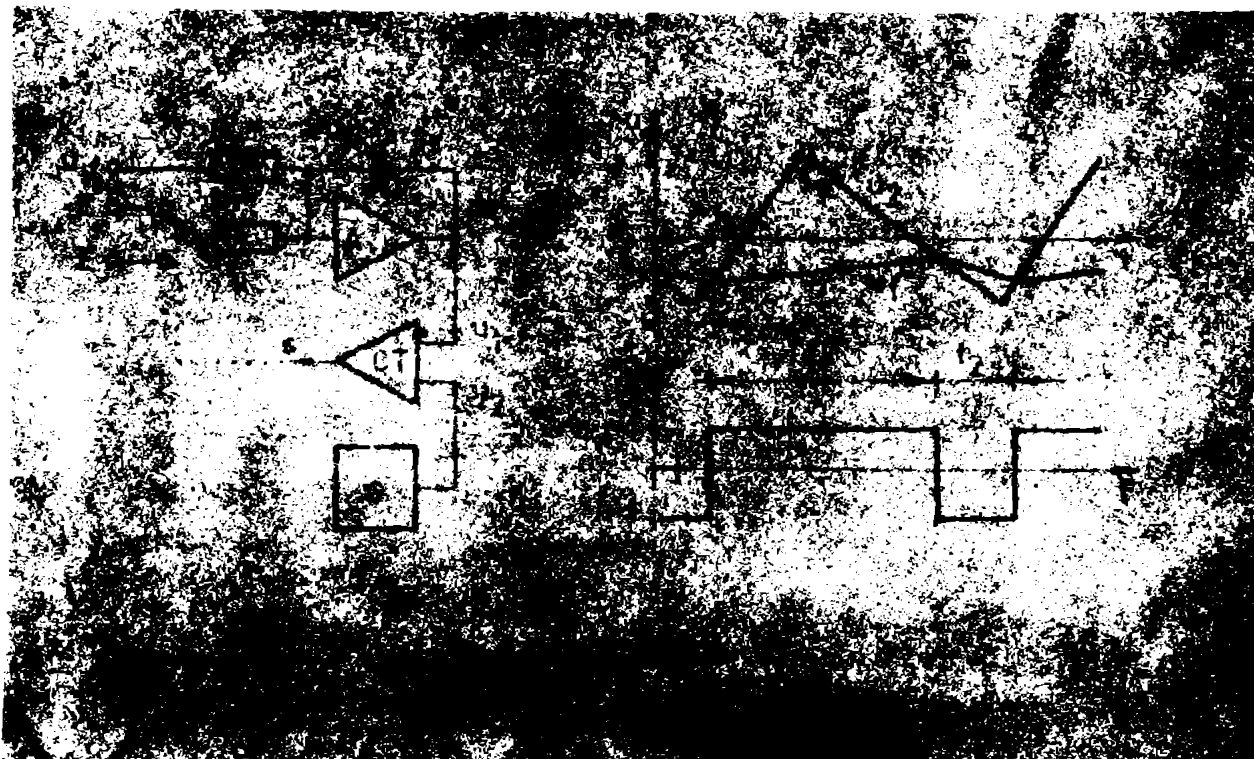
Acești curenți transportă sarcini egale (altfel condensatorul s-ar încărca nelimitat) deci:

$$(I - i_u) t_1 = (I + i_u) t_2 \quad (2.33)$$

și pentru semnalul  $s$  rezultă factorul de umplere

$$\epsilon_u = \frac{i_u}{I} \quad (2.34)$$

-modulatorul Tometa -Sugiyama- Yamaguchi /23,24/ reunește cele două principii precedente (fig. 2.13);





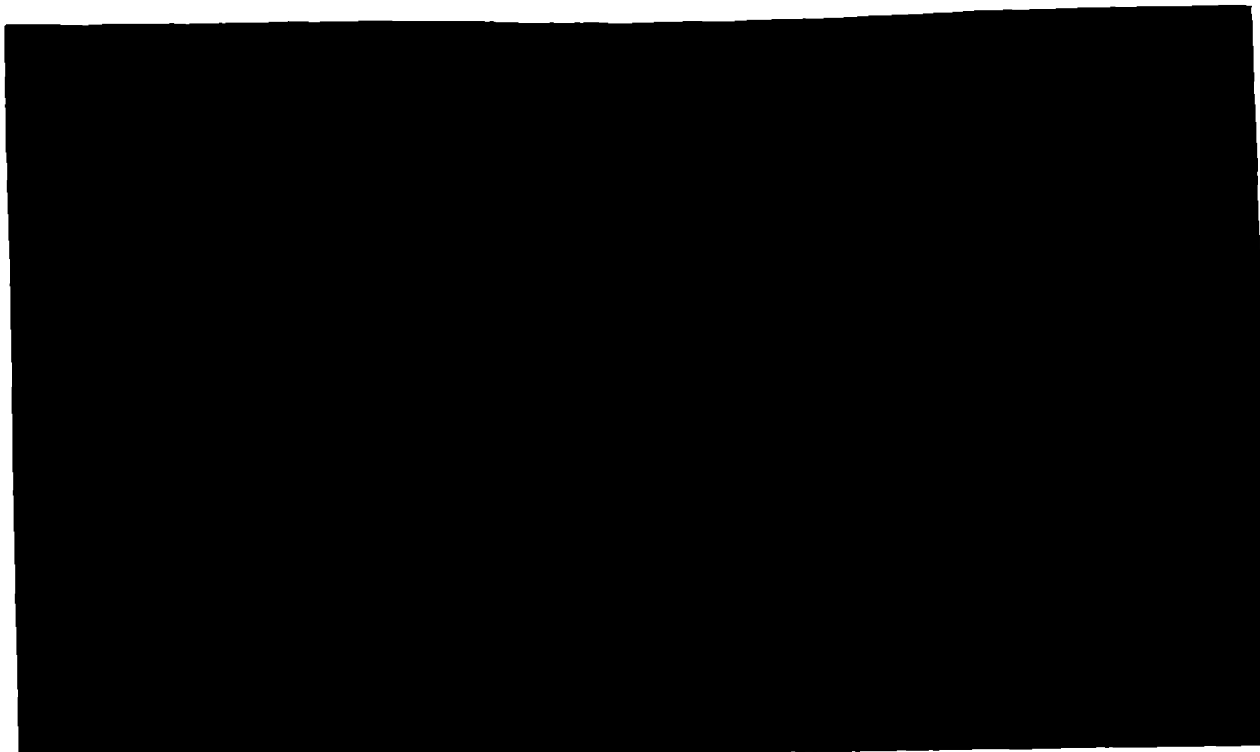
Generatorul G produce o tensiune triunghiular variabilă ( $u_2$ ) care se compară prin comparatorul CF cu tensiunea  $u_1$  rezultată din integrarea (cu A, R, C) alternativă a tensiunilor  $\pm E + u_2$ . Alternarea este dictată de rezultatul comparării ( $s$ ) și după o perioadă ( $t_1 + t_2$ )  $u_1$  își revine valoarea (regim staționar)

$$(-E + u_2) \frac{t_2}{RC} + (E + u_2) \frac{t_1}{RC} = s \quad (2.35)$$

rezultă factorul de umplere al semnalului  $s$  ca din (2.31):

$$s = \frac{u_2}{E} \quad (2.32)$$

- posibilitate aparte este prezentată în fig. 2.14 sub forma unui astabil cu funcționarea dirijată de un miez cu ciclul de histerezis dreptunghiular.



Miezul este premagnetizat prin curentul  $i_m$  (pentru simplitate se consideră toate înfășurările egale); astfel fiind transistorul  $T_1$  intră în conducție curentul său de colector  $i_{c1}$  crește pînă cînd

$$-i_m + i_{c1} = I_0 \quad (2.36)$$

deoarece în continuare o creștere nelimitată induce tensiuni în înfășurări prin modificarea fluxului magnetic ( $\Phi$ ) din miez. Tensiunea pe înfășurare este în această situație  $E - R i_{c1}$  (curenții de bază și tensiunile de saturație  $s$ -au neglijat) și se



menține cît timp fluxul variază de la  $-\phi_0$  pînă la  $\phi_0$  ( $t_1$ ); deci

$$\frac{2\phi_0}{t_1} = E - R(I_0 + i_u) \quad (2.37)$$

În continuare tensiunea indusă dispare și schema basculează în virtutea reacției pozitive, fenomenul decurgînd asemănător în timpul conducției tranzistorului  $T_2$  ( $t_2$ ) și deci

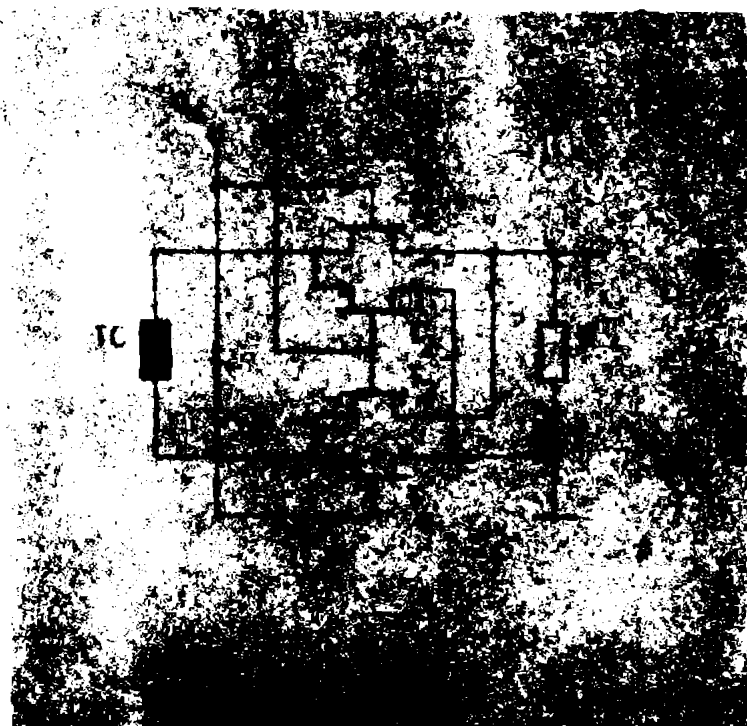
$$\frac{2\phi_0}{t_2} = E - R(I_0 - i_u) \quad (2.38)$$

Din (2.37) și (2.38) se deduce factorul de umplere al semnalului (s) disponibil pe înfășurări:

$$k_u = \frac{i_u}{I_0} \quad (2.39)$$

Observație: Un asemenea circuit are, din punctul de vedere al elementului de intrare, avantajul că înfășurarea ce primește semnalul de intrare ( $i_u$ ) este separată galvanic de restul circuitului și totuși permite comanda scutului în curent continuu.

Modularea în amplitudine a semnalului (s) astfel obținut este numai o problemă de comutație (casi) bidirecțională electronică [21,25], așa cum se exemplifică în fig.2.15/22/.



Tranzistoare cu efect de cimp ( $T_1...T_4$ ) permit, sub acțiunea tensiunilor de comandă ( $u_g$  și  $u_{-}$ ) corespunzătoare semnalului (s) (direct și negat), trecerea curentului secundar al unui transformator de curent (TC) într-un sens și invers prin sarcina R.

Asamblând de exemplu circuitele din fig. 2.12 și 2.15 se realizează un element de înmulțire de o simplitate remarcabilă care nu necesită nici elemente de deservire (intrare, ieșire etc) prea complexe pentru a constitui un contor electronic de precizie (clasă 0,2), folosind aproape numai componente de uz general, fabricate în masă.

Precizia cu care este format produsul depinde de calitățile elementelor de comutare prin erorile relațiilor ce exprimă factorul de umplere și a relației (2.29).

Pentru estimarea acestor erori de idealizare se consideră oțeva date privind dispozitivele utilizabile în comutație: curentul de blocare a unui transistor bipolar de uz general (BC 107) este  $\leq 15\text{mA}$  dar transistorul poate conduce un curent de emiter de  $150\text{mA}$ ; rezistența canalului unui transistor cu efect de câmp (BSV 79) la comandă completă de conducție este  $\leq 40\Omega$  iar la comandă completă de blocare  $\geq 9 \cdot 10^{11}\Omega$ ; comparatoarele de tensiune (AD 509) stabilesc egalitatea tensiunilor cu erori de  $\pm 0,02\text{mV}$  dar pot primi la intrare  $\pm 15\text{V}$ . Din acest punct de vedere, erori sub  $10^{-6}$  par a fi posibile (mai ales lucrând fără comparație.)

Pînă la acest punct, mărimile  $u_1$ ;  $i_1$ ;  $u_2$  s-au presupus tacit constante pe perioada unei oscilații complete a modulațiilor, iar comutările s-au presupus a fi efectuabile într-un timp nesemnificativ față de această perioadă.

Reprezentînd niște aproximații, prima presupunere conduce la erori de principiu iar a doua, de realizare, interdependente între ele prin alegerea perioadei de modulare.

Convertoarele putere-frecvență cu circuite de înmulțire prin modularea impulsurilor în factor de umplere și amplitudine, TVH2 (Landis & Gyr) sau 7 EC 2100-0A (Siemens) funcționează cu erori relative sub 0,05% într-o plajă de curent 50%...150% respectiv 0% ... 120%. Aceste circuite se regăsesc și în contoarele de energie, ZMS1 (Landis & Gyr) sau 7 EC 1021 (Siemens) considerate cele mai precise, de clasă 0,2 S conform /10/.

-21232 Convergența numeric-analogică sugerează un alt mod de utilizare a dispozitivelor de comutare în formarea produsului dintre o mărime analogică (tensiunea de referință,  $u_1$ ) și un cod numeric ( $c_1$ ) avînd în vedere expresia tensiunii de ieșire ( $u_p$ ) a unui convertor numeric-analogic /25/:

$$u_p = u_1 \cdot c_1$$

$$(2.40)$$

Este clar că elementele de intrare pentru un asemenea circuit de înmulțire conțin un convertor analog-numeric pentru formarea codului numeric  $c_1$  iar acesta reclamă circuite de eşantionare-memorare la intrarea sa. Cu toată complexitatea sistemului rezultat el lucrează cu erori de principiu: timpzi de conversie impun rata eşantionării iar aceasta împreună cu rezoluția cuantizării conduce la o reprezentare aproximativă a uneia din mărimile de intrare și deci a produsului.

Deși convertoare analog-numeric și numeric-analogice cu multiplicare se fabrică în serie, aceste dispozitive sînt costisitoare din cauza numărului mare de componente de precizie pe care le conțin. Pentru o sarcină reducere a complexității, mai este posibilă înlocuirea convertorului numeric-analogic cu un divisor resistiv comandat numeric și utilizat aproximativ ca în fig. 2.2.

S-au putut realiza, prin convertoare și circuite de eşantionare-memorare cu erori de 0,02% wattmetre de curent continuu de clasă 0,1 /25/.

.212331 Operații logice efectuate asupra semnelor purtătoare de factori de umplere pot forma produsul /25/ așa cum rezultă din relația (2.29) în care tensiunea  $u_1$  se reprezintă și ea sub forma unei tensiuni de referință ( $U_T$ ) ce impune amplitudinea unui semnal ( $s'$ ) dreptunghiular modulat în factor de umplere ( $Q_1$ ):

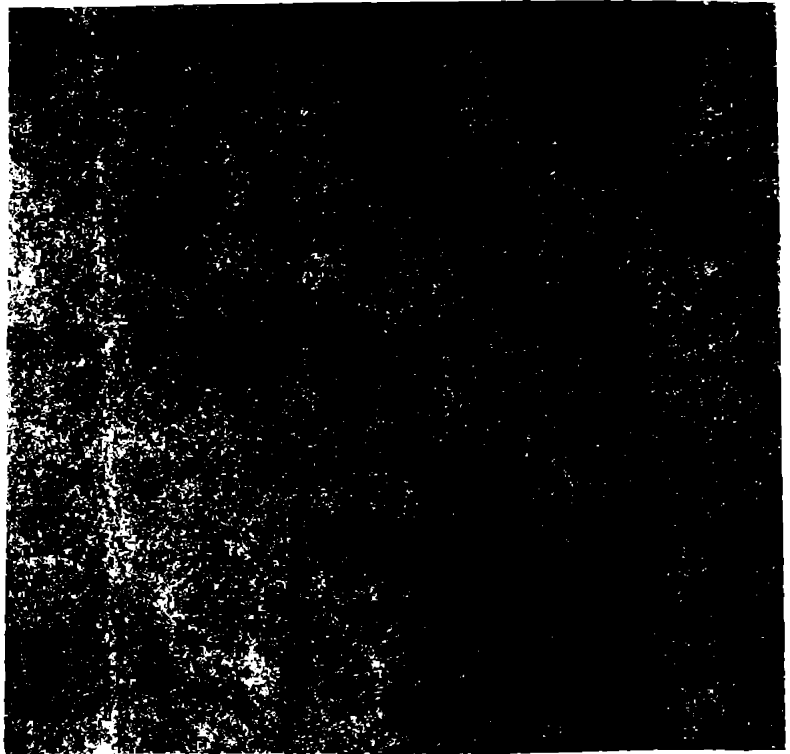
$$u_p = Q_1(Q_2 U_T) = U_T Q_p \quad (2.41)$$

S-a ținut cont de faptul că două semnale dreptunghiulare ( $s, s'$ ) acționează asupra semnalului unei tensiuni deci acțiunea lor combinată este și ea reprezentabilă cu un semnal ( $s''$ ) dreptunghiular (neexistînd decît două semne posibile) caracterizat de un nou factor de umplere  $Q_p$ .

Regula semnelor s-a transmis într-o reprezentare binară convențională în fig. 2.16 și s-a identificat pe baza ei funcția logică de legătură între cele trei semnale: sau exclusiv, (negat) /30/.

Posibilitatea obținerii produsului, referitor la factori de umplere cu o poartă logică, un circuit lipsit de caracteristici de precizie este foarte atrăgătoare, dar perioada de oscilație a modulateurilor (cea de mediere pentru  $Q_p$ ) este perioada lui

$s''$  care oricum este mai mare decât perioadele semnalelor  $s$  și  $s'$  cu implicațiile privind precizia, văzute în .21231



Observație: Metoda mai presupune o înmulțire, la modularea (mai precis calibrarea) semnalului  $s''$  în amplitudine; adică în fond înglobată și metoda .21231 dar are față de aceasta un avantaj potențial, referitor la elementele de intrare, mai ales în măsurarea puterii de curent continuu: semnalele purtătoare de factori de umplere pot fi transmise foarte simplu, prin transformatoare de impulsuri, cu separare galvanică și fără periclitatea preciziei acestor factori de umplere.

.212332 Operații logice, efectuate asupra unor coduri numerice pot furniza, neapelând la componente de precizie și totuși fără erori, codul numeric al produsului numerelor marcate de aceste coduri /27/.

Prezența informației privind puterea sub formă de cod numeric imune practic prelucrarea ei în continuare (mediere, integrare, ieșire etc.) tot prin tehnici numerice. Acestea admit precizii potențiale deosebite (multe operații fiind posibile fără erori) dar se realizează cu circuite de mare complexitate (eventual mascabilă prin integrare monolitică specializată) și necesită un anumit timp de lucru pentru efectuarea acestor prelucrări.

Precizia metodei este limitată în cadrul elementelor de intrare, de convertirile analog-numerice (și de circuitele de egalizare-memorare conexe), necesare pentru reprezentarea sub formă de cod numeric a tensiunii și curentului de măsurat dar și în cadrul circuitelor logice, prin timpul lor de lucru (calcul).

Rezoluția și frecvențe de eșantionare limitate conduc la erori încă la reprezentarea numerică a mărimilor de intrare.

În acest sens, se prezintă niște date semnificative, referitoare la câteva convertoare analog-numeriche de maximă performanță (fig.2.17)



Observație: La contoare de energie electrică se impune /10/ păstrarea preciziei pe o plajă foarte largă de curenți: 1%... 120%; asigurând rezoluția necesară la curentul de 1%, aceasta devine de aproximativ 100 de ori mai mare decât cea necesară la curentul de 100%, generând probleme la conversia analog-numerică, prin numărul mare de cifre binare necesare.

Conversia și calculul pot fi de viteză mult mai mică dacă nu se aplică la formarea produsului (momentan) în modelarea relației (1.4<sup>o</sup>) ci a unei relații de tipul celei (1.12), /25/, pentru că factorii ei nu au variații importante.

O simplificare importantă în elementele de intrare este posibilă dacă se formează direct termenul  $I \cos \varphi$  (respectiv  $I \sin \varphi$ ) prin redresare comandată /25,29/. Câștigul de precizie, obținut cu aceste variante este totuși îndoielnic prin faptul că relațiile sînt valabile pentru o anumită variație în timp a mărimilor electrice, variație care în general nu este asigurată (vezi .20).

O cale cu șanse mai mari p<sub>er</sub>e elaborarea de algoritmi speciali de calcul permițind ridicarea frecvenței de eșantionare; ținând cont numai de erorile procedurii ideal de eșantionare, cuantizare și calcul, datele din /29/ permit urmărirea alegere pentru un contor de clasă e,2 S /10/; reprezentarea tensiunii cu le cifre binare, a curentului cu 12 (cite una din ele pentru semn) și perioada de eșantionare de 6,25 μs pentru un regim sinusoidal cu frecvența de 50Hz. (Se poate probabil mări perioada de eșantionare cu mărirea numărului de cifre binare). Confruntarea cu fig. 2.17 arată că realizarea este posibilă dar cuprinderea corectă în calcul a armonicilor se asigură foarte greu. Mărirea în continuare a performanțelor este limitată de fapt de necesitatea conversiei analog- numerice care, față de scopul urmărit nu utilizează dispozitivele într-un mod avantajos.

.2124 Comparând posibilitățile metodelor prezentate rezultă că precizii maxime și mari se pot obține cu ajutorul fenomenelor simple, elementare, în mare măsură controlabile tehnologic, cum ar fi cel electro-termic într-un rezistor și îl urmează fenomenele de comutare cu dispozitive semiconductoare. Utilizarea comutărilor cu dispozitive semiconductoare la efectuarea de operații logice cere un control minim asupra caracteristicilor acestora dar reclamează conversii analog- numerice în care comutările trebuie deja bine controlate; având însă la dispoziție asemenea comutări controlate, soluția mult mai directă și mai simplă este modularea în factor de umplere și amplitudine, cu diversele ei variante. Natura acestei metode implică o extindere în timp a formării produsului deci are o viteză limitată.

Mărirea vitezei este posibilă cu caracteristici mai complicate (exponențiale) dar impreciziile de realizare a acestor caracteristici limitează preciziile obținabile la valori medii. Obținerea înmulțirii cu precizii reduse este posibilă cu circuite deosebit de simple.

.22 Elemente formatoare de mărimi intermediare

.22a Aceste elemente au rolul de a forma din curentul și/sau tensiunea de măsurat sau din alte mărimi ce le reprezintă pe acestea, mărimile necesare pentru exprimarea puterii reactive și aparate conform diferitelor definiții.



.221 Măsurarea puterii reactive

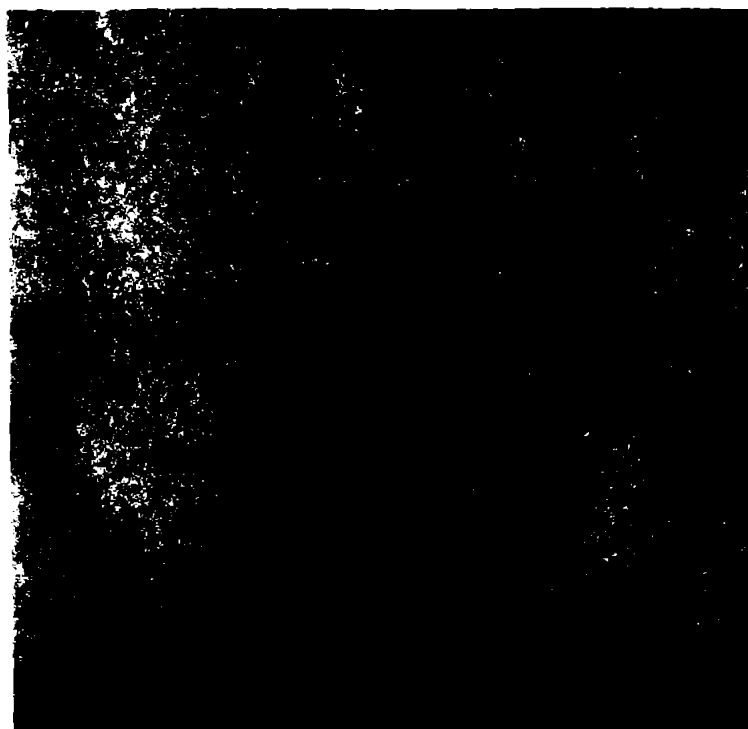
.2211a Pentru măsurarea puterii reactive conform relației (1.13) în regim sinusoidal, s-ar putea forma mărimi proporționale cu amplitudinea tensiunii, a curentului, respectiv cu sinusul unghiului de defazaj dintre curent și tensiune și apoi, din acestea, o mărime proporțională cu produsul lor. Practic procedeul nu se utilizează deoarece este complet diferit de procedeele de măsurare a puterii active, pentru care aparatura este elaborată și produsă în serie; se preferă metodele de măsurare care reduc măsurarea puterii (energiei) reactive la o măsurare de putere (energie) activă.

Aceasta se bazează pe observația că (1.13) poate fi transcrisă în următoarea formă:

$$Q = \frac{1}{2} UI \cos(\varphi - \frac{\pi}{2}) \tag{2.42}$$

care având în vedere și (1.12) este echivalentă cu afirmația că puterea reactivă este egală cu puterea activă care rezultă dacă se schimbă numai defazajul dintre curent și tensiune cu  $-90^\circ$ .

.22111 Circuitele RL pot asigura această schimbare de defazaj într-o manieră foarte simplă, folosite la contoarele de energie reactivă cu dispozitiv de inducție, sub denumirea de conexiune naturală (fig.2.13) /22/. Pentru un regim caracterizat de frecvență circulară se deduc relațiile fazoriale:



$$U' = \frac{-j\omega L_1}{j\omega L_1 + R_1} \cdot U \tag{2.43}$$

$$I' = \frac{R_2}{j\omega L_2 + R_2} \cdot I \tag{2.44}$$

În ipoteza că

$$\frac{R_1}{L_1} = \frac{R_2}{L_2} \tag{2.45}$$

se observă că cele două mărimi suferă schimbări de fază ce diferă cu  $-90^\circ$  (pentru

pentru orice  $\omega$ ) așa cum o cere metoda dedusă în .2211c. Cum însă apar și schimbări de amplitudine, dependente de frecvență, etalonarea este valabilă numai pentru o singură frecvență.

.22112 Circuite RC controlate printr-o buclă de reacție pot satisface în întregime cerințele metodei din .2211c. În acest scop se folosește circuitul schițat în fig. 2.19 /22/.

Se găsește ușor relația fazorială

$$U' = \frac{1-j\omega RC}{1+j\omega RC} U \quad (2.46)$$

adică filtrul (RC) este tipul trece-tot,  $|U'| = |U|$ , și afectează numai faza tensiunii  $U'$  în mod reglabil prin intermediul rezistorului comandabil R.

Amplificatorul operațional A comandă în așa fel valoarea de rezistență R încât produsul (realizat de X) mediu (după filtrarea F) dintre

tensiunile  $U$  și  $U'$ , aplicat la intrarea lui, să fie (aproape) nul. În acest caz, independent de variațiile admise de frecvență, defazajul dintre cele două tensiuni este  $-90^\circ$  și puterea reactivă corespunzătoare lui  $U$  și  $I$  se obține în continuare ca putere activă corespunzătoare lui  $U'$  și  $I$ .

.22112 În sisteme trifazate cu tensiuni simetrice se pot forma tensiunile defazate cu  $90^\circ$  și fără elemente intermediare, prin conexiunile numite artificiale /5,6,7,8,22/. În aceste conexiuni, rolul tensiunilor fază-nul  $U_R, U_S, U_T$  este preluat de tensiunile fază-fază decelate cu  $-90^\circ$  față de acestea:  $U_{TS}, U_{RT}$  respectiv  $U_{SR}$ . (De factorul  $\sqrt{3}$  se ține cont la calibrare). Metoda este

foarte comodă prin aceea că permite folosirea aceluiași aparat atât pentru măsurarea puterii (energiei) active cât și pentru măsurarea celei reactive (e drept, cu condiție unor separări galvanice adecvate), dar introduce în măsurare încă o sursă necon-

trelabilă de erori; aproximația sistemului simetric de tensiuni.

.2212 Regimul periodic este o aproximație mai exactă a regimurilor reale, în comparație cu regimul sinusoidal simplu care în unele cazuri prezintă erori grosolane (de exemplu în cazul circuitelor cu tiristoare).

Observația: Totuși, dacă numai tensiunea este bine aproximabilă cu variația sinusoidală în timp ( $U_n = 0 \text{ n} \neq 1$ ), conform definiției (1.29), este suficientă redarea corectă a fundamentalei curentului pentru că armonicile oricum nu transportă energia reactivă și soluțiile tehnice din .2211 își păstrează calitățile.

Folosind aproximația regimului periodic (secțiunea .131) se pot pune în evidență abaterile metodelor prezentate față de definiția adoptată, (1.29):

Metoda .22111 asigură defazarea corectă a tuturor armonicilor dar intervine asupra amplitudinilor acestora; această intervenție poate fi oarecum micșorată constructiv prin exploatarea unor efecte secundare la contorul cu inducție, dar erorile introduse de metodă pot fi mari.

Metoda .22112 asigură menținerea corectă a amplitudinii armonicilor dar intervine asupra defazajelor acestora și încă în mod dependent de spectrul de amplitudini; se poate folosi numai pentru tensiuni practic sinusoidale.

Dacă tensiunile sistemului trifazat sînt simetrice, inclusiv privind distorsiunile, cele stabilite în .21113 sînt valabile și pentru toate armonicile deci metoda este conformă definiției (1.29).

În cazul folosirii acestei definiții este de dorit să se măsoare și puterea defermantă definită prin (1.30) dar avînd în vedere forma acestei definiții trădînd și lipsa sensului fizic al mărimii definite, practic se renunță. (O rezolvare a problemei a fost dată /30/.)

.22121 Definițiile (1.37) respectiv (1.48) au la bază o aproximație foarte exactă a situației reale presupunînd doar caracterul periodic al regimului (secțiunea .132). Ambele definiții reduc măsurarea puterii reactive la măsurări de putere aparentă (definită ca în (1.28)) corespunzătoare tensiunii și curentului reactiv.

Extragerea curentului reactiv (monofazat) este posibilă materializînd direct relațiile (1.32), (1.33) și (1.34) ca în fig. 2.20 /3,4/.



În bucla de reacție forma-  
tă, amplificatorul A caută a-  
cea vâlcare a lui G pentru că-  
re produsul (format în X1)  
mediu (filtret prin F) din-  
tre u și  $i_Q$ , aplicat la in-  
trarea lui, devine nul;  $i_Q$  es-  
te format prin însumarea (în  $\Sigma$ )  
convenabilă a lui i și  $i_p$  for-  
mat la rîndul său din u, prin  
înmulțire (în X2) cu G.

În sisteme polifazate schema se repetă pentru fiecare fază (în continuare se formează puterile reactive și se însumează) dar este posibilă și materializarea relațiilor (1.40), (1.41), și (1.4) în situația (1.45). În acest caz amplificatorul (A) și filtrul (F) sînt comune, primesc suma ieșirilor multiplicatoarelor X1 ale diferitelor faze și formează vâlcarea comună G trimisă apoi la toate fazele.

Avantajele folosirii comune a amplificatorului și filtrului pentru toate fazele este minor, dar apare posibilitatea măsurării unei mărimi care scade cu scăderea pierderilor de transmisie inclusiv cu a celor provocate de încărcările dezechilibrate.

.222 Măsurarea puterii aparente, după relația (1.28), este în primul rînd o problemă de obținerea valorilor efective pentru că formarea produsului a două mărimi negative și lent variabile este relativ simplu rezolvabilă așa cum se poate constata din secțiunea .21

Obținerea valorii efective ( $I_{ef}$ ) a unei mărimi (i) conform definiției (1.24) poate fi privită sub forma căutării acelei valori continue care, la pătrat (sau înmulțită cu sine) dă diferență nulă față de media pe intervalul de timp T a pătratului lui i. Căutarea aceasta poate fi efectuată de un amplificator operațional acționat la intrare de diferența menționată iar <sup>adăugarea</sup> la pătrat cu majoritatea metodelor din secțiunea .21 (posibilitățile

preferate sînt metoda convertoarelor termice sau a dublării logaritmului). Domeniul de variație a pătratelor de comparat este foarte mare (1/10000 pentru intrări 1/100) ceea ce îngreunează construcția elementelor de ridicat la pătrat astfel încît se preferă o schemă de calcul analogic intrinsec, fig. 2.21 /25/.

Această schemă, compusă dintr-un multiplicator-divizor (M) un filtru (F) și un amplificator-repetor (AR) modelează ecuația:

$$\int_{t-T}^t \frac{I^2}{I_{ef}^2} dt = I_{ef} \quad (2.47)$$

care, dacă se rezolvă în raport cu  $I_{ef}$  conduce la (1.24) fără ce mărimile din schemă să aibă un domeniu de variație mai mare decît cea de intrare și cu filtrul realizabil electric, deci cu parametrării ușor controlabili.

Converterul de valoare efectivă integrat, AD 536 (Analog Devices), cu acest principiu de funcționare, are pentru tensiuni de intrare o ... 7 V erori de  $\pm 2 \text{ mV} \pm 0,2\%$ . Este de remarcă că mai multe dispozitive electromecanice relativ simple permit măsurarea directă a valorilor efective, unele în clasa de precizie 0,1 (voltmetre și ampermetre electrodinamice) /5,6,7,8/.

Avînd în vedere importanța mult mai mare a puterii reactive față de cea aparentă în controlul sistemelor energetice și posibilitatea comodă de calcul oferită de (1.20) și (1.43), practic nu se construiesc aparate pentru măsurarea directă a puterii aparente.

Rolul jucat de puterea (energia) reactivă în controlul sistemelor energetice și în tarifare nu generează cerințe reale pentru precizii mari și foarte mari, astfel predomină măsurarea în conexiune artificială. Un caz în care se cere o precizie ridicată este etalonarea-verificarea aparatelor pentru măsurarea puterii (energiei) reactive, pentru această s-a inclus sistemul de generare a tensiunii intermediare descris la .22112 în convertorul de putere-frecvență TVH 2 (Landis & Gyr) care, în ipoteza

tensiunii sinusoidale, permite măsurarea puterii reactive cu erori relative sub 0,15% în plaja de curent 50% ... 150% (față de 0,05% la măsurarea puterii active.)

### .23 Elemente de intrare

Aceste elemente au rolul principal de a transforma tensiunea și curentul măsurat în mărimi de natura și cu domeniul de valori corespunzătoare intrărilor elementelor de înmulțire (sau a elementelor formatoare de mărimi intermediare).

În general li se mai impune să asigure și separările galvanice necesare.

Observație: În toate schemele de măsurare a puterii (energii) active, reactive și aparente, monofazate, trifazate și trifazate cu nul, intrările de tensiune pot avea câte un punct comun cu intrările de curent. Independența galvanică completă dintre intrările de curent și a acestora față de cele de tensiune este necesară numai la etalonarea-verificarea simultană, cu aceeași tensiune și același curenți la loturilor de aparate pentru măsurarea puterii (energii). Asigurarea independenței galvanice complete a tuturor intrărilor, pe lângă avantajele legate de protecția personalului permite și o utilizare mai multilaterală și mai comodă a acestor aparate.

În majoritatea hotărâtoare a cazurilor, așa cum arată experiența, aproximarea regimului cu unul periodic, fără componentă continuă în tensiuni este posibilă cu erori complet neglijabile. Rezultă din relația (1.23) că emiteria componentei continue a curentului nu afectează măsurarea puterii (energii), permițând utilizarea transformatoarelor de curent. Se dovedește avantajosă și traducerea tensiunilor în curent, combinată cu transformatoare de curent sau divizarea rezistivă. Trebuie remarcat că elementele de intrare pot avea o contribuție observabilă în formarea erorilor de măsurare și pot determina direct banda de frecvență a acestora /5,6,7,8,20,22,31/.

Soluțiile concrete nefiind caracteristice măsurării puterii (energii) ele nu se detaliază în continuare. Se consemnează însă faptul că transformatoarele de curent cu compensare electronică de tipul 4764 (Tettex AG) au erori sub 0,01% într-o plajă de curent 1% ... 200%, (vezi și 19,22,32,33,34/) că rezistoarele Vishay produse în serie sînt ajustate cu toleranțe de  $\pm 10$  ppm și că în cazul elementelor de înmulțire celor mai avantajoase, în

virtutea simplității, practic nu sînt necesare elemente de intrare mai complexe decît transformatoarele compensate sau divizoarele rezistive.

#### .24 Elemente de mediere

Aceste elemente au rolul de a forma valoarea medie (curentă) a mărimii ce reprezintă puterea de măsurat materializînd relația (1.5), transcrisă în următoarea formă:

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_0^t p(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^{t-T} p(t) dt \quad (2.48)$$

Aplicînd relației aceste transformarea Fourier,

$$\mathcal{F}\{P(t)\} = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega T} \mathcal{F}\{p(t)\} \quad (2.49)$$

devine clar că (1.5) impune o filtrare trece-jos cu atenuare infinită pentru frecvențele circulare  $\omega_n$ , satisfăcînd :

$$\omega_n = \frac{2n\pi}{T} \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (2.5a)$$

Pentru respectarea definiției puterii active, parametrul filtrului (T) trebuie să fie egal cu perioada mărimilor electrice de măsurat, lucru realizabil cu bună aproximație numai prin sisteme de reglare automată a parametrului T după această perioadă. Asemenea sisteme, destul de complexe, se justifică foarte rar ținînd cont că atenuarea componentei oscilante a puterii sub nivelul deranjant este, din punct de vedere tehnic, echivalentă cu atenuarea infinită, în schimb se realizează cu mijloace mult mai simple. Unui asemenea filtru i se impune doar o atenuare suficientă la dublul frecvenței minime a mărimilor de măsurat și deseori un timp de răspuns (la excitația treaptă) minim. (Această ultimă cerință asigură ca mărimea de ieșire să urmărească cît mai fidel în timp variațiile puterii active.)

Se înțelege că filtrul trebuie să nu eroneze componente utile a puterii. În cazul filtrelor RC, avantajele la frecvențele necesare, erorile provin de fapt din imperfecțiunile (curen-

și de polarizare, decalaje ) ale dispozitivelor active, înglobate în filtre sau în circuitele ce le urmează.

Printr-o dimensionare corectă aceste erori pot fi făcute nesemnificative.

În cazul măsurării energiei, această mediere nu este necesară dar poate fi prezentă așa cum rezultă din relațiile (1.13) și (1.14).

## .25 Elemente de ieșire

.25a Aceste elemente au rolul de a măsura mărimea obținută în final cu celelalte elemente și de a reprezenta rezultatul măsurării într-o formă convenabil perceptibilă pentru receptorul informațiilor privind puterea (energia). Ca atare aceste elemente nu sînt caracteristice măsurării puterii; totuși se accentuează asupra unei posibilități foarte utile în cazul aparatelor statice anume conversia mărimii proporționale cu puterea în frecvența unor impulsuri de ieșire; astfel măsurarea numerică a frecvenței acestora este simplă și foarte precisă /25/, rezultatul ei fiind proporțional cu puterea iar numărarea impulsurilor, tot simplu realizabilă (electromagnetic și/sau electronic) conducînd la un număr proporțional cu energia măsurată de întregul sistem. Totodată, în principiu aceste impulsuri pot fi introduse în orice sistem numeric de prelucrarea datelor privind puterea și energia.

În forma corespunzătoare cazului cînd mărimea finală este un curent ( $i_p$ ), se prezintă metodele mai importante de conversie în frecvență:

.251  Echilibrul de sarcină  într-un condensator în care se scurge continuu curentul  $i_p$  se menține extrăgînd din condensator cuante calibrate de sarcină electrică de fiecare dată ce tensiunea pe condensator atinge un prag. Extragerea cuantei de sarcină se face printr-un curent  $I_T$  ( $I_T > \max i_p$ ) calibrat, care se conectează la condensator pe un interval de timp calibrat  $t_0$ ; concomitent se emite un impuls de ieșire. Cîm tensiunea pe condensator (și deci sarcina din el) nu este lăsată să crească nelimitat, curenții de intrare și ieșire sînt în medie egali, adică se stabilește o frecvență de extragere a cuantelor ( $f$ ) pentru care:

$$i_p = I_T \cdot t_0 \cdot f \quad (2.51)$$



Această proporționalitate poate fi deosebit de exactă și stabilă pentru stabilirea cu mare precizie a curentului  $I_p$  și a duratei  $t_0$ , este posibilă tehnologic (implică în principal o tensiune de referință, o rezistență precisă și o bază de timp cu cuarț).

.252 Inversarea unei mărimi de intrare prin comutatoare comandate conduce la schimbarea sensului curentului  $i_p$  și deci schimbarea sensului de încărcare a condensatorului de la .251. Dacă condensatorul are capacitatea  $C$  și schimbările de sens comandate astfel încît tensiunea condensatorului să traverseze mereu într-un sens și altul o diferență fixată de tensiuni (dintre două praguri,  $\Delta E$ ), marcate de impulsuri de ieșire, atunci frecvența acestora ( $f$ ) va satisface relația

$$\frac{I_p}{f} = C \Delta E \quad (2.52)$$

provenită din exprimarea pe două căi a cantității de sarcină primite de condensator pentru o traversare a diferenței de tensiuni. Această proporționalitate nu este atât de stabilă ca (2.51) pentru că o stabilitate mare a capacității  $C$  se obține destul de greu. În cazul contorilor, în care se cere aprinderea emiterii impulsurilor la putere nulă, metoda este avantajoasă pentru că satisface această cerință prin curentul de decalaj (oricum inevitabil), asociat cu  $i_p$ , care nu-și schimbă sensul împreună cu acesta (el provenind din alte surse) și deci nici sensul de încărcare a condensatorului, adică îl duce într-o extremă.

Această ultimă conversie poate avea o contribuție sensibilă în producerea erorilor globale de măsurare; pentru orientare, se citează că convertorul tensiune-frecvență 458 J (Analog Devices) are erori de liniaritate în plaja de frecvențe 1 Hz...100 kHz mai mici de 0,01% dar poate avea un decalaj de tensiune la intrare  $\pm 12\text{mV}$  din care partea necontrolabilă este aproximativ  $\pm 20\text{ }\mu\text{V}$  tensiunea maximă de intrare fiind 10V.

.3 Posibilități de reducere a erorilor

.3a Căutarea posibilităților de reducere a erorilor se restringe la domeniul elementelor de înmulțire și a elementelor de ieșire dacă se ia în considerare că elementele formate de mărimi intermediare sînt necesare numai la măsurarea puterii (e-

energiei) reactive și a puterii aparente la care rar se justifică precizii mari iar pentru elementele de intrare și de mediere se cunosc soluții relativ simple de precizie foarte mare.

### .31 Erorile elementelor de înmulțire

.31a Considerațiile din .21 sugerează concentrarea atenției asupra metodei modulării impulsurilor în factor de umplere și amplitudine prin aceea că s-a vădit în evidență diferența mare dintre preciziile obținute și cele estimate posibile.

Ca mod de lucru se acceptă descrierea detaliată a funcționării modulatorilor prezentate la .21231, orientată spre compararea dependențelor găsite cu cele dorite pentru modelarea relațiilor de exprimare a energiei. A energiei, pentru că integrala în timp a impulsurilor modulate în factor de umplere și amplitudine (ceva mai ușor manevrabilă decât valoarea lor medie) considerată ca mărime de ieșire, reprezintă tocmai estimația oferită de metodă pentru energia transferată (de măsurat).

### .311 Funcționarea modulatorilor ideale-erori de principiu

.311a Reinterpretând cele de la .21231 rezultă că, în cazul circuitelor ideale, pentru mărimi de intrare constante, estimația energiei transferate (introdusă în .31a) coincide cu valoarea exactă a acesteia dacă se referă la durata unei oscilații complete a modulatorilor.

În continuare se vor exprima erorile estimațiilor date de aceleași circuite în cazul unor mărimi de intrare periodice în timp.

Cum în cazurile utile aceste erori trebuie să fie mici, se impune o descriere foarte exactă a funcționării circuitelor, în scopul de a nu adăuga erorilor de principiu erori importante provenite din imperfecțiunile descrierii. Având în vedere dificultățile unei descrieri analitice (posibile eventual cu funcții Walsh /35/), se optează pentru o modelare numerică pe calculator.

În mod preliminar se consideră estimația energiei  $w_0(n)$  în cazul a  $n$  impulsuri cu frecvența unitară, cu factorul de umplere (bipolar) nul și modulate în amplitudine sinusoidal, adică de forma următoare (scrierea simbolică evită repetarea integrandului comun la fiecare integrală.)

$$w_0(n) = \left( \int_0^{0,5} - \int_{0,5}^1 + \int_1^{1,5} - \dots + \int_{n-1}^{n-0,5} - \int_{n-0,5}^n \right) \sin(\omega t - \alpha) dt \quad (3.1)$$

Efectuând integrările, sumând seriile trigonometrice rezultante, etc. se poate ajunge la expresia:

$$w_0(n) = -\frac{2}{\omega} \operatorname{tg} \frac{\omega}{4} \sin \frac{n\omega}{2} \operatorname{ctg} \frac{n\omega}{2} - \omega \quad (3.2)$$

care arată că estimăția energiei oscilează în jurul valorii exacte (zero) putînd prezenta abateri pînă la  $\approx 0,5$  ( $\omega \ll 1$ ). Calculele numerice de tipul celor ce urmează au arătat că „bateri de aproximativ aceeași valoare apar și pentru alți factori de umplere, încașiv variabili.

Totuși, asemenea abateri nu eronează măsurările reale pentru că se elimină prin filtrare sau devin neglijabile față de cantitatea de energie concentrată; efectul lor trebuie deci eliminat și din calculele următoare; cantitățile de energie calculate nu poate fi mărită ( $n \rightarrow \infty$ ), pînă la reducerea suficientă a ponderii acestor abateri, din cauza volumului mare de calcul necesar, astfel s-a acceptat restricția:

$$\omega = \frac{2M\pi}{n} \quad (M = 1; 5; 8; \dots)^K \quad (3.3)$$

care anulează  $w(n)$ .  $\omega$  poate încă lua orice valoare, cu precizia tehnic necesară, prin alegerea raportului de frecvență (a oscilației modulațiilor/ a frecvenței mărimilor de intrare)  $n/M$  care este astfel un număr rațional, (oricum, într-un calcul numeric nu putea fi altfel) și impune efectuarea calculelor pentru  $M$  perioade ale mărimilor de intrare care cuprind exact  $n$  oscilații ale modulațiilor. Pentru a evita repetarea situațiilor în cadrul celor  $n$  oscilații (vezi și /36, 37/) se impune  $n = MK+1$  ( $M=6; 20; 60; 200$ )<sup>K</sup>.

În continuare se acceptă următoarea formă a mărimilor

---

valorile astfel date sînt cele folosite în calcule

de intrare:

$$u = a (\sin \omega t + b \sin B\omega t) \quad (3.4)$$

$$i = \frac{E_0}{Z} + \sum_{k=1}^L (g_k \cos k\omega t + f_k \sin k\omega t) \quad (3.5)$$

(a = 0,003 ; 0,01 ; 0,03 ; 0,1 ; 0,3 ; 0,7 ; 0,9 ; 0,99)

(b = 0 ;  $\pm$  0,02 ;  $\pm$  0,1)

(B = 3)

(L = 27)

Estimațiile energiei se calculează pentru intervalul de timp  $0 \dots t_n$  corespunzător celor  $n$  oscilații ale modulațiilor.

Problema decisivă în acest calcul este determinarea poziției în timp a momentelor de comutare a modulațiilor:

.3111 Momentele de comutare

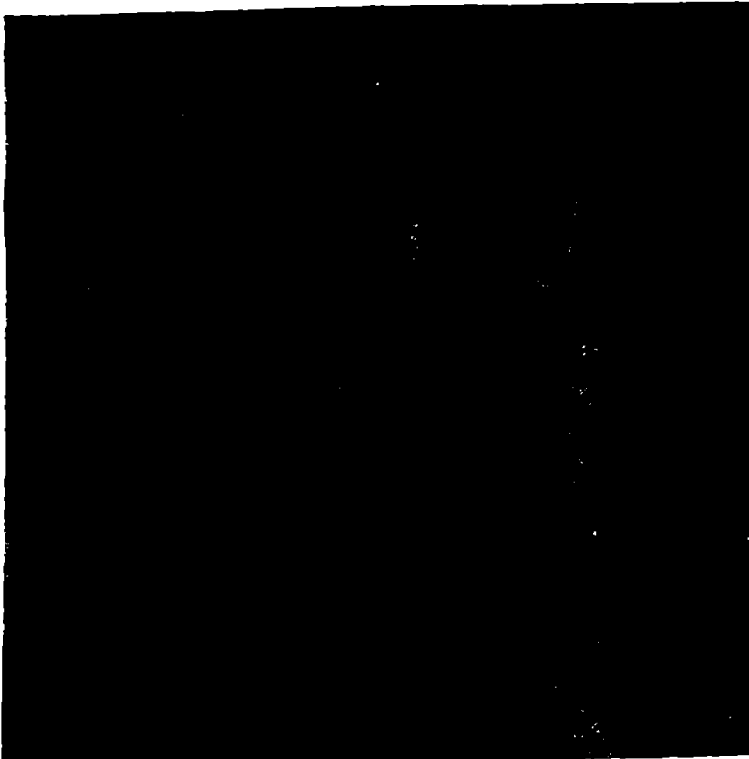
.31111 Metoda comparării cu o referință triunghiular variabilă

Așa cum rezultă din fig.2.11, modulația în factor de umplere nu este afectată de asimetria referinței triunghiulare. Pornind de la aceasta se acceptă, în calitate de caz limită, o referință în dinți de fierăstrău (fig.3.1.) aceasta avînd avantajul că jumătate din momentele de comutare devin a priori cunoscute. Se adoptă perioada de 1 și variația crescătoare de la -1 la +1; mărimea de intrare va fi  $u$  din (3.4)

Parametrul  $a$  exprimă deci amplitudinea relativă a mării de intrare sau adîncimea de modulație,  $\omega$  frecvența circulară relativă a mărimilor de intrare iar timpul  $t$  considerat în continuare va fi și el relativ.

În fig. 3.1 s-a reprezentat un pas de calcul iterativ dezvoltat pentru găsirea poziției în timp a momentului de comutare  $t_{xj}$  (a punctului de intersecție I) din perioada a  $j$ -a a referinței. (Varietă a metodei lui Newton).

Fie  $d_j$  o aproximație în exprimarea poziției punctului de intersecție; înlocuind curba  $u$  cu tangenta ei din  $t_j - d_j$  se de-



termeni poziția intersecției acestora cu referința, exprimându-se corecția  $\delta$  din ecuația

$$u(t_j - d_{j-}) - u'(t_j - d_{j-})\delta = -1 - 2(d_{j-} + \delta) \quad (3.6)$$

(cu  $u'$  e-a notat derivata după  $t$  a funcției  $u$ ). Rezultă

$$\delta = \frac{u(t_j - d_{j-}) + 2d_{j-} - 1}{u'(t_j - d_{j-}) - 2} \quad (3.7)$$

$d_{j-} + \delta$  reprezintă o nouă aproximație pentru poziția punctului de intersecție; notînd-o cu  $d_j$ , ea poate determina o nouă corecție  $\delta$ , etc. Procesul fiind convergent (vezi /33/), poziția intersecției poate fi stabilită cu orice precizie dorită. (Din ~~mată~~ legat de calculator pînă la  $|\delta| \leq 10^{-14}$ .)

În continuare, înțelegîndu-se prin  $d_{j-}$  aproximația finală, momentele de comutare din perioada a  $j$ -a a referinței sînt:

$$t_{xj} = t_j - d_{j-} \quad (3.8)$$

$$t_j = j \quad (3.9)$$

.31112 Metode stabilului cu cuplaj capacitiv în emiter (și echivalente)

Relația (2.33), în cazul general al mărimii de intrare variabile în timp și folosind notația  $i_u/I = u$  devine

$$\int_{t_{j-1}}^{t_{xj}} (1-u)dt = \int_{t_{xj}}^{t_j} (1+u)dt = 0,5 \quad (3.20)$$

unde  $t_{j-1}$ ;  $t_{xj}$ ;  $t_j$  și  $u$  au aceeași semnificație ca în .31111 iar factorul numeric 0,5, adăugat, asigură valoarea 1 pentru peri-

oada modulatorilor în cazul  $u=0$ , facilitând compararea metodelor.

Notînd cu  $\tilde{u}$  o primitivă a funcției  $u$ , (3.10) se poate rescrie în forma (3.11); (3.12):

$$(t_{xj}-t_{j-1})-0,5 = \tilde{u}(t_{xj}) - \tilde{u}(t_{j-1}) \quad (3.11)$$

$$0,5 - (t_j-t_{xj}) = \tilde{u}(t_j) - \tilde{u}(t_{xj}) \quad (3.12)$$

care permite interpretarea grafică din fig.3.2. Pe baza notațiilor din aceasta și urmărind un raționament similar cu cel de la 3.1111 se găsește expresia celor două corecții  $\delta_+$  și  $\delta_-$ :

$$\delta_+ = \frac{\tilde{u}(t_{j-1}) - \tilde{u}(t_{j-1} + d_{j+}) + d_{j+} - 0,5}{u(t_{j-1} + d_{j+}) - 1} \quad (3.13)$$

$$\delta_- = \frac{\tilde{u}(t_{xj}) - \tilde{u}(t_{xj} + d_{j-}) - d_{j-} + 0,5}{u(t_{xj} + d_{j-}) - 1} \quad (3.14)$$



Aplicarea lor iterativă conduce la valorile finale pentru  $d_{j+}$  și  $d_{j-}$  care servesc la exprimarea momentelor de comutare

$$t_{xj} = t_{j-1} + d_{j+} \quad (3.15)$$

$$t_j = t_{xj} + d_{j-} \quad (3.16)$$

Așa cum se deduce și din (3.10) pentru  $u$  constant, frecvența de oscilație a modulatorilor depinde de  $1-u^2$  deci (3.3) nu mai poate fi folosită pentru impunerea frecven-

ței mărimilor în intrare. Pentru păstrarea raportului de frecven -

te  $n/M$ , se pornește cu frecvența circulară  $\omega_0$ .

$$\omega = \frac{2M\bar{E}}{n} \left( 1 - \frac{e^2}{2} \right) \quad (3.15)$$

( $e^2/2$  este media pătratului mărimii variabile  $u$  pentru  $b=0$ ) și se corectează repetat cu  $\Delta\omega$  care se obține, după derularea calculului pînă la  $t_n$ , din

$$\Delta\omega = 2 \left( \frac{2M\bar{E}}{t_n} - \omega \right) \quad (3.16)$$

(Coeficientul numeric 2 accelerează convergența)

Dacă  $|\Delta\omega|$  se reduce suficient (din motive de timp de calcul s-a acceptat  $10^{-9}$ ), (3.16) asigură în acest caz aceeași situație ca (3.3) pentru .31111.

.31113 Metoda Tomota-Sugiyama-Yamaguchi



Modelul din fig. 2.13 se reduce prin notațiile  $u_0/E = u$ ,  $u_1/E = h$ ,  $u_2/E = r$  și prin faptul că modul de variație al lui  $r$  se alege, ca la .31111, în dinți de ferăstrău, pentru a permite ulterior o tratare comună, descrescător de la +1 la -1 cu perioadă 1. Astfel și constanta de timp a integratorului,  $RC$ , dobîndește un sens relativ. Calculele s-au efectuat pentru valoarea sa minimă permisă, 1.

Cu acestea, urmărind ieșirea integratorului în fig.3.3:

$$E(t_j - 1) - \frac{1}{RC} \int_{t_{j-1}}^{t_{xj}} (u-1) dt = -1 + 2(t_j - t_{xj}) \quad (3.17)$$

$$h(t_j) = -1 + 2(t_j - t_{xj}) \frac{1}{RC} \int_{t_{xj}}^{t_j} (u+1) dt \quad (3.18)$$

Considerind primitivă  $\tilde{u}$  a funcției  $u$ , (3.17) se poate rezolva în raport cu  $t_{xj}$  după metoda de la 3.1111 și 3.1112 folosind următoarea expresie a corecției;  $\delta$ :

$$\delta = \frac{\tilde{u}(t_j - d_{j-}) - \tilde{u}(t_{j-1} + d_{j-1}) + RC(2d_{j-} - 1 + h(t_{j-1}))}{u(t_j - d_{j-}) - 1 - 2RC} \quad (3.19)$$

a cărei aplicare iterativă conduce la valoarea finală  $d_{j-}$  cu care

$$t_{xj} = t_j - d_{j-} \quad (3.8)$$

$$t_j = j \quad (3.9)$$

și (3.18) devine direct calculabilă

$$h(t_j) = -1 + 2d_{j-} \frac{1}{RC} (\tilde{u}(t_j) - \tilde{u}(t_j - d_{j-}) + d_{j-}) \quad (3.20)$$

Valoarea de pornire  $h(0)$  se dorește să fie cea de regim permanent; aceasta se obține începind "funcționarea" modelului de la  $j = -$  întreg  $\{2eRC\}$  pentru că astfel (vezi și 3.1122) componenta transitorie de pornire se estimează că se atenuează suficient ( $> 1e^8$  ori) pînă la  $j=0$ .

### 3.112 Expresiile estimățiilor și ale erorilor

Considerind funcția modulatorului în amplitudine și cea de-a doua mărime de intrare, estimăția obținută pentru energie este:

$$w_0 = \left( \int_0^{t_1} - \int_{t_{x1}}^{t_1} + \dots + \int_{t_{n-1}}^{t_{xn}} - \int_{t_{xn}}^{t_n} \right) i dt \quad (3.21)$$

care, notîndu-se cu  $\tilde{i}$  o primitivă a funcției  $i$ , devine



$$w_0 = -\tilde{i}(0) + 2 \left[ \tilde{i}(t_{x1}) - \tilde{i}(t_1) + \dots - \tilde{i}(t_{n-1}) + \tilde{i}(t_{xn}) \right] - \tilde{i}(t_n) \quad (3.22)$$

Dacă se efectuează operațiile ( liniare ) impuse de (3.22) separat asupra fiecărei componente ale mărimii, rezultatul poate fi prezentat sub forma

$$w_0 = \frac{1}{2} \varepsilon_0 c_0 + \sum_{k=1}^L (\varepsilon_k c_k + f_k s_k) \quad (3.23)$$

(unde coeficienții nou introduși  $\varepsilon_0$ ,  $c_k$  și  $s_k$  pot fi exprimați prin identificare)

Cu valoarea exactă a energiei transferate în același interval de timp,  $w$ ,

$$w = \frac{af_1}{2} t_n \left( 1 + b \frac{f_B}{f_1} \right) \quad (3.24)$$

și a celei transportate de fundamentală,  $w_1$ , ( $b=0$ )

$$w = \frac{af_1}{2} t_n \quad (3.25)$$

se definește eroarea relativă a estimăției,  $\varepsilon$ :

$$\varepsilon = \frac{w_0 - w}{w_1} \quad (3.26)$$

ea poate fi exprimată ca

$$\varepsilon = \frac{1}{2} \varepsilon'_0 c'_0 + \sum_{k=1}^L (\varepsilon'_k s'_k + f'_k c'_k) \quad (3.27)$$

unde s-a folosit sistemul următor de notații:

$$\varepsilon'_k = \frac{\varepsilon_k}{f_1}, \quad c'_k = c_k \frac{2}{a t_n} \quad k=0 \dots L$$

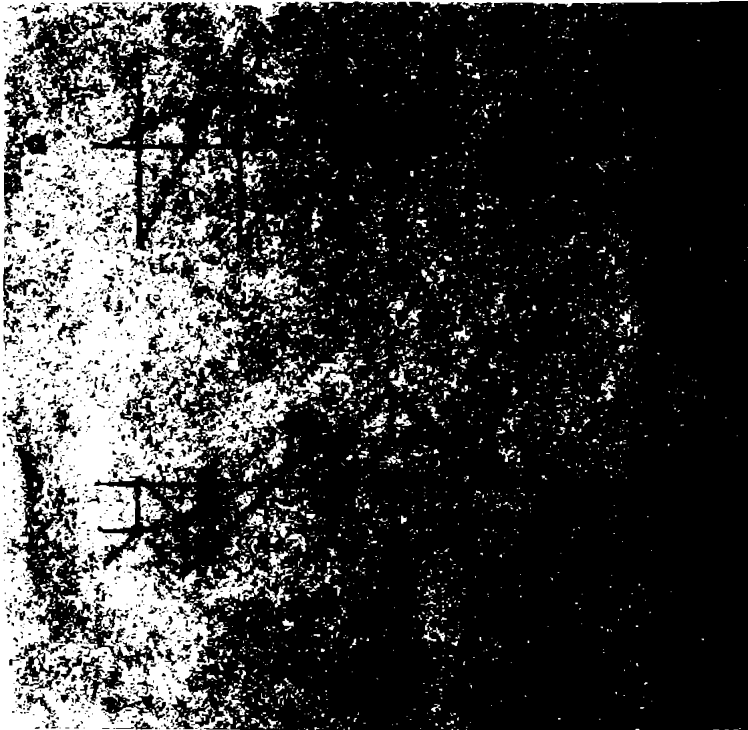
$$f_1 = 1 ; s_1 = s_1 \frac{2}{at_n} - 1$$

(3.28)

$$s_k^1 = \frac{f_k}{F_1} ; s_k^2 = s_k \frac{2}{at_n} \quad k = \dots L, \quad k \neq B$$

$$f_B^1 = \frac{f_B}{F_1} ; s_B^1 = s_B \frac{2}{at_n} - b$$

Relație (3.27) este remarcabilă pentru că reduce exprimarea erorii la formarea unei sume ponderate a coeficienților care definesc mărimea  $i$ , multiplicatorii de ponderare fiind aceiași pentru orice formă a acestei mărimi. Din păcate nu se întrevede posibilitatea unei asemenea universalități și față de mărimea  $u$ ; pentru fiecare desfășurare concretă a ei, multiplicatorii de ponderare trebuie recalculați. (Acesta este și motivul alegerii unei forme particulare, de importanță tehnică, a mărimii  $u$ ).  
Observații: Referința aleasă la .31111 prezintă simetrie impară față



de toate trecerile ei prin zero; la fel și mărimea  $u$  (fig. 3.4 a). Rezultă că distribuția momentelor de comutare va fi simetrică față de centrul intervalului  $0 \dots t_n$ , acesta fiind un punct<sup>de</sup> simetrie comun.

Procedeeul de la .31112 conduce la momentele de comutare deja găsite deocă, din oricare dintre ele se continuă în sensul negativ al timpului (punctat în fig. 3.4b). Dacă deci față de un moment de comutare funcția este pară, distribuția momentelor

de comutare va fi simetrică față de aceste. Asigurând concomitent un număr întreg de perioade ale mărimii  $u$  și ale modulatorilor pe intervalul  $0 \dots t_n$ , centrul acestuia devine un asemenea moment și apare simetria distribuției.

In procedeeul de la .31113 nu s-au găsit asemenea simetrii

In cazul existenței simetriilor observate mai sus, ex-

presia (3.22) devine simetrică, în ceea ce privește argumentele, față de termenul ei central și în cadrul însumării, termenii din  $\tilde{I}$  cu simetrie pară față de  $t_n/2$  apar dublați iar cei cu simetrie impară se anulează.

Cum în aceste condiții  $c_k^1 = 0$  ( $k = 0 \dots L$ ), rezultă următoarea concluzie:

metoda comparării cu o referință triunghiular variabilă și metoda stabilului cu cuplaj capacitiv în salt nu produc erori intrinseci de fază.

**Observație:** Valabilitatea acestei concluzii nu se limitează la condițiile de calcul prezentate. În cazul real al incoerenței dintre mărimile de intrare și oscilațiile modulatorilor, coincidența, cu orice precizie dorită, a punctelor de simetrie are o perioadă de apariție finită; rezultă că erorile de fază reprezintă doar fluctuații din jurul unei medii oricât de mici.

Apare totodată avantajul că este suficientă calcularea momentelor de comutare pentru jumătatea intervalului de timp și evaluarea numai a multiplicatorilor  $s_k^1$  ( $k = 1 \dots L$ ) ceea ce înseamnă reducerea volumului de calcul aproximativ de patru ori.

### .3113 Rezultatele calculului

În tabelele 311...332 se prezintă unele secțiuni parțiale din volumul de date obținut (pentru a le comprima, s-au rotunjit la trei zecimale), cu scopul de a exemplifica următoarele Observații: La metoda comparării cu o referință triunghiular variabilă

b=0 (erori, în regim sinusoidal)

tab. 3.11

n/N	a	0,003	0,1	0,3	0,7	0,9
31/5	s <sub>1</sub> <sup>1</sup>	-0,521-13	+0,132-15	+0,111-14	+0,396-11	+0,290-10
302/5		-0,297-12	+0,266-14	-0,838-15	-0,284-15	-0,308-15
301/5		-0,147-12	+0,300-14	-0,333-15	-0,139-16	+0,244-15
1002/5						

(ponderes erorilor armonice)

K	b n/M a	• 1ol/5 o,7	• 1ol/5 o,9	o 31/5 o,7	-o,1 1ol/5 o,7	+o,1 1ol/5 o,7
1		-o,284-15	-o,388-15	+o,396-11	+o,444-15	-o,985-15
2		+o,2o2-14	-o,548-15	+o,213-1o	-o,152-14	-o,392-12
3		-o,139-15	-o,114-14	+o,189-o9	-o,694-16	-o,314-12
4		+o,121-15	+o,274-15	+o,537-o9	+o,2o7-14	-o,176-14
5		-o,524-15	+o,358-15	+o,252-o8	+o,13o-15	-o,121-15
6					-o,132-14	
7	$S_K^2$	+o,231-15	+o,381-15	+o,494-o7	+o,8o8-15	-o,293-15
12		-o,263-15	-o,879-15	+o,659-o4	+o,147-17	+o,1oo-14
13		-o,9e6-16	-o,152-15	+o,114-63	+o,252-15	+o,14o-15
2o		-o,231-13	-o,14o-13	+o,864-o1	-o,235-13	+o,549-14
21		+o,791-14	+o,438-14	+o,51o-o1	+o,62o-14	+o,153-14
26		+o,191-15	+o,133-14	-o,434-o1	+o,247-15	+o,119-14
27		-o,552-15	-o,136-14	-o,294-o8	-o,651-15	-o,541-15

b = 0

(erori/frecvențe, în regim sinusoidal) tab. 3.21

n/M	a	0,003	0,1	0,3	0,7	0,9
31/5	B <sub>1</sub> ω'	+0,220-01 0,1013+01	+0,218-01 0,1008+01	+0,205-01 0,9669+00	+0,146-01 0,7615+00	+0,105-01 0,5987+00
101/5		+0,202-02 0,3110+00	+0,201-02 0,3095+00	+0,189-02 0,2970+00	+0,134-02 0,2347+00	+0,101-02 0,1849+00
301/5		+0,227-03 0,1044+00	+0,225-03 0,1038+00	+0,212-03 0,9967-01	+0,151-03 0,7880-01	+0,112-03 0,6210-01
1001/5		+0,205-04 0,3138-01	+0,204-04 0,3097-01	+0,192-04 0,2997-01	+0,137-04 0,2370-01	+0,101-04 0,1867-01

(pondera erarilor armonice)

tab. 3.22

k	b n/M a	o 1001/5 0,7	o 1001/5 0,9	o 301/5 0,7	-01 1001/5 0,7	+0,1 1001/5 0,7
Σ		+0,137-04	+0,101-04	+0,151-03	+0,140-04	+0,233-04
2		-0,461-11	-0,155-11	+0,264-10	+0,398-11	+0,349-11
3		-0,684-05	-0,119-04	-0,758-04	-0,219-04	+0,769-05
4		-0,923-11	-0,311-11	+0,529-10	+0,796-11	+0,699-11
5		+0,190-05	+0,784-05	+0,213-04	+0,100-04	-0,395-05
6		-0,138-10	-0,467-11	+0,796-10	+0,120-10	+0,105-10
7	S <sub>K</sub>	-0,445-06	-0,433-05	-0,512-05	-0,491-05	-0,360-07
12		-0,227-10	-0,935-11	+0,162-09	+0,239-10	+0,210-10
13		+0,391-08	+0,513-06	+0,558-07	+0,335-06	-0,721-08
20		-0,463-10	-0,156-10	+0,279-09	+0,400-10	+0,351-10
21		-0,430-10	+0,250-07	-0,380-10	+0,712-08	-0,382-10
26		-0,604-10	-0,202-10	+0,361-09	+0,522-10	+0,458-10
27		-0,628-10	-0,293-08	-0,413-09	-0,448-09	-0,476-10

b=0

(errori, in regim sinusoidal)

tab. 3.31

N/M	a	0,003	0,1	0,3	0,7	0,9
31/5		-0,509+00	-0,509 +00	-0,509+00	-0,507+00	-0,505+00
		-0,545+00	-0,545+00	-0,545+00	-0,547+00	-0,549+00
101/5	S <sub>1</sub>	-0,821-01	-0,821-01	-0,823-01	-0,829-01	-0,835-01
		-0,288+00	-0,288+00	-0,287+00	-0,286+00	-0,285+00
301/5	C <sub>1</sub>	-0,990-02	-0,990-02	-0,995-02	-0,102-01	-0,104-01
		-0,103+00	-0,103+00	-0,103+00	-0,103+00	-0,103+00
1001/5		-0,902-03	-0,903-03	-0,908-03	-0,932-03	-0,951-03
		-0,314-01	-0,314-01	00,314-01	-0,314-01	-0,314-01

k	$\frac{h}{n/M}$ a	$\frac{e}{1001/5}$ 0,7	$\frac{e}{1001/5}$ 0,9	$\frac{e}{3001/5}$ 0,7	$\frac{-e,1}{1001/5}$ 0,7	$\frac{+e,1}{1001/5}$ 0,7
1		-0,932-03 -0,314-01	-0,951-03 -0,314-01	-0,102-01 -0,103+00	-0,935-03 -0,314-01	-0,930-03 -0,314-01
2		+0,544-02 -0,685-03	+0,699-02 -0,881-03	+0,162-01 -0,714-02	+0,652-02 -0,822-03	+0,435-02 -0,549-03
3		+0,871-04 -0,223-04	+0,144-03 -0,368-04	+0,636-03 -0,683-03	+0,945-03 +0,931-02	-0,771-03 -0,935-02
4		+0,211-05 -0,896-06	+0,447-05 -0,190-05	+0,195-04 -0,718-04	-0,210-02 +0,536-03	+0,211-02 -0,538-03
5		+0,632-07 -0,413-07	+0,173-06 -0,183-06	-0,213-05 -0,718-05	-0,738-04 +0,335-04	+0,607-04 -0,273-04
6		+0,212-08 -0,210-08	+0,745-08 -0,736-08	-0,690-06 -0,544-06	+0,147-03 -0,567-04	+0,152-03 -0,603-04
7	C <sub>k</sub>	+0,726-10 -0,115-09	+0,328-09 -0,515-09	-0,115-06 +0,775-09	+0,117-04 -0,772-05	+0,119-04 -0,795-05
12		+0,604-13 +0,167-12	+0,449-12 +0,122-11	+0,187-10 -0,100-11	+0,215-08 -0,322-08	+0,207-08 -0,676-08
13		+0,716-13 +0,159-12	+0,493-12 +0,120-11	+0,125-10 +0,709-11	+0,196-09 -0,832-08	+0,675-10 -0,166-08
20		+0,893-13 +0,143-12	+0,659-12 +0,102-11	+0,122-10 +0,428-11	-0,109-12 -0,830-13	+0,328-12
21		+0,101-12 +0,133-12	+0,673-12 +0,985-12	+0,120-10 +0,386-11	-0,545-13 -0,582-13	+0,406-12
26		+0,103-12 +0,117-12	+0,736-12 +0,856-12	+0,117-10 +0,223-11	-0,451-13 -0,513-13	+0,476-12 +0,548-12



27	+0,103-12	+0,741-12	+0,116-10	-0,386-13	+0,475-12
	+0,114-12	+0,196-11	+0,196-11	-0,566-13	+0,541-12

-multiplicatorul  $s'_1$  converge surprinzător de rapid către zero cu scăderea adâncimii de modulație ( $a$ ) și cu creșterea raportului de frecvențe ( $n/M$ ), ajungând la limita rezoluției de calcul<sup>x</sup> chiar pentru  $n/M = 6,2$ .

-ceilalți multiplicatori  $s'_k$  ( $k=2 \dots 27$ ) converg mai încet spre zero dar pentru  $n/M \geq 20$ , în toate regimurile studiate, sînt la limita rezoluției de calcul.

La metoda astabilului cu cuplaj capacitiv în emiter

-multiplicatorul  $s'_1$  converge către valori finite cu scăderea adâncimii de modulație iar acestea, la rîndul lor, converg spre zero cu creșterea raportului de frecvențe.

-această dependență poate fi exprimată cu

$$s'_1 \left[ a, \frac{R}{M} \right] = \frac{f(a)}{\left( \frac{R}{M} \right)^{-1}} \quad (3.29)$$

unde  $f(a)$  descrie dependența față de adâncimea de modulație, practic independentă de raportul de frecvențe (diferența relativă sub 0,005 pentru  $a \leq 0,9$  cu tendință de scădere la creșterea lui  $n/M$ )

-abaterile relative ale frecvenței circulare stabilite în calcul ( $\omega'$ ) față de valoarea dată de (3.15) sînt foarte mici (sub 0,001).

-cele două observații anterioare permit calculul unui multiplicator  $s'_1$ , emolegul lui  $s'_1$  în cazul raportului dat ( $R$ ) între frecvența modulatorului în gol ( $\omega = \omega_0$ ) și frecvența mărimilor de intrare.

Diferența este că nu se corelează frecvența mărimilor de intrare cu adâncimea de modulație, prin (3.15), adică

<sup>x</sup>

dată de condițiile de oprire a iterațiilor respectiv de rezoluția reprezentării numerelor în calculator

$$S_1 = R \left( \frac{R^2}{2} \right) \quad (3.30)$$

Notînd

$$S_1' \left[ a, R \left( 1 - \frac{R^2}{2} \right) \right] = S_1' [a, R] \quad (3.31)$$

și exprimînd  $f(a)$  din (3.29), rezultă în final

$$S_{11} [a, R] = S_1' [a, R] \frac{R^2 - 1}{R^2 \left( 1 - \frac{R^2}{2} \right)^2 - 1} \quad (3.32)$$

Pentru multiplicatorul  $S_1'$ , mult mai util prin dependența sa de parametrii practici, s-au obținut astfel valorile din tab. 3.23; în esență are aceleași proprietăți ca  $s_1$ .

-dintre ceilalți multiplicatori  $S_k'$  ( $k=2 \dots 27$ ) cei de ordin ( $k$ ) par sînt nuli (apar la limita rezoluției de calcul) în toate situațiile studiate, corespunzător simetriei de tratare a valorilor pozitive și negative ale mărimii  $u$ ; cei de ordin impar descresc cu creșterea ordinului, cu atît mai repede cu cît adîncimea de modulație este mai mică și /sau cu cît raportul de frecvențe este mai mare.

-valorile obținute pentru  $s_1'$  și calitativ și pentru  $s_k'$  ( $k=2 \dots 33$ ) sînt confirmate de /39/; de asemenea se confirmă prin calcul rezultatul teoretic  $o_1 = e$

-prezența distorsiunilor în mărimea  $u$  ( $b/a$ ) influențează puțin multiplicatorul  $s_1'$  și moderat ceilalți multiplicatori, astfel că și la distorsiuni destul de mari (de exemplu  $f_2 = 0,5$ ) ale mărimii  $i$  cea mai mare pondere în formarea erorilor  $e$  are fundamentala.

#### La metoda Tomita-Sugiyama-Yamaguchi

-multiplicatorii  $s_1'$  și  $C_{1j}$  converg către valori finite cu scăderea adîncimii de modulație iar acestea, la rîndul lor, converg spre zero cu creșterea raportului de frecvențe.

-așa cum se va arăta la .31232, dependența multiplicatorilor față de raportul de frecvențe ar putea fi exprimată cu :

b=0 (erori recalculate, in regim sinusoidal)

tab. 3.28

R	a	0,003	0,1	0,3	0,7	0,9
6,2	e <sub>k</sub> '	+0,220-01	+0,220-01	+0,225-01	+0,222-01	+0,311-01
20,2		+0,208-02	+0,203-02	+0,207-02	+0,236-02	+0,286-02
60,2		+0,228-03	+0,228-03	+0,232-03	+0,265-03	+0,317-03
200,2		+0,205-04	+0,206-04	+0,210-04	+0,240-04	+0,286-04

b=0 (erori test, in regim sinusoidal)

tab. 3.33

n/M	a	0,003	0,1	0,3	0,7	0,9
31/5	e <sub>k</sub> '	-0,263-02	-0,258-02	-0,211-02	+0,102-02	+0,158-02
		-0,448-01	-0,448-01	-0,451-01	-0,470-01	-0,489-01
102/5	e <sub>k</sub> '	+0,610-02	+0,608-02	+0,596-02	+0,530-02	+0,476-02
		-0,422-02	-0,418-02	-0,386-02	-0,229-02	-0,100-02
301/5	e <sub>k</sub> '	+0,880-03	+0,874-03	+0,826-03	+0,587-03	+0,396-03
		-0,186-03	-0,183-03	-0,162-03	-0,569-04	-0,266-04
1000/5	e <sub>k</sub> '	+0,818-04	+0,812-04	+0,763-04	+0,520-04	+0,326-04
		-0,515-05	-0,507-05	-0,445-05	-0,138-05	+0,107-04

$$s_1' = \frac{-(\omega RC)^2}{1 + (\omega RC)^2} \quad (3.33)$$

$$c_1' = \frac{-\omega RC}{1 + (\omega RC)^2} \quad (3.34)$$

și această parte a erorilor poate fi compensată; calculând resturile  $s_1'$  și  $c_1'$  ca

$$s_1' = s_1 - \delta_1 \quad (3.35)$$

$$c_1' = c_1 - \epsilon_1 \quad (3.36)$$

se obțin valorile din tab. 3.33; îmbunătățirea este însemnată dar multiplicatorul-rest  $c_1'$  are valori importante arătând prezența în continuare a erorilor de fază:

-ceilalți multiplicatori descrease cu creșterea ordinului, ceva mai repede la scăderea adâncinii de modulație și/sau la creșterea raportului de frecvențe dar  $|s_2| \gg |s_1| \gg |s_1'|$  (mai este posibil ca multiplicatorii de ordin par să scadă dacă se revine la variația triunghiulară simetrică pentru  $r$ )

-Prezența distorsiunilor în mărimea  $\alpha$  influențează puțin multiplicatorii  $s_1$  și  $c_1$  dar încetinește mult descreșterea celorlalți multiplicatori cu creșterea ordinului.

-valorile obținute pentru  $s_1$  și  $c_1$  (comparate prin extrapolare) concordă cu cele prezentate în /37/ dar nu concordă cu cele din /39/ care de altfel par a fi incompatibile, pentru orice RC, cu (3.33) și (3.34).

-în /40/ se arată că (3.33) devine aproximație mai bună dacă se completează cu factorul multiplicativ 0,90 și în /37/ se prezintă posibilitatea compensării mai exacte

### Generale

- la toate cele trei metode erorile de principiu pot fi reduse sub orice limită dată prin alegerea raportului dintre frecvența oscilației modulatorilor și a mărimilor de intrare

-raportul de frecvențe pe departe cel mai mic este necesar la metoda comparării cu o referință triunghiulară variabilă

-celelalte două metode (ultima cu compensare) sunt comparabile privind mărimea erorilor dar metoda stabilului cu câleaj capacitiv în esență nu prezintă erori de fază și se comportă mult mai favorabil în prezența distorsiunilor.

-în situațiile studiate (corespunzătoare celor practice în cazul surselor cu impedanță neglijabilă /41/) este suficient ca raportul de frecvențe să se stabilească după fundamentală (și nu după armonici)

-în orice situație corectă erorile pot fi determinate prin calcul cu suficientă precizie pentru a fi folosite la corecții.

### .312 Funcționarea modulațiilor rețele-erori de realizare

.3120 În continuare se va presupune că mărimile de intrare sunt evanescente referitor la o perioadă a oscilației modulațiilor și se va analiza efectul, în termeni de erori, al unor abateri de la presupunerile idealizante din .311.

### .3121 Metoda comparării cu o referință triunghiular variabilă

#### .31211 Abaterile referinței triunghiular variabile

.312111 Nonlinearitatea rețelelor apare chiar din descrierea circuitelor generatoare prin rețele RC (RL) liniare, cu surse constante pentru că, în circuitele reale rezistențele fiind finite, aceasta conduce la variații exponențiale.

În fig.3.5 s-a reprezentat tensiunea de ieșire ( $u_p$ ) a unei celule integratoare RC, conectată alternativ, pînă la atingerea pragurilor  $+E$  respectiv  $-E$ , la tensiunile de intrare  $V-E-v$  respectiv  $-(V-E+v)$  și caracterizată respectiv de constantele de timp  $T+t$  și  $T-t$ . Prin abaterea  $v$  se ține cont de inegalitatea modulului tensiunilor de intrare iar  $t$  de

modificările rezistențelor din circuit, cauzate de elementele de căutare. ( $V-E$  apare în loc de  $V$  pentru simplificarea formei relațiilor; oricum se va presupune  $V \gg E$ ). Cu notațiile din figură rezultă ecuațiile:

$$-E + (V-v) \cdot (1 - e^{-t_1/(T+t)}) = u_u \quad (3.37)$$

$$-E + (V-v) \cdot (1 - e^{-T_1/(T+t)}) = E \quad (3.38)$$

$$E - (V+v) \cdot (1 - e^{-t_2/(T-t)}) = u_u \quad (3.39)$$

$$E - (V+v) \cdot (1 - e^{-T_2/(T-t)}) = -E \quad (3.40)$$

iar factorul de umplere bipolar  $\theta_u$  devine din (3.30):

$$\theta_u = \frac{t_1 - t'_1 - t_2 + t'_2}{T_1 + T_2} = \frac{2(t_1 - t_2) - (T_1 - T_2)}{T_1 + T_2} \quad (3.41)$$

Dacă se exprimă timpii  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $T_1$  și  $T_2$  din (3.37)...  
...(3.40) cu aproximarea logaritmului prin seria trunchiată:

$$-\ln(1-x) = x + \frac{1}{2}x^2 + \frac{1}{3}x^3, \quad (3.42)$$

se efectuează înlocuirile în (3.42) și calculele care se impun, împreună cu neglijarea unor termeni de ordinul doi sau mai mare, se găsește:

$$\theta_u = \frac{1}{E} \left[ 1 - \frac{E^2}{V} + 2 \left( \frac{v}{V} + \frac{t}{T} \right) \frac{u_u}{V} + \frac{u_u^2}{V} \right] - \left( 2 \frac{v}{V} + \frac{t}{T} \right) \frac{E}{V} \quad (3.43)$$

Pentru estimarea erorilor față de o dependență liniară dintre  $\theta_u$  și  $u$  se consideră cazul unui integrator cu amplificator operațional; fie tensiunile de intrare pentru integrator comparabile cu  $E$ , cum poate fi presu  $u_s$  și  $u_u$ , deci  $V/E$  și  $V/u_u$  cu ordinul de mărime egal cu al amplificării de tensiune prezentate de

amplificatorul operațional ( $> 10^4$ ) ; pe de altă parte egalitatea în modul a tensiunilor de integrat pozitivă și negativă poate fi obținută cu abateri de ordinul 0,1%. La fel și egalitatea constantelor de timp, deci  $v/V$  și  $t/T$  sînt de ordinul  $10^{-3}$ . Cu aceste valori atât erorile de neliniaritate cît și cele de decalaj puse în evidență de termenii din (3.43) sînt de ordinul  $10^{-7}$  cu posibilități de reducere în continuare, prin mărirea amplificării și a simetriei montajului (în sensul  $v, t \rightarrow 0$ ).

Observație: La acest nivel de erori se poate manifesta și neliniaritatea componentelor ; în acest caz variațiile nu vor mai fi exponențiale dar o aproximație de tipul celui din (3.42) este posibilă prin modificarea adecvată a coeficienților numerici. La neliniarități rezonabile rezultatele de mai sus nu sînt afectate.

.312112 Rotunjirea vîrfurilor în variația triunghiulară este efectul comutărilor în timp finit și a regimurilor tranzitorii care le urmează (fig.3.6): schimbarea tensiunii de integrat se decide la atingerea pragului real  $E_0$  dar generarea comenzilor și stabilirea răspunsurilor necesită un timp  $t_0$ . Acest tip de erori poate fi în mare măsură evitat prin lungirea perioadei  $T_1 + T_2$  față de  $t_0$  și/sau prin limitarea superioară a adîncimii de modulație ( $\frac{u_m}{E}$ ) admise.



.3121 Rămânând la exemplul integratorului cu amplificator operațional, dacă produsul amplificare-bandă în buclă deschisă se presupune de 1 MHz ( $\beta A 741$ ) rezultă un timp de stabilire (în  $\pm 0,01\%$ ) de  $1,4 \mu s$ , deci  $t_c \approx 3 \mu s$ . La frecvența triunghiurilor de 10 KHz adâncimea de modulație ar trebui limitată la aproximativ 94%;

alte considerații (toleranțe, rezerve etc.) impun în practică limitări mai severe decât această sursă de erori poate fi neglijată.

.312113 Decalajul referinței triunghiular variabile provine în primul rând din asimetria abaterilor pragurilor reale față de  $\pm E$ . Același efect asupra factorului de umplere îl are și prezența în mărimea de intrare ( $u_{in}$ ) a unei componente continue nedorite cît și un decalaj în compararea mărimilor  $u_{in}$  și  $u_r$ ; de aceea aceste erori se vor trata la .312121.

.31212 Abaterile comparării și ale comutării

.312121 Decalajul comparatorului, împreună cu alte decalaje, se manifestă ca o componentă nedorită în mărimea de intrare. (vezi și .312113). Realizînd comparațiile necesare cu dispozitive integrate monolitice (cum ar fi  $\beta A 726$ ), după eliminarea prin reglaje a decalajelor inițiale, se poate miza pe menținerea acestei componente continue la nivelul de  $\pm 10 \mu V$  față de tensiunea de intrare admisă, de ordinul a  $\pm 10 V$ . Deci pendera componentei continue este de ordinul  $10^{-6}$  și destul de greu reductibilă; micșorarea derivelor decalajului este posibilă în amplificatoarele stabilizate prin chopper (de exemplu modulul hibrid AD 235) dar numai de aproximativ 10 ori, în schimb viteza de răspuns a acestora este mult sub limita utilă.

.312122 Defășurarea în timp a comutărilor reale se descrie prin semnalul de comutare  $s(t)$  prezentat în fig.3.7 comparativ cu semnalul  $s(t)$  idealizat, introdus la .21231.

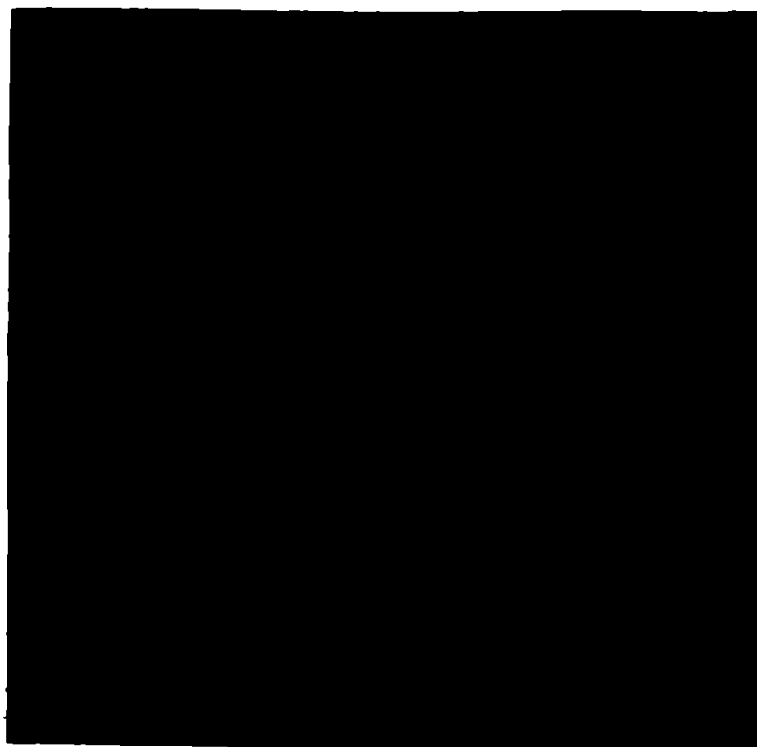
Semnalul  $s(t)$  se caracterizează printr-o întârziere în răspuns ( $t_d$ ) față de momentele egalității (marcate de  $s(t)$  prin discontinuități) și prin fronturi exponențiale. El se va modula în amplitudine cu mărimea de intrare  $u_i$  furnizînd mărimea de ieșire  $u_1(t)$ .  $s(t)$  a cărei integrală în timp reprezintă estimăția dată de metodă pentru energie transferată.

Efectuînd această integrare separat pe intervale de timp corespun-



zătoare alternanțelor semnalului  $z(t)$ , se poate uze de presupunerea cvasiconstanței mărimii de intrare referitoare la un asemenea interval de timp, restrângând integrarea asupra funcției mai rapid variabile  $z(t)$ . Un asemenea termen (cu exemplificare pe primul) permite deci următoarea transcriere:

$$w_1 = \int_0^{t_1} u_1(t) \cdot z(t) \cdot dt = u_1(t) \cdot \int_0^{t_1} z(t) \cdot dt. \quad (3.44)$$



Introducînd variația exponențială, presupusă pentru  $z(t)$ :

$$w_1 = u_1(t) \int_0^{t_1} [-1 + 2(1 - e^{-t/\tau})] dt = u_1(t) \cdot (t_1 - 2\tau + 2\tau e^{-t_1/\tau}). \quad (3.45)$$

Dacă  $t_1 \gg 4\tau$  ponderea ultimului termen scade sub  $10^{-7}$  și rezultatul se apropie foarte mult de cel obținut astfel (vezi fig.3.7):

$$w_1 = \int_0^{t_1} u_1(t) \cdot e^{-(t-t_d-\tau)} dt = u_1(t) \left[ \int_0^{\tau} dt + \int_{\tau}^{t_1} dt \right] = u_1(t) \cdot (t_1 - 2\tau) \quad (3.46)$$

adică, din punctul de vedere al estimăției energiei semnalului  $z(t)$  devine echivalent cu semnalul  $s(t)$  întârziat cu  $t_d + \tau$ . Semnalul  $s(t)$  corespunde însă în mod univoc măririi de intrare  $u_u(t)$  și astfel în locul produsului,  $u_u(t) \cdot u_i(t)$  estimăția se referă de fapt la produsul  $u_u(t - t_d - \tau) \cdot u_i(t)$ , ambele exprimate cu ajutorul semnalului idealizat,  $s(t)$ .

În cazul regimului sinusoidal, acesta înseamnă că apare o eroare în transmiterea internă a fazei măririi  $u_u$ , modificându-se defazajul real ( $\psi$ ) cu cantitatea

$$\Delta\psi = \omega(t_d + \tau) \tag{3.47}$$

În consecință, avînd în vedere <sup>și (1.12), ca</sup> erorile stabilite în .3113 se adaugă

$$\Delta\varepsilon = -\text{tg } \psi \cdot \Delta\psi \tag{3.48}$$

Observație: S-a presupus că aceleași valori pentru  $(t_d + \tau)$  caracterizează comutările în ambele sensuri. În circuitele cu insuficientă simetrie (cum este în general cazul comparatoarelor de tensiune) apare o diferență  $\Delta(t_d + \tau)$  între aceste valori; se poate vedea ușor că raționamentele de mai sus rămîn valabile folosind media celor două valori dar apare o modificare în factorul de umplere, de  $2\Delta(t_d + \tau) / (T_1 + T_2)$  care acționează deci ca un decalaj descris la .312121.

Practic aceleași considerații sînt valabile și în cazul unor fronturi cu legi de variație diferite de cea exponențială. În termeni de durată fronturilor ( $t_f$  - luat între 0,1 și 0,9 din variație), mărime tehnică bine determinabilă, pentru majoritatea fronturilor reale, înlocuirea  $\tau = 0,5 t_f$  în (3.47) este o aproximație rezonabilă.

Dacă modulatorul în amplitudine este construit cu tranzistoare cu efect de câmp (fig. 215), el necesită semnale de comandă de ordinul a 10 V. Un comparator de tensiune (amplificator operațional) cu decalaj de tensiune de intrare la nivelul presupus în .312121 poate genera asemenea semnale cu  $t_d + \tau = 600 \text{ ns}$  (AD 544) dar chiar fără pretenții la decalaj  $t_d + \tau \geq 60 \text{ ns}$  (CLB 3711 completat cu un etaj final). Măsurînd puteri (energii) la 50 Hz, acestea înseamnă erori de fază<sup>x</sup> de

<sup>x</sup> exprimate în radiani

$2 \cdot 10^{-4}$  respectiv  $2 \cdot 10^{-5}$  dar la 5000 Hz ele devin  $2 \cdot 10^{-2}$  respectiv  $2 \cdot 10^{-3}$ . În aceleași condiții se poate admitea ( $t_d + \tau$ ) de 60 ns respectiv 6 ns. La frecvența de modulare de 10 kHz ( $T_1 + T_2 = 100 \mu s$ ) decalajul produs prin inegalitatea vitezelor de comutare deține deci ponderi de ordinul  $10^{-3} \dots 10^{-4}$ . Deși doar componenta necontrolabil variabilă a acestor inegalități este deranjată, egalizarea fronturilor apare ca deosebit de importantă. Circuitele de egalizare consacrate se bazează în primul rând pe lungimea controlată a fronturilor ceea ce măsoară în acest caz erorile de defazaj, de aceea singura cale rămâne realizarea de sine tîrziu cât mai avansată în construcția comparatorului de tensiune (de exemplu complet diferențial) și a modulatorului în amplitudine. În acest sens nu se dețin date concrete dar este puțin probabil ca erorile să se poată reduce sub  $10^{-5}$ .

.312123 Injecția de sarcină la comutarea cheilor din modulator, dintr-un circuit de comandă al acestora spre circuitul comutat, nu poate fi descrisă printr-o intervenție adecvată asupra formei semnalului de comutare  $s(t)$  pentru că acesta se modulează în amplitudine ori intervenția trebuie să rămână constantă.

Din fig. 2.15. se constată că chiar dacă se presupune că tensiunile de comandă sînt simetrice și toate tranzistoarele identice, cantitățile de sarcină transmise de drenale tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  spre rezistența de sarcină (R) nu se compensează și pentru că distribuția curentului capacitiv grilă-canal între drenă și sursă este diferită la transistorul care intră în conducție față de cel care iese din conducție.

Ca ordin de mărime acest curent capacitiv grilă-canal este, pentru 14 p F, 7 V (date pentru transistorul B3V-79, amintit) și 10 kHz, în medie de  $2 \mu A$  și fracțiune mică (de exemplu 0,05) din acest curent poate erona mult curentul util, care, și din cauza cheilor trebuie să fie în domeniul miliamperilor (la 0,1 mA --- 10  $\mu A$ ,  $10^{-3} \dots 10^{-5}$ ). Frecvența de oscilație a modulatorului fiind constantă, modificările acestui curent sînt de ordin secundar, el poate fi deci bine compensat împreună cu alte decalaje.

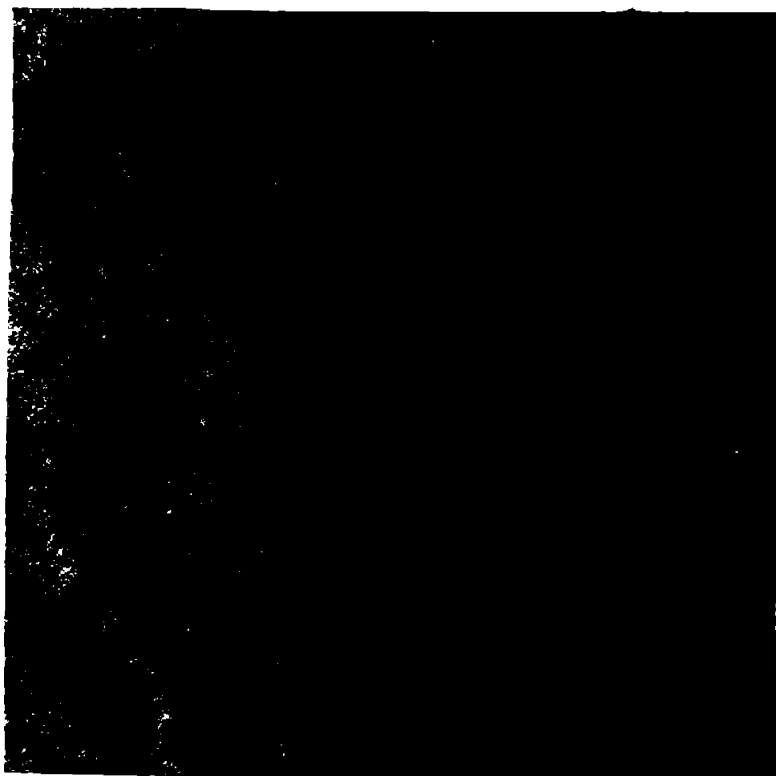
Dacă se completează simetria circuitului, rămînd le-

---

\* evident el crește proporțional cu creșterea frecvenței de co-

gătura de masă la o priză mediană a rezistenței  $R$ , injecția de sarcină devine un efect de mod comun față de semnalul util diferențial și poate fi puternic rejectat; erorile provenite din imperfecțiunile simetriei se pot estima la  $10^{-4}$ ...  $10^{-6}$ . Preluarea semnalului diferențial, de exemplu pentru integrare în timp este însă mai dificilă.

.3122 Metoda astabilului cu cuplaj capacitiv în emitor și echivalente.



.31220 Se va analiza metoda cu toate variantele ei pe modelul funcțional prezentat în fig.3.3. Astabilul propriu-zis este reprezentat prin condensatorul  $C$  și circuitul sezior de praguri SP. Acesta menține închise cheile  $K_1, K_3$  până ce tensiunea pe condensator atinge pragul superior, apoi le deschide și menține închise cheile  $K_2$  și  $K_4$  până la atingerea pragului inferior etc. (Echivalența funcțională cu circuitul din fig.2.12. devine clară dacă se consideră  $I_1 = I_2 = I$ ,  $K_3, K_4$  formează modulatorul în amplitudine.

.31221 Abaterile curenților comutați

.312211 Inegalitatea curenților de referință se poate expri-

---

mutare și scade cu scăderea capacității și tensiunii grilă-canal

ma prin notațiile  $I_1 = I + i$  ;  $I_2 = I - i$  cu care valorile lui  $i_0$  devin  $i_0 + i$  și  $I_0$ , adică componenta de inegalitate ( $i$ ) se adaugă mării de intrare iar comutarea se rezumă la schimbarea semnului lui  $I$ .

Egalitatea a doi curenți constanți și mai ales de același semn se poate realiza cu o precizie foarte mare pornind de la aceeași tensiune de referință și folosind comparatoare de tensiune (amplificatoare operaționale) optimizate pentru obținerea de decalaje și curenți de polarizare mici, lucru posibil prin lipsa pretențiilor de viteză.

Realizând de exemplu generatoare de curent prin controlul tensiunii de la  $V$  pe un rezistor de  $1\text{ k}$  efectuat cu A 726, decalajul necentrelabil de la  $V$  și variațiile de curent de polarizare de la mA permit obținerea ponderii lui  $i$  față de  $I$  (și față de  $i_0$ , considerat comparabil cu  $I$ ) de ordinul  $10^{-6}$ . Posibilități de micșorare în continuare oferă amplificatoarele operaționale hibride de mare performanță (de exemplu Burr-Brown 3480 J), evident combinate cu rezistoare foarte stabile.

.312212 Variațiile curentului de intrare în semisorul de prăguri reprezintă în cazul stabilului realizat ca în fig. 2.12 diferența curenților inverși de emiter. Scăzându-se din curenții de referință, efectul acestor curenți se poate îngloba în considerațiile de la .312211 ; mai mult, fiind curenți de blocare, la alegerea corectă a dispozitivelor în cauză, pot fi mai mici decât curenții de polarizare considerați, deci ponderea componentei de inegalitate produse astfel poate fi sub  $10^{-6}$ .

.312213 Defășurarea în timp a comutărilor reale se poate descrie tot prin intermediul semnalului  $s(t)$  introdus la .312122, așadar cel corespunzător acțiunii cheilor  $K_1$  și  $K_2$  se notează cu  $s_1(t)$  iar al cheilor  $K_3$  și  $K_4$  se notează cu  $s_2(t)$ .

Deci la începutul și sfârșitul unui interval de timp ( $t_1 \dots t_2$ ), asimilabil cu perioada medulsterelor, tensiunea pe condensatorul  $C$  este aceeași, atunci:

$$\int_{t_1}^{t_2} I s_1(t) - i_0(t) \cdot dt = 0 \quad (3.49)$$

(pentru simplitatea relației, se consideră  $i$  de la .312211 inclus în  $i_n$ .)

Estimația energiei corespunzătoare acestui interval de timp este dată de

$$w_{12} = \int_{t_1}^{t_2} i_1(t) \cdot s_3(t) dt \quad (3.50)$$

ceea ce permite următoarele transformări, bazate pe (3.49) și pe cvasiconstanța mărimilor  $i_n(t)$  și  $i_1(t)$ :

$$w_{12} = \frac{\int_{t_1}^{t_2} i_1(t) \cdot s_3(t) dt}{\int_{t_1}^{t_2} s_1(t) dt} \cdot \frac{1}{I} \int_{t_1}^{t_2} i_n(t) dt \quad (3.51)$$

$$w_{12} = i_n(t) \cdot i_1(t) \cdot (t_2 - t_1) \cdot \frac{1}{I} \frac{\int_{t_1}^{t_2} s(t) dt}{\int_{t_1}^{t_2} s_1(t) dt} \quad (3.52)$$

În cazul comutărilor ideale, presupuse la .31112,  $s_1(t) = s_3(t) = s(t)$  și ultimul factor este unitar. El rămâne unitar și dacă numai  $s_1(t) = s_3(t)$  deci comutările reale nu adaugă erori la cele stabilite în .31113, dacă ele decurg după aceeași lege la cheile  $K_1$  și  $K_2$  respectiv  $K_3$  și  $K_4$ , indiferent care ar fi aceasta.

O construcție adecvată poate fi foarte aproape de această situație, eventual poate să apară o mică întârziere între acționarea celor două grupuri de chei, în rest identice, lucru descriabil prin condiția  $s_3(t) = s_1(t - \Delta t_d)$ ; așa cum s-a arătat la .312122 aceasta conduce în final numai la o eroare de fază.

Cum  $\Delta t_d$  reprezintă diferența întârzierilor unor chei construite identic, el poate fi de ordinul câtorva zecimile de secundă

și deci, în aceleași condiții, erorile de fază vor fi de  $10^{-5}$ ... $10^{-7}$  ori mai mici decât la .312122, adică  $10^{-5}$ ...  $10^{-7}$ .

.312214 Injecția de sarcină la comutarea cheilor din modulatora-  
re apare, față de tratarea de la .312123 cu deosebirea că frecven-  
ța de oscilație a modulatorului este variabilă cu pătratul adân-  
cimii de modulație în factor de umplere, (vezi .31112)

Sinterea completă a circuitului și modul de lucru dife-  
rențial devine singura soluție eficientă (idee confirmată și de  
/39/)

.31222 Impedanța completă din locul condensatorului

.312221 O rezistență paralelă cu condensatorul C poate să re-  
prezintă rezistența de legire a generatorului de curent ( $I_1, I_2$   
și  $i_u$ ) rezistența de izolație a condensatorului și rezistența de  
intrare a circuitului semis de praguri. Notată cu R, prezența ei  
modifică relația (3.49) în

$$\int_{t_1}^{t_2} [I s_1(t) - i_u(t) + \frac{1}{R} u_0(t)] \cdot dt = 0 \quad (3.53)$$

în cazul dispunerii simetrice a pragurilor față de zero, termenul

$$\int_{t_1}^{t_2} u_0(t) \cdot dt$$

devine <sup>pozitiv</sup> nul, dar cum rezistența R este în general în domeniulzeci-  
ler  $M\Omega$ , el pierde oricum orice importanță.

.312222 Histeresa de polarizare a dielectricului din conden-  
sator se manifestă în dependența dintre sarcina stocată în conden-  
sator și tensiunea dintre bornele sale.

Dacă deși tensiunea <sup>aplicată</sup> între două praguri fixe, dependen-  
ța ei față de sarcina stocată în aspectul unei bucle închise. Ori-  
care ar fi forma acestei bucle (în limitele practice), reveni-  
rea tensiunii (în același sens) la aceeași valoare corespunde și  
revenirii la aceeași valoare a cantității de sarcină stocată.

Relația (3.49), singure legată de condensator, rămâne deci necambia-  
 bilă, adică prezența histeresei nu afectează funcționarea  
 modulatorului și în consecință nu introduce erori.

312223 O rezistență serie cu condensatorului poate să reprezinte  
 rezistența internă a armăturilor condensatorului, unele efecte de-  
 pendente de timp, legate de polarizarea dielectricului din conden-  
 sator și chiar rezistența unor porțiuni de cablaj. Notată cu  $r$  și  
 parcursă de curenții  $i_u \pm I$  ea produce o abatere a tensiunii conden-  
 satorului real față de cel ideal cu mărimea  $(i_u \pm I) \cdot r$ ; adăugarea com-  
 ponentei  $\pm I \cdot r$  la tensiunea condensatorului este echivalentă cu scă-  
 derea diferenței dintre tensiunile de prag cu  $2 \cdot I \cdot r$ , dar valoarea a-  
 cestei diferențe nu afectează precizia modulatorului.

Abaterea  $i_u \cdot r$  poate fi obținută și în cazul condensate-  
 rului ideal dacă curentului  $i_u$  i se adaugă o componentă  $\Delta i_u$

$$\Delta i_u = C \frac{d}{dt} (i_u \cdot r) \quad (3.54)$$

În regimul sinusoidal cu pulsația  $\omega$ , (3.54) devine

$$\Delta I_u = j\omega r C I_u \quad (3.55)$$

deci adăugarea componentei  $I$ , adică prezența rezistenței  $r$  cores-  
 punde practic numai unei modificări de fază, în termeni de defazaj  
 relativ:

$$\Delta \varphi = -\text{arc tg } \omega r C \quad (3.56)$$

Pentru estimarea acestei erori de fază nu se dispune  
 decât de unghiul<sup>x</sup> dat pentru condensator; acesta caracterizează însă  
 global efectul histeresei de polarizare, a întârzierii la polarizare  
 a rezistenței de izolație, a rezistenței serie etc; componenta unghi-  
 ului de pierderi reprezentabilă printr-o rezistență serie se descebeș-  
 te de celelalte prin aceea că crește proporțional cu frecvența. Unghiul  
 de pierderi al condensatorului cu polipropilenă respectiv cu polietil-  
 enă este aproximativ constant (la valoarea de  $10^{-4}$ ) până la frec-  
 vența de 5 kHz respectiv 50 kHz și aproape proporțional creștător  
 la mai mari. La aceste valori corespund erori de fază de  $10^{-6}$  ...  $10^{-7}$   
 la 50 Hz și  $10^{-4}$  ...  $10^{-5}$  la 5000 Hz.

<sup>x</sup> unghiul de pierderi



.3123 Metoda Tomata-Sugiyama-Yamaguchi

.3123a Analiza se va face in legătura cu circuitul prezentat in fig. 2.8, care se va considera in calitate de buclă de reglare automată.

Acțiunea comutatorului se descrie prin semnalul  $s_1(t)$  cunoscut de la .312213, in acest caz modulat in amplitudine de mărimea  $E$ .

.31231 Erorile in regim continuu

Dat fiind că bucla de reglare asigură la o funcționare normală o valoare finită pentru  $u_1$ , in regim continuu, adică cu  $u_2$  constant și aplicat de suficient de multă vreme, mărimea medie de intrare a integratorului este nulă:

$$u_2 + E \int_0^T s_1(t) dt - 2e = 0 \quad (3.57)$$

(cu  $T$  s-a notat perioada generatorului de tensiune triunghiular variabilă,  $G$ ). Decalajul produs de amplificatorul operațional,  $A$  din integrator, notat cu  $e$  se adaugă deci la mărimea de intrare in modul cunoscut de la .312121 și aproximativ cu aceeași pondere, adică de ordinul  $10^{-5}$ . (In  $e$  se includează atât decalajul de tensiune cit și căderea de tensiune produsă pe rezistențele  $R$  de către decalajul de curent de polarizare.)

Se remarcă faptul că in rest toate erorile generării semnalului purtător de factor de umplere,  $s_1(t)$ , cit și ale modularii in amplitudine cu mărimea  $E$  sînt anulate practic de bucla de reglare cu efect integral.

Cele două comutatoare fiind acționate simultan, desfășurarea in timp a comutărilor reale este aceeași ca la .312213 iar frecvențe de oscilație a modulatorilor fiind constantă injecția de sarcină la comutare este aceeași ca la .312123.

.31232 Răspunsul dinamic

Deci constanta de timp ( $RC$ ) a integratorului este suficient de mare ca tensiunea  $u_1$  să urmărească comutările tensiunii  $u_2(t)$  intr-o măsură neglijabilă, atunci această tensiune

poate fi înlocuită cu valoarea ei medie, notată cu  $E \cdot \bar{s}_1(t)$ ;

$$E \cdot \bar{s}_1(t) = E \cdot \frac{1}{T} \int_{t-T}^t s_1(t) dt \quad (3.58)$$

adică se poate renunța la componenta ei variabilă, care oricum nu se manifestă în tensiunea  $u_1$ .

Pe de altă parte semnalul  $s_1(t)$  ie nestere conform metodei comparării directe a tensiunii  $u_1$  cu o referință triunghiular variabilă (fie pentru simplitate, între  $\pm E$ ) deci, în virtutea celor stabilite la .3113

$$s_1(t) = \frac{u_1(t)}{E} \quad (3.59)$$

Cu aceste simplificări circuitul se reduce la cel din fig. 3.9. Funcția de transfer în complex a acestui circuit este

$$\frac{u_1}{u_u} = \frac{-1}{1+j\omega RC} \quad (3.60)$$

astfel eroarea relativă complexă ( $\epsilon'$ ) cu care  $u_1$  reproduce  $u_u$  este

$$\epsilon' = \frac{-u_1 - u_u}{u_u} = \frac{-(\omega RC)^2}{1-(\omega RC)^2} + j \frac{-\omega RC}{1-(\omega RC)^2} \quad (3.61)$$



La .3113 s-a constatat că o parte însemnată a erorilor este explicabilă prin această funcție de transfer chiar dacă  $u_1$  urmărește observabil comutările.

Funcția de transfer poate fi însă redusă la unitate prin tr-ecompensare, de exemplu introducând în circuit condensatorul desenat punctat sau mai avantajos, după metoda

din /37/.

Dacă cea de-a doua constantă de timp astfel introdusă nu este riguros egală cu cea de compensat, apar erori variabile cu frecvența dar în condiții normale ( $RC \ll 1$ ) acestea pot fi ușor menținute între limitele necesare.

### .3124      Aprecieri comparative

Analiza performanțelor potențial realizabile din .312 (în ipoteza că cuprinde toate sursele majore de erori) permite următoarele

Observații: Erorile de realizare sînt în mod preponderent rezultatul a trei efecte: decalaje, întîrzieri, injecție de sarcină.

Din punctul de vedere al decalajelor metoda stabilului cu cuplaj capacitiv în emiter este net cea mai avantajoasă pentru că amplificatoarelor responsabile pentru decalaje nu le impune cerințe de viteză, permițînd optimizarea lor pentru decalaje minime.

Întîrzierile la comparare-comutare au consecințe cu ordine de mărime mai grave la metoda comparării cu o referință triunghiular variabilă decît la celelalte metode la care contează doar diferențele dintre comutările comandate simultan.

Injecția de sarcină de la comanda comutărilor are importanță practică numai la metoda stabilului cu cuplaj capacitiv în emiter din cauze frecvenței variabile a comensii.

### .313      Concluzii

La urmărirea puterii și energiei de frecvență industrială prin modularea impulsurilor în factor de umplere și amplitudine precizia potențială maximă este oferită de metoda stabilului cu cuplaj capacitiv în emiter, într-o realizare cu simetrie avansată în circuitul modulateorilor și funcționînd la o frecvență adecvată a oscilației acestora.

Modul de variație a erorilor provocate de injecția de sarcină și a erorilor de principiu cu frecvența de oscilație a modulateorilor implică existența unei valori optime a acestora.

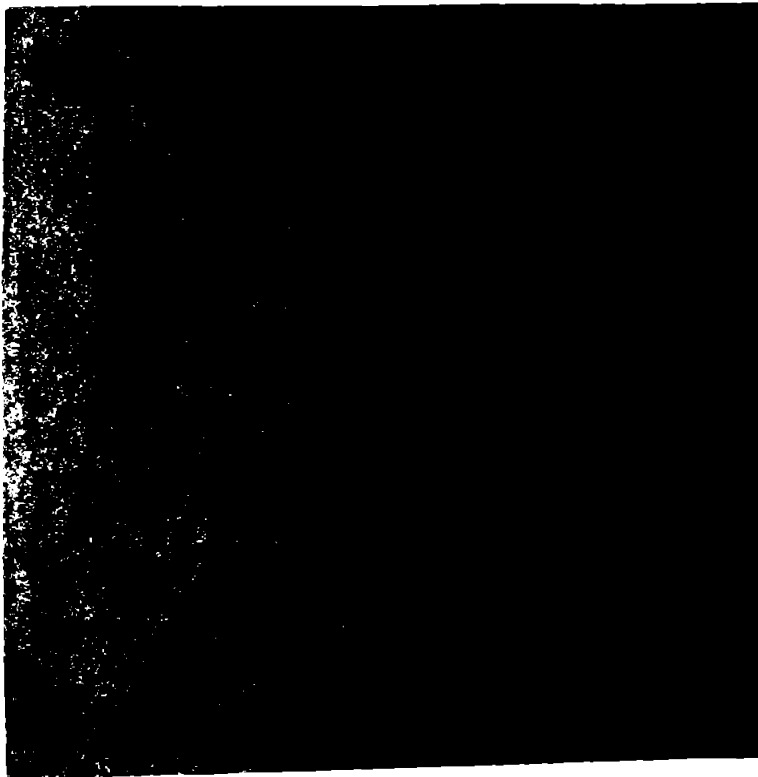
Se estimează că valoarea optimă este pe la 30 kHz și asigură un nivel potențial al erorilor de ordinul a cîțiva ppm.

Acest nivel de erori se referă la metoda de măsurare și nu cuprinde erorile componentelor purtătoare de informații metrologice, care însă pot fi cel puțin comparabile.

Soluția, mai economică, mizând numai pe componente produse în serie, o poate înlocui în acest domeniu pe cea cu convertoare termice.

### .314 O realizare particulară

Un circuit de înmulțire pentru semnale electrice care corespunde cerințelor enunțate în .313 se prezintă conform /42/, în fig. 3.10.



Modulatorul în factor de umplere ( $C, T_1, T_2, R_1, R_2, D_1, R_2$ ) este o variantă simetrică a astabilului din fig. 2.12.

Semnalele sale de bază comandă direct și transistorele modulatorului în amplitudine, grupate, tot simetric, în două perechi cuplate în emitor ( $T_3, T_4$  și  $T_5, T_6$ ). Acestea, sub acțiunea comensii, deviază curenții de emitor spre unul respectiv spre celălalt dintre colectoare. Printr-o dimensionare adecvată toate transistorele

funcționează activ/blocat și, presupunând același factor de transfer de curent emitor-colector, a, pentru  $T_3 \dots T_6$  a, rezultă

$$I = aI_1 \quad (3.62)$$

$$i = a i_1 \text{ dacă conduce } T_1, T_3, T_5 \quad (3.63)$$

$$i = -a i_1 \text{ dacă conduce } T_2, T_4, T_6$$

adică curentul  $i$  este modulat în factor de umplere de  $i_u$  și în amplitudine de  $i_1$ , deci valoarea sa medie,  $i_p$ , este în sensul relațiilor (2.29), (2.34)

$$i_p = \frac{a \cdot i_1 \cdot i_u}{T_u} \quad (3.64)$$

(Despărțirea sa de I se poate rezolva, de exemplu, prin tehnicile cunoscute de la amplificatoarele diferențiale.)

Prezența factorului a nu trebuie să producă erori observabile pentru că modificările sale pot fi menținute între limite foarte stricte: la tranzistoare bipolare  $a=b/(1+b)$ , unde b este factorul de transfer de curent bază-colector, rezultă de exemplu  $\pm 0,02\%$  la  $b = 50000\%$  sau  $\pm 4ppm$  la  $b=50000+20\%$  tranzistoarele înlocuite cu dubleți Darlington); înlocuind tranzistoarele bipolare cu tranzistoare cu efect de câmp  $a=1$ .

Prezența curenților  $I_2$ , suprapuși peste curenții utili  $i_p$ , se poate transforma în avantaj dacă se folosesc drept curenți de referință în elementul de ieșire: dacă acesta efectuează, pentru simplitatea exemplului, conversia într-un număr dimensional,  $p$ , (wattmetru numeric)

$$P = \frac{i_p}{I} = \frac{I_u \cdot I_1}{I_u \cdot I_1} \quad (3.65)$$

pe lângă dispariția<sup>X</sup> efectelor lui a, devine suficientă stabilirea cu precizie numai a sumei  $I_u + I_1$  (nu separat a componentelor ei) pentru că astfel  $d I_u = -d I_1$  și, în cazul  $I_u \approx I_1$

$$\frac{dP}{P} = - \frac{d I_u}{I_u} - \frac{d I_1}{I_1} \approx 0 \quad (3.66)$$

adică modificările curenților  $I_u$  și  $I_1$  în cadrul unei sume constante practic nu afectează rezultatul final al înmulțirii și conversiei. Constructiv, aceasta înseamnă că cele 4 generatoare de curent de referință (într-o variantă trifazată cele 12) nu trebuie să fie independente ci pot fi conduse de același amplificator operațional de precizie. (vezi Anexa)

Avantajele majore obținute sînt însă

-computarea în cele două modulateare decurge aproape identic și cu viteza maximă posibilă pentru tranzistoarele folo-

<sup>X</sup> "dispariția", evident nu este totală; contează numai diferențele modificărilor între tranzistoare; chiar și aceste efecte se reduc în continuare dacă  $i_u$  și  $i_1$  sînt mirimi alternative

site (fiind cuplate în emitor, capacitiv respectiv direct).

-parametrii elementelor de circuit abia influențează precizia

-curenții de intrare pot fi generați cu circuite aproape identice permițând compensarea erorilor de fază ale acestora

-Circuitul are o rejecție puternică a variațiilor tensiunii de alimentare

-simetria circuitului asigură lipsa neliniarităților de ordin par

-semnalele de ieșire de la mai multe asemenea circuite se pot însuma prin simpla unire a bornelor de ieșire

-tranzistoarele din circuit pot fi toate la fel; se pretează la integrare monolitică

Printre dezavantaje figurează:

-curentul de ieșire util devine disponibil ca atare numai prin intermediul unui circuit de asimetrizare (pretențios la precizia mare)

-pentru exploatarea circuitului de înmulțire trebuie elaborate câteva circuite conexe în variantă diferențială și lucrând în termeni de curent, mai neobișnuite.

### .315 Verificări experimentale

.315a Un convertor monofazat putere-frecvență CEM-01 (AEM), construit cu circuitul de înmulțire de la .314 (vezi Anexa), s-a comparat cu un convertor trifazat putere-frecvență 7EC2100-0A (Siemens) conectat monofazat, ambele operate cu tensiunea nominală de intrare 120 V, curentul nominal de intrare 5A; primul cu frecvența nominală de ieșire 2500Hz, al doilea 5400Hz.

Comparația s-a făcut prin aplicarea simultană la intrările convertoarelor a regimurilor din tab.3.4a (mărimi practice sinusoidale cu frecvența 50 Hz; U și I valorile efective ale tensiunii și curentului de intrare;  $\varphi$  unghiul de defasaj al curentului față de tensiune) și măsurarea raportului dintre frecvențele semnalelor de ieșire cu un numărător universal B 206 (IEM).

Măsurările s-au făcut în următoarele condiții interne pentru convertorul CEM-01.

-cu condensatorul de cuplaj între emitoare din astabil având capacitatea nominală: (11) 0,68 $\mu$ F; (12) 0,1 $\mu$ F; (13) 0,022 $\mu$ F

-cu același condensator înlocuit cu: (21) dipolul capacitiv cu histerexă artificială din fig. 3.11; (22) o legătură pa-

ralei  $0,1\mu F / 2M\Omega$ ; (23) o legătură serie  $0,1\mu F / 33\Omega$ .

-cu: (31) circuitul de întârziere din fig. 3.12 inserat în ciile de comandă ale modulatorului în amplitudine; (32) un condensator de frinare, cu capacitatea de  $1\mu F$ , montat între colectorare în stabil.

Rezultatele primare sînt consemnate în tab 3.40.

(Formarea unei caracteristici tensiune-sarcină cu histereză, fig.3.11, se bazează pe caracteristica curent tensiune a grupului dintre punctele x - x, în care rezistența r compensează în mare parte rezistența dinamică a joncțiunilor în conducție; rezistența dinamică a grupului



le embele sensuri de polarizare, pentru  $3mA...10mA$  este între  $\pm 3\Omega$  iar tensiunea între bornele pe x-x ( $\pm$ )  $1,3 V$ .

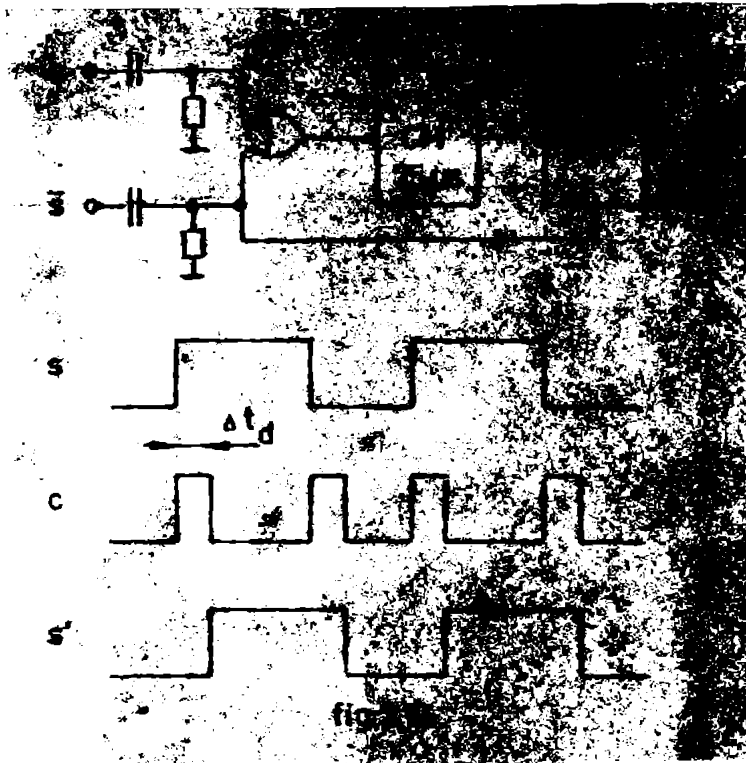
Capacitatea echivalentă, corespunzătoare caracteristicii desenate punctat (tensiunea de vîrf  $\pm 1,8V$ ) rezultă  $0,094\mu F$  iar energia pierdută într-un ciclu este  $0,206 \mu J$ .

Un condensator lucrînd lucrînd în regim sinusoidal, cu aceleași valori de  $v_{rf}$  pentru tensiune și sarcină și realizînd aceeași pierdere de energie prin defazajul produs

dus între tensiune și sarcină ar avea  $tg \delta = 0,22$ )

(Întârzierea unui semnal dreptunghiular (s) cu un interval de timp ( $\Delta t_d$ ) mai scurt decît durata minimă a stîrilor ac stua se poate face (fig.3.12) d clapiînd la fiecare front al semnalului un circuit monostabil (CM) cu un interval de menținere  $\Delta t_d$  și basculînd un circuit bistabil (CB) cu fronturile de revenire ale acestuia. Circuitele de diferențiere de la intrare asigură separarea în timp a impulsurilor de declanșare; legătura la intrarea de aducere la zero a circuitului bistabil controlează neînversarea semnalului de ieșire (s').

Întârzierea pentru ambele fronturi fiind dată de aceleași componente, factorul de umplere este reprodus practic fără eroare).



S-au mai determinat, cu un osciloscop TR 4653 (EMG) parametri de timp ai comutărilor dig care s-a obținut: raportul (R) dintre frecvența de oscilație a modulatorului și frecvența mărimilor de intrare; diferența duratelor fronturilor ( $\Delta t_f$ ) și diferențe întârzierilor ( $\Delta t_d$ ) în comutățile modulatorului în amplitudine față de comutățile modulatorului în factor de umplere. Pentru caracterizarea condițiilor interne s-au calculat, din parametrii componentelor, modificările pierderilor ( $\Delta tg \delta$ ) "condensatorului" de

cuplaj din stabil (la 50 Hz).

Aceste date se găsesc în tab. 3.41.

.3152 Prelucrarea rezultatelor a cuprins pe de o parte calculul intervalelor de încredere (nivel de încredere 0,95) pentru media erorilor relative de calibrare ( $\bar{\epsilon}$ ) față de condițiile (12) care reprezintă convertorul nemodificat și pentru media erorilor de fază ( $\overline{\Delta \varphi}$ ) determinate folosind invers relația (3.47).

Pe de altă parte s-au calculat valorile acestor erori ( $\epsilon, \Delta \varphi$ ) furnizate de modelele teoretice din .311 și .312.

La formarea erorilor r de calibrare s-au considerat numai variațiile erorilor de principiu cu raportul de frecvență R (și cu edincimea de modulație a); astfel s-au calculat de fapt variațiile multiplicatorului  $s_1'$ , prin interpolare cu (3.32) din tab. 3.23.

La formarea erorilor de fază s-a luat în considerare contribuția diferenței întârzierilor ( $\Delta t_d$ ), care, în sensul relației (3.46) este  $\omega \cdot \Delta t_d$  și contribuția pierderilor condensatorului de cuplaj din stabil, reprezentabile printr-o rezistență serie, dată de (3.55).

Nu s-au luat în considerare efectele desfășurării inegale în timp a comutărilor din cele două modulatori și nu s-au atribuit erori de fază circuitelor de intrare.

Rezultatele s-au trecut în tab. 3.41; că ele sînt foarte aproape (la 479 p.m) de centrele intervalelor de încredere corespunzătoare, se constată imediat.



(raports de frequence, experimentale)

Tab 3-48

$\nu$ [ $\mu$ ]	$\lambda$ [ $\mu$ ]	$\gamma$ [ $\mu$ ]	(11)	(12)	(13)	(21)	(22)	(23)	(31)	(32)
244		0	0.4607	0.4603	0.4601	0.4602	0.4600	0.4602	0.4603	0.4602
	6.00	75	0.4607	0.4606	0.4606	0.4603	0.4603	0.4622	0.4594	0.4605
		-75	0.4608	0.4603	0.4601	0.4505	0.4601	0.4585	0.4616	0.4607
72		0	0.4609	0.4605	0.4604	0.4605	0.4604	0.4604	0.4606	0.4607
	3.00	75	0.4611	0.4605	0.4607	0.4607	0.4608	0.4625	0.4593	0.4608
		-75	0.4608	0.4602	0.4601	0.4606	0.4606	0.4585	0.4620	0.4609
	0.25	0	0.4610	0.4605	0.4607	0.4606	0.4607	0.4603	0.4604	0.4606
72		0	0.4607	0.4605	0.4605	0.4604	0.4603	0.4603	0.4604	0.4605
	6.00	75	0.4606	0.4606	0.4606	0.4604	0.4604	0.4621	0.4591	0.4605
		-75	0.4612	0.4605	0.4608	0.4606	0.4606	0.4583	0.4621	0.4609
72		0	0.4610	0.4608	0.4607	0.4606	0.4606	0.4606	0.4606	0.4607
	1.00	75	0.4605	0.4604	0.4605	0.4605	0.4606	0.4621	0.4591	0.4609
		-75	0.4607	0.4603	0.4602	0.4604	0.4605	0.4587	0.4608	0.4609
	0.25	0	0.4607	0.4603	0.4600	0.4604	0.4607	0.4606	0.4602	0.4605

(erori determinate experimentale și erori calculate)

tab. 3.41

cond.	(11)	(12)	(13)	(21)	(22)	(23)	(31)	(32)
R	33	220	1330	240	220	250	220	220
$\Delta t_{gd}$	0	0	0	0,22	0,016	0,001	0	0
$\Delta t_{\text{tr}}$ $\Delta t_{\text{tr}}$	-5 +5	-5 +5	-5 +5	-5 +5	-5 +5	-5 +5	-3 +25000	-300 +90
$\bar{\epsilon}$	+0,81-03 ±0,25-03	0	-0,30-04 ±0,35-03	+0,76-04 ±0,17-03	+0,46-04 ±0,28-03	-0,63-04 ±0,18-03	+0,11-03 ±0,13-03	+0,15-04 ±0,53-03
$\Delta \gamma$	+0,44-04 ±0,59-03	-0,87-04 ±0,59-03	-0,87-04 ±0,60-03	+0,15-04 ±0,34-03	-0,22-04 ±0,56-03	-0,10-02 ±0,49-03	+0,77-02 ±0,46-03	+0,51-04 ±0,11-02
$\epsilon$	+0,87-03	0	-0,20-04	-0,29-05	0	-0,40-05	0	0
$\Delta \gamma$	+0,16-05	+0,16-05	+0,16-05	+0,16-05	+0,16-05	-0,10-02	+0,78-02	+0,29-04

66

**OBSERVAȚII:** Neluarea în considerare a desfășurării în timp a comutărilor este justificată de efectele reduse, constatate în condițiile (32)

Variația erorilor cu adâncimea de modulație (0,45 la 72 V și 0,9 la 144V) nu reiese din valorile mediate cuprinse în tablă 3.41 efectuând calculele separat pentru toate combinațiile disponibile (a, R) se arată că constatările referitoare la medii sînt valabile în aceeași măsură și referitor la detalii.

Cu ocazia creșterii frecvenței comutărilor la trecerea (12) → (13) a devenit necesară o ajustare a zercului în (termeni de raport de frecvență 0,4582 → 0,4603 la 72V; 0,25 A ; e<sup>0</sup>) din care se poate estima sarcina înjectată prin comutări spre bornele de ieșire ale circuitului de înmulțire ca fiind de aproximativ 5 nA/kHz și mult reductibilă prin ajustare, ceea ce coincide bine cu presupunerile din .312123.

### .3153 Concluzii

Modelele teoretice implicate furnizează o descriere principal corectă (și suficientă) a modului de variație a erorilor, cel puțin în cazul accentuării artificiale a cauzelor acestora și deci, probabil, și în condiții reale.

Pînă la acest nivel nu se infirmă ceea ce rezultă din aceste modele: concluziile de la .313 și avantajele de la .314.

### .32 Erorile elementelor de ieșire

.320 Ținînd cont și de .250, se va trata numai un aspect al formării acestor erori, specific contoarelor statice de energie: efectul decalajelor la conversia în frecvență a mărimii proporționale cu puterea.

.3211 La metoda echilibrului de sarcină (vezi .251), dacă curentului  $i_p$  i se asociază un curent de decalaj  $\Delta i$ , (Caracterizat prin valoarea sa relativă  $d_1 = \Delta i / i_p$ ) înlocuirea lui  $i_p$  cu  $i_p + \Delta i$  în (2.51) permite următoarea exprimare:

$$r = \frac{i_p}{I_{r0}} (1 + d_1) \quad (3.67)$$

Deci în cadrul converșiei,  $d_1$  reprezintă o eroare care crește hiperbolic cu scăderea curentului  $i_p$ . Dar de exemplu un contor de clasă 0,2 S trebuie să funcționeze cu erori între ±0,4% la 0,01 din valoarea nominală a curentului /10/ (deci și a lui  $i_p$ ); rezultă că, la curentul nominal,  $/d_1/ \leq 0,004\%$  dar pentru a asigura și blocarea converșiei la curent nul, se poate vedea că mai este necesar și  $\Delta i \leq 0$  ceea ce înseamnă că  $d_1$  trebuie controlat pentru erori de cel puțin 100 ori mai mici decât clasa aparatului. Curenții de decalaj de acest tip fiind greu evitabili, folosirea metodei se limitează la etaloanele care funcționează în intervale mai restrinse ale mărimilor de intrare; de exemplu convertoarele putere-frecvență TVH-2 (Landis & Gyr) și 7EC 2100-SA (Siemens), deja amintite, folosesc această metodă de converșie și asigură erori relative între ±0,05% numai într-un interval de curent 50% ...150% respectiv 10%...120%.

.3212 La metoda inversării unei mărimi de intrare (vezi .252) prezența curentului de decalaj afectează în felul următor frecvența de repetiție a tensiunii condensatorului

$$f = \frac{1}{\frac{C \cdot \Delta E}{i_p + \Delta i} + \frac{-C \cdot \Delta E}{-i_p + \Delta i} - 2C \cdot \Delta E} = \frac{i_p}{1 - d_1^2} \quad (3.68)$$

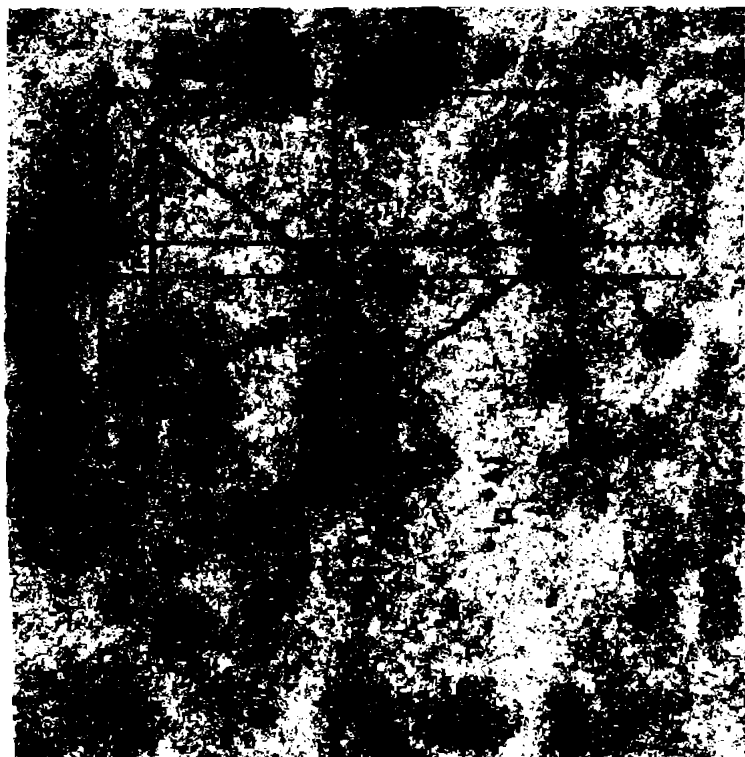
(se-a ținut cont că timpul necesari traversării diferenței de tensiune  $\Delta E$  într-un sens și celălalt nu sînt egali pentru că sînt schimbă numai sensul vurentului  $i_p$ )

Erorile corespunzătoare decalajului sînt deci de ordinul doi. Astfel, pentru contorul de la .3211, rezultă că  $d_1$  (la curentul nominal) trebuie să fie între ± 0,0033 valoarea de numai 3,15 ori mai mică decât clasa aparatului.

Cu toate că necesită un condensator de mare stabilitate (și de capacitate relativ mare, pentru mediere) în general această metodă este adaptată la contoare.

.322 O metodă particulară de converșie care reduce mult dificultățile de la metodele din .321 se prezintă conform /43/, cu ajutorul fig.313 în care se arată modul de variație în timp a tensiunii de pe un condensator de integrare care la neghere astfel: la atingerea unor praguri, sesizată de un comparator, se inversează curentul proporțional cu puterea ( $i_p$ ) și se declan-

șeeză, pentru un interval de timp calibrat ( $t_c$ ) un curent de referință:  $\pm I + \Delta I$ , cu sensul ales contrar lui  $i_p$ ; ( $I - \Delta I > \max(i_p + \Delta I)$ )



acești curenți se scurg într-un condensator cu capacitatea  $C + \Delta C$ .

Diferența de tensiune dintre praguri ( $\Delta U$ ) ține cont de eventuale histereză, întârziere și amplificare finită a comparatorului care comandă comutările;  $\Delta I$  marchează semidiferența modulului curenților de referință;  $\Delta i$  este decalajul, asociat curentului  $i_p$ , iar  $\Delta C$  modificarea capacității condensatorului.

Cu notațiile din figură se găsesc ecuațiile:

$$(I + \Delta I) t_0 + (-i_p + \Delta i) t_1 = - (C + \Delta C) \Delta U \quad (3.69)$$

$$(-I + \Delta I) t_0 + (i_p + \Delta i) t_2 = (C + \Delta C) \Delta U \quad (3.70)$$

din care se exprimă  $t_1$  și  $t_2$  cu sistemul de notații

$$\begin{aligned} \Delta I / I &= d_I \\ \Delta i / i_p &= d_i \\ \Delta C / C &= d_C \\ \Delta U \cdot C / I \cdot t_c &= d_U \end{aligned} \quad (3.71)$$

rezultă frecvența de repetiție a tensiunii condensatorului:

$$f = \frac{i_p}{2I t_c} \cdot \frac{1 - d_i^2}{1 + d_U + d_U d_C + d_i d_I} \quad (3.72)$$

$d_U$  reprezintă aproximativ raportul dintre  $\Delta U$  și tensiunea de vîrf de pe condensator la  $i_p$  mic (3.71); aceste din urmă se poate aduce, prin dimensionare, de exemplu la nivelul tensiunii de ieșire a comparatorului și deci inversul raportului amintit devine com-

parabil cu amplificarea de tensiune a acestuia, care însă poate fi foarte mare ( $10^5 \dots 10^6$ ) pentru că acestui comparator practic nu i se impun condiții de decalaj și viteză (axarea tensiunii depe condensator este de fapt indiferentă iar frecvența ei nu depășește în general  $10 \text{ Hz}$ ).  $d_u$  este deci foarte mic ( $10^{-5} \dots 10^{-6}$ ) și oricum, cu posibilități de variație și mai mici.

Pentru orice condensator uzual  $d_u \cdot d_c$  este neglijabil față de  $d_u$ .

Cum în toate cazurile de interes  $i_p \ll I$  iar  $\Delta i$  și  $\Delta I$  pot fi comparabile,  $d_1 \cdot d_1$  este de asemenea neglijabil față de  $d_1^2$ .

Cu aceste neglijări (3.72) devine

$$f = \frac{i_p}{2I t_0} (1 - d_1^2) \quad (3.73)$$

și se constată că factorul de proporționalitate este cel de la metoda echilibrului de sarcină iar efectul decalajului este același ca la metoda inversării unei mărimi de intrare.

### .323 Concluzii

Fiind demonstrat faptul că, pe un interval de curent mai restrîns, se pot reduce, în mod economic, erorile între  $\pm 0,05\%$  cu metoda echilibrului de sarcină și totodată că, pe intervalul de curent  $1\% \dots 12\%$ , se realizează, de asemenea economic, cerințele clasei de precizie  $0,2S$  cu metoda inversării unei mărimi de intrare, metode de la .322 (care combină performanțele celorlalte două) înseamnă deschiderea unei căi posibile pentru realizarea contoarelor de clasă " $0,1S$ " și " $0,05S$ ".

Și în construcția contoarelor de clasă  $0,2S$  se poate exploata un avantaj al metodei: eliminarea condensatorului de precizie în schimbul cîteva componente de uz general.

Principalele contribuții ale lucrării în dezvoltarea măsurării puterii și energiei

1. Elaborarea unei clasificări a elementelor de înmulțire după tipul și mediul de exploatare a caracteristicilor implicate ale dispozitivelor folosite
- 2.0 În cadrul unei analize numerice a erorilor de principiu ale înmulțirii prin modularea impulsurilor în factor de umplere și amplitudine:
  - 2.1 Prezentarea erorilor sub forma unei sume ponderate a coeficienților Fourier a mărimii de intrare modulate în amplitudine
  - 2.2 Reducerea substanțială a volumului de calcul prin observarea avantajelor referințelor în dinți de ferăstrău față de cele triunghiular variabile și a simetriilor interne din metodele de modulare în factor de umplere prin comparare cu o referință triunghiular variabilă și prin stabilul cu cuplaj capacitiv în emitor
  - 2.3 Efectuarea analizei și obținerea de date universale și comparative, neînțelese încă, referitoare la metoda de modulare în factor de umplere prin comparare cu o referință triunghiular variabilă, respectiv referitoare la forme de variație în timp nesinusoidală ale mărimii de intrare modulate în factor de umplere, la trei metode de modulare
3. Demonstrarea analitică a absenței erorilor de fază de principiu la metodele de modulare în factor de umplere prin compararea cu o referință triunghiular variabilă și a stabilului cu cuplaj capacitiv în emitor
4. Analiza detaliată a erorilor de realizare a trei metode de modulare în factor de umplere
5. Demonstrarea cu erorități potențiale, inclusiv din punctul de vedere al erorilor de realizare, a metodei de modulare prin stabilul cu cuplaj capacitiv în emitor

6. Elaborarea unui circuit de înmulțire pentru semnale electrice, cu performanțe potențial superioare celor cunoscute, brevetat și utilizat în numeroase aparate fabricate în serie.

7. Elaborarea unor metode și circuite, specifice verificărilor circuitului de înmulțire, cu accentuarea unor surse de erori.

8. Elaborarea unei metode de conversie curent -frecvență cu performanțe potențial superioare celor cunoscute, brevetată și utilizată, sub forma unei variante, în realizarea unor contoare statice de precizie.



## Referințe bibliografice.

- /1/ Fränkeli, D.; Bazele electrotehnicii - Litografia Institutului Politehnic "Traian Vuia" Timisoara. 1975.
- /2/ Pușcașu S.; Marcovici, J.; "Ăriri și regimuri electrice nesinusoidale - Scrisul românesc, 1974.
- /3/ Page, C.H.; Reactive Power in Nonsinusoidal Situations - IASÉ Transactions on Instrumentation and Measurement, december 1980.
- /4/ Filipaki, P.; A New Approach to Reactive Current and Reactive Power Measurement in Nonsinusoidal Systems - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, december 1980.
- /5/ Pop, S.; Crișan, S.; Măsurări în energetică - Pacla, 1981
- /6/ Manolescu, P. și a.; Măsurări electrice și electronice - Didactică și Pedagogică, 1980.
- /7/ Millea, A.; Măsurări electrice. Principii și metode - Tehnică, 1980
- /8/ Patachi, N. și a.; Memorator de măsurări electrice 1,2 - Dacia 1973.
- /9/ x SIAS 4130 - 79 ; Contoare electrice de curent alternativ pentru energie activă și reactivă.
- /10/ x CEI ; Compteurs statiques d'énergie active. Spécifications métrologiques pour les classes 0,2 S et 0,5 S - publication 607, 1980.
- /11/ Fränkel, D.; Transductoare galvanomagnetice - E. C. I., 1974.
- /12/ Weiss, H.; Physik und Anwendung galvanomagnetischer Bauelemente - Friedr. Vieweg u Sohn, 1969
- /13/ Seyfried, F.; Elektronische Leistungsmessung und ihre Anwendungen - Messtechnik, 10/1968.
- /14/ Chausi, M.S.; Electronic Circuits - Van Nostrand Reinhold, 1971.
- /15/ Klona, M.; Wilkins, F.J.; Multijunction Thermal Converter with Adjustable Output Voltage/Current Characteristics - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, december 1980.
- /16/ Zhang, D.; Zhang, Z.; Method for Reduction of AC-DC Transfer Error Caused by the Thomson Effect for the Multijunction Thermal Converter - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, december 1980.

- /17/ Galakhova, O.P. și a.: An International Comparison of Thermal Convertors as AC-DC Transfer Standards - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, - december 1980
- /18/ Kusters, N.L.; Cox, L.G.; The Development of an Automatic-Reversing Differential Thermal Wattmeter - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, december 1980.
- /19/ Shuster, G.; Thermal Instrument for Measurement of Voltage, Current, Power and energy at Power Frequencies - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, september 1980.
- /20/ x Analog Devices; Nonlinear Circuits Handbook - Daniel H. Shengold, 1974.
- /21/ Vitășescu, A. și a.: Circuite cu semiconductoare în industrie. Amplificatoare și oscilatoare - Tehnică, 1971. .
- /22/ Rlogger, M.; Stätischer Eichzähler TVH.2 für Wirk- und Blindverbrauchs-messung - Landis & Gyr - Mitteilungen, 2/1979.
- /23/ Tomota, M. și a. ; An Electronic Multiplier for Accurate Power Measurement, december 1968.
- /24/ Kashiwabara, Y.; Yoshida, Y.; YEW's New Digital Wattmeter Facilitates Energy Conservation - Journal of Electronic Engineering, June 1979.
- /25/ Pop, B.; Stoica, V.: Principii și metode de măsurare numerică - Facla, 1977.
- /26/ Morris, R.L. și a.: Proiectarea cu circuite integrate TTL ( traducere) - Tehnică, 1974.
- /27/ Petrescu, A.: Calculatoare automate și programare - Gi actică și pedagogică, 1973. .
- /28/ Kohga, M.; Ishii, K.; Device for Measuring Active and/or Reactive Component of AC Current or AC Power: U.S. Patent 4, 131, 847/20.12.1978.
- /29/ Nafoarnită, E.; Contribuții la măsurarea numerică a puterii-teză de doctorat, Institutul Politehnic " Traian Vuia" Timisoara, 1979.
- /30/ Antoniu, I.S. și a. ; P.O.D.-petru aparat pentru măsurarea puterilor și energiilor active, reactive și deformante într-un regim energetic deformant.
- /31/ Hortopan, Gh.; Hortopan, V.; Sunturi și divizoare de tensiune - Tehnică 1978.

- / 32/ Beard, J.E.: Single-stage Amplifier - Aided Current Transformers Possessing Small Ratio Errors at 60 Hz- IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, June 1979.
- / 33/ Beard, G.E.: 1 Step - Up Amplifier - Aided Two - stage Current Transformer with Small Ratio Errors at 60 Hz- IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, June 1979.
- / 34/ Kahler, R.L.: An Electronic Ratio Error Set for Current Transformer Calibration - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, June 1979.
- / 35 / Harnath, H.P.: Transmission of Information by Orthogonal Functions - Springer, 1972.
- / 36/ Stabrowski, M.K.: Modern Numerical Analysis of Time-Division Multipliers - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, March 1979.
- / 37/ Johnson, G.I.: Analysis of Modified Toyota - Sugiyama - Yamaguchi Multiplier - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, March 1984.
- / 38/ Born, W.S.; McCracken, D.D.: Metode numerice cu programare în Fortran IV. - Tehnică, 1976.
- / 39/ Miljanić, P. și a.: The Development of a High Precision Time Division Power Meter - CPEN'84 Delft (Netherlands)
- / 40 / Filipski, P.: Comments on "Modern Numerical Analysis of Time-Division Multipliers" - IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, March 1980.
- / 41/ Tschappu, F.: Einsatzmöglichkeiten und Grenzen der moderner Leistungsregelung mittels Thyristoren im Hinblick auf die Beeinflussung der Energiemessung. - Landis + Gyr Mitteilungen, 2/1979.
- / 42/ Fuhala, A.: Circuit de înmulțire într-un semnal electric - brevet RSR nr.10361, 1980
- / 43/ Fuhala, A.: Metodă de conversie curent - frecvență - brevet RSR nr.07041, 1983.

...000...

## ANEXIA

Circuitele de intrare și de înmulțire din convertoarele putere-frecvență CHN-el și CFT-el

1. Circuitul se alimentează cu următoarele tensiuni (valeori orientative)

berne	[V]
35-12	27...+31
22-35	+35...+39
1-35	0...+8
3-35	-2...+6

2. Un amplificator operațional dintr-un alt circuit aduce tensiunea 18-12 la o asemenea valoare încât tensiunea 19-12 să fie egală cu tensiunea de referință +15,3V. Astfel tranzistoarele T9...T12 și T21...T24, acționate fiind de amplificatoarele de eroare realizate cu T13...T20; R9; R12; R13; R15; C2; C3; C6; C7 și având rezistoarele de emitor R3...R6 și R11...R22 devin generatoarele de curenți de referință. Tensiunea 19-12, formată cu rețeaua R16; R11; R14; R15; este proporțională cu media curenților de referință.

3. Intercalarea semifăgurărilor secundare (7-8; 18-9 respectiv 30-29; 33-32) și de eroare (5-6; 18-11 respectiv 28-29; 33-34) ale transformatoarelor de curent TC respectiv TT cuplate între ele în curent alternativ (prin C4; C5) asigură suprapunerea adecvată a curenților secundari peste curenții de referință și compensarea electronică a erorilor transformatoarelor prin tranzistoarele generatoarelor de curent T9...T24. Infăgurarea primară, (una din ele), a transformatorului TC este parcursă direct de curentul de intrare iar a transformatoarelor TT, de un curent proporțional (în esență, prin rezistoarele R27; R28) cu tensiunea de intrare.

4. Astabilul cu cuplaj capacitiv în emitor (T25...T28; D9...D12; R22; R24 C8) comandă, în calitate de modulator în factor de umplere, măsurile de curent (T1...T8; D1...D4) modulator

în amplitudine, furnizînd curenții proporționali cu puterea, suprapuși peste curenții de referință, la 1 și 3.

5. Într-o variantă trifazată, trei asemenea circuite se leagă prin unirea bornelor corespunzătoare. Astfel se controlează doar media celor 12 curenți de referință; curenții proporționali cu puterile pe faze se adună, la fel cu curenții de referință, peste care sînt suprapuși.