

UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

ing. Traian Jurca

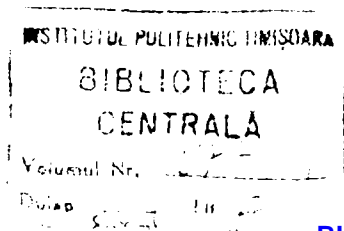
CALIBRATOR DE PUTERE ÎN CURENT ALTERNATIV

Teză de doctorat

Conducător științific  
Prof. dr. ing. Eugen Pop

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

1993



BUPT



UNIVERSITATEA TEHNICĂ TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

ing. Traian Jurca

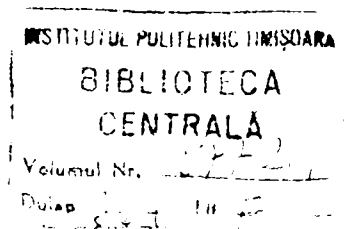
CALIBRATOR DE PUTERE ÎN CURENT ALTERNATIV

Teză de doctorat

Conducător științific  
Prof. dr. ing. Eugen Pop

BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

1993



## CUPRINS

INTRODUCERE	1
CAP.1 REALIZĂRI PRIVIND CALIBRATOARELE DE MĂRIMI ELECTRICE. PRINCIPII ȘI PERFORMANȚE PREZENTATE ÎN LITERATURĂ.	5
1.1 Calibratoare în curent continuu	6
1.2 Calibratoare de tensiune alternativă	12
1.2.1 Calibratorul HP 745 A	12
1.2.2 Calibratorul FLUKE 5200 A	15
1.2.3 Calibratoare de c.a. realizate în cadrul unor laboratoare naționale de metrologie	15
1.3 Calibratoare de fază	17
1.4 Calibratoare de putere	19
1.5 Variante ale blocurilor funcționale ale unui calibrator de putere	24
1.5.1 Oscilatorul	24
1.5.2 Bucla de stabilizare în amplitudine	35
1.5.3 Divizoare	36
1.5.4 Amplificatoare	39
CAP.2 GENERAREA UNDEI SINUSOIDALE PRIN METODA DISCRETIZĂRII ÎN AMPLITUDINE. COMPARARE ÎNTRE METODA NOU INTRODUSĂ ȘI METODA CLASICĂ DE GENERARE	43
2.1 Sintetizarea numerică a semnalului sinusoidal prin metoda discretizării în amplitudine	45
2.2 Stabilirea formulei generale de calcul a componentelor spectrale a unei unde sintetizate numeric	49
2.3 Comparație între metoda discretizării în timp și metoda discretizării în amplitudine	55
2.4 Criteriul ariilor egale	60
CAP.3 ALTE CERCETĂRI ȘI REALIZĂRI ALE AUTORULUI CU PRIVIRE LA BLOCURILE FUNCȚIONALE ALE UNUI CALIBRATOR DE PUTERE	66
3.1 Variantă de sintetizator numeric de tensiune sinusoidală folosind metoda discretizării în amplitudine	66

3.1.1	Schema de principiu a sintetizatorului	66
3.1.2	Oscilator cu buclă PLL	68
3.1.3	Amplificator final de tensiune	70
3.2	Generator de două unde defazate numeric	73
3.3	Comparator c.a.-c.c. cu termistor	79
3.3.1	Schema de principiu a comparatorului c.a.-c.c. cu termistor	81
3.3.2	Amplificator cu CMRR mare	82
3.3.3	Redresor sensibil la fază	84
CAP.4	PROIECTAREA ȘI REALIZAREA UNUI CALIBRATOR DE PUTERE	87
4.1	Considerații de proiectare	87
4.2	Schema de principiu a calibratorului de putere	91
4.3	Generatorul de putere	93
4.3.1	Unitatea centrală MADS	93
4.3.2	Sintetizatorul numeric	95
4.3.3	Amplificatorul de tensiune	104
4.3.4	Amplificatorul de transconductanță	109
CAP.5	PROGRAME FOLOSITE DE CALIBRATORUL DE PUTERE	112
5.1	Programe de inițializare a calibratorului	113
5.1.1	Funcția TRANSFORM	113
5.1.2	Funcția TRANSUI	113
5.1.3	Procedura MODUL_1	114
5.1.4	Procedura MODUL_2	115
5.2	Programe de transfer	117
5.2.1	Funcția GETBYTE și procedurile INIT și CR_INIT	117
5.2.2	Procedurile TEST_PROMPTER, SENDM, SENDE, ESCAPE	118
5.2.3	Procedurile ADRESA, SENDCR, REQUEST_DATA	119
5.2.4	Funcția HEXA	119
5.3	Programe executate de microprocesorul Z80	120
5.4	Programe de calibrare	123
CAP.6	REZULTATE EXPERIMENTALE	125
6.1	Amplificatorul final de tensiune	125
6.2	Amplificatorul final de transconductanță	130
6.3	Redresorul sensibil la fază	133
6.4	Comparator c.a. - c.c. cu termoelement	136
6.5	Măsurări asupra calibratorului de putere	142
CAP.7	CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE	145
	ANEXA1	153
	ANEXA2. SOFTWARE PENTRU CALIBRATORUL DE PUTERE	157
	BIBLIOGRAFIE	170

## INTRODUCERE

Verificarea tradițională a wattmetrelor și a contoarelor de energie electrică se face prin compararea indicației aparatului supus verificării cu indicația unui wattmetru etalon respectiv a unui contor etalon de energie. Procedeeul prezintă avantajul că nu necesită cunoașterea cu precizie a parametrilor sursei de energie. Având în vedere aparatele ce funcționează în curent alternativ, de fapt majoritatea aparatelor de acest tip, putem spune că este suficientă doar cunoașterea cu aproximație a valorilor efective ale tensiunii și curentului precum și a unghiului de defazaj dintre aceste mărimi. Stabilitatea acestor parametri nu este critică atâta timp cât aparatul supus verificării și aparatul etalon au același timp de mediere - în cazul wattmetrelor, sau același timp de integrare - în cazul contoarelor de energie electrică.

În cazul verificărilor ce implică precizii ridicate, plaja admisă de variație a parametrilor sursei se restrânge semnificativ. Prin urmare instalația de verificare devine deosebit de greoaie și scumpă, în general fiind puternic specializată. În plus manopera de verificare crește mult.

Tendința modernă este caracterizată de realizarea unor sisteme complet automatizate conduse de un calculator ce impune parametrii de intrare și algoritmul de verificare, calculează incertitudinile de măsurare ale aparatului supus verificării, eliberează buletinul de verificare și memorează rezultatele verificărilor periodice, în așa fel încât este accesibilă în orice moment "istoria" unui aparat aflat în evidență.

Piesa principală a unui astfel de sistem este calibratorul - o sursă capabilă să furnizeze la ieșire mărimi electrice cu parametrii foarte stabili, cunoscuți cu precizie și a căror valoare poate fi prescrisă prin program.

Cum era și de așteptat, calibratoarele au evoluat de la simplu la complex, de la calibratoare de tensiune sau curent continuu la calibratoare de tensiune alternativă, de curent alternativ sau de defazaj între două tensiuni sinusoidale având aceeași valoare efectivă.

Calibratoarele de putere sunt considerate cele mai complexe datorită numărului mare al mărimilor de ieșire: frecvența, valoarea efectivă a tensiunii, valoarea efectivă a curentului, coeficientul de distorsiuni armonice a celor două unde sinusoidale, defazajul dintre tensiune și curent.

Singura realizare a unui calibrator de putere anunțată în literatura de specialitate este cea de la National Bureau of Standard din SUA și care se bazează pe utilizarea unor componente deosebit de performante - spre exemplu CNA de 16 și 18 biți. Eroarea de generare a puterii fictive maxime este de  $\pm 100\text{ppm}$ .

În lucrarea de față, autorul introduce o nouă metodă de sintetizare a unei sinusoidale, metodă ce permite transferarea cerințelor privind rezoluția din domeniul tensiune în domeniul timp unde aceste cerințe sunt mult mai ușor de satisfăcut.

Metoda introdusă permite totodată sintetizarea unei sinusoidale de valoare efectivă foarte bine precizată folosind CNA de uz general; ( la sintetizarea cu CNA de 6 biți eroarea de generare a valorii efective este sub 150 ppm , iar folosind un CNA de 10 biți eroarea de generare scade sub 0,4 ppm).

În plus noua metodă deschide posibilitatea defazării cu înaltă rezoluție și stabilitate a două unde sinusoidale.

În consecință este deschisă calea realizării unui calibrator de putere cu performanțe ridicate, dar folosind componente electronice de uz general.

Lucrarea este structurată în șapte capitole și două anexe, tratându-se următoarele probleme:

Capitolul 1 cuprinde cercetările bibliografice și insistă asupra blocurilor funcționale ce asigură performanțele unor calibratoare în curent continuu și în curent alternativ. S-au ales calibratoarele cu performanțele cele mai ridicate întâlnite în literatură sau pe piață. De asemenea cuprinde o sinteză a principalelor metode ce ar putea fi luate în considerare la realizarea principalelor blocuri funcționale ce intră în componența unui calibrator de putere.

Capitolul 2 descrie metoda discretizării în amplitudine, metodă nou introdusă ce constituie obiectul unui brevet de invenție al autorului. Se deduce formula generalizată de calcul al spectrului unui semnal sinusoidal sintetizat numeric. Prin particularizare se regăsesc concluziile întâlnite în literatură privitoare la sintetizarea clasică; eșantioane de tensiune generate la intervale egale de timp.

Calculule aferente metodei nou introduse sunt optimizate din două puncte de vedere: - a) să se obțină o undă sinusoidală cu distorsiuni minime sau

- b) amplitudinea normată a armonicii fundamentale a unei sinusoidale generalizate să rămână egală cu unitatea indiferent de nivelurile de tensiune realizate de un CNA real.

În cazul b) se simulează prin program comportarea unui CNA real ( de 6, 8 și 10 biți) și se calculează coeficientul de distorsiuni armonice. Prin calcul, se demonstrează că valoarea efectivă a unei sinusoidale generate este

determinată doar de armonica fundamentală, armonicile superioare având o contribuție mai mică decât  $10^{-8}$  (la generarea cu un CNA de 10 biți). În felul acesta, metoda poate sta și la baza realizării unui comparator ca-cc cu performanțe deosebite.

Programele aferente acestui capitol sunt date în Anexa 1.

În capitolul 3 sunt prezentate alte cercetări și realizări ale autorului privitoare la principalele blocuri funcționale ale calibratorului de putere: o a doua variantă de implementare a metodei discretizării în amplitudine, realizarea unui PLL numeric, schema și performanțele unui generator de două unde defazate numeric (obiectul unui brevet de invenție), un nou comparator ca-cc (obiect a trei brevete de invenție). Pentru fiecare bloc amintit se prezintă performanțele obținute practic.

Următoarele trei capitole cuprind descrierea calibratorului de putere realizat.

Capitolul 4 se referă la partea hardware, pornindu-se de la schema bloc generală de interconectare a calibratorului de putere cu un calculator (PC de tip AT sau XT), cu un generator de frecvență, un voltmetru numeric de tensiune continuă (de mare precizie) precum și cu un detector sensibil la fază pentru verificarea quadraturii.

Calibratorul de putere propriu-zis este realizat în jurul unei plăci MADS și utilizează CNA de 12 biți pentru prescrierea celor două amplitudini (cea de tensiune și cea de curent) și CNA de 10 biți pentru sintetizarea celor două unde sinusoidale. Sintetizarea poate fi făcută atât după noua metodă cât și după metoda clasică, trecerea de la o metodă la alta optimizându-se funcție de frecvență.

Se prezintă în detaliu schemele sintetizatoarelor de unde sinusoidale defazate precum și schemele amplificatoarelor finale de curent și tensiune. Valorile efective maxime de la ieșiri sunt 5A pentru curent și 250V pentru tensiune.

Capitolul 5 se ocupă de partea software a calibratorului. Sunt patru seturi de programe ce deserveșc calibratorul.

Primul set se referă la programele utilizate de PC care, pe baza valorilor de ieșire prescrise de utilizator (frecvență-în herți, defazaj-în grade, tensiune-în volți și curent-în amperi) alege metoda potrivită de sintetizare și în consecință calculează valorile ce urmează a fi înscrise în memoria RAM statică ce deservește calibratorul. Totodată există programe de conversie a valorilor calculate în codurile acceptate de CNA utilizate.

Al doilea set de programe realizează legătura (prin interfața serială RS 232) dintre PC și programul MONITOR rezident în placa MADS din componența calibratorului propriu-zis.



Primul și al doilea set de programe sunt scrise în PASCAL.

Cel de-al treilea set de programe, scrise în cod mașină, se adresează microprocesorului Z80 din componenta MADS. Acestea programează cele 8 porturi paralele din componența calibratorului, configurează memoria statică pentru înscriserea pe 8 biți, transferă datele din memoria dinamică în memoria statică, configurează memoria statică pentru citire fie după metoda clasică fie după metoda discretizării în amplitudine, realizează încărcarea inițială a numărătoarelor programabile. Setul al treilea poate fi completat cu programe ce urmăresc buna funcționare a calibratorului ( semnalizare la depășirea tensiunii de complianță la ieșirea de curent sau a curentului maxim de la ieșirea de tensiune, căderea unei surse ,etc. )

Cel de-al patrulea set cuprinde programe de calibrare a calibratorului. Ele se activează la pornirea calibratorului și au ca scop măsurarea valorilor reale a tuturor nivelurilor de tensiune generate de către CNA-urile utilizate precum și stabilirea, la quadratură, a corecției de fazaj.

Totalitatea programelor este redată în Anexa 2.

Capitolul 6 cuprinde rezultatele experimentale: caracteristici de frecvență ale amplificatoarelor de curent și tensiune realizate, caracteristicile de amplitudine a acestora, schemele electronice a unor aparate realizate în scopul verificării calibratorului de putere ( detector sensibil la fază și comparator termic ca-cc ). Caracteristica principală urmărită la detectorul sensibil la fază a fost sensibilitatea sesizării quadraturii iar în cazul comparatorului ca-cc , precizia de comparare.

În finalul capitolului se prezintă caracteristicile globale ale calibratorului.

Capitolul 7 evidențiază principalele contribuții ale lucrării.

Lucrarea se încheie prin menținerea a 70 de titluri bibliografice, din care 12 lucrări ale autorului tezei.

\*

Teza de doctorat "Calibratoare de putere în curent alternativ" a fost elaborată sub îndrumarea permanentă și competență a dl. prof. dr. ing. Eugen Pop, căruia autorul îi rămâne profund îndatorat, aducându-i și pe această cale cele mai respectuase și calde mulțumiri.

## CAP.1 REALIZĂRI PRIVIND CALIBRATOARELE DE MĂRIMI ELECTRICE. PRINCIPII ȘI PERFORMANȚE PREZENTATE ÎN LITERATURĂ

Toate calibratoarele de mărimi electrice au în componența lor o referință de tensiune continuă, cel mai adesea o referință Zener. Aceasta s-a impus în fața referinței cu celulă Weston nu numai prin caracteristicile fizice (gabarit redus, mănuire nepretențioasă, proces de fabricare simplu) dar și prin caracteristici electrice superioare : coeficient cu temperatura de  $1\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$  sau chiar mai mic, curent de sarcină de până la  $10\text{mA}$ , coeficient de stabilitate la variația tensiunii de alimentare de  $10\text{ppm}/\text{V}$ , coeficient de stabilitate la variația curentului de sarcină de  $10\text{ppm}/\text{mA}$ , o stabilitate pe termen lung de  $50\text{ppm}/1000\text{ore}$  (Specificațiile numerice aparțin referinței REF 101 de  $10\text{V} / 1/$ ).

Există și dezavantaje față de celula Weston: referința Zener prezintă un zgomot mai mare iar practica dovedește o alterare bruscă a parametrilor referinței Zener după un timp mai lung de funcționare. Există deja tehnici ce surmontează aceste dezavantaje : zgomotul este redus prin stabilirea tensiunii de ieșire a referinței ca valoare medie a mai multor diode Zener legate în paralel, iar căderea parametrilor unei referințe este semnalizată în urma unor intercomparări continue într-un lot de referințe Zener. Prin aceste tehnici s-a ajuns ca valoarea voltului să poată fi stabilită și menținută cu ajutorul unui lot de referințe Zener la fel de precis ca și cea determinată cu etalonul standardizat : efectul Josephson.

Efectul Josephson este caracteristic supraconductoarelor slab cuplate (separate printr-un dielectric imperfect) și răcite sub temperatura lor de tranziție. Un exemplu îl prezintă două filme subțiri de niobiu superconductor separate de un strat de oxid crescut termic de  $1\text{ nanometru}$  grosime și ținute la  $4,2\text{K}$ .

O analiză în mecanica cuantică, arată că această joncțiune generează un curent alternativ a cărui frecvență funcție de tensiunea joncțiunii este dată de relația:

$$f = \frac{2eU}{h}$$

unde  $e$  este sarcina electronului și  $h$  este constanta lui Planck.

Pentru stabilirea voltului se folosește reversul efectului și anume: pe o joncțiune Josephson aflată în prezența unei energii de microunde de frecvență  $f$  se stabilește o tensiune  $U$  ce se modifică în trepte funcție de curentul ce străbate acea joncțiune.

$$U = \frac{h}{2 \cdot e} \cdot n \cdot f = K_j(90) \cdot n \cdot f$$

unde valoarea standardizată în 1990 pentru  $K_j$  este 483597,7GHz/V.

De exemplu, pentru  $f=75\text{GHz}$  cea de-a 22-a treaptă a  $U(I)$  are valoarea 3,2mV. Palierul de tensiune se menține la această valoare pentru o variație de curent de 270  $\mu\text{A}$ .

Pentru a depăși dezavantajul unei tensiuni mici pe joncțiunea Josephson, cercetări recente /4/,/5/ au condus la realizarea unor arii de joncțiuni Josephson ce permit obținerea unei tensiuni oriunde în gama  $-12\text{V} \div +12\text{V}$ . De exemplu în /4/ se descrie o arie cu 18.992 joncțiuni Josephson legate în serie și dispuse de-a lungul a 16 porțiuni strip-line ce au rolul de a le cupla la energia de microunde cu frecvența de 75 GHz. Puterea de 40 mW la 75 GHz este împărțită prin cuplaje capacitive la cele 16 porțiuni strip-line. Gabaritul unei astfel de arii cu joncțiuni Josephson este de 19mm/12mm iar valoarea tensiunii obținute are o precizie de câteva părți în  $10^9$ .

Firma Hewlett-Packard folosește o astfel de instalație portabilă cu arie cu joncțiuni Josephson pentru calibrarea voltmetrului numeric HP 3458 A de 8 1/2 cifre.

## 1.1 Calibratoare în curent continuu

Cum era și de așteptat, primele calibratoare realizate au fost cele de tensiune continuă. Acestea sunt; fie referințe de tensiune continuă -prezintă ieșiri pentru câteva valori fixe de tensiune, fie calibratoare propriu-zise - tensiunea de ieșire poate lua orice valoare între anumite limite.

Din categoria referințelor este demnă de amintit realizarea firmei FLUKE:723 DC Reference Standard, care are o stabilitate la ieșirea de 10V (la temperatura de  $23 \text{ }^\circ\text{C} \pm 5 \text{ }^\circ\text{C}$ ) de 0,5ppm pe durata a 30 zile și de 3ppm pe 1 an, iar la ieșirile de 1,018V și 1V în aceleași condiții de temperatură stabilitatea atinge valoarea de 1,5ppm pe durata a 30 zile și de 12ppm pe un an. În afara domeniului de referință, coeficientul de temperatură este sub 1ppm/ $^\circ\text{C}$ .

În categoria calibratoarelor de tensiune continuă, performanțe deosebite prezintă FLUKE 5440A destinat verificării multimetrelor numerice de 6 1/2

digiți. Precizia realizată în calibrare este mai bună de 4ppm. Calibratorul prezentat în /6/ are schema din fig.1.1 și domeniile 220mV; 2,2V; 22V; 275V; și 1100V, rezoluția de o parte la 20 milioane iar timpul de încălzire: 5 minute

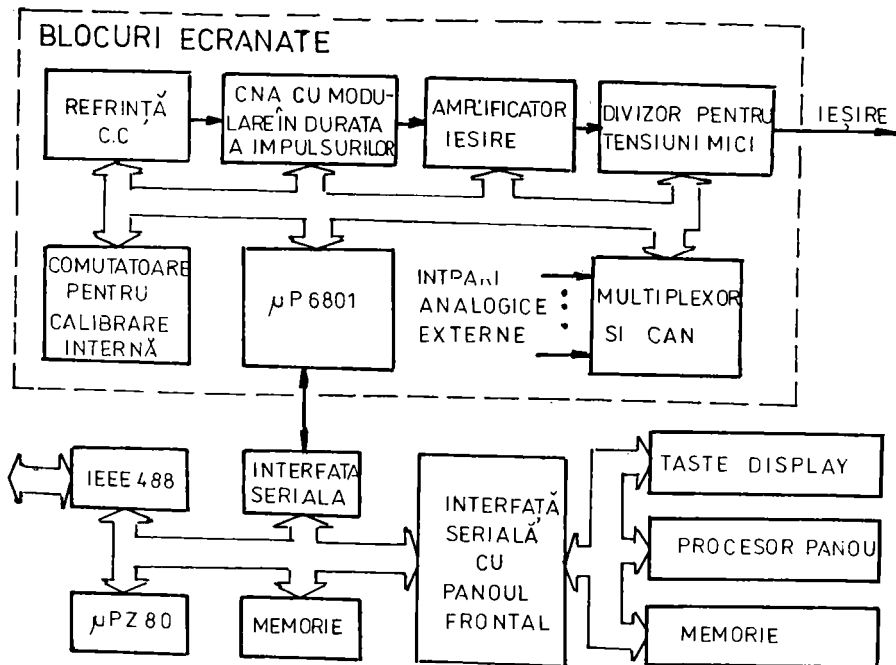


Fig.1.1 Schema bloc a calibratorului de tensiune continuă FLUKE 5440 A

Spre deosebire de realizările precedente, unde tensiunea de referință era divizată cu divizoare rezistive de precizie în construcție specială menită să elimine tensiunile electromotoare de contact și totodată să minimizeze coeficientul de temperatură, acest calibrator introduce prescrierea tensiunii cu ajutorul unui convertor numeric-analogic cu modulare în durată a impulsurilor, a cărui principiu este redat în fig.1.2.

CNA cu modulare în durată a impulsurilor folosește mai puține rezistoare decât celelalte tipuri de CNA, fiind alcătuit în principiu dintr-un filtru trece jos a cărui intrare este comutată când la  $U_{REF}$  când la masă. Comutatoarele sunt astfel acționate încât să producă o undă dreptunghiulară de perioadă constantă cu un factor de umplere controlat numeric.

Pentru a realiza o rezoluție de unu la 20 milioane, având frecvența osci-

laturului cu cuarț de 20 MHz rezultă o tensiune dreptunghiulară cu frecvența de 1 Hz. care apoi trebuie mediată de filtru. Această frecvență joasă ce trebuie filtrată, ar da naștere la un timp de stabilizare foarte lung. Pentru a preîntâmpina acest lucru se utilizează un CNA cu două canale a căror tensiune de ieșire se însumează. Primul dintre canale are rezoluția de 1 la 20.000 iar ponderea la însumare este unitară. Cel de-al doilea canal are rezoluția de 1 la 1000 dar ponderea de însumare este 1 la 20.000. Rezultatul însumării este apoi filtrat.

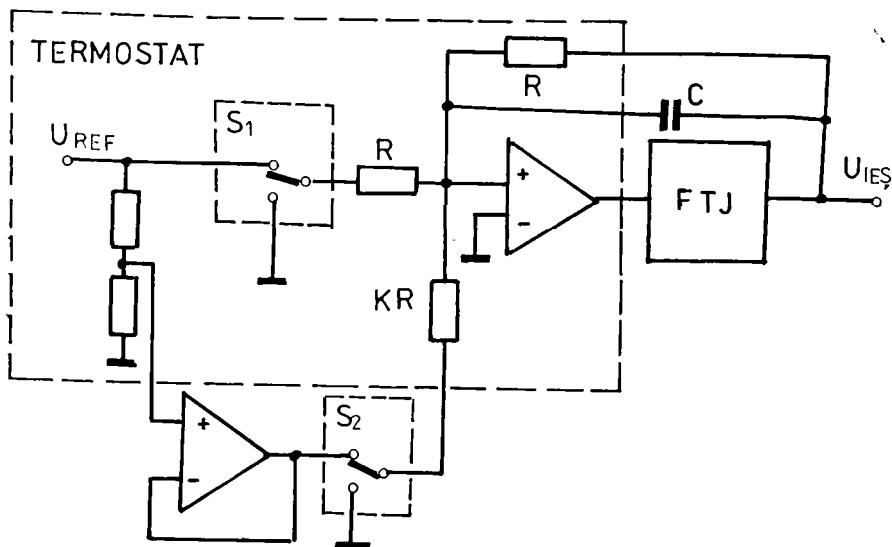


Fig. 1.2 CNA cu modulare în durată a impulsurilor

Pentru tensiunea de ieșire a CNA prezentat în fig.1.2 se poate scrie:

$$U_{IES} = U_{REF}(D_1 + KD_2) + U_{OFFSET} \quad (1.1)$$

unde :  $D_1$  este factorul de umplere pentru primul canal,

$D_2$  este factorul de umplere pentru canalul doi,

$K$  este atenuarea pentru cel de-al doilea canal iar

$U_{OFFSET}$  este tensiunea de offset a amplificatorului ce intră în componența filtrului sumator.

Dezavantajul sistemului cu două canale rezultă din faptul că, la o modificare din anumite motive a lui  $K$  ar rezulta creșterea inacceptabilă a neliniarității convertorului. Pentru a preveni acest lucru, programul intern de calibrare are posibilitatea ca, printr-o tehnică potrivită, să ajusteze erorile de liniaritate la mai puțin de 1 ppm. Calibratorul prezentat mai aduce o noutate în cea ce privește realizarea referinței de tensiune continuă.

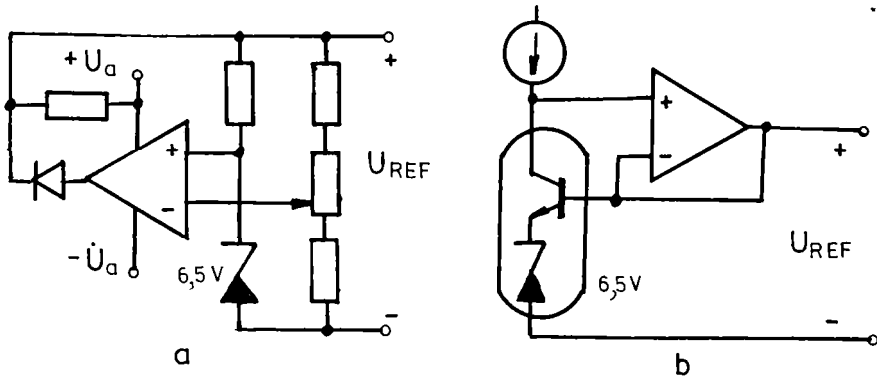


Fig. 1.3 Referințe de tensiune continuă

Schemele clasice folosesc o referință realizată conform figurii 1.3a și care are dezavantajul prezenței a numeroase rezistențe care conduc la erori datorate : neîmperecherii rezistențelor, reglării și instabilității de reglare a potențiometrului, modificărilor survenite cu temperatura, etc. Un alt dezavantaj al schemei convenționale rezidă și din aceea că orice zgomot al diodei Zener și orice derivă cu temperatura a tensiunii de offset a etajului amplificator se reflectă direct în eroarea tensiunii de ieșire și în plus nu există nici o posibilitate de a depista și corecta aceste erori.

Schema din fig.1.3b prezintă o combinație realizată dintr-o diodă Zener și un tranzistor amplificator, lucru ce determină o reducere de 100 de ori a erorilor datorate etajului de amplificare ce urmează. De fapt se utilizează două astfel de etaje conectate în serie iar tensiunea de ieșire se situează în jurul a 13V. Prin eliminarea rezistoarelor și a potențiometrului se elimină și erorile aferente lor. Această eliminare este posibilă deoarece ajustarea valorii absolute a referinței se face prin software, ținând seama de tipul de CNA ce urmează după referință. Faptul că există două referințe înseriate, determină și o îmbunătățire suplimentară cu 30% în ceea ce privește zgomotul și tensiunea de drift. Fie  $U_{N1}$  și  $U_{N2}$  tensiunile de zgomot și de drift statistice pentru fiecare dintre cele două referințe. Cum cele două referințe sînt independente, nu există corelare și deci zgomotul statistic total  $U_{Ntot}$  este:

$$U_{Ntot} = (U_{N1}^2 + U_{N2}^2)^{1/2} \quad (1,2)$$

Se poate aproxima că  $U_{N1}$  este egal cu  $U_{N2}$  și ca urmare:

$$U_{Ntot} = 1,414 U_N \quad (1,3)$$

Deoarece zgomotul total este relativ la întreaga tensiune realizată, rezultă că valoarea fracției obținute în urma ajustării software este mai mică cu 30% decât în cazul unei singure referințe. Erorile cu temperatura sunt minimizate printr-o selecție judicioasă a ansamblului diodă Zener-tranzistor și prin îmbătrânirea la temperatură mare a amplificatorului. De altfel întregul ansamblu este menținut la 48°C într-un termostat. Fără termostat referința are o derivă de  $\pm 1\text{ppm}$  la modificarea temperaturii în gama 45°C  $\pm$  55°C. Cele două module (referința și CNA) prezentate anterior stau la baza performanțelor unuia dintre cele mai complexe calibratoare anunțate pe piață în ultimul timp FLUKE 5700A /7/ cu funcțiile:

a)-Tensiune continuă cu domenii între 220mV (rezoluție 10 $\mu$ V, 50mA la ieșire) și 1100V (rezoluție 100 $\mu$ V, 25mA la ieșire). Eroarea pe un an a tensiunii generate este în jur de 10ppm din tensiunea de ieșire la care se adaugă 0,8 $\mu$ V pentru domeniul mic și 600 $\mu$ V pentru cel mai mare domeniu.

b)-Tensiune alternativă sinusoidală în gama 10Hz $\pm$ 1MHz cu domenii de la 2,2 $\mu$ V (rezoluție 1nV, sarcină 50mA) la 1100V (rezoluție 1 $\mu$ V, sarcină 6mA.). Eroarea ce apare la un an depinde nu atât de domeniul de tensiune cât mai ales de domeniul de frecvență, variind de la 120ppm din tensiunea de ieșire și la care se adaugă 5 $\mu$ V pentru gama 40Hz $\pm$ 20kHz la 1,3% din tensiunea de ieșire la care se adaugă 220 $\mu$ V pentru gama de frecvență 500kHz  $\pm$  1MHz și domeniul 220V.

De altfel domeniul de 1100V cuprinde frecvențe între 50Hz și 1kHz.

c)-Curentul continuu cu domenii între 220 $\mu$ A (rezoluție 0,1nA, și cădere de tensiune pe sarcină până la 10V) și 2,2A (rezoluție 1 $\mu$ A și tensiune maximă pe sarcină 3V). Eroarea pe un an este în jur de 80ppm din curentul de ieșire la care se adaugă 10nA pentru domeniul mic și 30 $\mu$ A pentru domeniul mare). Se poate mări domeniul de curent la 11A cu ajutorul unui amplificator.

d)-Curent alternativ cu frecvența cuprinsă între 10Hz și 10kHz cu aceleași domenii și rezoluții ca și în curent continuu și cu erori de același ordin de mărime ca cele date la domeniile de tensiune alternativă.

e)-Rezistență. Se generează 19 valori de rezistență cuprinse între 1  $\Omega$  și 100M $\Omega$  plus un scurtcircuit.

Valorile de rezistență folosesc atât pentru calibrarea unui multimetru cât și în procesul de autocalibrare. Unul din testele esențiale făcute în cadrul autocalibrării este verificarea liniarității CNA-ului. În cazul FLUKE 5700 A această liniaritate trebuie să fie mai bună decât 0,2ppm.

CNA-ul cuprins în FLUKE 5700 A are două domenii (fig.1.4) La ieșirea sa se obține o tensiune U direct proporțională cu numărul N de la intrare. În cazul în care, pe cele două domenii se urmărește obținerea aceluiași două tensiuni fixe U<sub>1</sub> și U<sub>2</sub>, la o perfectă liniaritate se obține egalitatea:

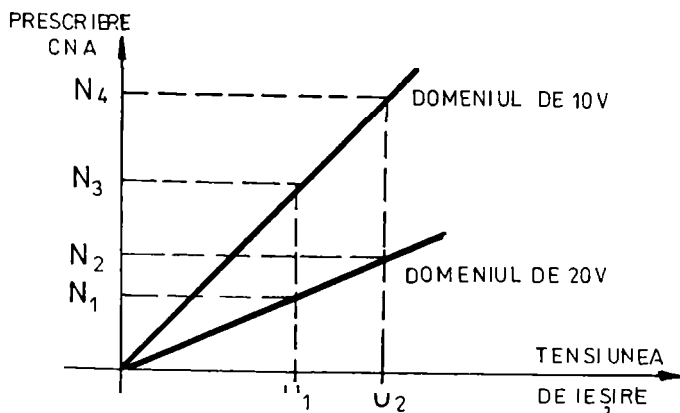


Fig.1.4 Verificarea liniarității CNA

$$\frac{N_4}{N_3} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1.4)$$

Un alt test este cel privitor la corecția nulului. Pentru aceasta, FLUKE 5700 A încorporează și un convertor analog numeric de 5 1/2 digiți care, în urma unor comparații succesive cu convertorul numeric analogic cu modulare în durată a impulsurilor conduce la obținerea unei constante de corecție a nulului.

Precizia de generare a tensiunii și curentului alternativ este realizată prin folosirea unor comparatoare de valori efective c.a.-c.c de tip termic rezistență-tranzistor /8/ completat de tehnica recirculării /9/.

Există două comparatoare c.a.-c.c -unul este folosit pentru a realiza în jur de 30 comparații c.a.-c.c pe secundă asigurând astfel constanța mărimii de c.a generate, iar celălalt se folosește în procesul de autocalibrare, verificându-l pe primul.

Același tip de CNA cu modulare în durată a impulsurilor este folosit și de firma DATRON INSTRUMENTS la realizarea seriei de calibratoare 4700, destinate verificării multimetrelor numerice de 7 1/2 și chiar 8 1/2 digiți. Liniaritatea CNA este mai bună de 0,1ppm, iar sursa de referință de c.c este realizată din mai multe referințe legate în paralel; în felul acesta realizându-se o mediere a zgomotului, derivelor și a altor surse de erori. Preciziile anunțate sunt de același ordin de mărime cu cele de la FLUKE 5700 iar domeniul de frecvențe acoperit este același /10/. Alte realizări remarcabile de cali-



bratoare de curent continuu sunt prezentate în /11/ și /12/.

## 1.2 Calibratoare de tensiune alternativă

Aceste calibratoare prezintă o complexitate sporită față de calibratoarele de curent continuu datorită sporirii parametrilor ce trebuiesc controlați: valoarea efectivă a tensiunii de ieșire, precizia de cunoaștere a ei, conținutul mic de armonici, gama în care poate fi modificată frecvența la ieșire, stabilitatea acesteia, curentul maxim de ieșire. Dintre toți parametrii o atenție deosebită se acordă preciziei în stabilirea tensiunii de ieșire.

În continuare se prezintă câteva dintre principiile care stau la baza unor calibratoare de curent alternativ performante.

### 1.2.1 Calibrator Hewlett Packard 745 A /13/

Un oscilator (fig.1.5) cu reglare automată a amplificării generează o tensiune sinusoidală de  $2,2V_{ef}$  în gama  $10Hz \pm 100KHz$ . Aceasta este trecută printr-un divizor rezistiv de precizie care prescrie cele mai semnificative două decade ale tensiunii de ieșire. Urmează un amplificator de putere cu amplificare fixă iar ieșirea se face printr-un transformator de ieșire în secundarul căruia sunt dispuse prize pentru a selecta domeniul (între 1mV și 100V, decadec). Stabilitatea ansamblului este mai bună de 1% în cazul deschiderii buclei de AGC. Pentru a se obține în total 6 decade de reglare a tensiunii de ieșire se procedează astfel: tensiunea continuă de referință obținută conform schemei 1.3.a. termostată, este trasformată într-o undă dreptunghiulară de 500Hz și  $19,8V_{VV}$ . Precizia de cunoaștere a amplitudinii acestei unde dreptunghiulare este de 10ppm. Urmează un divizor inductiv cu divizare fixă 9:1 după care tensiunea dreptunghiulară este divizată cu un divizor inductiv cu 6 decade. Primele 2 decade se reglează simultan cu divizorul rezistiv de la ieșirea oscilatorului. La ieșirea divizorului inductiv se obține o undă dreptunghiulară de 500Hz și cu amplitudinea între 0,100000V și 1,099999V.

Pe de altă parte la ieșirea blocului SENSE există o tensiune sinusoidală de valoare efectivă între 0,1V și 1,1V obținută prin divizarea (sau amplificarea) inductivă a tensiunii de ieșire a calibratorului.

Un chopper sincronizat realizează o undă cu perioada de 0,5s care cuprinde un număr întreg de perioade a tensiunii sinusoidale provenite de la tensiunea de ieșire (aprox. 0,25s) urmate de un număr întreg de perioade a tensiunii dreptunghiulare provenite de la tensiunea de referință. Această

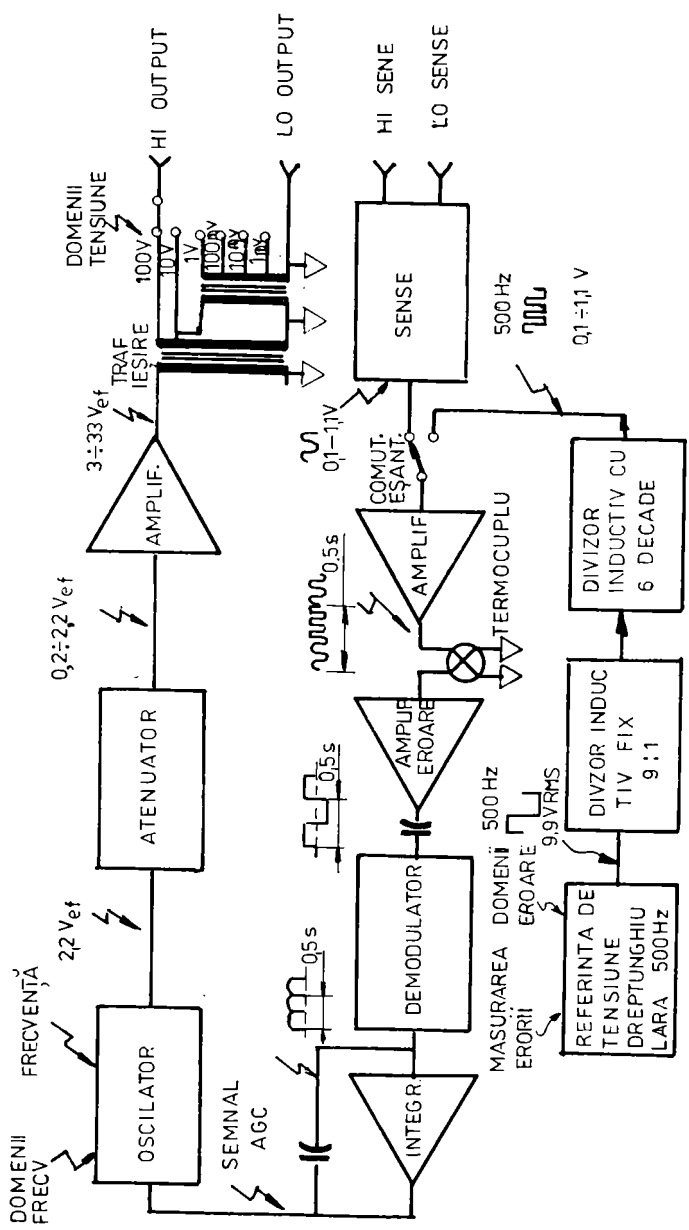


Fig.1.5 Schema bloc a calibratorului de tensiune sinusoidală HP 745 A

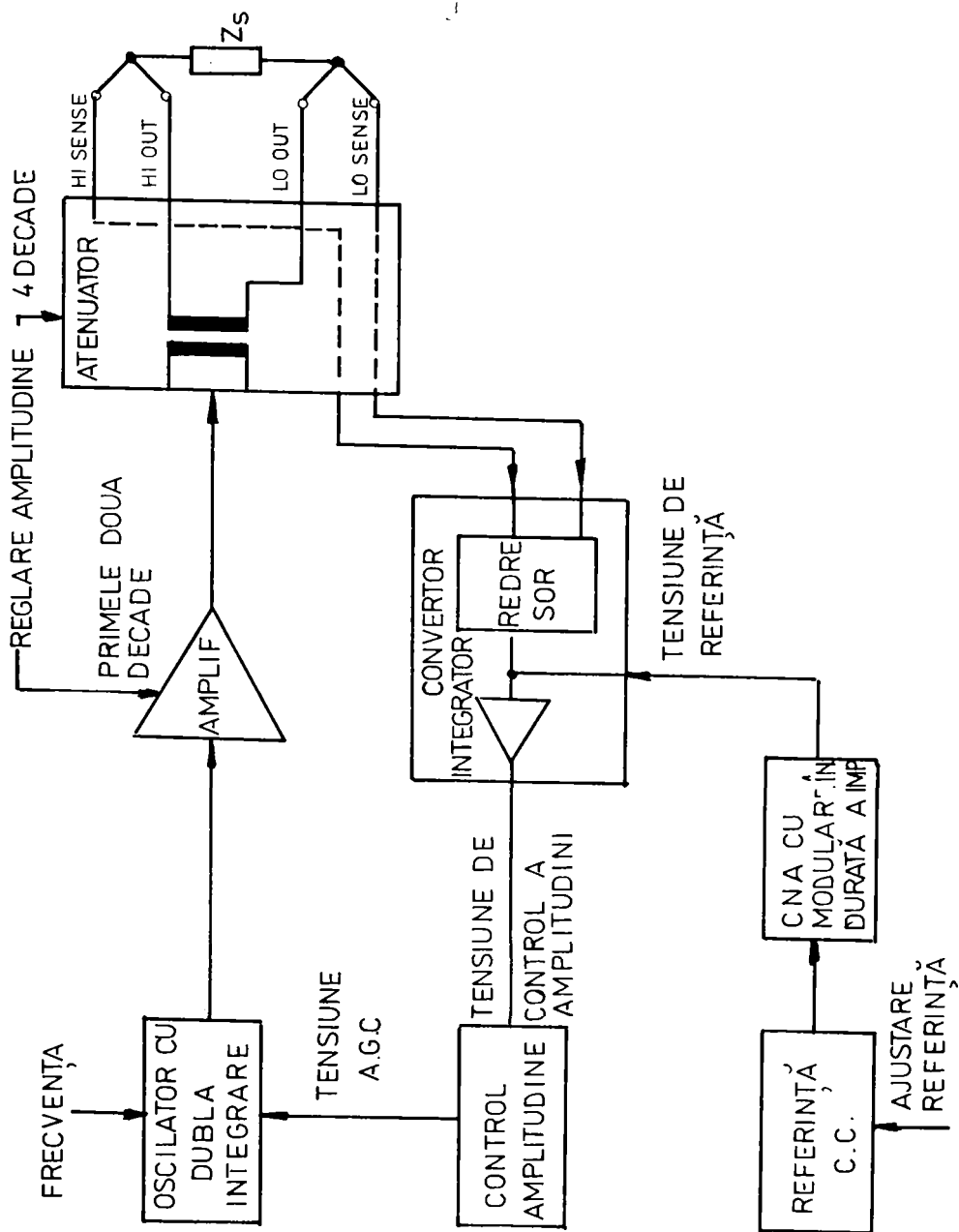


Fig. 1.6 Schema bloc a calibratorului de tensiune sinusoidală  
FLUKE 5200 A

formă de undă amplificată este adusă la firul încălzitor a unui termocuplu unijoncțiune. La ieșirea termocuplului se obține o tensiune continuă de aprox. 7mV modulată în amplitudine datorită efectului Joule diferit creat de tensiunea sinusoidală și cea dreptunghiulară. Variația acestei tensiuni se amplifică, se redresează sensibil la fază iar apoi prin filtrare dă naștere unei tensiuni AGC care corectează amplitudinea de la ieșirea oscilatorului.

Se observă că întreaga precizie a calibratorului este dată de divizoare inductive și de sensibilitatea detectorului de nul cu termocuplu.

### **1.2.2 Calibrator c.a. FLUKE 5200 A./14/**

Schema bloc simplificată (fig.1.6) cuprinde un oscilator RC cu control automat al amplificării ale cărei oscilații sunt apoi trecute printr-un amplificator de putere cu două domenii. Cu amplificarea cea mai mare se obține la ieșire domeniul de 100V iar cu amplificarea cea mai mică domeniul de 10V care totodată prin divizare inductivă crează domeniile de 1V, 100mV, 10mV, și 1mV. Tensiunea de ieșire, luată prin bornele SENSE chiar de pe sarcină, este dublu redresată într-un redresor de precizie și bandă largă iar apoi este scăzută din tensiunea continuă de referință. Rezultatul, integrat, formează tensiunea continuă de comandă a amplitudinii oscilatorului. Acesta din urmă poate fi comandat să-și modifice amplitudinea tensiunii de ieșire în raportul 12:1. Tensiunea continuă de referință se obține dintr-o referință de c.c. conform schemei din fig.1.3b care este divizată cu un convertor numeric analogic cu modulare în durată a impulsurilor asemănător cu cel prezentat în fig.1.2.

Se observă că la acest calibrator comparatorul c.a.-c.c. este de valoare medie.

### **1.2.3. Calibratoare de c.a. realizate în cadrul unor laboratoare naționale de metrologie.**

Prin utilizarea sintetizatoarelor cu convertoare numeric-analogice se deschide calea controlului print-o unitate de calcul. Calibratoarele de acest tip nu mai au nevoie de prezența unui voltmetru de mare precizie.

În /15/ se descrie realizarea unui calibrator la National Bureau of Standard (NBS) Washington ce acoperă domeniul de frecvență 1Hz ÷ 50KHz la tensiuni de ieșire între 0 ÷ 7,07V efectiv. Eroarea de generare se menține sub 50ppm. În fig.1.7a. se prezintă schema bloc a calibratorului. Un convertor numeric analogic sintetizează unda sinusoidală pe baza numerelor citite din ROM. Pentru gama 1Hz ÷ 1KHz se utilizează un CNA de 16 biți iar pentru 1KHz ÷

50KHz un CNA de 12 biți. După filtrare tensiunea este menținută la 7,07V efectiv cu un comparator c.a.-c.c. cu termocuplu asemănător ca funcționare cu cel descris la HP 745 A. Deosebirea constă în faptul că tensiunea de eroare rezultată în urma comparării sinusului cu tensiunea dreptunghiulară formată de referința de curent continuu este transformată într-un număr cu ajutorul unui convertor tensiune-frecvență. Numărul obținut este folosit de unitatea de calcul la aplicarea corecției asupra tensiunii de ieșire prescrise.

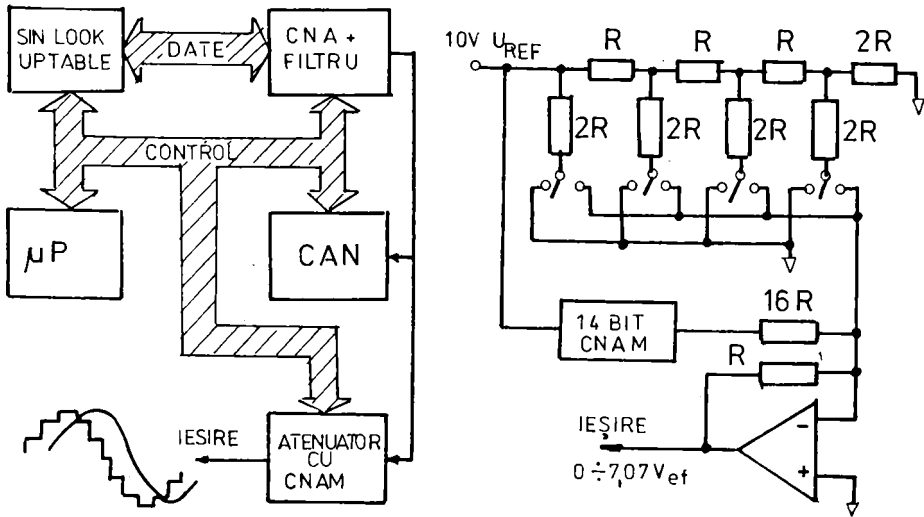


Fig. 1.7 Calibrator de tensiune alternativă cu sintetizare cu CNA

Pentru modificarea tensiunii de ieșire se folosește un CNA cu multiplicare de 18 biți -fig.1.7b. realizat cu o rețea R-2R pentru primii 4 biți iar pentru ultimii 14 biți se folosește un circuit integrat.

Timpul de răspuns al calibratorului este de o secundă.

Dezvoltări ulterioare, îndreptate în special asupra măririi domeniului de frecvență și mărirea performanțelor buclei de stabilizare în amplitudine, reușesc să reducă incertitudinea de generare la 37,5ppm pentru o bandă de frecvență  $10\text{Hz} \pm 1\text{MHz} / 16/$ . În plus domeniile de tensiune sînt între 90nV și 1100V efectiv.

Schema bloc conține un oscilator cu PLL, un amplificator-atenuator pentru domenii, un amplificator de tensiune înaltă și bucla de stabilizare a amplitudinii utilizînd un termoconvertor de construcție specială. Circuitul de stabi-

lizare este prezentat în fig.1.8a. iar formele de undă de la intrarea și ieșirea lui, în fig.1.8b.

Termocomparatorul are încălzitorul realizat din două fire răsucite și izolate electric unul față de altul. Unul din fire este încălzit de tensiunea rezultată din alternarea în timp a tensiunii sinusoidale de ieșire cu o tensiune dreptunghiulară obținută din referința de c.c. ultrastabilă (3ppm la 90 zile) divizată cu un CNA cu modulare în durată a impulsurilor (fig.1.2)

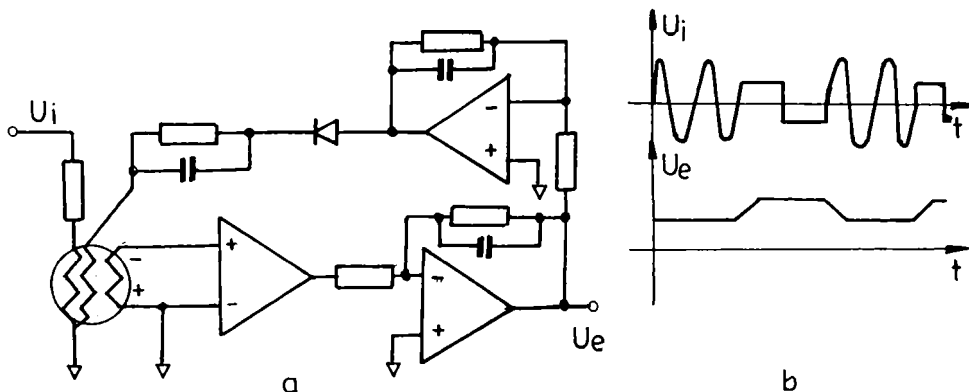


Fig. 1.8 Converter termic ca-cc

Celălalt fir este alimentat în așa fel încât încălzitorul să se mențină mereu la aceeași temperatură (cu abateri de câteva miligrade). Tensiunea ce determină încălzirea celui de-al doilea fir este tocmai tensiunea de eroare de la ieșirea comparatorului c.a.-c.c. Faptul că termoconverterul funcționează la temperatură constantă mărește mult precizia buclei de stabilizare în amplitudine.

### 1.3 Calibratoare de fază

Pentru generarea a două unde sinusoidale cu defazare cunoscută, la NBS este realizat un calibrator de fază în domeniul audio avînd precizia de  $0,01^\circ$  în banda de frecvență pînă la 5KHz și de  $0,1^\circ$  în gama  $5\text{kHz} \pm 20\text{kHz} / 17$ . Schema de principiu este dată în fig.1.9a. Ieșirile sinusoidale ale calibratorului sînt realizate prin calculularea unor eșantioane egal distanțate în timp și transformarea acestora în tensiune cu ajutorul a două CNA de 16 biți urmate, fiecare, de cîte un filtru. Numărul de eșantioane pe perioadă variază în așa fel încît rata de eșantionare să fie mereu jumătate din rata maximă de eșantionare (400KHz pentru un CNA de  $2\mu\text{s}$ ). În felul acesta la ieșire se utili-

zează același filtru.

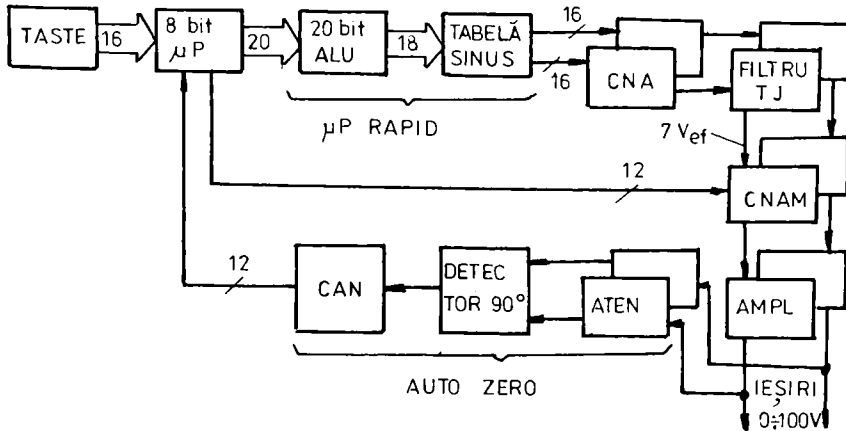
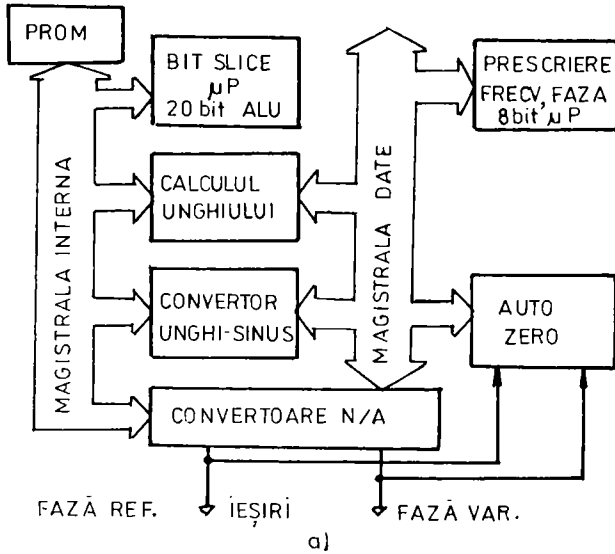


Fig.1.9 Schemele bloc a două calibratoare de fază

Situarea eșantioanelor de-a lungul unei sinusoidale poate fi exprimată în funcție de unghi în așa fel încât eșantionul inițial al unei referință să fie considerat „zero” iar același eșantion pentru unda defazată să fie plasat la unghiul dorit de defazare. Următoarele eșantioane vor fi generate cu aceeași întârziere de unghi. Fiecare din unghiurile nou calculate se convertesc în amplitudine utilizând „look up table” și o tehnică de interpolare. În felul acesta se obține o rezoluție de conversie de unghi de 18 biți.

Se utilizează două tipuri de microprocesor - unul rapid de tip „bit-slice” cu ALU de 20 biți pentru calculul eșantioanelor și altul obișnuit de 8 biți pentru asigurarea legăturii cu utilizatorul și convertirea zecimal-binară a unghiurilor prescrise. Pentru a ține cont de defazările suplimentare introduse de filtre și amplificatoare (acestea se consideră constante la o frecvență dată) există o corecție auto-zero. De fapt circuitul funcționează atunci când la ieșire se prescrie o defazare de  $90^\circ$ .

Un detector sensibil la fază sesizează abaterile de la cuadratură și determină corecția necesară (Un număr în complement față de 2, de 20 biți).

Filtrele utilizate sunt de tip Butterworth de ordinul 4 și spre exemplu, în cazul unui semnal de 5 kHz alcătuit din 64 eșantioane pe perioadă, reduc armonicele de la 1,54% din fundamentală la 0,6 ppm, ceea ce elimină practic defazările aparente produse de variația amplitudinii provocată de armonici. Tot ca exemplu, se prezintă faptul că apariția unei defazări de  $0,001^\circ$  la trecerea prin zero a unei sinusoidale cauzează o modificare a valorii de vârf cu 17 ppm.

O perfecționare a calibratorului de fază prezentat este făcută de același autor în /18/ -figura 1.9b. Blocurile funcționale sunt aceleași doar că se adaugă două CNA cu multiplicare și două amplificatoare de ieșire. În felul acesta tensiunea de ieșire se poate modifica între 0,5V și 100V efectiv într-o bandă de frecvență 2Hz  $\pm$ 50kHz. Eroarea calibratorului variază între  $0,002^\circ$  la frecvențe joase și  $0,01^\circ$  la frecvențe înalte.

#### 1.4 Calibratoare de putere.

Calibratoarele de putere sunt cele mai complexe, construirea lor preluând elementele performante aparținând fiecărui tip de calibrator prezentat până acum.

Dacă, pînă în urmă cu aproximativ 10 ani, se punea problema construirii unor surse de putere cu parametri stabili pe termen scurt și având încorporat un wattmetru de mare precizie /12/, /19/, /20/, /21/ în momentul de față, firme de mare prestigiu își canalizează eforturile pentru realizarea unor calibratoare de putere propriu-zise. De fapt, pînă acum nu există un calibrator de putere valorificat comercial, singurele realizări anunțate în literatura de specialitate aparținând unor laboratoare metrologice naționale de mare prestigiu.

Una dintre sursele de putere /20/ are 48 de specificații aferente ieșirilor de tensiune și curent: numărul firelor de legătură, domeniul, preciziile de prescriere a frecvenței în gama 50Hz  $\pm$ 400Hz, prescrierea amplitudinii pentru tensiune și curent, rezoluția, sarcina admisă la fiecare ieșire, insta-



bilitatea pe termen scurt și lung, coeficientul cu temperatura, variația cu rețeaua, distorsiuni, limitarea reglabilă a sarcinii, zgomotul, rezoluția de defazare la cele trei ieșiri, stabilitatea defazării prescrise, instabilitatea datorată factorilor de influență. Cea mai bună precizie de verificare a unui wattmetru la factor de putere unitar obținută cu o astfel de sursă este de 0,1%.

Schema bloc a sursei este prezentată în figura 1.10 și este alcătuită dintr-un generator de semnal, o sursă trifazată de tensiune și o sursă trifazată de curent.

Generatorul formează două unde sinusoidale defazate la  $90^\circ$  și cu o amplitudine de 5V. De asemenea formează un semnal de 2V la care se

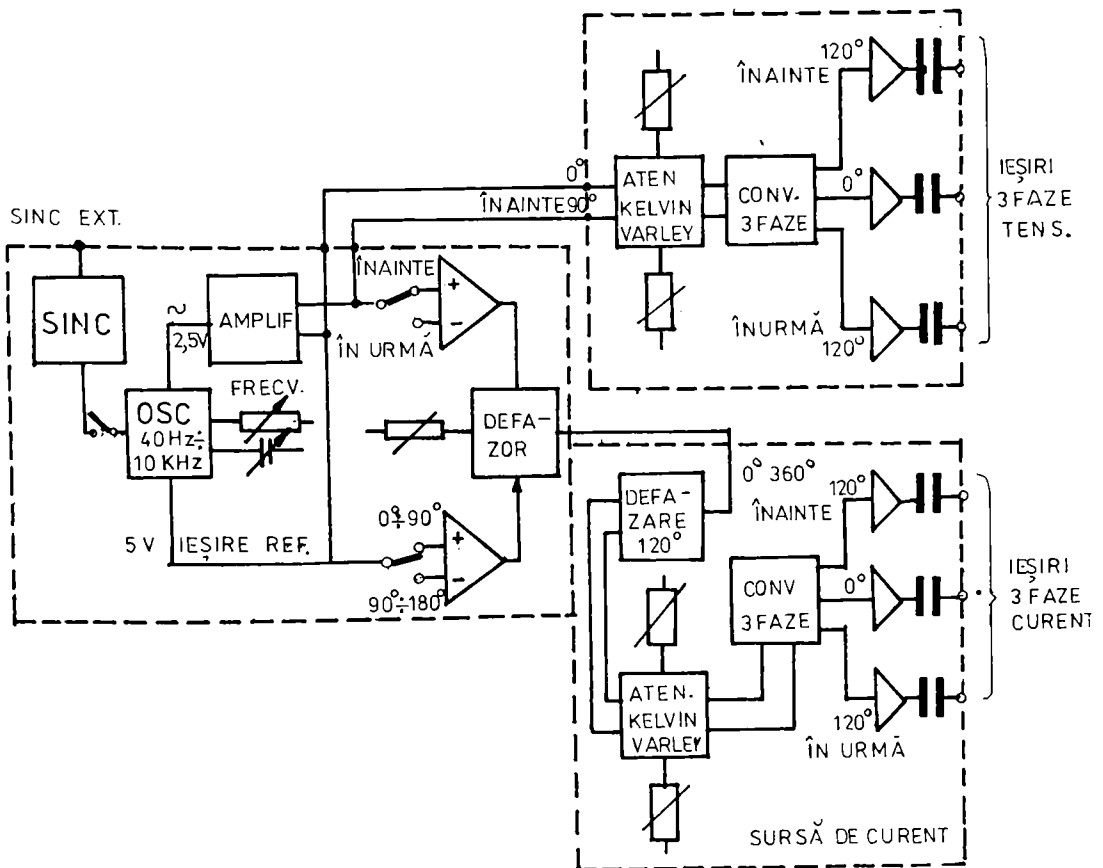


Fig. 1.10 Sursă de putere trifazată

poate modifica faza înainte sau în urma referinței în domeniul  $0^\circ \pm 180^\circ$ , semnal ce comandă sursa de curent.

Cele două tensiuni de 5V (nedefazată și defazată în urmă cu  $90^\circ$ ) se aplică unui atenuator dublu de tip Kelvin-Varley ce are o rezoluție de 1 ppm, o liniaritate de 10 ppm din întreaga scară și o împerechere mai bună de 100 ppm. Tensiunea atenuată se aplică unui convertor trifazat care, față de semnalul de referință, formează semnale identice ca amplitudine, dar defazate înainte și în urmă cu  $120^\circ$ . Urmează amplificatoarele de ieșire. Liniaritatea atenuatorului se păstrează prin utilizarea unor amplificatoare cu bucle multiple de reacție iar stabilitatea se asigură chiar și în cazul unor sarcini neliniare sau capacitive prin utilizarea unor circuite cu întârziere de fază mică și a unor transformatoare de ieșire în construcție specială. Amplificatoarele de ieșire introduc distorsiuni de 0,002%, practic neafectate de sarcină.

Sursa de curent conține la intrare, în plus față de sursa de tensiune, un defazor cu  $120^\circ$  independent de frecvență. În felul acesta curentul unei faze poate fi defazat față de tensiunea fazei respective cu  $\pm 180^\circ$  cu o instabilitate de  $\pm 0,01^\circ$  și o rezoluție de  $0,002^\circ$ .

Oscilatorul (fig. 1.11) este de tip RC cu rețea în T și stabilizarea amplitudinii cu tranzistor FET în bucla de reacție negativă.

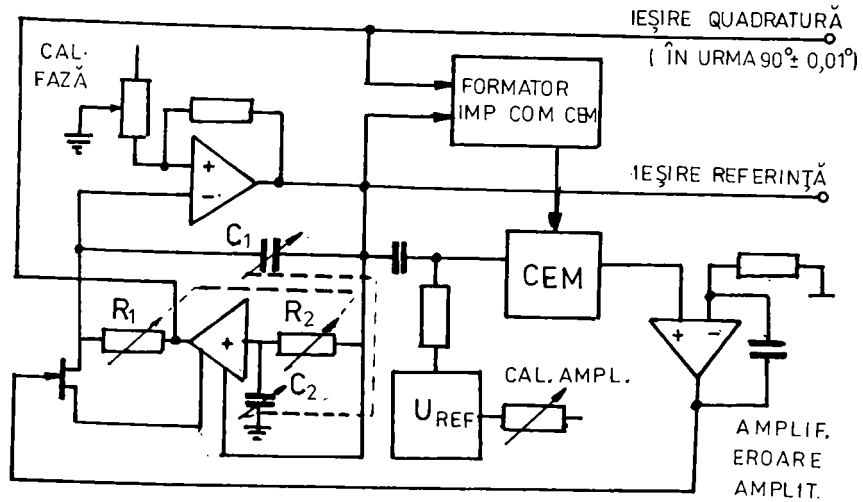


Fig. 1.11 Oscilatorul sursei trifazate de putere

Domeniile de frecvență se modifică în decade din condensatorii  $C_1$  și  $C_2$  iar ultimele 4 decade sînt realizate din combinații paralele pentru valorile lui  $R_1$  și  $R_2$ .

Precizia de 0.1% a frecvenței se atinge datorită utilizării de rezistoare

de precizie, condensatori cu polistiren și datorită compensării coeficientului de variație cu temperatura a capacității. Stabilizarea amplitudinii este realizată prin compararea, în fiecare perioadă a tensiunii sinusoidale de

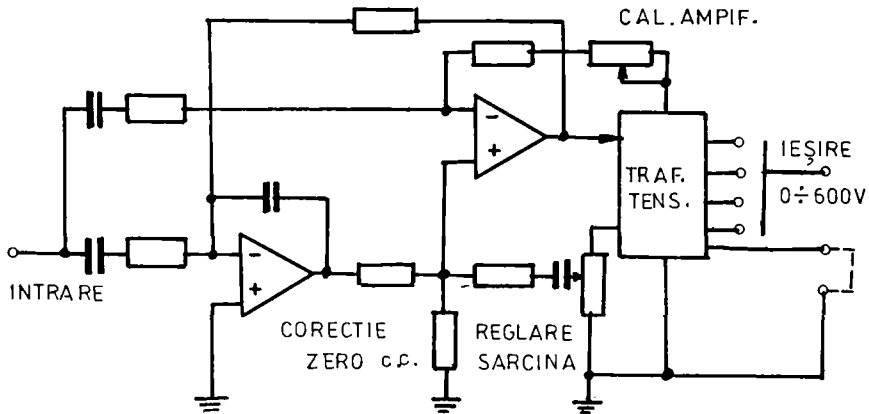


Fig. 1.12 Amplificatorul final pentru tensiunea de fază

ieșire, a amplitudinii de ieșire a acestora cu valoarea unei referințe de curent continuu. Tensiunea de eroare comandă un tranzistor FET plasat în bucla

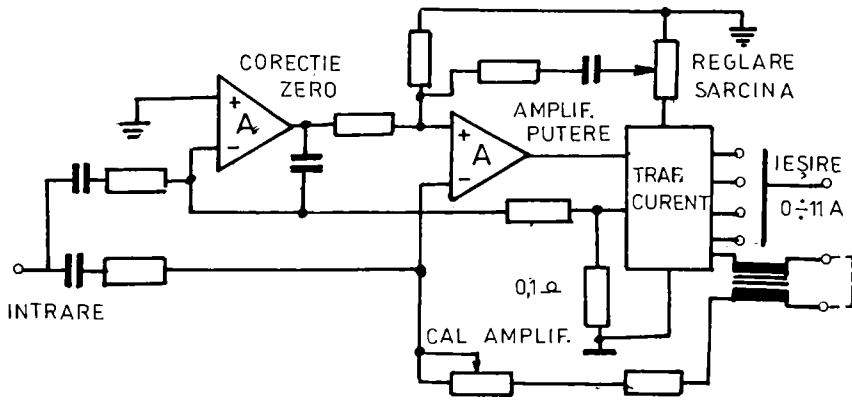


Fig. 1.13 Amplificatorul final pentru curentul de fază

de reacție negativă a oscilatorului. Această tehnică realizează un coeficient de distorsiuni mai mic de 0,01%, o stabilitate pe termen scurt de 10 ppm, un coeficient variație a amplitudinii cu temperatura mai mic de 10 ppm/°C atât pentru semnalul referință cât și pentru cel în cuadratură.

Figurile 1.12 și 1.13 prezintă principiul amplificatoarelor finale de

tensiune și respectiv de curent, cu răcire forțată și prevăzute cu circuite de protecție la o întrebuințare greșită, supraîncărcare și depășirea temperaturii. Au o bandă de 100 kHz iar în interiorul lor utilizează cuplajul în curent continuu pentru a minimiza defazajele.

Calibratorul de putere cu performanțele cele mai ridicate anunțat pînă acum este cel prezentat în /22/ și realizat la NBS.

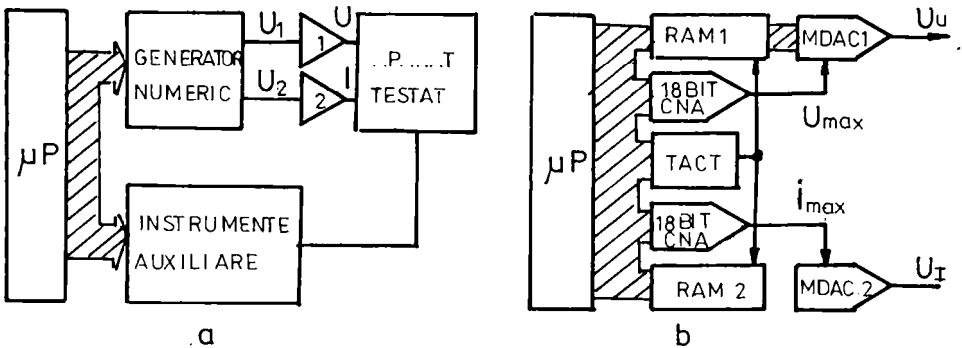


Fig. 1.14 Calibrator de putere cu sintetizare numerică

Figura 1.14a arată masa de lucru la care este atașat calibratorul de putere, un calculator pentru executarea programelor de calibrare automată, instrumentația auxiliară pentru măsurarea indicației analogice sau numerice a aparatului (wattmetru, contor de energie) supus testului (MUT). Schema bloc a calibratorului este dată în figura 1.14b. Se observă că tensiunea sinusoidală este sintetizată prin citirea eșantioanelor numerice dintr-o memorie și transformarea acestora în tensiune cu un CNA cu multiplicare. Prescrierea tensiunii de ieșire se face prin modificarea referinței de curent continuu a CNA cu multiplicare folosindu-se în acest scop un al doi-lea CNA, tot de 18 biți.

Există două astfel de generatoare de tensiune sinusoidală cu posibilități de realizare a defazării prescrise (defazarea se face conform procedului descris la calibratoarele de fază).

Cele două tensiuni sînt prelucrate în mod diferit; una este amplificată pentru ca la ieșire să se obțină 340 V efectiv la un curent de sarcină de 100 mA, iar cealaltă, printr-un amplificator de transconductanță determină la ieșire un curent maxim de 5 A efectiv pentru o tensiune de complianță de 2 V efectiv.

Banda de frecvență pentru amplificatorul de tensiune este de 500 kHz la o instabilitate pe termen scurt de amplitudine și fază de  $\pm 5$  ppm și respectiv  $\pm 5$   $\mu$ radiani, iar pentru amplificatorul de transconductanță de 150 kHz cu o instabilitate de amplitudine și fază de  $\pm 5$  ppm respectiv  $\pm 8$   $\mu$ radiani.

Ca urmare, se obține o sursă de putere fictivă la care tensiunea se poate prescrie în gama  $60V_{ef} \pm 240V_{ef}$ , curentul :  $1A_{ef} \pm 5A_{ef}$ , defazajul :  $0^\circ \pm 360^\circ$  într-un domeniu de frecvențe între  $0,001Hz \pm 100 kHz$ .

Precizia de generare a puterii este de 100 ppm din domeniul maxim de voltamperi (1200 VA).

Un caz aparte de calibrator îl reprezintă instalația ce permite verificarea wattmetrelor la un factor de putere egal cu zero. O instalație de acest tip precum și ecranările între diferitele blocuri sunt prezentate în /23/ iar incertitudinea de stabilire a unui factor de putere nul, la nivel  $1\sigma$  este de 1 ppm. Circuitul se bazează pe un wattmetru termic și, în procesul de stabilire a cuadraturii, există posibilitatea ca intrările de curent și tensiune să fie inversate.

### **1.5 Variante ale blocurilor funcționale ale unui calibrator de putere.**

În cele ce urmează se prezintă câteva posibile variante ale principalelor blocuri funcționale ale unui calibrator de putere.

1.5.1 Oscilatorul trebuie să genereze o undă sinusoidală în gama de frecvență a calibratorului, cu distorsiuni cât mai mici, cu posibilitatea de control automat al amplitudinii și cu o stabilitate mare a parametrilor prescriși.

Din multele variante de oscilatoare prezentate în literatură demne de remarcat pentru scopul enunțat sunt oscilatorul cu integratoare și multiplicatoare deoarece introduce distorsiuni deosebit de mici, sintetizatoarele cu buclă PLL care realizează prescrierea cu mare rezoluție și precizie a frecvenței de ieșire și sintetizatoarele cu CNA fiindcă permit cea mai simplă legare cu unitatea de calcul, posibilitatea cea mai simplă de defazare față de un alt sintetizator sinusoidal cu CNA și totodată au o stabilitate bună a frecvenței și distorsiuni mici.

a) Oscilatorul cu integratoare /24/. Schema prezentată în figura 1.15 are în componență două integratoare și un inversor.

Schema permite obținerea unor distorsiuni mici prin faptul că toate intrările amplificatoarelor operaționale sunt ținute la 0 V și în felul acesta se evită contribuția neliniarităților din etajul diferențial de la intrarea acestora. Multiplicatorul figurat în schemă introduce tensiunea de control a amplitudinii.

Se vor obține următoarele relații:

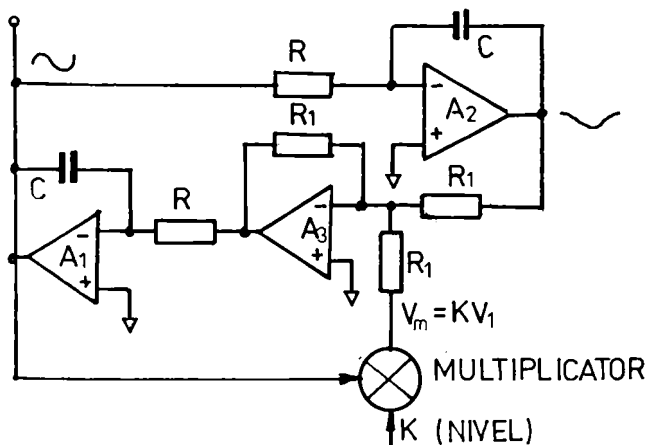


Fig. 1.15 Oscilator cu integratoare.

-amplificare în buclă deschisă:  $E_S = \frac{1}{s^2 R^2 C^2}$  (1.5)

-amplificare în buclă închisă:  $F_S = \frac{1}{s^2 R^2 C^2 - skRC + 1}$  (1.6)

-frecvența oscilației:  $\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$  (1.7)

b) Oscilator sinusoidal cu frecvența comandată prin tensiune. Schema conține multiplicatoare în 4 cadrane /25/ și prin reglarea precisă a câștigului se obțin distorsiuni de ordinul 0,005%. În figura 1.16a se prezintă schema de bază a oscilatorului iar la ieșirea multiplicatorului AM1 se obține:

$$V_2 = a_1 \cdot V_1 \cdot V_X \quad , a_1 = \text{factor de scală}$$

Funcția de transfer a circuitului este:

$$\frac{V_0(s)}{V_{in}(s)} = H(s) = \frac{k_0}{s^2 T^2 + sT(3-m) + (1-m+nk_0)} \quad (1.8)$$

unde  $m = n a_1 V_X$  ,  $k_0 = 1 + R_2/R_1$  ,  $T = RC$

Dacă  $m = 3$  și alegem  $n = 2$  funcția de transfer devine:

$$H(s) = \frac{k_0}{s^2 T^2 + (2R_2)/R_1} \quad (1.9)$$

de unde frecvența naturală este : (la  $V_{in} = 0$ )

$$f_0 = \frac{1}{2\pi T} \cdot \sqrt{\frac{2R_2}{R_1}} \quad (1.10)$$

Se observă că frecvența poate fi controlată prin raportul  $R_2/R_1$ , iar dacă  $R_1$  se înlocuiește cu  $R_1/k^2$  funcția de transfer este:

$$H_0 = \left(\frac{1}{k^2}\right) \cdot H(s/k) \quad (1.11)$$

iar frecvența oscilațiilor devine :

$$f = kf_0 \quad (1.12)$$

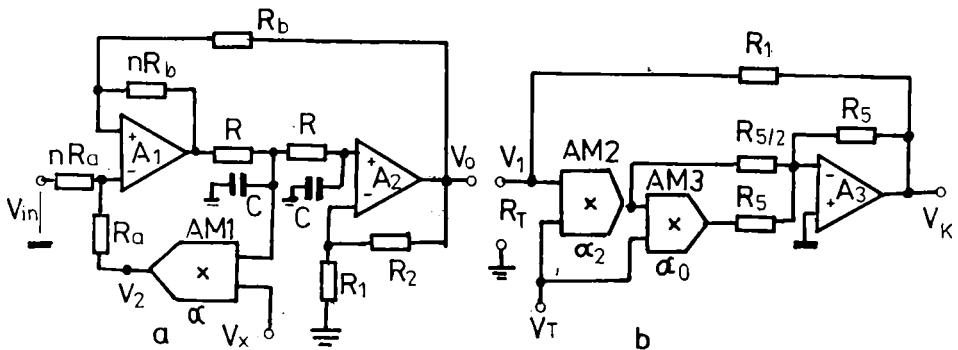


Fig. 1.16 Schema unui oscilator cu frecvența comandată prin tensiune

În figura 1.16b se arată cum se poate realiza o rezistență de forma  $R_1/k^2$ . Cu notațiile din figură se poate scrie relația:

$$V_k = -\alpha_0^2 V_T^2 V_1 - 2\alpha_0 V_T V_1 \quad (1.13)$$

care va determina un curent de forma:

$$I_1 = \frac{V_1 + \alpha_0^2 V_T^2 V_1 + 2\alpha_0 V_T V_1}{R_1} \quad (1.14)$$

De aici:

$$R_T = \frac{V_1}{I_1} = \frac{R_1}{(1 + \alpha_0 V_T)^2} = \frac{R_1}{k^2} \quad (1.15)$$

unde  $V_T$  este tensiunea continuă ce modifică frecvența de oscilație. Se poate obține un raport  $f_{\max}/f_{\min} = 19$ .

c) Sintetizatorul cu PLL numeric - cunoaște cea mai largă răspindire. În /26/ se prezintă principiile de bază a unui oscilator cu buclă PLL numerică. (figura 1.17)

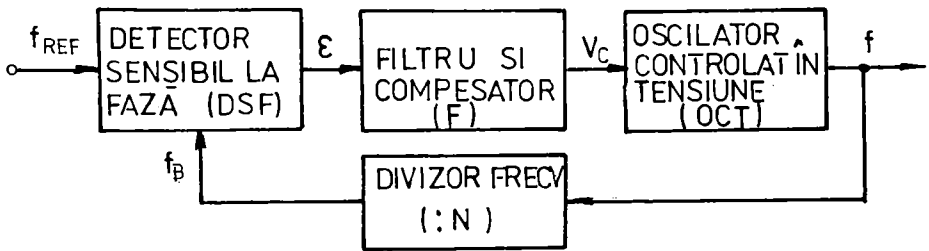


Fig. 1.17 Oscilator cu buclă PLL numerică

Frecvența de ieșire este un multiplu cu  $N$  a frecvenței etalon  $f_r$  și are, cu o bună aproximație, stabilitatea acesteia. Există un mic riplu al fazei dat de calitatea detectorului sensibil la fază și a filtrului. În cazul în care  $N$  este foarte mare, există pericolul ca la o mică perturbație, detectorul de fază să iasă din banda de captură.

Pentru a reduce pasul cu care se poate modifica frecvența de ieșire, schema oscilatorului a fost completată [27] conform figurii 1.18.

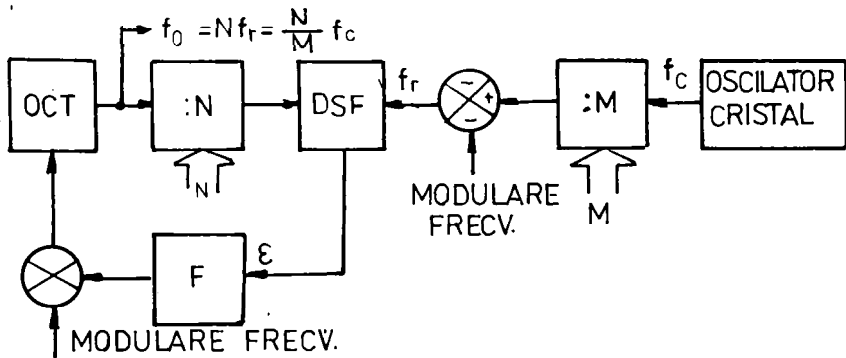


Fig. 1.18 Oscilator cu buclă PLL numerică (cu prescriere fină a frecvenței)

Deoarece există două divizoare - unul cu  $N$ , pentru frecvența oscilatorului comandat în tensiune și altul cu  $M$  pentru frecvența cristalului, frecvența de ieșire va fi dată de relația;

$$f_0 = \frac{N}{M} \cdot f_c \quad (1.16)$$

În mod obișnuit există combinații de bucle PLL, divizoare de frecvență și mixere cu scopul de a obține la ieșire o frecvență reglabilă numeric în pași



cât mai mici. De exemplu cu 2 bucle PLL și mai multe divizoare și mixere se poate obține o rezoluție de 1 ppm din frecvența maximă de ieșire /28/.

Totuși, o rezoluție mare în frecvență reclamă o divizare cu un număr mare  $N$ . În multe aplicații, faptul că zgomotul de fază față de referință se multiplică cu  $N$ , devine inacceptabil. Pentru a preîntâmpina acest lucru, HP dezvoltă tehnica de sintetizare cu  $N$  fracțional /29/, /30/.

Într-o buclă PLL cu  $N$  fracțional (figura 1.19), frecvența de ieșire este de  $N$  ori mai mare decât frecvența de referință ( $N$  este partea întreagă iar  $F$  cea fracționară). Împărțirea cu un număr fracțional este implementată prin comutarea între două divizoare (unul cu  $N$  și altul cu  $N+1$ ) în așa fel încât durata cât se împarte cu  $N$  supra durată totală ( $t_N + t_{N+1}$ ) să fie chiar partea fracțională.

Datorită acestor comutări, detectorul de fază din buclă va avea la ieșire o tensiune periodică triunghiulară, ceea ce va determina o modulare de fază a tensiunii de ieșire. Pentru a preîntâmpina acest lucru, în bucla  $N$ -fracțional se dispune un „acumulator numeric de fază” (un circuit integrat specializat) care comandă un CNA cu multiplicare ce va genera o rampă de curent la intrarea integratorului din detectorul de fază de o asemenea valoare încât să compenseze efectul de modulare în fază.

Practic, ( figura 1.19 ) lucrurile se petrec astfel: frecvența de ieșire

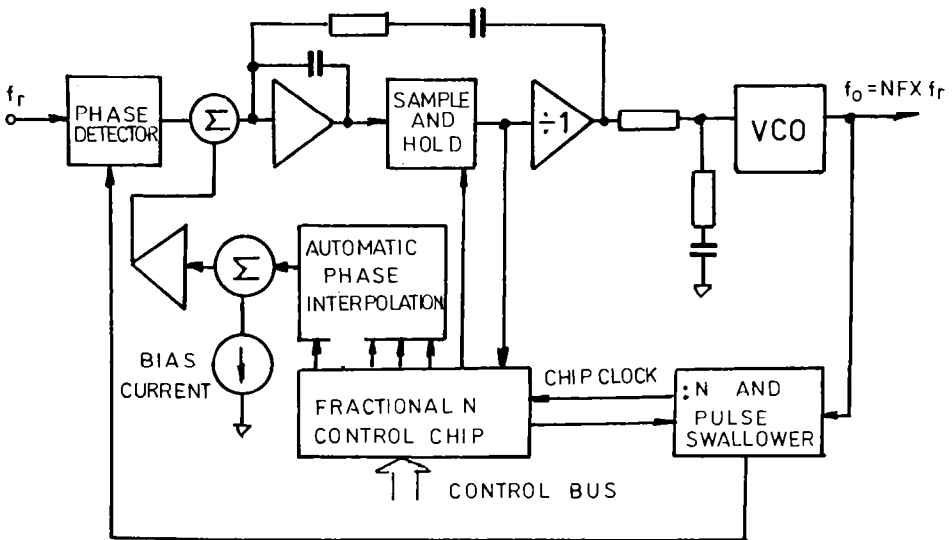


Fig. 1.19 Oscilator cu buclă PLL  $N$ -fracțional

$f_{out}$ , prin divizare cu  $N$ , furnizează impulsuri către detectorul de fază.

Același divizor cu  $N$  este completat cu circuite de „furt” de impuls -ca urmare el poate diviza cu  $N$  și cu  $N+1$ . Partea fracțională  $F$  este păstrată în blocul „Fractional N Control Chip”, bloc la care ajunge  $f_{out}$  și rezultatul împărțirii cu  $N$  și cu  $N+1$ . Pe baza lor, blocul realizează timpii  $t_N$  și  $t_{N+1}$  care, însumați, sunt mai mici decât o perioadă a frecvenței de referință  $f_r$ . Pe durata  $t_N$ , detectorul de fază va avea la ieșire un curent de eroare. Din acesta, în prima perioadă  $T_r$ , se scade un curent proporțional cu cei mai semnificativi 5 biți ai lui  $F$ . Diferența, integrată, este reținută la sfârșitul lui  $t_N$  de un Sample and Hold și constituie tensiunea de comandă a lui VCO pentru următoarea perioadă  $T_r$ . totodată această tensiune este prelucrată pentru a se stabili și ultimii 7 biți furnizați de blocul „Automatic Phase Interpolation”. Pe durata  $t_{N+1}$  curentul de eroare de la ieșirea detectorului de fază își schimbă semnul și ca urmare tensiunea de la ieșirea integratorului va avea o pantă cu semn schimbat. Într-un proces stabil, tensiunea de la ieșirea integratorului, la sfârșitul lui  $t_{N+1}$  este egală cu cea de la începutul lui  $t_N$ . Dacă nu există egalitate, blocul „Fractional N Control Chip” comandă sau inhibă „furtul” unui impuls.

Procesul fiind convergent, după câteva perioade  $t_r$  tensiunea de comandă a lui VCO este practic constantă iar modularea de fază a lui  $f_{out}$  scade cu 130 dB. față de cazul unui PLL cu divizare cu  $N$  întreg.

Sintetizatoarele cu PLL numeric sunt potrivite a fi folosite în blocul oscilator al calibratoarelor de tensiune alternativă, dar mica variație a fazei tensiunii sinusoidale de ieșire, introdusă inerent de procedeele de stabilire a frecvenței, le face improprie folosirii în cadrul calibratoarelor de putere.

#### d) Sintetizatoarele de undă sinusoidală utilizând CNA

Odată cu realizarea unor CNA cu rezoluție și liniaritate mai bună și cu o viteză mai mare, oscilatoarele sinusoidale cu sintetizare numerică sunt folosite tot mai mult datorită prețului scăzut, a interfațării simple la o unitate cu microprocesor precum și datorită mijloacelor simple de control a parametrilor undei sinusoidale sintetizate ( amplitudine, frecvență, fază ).

Oscilatorul numeric are dezavantajul de a introduce distorsiuni armonice datorate pe de-o parte rezoluției finite a CNA și pe de altă parte implementării adresării fracționale, necesară la îmbunătățirea rezoluției de frecvență.

Până acum lucrările apărute în domeniu presupun utilizarea unor CNA capabile să redea perfect un eșantion al undei sinusoidale ( rezoluție infinită și o perfectă liniaritate ) și se ocupă îndeosebi de componentele spectrale introduse de adresarea fracțională a memoriei în care se găsesc înscrise eșantioanele undei sinusoidale: ( Look-Up Table ). /31/, /32/.

Principiul adresării fracționale este prezentat în figura 1.20 iar un

oscilator construit conform acestui principiu este prezentat în /33/.

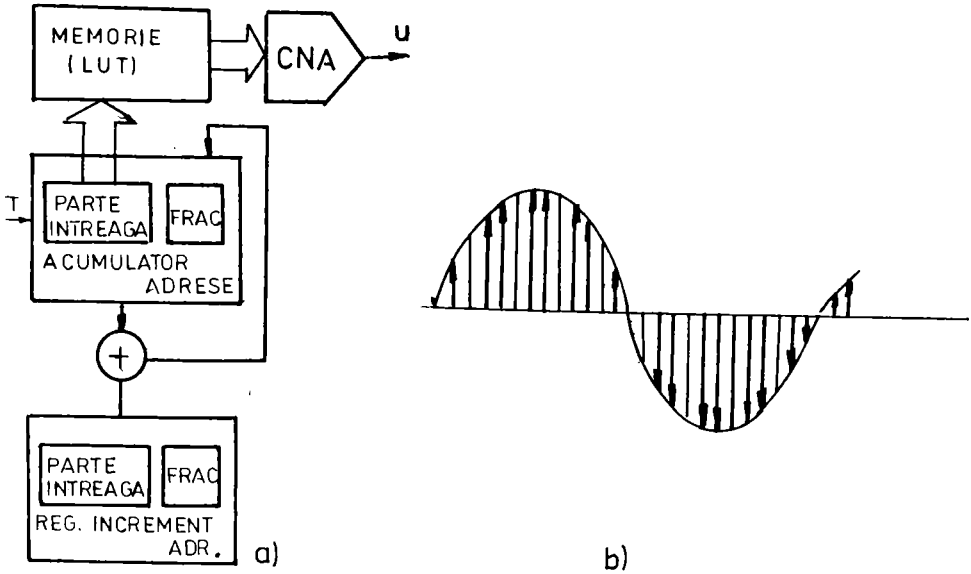


Fig. 1.20 Principiul adresării fracționale

Să presupunem că în memorie se găsesc înscrise  $N$  eşantioane numerice perfecte ale unei sinusoidale, iar tactul în care se face citirea este  $T$ . Rezultă că frecvența minimă a unei sintetizate este:

$$f_{\text{omin}} = \frac{1}{N \cdot T} \quad (1.17)$$

iar frecvența maximă, conform teoremei eşantionării:

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{2 \cdot T} \quad (1.18)$$

Pentru citirea tuturor eşantioanelor, registrul de incrementare a adresei va avea încărcată valoarea 1 iar acumulatorul de adrese va conține pe durata fiecărui tact  $T$  valorile succesive  $0, 1, 2, \dots, N-1, 0, 1, \dots$

Dacă în registrul de incrementare a adresei se va găsi valoarea 2, atunci frecvența de ieșire va fi  $2f_{\text{omin}}$  deoarece se citesc jumătate din numărul eşantioanelor înscrise în memorie.

În cazul în care se dorește la ieșire o frecvență cuprinsă între  $f_{\text{omin}}$  și  $2f_{\text{omin}}$ , de exemplu  $f_0 = 1.5f_{\text{omin}}$ , atunci registrul de incrementare de adrese va cuprinde valoarea 1,5, formată dintr-o parte întreagă și o parte

fracțională. Și acumulatorul de adrese va conține, succesiv, numere formate dintr-o parte întreagă și o parte fracțională. Dar memoria nu poate fi citită decât la adrese reprezentate printr-un număr întreg și anume de cele cuprinse în partea întreagă a acumulatorului de adrese. În exemplul de mai sus se vor citi la fiecare tact adresele 0, 1, 3, 4, 6, 7, .... (fig 1.20b)

În general se dorește la ieșire o frecvență :

$$f_o = d \cdot f_{omin} \quad (1.19)$$

unde d are parte întreagă I și parte fracțională F:

$$d = I + F = I + \frac{L}{M} \quad (1.20)$$

iar L și M sunt numere întregi ce nu au divizor comun.

Din cele arătate mai sus, în registrul de incrementare a adresei va fi înscris numărul d, iar cel mai mic număr de adunări cu el însuși care să conducă la un număr întreg este chiar M

Ca urmare, secvența de date la ieșire se obține prin eșantionarea neuniformă a unei sinusoidale stocate în memorie iar procesul de eșantionare se caracterizează prin repetare după timpul M·T.

În /31/ Jenq calculează spectrul numeric  $G(\omega)$  al unei rezultate din eșantionarea neuniformă a unei sinusoidale  $e^{j\omega_0 t}$  (eșantioanele sunt luate mai devreme decât ar trebui: în locul eșantionului corespunzător timpului  $t_m$  se ia eșantionul corespunzător timpului  $mT$  -figura 1.21 ).

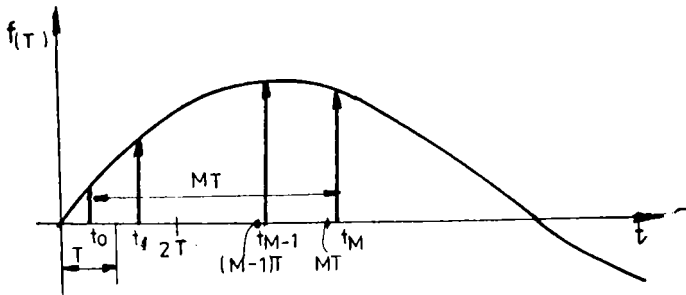


Fig. 1.21 Eșantionare neuniformă de perioadă totală MT

$$G(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} A(k) \cdot 2\pi \delta \left[ \omega - \omega_0 - k \frac{2\pi}{M} \right] \quad (1.21)$$

unde coeficienții  $A(k)$  sunt dați de relația:

$$A(k) = \sum_{m=0}^{M-1} \left[ \frac{1}{M} \cdot e^{-j2\pi m f_0 / f} \right] \cdot e^{-jkm2\pi/M} \quad (1.22)$$

unde :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{\omega}{2\pi}, \quad \omega_0 = 2\pi f_0 \quad \text{iar} \quad r_m = m - \frac{t_m}{T}$$

Se observă că în cazul  $r_m=0$  sîntem în cazul eşantionării uniforme cu  $M=1$  iar spectrul numeric are forma cunoscută:

$$G_u(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} 2\pi \delta(\omega - \omega_0 - k\omega) \quad (1.23)$$

Spectrul este periodic, cu perioada  $\omega$ .

Revenind la relația 1.22 se observă că secvența  $A(k)$  este periodică cu  $k$  avînd perioada  $M$ . Deci spectrul dat de relația (1.21) este periodic cu  $\omega$  avînd perioada  $2\pi/T$  cu alte cuvinte tocmai pulsația medie de eşantionare. O perioadă a spectrului conține  $M$  linii spectrale uniform distribuite pe axa de frecvențe  $f$ , distanța dintre ele fiind  $1/M$ . Componenta principală se află localizată la  $f_0$  și are mărimea  $|A(0)|$  iar cea de-a  $m$ -a linie spectrală se află la  $f_0 + fm/M$  și are mărimea  $|A(m)|$ . Spectrul este arătat în fig.1.22

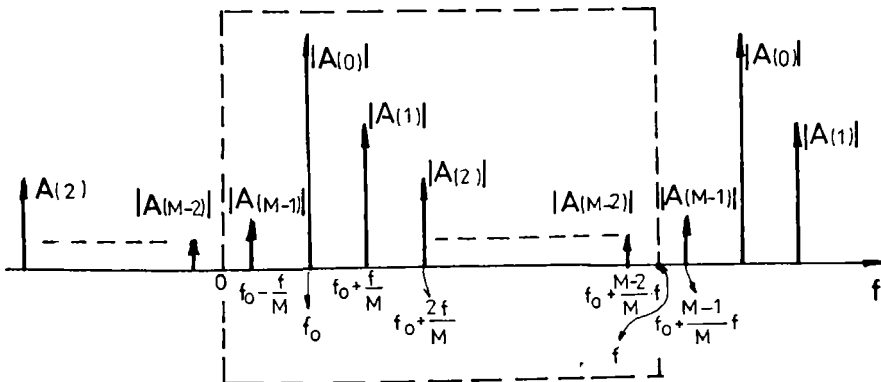


Fig. 1.22 Spectrul unei sinusoidale generate prin metoda adresării fracționale

În relația (1.22) secvența finită ( $A(k)$ ,  $k = 0, 1, \dots, M-1$ ) este transformata Fourier discretă a secvenței ( $1/M \cdot e^{-j2\pi m f_0 / f}$ ,  $m = 0, 1, \dots, M-1$ ). Aplicând teorema lui Parseval:

$$\sum_{k=0}^{M-1} |A(k)|^2 = M \sum_{m=0}^{M-1} \left[ \frac{1}{M} \cdot e^{-j2\pi m f_0 / f} \right]^2 \quad (1.24)$$

Membrul drept al egalității este egal cu 1, deci;

$$\sum_{k=0}^{M-1} |A(k)|^2 = 1 \quad (1.25)$$

Aceasta este important deoarece simplifică expresia raportului semnal zgomot  $S/N$ :

$$S/N = 10 \log\left(\frac{|A(o)|^2}{1 - |A(o)|^2}\right) \text{ dB} \quad (1.26)$$

Se pune problema cum depinde raportul semnal zgomot de parametrii  $L$ ,  $N$ ,  $M$ , de sintetizare a unei sinusoidale.

Fie  $\delta$  durata de timp corespunzătoare celei mai mici incrementări de fază  $2\pi/N$ . Atunci:

$$\left(I + \frac{L}{M}\right) \cdot \delta = T \quad (1.27)$$

$$\text{iar } r_m \cdot T = \left[m \cdot \left(I + \frac{L}{M}\right)\right]_{\text{frac}} \cdot \delta = \left[\frac{m \cdot L}{M}\right]_{\text{frac}} \cdot \delta \quad (1.28)$$

unde cu  $[x]_{\text{frac}}$  s-a notat partea fracționară a lui  $x$ .

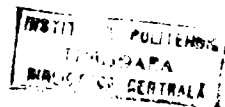
$$f_0 = \left(I + \frac{L}{M}\right) \cdot \frac{1}{N \cdot T} \quad (1.29)$$

$$\text{deci: } 2\pi \frac{f_0}{f} = 2\pi \cdot \left[\frac{L}{M}\right]_{\text{frac}} \cdot \frac{1}{N} = 2\pi \cdot \frac{\langle mL \rangle_M}{MN} \quad (1.30)$$

unde cu  $\langle mL \rangle_M$  s-a notat  $mL$  modulo  $M$ .

Înlocuind (1.30) în (1.22) se obține:

$$A(k, L, M, N) = \sum \left[ \frac{1}{M} \cdot e^{-j2\pi \langle mL \rangle_M \cdot 1/MN} \right] \cdot e^{-j2\pi k/M} \quad (1.31)$$



care prin ridicare la patrat se pune, pentru  $k=0$ , sub forma:

$$|A(0,L,M,N)|^2 = \left[ \frac{\sin^2(\pi/MN)}{(\pi/N)^2} \right] \cdot \left[ \frac{(\pi/MN)^2}{\sin^2(\pi/MN)} \right] \quad (1.32)$$

Apar următoarele proprietăți interesante:

1) Pentru  $M=1$ ,  $|A(0,L,0,N)| = 1$ . În cazul eșantionării uniforme nu există componente armonice.

2) Pentru  $N$  fix,  $|A(0,L,M)|^2$  este o funcție descrescătoare cu  $M$ . Deaseme-nea și raportul semnal zgomot scade cu  $M$ .

3) Pentru  $M$  fix,  $|A(0,L,N)|$  este o funcție crescătoare cu  $N$ .

Ca urmare alegând un număr  $N$  suficient de mare de eșantioane ale undeii sinusoidale înscrise în memorie putem realiza un raport semnal zgomot oricât de mare.

Din proprietatea nr. 2 enunțată mai sus, pentru un  $N$  fixat putem găsi limita maximă și minimă între care poate lua valori raportul semnal/zgomot atunci când se modifică  $M$  de la valoarea  $M=2$  la  $M=\infty$ .

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\max} = 10 \log \left[ \frac{\cos^2(\pi/2N)}{1 - \cos^2(\pi/2N)} \right] = 20 \log \left[ \operatorname{ctg}(\pi/2N) \right] \quad (1.33)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\min} = 10 \log \left[ \frac{\sin^2(\pi/N)/(\pi/N)^2}{1 - \sin^2(\pi/N)/(\pi/N)^2} \right] \quad (1.34)$$

Considerând  $N$  suficient de mare, să presupunem  $N > 10$  (în practică  $N > 1000$ ) relațiile (1.33) și (1.34) pot fi puse într-o formă mai simplă:

$$(S/N)_{\max} = 20 \log(N) - 20 \log(\pi/2) \approx 20 \log(N) - 3,92 \text{ dB} \quad (1.35)$$

iar din relația (1.34) ținându-se seama de dezvoltarea:

$$\sin(x)/x \Big|_{x \rightarrow 0} \approx 1 - x^2/6 \quad (1.36)$$

se obține:

$$(S/N)_{\min} = 20 \log(N) - 10 \log(\pi^2/3) \approx 20 \log(N) - 5,17 \text{ dB} \quad (1.37)$$

Din relațiile (1.35) și (1.37) se pot calcula limitele în care se situează raportul semnal/zgomot pentru  $N$  dat. De exemplu, pentru  $N=1024$ ,  $S/N$  se găsește undeva între 55,04 și 56,29 dB.

Odată cu răspândirea utilizării procesoarelor<sup>1</sup> de semnal (de exemplu TMS

320) apar oscilatoare ce reduc distorsiunile cauzate de eșantionarea neuniformă prin calcularea eșantionului lipsă prin tehnici de interpolare.

Considerând că dorim la ieșire frecvența dată de relația (1.19) atunci, eșantionul ce trebuie calculat prin interpolare liniară este:

$$\sin\left[\frac{2\pi}{N}(I+F)\right] \approx \sin\left(\frac{2\pi}{N}I\right) + F \cdot \left[\sin\left(\frac{2\pi}{N}(I+1)\right) - \sin\left(\frac{2\pi}{N}I\right)\right] \quad (1.38)$$

unde  $I+F$  este numărul format din parte întreagă și parte fracțională din acumulatorul de adrese -(fig.1.20). Primul termen din partea dreaptă se citește din memoria în care se găsesc înscrise cele  $N$  eșantioane de sinus iar termenul din paranteza care se înmulțește cu  $F$ , reprezintă panta. Valorile pantei pot fi citite dintr-o a doua memorie de lungime  $N$  dar pot fi și calculate în timp real ceea ce conduce la mărirea timpului necesar calcului unui eșantion.

O nouă metodă, prezentată în /34/ pornește de la identitatea trigonometrică:

$$\sin\left[\frac{2\pi}{N}(I+F)\right] = \sin\left(\frac{2\pi}{N}I\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}F\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{N}F\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}I\right) \quad (1.39)$$

Sunt patru valori ce ar trebui citite din tabele dar se observă că sinusul și cosinusul părții întregi se pot citi din același tabel. Ca urmare se utilizează 3 tabele, unul cuprinzând cele  $N$  valori de sinus corespunzătoare unei perioade, cel de-al doilea și al treilea conținând valorile de sinus respectiv cosinus ale unor unghiuri foarte mici (fracțiuni ale incrementului de unghi corespunzător primei tabele) și având lungimea  $L_f$ .

Prin utilizarea relației (1.39) timpul de calcul al unui eșantion crește de 2,4 ori față de timpul necesar unei citiri simple, dar lungimea echivalentă a tabelii "Look Up Table" devine  $N \cdot L_f$ . De exemplu cu trei tabele cu lungimea 128 (384 valori memorate) se obține o lungime echivalentă de  $128^2=16384$ . Conform relațiilor (1.35) și (1.37) raportul semnal/zgomot devine foarte mare apropiindu-se de eșantionarea uniformă ideală.

### 1.5.2. Bucla de stabilizare în amplitudine.

În cazul calibratoarelor de curent alternativ, bucla de stabilizare în amplitudine conține cel mai adesea un comparator ca-cc. Din mai multe tipuri de comparatoare ca-cc prezentate în /35/ se descrie în continuare o metodă de stabilizare în amplitudine, specifică sintetizatoarelor numerice ce utilizează CNA.



Procedeu de stabilizare în amplitudine /36/ acționează asupra valorii tensiunii de referință a CNA. (fig.1.23)

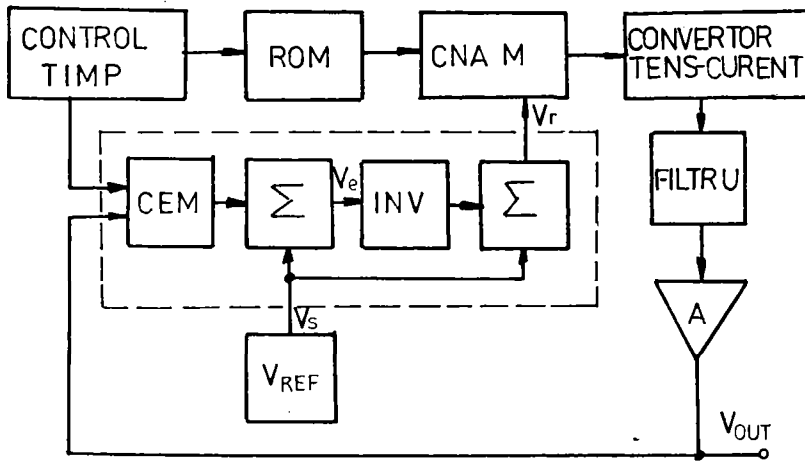


Fig. 1.23 Buclă de stabilizare în amplitudine

La comanda unității de control a timpului, un circuit de eșantionare și memorare reține valoarea maximă a tensiunii sinusoidale de ieșire. Această valoare maximă este apoi comparată cu referința  $V_S$ , rezultând tensiunea de eroare  $V_e$ . Un sumator realizează  $V_r = V_S - V_e$  unde  $V_r$  este noua valoare a tensiunii de referință pentru un convertor numeric analogic cu multiplicare.

Metoda este foarte eficientă și permite îndepărtarea neregularităților introduse de filtru.

### 1.5.3 Divizoare

Întrucît se dorește modificarea într-o gamă largă a mărimii de ieșire și cu o rezoluție cit mai bună, precizia divizoarelor utilizate influențează direct precizia calibratorului. Din multe tipuri de divizoare prezentate în /38/ rețin atenția divizoarele inductive și divizoarele rezistive de tip Kelvin-Varley. Divizoarele inductive pot fi realizate cu precizii deosebit de bune ( $10^{-8}$ ,  $10^{-9}$ ) /37/, /39/, /40/, /41/, dar pot funcționa doar în curent alternativ, construcția este costisitoare și diferită în gama de frecvențe mici față de frecvențele mari (datorită capacităților parazite). În plus capacitățile parazite introduc defazaje nepermise într-un calibrator de putere.

Divizorul rezistiv Kelvin-Varley funcționează și în curent continuu, ca urmare admite tensiuni de intrare mari și la frecvențe foarte joase dar capacitățile parazite limitează gama de frecvență în care poate fi utilizat.

Acționarea automată a acestui divizor este greu de implementat.

O modalitate de a realiza un divizor compensat prin dispunerea adecvată a rezistențelor una față de alta este arătată în invenția /42/ (fig.1.24). Divizorul poate fi realizat ușor în tehnologia peliculelor subțiri.

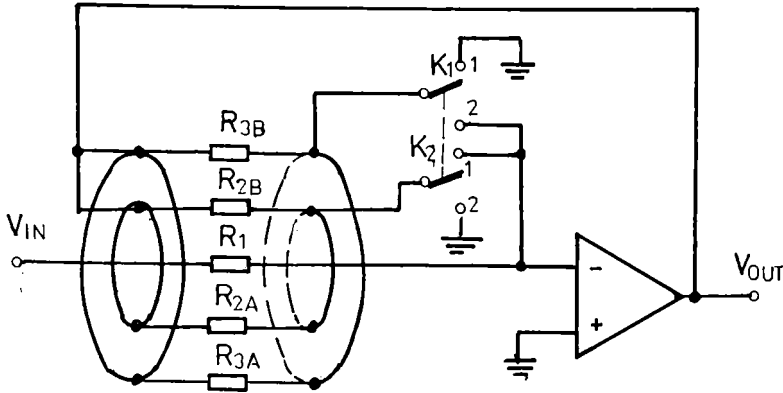


Fig. 1.24 Divizor rezistiv autocompensat

Figura 1.24 arată și modalitatea de construire cu un astfel de divizor a unei rețele rezistive de reacție pentru un amplificator operațional destinat funcționării la frecvențe înalte. Compensarea divizorului se realizează atât în ceea ce privește temperatura (fiind dispuse una lângă alta, rezistoarele se încălzesc la aceeași temperatură) cât și în ceea ce privește capacitățile parazite. În plus prin realizarea rezistențelor din rezistoare cu peliculă metalică de aceeași geometrie dar cu rezistivități diferite (sau numai cu grosimi diferite) se reduce cu mult capacitatea parazită și influența ei. În figura 25 se prezintă schema echivalentă pentru porțiunile a două rezistoare dispuse coplanar sau coaxial.

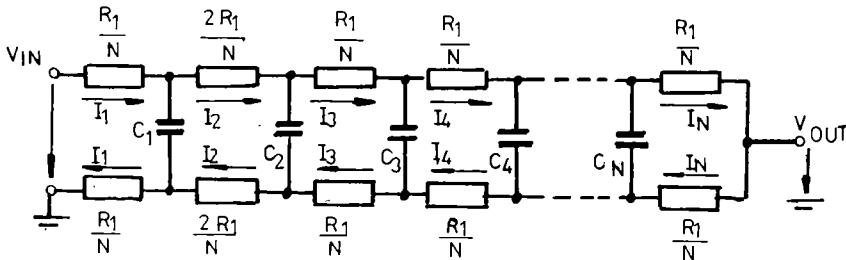


Fig. 1.25 Schema echivalentă pentru segmentele ce alcătuiesc două rezistoare față în față

Între segmentele rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  aflate față în față trebuie să se păstreze același raport

Se poate scrie:

$$\begin{aligned}
 V_{IN} &= I_1 \frac{R_1}{N} + I_2 \frac{2R_1}{N} + \dots + I_N \frac{R_1}{N} + I_1 \frac{R_2}{N} + I_2 \frac{2R_2}{N} + \dots + I_N \frac{R_2}{N} = \\
 &= \left( \frac{R_1}{N} + \frac{R_2}{N} \right) \cdot \left( \sum_{i=1}^N I_i + I_2 \right) = \frac{R_1 + R_2}{N} \cdot \left( \sum_{i=1}^N I_i + I_2 \right) \quad (1.40)
 \end{aligned}$$

Curenții  $I_1, I_2, \dots, I_N$ , țin seama de scurgerile de curent prin capacitățile  $C_1, C_2, \dots, C_N$ .

Tensiunea de ieșire este:

$$V_{OUT} = \frac{R_2}{N} \cdot \left( \sum_{i=1}^N I_i + I_2 \right) \quad (1.41)$$

Prin împărțire rezultă raportul de divizare

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.42)$$

care nu depinde de capacitățile parazite.

Un divizor rezistiv de mare precizie, 0,03ppm, utilizabil în curent continuu sau la frecvențe joase a fost realizat de National Research Council din Canada /43/.

Odată cu realizarea CNA cu multiplicare s-a impus o nouă metoda de divizare a tensiunii alternative și totodată a tensiunii continue - fig. 1.26.

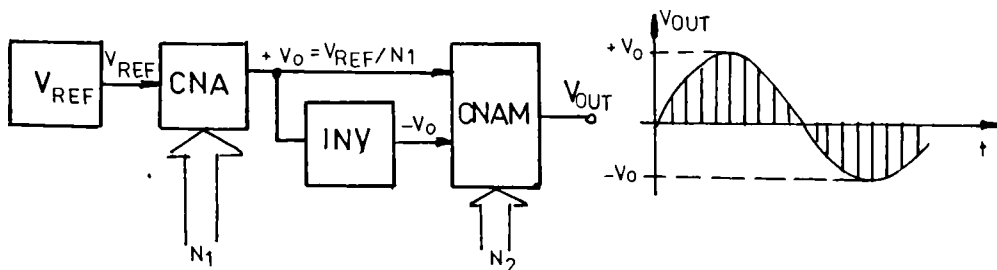


Fig. 1.26 Divizor de tensiune cu CNA cu multiplicare

Tensiunea  $V_{REF}$  este divizată cu un convertor numeric analogic de precizie

(ex.- CNA din fig.1.2). Rezultă tensiunile  $V_0$  și  $-V_0$  ce constituie referința pentru un convertor numeric analogic cu multiplicare. Acesta, comandat cu  $N_2$ , sintetizează forma de undă de la ieșire (poate fi și o tensiune continuă). Bucla de stabilizare în amplitudine acționează asupra numărului  $N_1$  ce determină tensiunea de referință a CNA cu multiplicare.

### 1.5.4 Amplificatoare

Funcționarea într-o gamă cât mai largă de frecvențe, cerințele deosebite în ceea ce privește stabilitatea amplificării și absența defazajelor, impun performanțe deosebite pentru amplificatoarele încorporate. În plus necesitatea de a obține la ieșire o tensiune cât mai mare, reclamă folosirea unor dispozitive electronice de tensiune foarte mare.

În domeniul tensiunilor relativ joase - pînă la 100V - se folosesc scheme de amplificatoare de curent continuu prevăzute cu un prim etaj cu derivă mică și cu o reacție globală puternică.

În figura 1.27 se prezintă schemele de principiu simplificate pentru:

- a) amplificatorul de ieșire la HP 745 A și
- b) amplificatorul FLUKE 5200 A.

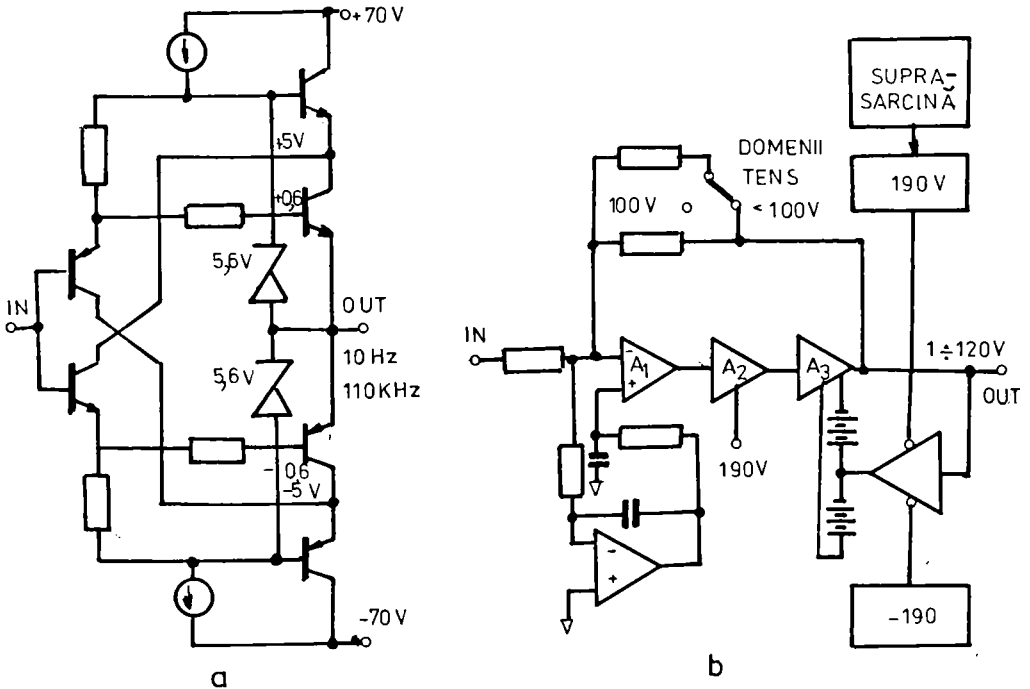


Fig. 1.27 Amplificatoare de tensiune

În cazul a), până la ieșire, este necesar să se interpună un amplificator ridicător pentru a realiza domeniul de 110V efectiv, iar în schema 1.27b) ieșirea se face direct.

Dificultăți mai mari sunt întâmpinate la realizarea unor domenii de până la 1000V efectiv, la un curent de ieșire de 50mA.

La calibratorul 745 A există anexa 746 A - un amplificator de înaltă tensiune având schema simplificată din figura 1.28:

Se observă că este vorba despre schema unui amplificator în clasa A cu tuburi electronice și cu ieșire prin condensator. Ca urmare există o reacție de curent continuu și alta de curent alternativ.

În procesul de încălzire, când sarcina este deconectată, condensatorul de ieșire se încarcă la jumătate din tensiunea de alimentare. Există posibilitatea, (nefigurată în schemă) de realizare a unei bucle globale ce include și 745 A.

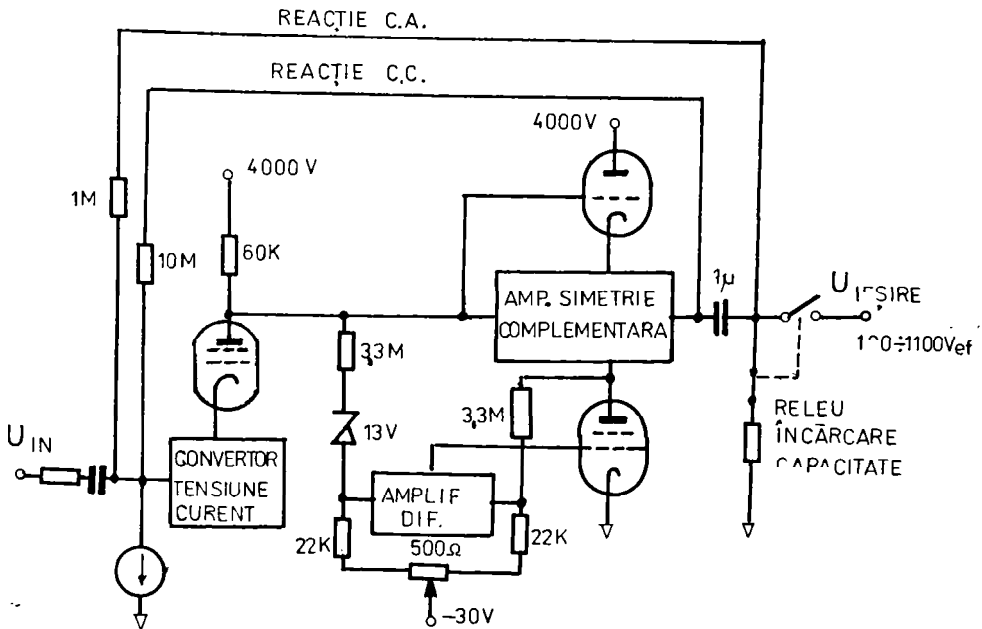


Fig. 1.28 Amplificator de înaltă tensiune

În /44/ este descris un amplificator de putere potrivit pentru utilizarea în calibratoare de putere / energie. Are o amplificare fixă de 40 și poate avea la ieșire 970 V<sub>vv</sub> (340 V<sub>efectiv</sub>) la un curent de sarcină de 100 mA. În banda de frecvență 0÷150 KHz, fără sarcină, are o instabilitate de amplitudine de ±5ppm și de fază de ±5μrad. La sarcină totală se observă o schimbare în

amplitudine de 20ppm. În etajul final utilizează tranzistoare MOSFET cu canal N la 1000 V, 3 A, și 75 W.

În figura 1.29 se observă separarea prin optocuploare a etajului de joasă tensiune de cel de înaltă tensiune. Tranzistoarele  $Q_2$  și  $Q_4$  au rolul de a realiza rezistențe comandate în drenea tranzistoarelor  $Q_1$  și  $Q_3$ , comanda fiind în antifază datorită separatorului de polaritate. Amplificarea mare în buclă deschisă dublată de o reacție globală realizată prin rezistențele  $R_2$  și  $R_1$  determină ca tensiunea de la ieșire să aibă aceeași formă de variație cu cea de la intrare.

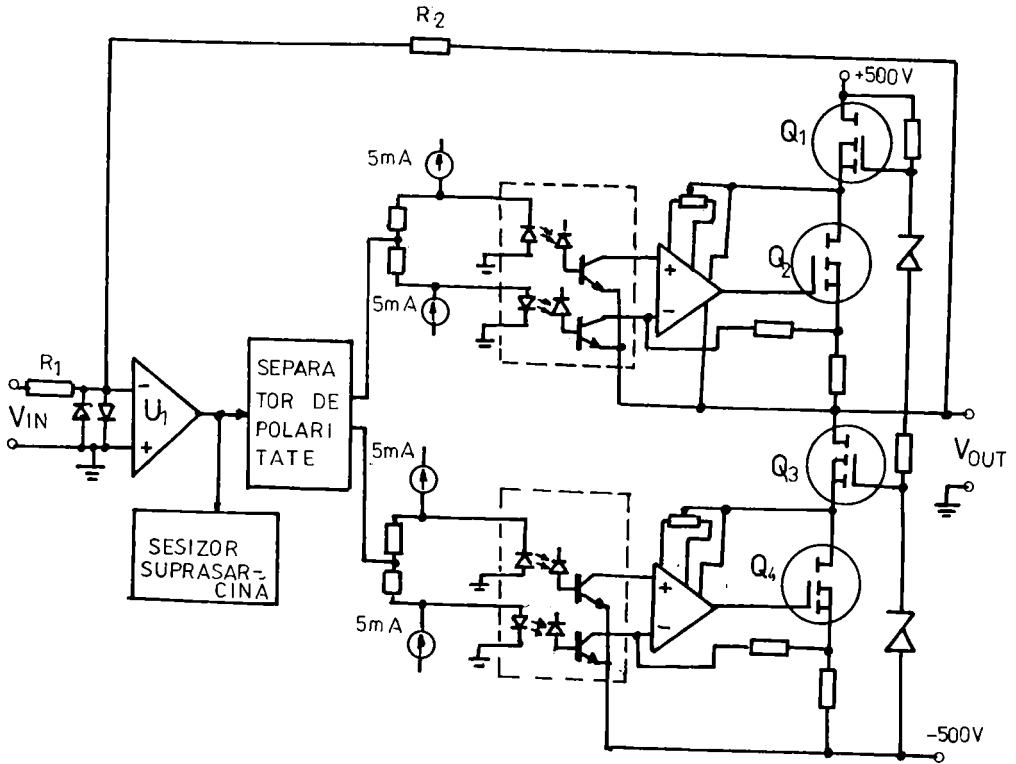


Fig. 1.29 Amplificator de înaltă tensiune avînd tranzistoare VMOS în etajul final.

La suprasarcină,  $Q_1$  și  $Q_3$  intră în zona de saturație și ca urmare, le scade amplificarea. Prin reacție se forțează o amplificare mai mare în etajul de joasă tensiune. La ieșirea lui  $U_1$  există un circuit ce detectează creșterea amplificării acestuia și comandă declanșarea protecției. Utilizarea unei perechi de optocuploare legate într-un montaj diferențial îmbunătățește mult factorul de rejecție al modului comun la frecvențe înalte.

În cazul calibratoarelor de curent se folosește un amplificator de transconductanță de bandă largă - ca cel descris în /45/.

În figura 1.30 se prezintă schema simplificată a acestuia

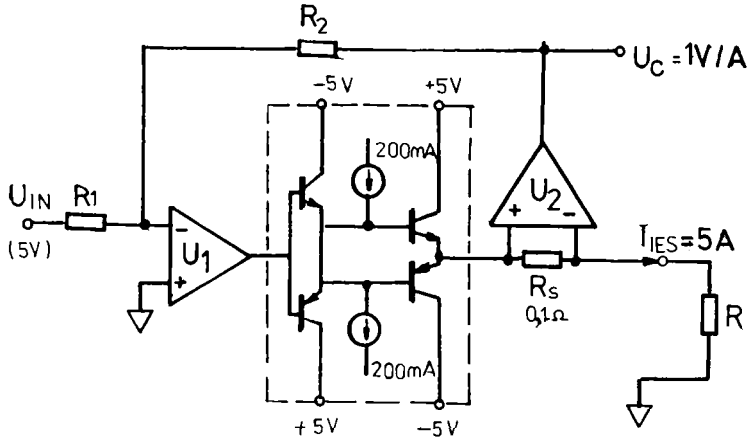


Fig. 1.30 Schema de principiu a amplificatorului de transconductanță

Tensiunea  $V_{IN}$  determină trecerea unui curent  $I_O$  prin sarcină și prin șuntul  $R_S$  de  $0,1\Omega$ . Tensiunea culeasă de pe  $R_S$  este amplificată cu 10, și prin rezistența de reacție  $R_2$ , se compară cu tensiunea de intrare. Rezultă:

$$I_O = - V_{IN} \cdot \frac{R_2}{10 \cdot R_S \cdot R_1} \tag{1.43}$$

Cum  $R_S = 0,1\Omega$  rezultă un factor de scală de 1 V/A. Pretenții deosebite se impun la realizarea șuntului  $R_S$ . Performanțele obținute:

- transconductanță: 1S
- bandă de frecvență 0 ÷ 140 KHz la 5 A efectiv
- tensiune de complianță = 2 V efectiv
- variația datorată sarcinii - 45ppm
- defazajul la 5 KHz - 0,1°.

## CAP 2. GENERAREA UNDEI SINUSOIDALE PRIN METODA DISCRETIZĂRII ÎN AMPLITUDINE. COMPARARE ÎNTRE METODA NOU INTRODUSĂ ȘI METODA CLASICĂ DE GENERARE.

Din bibliografia parcursă, selecționată și prezentată pe scurt în capitolul 1, se poate trage concluzia că performanțele unui calibrator de putere sînt direct influențate de caracteristicile principalelor blocuri funcționale: oscilatorul, metoda de realizare a două tensiuni sinusoidale cu defazare cunoscută, amplificatorul de tensiune, amplificatorul de transconductanță pentru ieșirea de curent, buclele de control automat a amplitudinii pentru ieșirea de tensiune și pentru ieșirea de curent.

Toate acestea sînt conform așteptărilor, deoarece calibratorul de putere este o sursă de putere fictivă dată de relația:

$$P = U \cdot I \cdot \cos\phi \quad (2.1)$$

unde precizia mărimii de ieșire  $P$  este influențată direct de precizia de realizare a valorilor prescrise pentru  $U, I,$  și  $\phi$ .

Din cele prezentate în paragraful 1.4 este de menționat faptul că cea mai bună precizie obținută într-un laborator de mare prestigiu este de 100 ppm din valoarea maximă a puterii fictive de ieșire ( 1200 VA ).

Deasemenea este de remarcat tendința generală de a utiliza, în cadrul calibratoarelor de mărimi electrice alternative, oscilatoare cu sintetizare numerică folosind CNA. Convertorul numeric analogic se presupune de liniaritate și rezoluție foarte mare și ca urmare memoria poate conține un număr  $N$  mare de eșantioane de sinus ce pot fi redată perfect la ieșire. De altfel realizările prezentate în capitolul precedent, au în componență convertoare numeric analogice de 16 și 18 biți.

Totuși, din cele arătate în paragraful 1.5 d), procedeul de adresare fracțională, impus de necesitatea de a obține o rezoluție fină a frecvenței de ieșire, introduce componente spectrale a căror amplitudine este dată de relația (1.22) . Acestea sînt cu atît mai mici, față de fundamentală, cu cît numărul  $N$  de eșantioane perfecte introduse în memorie este mai mare (relațiile



(1.35) și (1.37) ).

Pe de altă parte în /38/ se arată că valoarea efectivă  $U$  este:

$$U = U_1(1 + 0.5 \cdot d^2) \quad (2.2)$$

unde  $U_1$  este valoarea efectivă a fundamentalei iar  $d$  este gradul de distorsiuni armonice.

Calibratorul de putere fictivă cuprinde două sintetizatoare numerice, principial identice, de tensiuni de aceeași frecvență, dar defazate. Una din tensiuni este amplificată pînă la valoarea dorită la ieșire iar cealaltă, printr-un amplificator de transconductanță, furnizează curentul de ieșire.

În condițiile în care amplificatoarele nu introduc distorsiuni, iar la cele două ieșiri există filtre trece jos cu aceeași frecvență de tăiere, putem afirma că atât tensiunea cît și curentul au grade de distorsiune armonică practic egale. Cu acestea, relația (2.1), ținînd seama de relația (2.2), devine:

$$P = U_1 I_1 (1 + 0.5 d^2)^2 \cdot \cos \phi \approx U_1 I_1 (1 + d^2) \cdot \cos \phi \quad (2.3)$$

unde s-a ținut seama că  $d$  este foarte mic.

Relația (2.3) arată că, în cazul unui grad de distorsiuni suficient de mic, componentele spectrale nu influențează valoarea puterii fictive de la ieșire.

O influență aparte o are precizia de realizare a defazajului prescris. Metoda de adresare fracțională introduce, inerent, un riplu de fază ce este cu atât mai mic cu cît  $N$  este mai mare. Din nou se impune folosirea unor convertoare numeric analogice de mare rezoluție și liniaritate și cu un timp de răspuns cît mai mic. Dar CNA de 16 sau 18 biți sînt scumpe, iar din /46/ și /47/ se observă că, uzual, rezoluția este de 16 sau 18 biți dar liniaritatea integrală corespunde doar la 14 respectiv 16 biți. În plus timpul de răspuns este de ordinul microsecundelor ceea ce limitează superior frecvența de generare.

Cele arătate mai sus, pun problema de a înlocui sintetizarea unei sinusoidale din eșantioane perfecte de sinus (redate cu CNA cu număr mare de biți) egal distanțate în timp, cu sintetizarea din eșantioane de sinus ce apar la momente diferite de timp; și anume atunci cînd valoarea teoretică a eșantionului de sinus egalează valoarea practic obținabilă cu ajutorul convertorului analog numeric avut la dispoziție. Numim această nouă metodă: metoda discretizării în amplitudine. Metoda clasică, descrisă în capitolul anterior este metoda discretizării în timp.

## 2.1 Sintetizarea numerică a semnalului sinusoidal prin metoda discretizării în amplitudine /48/

Metoda, ce constituie obiectul brevetului de invenție nr. 93768, al auto-ului tezei, are la bază observația că, folosind circuite integrate obișnuite, este mult mai ușor de realizat o rezoluție practic infinită în timp decât în amplitudine. Ca urmare, având la dispoziție un CNA obișnuit, bipolar, de 8 până la 12 biți, este relativ simplu de a sintetiza unda sinusoidală prin comandarea creșterii (sau scăderii) cu o cantă a tensiunii de ieșire la momente de timp la care are loc egalitatea dintre valoarea ideală a sinusului și valoarea normalizată a tensiunii de ieșire a CNA.

Fie  $M+1$  numărul de biți ai convertorului bipolar folosit și  $U_r$  tensiunea de referință a CNA. Unda sinusoidală sintetizată va fi axată în jurul valorii zero, va avea amplitudinea  $U_r$  iar un cadran al undei sinusoidale va cuprinde  $N=2^M$  trepte egale de tensiune.

În cazul în care convertorul nu este de tip bipolar, unda sinusoidală sintetizată va fi axată în jurul valorii  $U_r/2$ .

În figura 2.1 se prezintă principiul de sintetizare.

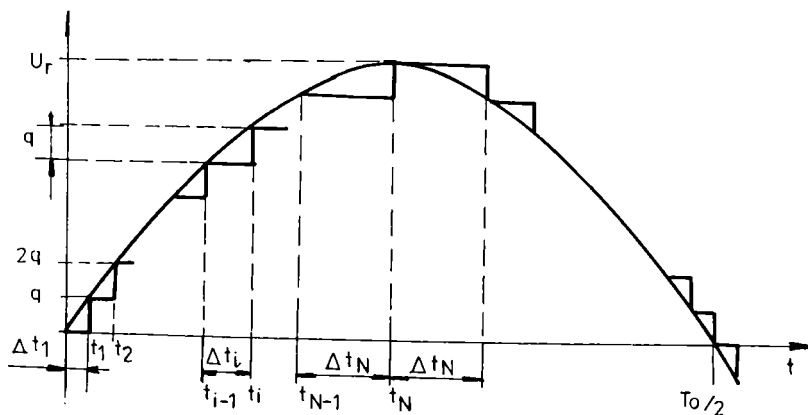


Fig 2.1 Principiul sintetizării numerice prin metoda discretizării în amplitudine

Să presupunem că în momentul inițial tensiunea sinusoidală dorită la ieșire are valoarea zero, iar tensiunea de ieșire a CNA este zero. Ieșirea CNA va crește cu o cantă  $q$  în momentul  $t_1$  când forma sinusoidală dorită la ieșire are tocmai valoarea  $q$ . O nouă creștere cu o cantă are loc la momentul  $t_2$  când tensiunea dorită la ieșire are valoarea  $2q$ . În cazul real al unui CNA monoton se pot cunoaște nivelurile  $a_1$  generate de acesta și prin urmare se determină analog momentul  $t_1$  în funcție de  $a_1$ , momentul  $t_2$  în funcție de  $a_2$ , și așa mai

departe.

Se pot scrie următoarele relații pentru convertorul ideal iar în paranteze drepte pentru convertorul real:

$$\begin{aligned}
 U_r \cdot \sin(\omega_0 t_1) &= q = U_r/2^M & [=a_1] \\
 U_r \cdot \sin(\omega_0 t_2) &= 2q = 2U_r/2^M & [=a_2] \\
 \dots\dots\dots & \dots\dots & \\
 U_r \cdot \sin(\omega_0 t_i) &= iq = iU_r/2^M & [=a_i] \\
 \dots\dots\dots & \dots\dots & \\
 U_r \cdot \sin(\omega_0 t_{N-1}) &= (N-1)q = (2^M-1)U_r/2^M & [=a_{N-1}] \\
 U_r \cdot \sin(\omega_0 t_N) &= U_r & [=a_N = 1]
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

unde  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0$  este pulsația unei sinusoidale dorite la ieșire. Se observă că în cazul convertorului real s-a considerat  $a_0 = 0$  și  $a_{N-1} = 1$  deoarece reglajele de zero și capăt de scară sînt accesibile utilizatorului.

Deci

$$\begin{aligned}
 t_1 &= (1/\omega_0) \cdot \arcsin(1/2^M) & [= (1/\omega_0) \cdot \arcsin(a_1)] \\
 \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \\
 t_i &= (1/\omega_0) \cdot \arcsin(i/2^M) & [= (1/\omega_0) \cdot \arcsin(a_i)] \\
 \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \\
 t_N &= (1/\omega_0) \cdot \arcsin(1) = T_0/4 & [= T_0/4]
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Cunoscînd perioada tactului  $T \ll T_0$ , putem scrie:

$$\begin{aligned}
 \delta t_1 &= t_1 \approx n_1 T \\
 \delta t_2 &= t_2 - t_1 \approx t_2 - n_1 T \approx n_2 T \\
 \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \\
 \delta t_j &= t_j - t_{j-1} \approx t_j - T \cdot \sum_{j=1}^{j-1} (n_j) \approx n_j T \\
 \dots\dots\dots & \dots\dots\dots & \\
 \delta t_N &= \frac{T_0}{4} - t_{N-1} \approx \frac{T_0}{4} - T \cdot \sum_{j=1}^{N-1} (n_j) \approx n_N T
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

unde numerele  $n_j$  reprezintă partea întregă a expresiei

$$n_j = \text{întreg} \left[ \frac{t_j}{T} - \sum_{j=1}^{j-1} (n_j) \right] \tag{2.7}$$

Procedînd în acest fel avem satisfăcută relația:

$$\frac{T_0}{4} - T \cdot \sum_{i=1}^N (n_i) < T \tag{2.8}$$

Prin urmare , procedeul de calcul al numerelor  $n_i$  descris mai sus conduce la sintetizarea unei sinusoidale a cărei perioadă este afectată de o eroare absolută negativă cu valoarea maximă  $4T$  ,  $T$  fiind perioada de tact.

Din observația că orice interval  $\delta t_i$  trebuie să conțină cel puțin un impuls de tact  $T$  și că situația cea mai defavorabilă apare în cazul  $\delta t_1$ , putem găsi o relație între  $T_0$  și  $T$ , deci între frecvența de tact și frecvența unei sintetizate.

$$n_1 \approx \frac{t_1}{T} = \frac{T_0}{2\pi T} \cdot \arcsin \frac{1}{2^M} \geq 1 \quad (2.9)$$

De unde :

$$f \geq \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0}{\arcsin \frac{1}{2^M}} \quad (2.10)$$

Deoarece  $M > 7$  cu o bună aproximație se poate scrie

$$f \geq 2^{M+1} \cdot \pi \cdot f_0 \quad (2.11)$$

Schema de principiu a unui sintetizator ce funcționează după metoda descrisă este dată în figura 2.2 și cuprinde un numărător programabil reversibil, un numărător programabil ce numără invers, o memorie de lungime  $2^M$  ce conține, la adrese succesive, numerele  $n_i$ , un generator de tact, circuite logice de comandă și un CNA. Ieșirea numărătorului reversibil constituie numărul ce, pe de-o parte se convertește în tensiune de către CNA și pe de altă parte se decodifică și formează adresa pentru memorie. Numărul citit din memorie se aduce la intrarea de prescriere a numărătorului invers și constituie următorul interval de timp în care tensiunea de ieșire a CNA se menține constantă.

Numărătorul programabil, numără invers impulsurile de frecvență mare date de generatorul de tact cu cuarț și când ajunge la zero, furnizează un impuls ce încarcă numărul existent la intrările de prescriere și trece, în funcție de poarta deschisă, spre intrarea de numărare directă sau inversă a numărătorului reversibil. (diagramele de timp a și b din fig.2.3).

Ca urmare, tensiunea de la ieșirea CNA crește (sau scade) cu o cantă.

Să presupunem că numărătorul reversibil numără în sens crescător. După ce conținutul acestuia atinge valoarea maximă  $N$  (deci la ieșirea CNA s-a realizat un sfert de perioadă), la ieșirea de transport apare un impuls care determină două lucruri; reîncărcarea cu „1” a numărătorului reversibil și deschiderea

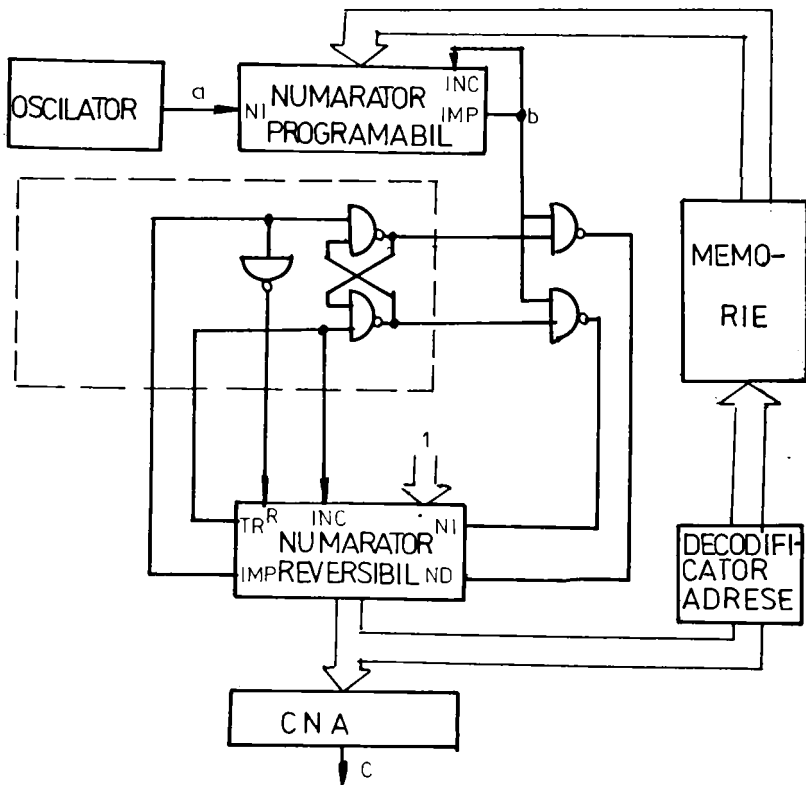


Fig. 2.2 Schema bloc a sintetizatorului numeric prin metoda discretizării în amplitudine

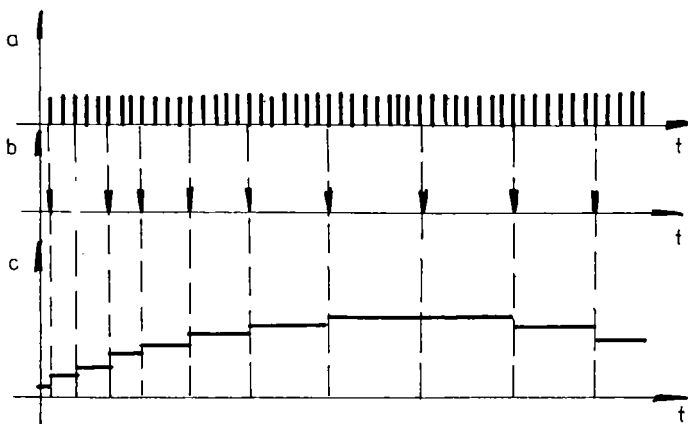


Fig. 2.3 Diagramele de timp referitoare la funcționarea sintetizatorului din fig.2.2

porții spre numărarea inversă.

În continuare, la ieșirea CNA, tensiunea începe să scadă.

În procesul de realizare a semialternanței negative, decodificatorul de adrese furnizează bitul de semn al codului bipolar folosit de CNA.

După ce conținutul numărătorului reversibil ajunge la zero, următorul impuls este furnizat la ieșirea de împrumut. El pune pe zero conținutul acestuia și schimbă sensul de numărare.

Acțiunea celor două impulsuri, cel de transport și cel de împrumut are drept rezultat, citirea completă a memoriei atât în sens crescător cât și în sens descrescător.

Conform schemei bloc descrise s-a realizat un generator sinusoidal de 50 Hz utilizându-se un CNA de 12 biți DAC 80 V. Ca urmare, în memorie sînt înscrise 2048 de valori iar sinusoida este realizată din 8192 de eșantioane.

Oscilatorul cu cuarț are frecvența de 22,2 MHz; rezultă deci, un număr de 444.000 impulsuri în 20ms. Cu aceste date, stabilirea momentelor în care se comandă modificarea cu o cuantă la ieșirea CNA se face cu o rezoluție corespunzătoare a 19 biți.

Numărătoarele au fost realizate cu cîte trei capsule 4193 legate în serie iar memoria cu EPROM 2708.

Tensiunea obținută la ieșire a avut valoarea vîrf-vîrf de 20 V. Eroarea de conversie introdusă este constantă și egală cu  $1/2 q = 2,44$  mV.

În anexa 1.1 se dă programul de calcul al numerelor  $n_i$  precum și cîteva dintre numerele înscrise în diferite zone ale memoriei.

## 2.2 Stabilirea formulei generale de calcul a componentelor spectrale a unei unde sintetizate numeric.

Din cele arătate în paragraful 1.5.d., metoda larg răspîndită de sintetizare a undei sinusoidale, presupune generarea unor eșantioane exacte de sinus, corespunzătoare momentelor de timp egal distanțate pe o perioadă (discretizare în timp). Pentru ca eșantionul generat să reprezinte cît mai fidel valoarea momentană a undei sinusoidale se folosesc convertoare de rezoluție și liniaritate foarte bună (CNA de 16 sau 18 biți). În literatură /15/, /17/, /18/, se afirmă că în cazul generării ideale din spectrul semnalului sintetizat lipsesc primele  $n$  armonici, unde  $n$  este numărul de eșantioane, egal distanțate ce compun o perioadă. La frecvențe mari, -zeci de kiloherți- intervine restrictiv timpul de răspuns al convertorului. Ca urmare, la frecvențe mari numărul  $n$  de eșantioane scade. Conform teoremei eșantionării, numărul  $n$  poate avea valoarea minimă 2, dar în practică nu se scade sub 4. Faptul că lipsesc din spectru primele  $n$  armonici iar numărul de eșantioane scade pe măsură ce crește frec-

vența de ieșire permite folosirea aceluiași filtru trece jos de eliminare a componentelor spectrale de ordin superior.

Există o frecvență joasă, numită frecvență caracteristică la generarea căreia se folosesc toate cele  $n$  eșantioane înscrise în memorie. Pentru generarea unor frecvențe mai joase trebuie scăzută frecvența tactului de citire din memorie, și totodată trebuie scăzută frecvența de tăiere a filtrului trece jos de la ieșire.

Pentru mărirea rezoluției de prescriere a frecvenței de ieșire se folosește procedeul adresării fracționale. În cazul acesta spectrul semnalului generat conține toate armonicile iar amplitudinile lor pot fi calculate cu formula (1.31), paragraful 1.5.d. Raportul semnal/zgomot al unei astfel de unde este cu atât mai mare, cu cât numărul  $n$  de eșantioane înscrise în memorie este mai mare. (relațiile (1.35) și (1.37) ).

Metoda propusă de autor și descrisă în paragraful 2.1 folosește un CNA de rezoluție finită dar distanțele temporale dintre eșantioane sînt diferite și pot fi stabilite cu o rezoluție presupusă infinită (discretizare în amplitudine)

Se pune problema de a stabili o relație unificatoare pentru cele două metode de sintetizare.

În cele ce urmează, se calculează spectrul semnalului sinusoidal generat, în cazul mai general, în care există o divizare neuniformă atât a axei timpului cât și în amplitudine -/49/. Se consideră sinusoida  $f(x)$  generată conform fig.2.4 și se observă că este construită dintr-o succesiune de impulsuri dreptunghiulare avînd amplitudini și durate diferite. În cazul semnalului sinusoidal se ține seama de proprietățile de simetrie în cazul unei semialternanțe cât și de proprietatea de imparitate. Semnalul, reprezentat în figura 2.4 poate fi considerat ca o sumă de  $N$  semnale,  $N$  fiind numărul de intervale  $\delta x_i$  în care s-a divizat intervalul  $0, \pi/2$ . Aceste intervale pot fi egale între ele sau nu.

Numărul  $N$  este egal și cu numărul de niveluri în care s-a divizat amplitudinea semnalului  $f(x)$ . Putem scrie:

$$f(x) = \sum_{i=1}^N f_i(x) \quad (2.12)$$

Din figura 2.4 se observă că semnalele  $f_i(x)$ ;  $i=1..N$ , au următoarele proprietăți:

- sînt peridice, avînd aceeași perioadă ca și  $f(x)$
- sînt impare
- prezintă simetrie a valorilor față de punctele  $\pi/2$  și  $3\pi/2$  în cadrul

fiecărei semialternanțe

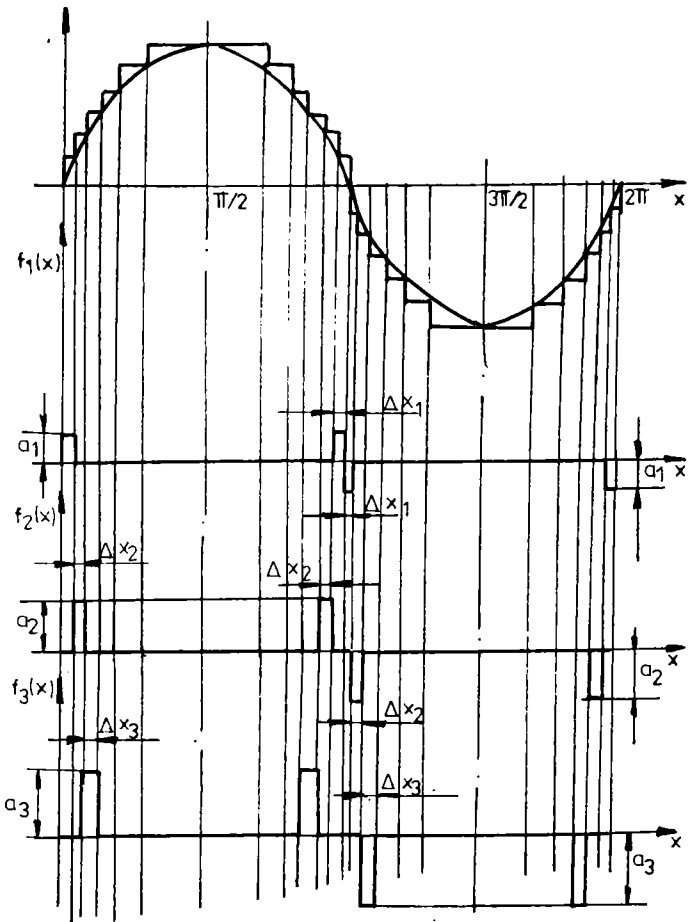


Fig. 2.4 Semnalul sinusoidal sintetizat numeric și modul de descompunere a acestuia în semnale periodice  $f_i(x)$

Fiecare semnal  $f_i(x)$ ,  $i=1, N$  se poate considera (figura 2.5 și 2.6) ca fiind format din patru componente

$$f_i(x) = \sum_{j=1}^4 s_{ij}(x) \quad (2.13)$$

unde  $s_{ij}$  sînt funcții periodice cu aceeași perioadă ca și  $f(x)$ .

Conform /50/ semnalul unitar  $s(x)$  de lățime  $\delta x$  are următoarea dezvoltare în serie Fourier:

$$s(x) = \frac{\delta x}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x}{2} \cdot \cos kx \right) \quad (2.14)$$

Putem scrie următoarele dezvoltări în serie Fourier: (Fig. 2.5)



$$\frac{1}{a_1} s_{11}(x) = \frac{\delta x_1}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_1}{2} \cdot \cos k \left( x - \frac{\delta x_1}{2} \right) \right) \quad (2.15)$$

$$\frac{1}{a_2} s_{12}(x) = \frac{\delta x_1}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_1}{2} \cdot \cos k \left( x + \frac{\delta x_1}{2} - \pi \right) \right) \quad (2.16)$$

$$\frac{1}{a_3} s_{13}(x) = -\frac{\delta x_1}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_1}{2} \cdot \cos k \left( x - \frac{\delta x_1}{2} - \pi \right) \right) \quad (2.17)$$

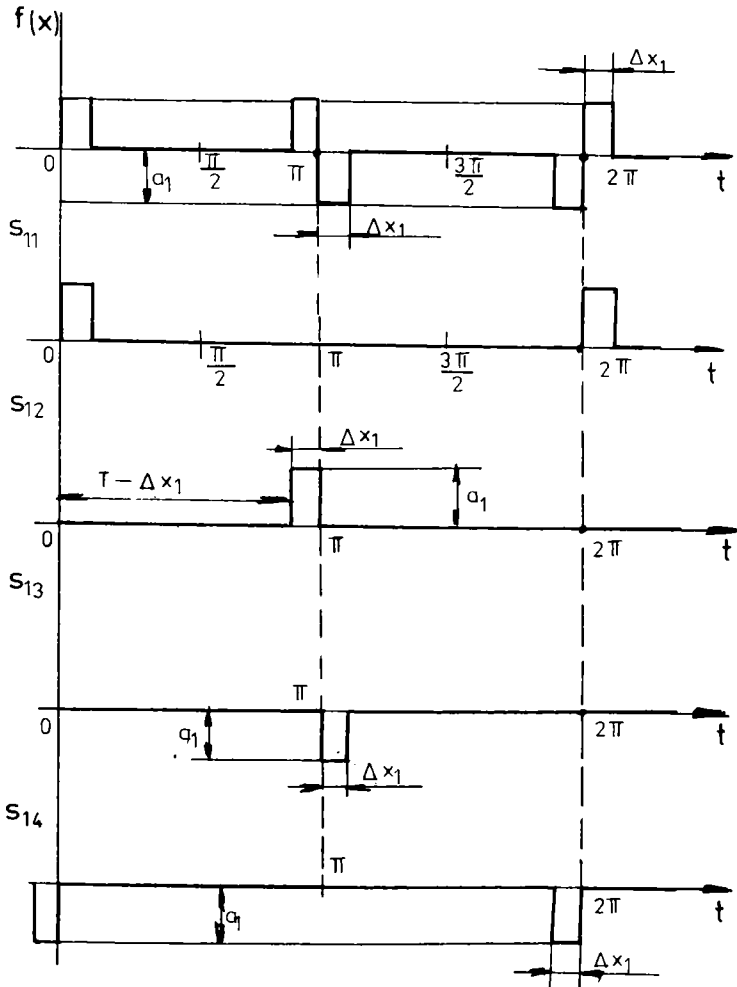


Fig. 2.5 Semnalul  $f_1(x)$  și descompunerea sa în semnale a căror dezvoltare Fourier se cunoaște

$$\frac{1}{a_4} s_{14}(x) = -\frac{\delta x_1}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_1}{2} \cdot \cos k \left( x + \frac{\delta x_1}{2} \right) \quad (2.18)$$

Însumînd rezultă  $f_1(x)$ :

$$f_1(x) = \sum_{j=1}^4 s_{1j}(x) = \frac{2a_1}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_1}{2} \cdot \left[ \cos k \left( x - \frac{\delta x_1}{2} \right) - \cos k \left( x + \frac{\delta x_1}{2} \right) + \right. \\ \left. + \cos k \left( x + \frac{\delta x_1}{2} - \pi \right) - \cos k \left( x - \frac{\delta x_1}{2} - \pi \right) \right] \quad (2.19)$$

Rezultă succesiv :

$$f_1(x) = a_1 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \delta x_1}{2} \cdot \left[ 2 \cdot \sin kx \cdot \sin k \frac{\delta x_1}{2} - 2 \cdot \sin k(x-\pi) \cdot \sin k \frac{\delta x_1}{2} \right] \quad (2.20)$$

$$f_1(x) = a_1 \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \sin^2 \frac{k \delta x_1}{2} \cdot \left[ \sin kx - (-1)^k \cdot \sin kx \right] \quad (2.21)$$

Se observă că pentru  $k$  par paranteza din(2.21) este nulă și ca urmare funcția  $f_1(x)$  are numai armonici impare.

Deci :

$$f_1(x) = a_1 \cdot \frac{8}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cdot \left[ \sin \frac{(2k-1)\delta x}{2} \right]^2 \cdot \sin[(2k-1)x] \quad (2.22)$$

Pentru a calcula în general funcția  $f_{ij}$  (în fig.2.6 s-a considerat  $i=3$ ) putem scrie:

$$\frac{1}{a_i} s_{i1}(x) = \frac{\delta x_i}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_i}{2} \cdot \cos k \left( x - \frac{\delta x_i}{2} - \delta x_{i-1} - \dots - \delta x_1 \right) \right) \quad (2.23)$$

$$\frac{1}{a_i} s_{i2}(x) = \frac{\delta x_i}{2\pi} + \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_i}{2} \cdot \cos k \left( x + \frac{\delta x_i}{2} + \delta x_{i-1} + \dots + \delta x_1 - \pi \right) \right) \quad (2.24)$$

$$\frac{1}{a_i} s_{i3}(x) = -\frac{\delta x_i}{2\pi} - \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_i}{2} \cdot \cos k \left( x + \frac{\delta x_i}{2} + \delta x_{i-1} + \dots + \delta x_1 - \pi \right) \right) \quad (2.25)$$

$$\frac{1}{a_i} s_{i4}(x) = -\frac{\delta x_i}{2\pi} - \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{k} \cdot \sin \frac{k \cdot \delta x_i}{2} \cdot \cos k \left( x - \frac{\delta x_i}{2} - \delta x_{i-1} - \dots - \delta x_1 \right) \right) \quad (2.26)$$

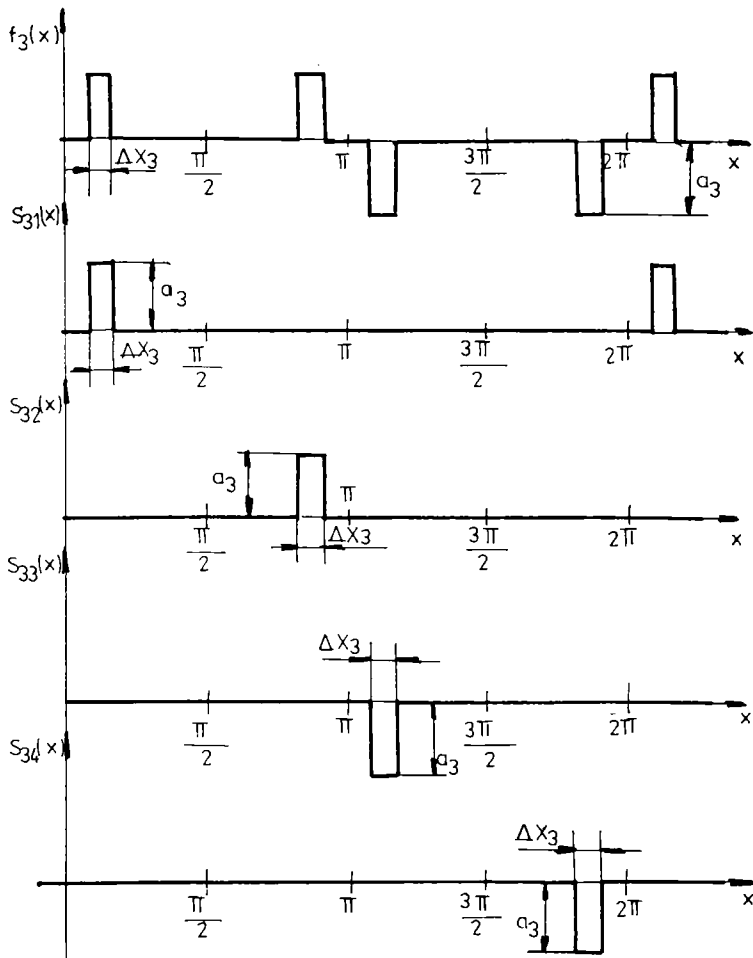


Fig. 2.6 Semnalul  $f_3(x)$  descompus în semnale a căror dezvoltare Fourier se cunoaște

Folosind proprietatea de liniaritate a seriei Fourier putem calcula conform relațiilor (2.13) și (2.23) ÷ (2.26):

$$f_1(x) = a_i \cdot \frac{8}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \cdot \sin \frac{(2k-1)\delta x_i}{2} \cdot \sin \left[ (2k-1) (\delta x_1 + \delta x_2 + \dots + \delta x_{i-1} + \frac{\delta x_i}{2}) \right] \cdot \sin(2k-1)x \quad (2.27)$$

Ținând seama de relația (2.12) se poate scrie expresia dezvoltării în serie Fourier a semnalului  $f(x)$ :

$$f(x) = \frac{8}{\pi} \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \left[ \sum_{i=1}^N \frac{a_i}{2k-1} \cdot \sin \frac{(2k-1)\delta x_i}{2} \cdot \sin \left[ (2k-1) (\delta x_1 + \delta x_2 + \dots + \delta x_{i-1} + \frac{\delta x_i}{2}) \right] \right] \cdot \sin(2k-1)x \quad (2.28)$$

Din relația (2.28) rezultă că spectrul semnalului conține numai armonici de ordin impar. Putem scrie amplitudinea armonice de ordin  $2k-1$ :

$$A_{2k-1} = \frac{8}{\pi} \cdot \sum_{i=1}^N \frac{a_i}{2k-1} \cdot \sin \frac{(2k-1)\delta x_i}{2} \cdot \sin \left[ (2k-1) (\delta x_1 + \delta x_2 + \dots + \delta x_{i-1} + \frac{\delta x_i}{2}) \right] \quad (2.29)$$

### 2.3 Comparație între metoda discretizării în timp și metoda discretizării în amplitudine

Relația (2.29) poate fi particularizată pentru cele două cazuri limită amintite la începutul paragrafului 2.2

Cazul a) (fig.2.7a):

-Cele  $N$  valori unghiulare  $\delta x_i$  sînt egale și suma lor dă intervalul  $0 \div \pi/2$

-Cele  $N$  eșantioane  $a_i$  redau perfect valorile unei sinusoidale pentru unghiuri corespunzătoare mijlocului intervalului  $\delta x_i$

Ca urmare avem:

$$\delta x_i = \frac{\pi}{2N}, \quad i=1, \dots, N \quad (2.30)$$

$$a_i = \sin\left(\frac{i\pi}{2N} - \frac{\pi}{4N}\right) = \sin \frac{(2i-1)\pi}{4N} \quad (2.31)$$

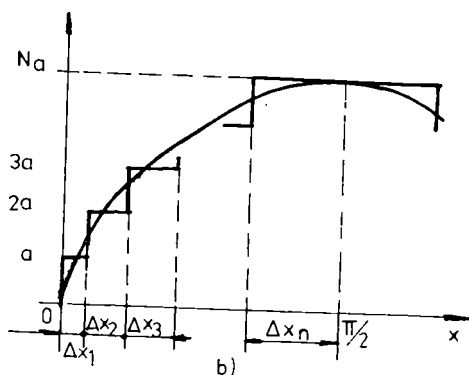
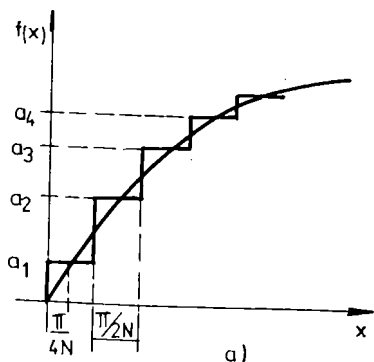


Fig. 2.7 a) Principiul metodei discretizării în timp (clasic)  
b) Principiul metodei discretizării în amplitudine (nou propusă)

Înlocuind în relația (2.28) obținem:

$$A_{2k-1} = \frac{8}{(2k-1)\pi} \cdot \sin \frac{(2k-1)\pi}{4N} \cdot \sum_{i=1}^N \sin \frac{(2i-1)\pi}{4N} \cdot \sin \frac{(2i-1)(2k-1)\pi}{4N} \quad (2.32)$$

Să calculăm valoarea armonicelor în cazul în care  $k$  ia valori de la unu la infinit.

Armonica fundamentală se obține pentru  $k=1$ :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{8}{\pi} \cdot \sum_{i=1}^N \sin \frac{(2i-1)\pi}{4N} \cdot \sin \frac{(2i-1)\pi}{4N} \cdot \sin \frac{\pi}{4N} = \\ &= \frac{4}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{4N} \cdot \sum_{i=1}^N \left(1 - \cos \frac{(2i-1)\pi}{2N}\right) = \frac{\sin \frac{\pi}{4N}}{\frac{\pi}{4N}} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Rezultatul final din relația de mai sus s-a obținut observând că se anulează reciproc cosinusurile unghiurilor simetrice față de  $\pi/2$ , unghiuri ce iau valori în intervalul  $(0, \pi)$ .

Pentru  $N$  suficient de mare rezultă  $A_1=1$  ceea ce corespunde cu rezultatul dedus din relația (1.32) pentru  $M=1$ .

Este de observat că valoarea normată a armonicii fundamentale depinde de numărul de eșantioane din care este sintetizată perioada undei sinusoidale. De exemplu, pentru 64 eșantioane ideale pe perioadă, amplitudinea fundamentalei, calculată cu relația (2.33) este mai mică decât unitatea cu 400 ppm, iar pentru 128 eșantioane ideale pe perioadă, este mai mică cu 100 ppm. Și acestea cu toate că se utilizează un CNA ideal iar intervalele unghiulare sînt perfect egale.

În cazul

$$1 < k < 2N \quad (2.34)$$

relația (2.32) poate fi pusă sub formă:

$$A_{2k-1} = \frac{4}{(2k-1)\pi} \cdot \sin \frac{(2k-1)\pi}{4N} \cdot \left[ \sum_{i=1}^N \cos \left( \frac{2k-1}{N} \cdot \frac{(i-1)\pi}{2} \right) - \sum_{i=1}^N \cos \left( \frac{2k-1}{N} \cdot \frac{i\pi}{2} \right) \right] \quad (2.35)$$

Cele două sume din paranteza mare sînt fiecare în parte egale cu zero, lucru ușor de demonstrat, generalizîndu-se observația făcută la relația (2.33)

în legătură cu anularea cosinusurilor unghiurilor simetrice față de  $\pi/2$ .

Relația (2.35) arată că în cazul considerat a) nu avem armonice în spectru pînă la armonica de ordinul  $4N-1$ . Ținînd seama că  $4N$  este tocmai numărul de eșantionare dintr-o perioadă a semnalului sintetizat, relația (2.35) este în concordanță cu relația (1.32), cazul  $M=1$ .

În fine pentru  $k \geq 2N$  expresia (2.35) nu se anulează doar dacă  $k$  poate fi pus sub una dintre formele:

$$\begin{aligned} k &= 2p \cdot N \\ k &= 2p \cdot N + 1 \quad \text{unde } p=1,2,\dots,\infty \end{aligned} \quad (2.36)$$

Considerînd una dintre formele (2.36) în relația (2.35) amplitudinile armonice pentru  $k \geq 2N$  sînt:

$$A_{(2k-1)} = \frac{1}{2k-1} \cdot \frac{\sin \frac{\pi}{4N}}{\frac{\pi}{4N}} \quad (2.37)$$

În consecință, în spectrul semnalului sintetizat există doar componentele spectrale  $A_1, A_{(4N-1)}, A_{(4N+1)}, \dots, A_{(4pN-1)}, A_{(4pN+1)}$  unde  $p=1,2,3,\dots,\infty$ .

În cazul real, relația (2.31) nu este îndeplinită deoarece eșantioanele  $a_j$  sînt generate cu ajutorul unor convertoare numeric analogice cu rezoluție finită. Ca urmare în (2.29) valorile  $a_j$  se înlocuiesc cu :

$$a'_j = a_j + \delta_i, \quad \text{unde } -1/2q \leq \delta_i \leq 1/2q \quad (2.38)$$

și se obține;

$$A'_{2k-1} = A_{2k-1} + \frac{8}{(2k-1)\pi} \cdot \sin \frac{(2k-1)\pi}{4N} \cdot \sum_{i=1}^N \delta_i \cdot \sin \frac{(2k-1)(2i-1)\pi}{4N} \quad (2.39)$$

Deci, în cazul real există și armonicele superioare de ordin  $3,5,\dots, 4N-3$  și acestea pot fi calculate conform (2.39).

**Cazul b) (fig. 3.7.b.):**

-Cele  $N$  eșantioane  $a_j$  pot fi reprezentate, fiecare, printr-un număr întreg de cuante  $q$  ale convertorului numeric analogic considerat și totodată două valori consecutive diferă între ele printr-o cantă.

-Cele  $N$  valori unghiulare  $\delta x_j$  sînt inegale, acoperă intervalul  $(0, \pi/2)$

iar la mijlocul fiecărui interval  $\delta x_i$ , valoarea normată  $a_j$  corespunzătoare, egalează valoarea funcției sinus:

$$a_j = \sin(\delta x_1 + \delta x_2 + \dots + \delta x_{i-1} + \frac{\delta x_i}{2}) = i q = \frac{i}{N} \quad (2.40)$$

Figurile 2.1 și 2.7 b) prezintă diferențe în ceea ce privește modul de calcul a intervalelor de pe axa absciselor. De fapt, aceste diferențe provin din modurile diverse în care se consideră punctele de intersecție dintre curba sinusoidală ideală și curba reală, în trepte, ce sintetizează unda sinusoidală dorită la ieșire. Autorul tezei și-a propus să determine modul de intersecție optim din punctul de vedere al unui calibrator de putere. În cazurile semnificative prezentate în continuare, s-a urmărit conținutul în armonici a undei sintetizate, gradul de distorsiuni pentru un anumit număr de armonici superioare, precum și amplitudinea normată a fundamentalei.

Înlocuind (2.40) în (2.29) expresia amplitudinii armonicilor, după câteva calcule simple devine:

$$A_{2k-1} = \frac{4}{(2k-1)\pi} \cdot q \cdot \left[ 1 + \sum_{i=2}^N \cos[(2k-1)(\delta x_1 + \delta x_2 + \dots + \delta x_{i-1})] \right] \quad (2.41)$$

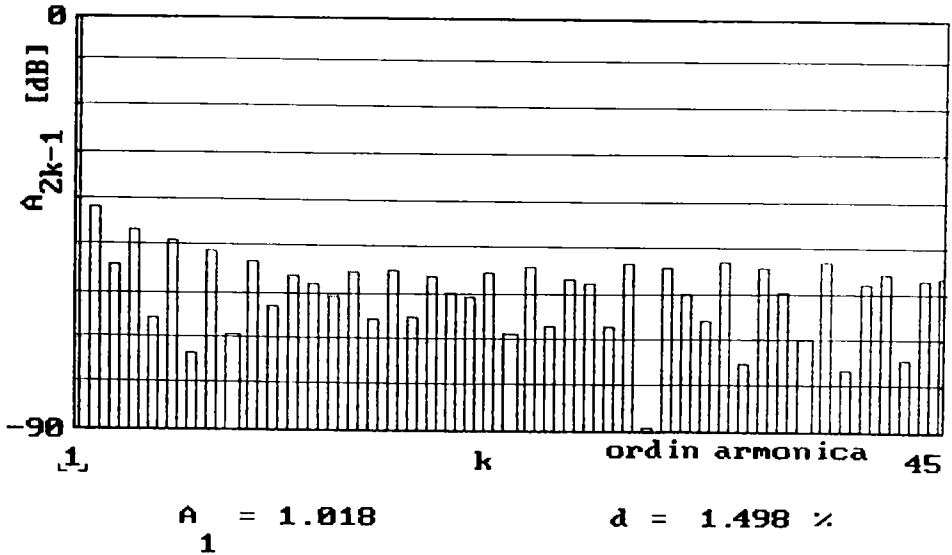


Fig. 2.8 Rezultatele sintetizării conform modului de intersecție dat de relația (2.40)

În figura 2.8 se prezintă grafic rezultatele sintetizării undei sinusoidale cu metoda discretizării în amplitudine cu un CNA de 6 biți și cu modul de

alegere a intervalelor  $\delta x$  conform relației (2.40). Se calculează, conform relației (2.41), armonica fundamentală  $A_1$  precum și gradul de distorsiuni armonice datorat primelor 127 armonici superioare. Deasemenea se trasează, în coordonate semilogaritmice, graficul primelor 45 armonici impare. Se observă valoarea relativ mare a gradului de distorsiuni armonice.

În /51/ se calculează distorsiunile introduse prin utilizarea de CNA cu rezoluții diferite și pentru mai multe moduri de alegere a  $\delta x_i$ . Distorsiuni mai mici s-au obținut pentru cazul descris în figura 2.9.

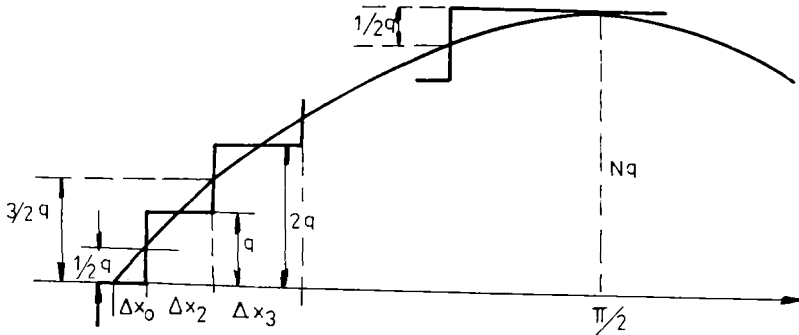


Fig.2.9 Variantă de alegere a intervalelor  $\delta x_i$  ce asigură un grad de distorsiuni minim

În acest caz avem:

$$a_i = \sin(\delta x_0 + \delta x_1 + \dots + \delta x_i) = \frac{2q-1}{2} \cdot q = \frac{2i-1}{2N} \quad (2.42)$$

iar amplitudinile armonicelor, conform relației (2.29), devin:

$$A_{2k-1} = \frac{4}{(2k-1)\pi} \cdot \sum_{i=1}^N \cos[(2k-1) \cdot \arcsin(a_i)] \quad (2.43)$$

Figura 2.10 prezintă, pentru un CNA ideal de 6 biți (la care valorile adiacente  $a_i$  diferă între ele cu aceeași cuantă  $q$ ), rezultatele sintetizării unei sinusoidale cu metoda discretizării în amplitudine: graficul primelor 45 de armonici impare, valoarea amplitudinii fundamentale precum și gradul de distorsiuni armonice luându-se în calcul și armonica de ordin 127.

În cazul real dispunem de un convertor analog numeric cu posibilități de ajustare a două valori de ieșire: zero și valoarea maximă (egală cu 1 în cazul



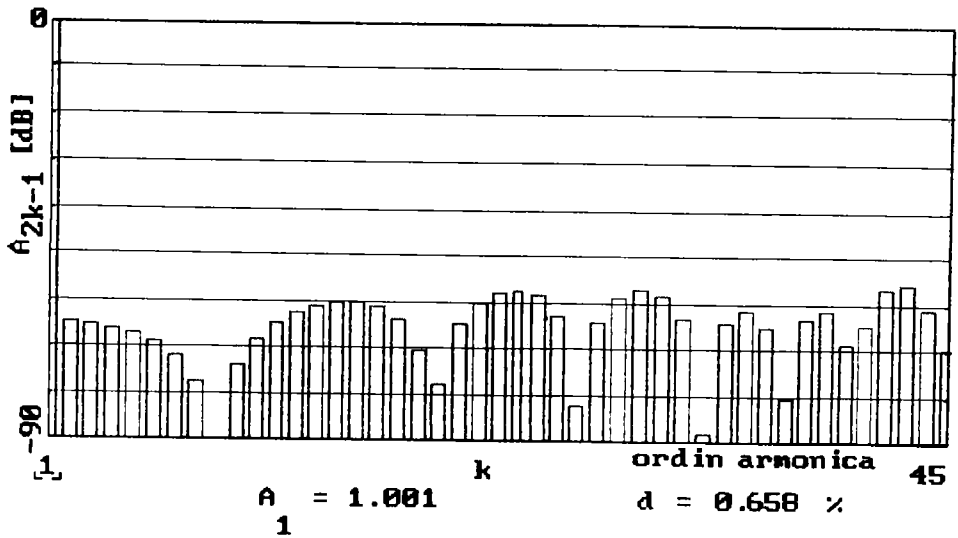


Fig. 2.10 Rezultatele modului de sintetizare conform fig.2.9

normalizării tensiunilor de ieșire). Producătorul ne asigură monotonicitatea convertorului și abaterea maximă de  $\pm 1/2q$  a tensiunii de ieșire.

Fără să considerăm că nivelurile  $a_i$  adiacente diferă între ele cu aceeași cuantă  $q$  (particularizare făcută în relația (2.41)), relația generală (2.29) poate fi pusă sub forma:

$$A_{2k-1} = \frac{4}{\pi(2k-1)} \cdot \sum_{i=1}^N a_i \cdot [\cos(\delta x_0 + \delta x_1 + \dots + \delta x_{i-1}) - \cos(\delta x_0 + \delta x_1 + \dots + \delta x_i)] \quad (2.44)$$

unde s-a introdus  $\delta x_0$ , valoarea unghiulară pentru care ieșirea convertorului numeric analogic este zero.

#### 2.4 Criteriul ariilor egale

Pentru convertorul real se pune problema de a găsi o astfel de metodă de alegere a intervalelor  $\delta x_i$  încât armonica fundamentală să aibă o valoare cât mai apropiată de 1 indiferent de eroarea diferențială ce afectează nivelurile generate și totodată gradul de distorsiuni să rămână suficient de mic.

În figura 2.11 se propune o astfel de metodă pornită de la observația că relația (2.44) a fost obținută din însumarea unor suprafețe de impulsuri

Valoarea unghiulară  $x_i$  pentru care ieșirea CNA face tranziția de la

nivelul  $a_{i-1}$  la nivelul  $a_i$  se calculează din condiția ca cele două suprafețe hașurate, delimitate de curba  $\sin x$  și nivelurile  $a_{i-1}$  și  $a_i$ , să aibă arii egale:

$$\int_{\arcsin a_{i-1}}^{x_{i-1}} \sin x \cdot dx - a_{i-1}(x_{i-1} - \arcsin a_{i-1}) = a_i(\arcsin a_i - x_{i-1}) - \int_{x_{i-1}}^{\arcsin a_i} \sin x \cdot dx \quad (2.45)$$

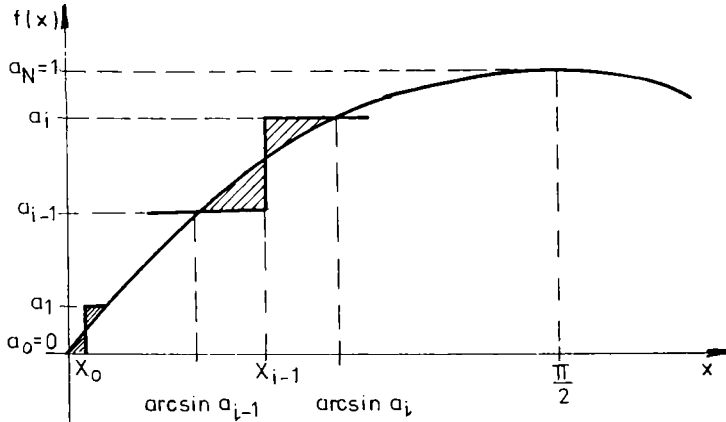


Fig. 2.11 Criteriul ariilor egale

Efectuînd calculele rezultă:

$$x_{i-1} = \frac{\cos(\arcsin a_i) - \cos(\arcsin a_{i-1}) + a_i \cdot \arcsin a_i - a_{i-1} \cdot \arcsin a_{i-1}}{a_i - a_{i-1}} \quad (2.46)$$

În figura 2.12 se prezintă rezultatele obținute în urma simulării unui sintetizator ce folosește metoda discretizării în amplitudine și criteriul ariilor egale, sintetizator construit cu un CNA ideal de 6 biți. Se poate observa: graficul primelor 45 de armonici impare, valoarea fundamentalei, precum și gradul de distorsiuni armonice, la calcularea căruia s-au luat în considerare primele 127 armonici impare.

Se observă mărirea nesemnificativă a coeficientului de distorsiuni armonice față de cazul optim prezentat în figura 2.10. Totodată se observă valoarea unitară a armonicii fundamentale (Trebuie ținut seama că programul MCAD utilizat permite afișarea, după virgulă, doar a trei cifre zecimale).

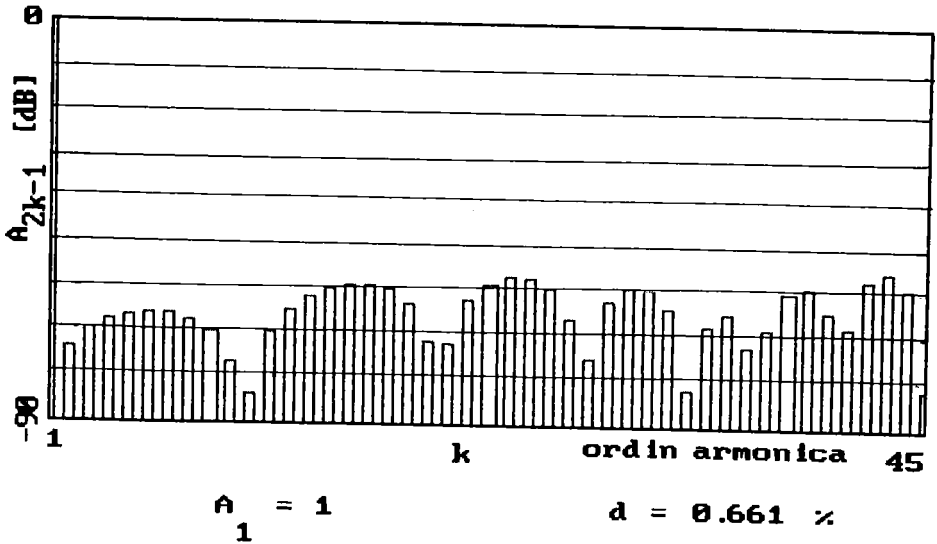


Fig.2.12 Rezultatele simulării sintetizatorului sinusoidal ce folosește criteriul ariilor egale

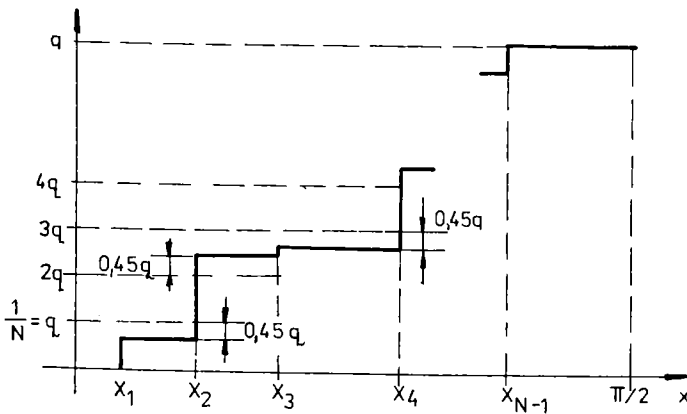


Fig. 2.13 CNA cu erori mari de liniaritate diferențială.

În figura 2.13 se consideră un CNA de 6 biți real, la care s-a fixat valoarea 0 și valoarea maximă 1, dar erorile diferențiale afectează de așa manieră convertorul practic, încît reduc cu unu numărul de biți ai acestuia în condițiile respectării monotonicității.

Din rezultatele obținute în urma calculării spectrului semnalului generat (rezultate prezentate în figura 2.14) se observă menținerea valorii unitare a armonicii fundamentale și creșterea de trei ori a distorsiunilor față de cazul prezentat în figura 2.12. Creșterea amplitudinii armonicelor și a distorsiuni-

lor era de așteptat, întrucât sintetizarea se face, practic, cu un CNA de 5 biți.

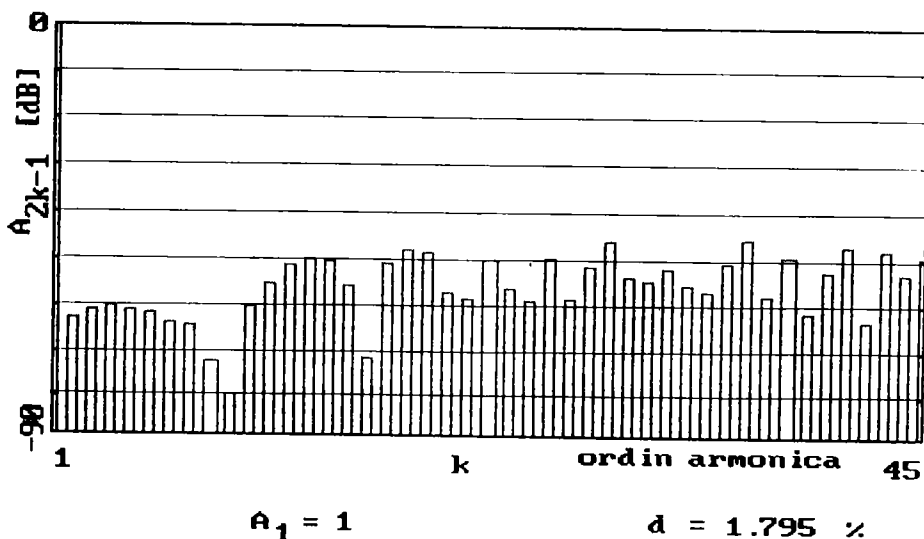


Fig. 2.14 Rezultatele sintetizării unei sinusoidale folosind criteriul ariilor egale și un CNA conform fig. 2.13

În cele ce urmează se pune problema dacă criteriul ariilor egale dă rezultate bune și în cazul sintetizării cu un CNA real, afectat de erori diferențiale. Răspunsul este dat de studiul comportării unui număr mare de sintetizatoare înzestrate, fiecare, cu CNA cu același număr de biți dar afectate diferit de erori diferențiale.

Ca urmare, se consideră că eroarea ce afectează fiecare nivel de tensiune la ieșirea CNA este echiprobabil repartizată în domeniul  $\pm 1/2q$ . Pentru a simula un astfel de convertor, eroarea fiecărui nivel de tensiune este generată aleator, putînd lua oricare dintre cele 1000 valori cuprinse în intervalul  $(-0,45q, +0,45q)$ . Doar nivelurile 0 și 1 se consideră stabilite. Se calculează spectrul, coeficientul de distorsiuni armonice și se pune în evidență valoarea armonicii fundamentale pentru sintetizatorul înzestrat cu un astfel de CNA, real, de 6 biți.

Se repetă calculele pentru 100 de sintetizatoare înzestrate cu diferite CNA de 6 biți și se calculează media pentru gradul de distorsiune și media celor 100 de armonici fundamentale. Din șirul de rezultate se extrag valorile minimă și maximă ale gradului de distorsiune și ale armonicii fundamentale.

Folosind formula lui Sturges se calculează histograma pentru cele 100 de valori ale gradului de distorsiune. Programul de simulare a comportării sinte-

tizatoarelor construite cu CNA afectate de erori diferențiale este dat în anexa 1.2. Figura 2.15 prezintă histograma gradului de distorsiuni a celor 100 de unde sinusoidale sintetizate, marchează valorile minimă, maximă și medie atât pentru gradul de distorsiuni cât și pentru valoarea normată a amplitudinii fundamentalei.

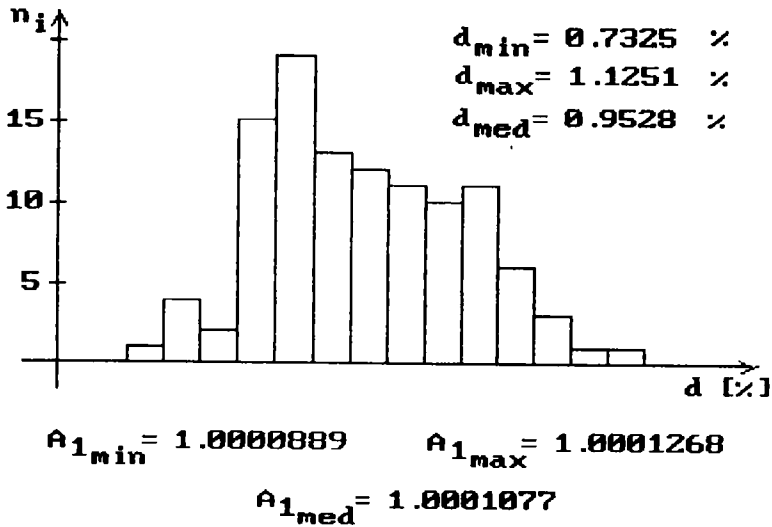


Fig. 2.15 Principalele rezultate obținute în urma simulării a 100 sintetizatoare înzestrate cu CNA cu erori diferențiale

Din figura 2.15 este de remarcat:

a) Gradul de distorsiune mediu depășește cu 50 % valoarea minimă ce se poate obține cu un convertor ideal de 6 biți (Figurile 2.9 și 2.10).

b) Abaterea față de valoarea armonicii fundamentale este cuprinsă între +90ppm și +134ppm. Putem considera că armonica fundamentală este afectată de o eroare sistematică de +112 ppm, și aceasta poate fi corectată. Prin urmare, criteriul arilor egale aplicat la metoda discretizării în amplitudine ce folosește un CNA de 6 biți permite cunoașterea amplitudinii armonicii fundamentale cu o abatere de  $\pm 22$  ppm. (Cu mențiunea că nivelurile de tensiune generate de CNA sînt cunoscute iar trecerile prin zero și valoarea maximă sînt reglate corespunzător)

c) Abaterea valorilor gradului de distorsiuni față de valoarea medie nu depășește  $\pm 20 \%$  din valoarea medie. Dacă valoarea medie a gradului de distorsiuni se situează sub 0.1 % influența armonicilor superioare poate fi neglijată, știind că valoarea efectivă a tensiunii sintetizate este afectată de tratamentul gradului de distorsiuni.

d) Histograma valorilor calculate ale gradului de distorsiune pune în evidență legea de distribuție normală a acestora.

Programul dat în anexa 1.6 a fost rulat pentru CNA real de 10 biți. Din cauza consumului mare de timp, numărul de sintetizatoare considerate a fost redus la 5. Mai jos se prezintă rezultatele obținute:

1.  $d = 6,19 \cdot 10^{-2} [\%]$  ,  $A_1 = 1,000000427$
2.  $d = 6,31 \cdot 10^{-2} [\%]$  ,  $A_1 = 1,000000430$
3.  $d = 6,21 \cdot 10^{-2} [\%]$  ,  $A_1 = 1,000000430$
4.  $d = 6,40 \cdot 10^{-2} [\%]$  ,  $A_1 = 1,000000441$
5.  $d = 6,28 \cdot 10^{-2} [\%]$  ,  $A_1 = 1,000000439$

Valorile lui  $d$  țin seama și de armonica de ordin 2047.

Concluziile, în urma celor prezentate în paragrafele 2.3 și 2.4 sînt:

a) Sintetizarea unei sinusoidale cu metoda discretizării în amplitudine (fig.2.7b) propusă de autor, permite utilizarea unui CNA de uz general (8÷12 biți) față de convertoarele de 16 sau 18 biți cerute de metoda clasică, a discretizării în timp (fig.2.7a)

b) Metoda discretizării în amplitudine presupune stabilirea cu precizie a unor intervale diferite de timp. Existența de circuite numerice de înaltă viteză și a etaloanelor de frecvență face ca acest deziderat să fie ușor de îndeplinit.

c) Metoda discretizării în amplitudine permite defazarea fină și precisă a două unde sinusoidale. Finețea este dată de numărul mare de tacte calculate conform relației (2.7) iar precizia de faptul că frecvența de tact este realizată, de regulă, cu un oscilator cu cuarț. În cazul metodei clasice, finețea defazării este dată de numărul de biți ai convertoarelor numeric-analogice folosite iar precizia de liniaritatea integrală a acestora.

d) Ambele metode introduc armonici superioare datorate CNA-urilor folosite. Pentru micșorarea lor se impune cunoașterea cu precizie a nivelurilor generate. Deoarece metoda discretizării în amplitudine folosește un CNA cu un număr mai mic de biți, numărul nivelurilor ce trebuiesc precis cunoscute și memorate este cu mult mai mic.

e) Cu condiția cunoașterii cu precizie a nivelurilor generate, metoda discretizării în amplitudine permite calcularea intervalelor de timp la care apar tranzițiile la ieșirea CNA astfel încît unda sinusoidală generată să aibă valoarea normală a armonicii fundamentale egală cu 1 (Criteriul arilor egale)

f) Utilizînd CNA de 8 ÷ 12 biți, metoda discretizării în amplitudine introduce distorsiuni relativ mici:  $d < 3 \cdot 10^{-3}$ .

Ca urmare, relația (2.3) și concluziile c) și e) permit realizarea, cu această metodă de sintetizare, a unui calibrator de putere de precizie ridicată în condițiile utilizării unor componente de uz general.

### CAP 3. ALTE CERCETĂRI ȘI REALIZĂRI ALE AUTORULUI CU PRIVIRE LA BLOCURILE FUNCȚIONALE ALE UNUI CALIBRATOR DE PUTERE

Capitolul de față prezintă alte cercetări și realizări ale autorului privitoare la principalele blocuri funcționale ale calibratorului de putere: o a doua variantă de implementare a metodei discretizării în amplitudine, realizarea unui PLL numeric încorporat sintetizatorului de tensiune sinusoidală cu frecvență variabilă la ieșire, schema și performanțele unui generator de două unde defazate numeric (obiectul unui brevet de invenție), precum și un nou comparator ca-cc (obiect a două brevete de invenție). Pentru fiecare bloc amintit se prezintă rezultatele obținute practic, pe montaje ce demonstrează viabilitatea metodelor nou introduse.

#### 3.1. Varianta de sintetizator numeric de tensiune sinusoidală folosind metoda discretizării în amplitudine.

##### 3.1.1. Schemă de principiu a sintetizatorului

Sintetizatorul numeric a cărui schemă bloc este prezentată în figura 2.2 din paragraful 2.1. folosește o memorie ce este citită la intervale diferite de timp. Intervalul dintre două citiri succesive este cu atât mai mic cu cât viteza de variație a unde sintetizate este mai mare. Acest fapt reclamă utilizarea unor memorii cât mai rapide, timpul de citire al acestora fiind principalul factor ce limitează superior frecvența de tact  $f=1/T$  (relațiile (2.6) și (2.10)).

Pentru a ocoli utilizarea unor memorii rapide a fost concepută o a doua variantă de sintetizator numeric ce folosește metoda discretizării în amplitudine, variantă a cărei schemă bloc este dată în figura 3.1.

Blocul principal îl constituie un registru de deplasare de  $N$  biți cu încărcare paralelă și ieșire serială. Informația conținută de acesta este constituită în mare parte din niveluri logice „0”, doar din loc în loc va conține câte un nivel logic „1”. Prin deplasarea serială, continuă, a informației spre ieșire doar nivelurile logice „1” vor modifica conținutul numără

torului reversibil și în consecință, tensiunea de la ieșirea CNA. (fig.3.2)

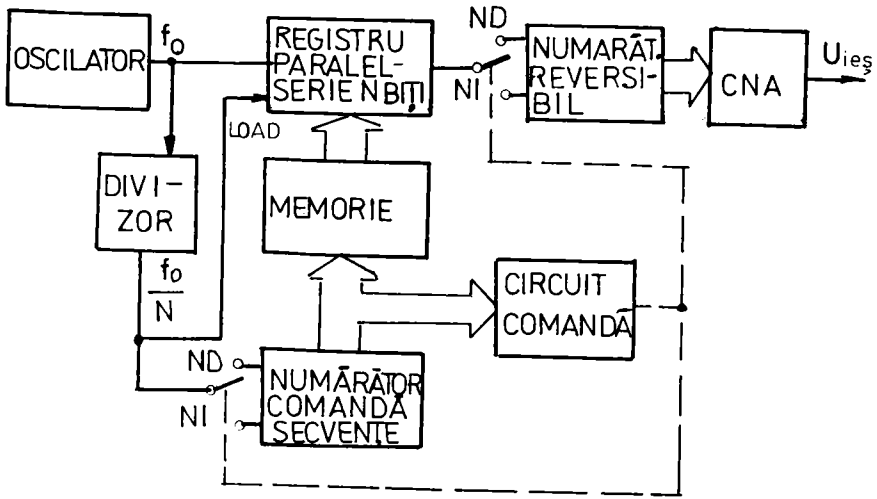


Fig. 3.1. Schema de principiu a sintetizatorului numeric varianta a 2-a

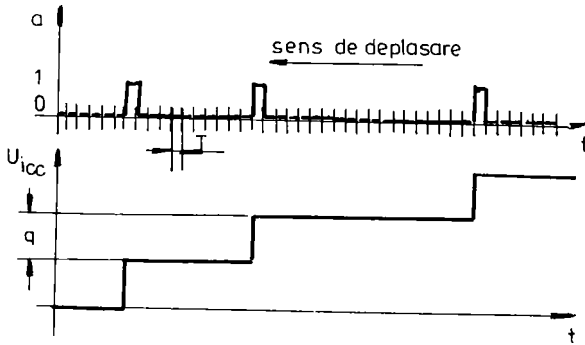


Fig. 3.2. Diagrama de timp a sintetizatorului din fig. 3.1.

Memoria conține cuvinte de  $N$  biți ce alcătuiesc succesiunea de 0 și 1 necesară la un moment dat și este citită la intervale egale de timp, de  $N$  ori mai mari decât perioada oscilatorului cu cuarț.

Divizorul cu  $N$ , pe de-o parte, determină încărcarea registrului paralel-serie cu numărul ce fusese furnizat anterior de memorie, iar pe de altă parte modifică cu unu conținutul numărătorului de adrese. În felul acesta se pregătește noua succesiune de 0 și de 1 ce urmează a fi încărcată după  $N$  tacte ale oscilatorului cu cuarț.

Se observă că o pantă mare a tensiunii de ieșire reclamă apariția mai



frecvență a nivelelor logice 1 dar memoria este citită la intervale egale de timp. Prin folosirea unui registru paralel-serie de viteză mare se poate mări valoarea lui  $N$ , până când timpul de citire a memoriei specificat în catalog devine mai mic decât durata a  $N$  tacte date de oscilatorul cu cuarț.

Distanța între două nivele logice 1 succesive se calculează conform relației (2.7).

Ieșirea numărătorului de adrese este decodificată în Circuitul de Comandă Secvențe care va comanda numărarea în sens crescător sau descrescător a numărătorului de adrese și a numărătorului reversibil funcție de cadranul în care se găsește valoarea momentană a tensiunii de ieșire.

S-a realizat un generator cu schema de principiu 3.1. utilizându-se un CNA de 8 biți: DAC 08 și un oscilator cu buclă PLL ce determină frecvențe de ieșire în domeniul  $20\text{Hz} \div 20\text{KHz}$  în trei game decadice.

### 3.1.2. Oscilator cu buclă PLL

Oscilatorul din fig.3.1 are frecvența de ieșire reglabilă numeric în gama  $2,048 \text{ MHz} \div 20,48 \text{ MHz}$ . Cele 900 de trepte de reglare a frecvenței de ieșire determină un ecart între două frecvențe succesive de  $20,48 \text{ KHz}$ . Schema bloc a oscilatorului este dată în fig. 3.3.

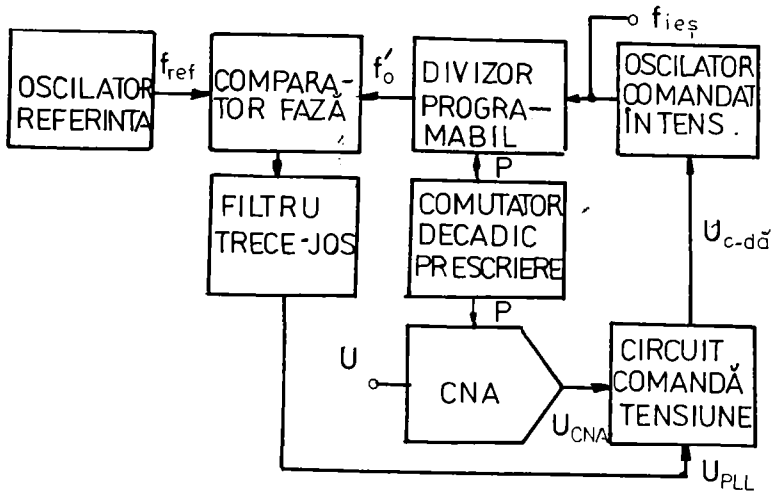


Fig. 3.3. Oscilator programabil cu buclă PLL.

Selectarea treptei de frecvență se face prin intermediul unui comutator mecanic de trei decade în care se prescrie un număr  $P$  cuprins între 100 și 999.

Divizorul programabil, realizat cu trei capsule CDB 4192 înseriate, numără invers și la fiecare golire își reîncarcă numărul  $P$  de la care începe număr

rarea. La ieșirea lui se află un divizor cu doi care realizează forma de undă cu frecvența  $f_0'$  și factorul de umplere 1/2 necesar bunei funcționări a comparatorului de fază BE 565:

$$f_0' = \frac{f_{ies}}{2P} \quad (3.1)$$

La cealaltă intrare a comparatorului se aduce o formă de undă dreptunghiulară cu frecvență fixă  $f_{ref} = 10,24 \text{ KHz}$  obținută prin divizarea cu 300 a frecvenței de ieșire a unui oscilator cu cuarț de 3,072 MHz.

Tensiunea de eroare  $U_{PLL}$  de la ieșirea comparatorului de fază și a filtrului trece jos se adună în blocul „Circuit comandă tensiune” cu tensiunea  $U_{CNA}$  dată de un convertor numeric analogic comandat de numărul P prescris.

Utilizarea unui CNA s-a impus datorită posibilității de ieșire din banda de captură la modificarea brută a lui P.

Oscilatorul comandat în tensiune este realizat prin metoda mixării a două semnale - unul de frecvență fixă de 100 MHz iar celălalt avînd frecvența comandată în tensiune în gama 102÷121 MHz. fig. 3.4.

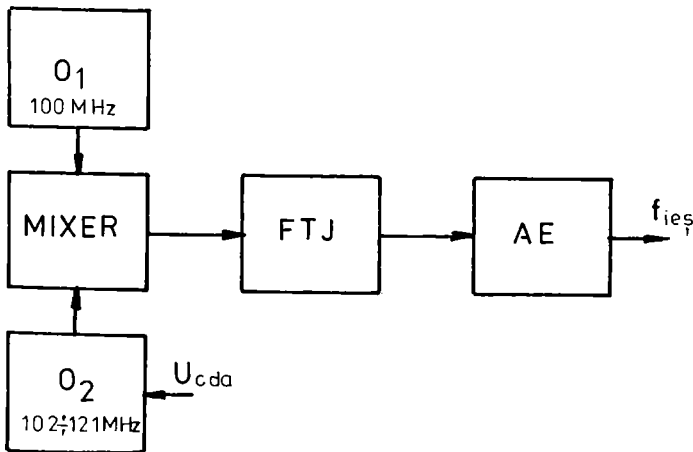


Fig. 3.4. Oscilator comandat în tensiune

Etajul de mixaj este urmat de un filtru trece jos FTJ și un amplificator AE, la ieșirea căruia se obține semnalul în gama 2,048 MHz ÷ 20,48 MHz.

Cele două oscilatoare sînt de tip Colpitts, oscilatorul  $O_2$  avînd încorporată și o diodă varicap. Ca urmare, la modificarea tensiunii de comandă între 6V și 3V oscilatorul  $O_2$  își modifică frecvența de ieșire între 102 și 121 MHz.

În consecință, frecvența de ieșire a oscilatorului cu buclă PLL este:

$$f_{ies} = 2 \cdot P \cdot f_{ref} \quad (3.2)$$

și ținând seama de gama în care se modifică P (100÷999) poate lua valori între 2,048 MHz și 20,48 MHz.

Această frecvență este folosită ca atare pentru a da tactul de generarea unei sinusoidale cu frecvențe cuprinse între 2 KHz și 20 KHz cu ajutorul unui CNA de 7 biți.

Folosirea unui CNA de 7 biți s-a impus datorită timpului mare de citire a memoriei EPROM de 8 biți, folosită.

Pentru celelalte game ale frecvenței de ieșire 0,2÷2 KHz și 20÷200 Hz frecvența  $f_{ies}$  este divizată cu 5 respectiv cu 8 și se folosesc toți cei 8 biți ai DAC 08.

Pentru fiecare dintre cele trei game ale frecvenței de ieșire, secvențele numerice memorate sînt diferite. S-a procedat în acest fel pentru a se lucra la frecvențe de tact cît mai mari.

### 3.1.3. Amplificator final de tensiune.

Amplificatorul final de tensiune trebuie să furnizeze tensiuni de ieșire de ordinul a 250 V<sub>ef</sub>. Din această cauză amplificatorul de la ieșirea de tensiune este mai dificil de realizat decît amplificatorul de transconductanță de la ieșirea de curent.

În plus, amplificatorul final de tensiune trebuie să aibă o bandă de frecvență cît mai largă, un factor de amplificare constant în banda de frecvență și să introducă distorsiuni cît mai mici. O variantă de amplificator final de tensiune cu transformator de ieșire este prezentată în fig. 3.5.

Schema conține un etaj diferențial de intrare urmat de un driver realizat cu tranzistorul T5 BD 137 iar etajul final de putere este un etaj în contra-timp cu tripleți cvasicomplementari. La ieșirea amplificatorului există un transformator de ieșire ridicător de tensiune. Cele două înfășurări primare P' și P'' sînt bobinate deodată, P' fiind realizată cu sîrmă de diametru mai mare deoarece prin ea trece curentul de ieșire al amplificatorului.

Primarul și secundarul au fost bobinate întreșut ceea ce ridică frecvența de lucru a transformatorului. Miezul a fost calculat pentru a lucra și la frecvențe de 20 Hz și a fost realizat din tole de bună calitate.

Amplificatorul are două reacții globale: o reacție de curent continuu și una de curent alternativ.

Reacția de curent continuu este realizată cu R18, R19, P2, C4 și R6 și urmărește menținerea la valoarea zero a componentei continue a tensiunii ce se

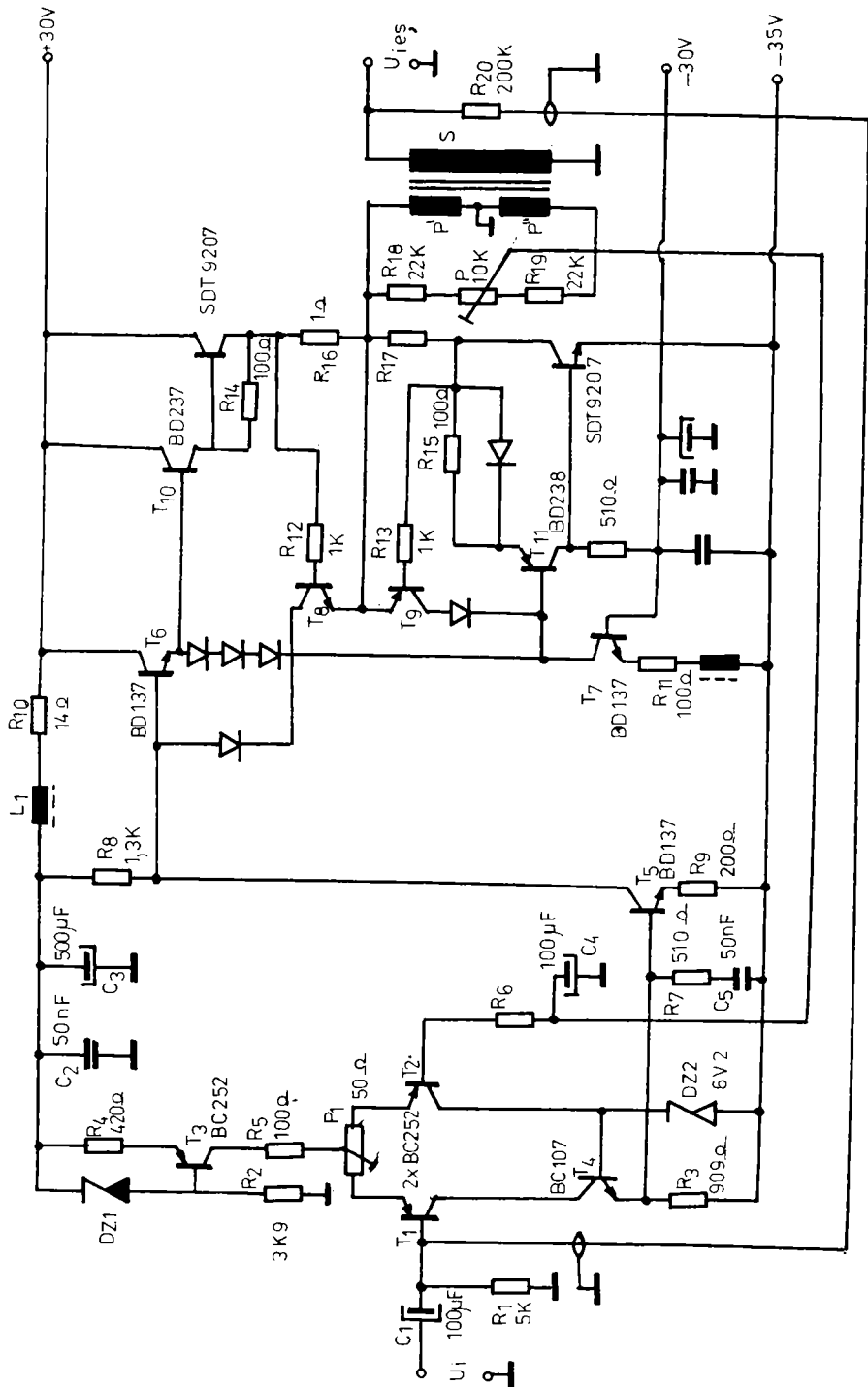


Fig. 3.5 Amplificator de tensiune cu transformator ridicător

aplică înfășurării primare. De fapt, R18, R19, P2, P' și P'' formează o punte doar pentru componenta alternativă de la ieșirea etajului final. În înfășurarea P'' se induce o tensiune egală cu componenta alternativă aplicată înfășurării P' dar defazată cu  $180^\circ$ . Dacă puntea este în echilibru, în diagonala de măsură componenta alternativă este zero. Acest lucru ușurează cu mult rolul circuitului de mediere R6 C4. În schimb, valoarea pe jumătate a componentei continue a tensiunii de la ieșirea etajului final este culeasă de pe cursorul potențiometrului P2 și adusă prin R6 în baza tranzistorului T2.

Reacția de curent alternativ este realizată cu rezistența R20 și R1 și stabilește amplificarea globală la valoarea 40.

Reacția negativă globală îmbunătățește mult caracteristica transformatorului.

Grupurile, R7 C5 și R6 C4 joacă un rol important în stabilitatea amplificatorului.

Caracteristica de frecvență prezentată în graficul din fig. 3.6 a fost ridicată utilizându-se ca sursă de semnal calibratorul de tensiune alternativă HP 745 A iar ca voltmetru la ieșire voltmetrul numeric HP 3455 A.

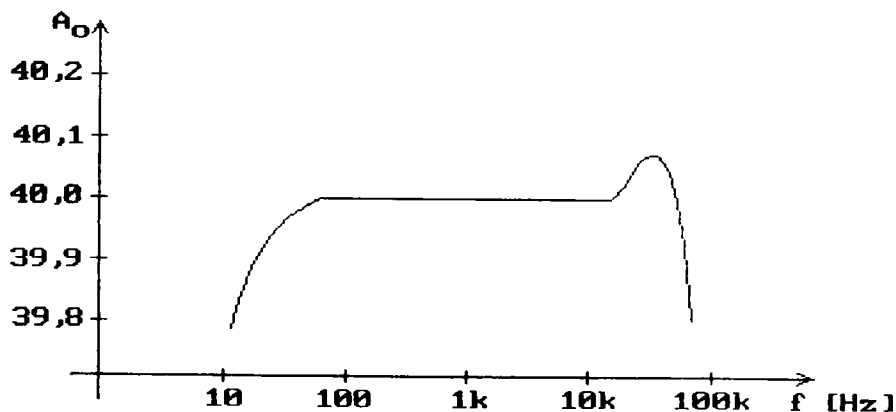


Fig. 3.6 Caracteristica de frecvență a amplificatorului din fig. 3.5

Din caracteristică putem aprecia că amplificarea rămâne constantă în domeniul  $20\text{Hz} \div 20\text{KHz}$ . Este de remarcă că determinarea factorului de amplificare este afectată de erori introduse pe de-o parte de sursa de semnal, (calibratorul HP 745 A introduce o eroare minimă de 0.02% din valoarea citită) și pe de altă parte de voltmetrul de la ieșire (eroarea minimă a tensiunii mă

surate cu HP 3455 A este de 0.06%).

Distorsiunile măsurate la ieșire cu un distorsiometru cu cea mai sensibilă scară 0,1% s-au situat sub 0,09%. (Specificațiile calibratorului HP 745 A prevăd distorsiuni de 0.05% pentru semnalul generat).

### 3.2 Generator de două unde defazate numeric.

Generatorul asigură menținerea defazajului prescris prin aplicarea principiului reacției. Metoda ( brevet 93070 ), /52/ presupune măsurarea numerică a defazajului realizat la ieșire, compararea numerică a acestuia cu un număr ce reprezintă defazajul prescris și formarea unui alt număr care, aplicat unui circuit de întârziere să realizeze un defazaj la ieșire egal cu cel prescris. În acest fel se elimină defazările necunoscute introduse de blocurile din generator. Metoda este aplicabilă pentru orice formă de undă periodică la ieșire și chiar pentru forme de undă diferite la cele două ieșiri.

Generatorul, realizat cu componente TTL, utilizează pentru circuitul de comparare numerică numărătoare reversibile, ceea ce crează posibilitatea de lucru la frecvențe relativ mari a oscilatorului propriu și deci, stabilirea cu mare precizie a defazajului de la ieșirea generatorului. ( În cazul unor frecvențe relativ joase de ieșire ).

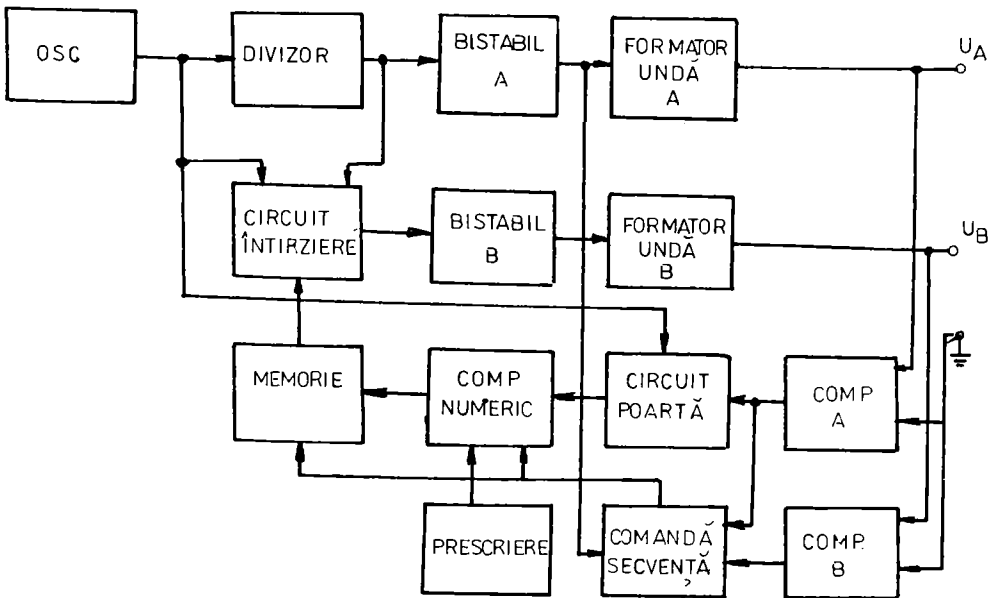


Fig . 3.7 Schema de principiu a unui generator de două unde defazate numeric.

Schema bloc, de principiu, este prezentată în fig. 3.7.

Frecvența unui oscilator cu cuarț (a cărui schemă este conform fig. 3.8) este divizată până la o frecvență egală cu dublul frecvenței dorite de ieșire, iar apoi, printr-un bistabil A se formează o undă dreptunghiulară. Aceasta constituie comanda formatorului de undă A.

Bistabilul B primește impulsuri întârziate față de cele primite de bistabilul A. Ca urmare unda B este întârziată față de A cu o întârziere comandată de circuitul de întârziere, - un numărător "în jos" ce începe să numere de la valoarea transferată dintr-o memorie.

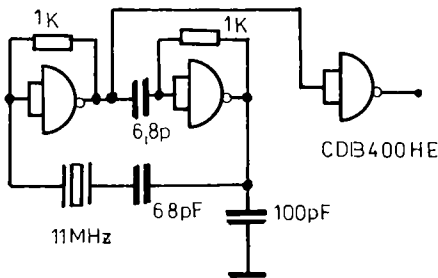


Fig . 3.8 Schema oscilatorului cu cuarț

Cele descrise sunt completate cu un circuit de reacție care înscrie în memorie acel număr care asigură o defazare între undele A și B egală cu cea prescrisă. Pentru aceasta, două comparatoare analogice de precizie, determină momentele trecerii prin zero, spre valori pozitive a undelor A respectiv B. Ca urmare, prin circuitul poartă vor trece impulsuri de frecvență înaltă provenite de la oscilator spre intrările de numărare directă sau numărare inversă ale numărătorului ce intră în componența comparatorului numeric. Aceste impulsuri se vor aduna ( respectiv se vor scădea ) la numărul furnizat de blocul de prescriere, în așa fel încât, la sfârșitul procesului de comparare, blocul comparator numeric va conține un număr corectat ce va fi transferat memoriei pentru a realiza defazarea în următoarea perioadă. Blocul "comandă secvență" este acela care va dirija impulsurile de frecvență ridicată spre intrarea de numărare directă sau inversă, va sesiza terminarea comparării și va comanda transferul spre memorie.

În fig. 3.9 se observă în detaliu cum sunt realizate blocurile "circuit de întârziere", "comparator numeric" și "comandă secvență".

Circuitul de întârziere este realizat cu un numărător N1 invers ce se autoîncarcă la apariția impulsului de împrumut la ieșire. Același impuls șterge un bistabil B1 care are rolul de a bloca numărarea inversă până la începerea unei noi perioade a undei referință A.

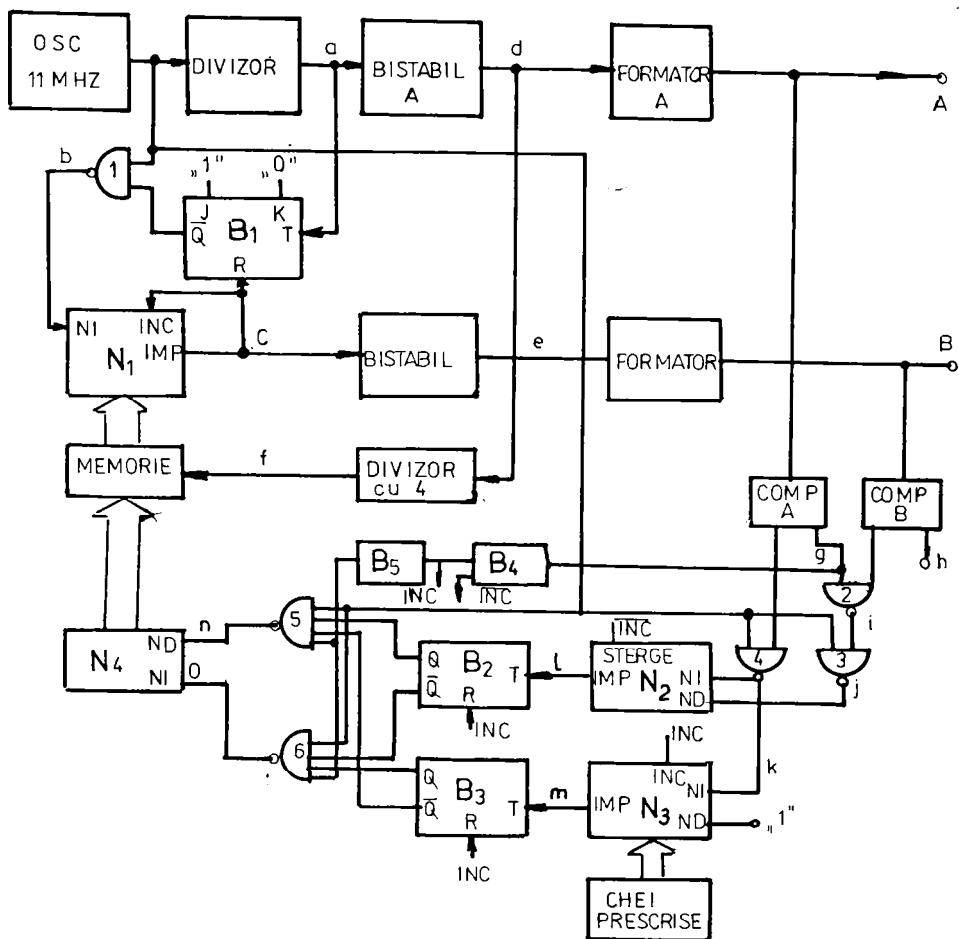


Fig. 3.9 Schema bloc a generatorului de două unde defazate numeric.

În fig. 3.10 sînt date formele de undă din diferite puncte ale schemei din fig. 3.9

Comparatoarele analogice "Comp. A" și "Comp. B" au la ieșire forme de undă dreptunghiulare, TTL- în diagramă unda g, respectiv h - precum și complementarele lor. Nivelul logic 1 corespunde semiperioadei pozitive a unei sinusoidale de la ieșire.

Comparatorul numeric este realizat cu numărătoare reversibile N2, N3 care au la intrare formele de undă j și k, bistabilele B2 și B3 ce au la intrarea de tact undele l respectiv m și numărătorul N4 ce are la intrarea directă forma de undă n iar la intrarea de numărare inversă forma de undă o.



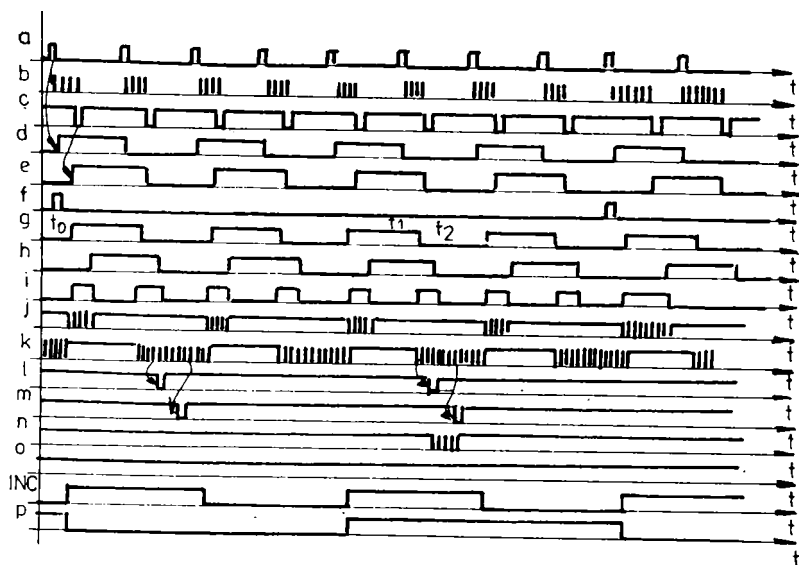


Fig . 3.10 Diagramele de timp referitoare la schema bloc din fig. 3.9

Blocul de comandă a secvențelor, are în alcătuire bistabilul B4, la ieșirea căruia sunt formele de undă ÎNC și INC, apoi bistabilul B5 - cu unda p la ieșire, și divizorul cu 4 urmat de un formator ce are la ieșire unda f.

La punerea sub tensiune a generatorului, se inițializează bistabilele A, B, B4 și B5;

- impulsul de tensiune f determină încărcarea memoriei cu numărul n existent în acel moment la ieșirea numărătorului N4. Acest număr determină un defazaj oarecare  $\phi$  între unda A și unda B.

Din cauza formatoarelor analogice, unda g este întârziată față de d, respectiv h față de e. Înainte de momentul  $t_0$  vom avea:

- numărătorul N2 șters de către semnalul ÎNC.
- numărătorul N3 va avea în scris numărul  $n_3$  furnizat de blocul de prescriere conform relației:

$$n_3 = \frac{\phi_p}{T} \quad (3.3)$$

unde  $\phi_p$  - defazajul dorit prin prescriere

T - perioada impulsurilor  $U_T$  de frecvență înaltă de la ieșirea oscilatorului.

- bistabilele B2 și B3 vor fi în starea 0 datorită semnalului ÎNC aplicat

la intrarea de ștergere.

- în memorie și în numărătorul N4 există un număr  $n_1$  oarecare.

Presupunem că  $n_1$  este mai mic decât  $n_3$ . După momentul  $t_0$  poarta 3 se deschide pentru  $U_T$  făcînd ca N2 să numere direct un număr de tacte corespunzător defazajului  $\phi = U_1 \cdot U_2$  (unda j) existent între undele de la ieșirile generatorului și datorat numărului  $n_1$  existent în memorie și defazărilor suplimentare introduse de blocurile formatoare de undă. În momentul  $t_1$ , în numărătorul N2 va fi numărul :

$$n_2 = \frac{\phi}{T} \quad (3.4)$$

În momentul  $t_2$  se deschide, pentru  $U_T$ , poarta 4 iar numărătoarele N2 și N3 încep să numere invers.

Considerînd că primul care ajunge la 0 este N2, primul front negativ al semnalului  $U_1 \cdot U_T$  (unda k) va fi regăsit la ieșirea de împrumut a lui N2 (unda l). Acest impuls va comuta bistabilul B2 în starea 1 iar poarta 5 se deschide (unda n).

În consecință N4 va număra direct crescîndu-și conținutul. Această numărare va dura atîta timp pînă și N3 va ajunge la 0. El va furniza la ieșirea de împrumut un semnal (unda m) care va bascula bistabilul B3 în starea 1 și ca urmare poarta 5 se închide. Deci, se realizează creșterea conținutului lui N4 cu numărul:

$$n_4 = n_3 - n_2 = \frac{\phi_p - \phi}{T} \quad (3.5)$$

Drept urmare în memorie se va înscrie un număr care să asigure la ieșirea generatorului defazajul prescris  $\phi_p$ .

Dacă  $n_1$  este mai mare decât  $n_3$ , funcționarea este analoagă cu observația că impulsul m va apărea înaintea impulsului l, deci poarta 6 se va deschide și ca urmare numărătorul N4 numără invers.

Semnalele f și p au rol în asigurarea stabilității sistemului, el permițînd modificarea conținutului memoriei din 4 în 4 perioade a tensiunii de ieșire.

Metoda, conform invenției prezentate elimină influența întârzierilor diferite ce apar în blocurile de prelucrare a fiecărei unde în parte, dar presupune existența unor comparatoare analogice foarte bune și în plus distorsiuni mici la ieșire.

Generatorul realizat conform metodei descrise și-a propus obținerea unor unde sinusoidale de 50 Hz; defazate în gama  $0 \div 180^\circ$ , plecînd de la un oscila-

tor cu cuarț pe 11 MHz.

Cu aceste date, defazajul ce se poate realiza prin întârzierea cu o perioadă a oscilatorului cu cuarț este:

$$\phi = \frac{50}{11 \cdot 10^6} \cdot 360 = 0,0016^\circ \quad (3.6)$$

Ca urmare reacția numerică a generatorului are capacitatea de a menține defazajul în limitele  $\pm 0,0016^\circ$  ( $\pm 0,57 \mu\text{rad}$ ). Comparatoarele analogice trebuie să prezinte o sensibilitate mai bună de : (pentru o valoare maximă a tensiunii de ieșire de 20 V)

$$u = U_m \cdot \sin wt = 20 \cdot \sin \frac{\pi \cdot 0,0016}{180} = 0,58 \text{ mV} \quad (3.7)$$

iar timpul de răspuns trebuie să fie mai mic decât

$$t = \frac{T \cdot \phi}{360} = \frac{20 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0016}{360} = 89 \mu\text{s} \quad (3.8)$$

Pentru a avea îndeplinită condiția de sensibilitate, (timpul de răspuns de 89  $\mu\text{s}$  nu ridică probleme) s-a realizat un comparator analogic compus dintr-un amplificator limitator cu LM 108, urmat de un comparator integrat CDR 2711. De altfel, pentru cele două comparatoare A și B s-au utilizat scheme identice care să prezinte defazaje suplimentare identice.

O problemă dificilă o ridică obținerea unor unde sinusoidale cu distorsiuni foarte mici - sub 0,02%.

La convertirea undelor dreptunghiulare în unde sinusoidale s-a utilizat următoarea succesiune:

- transformarea în undă triunghiulară prin integrarea într-o semiperioadă a tensiunii de referință  $+U_{REF}$  iar în cealaltă semiperioadă a tensiunii  $-U_{REF}$ ,
- formator de sinus cu rețea de rezistențe și diode,
- filtru trece jos de tip Butterworth de ordinul 4,
- amplificator în clasă A cu reacție puternică.

În locul formatoarelor de undă A și B se pot utiliza sintetizatoare numerice, bistabilele A și B fiind bistabile ce marchează semiperioadele. Oscilatorul cu cuarț poate fi același cu cel utilizat și de sintetizatoare.

### 3.6. Comparator ca - cc cu termistori

În literatură se cunosc multe variante de comparatoare ca - cc /52/ /53/ /54/ /55/ /56/ /57/ /58/ /59/ /60/.

Majoritatea dintre ele utilizează ca element comparator termoelementul fie unijonțiune, fie, mai nou, multijonțiune. De altfel termoelementul este foarte bine studiat în literatură /61/ /62/ iar sursele de erori de conversie cunoscute /63. /64/.

Principalele dezavantaje ale termoelementelor sînt, pe de-o parte prețul ridicat, iar pe de altă parte fragilitatea și tensiunea extrem de redusă de la ieșire - ceea ce crează probleme deosebite în legătură cu amplificarea.

Sînt totuși preferate datorită stabilității parametrilor și datorită preciziei de conversie mari ( $10^{-8}$ ) oferite.

Utilizarea termistorului ca traductor de valoare efectivă este deosebit de atractivă datorită prețului scăzut și a mării sensibilități pe care o oferă . În plus are o comportare deosebit de bună cu frecvența.

Principalul dezavantaj îl constituie variația în timp a rezistenței termistorului precum și tensiunea de zgomot proprie mult mai mare.

În figura 3.11 a, se prezintă curba de variație a rezistenței în raport cu temperatura pentru un termistor miniatură de  $7K\Omega$  la  $20^{\circ}C$  iar în figura 3.11b se arată variația rezistenței în raport cu curentul ce se scurge prin același termistor aflat în aer liniștit, la temperatura camerei /65/

În jurul unui punct al caracteristicii, rezistența termistorului se poate scrie:

$$R_T = R_0 - K \cdot I^2 \quad (3.9)$$

Considerînd valori mici ale variației, se poate aproxima:

$$R_T = R_0 - K ( I - I_0 ) \quad (3.10)$$

Pentru puntea reprezentată în figura 3.12 tensiunea  $V_e$  din diagonala de măsură este:

$$V_e = V_i \cdot \left( \frac{R_T}{R_T + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \quad (3.11)$$

unde  $V_i$  este tensiunea din diagonala de alimentare.

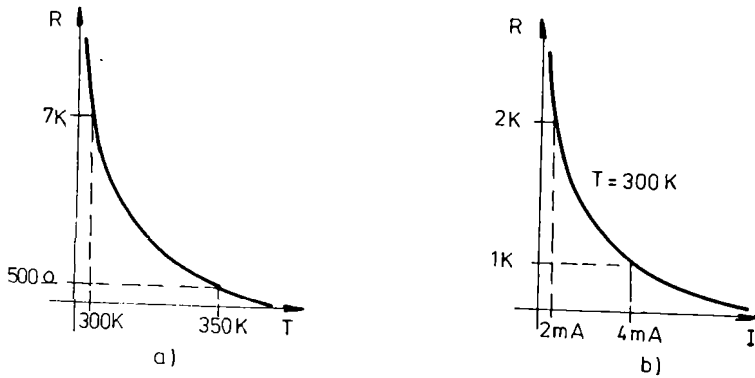


Fig. 3.11 Caracteristicile  $R(T)$  și  $R(I)$  ale unui termistor miniatură

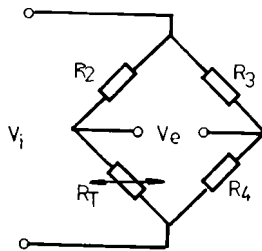


Fig. 3.12 Puntea cu termistor

Sensibilitatea punții este:

$$S = \frac{dV_e}{dV_i} = V_i \cdot \frac{R_2 \cdot \frac{dR_O}{dV_i}}{(R_O + R_2)^2} \quad \text{unde} \quad (3.12)$$

$$\frac{dR_O}{dV_i} = \frac{dR_O}{dI} \cdot \frac{dI}{dV_i} \quad \text{iar} \quad (3.13)$$

$$I = \frac{V_i}{R_2 + R_T} \quad \text{și} \quad V_i = (R_2 + R_O) \cdot I - K \cdot (I - I_O) \quad (3.14)$$

Înlocuind în (3.12) rezultă:

$$S = \frac{V_i R_2}{(R_O + R_2)^2} \cdot K \cdot \frac{1}{R_O + R_2 - K \cdot I_O} \quad (3.15)$$

Pentru  $R = R_2$ ,

$$S = \frac{K \cdot V_i}{4 \cdot R_O \cdot (2R_O - K \cdot I_O)} \quad (3.16)$$

Dacă în relația (3.16) se înlocuiesc datele termistorului prezentate în figura 3.11 ( $K = 440 \Omega/\text{mA}$ ,  $V_i = 8 \text{ V}$ ,  $R_0 = 1800 \Omega$ ) rezultă că, la o variație cu 1 ppm a tensiunii de intrare  $V_i$ , la ieșire se obține o variație de  $1,45 \mu\text{V}$ .

Această variație este cu aproape trei ordine de mărime mai mare decât cea în cazul termoelementului cu termocuplu.

3.6.1 Schema de principiu a comparatorului ca - cc cu termistor (brevet de invenție 104921 al autorului tezei / 69 /) este dată în figura 3.13. Întreaga schemă este termostatată. Construcția termostatului este descrisă de autorul tezei în lucrarea /66/

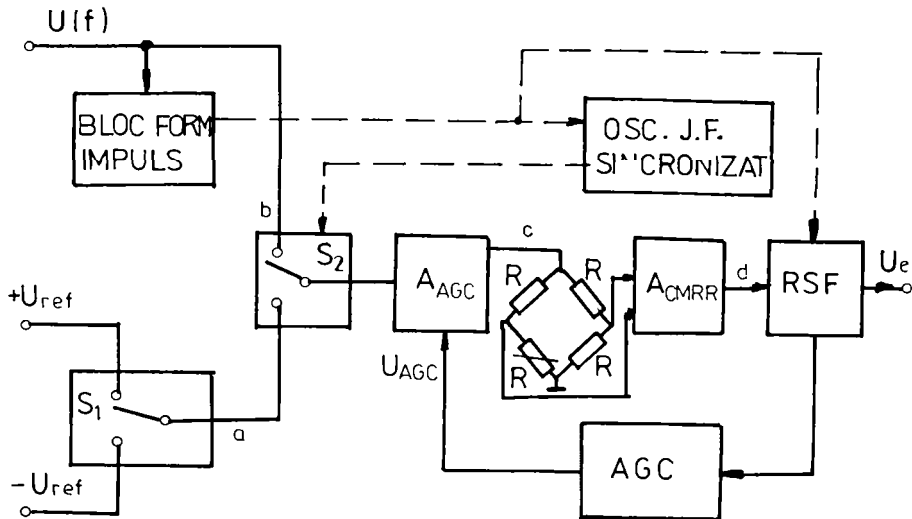


Fig. 3.13 Schema bloc a comparatorului ca - cc cu termistor

Tensiunea alternativă  $U(f)$ , prin blocul de formare impulsuri, comandă sincronizarea oscilatorului de joasă frecvență. Totodată prin intermediul cheii  $S_1$  formează o tensiune dreptunghiulară de referință cu aceeași frecvență și sincronizată cu tensiunea  $V$ .

Cheia  $S_2$  comandată de oscilator lasă să treacă un număr întreg de perioade ale tensiunii  $U(f)$  urmate de același număr întreg de perioade ale tensiunii dreptunghiulare de referință.

Această formă de undă este amplificată și aplicată punții cu termistor. În regim normal de funcționare puntea este în echilibru atunci când i se aplică forma de undă dreptunghiulară. Dacă există diferențe între valorile efective ale celor două forme de undă, amplificatorul cu factor de rejecție al modului comun mare, le amplifică iar redresorul sensibil la fază le detectează formând tensiunea de eroare  $U_e$ .

Dacă există un ușor dezechilibru al punții și în cazul tensiunii dreptunghiulare de referință, acesta se compensează deoarece redresorul sensibil

la fază formează tensiunea de eroare  $U_e$  prin diferența dezechilibrului rezultat pentru cele două forme de undă. Totodată redresorul sensibil la fază dă la o ieșire un semnal proporțional cu dezechilibrul rezultat pentru forma de undă dreptunghiulară. Acest semnal, foarte lent variabil, prin blocul AGC, comandă amplificarea semnalului de alimentare a punții cu redresor.

Diagrama de timp ce explică funcționarea în diferite puncte ale schemei din figura 3.13 este dată în figura 3.14:

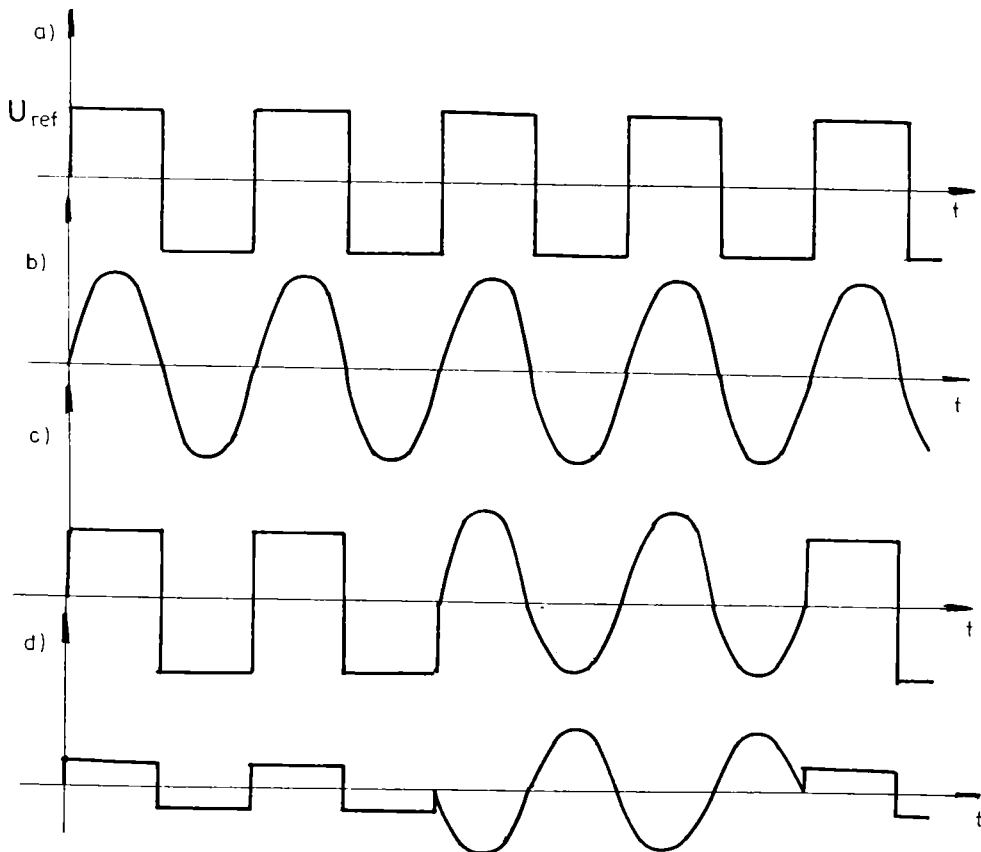


Fig. 3.14 Diagrame de timp referitoare la schema bloc din fig. 3.13.

### 3.6.2 Amplificator cu CMRR mare

Un bloc deosebit de important este amplificatorul ce urmează punții cu termistor. El trebuie să amplifice doar tensiunea de dezechilibru a punții în prezența unei tensiuni de mod comun mari. Amplificatoarele instrumentale integrate /1/ /61/, asigură un CMRR de până la 120 dB, care, ținând seama de valorice numerice ale punții din figura 3.12, ar conduce la o tensiune de

ieșire datorată amplificării de mod comun de  $4\mu\text{V}$  și ca urmare ar limita sensibilitatea utilă a comparatorului.

Considerînd că CMRR este limitat în primul rînd datorită cuplajelor capacitive ce apar în amplificatoarele operaționale de la intrare, (cuplaje datorate : capacităților bază-colector ale tranzistoarelor din etajul diferențial de la intrare, capacității ce apare între firul ce aduce semnalul de intrare la baza primului tranzistor din etajul diferențial și restul componentelor amplificatorului operațional, etc.) autorul a realizat amplificatorul din figura 3.15, obiect al invenției nr.102984 /67/

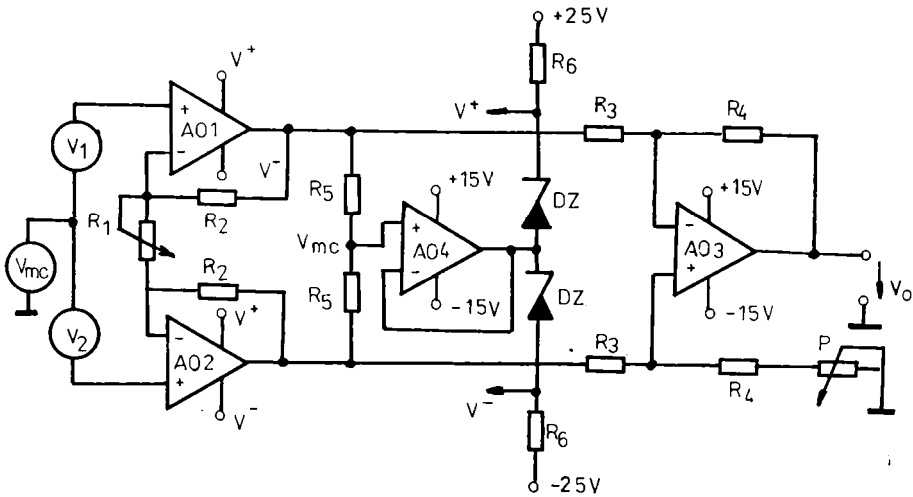


Fig. 3.25 Amplificator cu CMRR mare.

Amplificatoarele operaționale A01, A02 și A03 împreună cu rezistențele  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$  și  $R_4$  formează un amplificator instrumental cu amplificarea :

$$A = \frac{R_4}{R_3} \cdot \left( 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \right) \quad (3.17)$$

În punctul comun al rezistențelor  $R_5$  se obține tensiunea de mod comun  $V_{mc}$  care este repetată de A04 și aplicată punctului comun celor două diode Zenner identice de 12 V alimentate prin rezistențele  $R_6$  una de la +25 V iar cealaltă de la -25 V.

Dacă tensiunea de mod comun este nulă și potențialul punctului comun celor două diode Zenner este nul. Căderile simetrice de tensiune pe cele două diode Zenner  $V^+$  și  $V^-$  constituie surse de alimentare pentru amplificatoarele



operaționale de la intrare A01, și A02.

Datorită repetorului A04 tensiunile  $V^+$  și  $V^-$  vor urmări semnalul de mod comun. La rândul lor, toate potențialele de polarizare din interiorul amplificatoarelor operaționale vor urmări semnalul de mod comun. În acest fel transmiterea semnalelor de mod comun prin capacitățile parazite este anulată.

Schema din figura 3.15 a fost experimentată utilizându-se amplificatoare operaționale 741, diode Zenner de 12 V și rezistențe împerechiate în clasa 0,1. În figura 3.16 se prezintă variația cu frecvența a factorului de rejecție a modului comun măsurat pentru un semnal de intrare dreptunghiular cu amplitudinea  $\pm 7$  V și o amplificare diferențială de 800.

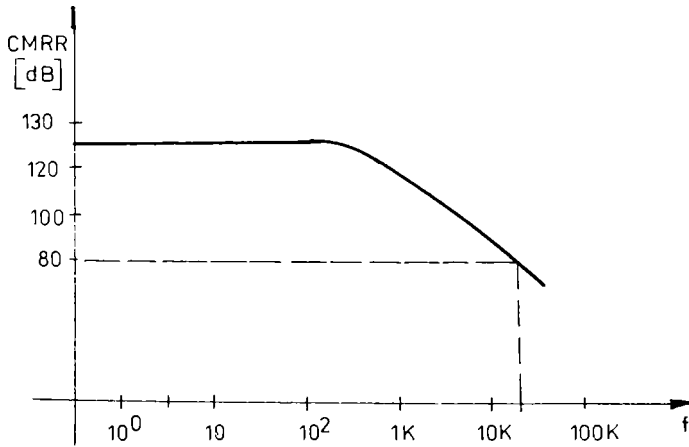


Fig. 3.16. Dependența cu frecvența a CMRR pentru amplificatorul din fig.3.15

Se observă că, deși s-au utilizat amplificatoare operaționale uzuale iar rezistențele au fost împerecheate doar în clasa 0,1, la frecvențe joase, pînă în apropiere de 1 kHz CMRR măsurat are valoarea în jur de 130 dB, la 1 KHz aceasta scade la 120 dB iar la 35 KHz la 80 dB.

### 3.6.3 Redresor sensibil la fază

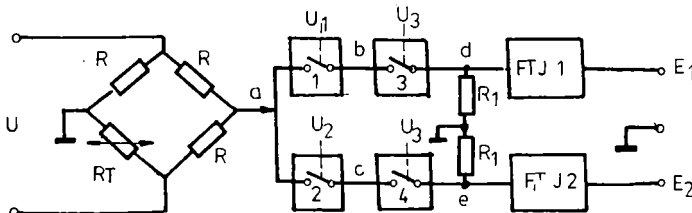


Fig. 3.17. Schema de principiu a redresorului sensibil la fază

Un al doilea bloc de mare importanță pentru comparatorul ca-cc este redresorul sensibil la fază.

Schema de principiu a redresorului este dată în figura 3.17 și constituie obiectul brevetului de invenție al autorului tezei avînd nr. 103129 din 15.02.1989 /68/.

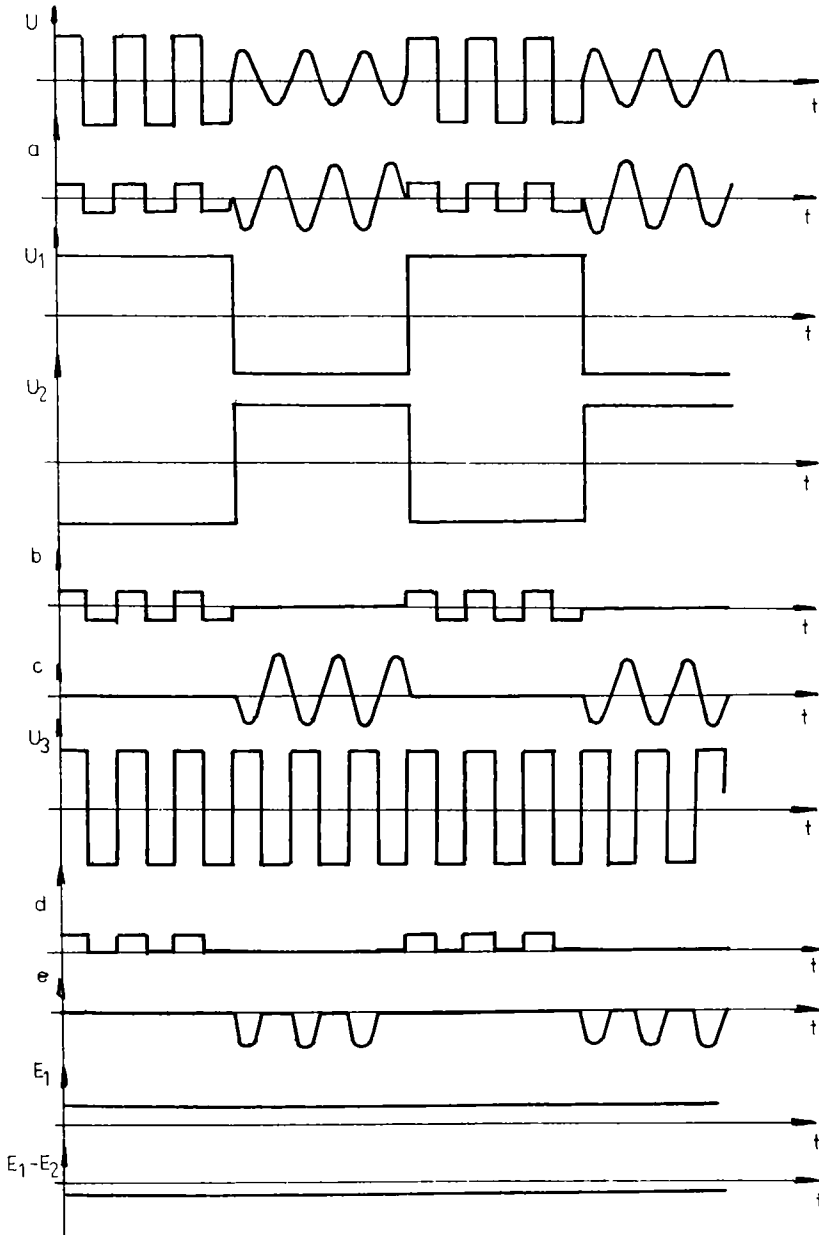


Fig. 3.18 Diagramele de timp ale redresorului sensibil la fază

Cheile 1, 2, 3 și 4 sînt chei MOS cuprinse în circuitul 4066. Modul de funcționare și semnalele de comandă ale cheilor se observă în figura 3.18.

Se observă că semnalul de dezechilibru este prelucrat pe două căi:

1) Forma de undă  $d$  reprezintă tensiunea redresată rezultată din dezechilibrul punții atunci cînd este alimentată cu tensiunea dreptunghiulară de valoare efectivă etalon. După filtrare trece jos se formează tensiunea continuă  $E_1$  care va modifica amplificarea în amplificatorul ce alimentează puntea astfel încît  $E_1$  să rămînă mereu zero.

2) Forma de undă  $e$  reprezintă tensiunea redresată rezultată din dezechilibrul punții atunci cînd este alimentată cu semnalul sinusoidal a căru valoare efectivă se compară cu tensiunea efectivă etalon. Ca urmare tensiunea continuă  $E_2$  este tensiunea de eroare a comparării în condiția în care  $E_1=0$ .

În realitate, rezistențele  $R_1$  se aleg egale iar filtrele trece jos identice. În aceste condiții tensiunea de ieșire a comparatorului este  $E_2 - E_1$ .

De fapt, tensiunea  $E_2$  este rezultatul însumării a două efecte: pe de-o parte cel datorat diferențelor dintre valorile efective ale tensiunilor sinusoidală și dreptunghiulară, iar pe de altă parte devierii punții de la echilibrul ce ar trebui să se realizeze pe durata alimentării acesteia cu tensiunea de referință ( $E_1$  este o măsură a acestei devieri). Deoarece, la ieșire se măsoară  $E_2 - E_1$  rezultă că este asigurată buna funcționare a comparatorului ca-cc și în cazul în care există o mică variație a lui  $F_1$  în jurul valorii zero. Bucla de control automat al amplificării este, totuși, necesară deoarece variații mari ale tensiunii  $E_1$  înseamnă modificări mari ale punctelor de funcționare pe caracteristicile  $R_T$  și  $R_I$  și ca urmare modificarea sensibilității comparatorului.

## CAP. 4. PROIECTAREA ȘI REALIZAREA UNUI CALIBRATOR DE PUTERE

### 4.1 Considerații de proiectare.

La proiectarea calibratorului de putere, autorul tezei a luat în considerare rezultatele obținute din cercetările proprii privitoare la realizarea principalelor blocuri funcționale ale acestuia, cercetări prezentate în capitolul precedent.

Ca principiu de generare a celor două unde defazate s-a ales principiul sintetizării numerice iar ca metodă de generare, metoda discretizării în amplitudine, metodă asupra căreia autorul tezei deține brevetul de invenție nr. 93768.

Prin analiza teoretică făcută în paragrafele 3.2 și 3.3 autorul tezei demonstrează avantajele pe care metoda discretizării în amplitudine le are față de metoda clasică de generare: metoda discretizării în timp. Dintre acestea se remarcă :

- transferarea pretențiilor privind rezoluția și liniaritatea din domeniul tensiune în domeniul timp unde aceste pretenții sînt mult mai ușor de îndeplinit.

- posibilitatea utilizării unor CNA de uz general ( CNA de 8-12 biți ). Principala cerință ce trebuie îndeplinită de convertorul numeric analogic folosit se referă la repetabilitatea nivelurilor de tensiune generate.

- posibilitatea stabilirii cu mare precizie și rezoluție a defazajului dintre două unde sintetizate numeric prin metoda discretizării în amplitudine.

În paragraful 2.4, autorul introduce criteriul arilor egale și găsește modalitatea prin care intervalele de timp  $\delta x_i$  se calculează astfel încît armonica fundamentală din spectrul semnalului sintetizat să aibă amplitudinea normată foarte apropiată de 1 indiferent de valoarea nivelurilor de tensiune generate de un convertor numeric analogic real. Se presupune că CNA îndeplinește următoarele condiții: este monoton, se cunosc nivelurile de tensiune generate iar caracteristica sa trece prin zero și cele două valori

maxime (pozitivă și negativă), egale în modul. Pentru simularea pe calculator a comportării unui CNA real, s-a considerat ajustabilă caracteristica de ieșire a convertorului în două puncte: la trecere prin zero și prin valoarea maximă, ajustări uzuale la CNA de fabricație curentă. De asemenea, s-a considerat că nivelul de tensiune de la ieșire poate lua, echiprobabil orice valoare în limitele de  $\pm 0,5$  LSB în jurul valorii ideale, corespunzătoare numărului de la intrare. În aceste condiții s-a calculat, statistic, că armonica fundamentală, la generarea unei sinusoidale cu un convertor numeric analogic de 6 biți are o abatere de  $\pm 22$  ppm în jurul unei valori medii ce depășește sistematic valoarea ideală unitară cu 112 ppm. În cazul unui CNA de 10 biți abaterea calculată este de  $\pm 0,02$  ppm în jurul valorii medii ce depășește sistematic valoarea unitară ideală cu 0,42 ppm.

Gradul de distorsiuni armonice, calculat pentru fiecare CNA simulat, are o distribuție normală. La generarea unei sinusoidale cu un CNA de 10 biți, gradul de distorsiuni armonice calculat pe seama primelor 2047 armonici superioare, nu depășește  $7 \cdot 10^{-4}$ .

Ținând seama și de formula (2.3) de calcul a puterii generate în prezența armonicilor, rezultă că metoda discretizării în amplitudine, propusă de autor, se impune ca metodă de generare a celor două unde sinusoidale defazate.

Totuși, metoda discretizării în amplitudine, prezintă dezavantajul că, în cazul generării frecvențelor înalte reclamă circuite numerice de foarte mare viteză.

Referitor la schema bloc 2.2 ce ilustrează, principial, metoda discretizării în amplitudine, circuitele ce introduc limitări datorită vitezei de lucru sînt:

- convertorul numeric-analogic
- tipul de memorii folosite
- circuitele ce intră în componența numărătoarelor

Dacă se utilizează, pentru realizarea numărătoarelor, circuitele 4193 cu frecvență maximă de lucru 36 MHz, pentru realizarea blocului de memorie circuitele 2114 cu timpul de acces 300 ns, iar ca CNA se folosește circuitul AB 7520 (CNA cu multiplicare de 10 biți) avînd 500 ns (timpul de conversie pentru tranziția de la valoarea zero a tensiunii de ieșire la valoarea maximă a acesteia se poate calcula, în condițiile presupuse la stabilirea formulei (2.11), frecvența maximă,  $f''_{0max}$  ce poate fi generată cu metoda discretizării în amplitudine:

$$f''_{0max} = \frac{f_T}{2^{M+1} \cdot \pi} = \frac{36 \cdot 10^6}{2^{10} \cdot \pi} = 11,196 \text{ KHz} \quad (4.1)$$

S-a notat cu  $f_T$  frecvența maximă de lucru a numărătorului și cu  $M+1$  număr

rul de biți ai CNA.

Reamintim că autorul a stabilit formula (2.11) presupunând că intervalul  $\delta x_0$  corespunzător vitezei maxime de variație a undei sinusoidale generate, cuprinde cel puțin o perioadă a frecvenței de tact ce comandă numărătorul.

Referitor la valorile numerice folosite în relația (4.1) trebuie făcute observațiile:

- numărătorul, realizat cu mai multe circuite 4193 legate în serie nu funcționează la frecvența maximă de tact, dată în catalog, ci la o valoare mai mică. Se admite, acoperitor, ca frecvența maximă de lucru, valoarea  $f_T = 10\text{MHz}$ , verificată experimental.

- intervalul  $\delta x_0$  trebuie să cuprindă mai multe perioade de tact deoarece trebuie evitat ca prin relațiile de rotunjire (2.6) să apară posibilitatea ca vreun număr  $n_i$  ce urmează a fi înscris în memorie să aibă valoarea zero, ceea ce ar perturba buna funcționare a generatorului.

Presupunând că valoarea minimă pentru  $n_i$  ce poate fi admisă este  $n_{\text{imin}}=3$ , relația (4.1) devine:

$$f'_{\text{omax}} = \frac{10 \cdot 10^6}{3 \cdot 2^{10} \cdot \pi} = 1,036 \text{ KHz} \quad (4.2)$$

În acest caz, este de observat că timpul minim după care se face o nouă citire din memorie este 300 ns (valoarea limită admisă de memoria 2114), iar timpul după care CNA trebuie să-și modifice cu o cantă valoarea tensiunii de ieșire este tot 300 ns, valoare inferioară specificației de catalog pentru timpul de conversie la tranziția maximă a tensiunii de ieșire.

Să considerăm, mai jos, codurile de intrare și tensiunile corespunzătoare de ieșire în cazul convertorului AD 7520:

$$\begin{array}{l}
 1111111111- \text{ - - - - - } -U_{\text{ref}}(1 - 2^{-9}) \\
 \text{-----} \\
 1000000001- \text{ - - - - - } -U_{\text{ref}} \cdot 2^{-9} \\
 1000000000- \text{ - - - - - } 0 \\
 0111111111- \text{ - - - - - } +U_{\text{ref}} \cdot 2^{-9} \\
 \text{-----} \\
 0000000001- \text{ - - - - - } +U_{\text{ref}}(1 - 2^{-9}) \\
 0000000000- \text{ - - - - - } +U_{\text{ref}}
 \end{array} \quad (4.3)$$

Se observă că la tranziția de la  $-U_{\text{ref}} \cdot 2^{-9}$  la 0, în interiorul convertorului doar o singură cheie își modifică starea și prin urmare este de presupus că această tranziție poate fi realizată în 300 ns. În schimb pentru

tranziția de la 0 la  $+U_{ref} \cdot 2^{-9}$  toate cheile convertorului își modifică starea. Se impune așadar, ca timpul afectat acestei tranziții să fie 600 ns, valoare acoperitoare față de cea specificată în catalog.

Ca urmare, generatorul realizat cu componentele amintite mai sus poate folosi metoda discretizării în amplitudine pînă la o frecvență maximă sintetizată;

$$f_{0max} = 500 \text{ Hz} \quad (4.4)$$

În figura 4.1 se arată schema folosită pentru CNA cu multiplicare cu funcționare în 4 cadrane.

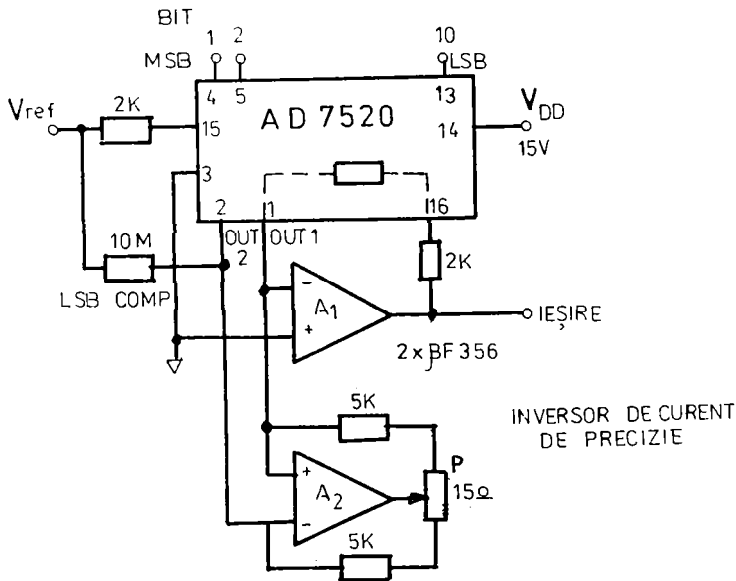


Fig 4.1 CNA cu multiplicare cu funcționare cu 4 cadrane

Ca amplificatoare operaționale s-au utilizat circuitele integrate BF 356 ce prezintă impedență mare de intrare și un slew-rate de 12V/μs, mult acoperitor vitezei maxime,  $v_{max}$ , de variație a unei sinusoidale ce are amplitudinea de 10 V și frecvența de 500 Hz ( $v_{max} = \pi/100 \text{ V}/\mu\text{s}$ ).

Numărul de impulsuri de tact cuprinse într-o perioadă a tensiunii sinusoidale de 500 Hz este de 20000 ceea ce permite prescrierea defazajului între două unde de 500 Hz cu o rezoluție de 1 la 20000. ( Pentru a realiza aceeași rezoluție, metoda clasică, a discretizării în timp, trebuie să utilizeze un CNA de 15 biți ).

#### 4.2. Schema de principiu a calibratorului de putere.

Calibratorul de putere cuprinde, pe lângă generatorul propriu-zis de putere, un calculator personal - PC, un generator de frecvență GF, precum și aparate auxiliare ce contribuie la realizarea preciziei de generare: un voltmetru numeric VN care măsoară cu mare precizie nivelurile de tensiune generate la ieșire pentru fiecare dintre codurile numerice admise la intrare de către cele două CNA ce sintetizează undele sinusoidale defazate precum și un redresor sensibil la fază capabil să sesizeze cu mare acuratețe cuadratura celor două unde de la ieșire, ( fig. 4.2 ).

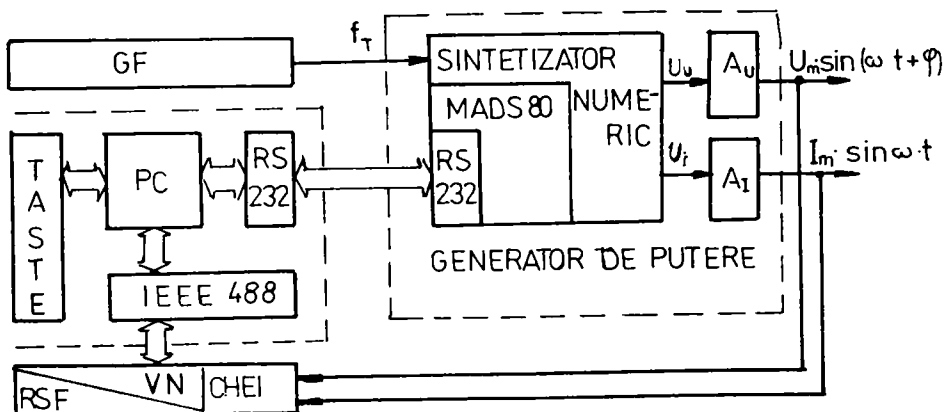


Fig. 4.2 Schema de principiu a calibratorului de putere.

Calculatorul personal asigură, prin intermediul tastaturii, legătura cu operatorul. Acesta poate prescrie frecvența la ieșire în domeniul  $1 \text{ mHz} \div 64 \text{ KHz}$ , defazajul dintre tensiunea și curentul de la ieșiri în domeniul  $-r \cdot 360^\circ \div +r \cdot 360^\circ$  (unde  $r$  este orice număr real), valoarea efectivă a tensiunii de ieșire între  $0 \text{ V}$  și  $250 \text{ V}$  și valoarea efectivă a curentului între  $0$  și  $5 \text{ A}$ .

Pe baza acestor valori, prescrise sub forma unor numere reale în domeniile amintite mai sus, calculatorul ia decizia dacă generatorul de putere folosește pentru sintetizarea undelor sinusoidale metoda discretizării în amplitudine (pentru frecvențe de ieșire sub  $500 \text{ Hz}$ ) sau folosește metoda discretizării în timp, comandă configurația generatorului de putere potrivit metodei alese, calculează, într-un cod adecvat, numerele ce se transmit prin interfața serială RS 232 la generatorul de putere, calculează frecvența de tact  $f_T$  și programează corespunzător generatorul de frecvență GF.

În timpul funcționării calibratorului de putere, calculatorul poate rula alte programe, dar va afișa pe monitor orice defect în funcționare: depășirea



curentului maxim la ieșirea de tensiune, depășirea impedanței maxime admise la ieșirea de curent, precum și mesaje privind îndeplinirea diferitelor etape de calibrare programate de operator.

La punerea sub tensiune a calibratorului de putere, după scurgerea timpului necesar intrării în regim termic a diferitelor blocuri funcționale, la cerere se inițiază un program prin care se măsoară cu precizie ridicată și în curent continuu, toate nivelurile de tensiune generate la ieșiri de către cele două CNA ce sintetizează undele sinusoidale. Ieșirea de tensiune se măsoară în gol, iar ieșirea de curent pe o rezistență de precizie de  $0,1 \Omega$ . Valorile obținute se înscriu în memoria calculatorului și vor sta la baza determinării numerelor ce se înscriu în memoria generatorului de putere. Prin această măsurare inițială se elimină erorile de zero și de proporționalitate a celor două canale.

Tot la cerere, se poate iniția un program de verificare a cuadraturii și de determinare a corecției. Pentru aceasta, pe seama nivelurilor măsurate, se comandă generarea valorilor maxime de tensiune și curent la o frecvență de 50 Hz și defazaj de  $90^\circ$  și se măsoară abaterea de la cuadratură cu ajutorul unui redresor sensibil la fază de mare sensibilitate. Se modifică defazajul, pînă cînd tensiunea de la ieșirea redresorului sensibil la fază se anulează. (Sensul modificării este dictat de semnul tensiunii de la ieșirea redresorului). Abaterea defazajului final față de  $90^\circ$  se memorează și constituie baza de calcul a corecției ce se aplică valorii de defazaj prescrisă de operator la frecvența de ieșire dorită de acesta.

Prin această metodologie se verifică defazajul într-un singur punct și anume defazajul de  $90^\circ$  și se corectează defazările nedorite introduse de blocurile interne ale calibratorului.

Metoda propusă de autor, și prezentată în paragraful 2.5 permite corectarea defazajului prescris indiferent de valoarea acestuia. Ca urmare corecția poate fi realizată în timpul operației de calibrare a aparatului supus testării. În felul acesta, metoda propusă de autor, elimină atât erorile de defazare introduse de blocurile funcționale din interiorul calibratorului de putere cît și erorile de defazare cauzate de caracterul sarcinii ce se conectează la cele două ieșiri ale calibratorului.

Din cauza complexității circuitelor reclamate de metoda descrisă în paragraful 2.5 precum și din cauza cerințelor impuse acestor circuite atunci cînd frecvența sintetizată este de ordinul kilohertzilor, autorul a preferat determinarea erorii de defazare într-un singur punct.

Schema bloc din fig.4.2 cuprinde un voltmetrul numeric HP 5745 A și un redresor sensibil la fază conform celui descris în /67/.

### 4.3 Generatorul de putere

Conform figurii 4.2, în componența generatorului de putere intră o unitate centrală MADS înzestrată cu microprocesor Z 80, sintetizatorul numeric a celor două unde sinusoidale precum și amplificatoarele finale; unul de tensiune  $A_{\mu}$  iar celălalt de transconductanță  $A_{\tau}$ .

#### 4.3.1 Unitatea centrală MADS /70/, /71/

Ca resurse hard sistemul de dezvoltare M 80 VC posedă microprocesorul Z 80, 2k EPROM ( cu posibilități de extindere pînă la 20 K ), 1k RAM static pentru variabile de sistem, 16k RAM dinamic, circuite de decodificare pentru adresele porturilor, două porturi seriale ( un circuit SIO ) patru porturi paralele ( două circuite PIO ), un circuit de temporizare numărare de tip CTC. Toate ieșirile: magistrala de adrese, de date, liniile de comenzi ale microprocesorului și toate liniile porturilor sînt bufferate și scoase la conectorul plăcii.

Sistemul se inițializează automat la punerea sub tensiune sau prin apă sarea butonului RESET. Adresa de restart este C000(H) unde începe programul MONITOR rezident în cei 2 K EPROM. Harta de alocare a memoriei este dată în figura 4.3,

FFFF	1 K RAM STATIC
F000	
FBFF	EXTINDERE EPROM
C800	
C7FF	MONITOR ȘI DEPANATOR
C000	
BFFF	EXTINDERE RAM
4000	
3FFF	16 K RAM DINAMIC
1000	
0FFF	4 K RAM DINAMIC
0000	

Fig. 4.3 Alocarea memoriei M 80 - UC

Zona extindere RAM este folosită de către sintetizatorul numeric pentru memorarea eșantioanelor numerice referitoare la cele două unde sinusoidale.

Modulul M 80 UC este echipat cu circuite de decodificare adrese porturi capabile să selecteze 32 de porturi: fig.4.4

C0	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7
CTC	CTC	CTC	CTC	SIO	SIO	SIO	SIO
CANAL 0	CANAL 1	CANAL 2	CANAL 3	CANAL A	CANAL A	CANAL B	CANAL B
				DATE	CONTROL	DATE	CONTROL
C8	C9	CA	CB	CC	CD	CE	CF
PIO1	PIO1	PIO1	PIO1	PIO2	PIO2	PIO2	PIO2
CANAL A	CANAL A	CANAL B	CANAL B	CANAL A	CANAL A	CANAL B	CANAL B
DATE	CONTROL	DATE	CONTROL	DATE	CONTROL	DATE	CONTROL
D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	D7
PIOU	PIOU	PIOU	PIOU	PIOI	PIOI	PIOI	PIOI
CANAL A	CANAL A	CANAL B	CANAL B	CANAL A	CANAL A	CANAL B	CANAL B
DATE	CONTROL	DATE	CONTROL	DATE	CONTROL	DATE	CONTROL
D8	D9	DA	DB	DC	DD	DE	DF
REZERVATE PT. EXTINDERI				SYSTEM CONTROL.			

FIG. 4.4 Diagrama porturilor adresate de MADS - M 80 UC

Canalul 0 al circuitului CTC este folosit la stabilirea automată a vitezei de lucru a interfeței seriale a canalului consolă: - canalul B al circuitului SIO ( un canal asincron duplex ce funcționează la vitezele de 110, 300, 600, 1200, 2400 și 9600 bands ).

Stabilirea automată a vitezei se face, după fiecare resetare, la primirea de la perifericul consolă a caracterului « CR »

— Canalul A al circuitului PIO1 este folosit pentru transmiterea comenzilor spre sintetizatorul numeric. El funcționează în starea ieșire octet, fiecare bit având semnificația prezentată în fig.4.5.

Canalele A și B ale circuitului PJO2 sînt în modul de lucru ieșire octeți și sînt folosite pentru a forma un cuvînt de 16 biți ce conține restul de interval de timp rezultat din programarea defazajului în modul 2 de lucru - discretizare în amplitudine ( figura 4.6 ).

Canalele A și B ale circuitului PIOUSînt în modul de lucru ieșire octet și furnizează, pe 16 biți valoarea tensiunii maxime, respectiv a curentului

maxim de la cele două ieșiri ale generatorului de putere.

bit CANAL A	Valoare		Semnificație
	înscrisere	la ieșire	
bit 0 <sub>C</sub>	0	1	Sintetizatorul numeric funcționează Se înscrie memoria sintetizatorului
	1	0	
bit 1 <sub>C</sub>	0	1	Discretizare în timp (mod 1) Discretizare în amplitudine (mod 2)
	1	0	
bit 2 <sub>C</sub>			RESET - activ H
bit 3 <sub>C</sub>			LOAD - activ pe front căzător
bit 4 <sub>C</sub>			Oprește f <sub>T</sub> . Este pus pe 1 după înscriere și trecerea timpului de încălzire.

Fig. 4.5 Semnificația biților de comandă

Canalele 1 și 2 ale circuitului CTC pot fi folosite pentru modularea în amplitudine a tensiunii ori a curentului de ieșire sau pentru realizarea temporizărilor necesare în programul de calibrare al aparatului supus testării.

#### 4.3.2 Sintetizatorul numeric

Cuprinde 4 porțiuni de memorie RAM static notate cu M'1, M'2, M'3 și M'4 și realizate cu circuite 2114, două convertoare numeric analogice de 10 biți de tip AD 7520, cu funcționare în 4 cadrane, două convertoare numeric analogice de 12 biți DAC 80, două circuite PIO ce rețin, pe 16 biți, codurile numerice corespunzătoare amplitudinii, respectiv curentului de la ieșire, circuite de decodificare.

La înscriere, harta de alocare a memoriei statice este cea din figura 4.6;

La înscriere, memoriile M'1, M'2, M'3 și M'4 sînt privite ca memorii pe 8 biți, adresabile direct de microprocesorul Z 80 de pe placa MADS-80 UC.

Îșantioanele de tensiune și curent sînt reprezentate pe 10 biți (conver-

Adresa MADS	MEMORIA	Conținut
4000	M' <sub>1</sub>	Eșantioane de tensiune $u_i = \sin(\omega \cdot i \cdot T_T + \phi)$
4FFF		
5000	M' <sub>2</sub>	Eșantionare de curent $i_i = \sin(\omega \cdot i \cdot T_T)$
5FFF		
6000	M' <sub>3</sub>	Intervale de timp $\delta x_i$ pentru tensiune
67FF		
6800	M' <sub>4</sub>	Intervale de timp $\delta x_i$ pentru curent
6FFF		

Fig. 4.6. Harta și conținutul memoriei statice din cadrul sintetizatorului numeric.

torul AD 7520 este de 10 biți ) iar înscrierea lor în memoriile M'<sub>1</sub> și M'<sub>2</sub> se face conform figurii 4.7; octetul cel mai semnificativ la adresa pară iar cel mai puțin semnificativ la adresa impară.

MSB

| MS OCTET ( 8b ) | ( 001X XXXX XXXX XXX0 )

LSB

|(2b)| LS OCTET | ( 001X XXXX XXXX XXX1 )

Fig. 4.7. Alocarea adreselor la înscrierea eșantioanelor de tensiune și curent

La citire, memoriile  $M'_1$  și  $M'_2$  se aranjează ca două blocuri de memorie având fiecare capacitatea de  $2k \times 12$  biți.

Intervalele de timp, sunt înscrise în blocurile  $M'_3$  și  $M'_4$  conform figurii 4.6, cu observația că și octetul mai puțin semnificativ este complet ocupat cu date.

La citire, memoriile  $M'_3$  și  $M'_4$  se aranjează ca două blocuri de memorie având fiecare capacitatea de  $1k \times 16$  biți.

Aranjarea memoriilor pentru înscriere sau citire este comandată de starea logică a bitului de comandă: bit  $0_c$  iar realizarea configurației dorite se face cu circuite multiplexor 8226.

Dacă frecvența prescrisă de utilizator depășește 500 Hz, sintetizatorul numeric lucrează în modul 1 - discretizare în timp ( metoda clasică de generare a formei de undă sinusoidale ). Configurația pe care o ia sintetizatorul numeric este prezentată în figura 4.8 a, iar principiul de sintetizare în figura 4.8 b.

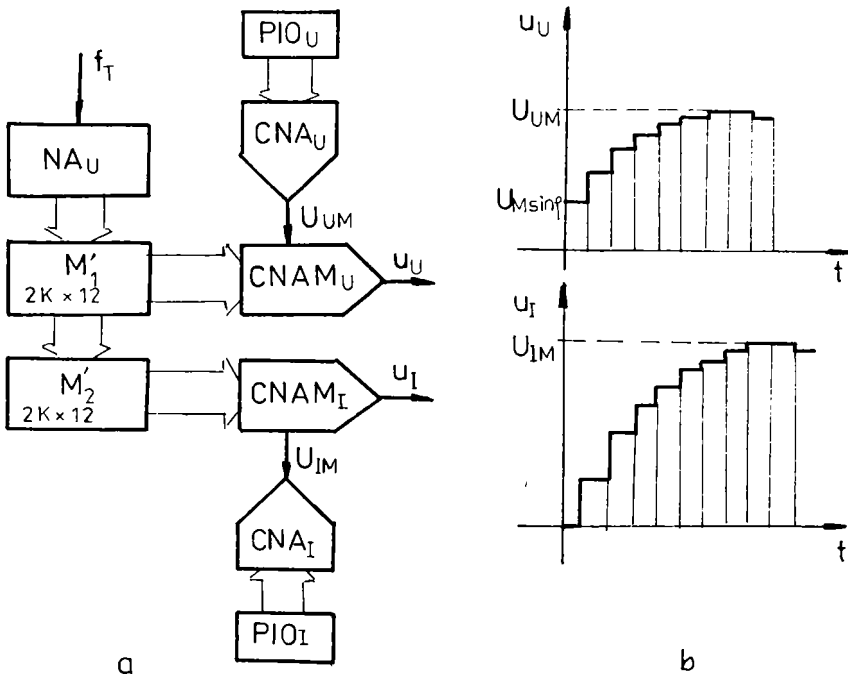


Fig. 4.8. Sintetizatorul numeric în modul 1 de funcționare

Memoria  $M'_1$ , respectiv  $M'_2$ , conține eșantioane, reprezentate pe 10 biți, ale formei de undă  $\sin(\omega \cdot i \cdot T_T + \phi)$ , respectiv  $\sin(\omega \cdot i \cdot T_T)$ , iar numărul de eșantioane din fiecare bloc de memorie este astfel ales încât să sintetizeze

un număr întreg de perioade ale formei de undă de la ieșire.

Numărătorul de adrese  $NA_U$ , numără în sens crescător impulsurile de tact, de frecvență  $f_T$ , sosite de la generatorul de frecvență  $GF$  ( figura 4.2 ), ieșirea lui constituind adresa la care se citește atât memoria  $M'_1$  cât și  $M'_2$ .

Cele două eșantioane citite concomitent, sunt transformate în tensiune de către două convertoare numeric analogice cu multiplicare, cu funcționare în 4 cadrane ( figura 4.1 ).

Tensiunile de referință pentru cele două CNAM sunt  $U_{VM}$ , respectiv  $U_{IM}$ . Valorile celor două tensiuni de referință se calculează în funcție de valorile efective prescrise de utilizator pentru tensiunea de ieșire, respectiv curentul de ieșire.

Codurile numerice pentru cele două tensiuni de referință sunt păstrate în circuitele  $PIO_U$  respectiv  $PIO_I$ . Tensiunile de referință sunt reprezentate pe 12 biți deoarece pentru realizarea  $CNA_U$  și  $CNA_I$  se utilizează circuite integrate DAC 80 cu ieșirea în tensiune.

Ca urmare, cele două tensiuni sinusoidale de la ieșire  $u_U$  și  $u_I$  vor avea frecvența prescrisă, defazajul prescris iar valorile efective proporționale cu tensiunea respectiv curentul prescris.

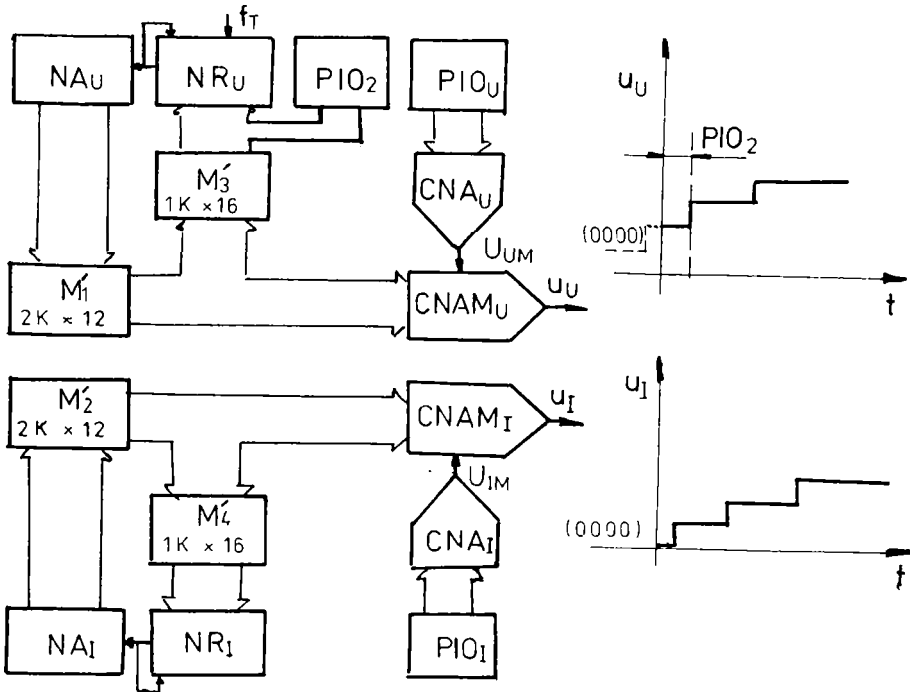


Fig. 4.9. Sintetizatorul numeric în modul 2 de funcționare

Dacă frecvența prescrisă de utilizator este sub 500 Hz, sintetizatorul numeric lucrează în modul 2 - discretizare în amplitudine ( metodă propusă de autor și prezentată în capitolele precedente ). Configurația pe care o ia sintetizatorul este prezentată în figura 4.9 a, iar principiul de sintetizare în figura 4.9.b.

Memoriile  $M'_1$  și  $M'_2$  vor conține coduri consecutive, conform relațiilor 2.3. La adresa de început a memoriei  $M'_1$  se înscrie codul corespunzător tensiunii normalizate la ieșire,  $\sin \phi$  iar adresa de început a memoriei  $M'_2$  conține codul corespunzător valorii zero a tensiunii de ieșire. La adresele următoare ale memoriei  $M'_2$  se află înscrise coduri succesive ce vor da creșteri cu o cuantă a tensiunii  $U_I$  de ieșire. În cazul memoriei  $M'_1$ , adresele următoare vor conține coduri ce vor determina succesiv creșterea sau descreșterea cu o cuantă, funcție de defazajul  $\phi$  prescris. Deoarece sintetizarea utilizează CNA de 10 biți, pentru un sfert de perioadă sînt necesare 512 locații de memorie, iar pentru o perioadă 2048 locații.

Datele de la ieșirea  $M'_1$  și  $M'_2$ , pe de-o parte, sînt transformate în eșantioane de tensiune  $U_0$  respectiv  $U_1$ , iar pe de altă parte constituie adrese pentru memoriile  $M'_3$  și  $M'_4$ . Acestea din urmă, conțin la aceleași adrese, aceleași date privitoare la intervalele de timp  $\delta x_1$ , date calculate funcție de frecvența de tact  $f_T$  și funcție de frecvența dorită la ieșire.

Luînd în considerare figura 4.9, la adresa 0 a memoriilor  $M'_3$  și  $M'_4$  se înscrie codul corespunzător valorii  $x_0$ , la adresa 1 codul corespunzător diferenței  $x_1 - x_0$ , la adresa 2,  $x_2 - x_1$  etc. iar la adresa 511 se înscrie codul corespunzător valorii  $\pi/2 - x_{N-1}$ . Jumătatea a doua memoriilor  $M'_3$  și  $M'_4$  repetă, în oglindă, conținutul primei jumătăți (numărul înscris la adresa 512 este același cu cel înscris la adresa 511, 513 cu 510 ... 1023 cu 0 ).

Revenind la cele spuse anterior, la adresa de început a memoriei  $M'_1$  trebuie înscris codul corespunzător valorii teoretice  $\sin(\phi + x_0)$  a tensiunii de la ieșirea CNAM.

În realitate, CNAM are un număr finit de valori a tensiunii de ieșire (1024 ), valori măsurate cu precizie și printre care este puțin probabil să se găsească și valoarea teoretică  $\sin(\phi + x_0)$ .

Fie  $\sin \phi'$  valoarea obținabilă la ieșire, aflată în vecinătatea valorii teoretice  $\sin(\phi + x_0)$  dar anterioară acesteia.

Adresa de început a memoriei  $M'_1$  conține codul corespunzător valorii  $\sin \phi$  iar circuitul PI02 va conține codul corespunzător relației;

$$\phi_{\phi_0} = \arcsin(\phi + x_0) - \arcsin \phi \quad (4.5)$$

Această valoare este prescrisă inițial numărătorului reversibil  $NR_{U_1}$ , după



care,  $\text{PI02}$  trece în stare de înaltă impedanță la ieșire ( figura 4.8.b )

În legătură cu relația (4.1), (4.2) și (4.4) s-a arătat procedura de determinare a frecvenței maxime de ieșire în modul 2 de funcționare a sintetizatorului numeric.

În continuare se pune problema, în condițiile păstrării valorii  $f_T = 10$  MHz pentru frecvența de tact, care este valoarea minimă a frecvenței de ieșire generată prin modul 2 de sintetizare.

Din cele spuse anterior și din figura 3.9 valoarea maximă  $m_{\max}$ , ce trebuie înscrisă în  $M'_2$  respectiv  $M'_4$  apare pentru:

$$x_{N-1} - x_{N-2} = w_{\min} \cdot m_{\max} \cdot T_T \quad (4.6)$$

valoare ce poate fi calculată pentru nivelurile reale de tensiune  $a_N$ ,  $a_{N-1}$  și  $a_{N-2}$  înlocuindu-le în relația (2.46) de calcul pentru  $x_{N-1}$  și  $x_{N-2}$ .

Pentru un convertor ideal, valoarea  $m_{\max}$  poate fi maximizată observând, din figura 3.9 că:

$$x_{N-1} - x_{N-2} \leq \pi/2 - (N - 1)/M \quad (4.7)$$

Din relațiile (4.6) și (4.7) se află:

$$f_{\min} = \frac{\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{N-1}{N}}{2\pi \cdot m_{\max}} \quad (4.8)$$

Observând că  $m_{\max}$  este numărul maxim ce poate fi înscris în memoria  $M'_2$  sau în  $M'_4$  - în cazul de față  $m_{\max} = 2^{16}$  iar  $N = 512$  și  $f_T = 10$  MHz, rezultă:

$$f_{\min} = 1.073 \text{ Hz} \quad (4.9)$$

Totodată unda sinusoidală avînd frecvența dată de relația (4.8) este sintetizată cu un număr maxim  $N_{\max}$  de perioade de tact:

$$N_{\max} = f_T / f_{\min} \approx 10^7 \quad (4.10)$$

Din cele spuse anterior, pentru frecvența de ieșire  $f_{\min}$ , calibratorul de putere realizează cea mai mică eroare teoretică de defazare:

$$\epsilon_\phi = 1 / N_{\max} = 0.1 \text{ ppm} \quad (4.11)$$

Metoda discretizării în amplitudine poate fi folosită pentru sintetizarea frecvențelor oricât de mici, dar cu scăderea corespunzătoare a frecvenței de tact  $f_T$ , a cărei valoare se determină pe seama relației(4.8).

În figura 4.10 se arată dependența de frecvență a erorii teoretice de defazare a celor două unde sinusoidale, pentru calibratorul proiectat.

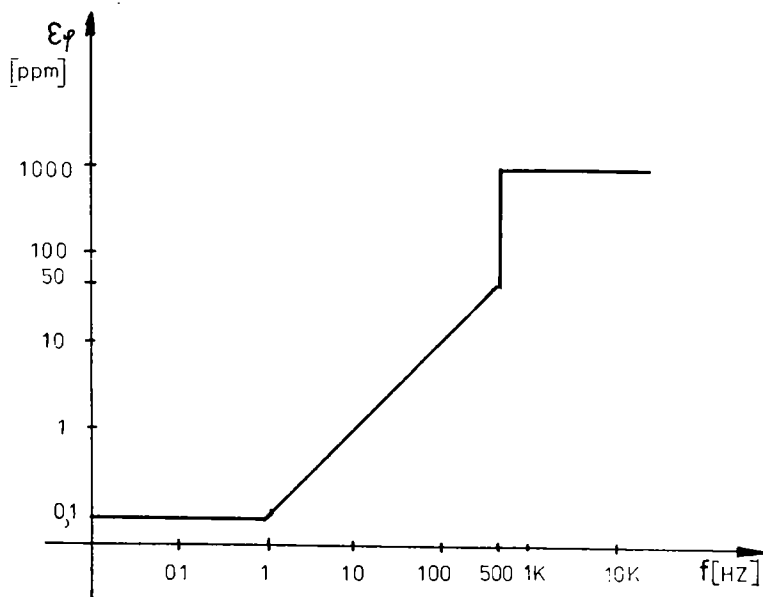


Fig. 4.10. Eroarea teoretică de defazare a calibratorului proiectat.

Este de remarcat faptul că metoda de sintetizare propusă de autor introduce erori de defazare cu mult mai mici decât metoda clasică de sintetizare.

În figura 4.11 se arată schema bloc a sintetizatorului numeric, cu legarea la magistrala de date și adrese a plăcii MADS.

Memoria  $M'_1$  este alcătuită din circuite MMC 2114 notate cu  $M_5$ ,  $M_6$ ,  $M_7$ ,  $M_8$ ,  $M_9$  și  $M_{10}$ .  $M_5$ ,  $M_7$  și  $M_9$  formează primul bloc de 1 k x 12 cu cei mai semnificativi 8 biți păstrați în  $M_5$  și  $M_7$ , iar  $M_6$ ,  $M_8$  și  $M_{10}$  cel de-al doilea bloc de 1 k x 12 cu cei mai semnificativi 8 biți păstrați în  $M_6$  și  $M_8$ .

Memoria  $M'_2$  are o structură identică cu  $M'_1$  dar este alcătuită din circuitele MMC 2114 notate cu  $M_{11}$ ,  $M_{12}$ ,  $M_{13}$ ,  $M_{14}$ ,  $M_{15}$  și  $M_{16}$ .

Memoriile  $M'_3$  și  $M'_4$  conțin fiecare 4 circuite MMC 2114 notate cu  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$ ,  $M_4$  respectiv  $M_{17}$ ,  $M_{18}$ ,  $M_{19}$ ,  $M_{20}$ .

Multiplexoarele 8226 îndeplinesc următoarele cerințe:

a) la înscriere: - conectează memoriile  $M_1 \div M_{20}$  la magistralele de adrese și date a plăcii MADS - UC

- aranjează memoriile  $M_1 \div M_{20}$  astfel încât să poată fi

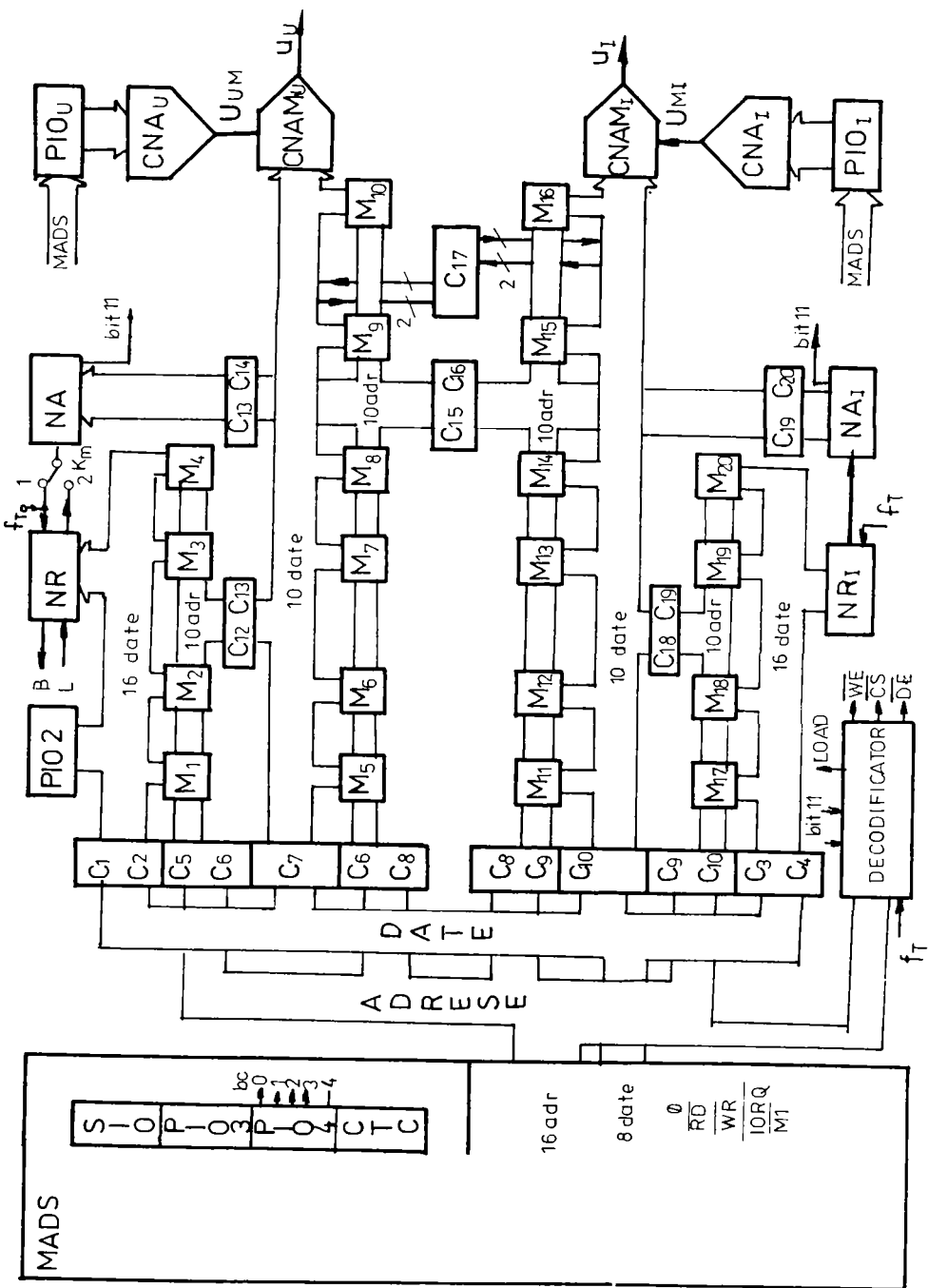


Fig. 4.11. Schema bloc a sintetizatorului numeric

înscrise cu date pe 8 biți

- b) la citire: - separă memoriile  $M_1 \div M_{20}$  de placa MADS  
 - aranjează memoriile  $M_1 \div M_{20}$  în blocuri de memorie conform modului de funcționare ales (fig. 4.7 sau fig.4.8).

Schema decodificatorului de adrese și comenzi este dată în figura 4.12 :

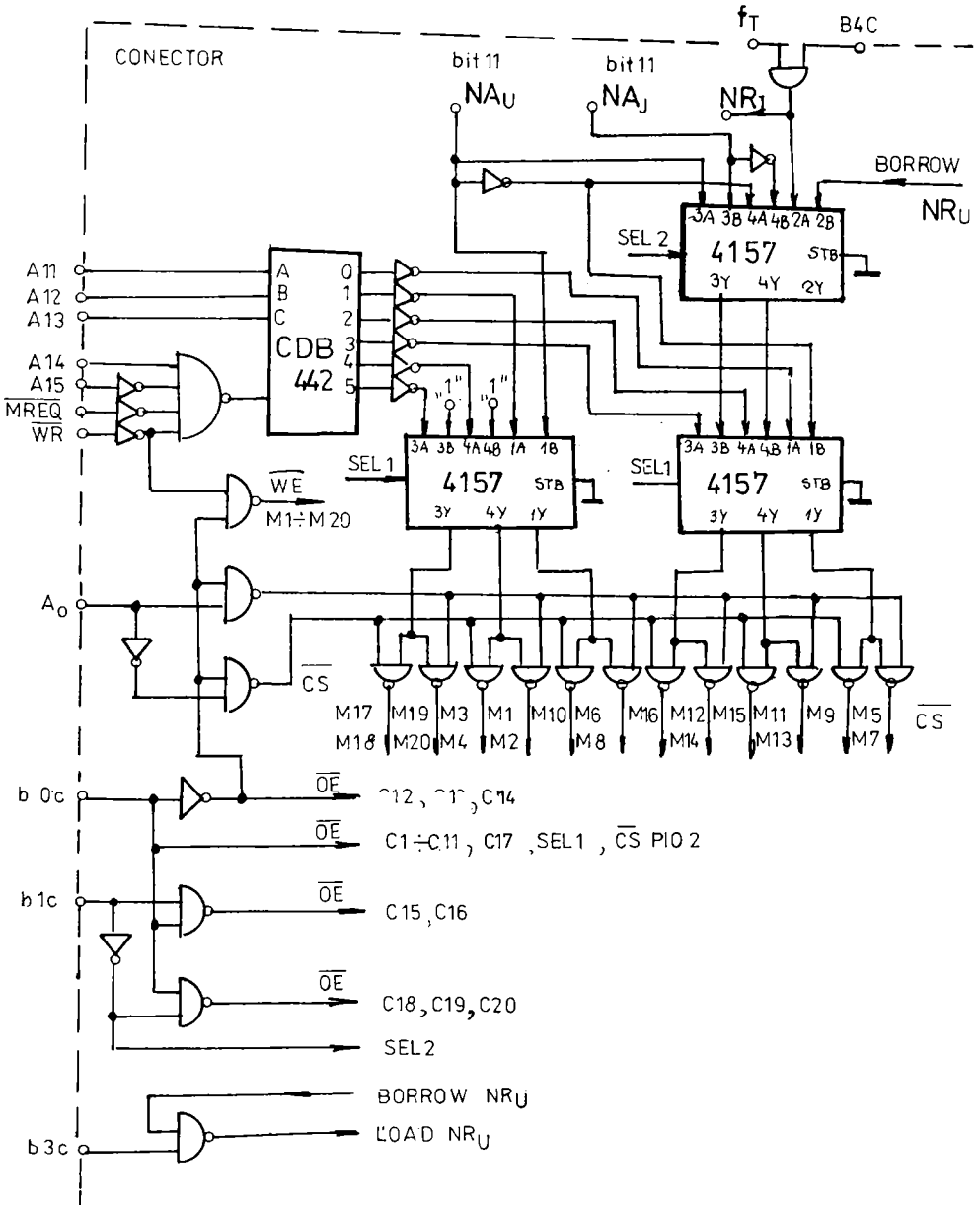


Fig . 4.12 Decodificator de adresa și comenzi

Numărătorul de adrese  $NA_U$  și  $NA_I$  sînt realizate , fiecare cu 3 circuite CDB 493 iar numărătoarele reversibile  $NR_U$  și  $NR_I$  cu cîte 4 circuite CDB 4193.

Numărătoarele sînt resetate după punerea sub tensiune de către bitul de comandă bit 2c.

#### 4.3.3. Amplificatorul de tensiune

Amplificatorul de tensiune trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

- să permită o excursie a tensiunii de ieșire de  $750 V_{VV}$  suficientă pentru a realiza tensiuni sinusoidale de ieșire de  $250 V_{ef}$ .

- să aibă un curent de ieșire de  $50 mA$ , acoperitor consumului circuitului de tensiune a wattmetrului supus calibrării.

- să funcționeze în curent continuu.

- să prezinte o bandă de frecvență cît mai mare.

- să aibă o stabilitate foarte bună a amplificării.

- să introducă un defazaj între tensiunea de ieșire și cea de intrare cît mai mic și cît mai stabil .

Datorită cerinței de a funcționa și în curent continuu, amplificatorul cu ieșire prin transformator experimentat de autor și prezentat în paragraful 3.1.3, nu poate fi folosit.

Excursia de tensiune ce poate fi realizată de etajul de ieșire face imposibilă utilizarea tranzistoarelor bipolare, deoarece nu se produc tranzistoare pnp cu tensiunea  $U_{CEO}$  suficient de mare (  $800 \div 1000 V$  ).

Un amplificator de tensiune ce răspunde cerințelor de mai sus este descris în /44/, principiul lui este prezentat în figura 1.29, iar performanțele în paragraful 1.5.4.

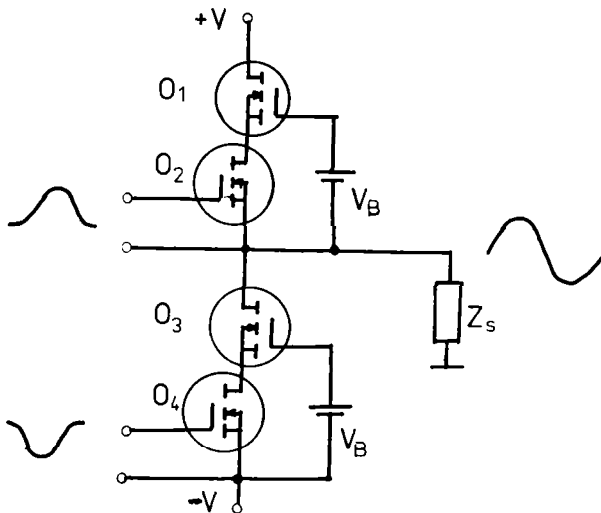


Fig. 4.13 Principiul etajului de ieșire al amplificatorului de tensiune

Performanțele lui se bazează, în principal, pe utilizarea unui etaj final cu tranzistoare  $V_{MOS}$  cu canal N (fig. 4.13).

Tranzistoarele  $Q_1$  și  $Q_3$  sînt de înaltă tensiune și au grila polarizată cu o tensiune constantă  $V_B$

Tranzistoarele  $Q_2$  și  $Q_4$ , joacă rolul de rezistențe comandate ce controlează curentul prin  $Q_1$  respectiv  $Q_4$ . Prin comandarea prin antifază a tranzistoarelor  $Q_2$  și  $Q_4$  se realizează un curent sinusoidal pe impedanța de sarcină legată la ieșire.

Configurația etajului de ieșire este aceea a unui etaj cascod și prezintă câteva avantaje și un dezavantaj. Avantajele se referă la faptul că este mărită banda de frecvență deoarece etajul cascod reduce efectul Miller al capacităților asociate tranzistoarelor de ieșire și tranzistorii  $Q_2$  și  $Q_4$  sînt de joasă tensiune deoarece tensiunea aplicată lor este  $V_B - V_T$  unde  $V_T$  este tensiunea poartă - sursă de blocare a tranzistorilor  $Q_1$  și  $Q_3$ .

Dezavantajul se referă la faptul că există diferențe între tensiunile de mod comun ce apar la borna de comandă a lui  $Q_2$  ( semialternața pozitivă a tensiunii de ieșire ) față de cea de la borna de comandă a lui  $Q_4$  ( semialternața negativă a tensiunii de ieșire ).

Tensiunea de mod comun pentru semialternața negativă este constantă și egală cu  $-V$ , iar pentru semialternața pozitivă tensiunea de mod comun este variabilă și egală cu tensiunea de ieșire.

Ca urmare dispozitivul driver ce realizează comanda trebuie să prezinte calități deosebite în ceea ce privește rejecția de mod comun. Din această cauză etajele driver utilizează optoizolatoare.

Schema electronică de detaliu a amplificatorului de tensiune este prezentată în figura 4.14.

Etajul final a fost construit cu tranzistori BUZ 80 ce au tensiunea maximă drenă sursă 800 V, curentul maxim 3 A și puterea maximă disipată 75 W. Pentru  $Q_1$  respectiv  $Q_3$  s-au utilizat doi tranzistori BUZ 80 în montaj cascod, pentru a micșora puterea disipată și căderea de tensiune pe fiecare.

Cele două etaje driver sînt identice și fiecare conține cîte un circuit HCPI. 2531 (optoizolator dublu, de înaltă frecvență ), doi tranzistori npn (  $T_3$  și  $T_4$  respectiv  $T_7$  și  $T_8$  ) și cîte o oglindă de curent.

Tipul de optoizolator folosit este critic pentru proiectarea amplificatorului deoarece el este cel care trebuie să asigure CMRR mare și la frecvențe ridicate , și totodată să asigure transmiterea semnalului de mod normal pînă la frecvențe cît mai mari.

Din punctul de vedere al funcționării la frecvențe mari combinația fotodiodă - tranzistor este superioară fototranzistorului întrucît acesta din urmă prezintă o capacitate colector bază mare ( baza este realizată de dimensiuni

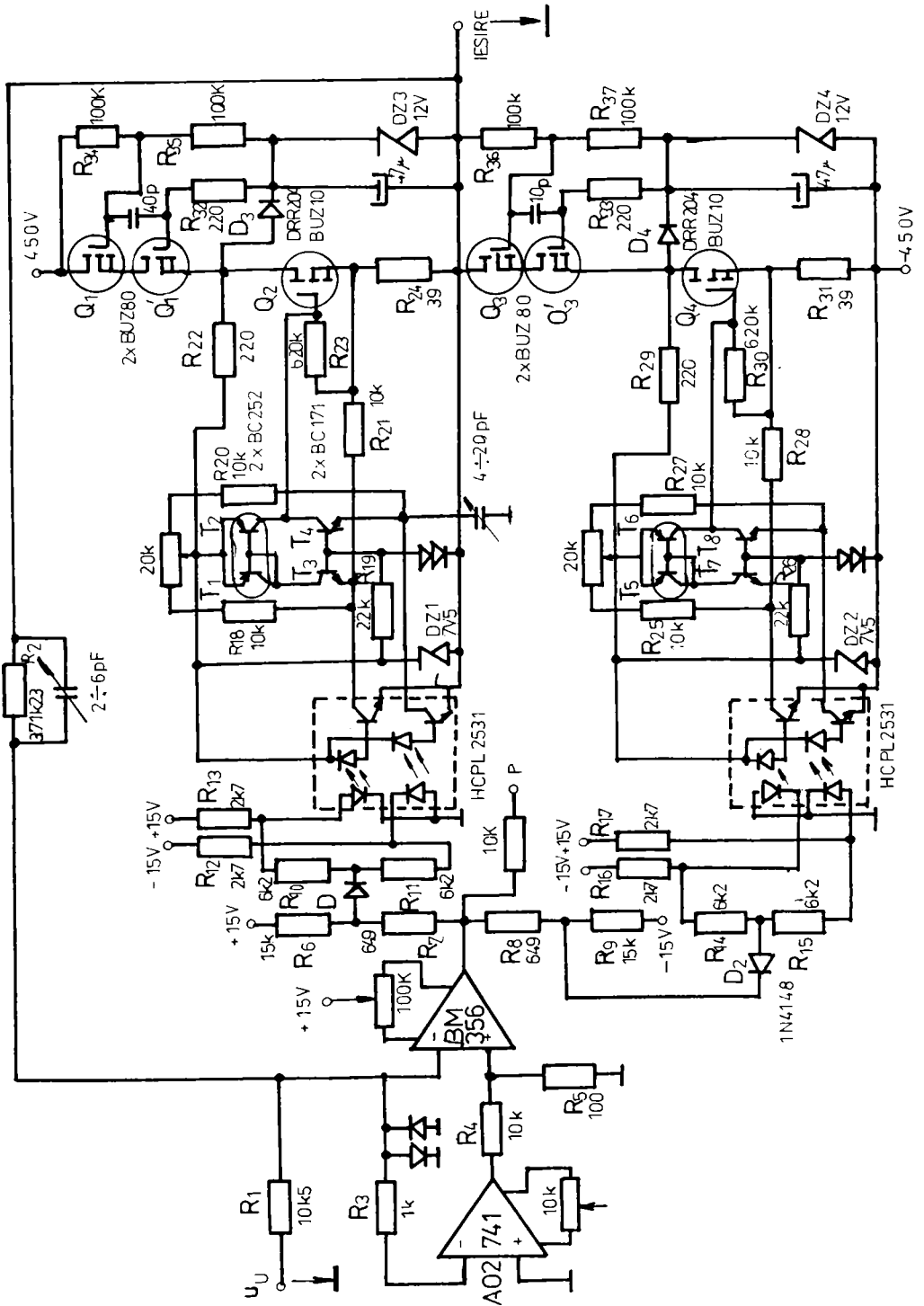


Fig. 4.14. Schema amplificatorului de tensiune.

mari pentru a fi capabilă să captureze suficienți fotoni ).

În plus fototranzistorul prezintă neliniaritate în funcționare.

Este de dorit ca optoizolatorul fotodiodă - tranzistor să nu aibă pin pentru conexiune auxiliară la baza tranzistorului întrucât astfel ar crește capacitatea bază colector a tranzistorului și totodată ar crește și capacitatea de izolare între intrarea și ieșirea optoizolatorului. Deci ar scădea atât banda de frecvență cât și CMRR.

Banda realizată de un optoizolator dotat cu combinația fotodiodă - tranzistor ce funcționează în conexiune emitor comun, este invers proporțională cu constanta de timp a bazei tranzistorului ( $\tau_b$ ). Considerînd valorile tipice de 10 pF pentru capacitatea fotodiodei, de 0,5 pF pentru capacitatea colector bază a tranzistorului ( $C_{bc}$ ) ce funcționează la un curent de colector de 1 mA, rezultă :

$$\tau_b \approx B \cdot C_{bc} \cdot (R_L + 525\Omega) \quad (4.12)$$

unde B este factorul de amplificare al tranzistorului la un curent de colector de 1 mA, iar  $R_L$  este rezistența de sarcină din colector.

Din relația(4.12)se observă că pentru a mări banda de frecvență trebuie micșorată capacitatea bază - colector și rezistența de sarcină  $R_L$ .

Din figura 4.13 se observă că sarcina din colectorul fiecărui tranzistor din optoizolator este dată de un tranzistor npn în conexiune cu bază comună. Rezistența dinamică de intrare a unui tranzistor cu conexiune cu bază comună este invers proporțională cu curentul de colector iar pentru  $I_C = 1$  mA ia o valoare de aproximativ 25  $\Omega$ .

Tranzistorul în conexiune cu baza comună are curentul de emitor controlat de tranzistorul din optoizolator. Din nou avem o conexiune cascod cu avantajele amintite mai sus.

Baza tranzistoarelor  $T_3$  și  $T_4$  este fixată la un potențial de aproximativ 1,4 V și prin urmare tranzistoarele din optoizolator funcționează la o tensiune  $U_{CE} \approx 0,7$  V, aproximativ egală cu  $U_{BE}$ . Această polarizare micșorează efectul capacității  $C_{bc}$ . Etajul driver este completat cu oglinda de curent realizată cu tranzistorii împerechiați  $T_1$  și  $T_2$  respectiv  $T_7$  și  $T_8$ , și are configurația unui etaj diferențial cu o reacție negativă locală realizată cu rezistența  $R_{21}$ , respectiv  $R_{28}$ .

Rezistențele  $R_{24}$  și  $R_{31}$  realizează limitarea curentului de ieșire.

Etajul de intrare este realizat cu  $AO_1$  și cu două separatoare de polaritate realizate cu diodele  $D_1$  și  $D_2$  ce comandă LED-urile din optoizolatoare.  $AO_2$  compensează tensiunea offset a lui  $AO_1$

Rezistențele  $R_{12}$ ,  $R_{13}$  respectiv  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  fixează un curent continuu prin



LED-urile optoizolatoarelor astfel încît acestea să funcționeze în zona linia-ră

Rezistențele  $R_6$  și  $R_7$  respectiv  $R_8$  și  $R_9$  realizează menținerea diodelor  $D_1$  respectiv  $D_2$  în punctul de deschidere atunci cînd tensiunea de ieșire a lui  $AO_1$  este zero.

Rezistențele  $R_{10}$  și  $R_{11}$  respectiv  $R_{14}$  și  $R_{15}$  fixează amplitudinea variației de curent prin LED-uri.

În semialternanța pozitivă a tensiunii de la ieșirea  $AO_1$  dioda  $D_1$  se deschide determinînd o variație contrară a curenților ce trec prin cele două LED-uri ale optoizolatorului. Rezultă o modulare diferențială a luminii emise de acestea și prin urmare o comandă diferențială a etajului driver pentru semialternanța pozitivă. Rezultă o scădere a rezistenței echivalente drenă sursă a tranzistorului  $Q_2$  și prin urmare apare semialternanța pozitivă a tensiunii de ieșire.

În același timp dioda  $D_2$  este blocată și nu apare semnal luminos diferențial care să comande etajul driver al semialternanței negative.

În semialternanța negativă dioda  $D_2$  conduce iar dioda  $D_1$  este blocată. Drept urmare, apare semialternanța negativă a tensiunii de ieșire.

În cazul în care se depășește curentul de ieșire, crește căderea de tensiune pe rezistența  $R_{24}$  respectiv  $R_{31}$ , iar tranzistorii  $Q_2$  respectiv  $Q_4$  își micșorează amplificarea. Datorită reacției negative, această scădere a amplificării în etajul final tinde să fie compensată prin creșterea tensiunii de ieșire a  $AO_1$ . Creșterea peste o anumită valoare este sesizată în punctul P și se acționează circuitul de protecție la suprasarcină.

Valoarea amplificării globale este dată de raportul :

$$A_U = R_2 / R_1 \quad (4.13)$$

Prin urmare se folosesc rezistoare  $R_1$  și  $R_2$  de precizie, cu coeficient de variație cu temperatura cît mai mic.

Eroarea amplificării, la frecvențe joase, este:

$$\epsilon_{Au} = \frac{10^6}{1 + \frac{A_0 \cdot G_m \cdot R'_L}{1 + A_r}} \quad (\text{ppm}) \quad (4.14)$$

unde:  $A_0$  este amplificarea în buclă deschisă a lui  $AO_1$ ,

$G_m$  este transconductanța etajului final,

$A_r$  este amplificarea cu reacție ( $R_2/R_1$ ) iar

$R'_L$  este rezistența echivalentă de ieșire.

Peentru valorile tipice  $A_{O1} = 10^5$ ,  $G_m = 0,02$ ,  $A_T = 40$ , iar  $R_L = 200V/50mA = 4\text{ K}\Omega$  rezultă  $\epsilon_U = 5,1\text{ ppm}$ .

Valoarea maximă pentru slew-rate este limitată de capacitatea de ieșire, a cărei valoare, este dată de suma dintre capacitatea drenă-sursă a tranzistorilor VMOS de la ieșire și capacitatea drenă-radiator care are contribuția cea mai mare.

#### 4.3.4. Amplificatorul de transconductanță

Principiul amplificatorului de transconductanță este conform /45/ și este prezentat în figura 1.30.

Cerințele pe care trebuie să le asigure amplificatorul de transconductanță sînt:

- curent maxim de ieșire 5 A.
- să funcționeze și în curent continuu.
- să aibă transconductanța de  $1\text{ V/A} = 1\text{ S}$ .
- tensiunea de complianță 2 V. la 5 A.
- insensibilitate cît mai mică față de sarcină.
- defazaj introdus cît mai mic.
- o bandă de frecvență cît mai mare.
- curent de offset cît mai mic.

Schema amplificatorului de transconductanță realizat este prezentată în figura 4.14.

Se observă folosirea în etajul final a tranzistorelor compuse realizate cu tranzistoare BD complementare și tranzistoare de putere npn de tip SU 169 de înaltă frecvență.

Și comandă etajului final este realizată cu tranzistori compuși ce asigură amplificare mare și comportare bună cu frecvența.

Amplificatorul de intrare  $A_{O1}$  asigură impedanță mare de intrare și amplificare mare în buclă deschisă.

Amplificatoarele  $A_{O2}$  și  $A_{O3}$  împreună cu tranzistorii  $T_3$  și  $T_6$  realizează două surse de curent de 200 mA fiecare, curent pe seama cărora se comandă etajele finale.

Amplificatorul de precizie  $A_{O4}$  asigură reacția negativă globală. El preia diferențial căderea de tensiune pe șuntul  $R_S$ , o amplifică cu 10 și prin rezistența  $R_2$  asigură curentul de reacție negativă.

Prin urmare:

$$i_I = -u_I \cdot \frac{R_2}{10 \cdot R_S \cdot R_1} \quad (4.15)$$

Cum  $R_2 = R_1$  iar  $R_S = 0,1\ \Omega$  se realizează o transconductanță de 1 S.

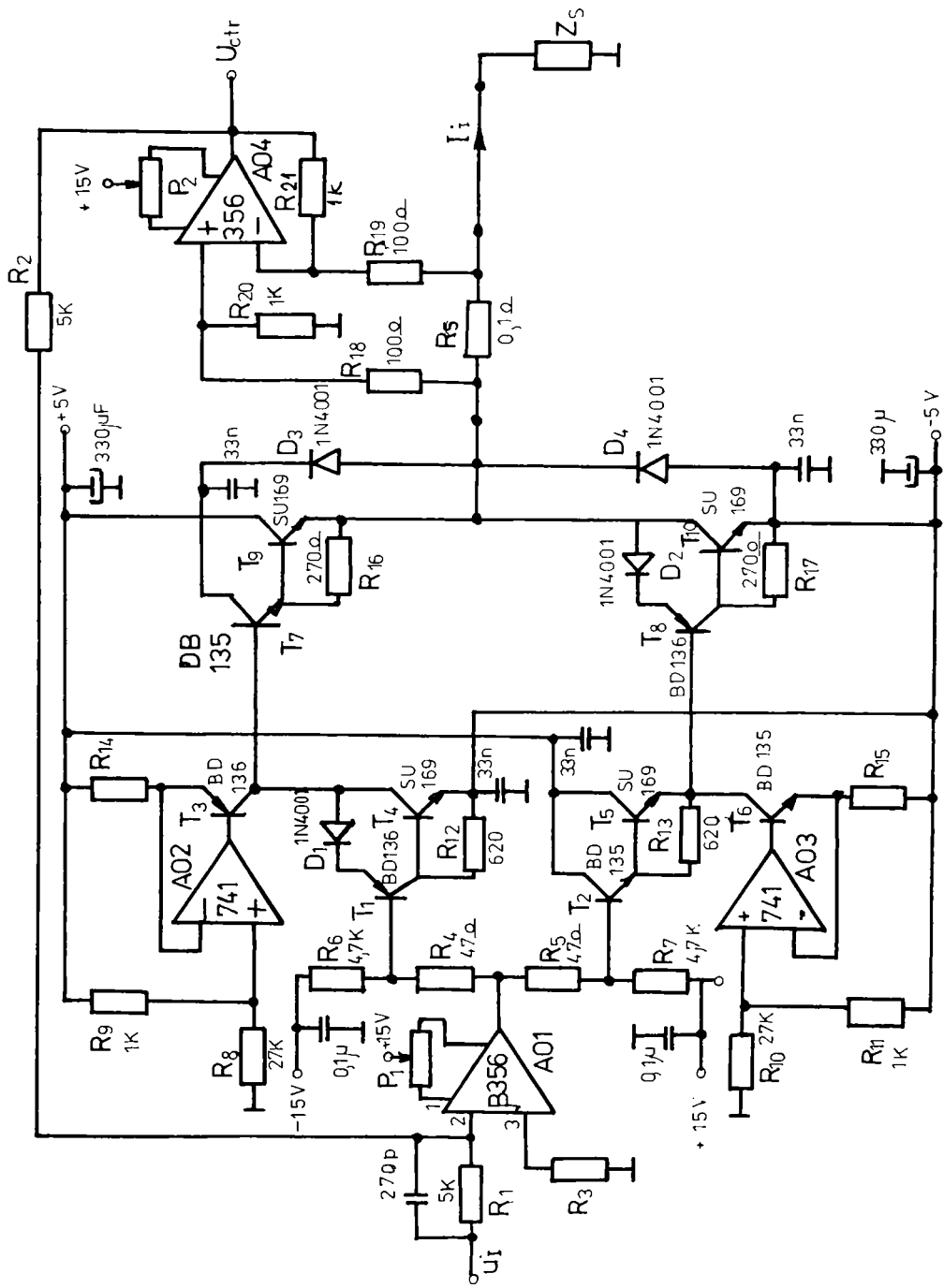


Fig. 4.15. Amplificator de transcondanță

O atenție deosebită s-a acordat realizării șuntului. El trebuie să aibă 4 borne și să fie neinductiv.

Au fost proiectate și testate două tipuri de șunturi: unul coaxial și altul realizat din mai multe rezistoare bobinate neinductiv și legate în paralel.

Șuntul coaxial a fost realizat din 50 de fire de manganină de  $\phi$  0,2mm, având fiecare lungimea de 17cm și fiind dispuse în paralel după generatoarea unui cilindru cu  $\phi$  3,5cm. Din cauza dimensiunilor mari, au rezultat și capacități parazite mari iar amplificatorul era instabil.

Amplificatorul de transconductanță realizat este echipat cu un șunt confecționat din 6 fire de manganină având 2,2  $\Omega$ /m, 27cm fiecare, dispuse în paralel.

Fiecare fir a fost îndoit și răsucit, capetele fiind lipite la două cercuri concentrice realizate pe cablaj.

## CAP. 5    PROGRAME CE DESERVESC CALIBRATORUL DE PUTERE

Conform schemei generale din fig.4.2. sistemul de calibrare este de fapt un sistem multiprocesor iar programele ce-l deservește trebuie să realizeze conlucrarea dintre PC și microprocesorul Z80 ce echipează placa MADS-UC. Pentru a înfăptui acest lucru, există programe ce asigură legătura cu utilizatorul și în funcție de frecvența și defazajul prescris stabilesc metoda de generare, calculează numerele referitoare la eșantioanele de tensiune și la intervalele de timp, convertesc aceste numere precum și cele rezultate din prescrierea valorilor efective pentru tensiune și curent în codurile cerute de CNA-urile ce echipează calibratorul, în fine calculează frecvența de tact a generatorului extern.

Numim acest prim set de programe utilizate doar de către PC, programe de inițializare a calibratorului.

Există apoi programe ce realizează legătura dintre PC și MADS-UC numite programe de transfer.

Un al treilea set de programe, referindu-se la programarea porturilor, schimbarea configurației pentru inscriere sau citire a memoriei statice, transferul datelor din memoria dinamică în cea statică, supravegherea funcționării calibratorului sînt programe executate de microprocesorul Z80 și sînt scrise în cod mașină.

La pornirea calibratorului, după scurgerea timpului de încălzire (5 minute) se pot lansa în execuție programele de calibrare ce au drept scop aflarea nivelurilor reale de tensiune generate de CNA-urile utilizate precum și determinarea, la quadratură, a corecției defazajului. Determinarea nivelurilor reale de tensiune generate de CNA se face prin măsurarea, în curent continuu și pentru fiecare cod numeric admis la intrare de CNA, a tensiunilor de la ieșirea celor două amplificatoare (în cazul ieșirii de tensiune măsurarea se face în gol iar în cazul ieșirii de curent, tensiunea se măsoară pe o rezistență etalon de  $0,1\Omega$ ).

## 5.1 Programe de inițializare a calibratorului

Sînt scrise în PASCAL versiunea 6.0. Se prezintă, în continuare, principalele funcții și proceduri.

### 5.1.1 Funcția TRANSFORM

Funcția convertește un număr real, mai mic sau egal cu unu, într-un număr întreg, de 10 biți în ccd binar deplasat, conform tabelului 4.3 de funcționare a convertorului AD 7520.

```
FUNCTION transform ( x:real ) : integer;
  VAR  sign,y : real;
  BEGIN
    IF x=0 THEN sign:=1 ELSE sign:=x/abs(x);
    y:=abs(512*x);
    IF (sign=-1) AND (abs(-1-x) < 1/512 ) THEN y:=511 ;
    IF trunc(y) <> trunc(y+0.5) THEN y:=y+1;
    y:= sign*y;
    transform:=( 512-trunc(y) ) shl6;
  END;
```

Se observă că, funcție de rest, se face o rotunjire a celui mai puțin semnificativ bit (LSB) al numărului întreg. Rotirea spre stînga cu 6 (shl6) a fost necesară din următoarele rațiuni:

- în PASCAL numerele întregi sînt reprezentate pe 16 biți, bitul cel mai semnificativ fiind ocupat cu semnul numărului iar bitul 16 fiind ocupat cu LSB al numărului reprezentat.

- memoria statică a calibratorului trebuie înscrisă conform alocării date în figura 4.7 unde octetul cel mai semnificativ conține pe prima poziție bitul MSB al numărului întreg iar octetul mai puțin semnificativ conține pe poziția a doua LSB al numărului reprezentat pe 10 biți. Ultimii 6 biți ai celui de-al doilea octet nu se iau în considerare.

### 5.1.2 Funcția TRANSUI

Convertește un număr real mai mic sau egal cu unu într-un număr întreg reprezentat pe 12 biți în cod binar complementar; cod necesar convertorului DAC 80 pentru realizarea a 4096 de niveluri de tensiune între 0 V și 10 V

Se poate observa și la această funcție rotunjirea bitului celui mai puțin semnificativ.

Întru-cît numărul întreg furnizat de funcția TRANSUI este reprezentat pe

12 biți rotirea spre stînga se face doar cu 4 poziții. Numărul întreg servește la prescrierea valorii maxime a unei sinusoidale sintetizate.

```

FUNCTION transui (x:real): integer;
VAR y:real;
BEGIN
    y:=4096 * x;
    IF trunc(y) = 4096 THEN y:=4095;
    IF trunc(y) <> trunc(y+0,5) THEN y:=y+1;
    transui:= ( 4095-trunc(y) ) shl4;
END;

```

Numărul real  $x$  rezultă fie din împărțirea valorii efective a tensiunii prescrise la 250 fie din împărțirea valorii efective a curentului prescris la 5. Valorile numerice 250 și 5 folosite mai sus sînt calculate funcție de cele două amplificări realizate în amplificatoarele finale de tensiune și curent. În cazul acesta amplificarea de tensiune este  $25\sqrt{2}$  iar cea a amplificatorului de transconductanță  $\sqrt{2}$ .

### 5.1.3 Procedura MODUL 1

Este utilizată pentru generarea unei sinusoidale prin metoda clasică

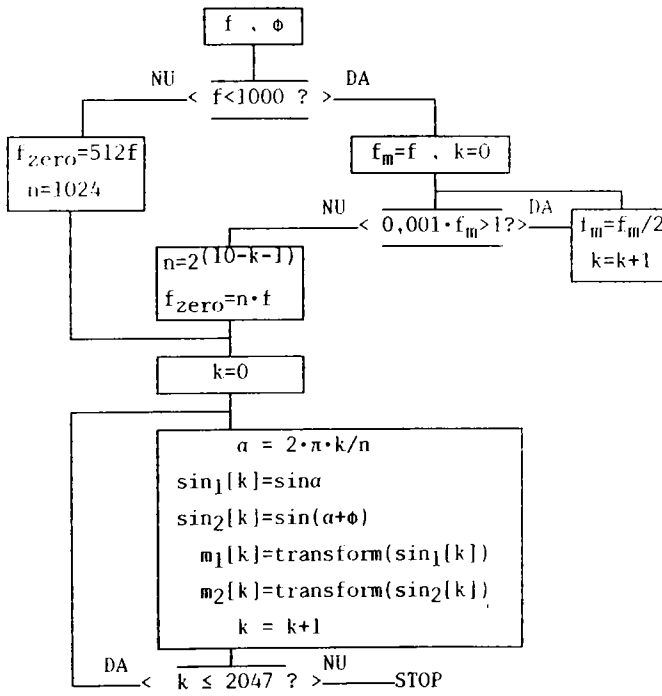


Fig. 5.1 Organigrama Procedurii Modul 1

(metoda discretizării în timp). Procedura este activată dacă frecvența prescrisă  $f$  depășește 500 Hz și are drept scop calcularea a 2048 eșantioane numerice, egal distanțate în timp, pentru fiecare dintre cele două generatoare sinusoidale. Numărul de eșantioane pe perioadă se calculează astfel încît frecvența de fact  $f_{zero}$  să se situeze între 1,024 și 2,048 MHz atunci cînd frecvența prescrisă  $f$  este peste 1000 Hz. Pentru  $500 \leq f < 1000$  frecvența de tact este cuprinsă între 512 KHz și 1024 KHz.

În urma executării procedurii MODUL 1, tablourile  $m_1$  și  $m_2$  conțin eșantioane pentru un număr întreg de perioade a celor două unde sinusoidale. Pentru frecvențe prescrise, cuprinse între 500 Hz și 1000 Hz se calculează 1024 eșantioane pe perioadă. Numărul de eșantioane pe perioadă scade cu creșterea frecvenței prescrise, ajungînd la 32 pentru o frecvență de ieșire cuprinsă între 32 kHz și 64 kHz.

Se observă că organigrama din fig. 5.1 poate servi, cu foarte mici modificări, generării oricăror forme de undă periodică.

#### 5.1.4 Procedura MODUL 2

Se utilizează în cazul generării formelor de undă sinusoidale prin metoda nou introdusă-metoda discretizării în amplitudine.

Procedura preia din programul principal valorile prescrise pentru frecvență :  $f$ , pentru defazaj :  $\phi$ , cadranul în care se găsește unghiul  $\phi$  precum și valorile  $a_{(i)}$ . ( $i=0...511$ ) ale nivelurilor generate de convertorul numeric analogic. Pentru funcționarea corectă a calibratorului  $a_{(0)}=0$  iar  $a_{(511)}=1$ .

La începutul procedurii se calculează frecvența de tact  $f_{zero}$  astfel încît cel mai mare număr reprezentînd intervalul maxim de timp ce se înscrie în tablourile  $m_3$  și  $m_4$  să poată fi reprezentat pe 16 biți. În cazul unei sinusoidale acest număr apare în jurul valorii unghiulare  $\pi/2$ . În cazul de față numărul maxim a fost considerat 32767 și nu 65535 ( $2^{16} - 1$ ) deoarece s-a considerat posibilitatea apariției unei erori diferențiale maxime:  $2q$  (relația (4.8)).

După calcularea valorilor unghiulare  $a_{(i)} = \arcsin(a_{(i)})$  se calculează unghiurile  $x_{(i)}$  situate între  $a_{(i)}$  și  $a_{(i+1)}$ , unghiuri ce asigură valoarea unitară a armonicii fundamentale (Capitolul 2).

Funcție de unghiurile  $x_{(i)}$  și frecvența  $f_{zero}$  de tact se calculează numerele ce urmează să se înscrie în memoriile  $M_3$  și  $M_4$  în așa fel încît erorile de trunchiere să nu se adune.

Tablourile  $m_1$  și  $m_2$ , formate fiecare din 2047 de elemente, conțin codurile numerice, care prin citire succesivă, generează la ieșirile celor două convertoare AD 7520 nivelurile  $a_i$ , niveluri de tensiune ce intră în componența unei perioade, pentru fiecare undă sinusoidală.



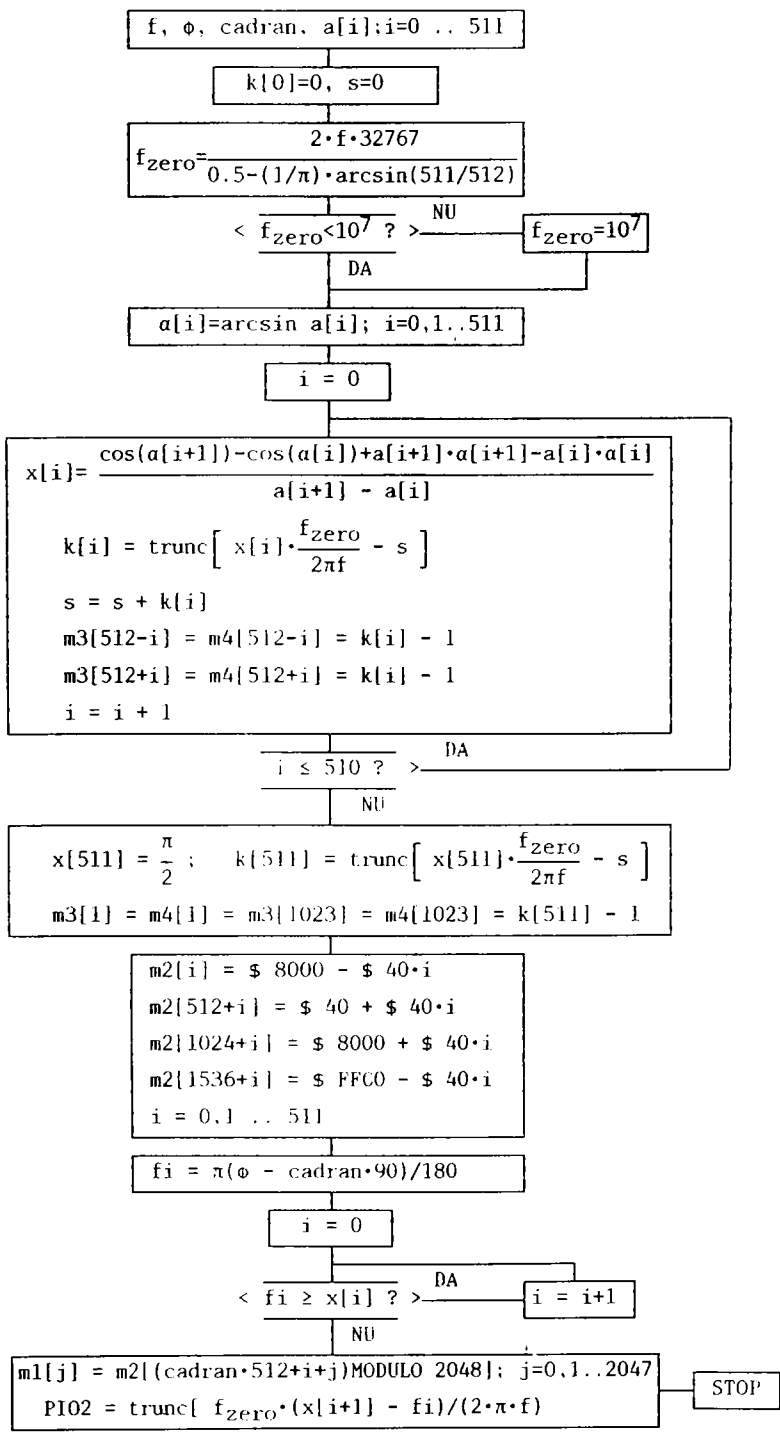


Fig.5.2 Organigrama procedurii MODUL 2

Tabloul m2 este folosit pentru generarea unei de referință- în cazul calibratorului de față - unda de curent.

Tabloul m1 conține aceleași coduri ca și tabloul m2 , în aceeași succesiune doar că decalată. Decalajul este calculat în funcție de unghiul  $\phi$  prescrist. Întru-cît, unghiul  $\phi$  poate fi orice număr real, în programul principal se calculează cadranul în care se situează. Parametrul "cadran" preluat de procedură din programul principal poate lua valorile 0,1,2,și 3 corespunzînd cadranelor 1,2,3,și 4.

Codul ce se înscrie la prima adresă a tabloului m1. cod ce reflectă defazajul între cele două unde , ține seama de considerentele prezentate în capitolul 4 în legătură cu fig. 4.9.

Relația 4.5 calculează eroarea de defazaj datorată numărului finit de trepte de tensiune ce pot fi generate de CNA folosit. Tot în capitolul 4 s-a arătat și modul de eliminare a acestei erori : prin prescrierea inițială a numărătorului reversibil NRU.

Procedura MODUL2 calculează numărul P102 ce urmează a fi utilizat la prescrierea inițială a lui NRU.

## 5.2 Programe de transfer

Tablourile calculate în cadrul programelor de inițializare a calibratorului trebuie transferate în memoria calibratorului propriu-zis. memorie gestionată de unitatea centrală MADS. Programele de transfer țin seama de programul MONITOR rezident în cei 2k de memorie ROM ai plăcii MADS.

### 5.2.1 Funcția GETBYTE și procedurile INIT și CR-INIT

Interfața serială a PC-ului , COM1, este realizată cu circuitul 8250, iar adresele registrelor interne ce prezintă interes pentru comunicarea prin trei fire sînt:

3F8 - registrul transmisie (recepție) , atunci cînd bitul cel mai semnificativ al octetului înscris în registrul de control este 0.

- registrul în care se înscrie numărul ce divizează tactul pentru obținerea ratei de transmisie selectată (atunci cînd MSB al octetului înscris în registrul de control este 1).

3F9 - registrul de validare a intreruperilor; în cazul în care MSB al octetului de control este 1 în acest registru se înscrie partea mai semnificativă a numărului ce divizează tactul.

3FB - registrul de control care stabilește numărul de biți ce se transmit , numărul biților de stop, paritatea, iar valoarea MSB are semnificația descrisă mai sus.

3FD - registrul de verificare a stărilor care, printre altele, indică golirea registrului 3F8 - la transmisie, sau faptul că datele recepționate în registrul 3F8 sînt gata de a fi preluate.

Registrele enumerate mai sus sînt definite, în ordine, drept constante: "datcom1"; "intcom1"; "paramcom1"; și "starecom1".

Funcția GETBYTE preia de la portul serial un octet.

```
FUNCTION getbyte:integer;
BEGIN
    repeat until (port (starecom1) and' 01= 01) or keypressed);
    getbyte:=port (datcom1);
END;
```

Se observă că preluarea octetului se face numai după ce registrul de stare indică terminarea recepției.

Procedura INIT inițializează interfața serială a PC pentru viteza de lucru 9600 bands/s. prin înscrierea numărului divizor în hexazecimal 000C în registrele 3F9 și 3F8. De asemenea stabilește transmiterea unui cuvînt de 8 biți, a unui bit de stop, fără să intereseze paritatea.

După utilizare, trebuie stabilită legătura cu placa MADS, lucru ce se face prin procedura CRINIT.

Pentru început se transmite caracterul <CR> în cod ASCII (adică numărul hexazecimal 01). Acesta este primul cod ce trebuie să-l primească MADS-UC după ce a fost resetată. Programul MONITOR calculează viteza de transmisie a caracterului <CR> și programează în consecință viteza de transmisie a MADS-UC. Dacă această programare a fost posibilă, transmite spre PS două caractere, dintre care ultimul este PROMPTERUL, (avînd codul ASCII 3E (H)).

### 5.2.2 Procedurile TEST-PROMPTER, SENDM, SENDE, ESCAPE

Recepționarea prompterului trebuie testată pentru a avea cunoștiință de încheierea cu succes a procesului de cuplare a celor două interfețe seriale. Testarea prompterului se face și după terminarea înscrierii zonelor de memorie, sau după terminarea executării de către microprocesorul Z80 a unor programe destinate lui.

Dacă în situația de mai sus, prompterul nu este recepționat, procedura TEST-PROMPTER înscrie pe ecranul monitorului un mesaj de eroare.

După reallizarea legăturii seriale începe înscrierea programelor în cod mașină și a tablourilor m1,m2,m3 și m4 în memoria MADS. Pentru aceasta procedura SEND M trimite monitorului comanda <M> (codul ASCII 4D(H)) și descarcă cele două caractere (M și "blanc") primite ca răspuns. În continuare se poate

trimite adresa de unde începe înscrierea.

Procedura SEND E este asemănătoare cu SEND M doar că trimite comanda de lansare în execuție E (cod ASCII 45(H)).

După primirea a două caractere de răspuns (E și "blanc") trebuie transmisă adresa de început a programului ce se lansează în execuție .

Procedura ESCAPE este folosită pentru părăsirea comenzii M de înscriere în memorie. Se trimite <ESC> (ASCII 1B(H)) și se recepționează 3 caractere dintre care ultimul trebuie să fie prompterul.

### 5.2.3 Procedurile ADRESA, SENDCR, REQUEST-DATA

După trimiterea comenzilor M sau E este necesară specificarea adresei de început. Procedura ADRESA cere utilizatorului tastarea a patru caractere ce reprezintă în hexazecimal adresa de început, urmate de < ENTER >. Codurile ASCII a caracterelor testate se trimit monitorului, după fiecare trimitere preluându-se ecoul.

După adresă, în comanda M, urmează să se transmită octetul ce se înscrie. Validarea înscrierii este realizată de < CR > (Procedura SENDCR ).

După validare, programul monitor transmite prin interfața serială 10 caractere. Acestea sînt preluate cu ajutorul procedurii REQUEST-DATA. Caracterele avînd numerele de ordine 3,4,5, și 6 reprezintă noua adresă obținută din cea precedentă prin incrementare cu unu. Al optulea și al nouălea caracter reprezintă în hexazecimal octetul ce se găsește aici înscris.

Pentru modificarea conținutului adresei curente de memorie după terminarea procedurii REQUEST-DATA se transmite noul octet urmat de procedura SENDCR și procesul se reia.

În cazul comenzii E după adresă, transmiterea lui <CR> are drept efect lansarea în execuție a programului.

După execuție monitorul transmite spre PC două caractere, ultimul fiind prompterul

### 5.2.4 Funcția HEXA

Tablourile m1, m2, m3 și m4 conțin numere binare reprezentate pe 16 biți. Funcția HEXA atribuie fiecărui număr patru caractere ce reprezintă valoarea lui în hexazecimal după care, fiecărui caracter, îi calculează codul ASCII.

După analiza programelor de transfer se poate observa:

-se utilizează programul MONITOR rezident în MADS-UC și destinat conversării cu consola.

-înscrierea în memoria aferentă MADS-UC a unui singur element al tablourilor m1, m2, m3, m4, implică vehicularea prin intermediul interfeței seriale a nu mai puțin de 26 de octeți. Aceasta conduce la un timp lung de transferare.

### 5.3 Programe executate de microprocesorul Z80

Aceste programe se înscriu în memoria dinamică a MADS-UC în zona de adrese 0000-1000(H) imediat după executarea de către PC a programelor de inițializare. Lansarea în execuție se face în diferite momente ale secvenței de pornire a calibratorului.

Alocarea porturilor gestionate de MADS-VC este conform tabelului de mai jos:

Adresă port		Datele	
date	comandă	reprezintă	Utilitatea
D0	D1	LS Byte	Valoarea maximă a tensiunii (16 biți)
D2	D3	MS Byte	
D4	D5	LS Byte	Valoarea maximă a curentului (16 biți)
D6	D7	MS Byte	
C8	C9	Cod eroare	Supravegherea funcționării
CA	CB	Cod comandă	Stabilește configurația scriere/citire, modul de ge- nerare. Controlează liniile load și reset numărătoare, oprește f și validare buffere
CC	CD	LS Byte	Corecția inițială a defazajului

Porturile de comandă D1, D3, D5, D7, CB, CD, CF se programează în modul "ieșire octet" iar portul C9 în modul "intrare octet" prin următoarea secvență de program scrisă în cod mașină:

```
3E0FD3D1D3D3D5D3D7D3CBD3CDD3CF3E4FD3C9C300C0
```

Magistralele de date a blocurilor de memorie statică M1 și M2 sînt conec-

tate la intrările celor două CNA-uri cu multiplicare atât la înscriere cât și la citire. Pe durata de înscriere tensiunile de ieșire a celor două CNA-uri se fixează la zero volți prin prescrierea valorii zero la intrarea de referință:

▼▼      ▼▼      ▼▼      ▼▼

3EFFD3D03EFFD3D23EFFD3D43EFFD3D6C300C0

De remarcat că în această secvență caracterele 11, 12, și 3,4 (marcate ) reprezintă în hexazecimal octetul cel mai semnificativ a valorii maxime de tensiune.

Același lucru se remarcă și în privința caracterelor 27, 28 și 19,20 dar în legătură cu valoarea maximă a curentului prescris.

După înscrierea memoriei statice, caracterele menționate mai sus sînt schimbate, funcție de valorile efective prescrise.

Codurile de comandă, înscrise în portul CA în diferite faze ale inițializării și funcționării calibratorului precum și semnificația acestor coduri este dată mai jos:

- 15 : Memoria este configurată pentru înscriere, frecvența de tact este blocată, linia de reset a numărătoarelor este activă, ieșirea bufferelor prin care se face prescrierea corecției de fază este în "înalță impedanță".
- 11 : Memoria este configurată pentru înscriere, frecvența de tact oprită, linia de reset și load a numărătoarelor este inactivă, ieșirea bufferelor este "înalță impedanță".
- 51 : Memoria este configurată pentru înscriere, frecvența de tact este oprită, reset și load inactive, ieșirea bufferelor este validată.
- 59 : Memoria este configurată pentru înscriere, frecvența de tact este oprită, reset inactiv, load activ ieșirea bufferelor validată.
- 12 : Memoria este configurată pentru citire, modul nou de generare a undelor sinusoidale (prin discretizare în amplitudine), frecvența de tact este oprită.
- 02 : Calibratorul funcționează cu modul de generare prin discretizare în amplitudine. (Memoria se găsește configurată pentru citire iar frecvența de tact este deblocată).

- 10 : Memoria este configurată pentru citire, modul clasic de generare a undelor sinusoidale (prin discretizare în timp), frecvența de tact este oprită.
- 00 : Calibratorul funcționează cu modul de generare clasic al discretizării în timp (Memoria se găsește configurată pentru citire, frecvența de tact este deblocată).

Porturile CE și CC se înscriu cu octetul cel mai semnificativ respectiv octetul cel mai puțin semnificativ al numărului ce reprezintă corecția inițială de fază. Secvența de program ce realizează înscrierea este analoagă cu cea care realizează înscrierea valorilor maxime de curent sau tensiune.

De remarcat că numai în modul de generare prin discretizare în amplitudine este necesară înscrierea porturilor CE și CC.

Prin intermediul programelor de transfer, tabloul m1 este înscris în zona de memorie dinamică între adresele 2000 (H) - 2FFF (H); tabloul m3 la adresele 3000 (H) iar tabloul m4 la adresele 3800 (H) - 3FFF (H). S-a preferat înscrierea tablourilor în zona de memorie dinamică deoarece aceasta poate fi și citită în vederea unor eventuale modificări.

Un alt motiv rezultă din următoarele constatări:

- operația ce consumă timpul cel mai lung (aproximativ 4 minute) este operația de transfer a tablourilor m1, m2, m3 și m4 prin intermediul interfeței seriale și a programului MONITOR.

- transferul, prin intermediul microprocesorului Z80, a 12 Ko dintr-o zonă de memorie în alta durează mult mai puțin (aproximativ 0,25 secunde).

- zona de memorie dinamică poate fi încărcată și în timpul funcționării calibratoarei.

Aceste constatări crează posibilitatea schimbării tuturor parametrilor de funcționare a calibratoarei într-un timp foarte scurt, cu observația că aceste schimbări să nu survină la intervale de timp mai scurte de 4-5 minute.

Programul ce transferă zona de memorie 1000-3FFF în zona 4000-6FFF, este:

```

21  Încarcă în registrul dublu DE adresa de început a
00  blocului de date ce se transferă
10
11  Încarcă în registrul dublu DE adresa de început a
00  destinației
40
01  Încarcă în registrul dublu BC numărul de locații
00  ce urmează a fi transferate
30

```

ED Următoarea secvență se repetă pînă cînd BC=0  
 BO ( DE ) ← ( HL ) HL ← HL + 1  
 DE ← DE + 1 BC ← BC - 1

Transferul unei locații în alta se execută în 51 perioade de clock.

Din momentul în care calibratorul își începe funcționarea, microprocesorul Z80 trece în regim de supraveghere a corectei funcționări. Pentru aceasta se citește mereu portul C8 iar valoarea citită este comparată cu FF (H). Dacă se constată identitatea, funcționarea este normală. Orice diferență constatată are două urmări: imediat se prescrie valoarea zero pentru tensiunile de referință ale celor două CNA cu multiplicare după care valoarea citită la portul C8 se transmite PC-ului. Aceasta din urmă va decodifica și va afișa defecțiunea constatată: tensiunea de complianță depășită, depășirea curentului la ieșirea de tensiune, lipsa unei tensiuni de alimentare din interiorul calibratorului.

Programele executate de microprocesorul Z80 se găsesc în programul principal ca elemente succesive ale unui tablou de tip caracter.

Prin intermediul programelor de transfer, programele în cod mașină sînt înscrise în memoria dinamică la adrese bine stabilite. Lansarea în execuție a acestora se face din programul principal, rulat în PC, prin intermediul procedurii SENDE.

#### 5.4 Programe de calibrare

Au drept scop măsurarea nivelurilor a<sub>i</sub> generate de cele două CNA cu multiplicare de 10 biți și verificarea cuadraturii celor două sinusoid.

Pentru măsurarea unui nivel, în cazul acesta nivelul "zero", în memoria dinamică se încarcă următorul program în cod mașină:

```
3E0FD3CBD3D1D3D3D5D3D73E15D3CA3E00D3D0D3D2D3D4D3D63E803200403E003201403E12
D3CAC303C0
```

Se programează porturile C8, D1, D3, D5, D7 în starea "ieșire octet" și se prescrie 10 volți pentru valoarea tensiunii de referință la ambele convertoare. La adresa 4000 (H) ( în șirul de mai sus caracterele avînd numerele de ordine 61, 62, 59 și 60) se înscrie octetul mai semnificativ al codului nivelului "zero" dorit la ieșire. În cazul de mai sus octetul este 80 (H) și ocupă în șir porturile 55 și 56.

Octetul mai puțin semnificativ: 00 (H) ocupă pozițiile 65 și 66 și se înscrie la adresa 4001 (H) (pozițiile 71, 72, 69 și 70 din șir).

Se lansează în execuție programul cu procedura SENDE și prin interfața



IEE 488 și preia de la voltmetrul HP 7455 valoarea măsurată a nivelului  $a_0$ .

Se incrementează contorul cu 1 iar la pozițiile 55, 56, 65, 66 ale șirului se înscrie codul corespunzător nivelului  $a_1$ :8040 (H).

După lansarea în execuție se preia de la voltmetru valoarea  $a_1$ .

După terminarea măsurării nivelurilor  $a_i$  pentru primul convertor se procedează analog și pentru cel de-al doilea. De data asta adresele la care se înscriu codurile nivelurilor  $a_i$  sînt 5000 (H) și 5001 (H).

Înscrierea în memoria dinamică a MADS-UC a programului de mai sus durează 1,6 secunde iar viteza maximă de măsurare a voltmetrului numeric este de 6 măsurări pe secundă. Măsurarea tuturor nivelurilor de la ambele convertoare durează o oră. Timpul poate fi redus la 10 minute dacă modificările impuse de o nouă măsurare se fac prin lansarea unor programe auxiliare rezidente în MADS-VS.

După măsurarea nivelurilor  $a_i$  se poate verifica cuadratura.

Pentru aceasta se programează următoarele valori:

$$f = 50 \text{ Hz}$$

$$\phi = 90^\circ$$

$$U = 250 \text{ v}$$

$$I = 5 \text{ A}$$

Datorită frecvenței prescrise, sinusoida este generată prin discretizare în amplitudine.

De data aceasta, la pornirea calibratorului, în portul CA nu se mai înscrie 02 (H) ci 82 (H). Apariția lui "1" pe poziția bitului mai semnificativ conduce la acționarea releelor de la ieșirile de curent și tensiune și de la intrarea redresorului sensibil la fază. Ieșirea de tensiune se conectează la o rezistență de 100 K $\Omega$  iar ieșirea de curent la o rezistență de 0,1  $\Omega$ .

Voltmetrul numeric măsoară tensiunea de la ieșirea redresorului sensibil la fază. Știind sensibilitatea la cuadratură a redresorului (în acest caz 40  $\mu\text{V}/0,001^\circ$ ) se poate calcula corecția. Aceasta se memorează și se aplică de fiecare dată unghiului de defazaj prescris.

## CAP. 6 REZULTATE EXPERIMENTALE

Sunt prezentate rezultatele măsurărilor efectuate asupra amplificatorului final de tensiune, amplificatorului de transconductanță precum și asupra sintetizatorului de două unde sinusoidale defazate. De asemenea se prezintă schema și performanțele redresorului sensibil la fază utilizat în cadrul calibratorului de putere ( fig. 4.2 ) precum și a unui comparator c.a. - c.c. cu termocuplu.

### 6.1 Amplificatorul final de tensiune

Este realizat conform schemei electronice date în figura 4.14. Au fost testate cu frecvența mai multe tipuri de optocuplore : ROL 60, M 101, M 104, HCPL 2530, HCPL 2531. Ultimul dintre ele, HCPL 2531, a oferit banda de frecvență cea mai mare.

Preamplificatoarele ce comandă grilele tranzistoarelor VMOS  $Q_2$  și  $Q_4$  cu rol de rezistență comandată, au fost realizate cu piese discrete. Tranzistoarele pnp  $T_1$ ,  $T_2$  și  $T_5$ ,  $T_6$  au fost împerechiate la un curent de colector de 2 mA, urmărindu-se în special egalitatea tensiunilor  $U_{BE}$ . La testarea funcționării de ansamblu a amplificatorului de tensiune s-a observat că trebuie asigurat un foarte bun contact termic între tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , respectiv  $T_5$  și  $T_6$ . Fără acest lucru, se constată variații mari cu temperatura ale tensiunii de ieșire, variații ce nu mai pot fi compensate de reacția negativă globală.

Etajul final, realizat în montaj cascod cu tranzistoarele VMOS  $Q_1$  și  $Q'_1$  respectiv  $Q_3$  și  $Q'_3$  are un curent de funcționare în gol de 55 mA. Tranzistoarele sunt dispuse pe același radiator, iar radiatorul este răcit forțat în curent de aer.

Etajul de intrare, alimentat la tensiune joasă, a fost realizat cu amplificatorul operațional  $\beta$  356 având tranzistore cu efect de câmp la intrare, un slew-rate de 6 V/ $\mu$ s și posibilitatea de compensare a tensiunii de offset. În felul acesta etajul de intrare are curenți de polarizare neglijabili.

Variația relativ mare cu temperatura a tensiunii de offset, proprie amplificatoarelor operaționale cu tranzistoare cu efect de câmp la intare, a fost redusă printr-o reacție negativă locală realizată de amplificatorul operațional AO1 de tip B 741 J.

Rezistența  $R_2$  din reacție este realizată din două rezistoare de 1 W fiecare, cu peliculă metalică și legate în serie. În felul acesta se preîntâmpină modificarea factorului de reacție datorită autoîncălzirii.

Cablajul amplificatorului a fost realizat în varinta "cu plan de masă", iar componentele alimentate la înaltă tensiune au fost dispuse la depărtare de componentele alimentate la joasă tensiune. Existența planului de masă a condus la mărirea stabilității amplificatorului și totodată la micșorarea perturbațiilor captate.

Tensiunile de alimentare de -450 V și +450 V au fost furnizate de două surse stabilizate de înaltă tensiune.

Amplificatorul final de tensiune a fost testat atât în curent continuu cât și în curent alternativ. Ca sursă de tensiune continuă s-a utilizat un CNA de 16 biți, iar nivelurile de tensiune furnizate de acesta au o stabilitate pe termen scurt (o oră) de  $\pm 2$  ppm pentru o temperatură constantă a mediului ambiant. În curent continuu tensiunea de intrare și cea de ieșire a fost măsurată cu voltmetrul HP 3455 A. Eroarea de măsură a acestuia este de 80 ppm din citire, pe domeniul de 10 V, și de 100 ppm din citire pe domeniile de 100

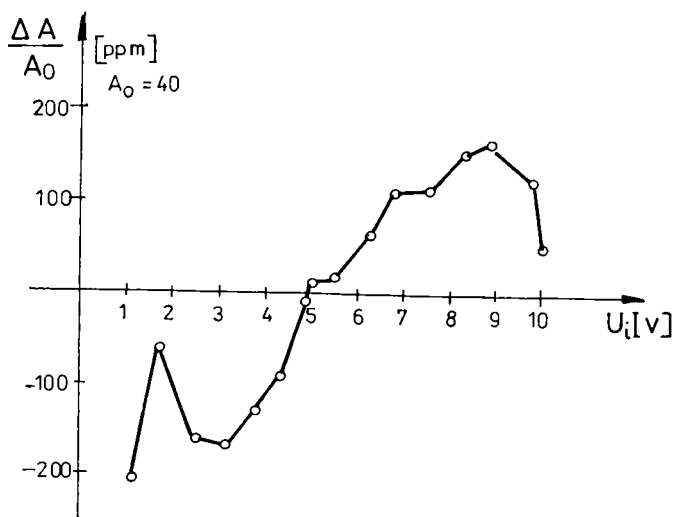


Fig. 6.1 Graficul erorilor relative ale amplificării de curent continuu pentru amplificatorul final de tensiune.

v și 1000 V.

Graficul erorilor relative ale amplificării față de valoarea medie, este prezentat în figura 6.1. Se observă variațiile foarte mici ale amplificării față de valoarea tensiunii de intrare. Erorile relative determinate și reprezentate în figură, pot fi atribuite în mare parte voltmetrului deoarece toate valorile se încadrează în plaja  $\pm 200$  ppm.

În fig. 6.2 se arată dependența amplificării funcției de curentul de sarcină. Determinările s-au făcut în condițiile: tensiune continuă și constantă la intrare, tensiunea de ieșire: 220 V, sarcină rezistivă. Măsurările s-au făcut cu voltmetrul numeric de 6 1/2 cifre HP 3455A.

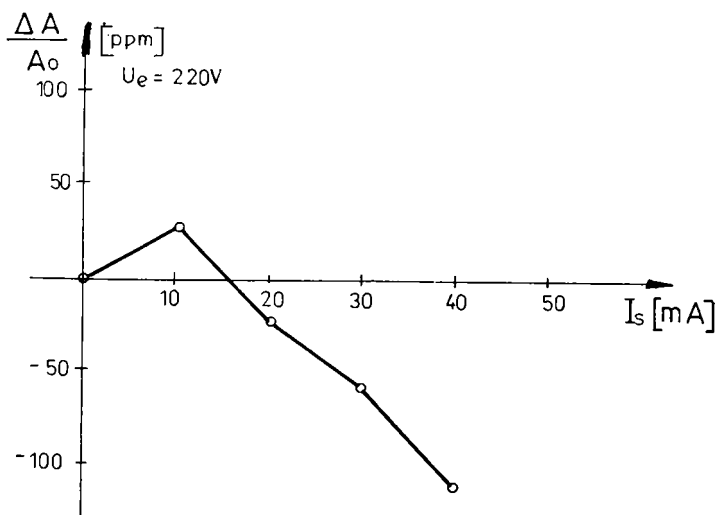


Fig. 6.2 Dependența amplificării în curent continuu de curentul de sarcină.

Cu intrarea scurtcircuitată s-a urmărit pe parcursul a 24 de ore variația tensiunii de offset la ieșire. Aceasta s-a încadrat în plaja  $\pm 10$  mV. Variația mare a tensiunii de offset (40 ppm relativ la tensiunea maximă de 250 V la ieșire) este atribuită variației în timp și cu temperatura a tensiunii de offset a amplificatorului operațional AO<sub>2</sub> de tip BA 741.

Variații mai mici ale tensiunii de offset se pot obține dacă AO<sub>2</sub> se realizează cu amplificatorul operațional OPA 27 Conform datelor de catalog acesta prezintă o stabilitate pe termen lung a tensiunii de offset de 0,2-0,4  $\mu\text{V}/\text{lună}$  și o variație cu temperatura a acesteia de 0,2-0,3  $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ .

Tensiunea de zgomot măsurată la ieșirea amplificatorului cu ajutorul

osciloscopului este mai mică de 5mV.

Pentru ridicarea caracteristicii de frecvență s-a utilizat ca sursă de semnal calibratorul HP 745A. Conform datelor de catalog, acesta generează tensiuni sinusoidale cu un grad de distorsiuni mai mic de 0,05% iar valoarea efectivă a tensiunii poate fi reglată cu 6 decade și cunoscută cu o eroare de 300 ppm din domeniu. Domeniile pot fi reglate de la 1mV la 100V în 6 decade. Frecvența poate fi modificată continuu în domeniul 10Hz-110KHz.

Pentru măsurarea tensiunii de ieșire s-a folosit voltmetrul HP 3455A înzestrat cu convertor de valori efective. Eroarea relativă de măsurare este de 0,12 % pentru tensiuni cu frecvența între 30 Hz și 20 KHz și de 0,8 % pentru tensiuni având frecvența între 20 KHz și 110 KHz. Afișarea tensiunii se face pe 5 digiți.

În figura 6.3 se prezintă caracteristicile de frecvență ale amplificatorului de tensiune pentru 2 tensiuni de ieșire : 10 V și 220 V. Se observă că la tensiuni mici de ieșire banda de frecvență a amplificatorului este mai mare decât la tensiuni mari de ieșire ( 85 KHz pentru o tensiune de ieșire de 10 V și 8 KHz pentru tensiunea de 220 V la ieșire )

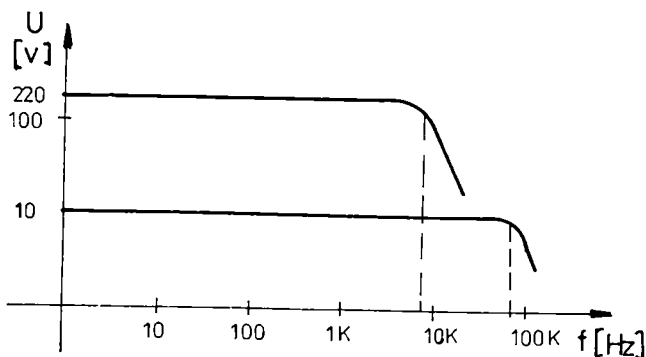


Fig. 6.3. Caracteristici de frecvență funcție de tensiunea de ieșire ale amplificatorului de tensiune.

Micșorarea benzii de frecvență la semnal mare se explică prin modificarea capacității grilă sursă a tranzistoarelor VMOS din etajul final. Banda de frecvență poate fi mărită prin legarea în paralel pe rezistențele de 100 K $\Omega$  ce asigură polarizarea etajului cascod a unor capacități de 30 nF. Aceasta conduce la mărirea consumului de putere în etajul final, îndeosebi la frecvențe ridicate.

Figura 6.4 arată graficul erorilor relative ale amplificării în gol funcție de frecvență.

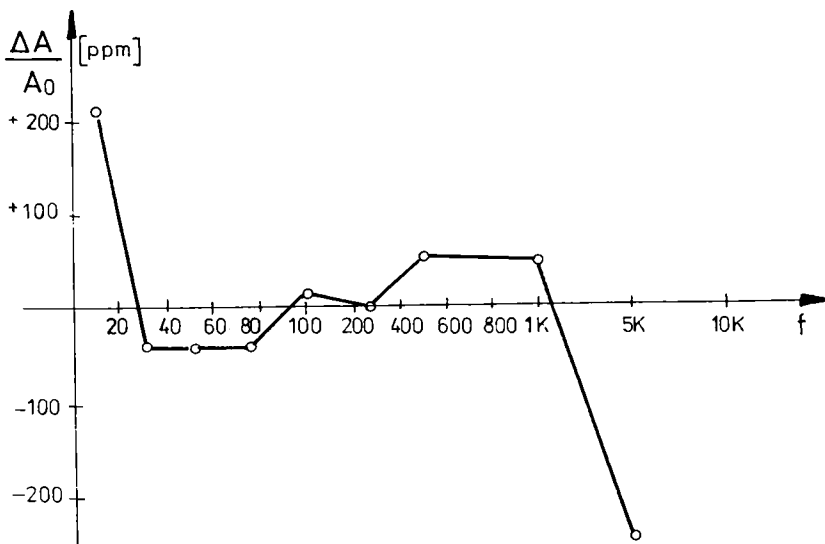


Fig. 6.4. Erorile relative ale amplificării funcție de frecvență.

Erorile relative ale amplificării au fost determinate pentru valoarea de 10 V a tensiunii de ieșire. Pentru diferite frecvențe, tensiunii generate de calibrator, i s-au dat variații mici în așa fel încât voltmetrul numeric de la ieșirea amplificatorului să aibă aceeași indicație. În felul acesta s-au eliminat în bună parte erorile de liniaritate ale voltmetrului și ale calibratorului.

Din graficul erorilor relative ale amplificării putem trage concluzia că amplificarea rămâne constantă și egală cu cea de curent continuu până la frecvențe în jur de 5 KHz.

Ca urmare, amplificarea globală poate fi verificată și determinată la fiecare calibrare a calibratorului. De asemenea se poate face o corecție cu frecvența a amplificării, odată ce se cunoaște caracteristica de frecvență a amplificatorului.

Putem concluziona că amplificatorul de tensiune prezentat în figura 4.14 corespunde cerințelor impuse de calibratorul de putere.

## 6.2. Amplificatorul final de transconductanță

Amplificatorul de transconductanță a fost realizat conform fig. 4.15.

S-au încercat mai multe variante de amplificator operațional AO<sub>1</sub> : cu  $\beta$  741, cu  $\mu$ A 115 și cu  $\beta$  356. Prima nu a corespuns din cauza benzii de frecvență reduse iar a doua din cauza instabilității pe care o prezintă întregul amplificator.

A fost preferat amplificatorul operațional  $\beta$  356 din cauza curenților mici de polarizare și a unui slew-rate relativ ridicat (6V/ $\mu$ s). Principalul dezavantaj rezultă din etajul de înteare realizat cu J-FET și care prezintă variații mari ale tensiunii de offset cu temperatura. Cel mai potrivit ar fi fost amplificatorul operațional de tip OPA27.

Din figura 4.15 se observă etajul final ce a fost realizat cu tranzistori compuși ( T7 și T9, T8 și T10 ). Acest mod de realizare a etajului final a impus ca și etajul de comandă să aibă tot tranzistori compuși în componența cărora se regăsesc aceleași tipuri de tranzistoare ca și în finali. Toate tranzistoarele sunt dispuse pe același radiator pentru a păstra variații egale ale tensiunilor bază- emitor.

Diodele D1 și D2 au fost intercalate pentru a realiza egalitățile:

$$U_{BE1} + U_{D1} = U_{BE2} + U_{BE9}$$

$$U_{BE2} + U_{BE5} = U_{BE8} + U_{D2}$$

În felul acesta potențialul de la ieșirea amplificatorului operațional AO<sub>1</sub> este același cu potențialul de la ieșirea întregului amplificator, etajul final având doar rol de amplificator de curent.

Un rol determinant îl are modul de realizare al șuntului R<sub>S</sub> ce intră în reacția globală.

Într-o primă variantă, R<sub>S</sub> a fost realizat ca șunt coaxial conform celor descrise în 4.3.4. Faptul că R<sub>S</sub> nu are o bornă legată la masă și dimensiunile mari ale șuntului coaxial au condus la cuplaje capacitive, ce în final determinau intrarea în oscilație a amplificatorului.

Varianta finală este realizată sub formă de șunt multifilar ( 6 fire de manganină îndoite și răsucite avînd capetele lipite la două cercuri concentrice realizate pe cuplaj ).

Pentru măsurarea caacteristicilor amplificatorului de transconductanță s-a folosit ca rezistență de sarcină un rezistor etalon de 1 $\Omega$ , 0,02%, si s-a modificat raportul R2/R1 pînă s-a obținut o transconductanță de 1S. În felul acesta, pentru un amplificator ideal, voltmetrul numeric conectat fie la intrare fie la ieșire trebuie să indice aceeași valoare.

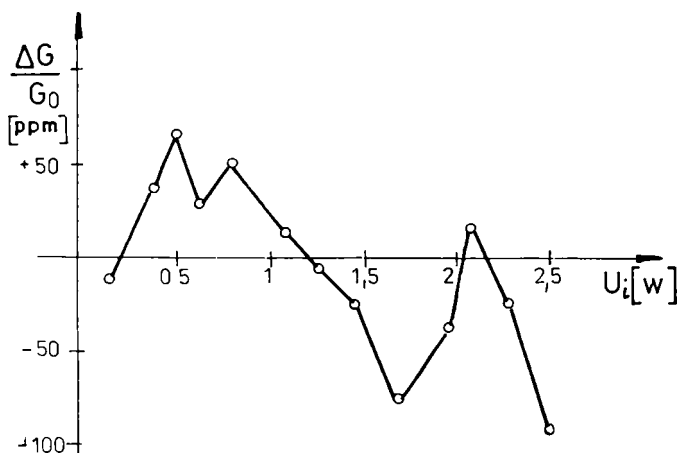


Fig. 6.5. Graficul erorilor relative ale transconductanței pentru tensiuni continui de intrare

Erorile relative ale transconductanței prezentate în fig. 6.5 au fost determinate pentru tensiuni continui de intrare, obținute la ieșirea unui CNA de 16 biți.

Tensiunea maximă de complianță obținută pentru alimentarea etajului final cu  $\pm 5V$  este de 2,9 V. ( Ca urmare se admite o rezistență maximă de sarcină de  $0,4\Omega$  ).

Caracteristicile de frecvență pentru  $Z_S = 1\Omega$  și un curent de ieșire de 1A

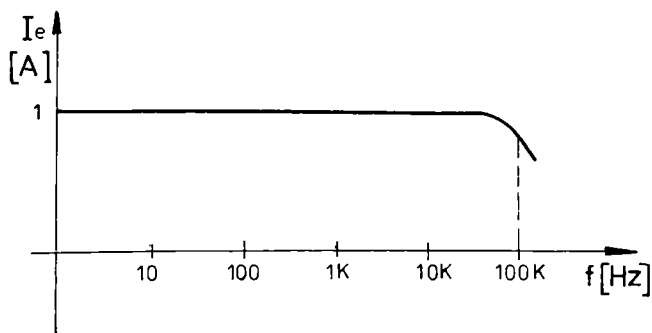


Fig. 6.6. Caracteristicile de frecvență a amplificatorului de transconductanță



este prezentată în figura 6.6. Căderea cu 3dB are loc la frecvența de 90 KHz.

În fig. 6.7. se prezintă un detaliu al caracteristicii din figura 6.6.

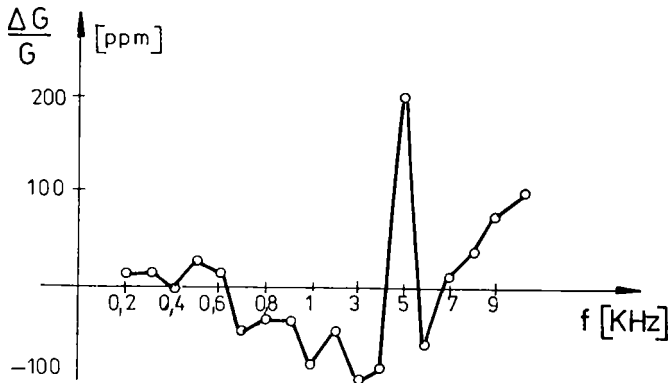


Fig. 6.7. Detaliu al caracteristicii de frecvență

Cu intrarea în scurtcircuit s-a urmărit deriva termică măsurându-se tensiunea pe  $Z_S = 1\Omega$ . S-au obținut:

- la pornire:  $U_e = -350\mu V$
- după 2 min.:  $U_e = -50\mu V$
- după 3 min.:  $U_e = -15\mu V \pm 2\mu V$
- după 4 min.:  $U_e = -10\mu V \pm 2\mu V$
- după 5 min.:  $U_e = -2\mu V \pm 2\mu V$
- după o oră:  $U_e = 0\mu V \pm 5\mu V$

Măsurările au fost făcute în condiții de laborator, în aer limitat și variații mici cu temperatura. Odată cu creșterea variațiilor de temperatură se așteaptă creșterea tensiunii de offset, aceasta datorându-se în principal amplificatorului operațional B 356. Rezultate mai bune s-ar obține dacă  $AO_1$  ar fi de tipul OPA-27.

Un nou set de măsurări au fost făcute pentru  $Z_S = 0,1\Omega$  și păstrarea raportului  $R_2/R_1$ . S-a observat o creștere a erorilor o dată cu creșterea curentului de ssrcină. Ca răspuns s-a îmbunătățit modul de realizare a bornei rezistenței  $R_S$  din reacție ( s-au făcut masive ) și erorile au scăzut.

Programul de calibrare a calibratorului are posibilitatea de a verifica buna funcționare a amplificatorului de transconductanță. Pentru eliminarea erorilor datorate caracteristicii de frecvență, aceasta poate fi memorată, iar funcție de frecvență și valoarea curentului prescrise de utilizator, programele

de inițializare pot aplica corecții adecvate asupra amplitudinii unei sinusoidale de curent ce urmează a fi generată.

### 6.3. Redresorul sensibil la fază

S-a realizat un redresor sensibil la fază conform schemei descrise de Marzetta în /70/. Îmbunătățirile aduse se referă la utilizarea unor amplificatoare operaționale TL084 ce au un slew-rate mai ridicat  $12\text{V}/\mu\text{s}$  și curenți de polarizare foarte mici  $-30\text{pA}$  (față de  $\mu\text{A}741$  folosit de Marzetta), precum și

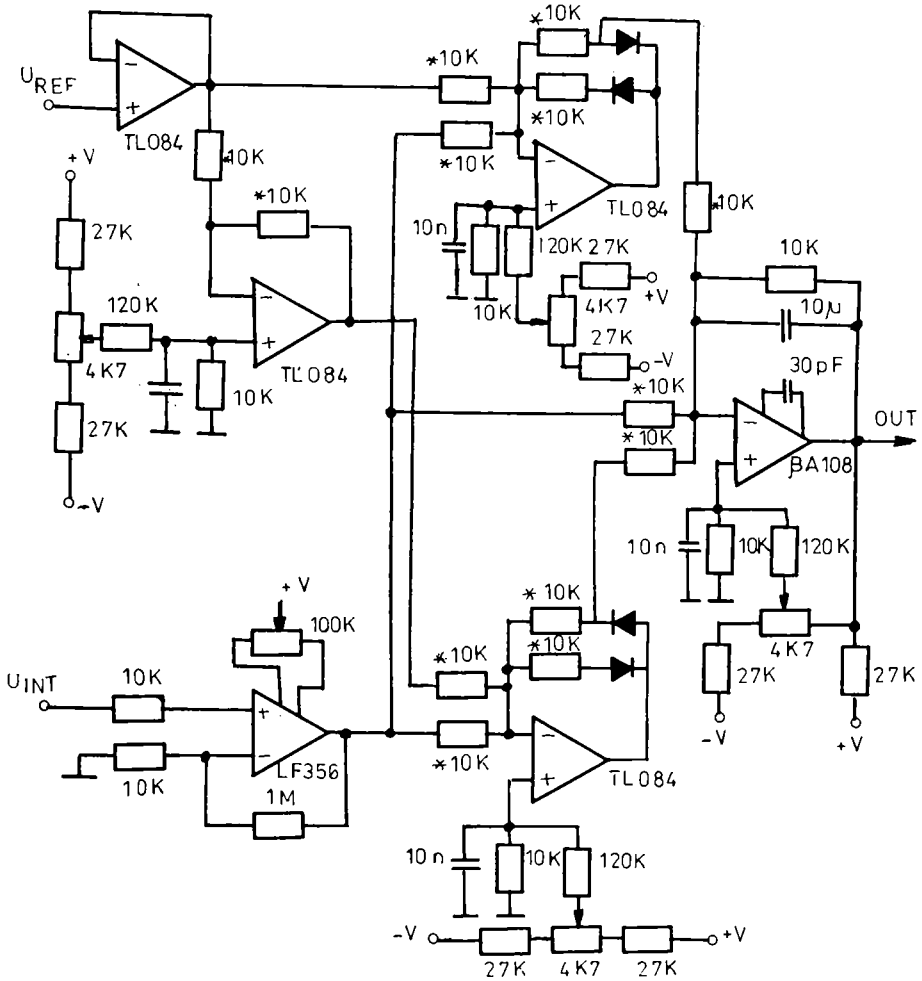


Fig. 6.8. Schema electronică a redresorului sensibil la fază  
 împerecherea mult mai bună a rezistențelor din schemă (0,005% față de 0,1%).

Aceste îmbunătățiri au condus la obținerea unei benzi de frecvență cu un ordin de mărime mai mare (300KHz), o liniaritate foarte bună, abateri sub 0,05% atât în domeniul tensiunilor mici de intrare (0,1mV ÷ 10mV) cât și pentru tensiuni mari de intrare 10mV ÷ 4V. De asemenea s-a obținut și o rejecție bună (în jur de 80 dB) a tensiunii continue peste care se suprapune semnalul util, dacă aceasta are valori mult mai mici decât tensiunea de referință.

În fig. 6.8 se arată în detaliu schema electronică a redresorului sensibil la fază. La realizare s-a utilizat cablaj dublu strat urmărindu-se formarea unui plan de masă.

Pentru calibratorul de putere este de interes sensibilitatea redresorului sensibil la fază în detectarea cuadraturii a două semnale. Pentru a determina această sensibilitate s-a realizat circuitul din fig. 6.9.

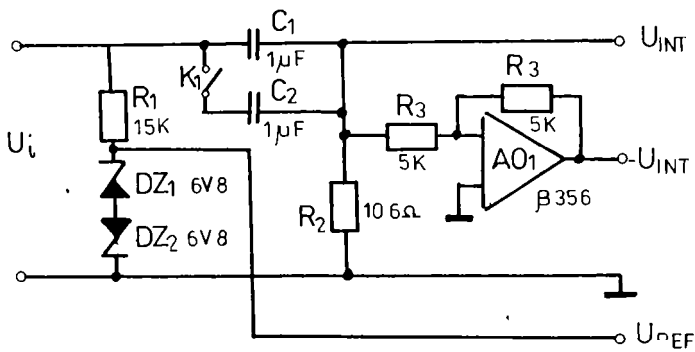


Fig. 6.9. Circuit pentru măsurarea sensibilității la tensiuni în cuadratură

Tensiunea de intrare a circuitului  $U_i$  este furnizată de calibratorul HP745A și are frecvența 75Hz. Tensiunea de referință  $U_{REF}$  necesară redresorului sensibil la fază este dreptunghiulară și în fază cu  $U_i$  fiind formată prin limitare pe două diode Zenner conectate în opoziție.

Tensiunea  $U_{INT}$  ce se formează la intrarea de semnal a redresorului din fig. 6.8 este obținută pe rezistența  $R_2$  de 10,6Ω și este defazată cu aproximativ  $90^\circ$  față de  $U_i$ . Fie  $\alpha_1$  unghiul de defazaj pentru  $K_1$  închis și  $\alpha_2$  pentru  $K_2$  deschis.

Prin calcul rezultă:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{1}{\omega \cdot (C_1 + C_2) \cdot R_2} = 100,058 \quad (6.1)$$

$$\operatorname{tg} \alpha_2 = \frac{1}{\omega \cdot C_1 \cdot R_2} = 200.196 \quad (6.2)$$

Pentru cazul în care  $K_1$  este închis s-a modificat  $U_i$  până ce s-a obținut  $U_{INT} = 0,302V$ . La ieșirea redresorului sensibil la fază s-a obținut o tensiune  $U_{O1} = 2,45mV$ .

Pentru cazul în care  $K_1$  este deschis, s-a mărit  $U_i$  până ce din nou s-a obținut  $U_{INT} = 0,302V$ . Acum, la ieșirea redresorului s-a măsurat  $U_{O2} = 0,988mV$ .

Putem scrie:

$$\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\sin \alpha_2}{\cos \alpha_2} - \frac{\sin \alpha_1}{\cos \alpha_1} = \frac{\sin \alpha_2 \cdot \cos \alpha_1 - \sin \alpha_1 \cdot \cos \alpha_2}{\cos \alpha_1 \cdot \cos \alpha_2} = \frac{\sin(\alpha_2 - \alpha_1)}{\cos \alpha_1 \cdot \cos \alpha_2} \quad (6.3)$$

Întrucât diferența  $\alpha_2 - \alpha_1$  este mică putem scrie:

$$\alpha_2 - \alpha_1 \approx \sin(\alpha_2 - \alpha_1) = \frac{\operatorname{tg} \alpha_2 - \operatorname{tg} \alpha_1}{(1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_1)^{1/2} \cdot (1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_2)^{1/2}} = 0.004995 \text{ rad} = 0.2807^\circ \quad (6.4)$$

Pe de altă parte diferența dintre cele două tensiuni măsurate la ieșirea redresorului este:

$$U_{O1} - U_{O2} = 2.45mV - 0.988mV = 1.462mV \quad (6.5)$$

Rezultă că, în jurul quadraturii, pentru un defazaj de  $0,001^\circ$  și un semnal de intrare de  $0,3V$  măsurăm la ieșirea redresorului la fază o diferență de tensiune  $\delta U_0(0,001^\circ)$ :

$$\delta U_0(0,001^\circ) = \frac{1,462 \cdot 10^{-3} \cdot 0,001}{0,28} = 5,2 \mu V \quad (6.6)$$

Ca urmare, pentru un semnal de intrare  $U_{INT} = 3V$ , o diferență de  $0,001^\circ$  față de quadratură va conduce la o variație a tensiunii de ieșire a redresorului sensibil la fază de  $52 \mu V$ , variație ce poate fi măsurată fără probleme deosebite.

Pentru a verifica trecerea prin zero a caracteristicii la o defazare de exact  $90^\circ$ , s-au repetat determinările descrise mai sus doar că tensiunea de intrare  $U_{INT}$  a fost luată de la ieșirea inversorului realizat cu  $A_{O1}$ . S-au obținut aceleași valori  $U_{O1}$  și  $U_{O2}$  dar cu semn schimbat. Aceasta demonstrează că redresorul sensibil la fază prezintă o caracteristică tensiune de ieșire funcție de abaterile mici de la cuadratură linară și care trece prin zero.

Datorită liniarității foarte bune și datorită sensibilității ridicate de detectare a quadraturii, redresorul sensibil la fază prezentat în figura 6.8 este potrivit pentru verificarea într-un singur punct (la  $90^\circ$ ) a defazării realizate în cadrul calibratorului de putere. În plus, cunoscându-se sensibilitatea poate fi ușor determinată eventuala corecție ce trebuie aplicată defazajului prescris inițial.

#### 6.4 Comparator ca-cc cu termoelement

În vederea măsurării performanțelor în curent alternativ a undelor sintetizate de către calibratorul de putere, precum și în vederea intercomparării cu comparatorul ca-cc cu termistor descris în capitolul 3, s-a realizat un comparator ca-cc cu termoelement a cărui schemă de principiu este dată în figura 6.10.

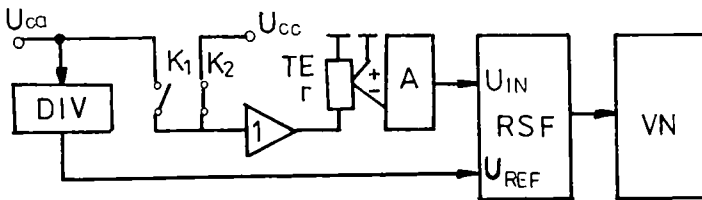


Fig.6.10. Schema de principiu a comparatorului ca-cc cu termoelement

S-a folosit voltmetrul numeric HP3455A și redresorul sensibil la fază descris în paragraful precedent. Termoelementul utilizat, a fost realizat la Cambridge, este un joncțiune, are rezistența firului încălzitor de  $11,5\Omega$ , cea a termocuplului de  $4,5\Omega$ , curentul nominal de  $25\text{mA}$ , iar constanta măsurată de timp de  $0,4$  secunde. Tensiunea furnizată de termocuplu atunci când prin firul încălzitor trece curentul nominal este de  $7,2\text{mV}$ .

Probleme deosebite ivite la realizarea comparatorului s-au datorat: realizării unei tensiuni continue cu stabilitatea de ordinul ppm, realizării cheilor cu raport  $R_{OFF}/R_{ON}$  cât mai ridicat și cu o viteză de comutare mare precum și realizării amplificatorului de eroare cu amplificare mare și zgomot redus.

Ca sursă de tensiune continuă s-a utilizat referința unui CNA de 16 biți, alimentată cu sursă flotantă pentru a se putea schimba polaritatea. Valoarea de  $10\text{V}$  a acesteia a fost divizată până la  $U_{CC} = 3,01337\text{V}$  (valoare impusă de

chei) cu ajutorul unui amplificator inversor cu câștig subunitar. Probleme deosebite s-au ivit cu privire la asigurarea stabilității tensiunii de offset a amplificatorului. Pe termen scurt,  $U_{CC}$  are o stabilitate de  $\pm 20\mu V$  (6,6 ppm).

Cheile  $K_1$  și  $K_2$  din figura 6.10 au fost realizate cu tranzistoare VMOS în montajul din figura 6.11

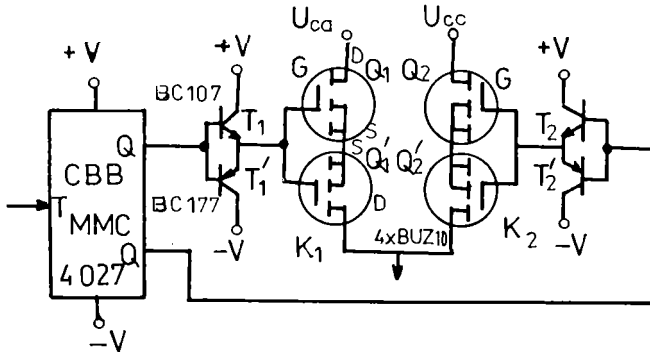


Fig. 6.11. Chei cu tranzistoare VMOS

Conform figurii 6.11, fiecare cheie este realizată cu două tranzistoare VMOS având legate împreună sursele și grilele.

Conform catalogului,  $U_{GS\ MAX} = \pm 20\ V$ . Pentru tensiunea de comandă de +10 V s-au măsurat valorile lui  $R_{ON}$  atunci când tensiunea de intrare variază între +4,5 V și -10 V. Valoarea maximă:  $R_{ON} = 0,2\Omega$  s-a obținut pentru tensiunea de intrare 4,5 V.

Cu tensiunea de comandă fixată la -10 V, s-a măsurat  $R_{OFF}$  pentru același domeniu de variație a tensiunii de intrare. Valorile măsurate a lui  $R_{OFF}$  s-au încadrat în domeniul  $(1\div 3)\cdot 10^{10}\Omega$ . Rezultă un raport :

$$\frac{R_{OFF}}{R_{ON}} \approx 10^{11} \Omega \quad (6.7)$$

Comportarea dinamică a cheilor este afectată în primul rând de capacitățile aferente tranzistoarelor VMOS. Conform catalogului tranzistorul BUZ 10 prezintă  $C_{GS} = 2000pF$ ,  $C_{DG} = 500pF$ ,  $C_{DS} = 800pF$ . Micșorarea întârzierilor produse de încărcarea acestor capacități se face asigurând circuite de încărcare de rezistență foarte mică. Să analizăm situația în care  $K_1$  trece din starea "conducție" în starea "blocată". În același timp  $K_2$  trece din starea "blocată" în starea "conducție". Prin urmare drena tranzistorului  $Q_1$  "vede" rezistența internă a sursei de curent alternativ iar drena tranzistorului  $Q_1'$

"vede" rezistența internă a sursei de curent continuu la care se inseriază  $R_{ONK2}$ . Toate aceste rezistențe au valori maxime de ordinul  $1\Omega$  sau mai mici. Comanda cheii  $K_1$  se face prin repetoarele pe emitor  $T_1$  și  $T_1'$  și prin urmare rezistența internă a circuitului de comandă este zecimi de  $\Omega$ .

Pentru măsurarea vitezei de comutare a cheilor, s-a fixat  $V_{Ca} = 0$  V, iar la ieșire s-a vizualizat forma de undă pe o rezistență de  $100K\Omega$ , pentru o comandă dreptunghiulară simetrică de  $\pm 10$  V. Timpii de creștere, respectiv de cădere a tensiunii de la ieșire s-au situat sub  $0,5\mu s$ .

Dacă se alege valoarea de 2 Hz pentru secvența de comutare a cheilor, o neîmperechere de 10% între timpii de creștere și de cădere ar conduce la o eroare de comparare de 0,1 ppm.

Neîmperecherea timpilor de comutare afectează doar tensiunea continuă transmisă prin cheia  $K_2$  nu și cea alternativă întrucât comutarea cheilor este sincronizată cu trecerile prin zero în aceeași direcție ale tensiunii  $U_{Ca}$ .

Intercalarea unui repetor între termoelement și punctul de ieșire al cheilor a fost necesară din următoarele motive:

- sursa  $U_{CC}$  nu este capabilă să furnizeze curentul de 25 mA necesar firului încălzitor al termoelementului

- se elimină astfel erorile de comparare datorate neîmperecherii rezistențelor interne ale surselor  $U_{CC}$  și  $U_{Ca}$

- tensiunea  $U_{CC}$  s-a ales de 3 V. În felul acesta valoarea maximă a  $U_{Ca}$  nu depășește 4,5 V. În lipsa repetorului și pentru a asigura curentul nominal de încălzire, rezistența de sarcină a cheilor rezultă  $120\Omega$ . În condiția în care presupunem rezistențele interne ale surselor  $U_{CC}$  și  $U_{Ca}$  perfect împerecheate doar o diferență de  $0,01\Omega$  între rezistențele  $R_{ON}$  ale cheilor conduce la o eroare de comparare ca-cc de 84 ppm.

Datorită repetorului rezistența inseriată cheilor devine mare și face ca sursele de erori amintite mai sus să devină neglijabile. În schimb apar probleme datorate derivei nulului și zgomotului introduse de amplificator.

Repetorul a fost realizat cu amplificatorul operațional B 356 căruia i s-a atașat un etaj final amplificator de curent.

O grijă deosebită s-a avut în liniarizarea caracteristicii de ieșire a etajului final chiar în lipsa reacției negative globale precum și în compensarea tensiunii de offset. În condiții de laborator, (în aer liniștit și temperatură constantă) variațiile lente, pe termen scurt (o oră) ale tensiunii de offset se încadrează în  $\pm 10\mu V$ . Presupunând că variația maximă a tensiunii de offset pe durata unei perioade de comutare a cheilor (0,5 s) este de 10% din variația pe termen scurt aceasta ar conduce la o eroare de comparare de 0,3 ppm.

Rezistența de intrare a repetorului este minimum 10 MΩ.

Considerând o neîmperechere a rezistențelor interne ale surselor  $U_{ca}$  și  $U_{cc}$  (la care s-au adăugat  $R_{ON}$  ale cheilor corespunzătoare) de maximum 1 Ω, eroarea de comparare datorată acestei neîmperecheri raportată la rezistența de intrare a repetorului este de 0,1 ppm.

Problemele cele mai mari le-a ridicat realizarea amplificatorului de eroare A. Pentru a obține la ieșire tensiuni de ordinul milivolți, atunci când cele două tensiuni comparate au diferențe de ordinul 1 ppm, amplificarea ce trebuie realizată este în jur de  $10^6$ . Amplificatorul trebuie să sesizeze variații ale tensiunii de intrare extrem de reduse și la frecvențe joase. La curentul nominal de încălzire și la variații ale acestuia de 1 ppm, rezultă o variație a tensiunii de ieșire a termocuplului de 7nV. Ca urmare amplificatorul trebuie să aibă un zgomot propriu deosebit de redus.

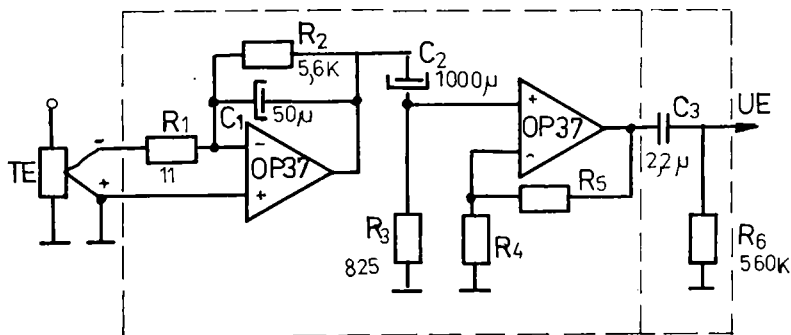


Fig. 6.12. Schema amplificatorului de eroare

Amplificatorul de eroare s-a realizat conform schemei din figura 6.12. S-au utilizat două amplificatoare operaționale OP 37 cu zgomot deosebit de redus:  $3nV/\sqrt{Hz}$  și frecvența de cot a zgomotului  $1/f$  extrem de mică: 2,7 Hz. S-au utilizat filtre trece jos și trece sus pentru limitarea benzii amplificatorului în domeniul  $0,8 \text{ Hz} \div 3,8 \text{ Hz}$ . Primul etaj are rezistența de intrare mică pentru ca zgomotul Nyquist a acesteia să fie mai mic decât zgomotul amplificatorului. Zgomotul Nyquist al unei rezistențe se calculează cu relația practică:

$$U_{zg(Nyquist)} = 4(R[K\Omega])^{1/2} \text{ [nV}/\sqrt{\text{Hz}}] \quad (6.8)$$

Calculînd zgomotul amplificatorului de eroare conform /1/ s-a obținut



valoarea:

$$U_{zg(A)} = 11 \text{ nV} \quad (6.9)$$

Pentru alimentare s-a realizat un etaj suplimentar de stabilizare în așa fel încât riplurile tensiunii de alimentare plus variațiile acesteia cu temperatura să se încadreze în  $\pm 2$  mV. Conform datelor de catalog OP 37 are rata de rejecție a riplurilor sursei de 120 dB. Rezultă o tensiune de eroare la intrare datorată surselor de aproximativ 2 nV. Din această tensiune component de 100 Hz datorată redresării rețelei se situează mult în afara benzii amplificatorului și prin urmare nu contează. Întregul amplificator este introdus într-o incintă ecranată. Prin urmare, în incintă, unde se găsește și etajul suplimentar de stabilizare, nu sunt variații bruște de temperatură și în consecință, componenta datorată variației cu temperatura se găsește mult sub limita inferioară a benzii de trecere a amplificatorului de eroare.

Cu intrarea în scurtcircuit s-a măsurat tensiunea de zgomot a amplificatorului. Raportată la intrare, pentru amplificarea realizată de  $5 \cdot 10^5$ , s-a obținut o valoare în jur de 10 nV ceea ce confirmă valoarea calculată (6.9).

Filtrul de ieșire  $C_3 R_6$  elimină și componenta continuă de la ieșirea celui de-al doilea etaj, datorată, în principal, curentului de pierderi prin condensatorul  $C_2$ .

Întregul comparator ca-cc a fost testat folosindu-se ca sursă  $U_{ca}$  calibratorul HP 745A iar ca sursă  $U_{cc}$  tensiunea de 3,013372 V obținută prin divizarea referinței inui CNA de 16biți. La ieșirea redresorului sensibil la fază s-a realizat un filtru trece jos cu o constantă de 30 s. Tensiunea la ieșirea redresorului sensibil la fază s-a măsurat cu HP 3455A. Datorită constantei de timp mare a termoelementului tensiunea obținută la termocuplu este, practic, în cuadratură cu tensiunea de comandă a cheilor. Ca urmare, blocul divizor din fig. 6.12 are o ieșire cu tensiune dreptunghiulară, simetrică și în cuadratură cu tensiunea de comandă a cheilor.

Faptul că tensiunea utilă este în cuadratură cu tensiunea de comandă a cheilor este benefică din următorul considerent: principala tensiune perturbatoare ce apare la ieșirea amplificatorului de eroare se datorează comutării cheilor și este în fază cu aceasta, dar tocmai din acest motiv redresorul sensibil la fază o poate elimina. În cazul practic, al comparatorului realizat, tensiunea perturbatoare, în fază cu comanda cheilor are în jur de 50 mV.

Aceasta înseamnă că principala cale de pătrundere a tensiunii perturbatoare este rezistivă. Într-adevăr, tensiune perturbatoare indusă nu există deoarece nu există curent de comandă a cheilor, iar tensiunea perturbatoare

transmisă capacitiv este foarte mică datorită capacității mici a termocuplului și a frecvenței reduse de comandă a cheilor, precum și a rezistenței mici de intrare a amplificatorului (la frecvența de 2 Hz la o capacitate parazită de ordinul picofarazilor și la o rezistență de intrare a amplificatorului de 14Ω tensiunea transmisă capacitiv rezultă cu două ordine de mărime mai mică decât tensiunea echivalentă la intrare :  $100 \text{ nV} = 50 \text{ mV} / 5 \cdot 10^5$ ).

Dezavantajul unei constante de timp mai mari decât semiperioada de comutare a cheilor constă în reducerea sensibilității termoelementului - în cazul termoelementului utilizat, reducerea este de aproximativ 5 ori.

Mai jos se dau, în ordinea măsurării, tensiunile de ieșire ale comparatorului funcție de diferite tensiuni prescrise la ieșirea calibratorului:

Nr. măsurare	$U_{Ca}$ (calibrator HP 745A)	$U_e$ (mV) (HP 3455A)
1	3,0160	+3,1
2	3,0150	+8,89
3	3,0170	-3,1
4	3,0165	$-0,36 \pm 0,04$
5	3,0166	$-0,95 \pm 0,04$
6	3,0164	$-0,30 \pm 0,15$
7	3,0163	$+0,22 \pm 0,04$
8	3,0162	$+1,00 \pm 0,10$

Datorită constantelor mari de timp implicate pe de-o parte în bucla de stabilizare a tensiunii furnizate de calibrator și pe de altă parte în comparatorul ca-cc, timpul scurs între modificarea tensiunii de ieșire a calibratorului și stabilizarea indicației voltmetrului a fost de  $10 \div 20$  minute.

Din primele 5 măsurări rezultă sensibilitatea comparatorului  $S_{comp}$ :

$$S_{comp} = \frac{\delta U_e}{\frac{\delta U_{Ca}}{U_{Ca}}} = \frac{0,6}{30} \left[ \frac{\text{mV}}{\text{ppm}} \right] \approx 20 \text{ } \mu\text{V/ppm} \quad (6.10)$$

În primele 5 măsurări se respectă atât monotonia tensiunii de ieșire cât și valoarea sensibilității calculate în relația (6.10). De altfel monotonia tensiunii de ieșire funcție de  $U_{Ca}$  este respectată în toate cele 8 măsurări. Din măsurările 6, 7 și 8 rezultă, cu bună aproximație, aceeași valoare a sensibilității ca cea calculată în relația (6.10). Doar între măsurările 5 și 6 intervin diferențe mari care pot fi provocate de :

- modificarea tensiunii  $U_{CC}$ . Variația acesteia în 24 ore s-a încadrat în  $\pm 10 \text{ ppm}$ .

- modificarea tensiunii de offset a redresorului sensibil la fază. Variația tensiunii de offset a R.S.F. măsurată în 24 ore se încadrează în limitele  $\pm 100 \mu\text{V}$ .

- modificarea tensiunii  $U_{Ca}$ . Conform datelor din cartea tehnică a calibratorului HP 745A stabilitatea în 24 ore a tensiunii de ieșire este de 50 ppm.

Ca urmare, ultima dintre cauze este cu ponderea cea mai mare.

În concluzie, comparatorul c.a. - c.c. realizat cu termocuplu permite măsurarea unor abateri de 10 ppm între valorile efective ale tensiunilor sinusoidală și continuă de la intrare.

## 6.5 Măsurări asupra calibratorului de putere

Măsurările s-au efectuat asupra ieșirilor de tensiune  $U_U$  și  $U_I$  (fig. 4.2) ale calibratorului de putere, fără a fi cuplate și amplificatoarele finale de tensiune și transconductanță.

La punerea în funcțiune s-a urmărit configurarea corectă a generatorului de putere, conform cuvintelor de comandă înscrise în portul cu adresa CA (conform celor descrise în capitolele 4 și 5).

S-au parcurs următoarele etape:

1) Au fost verificate, pentru diferite coduri de intrare, tensiunile de ieșire ale celor două convertoare numeric analogice  $CNA_U$  și  $CNA_I$  de tip DAC 80 (fig. 4.8 și fig. 4.9) și care stabilesc tensiunile de referință. S-au reglat valorile tensiunilor de ieșire 0 V și 10 V. Se observă că tensiunea maximă de ieșire poate fi reglată până la valoarea 10.035 V. S-a urmărit monotonia convertoarelor și stabilitatea nivelurilor de tensiune generate. În condiții de laborator, în decurs de 24 ore stabilitatea măsurată cu voltmetrul HP 3455A s-a încadrat în  $\pm 10$  ppm din valoarea maximă de ieșire.

2) Au fost reglate cele două convertoare numeric analogice cu multiplicare  $CNAM_U$  și  $CNAM_I$  (fig. 4.8 și fig. 4.9). Cu  $U_{ref} = 0\text{V}$  și un cod 8000(H) corespunzător tensiunii zero la ieșirea CNA s-a efectuat reglajul de zero a tensiunii de offset a amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_2$  (fig. 4.1), apoi s-a comandat  $U_{ref} = 10\text{V}$  și s-a reglat din P ca  $U_{iesCNAM} = 0$ .

Cele două operații au fost repetate de mai multe ori.

Comandându-se  $U_{ref} = 10\text{V}$  iar codul de intrare CNAM modificându-se succesiv la valorile FFFF(H) și 0040(H), s-a urmărit tensiunea maximă negativă și maximă pozitivă de la ieșirea CNAM. S-a mǎrit  $U_{ref}$  până când modulul acestor tensiuni se apropie cel mai mult de 10 V, diferența între cele două valori maxime trebuie să fie mai mică decât 1/2 LSB, adică mai mică decât 10 mV.

3) S-au măsurat cele 1023 niveluri generate de fiecare dintre cele

două CNAM în condiția în care  $U_{ref}$  are valoarea maximă. S-a urmărit monotonicitatea nivelurilor de tensiune precum și stabilitatea acestora. Stabilitatea măsurată în decurs de 24 de ore s-a situat în limitele  $\pm 50$  ppm. Nivelurile măsurate au fost stocate în două tablouri, iar pe seama lor se calculează intervalele de timp necesare modului de sintetizare prin metoda discretizării în amplitudine.

4) S-a comandat generarea unor unde sinusoidale de diferite frecvențe, amplitudinea 10 V și defazaj  $0^\circ$ . S-a constatat buna funcționare a software-ului. Pentru frecvențe sub 500 Hz, sintetizarea s-a făcut după metoda discretizării în amplitudine, iar pentru frecvențe peste 500 Hz după metoda clasică, a discretizării în timp. Frecvența de tact, dată de generatorul de frecvență extern, s-a fixat manual, conform valorii furnizate prin program. (Este de remarcat că generatoarele moderne de frecvență pot fi comandate prin intermediul interfeței standard: IEEE 488. Deci întregul proces de generare a unei puteri fictive date poate fi complet automatizat.)

Valoarea maximă a frecvenței de tact, conform celor prezentate în capitolul 5 este de 10 MHz, valoare ce se cere a fi prescrisă pentru frecvențe sintetizate în domeniul 1 Hz ÷ 500 Hz. Pentru frecvențe sub 1 Hz valoarea frecvenței de tact scade sub 10 MHz.

Pentru diferite frecvențe de ieșire valorile acestora s-au măsurat și s-au comparat cu valorile prescrise. S-a constatat că cele două valori sunt identice. Variațiile de frecvență, în decurs de 1 minut, măsurate la ieșirea sintetizatoarelor și la ieșirea generatorului de tact, au fost aceleași:  $\pm 10$  ppm.

5) S-a verificat eroarea de defazare a celor două unde sinusoidale generate. Pentru aceasta, unda de tensiune a fost generată cu valoarea maximă de 10 V, iar unda de curent cu valoarea maximă 4,24 V. (3 V valoarea efectivă) Defazajul prescris a fost de  $90^\circ$ . Din unda de tensiune, cu ajutorul unui comparator LM 311 s-a format tensiunea dreptunghiulară simetrică pentru referința redresorului sensibil la fază. Valoarea palierului tensiunii de referință a fost de 6,3 V.

S-a verificat cuadratura pentru două frecvențe de ieșire: 25 Hz și 75 Hz

Pentru 25 Hz, tensiunea măsurată la ieșirea redresorului sensibil la fază a prezentat variații în plaja - 50  $\mu$ V ÷ + 500  $\mu$ V, ceea ce, conform paragrafului 6.3 înseamnă variații de la cuadratură în gama - 0,001 $^\circ$  ÷ + 0,01 $^\circ$ . Conform graficului 4.10 eroarea teoretică de defazare este de 2,5 ppm, adică 0,001 $^\circ$ .

Pentru 75 Hz, tensiunea măsurată s-a încadrat în limitele + 250  $\mu$ V ÷ +800  $\mu$ V, ceea ce înseamnă variații de la cuadratură în gama + 0,005 $^\circ$  ÷ + 0,015 $^\circ$ . Conform graficului 4.10 eroarea teoretică de defazare este de 7,2 ppm (0,003 $^\circ$ )

Variațiile mari ale erorii de cuadratură măsurate se datorează în primul

rând variației tensiunii de offset a amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_2$  ce intră în componența CNA cu multiplicare. (fig. 4.1) Totuși, se poate remarca eroarea mică în stabilirea cuadraturii pe de-o parte, precum și tendința valorilor măsurate de apropiere de valorile teoretice.

Pentru rezultate practice mai bune se impune folosirea unor amplificatoare operaționale cu performanțe superioare ( tensiune de offset mică și cu derivă mică, slew-rate mai mare, zgomot mic ).

În concluzie, rezultatele experimentale obținute chiar în condițiile utilizării unor componente cu performanțe modeste, sunt perfect satisfăcătoare și demonstrează viabilitatea ideilor introduse în prezenta teză de doctorat.

## CAP. 7 CONCLUZII ȘI CONTRIBUȚII ORIGINALE

Teza de doctorat abordează domeniul calibratoarelor de mărimi electrice alternative cu accent pe calibratoarele de putere. În momentul de față, utilizarea calibratoarelor în tehnica măsurării este în plină expansiune, iar în domeniul curentului alternativ, calibratoarele de putere sunt recunoscute ca fiind cele mai complexe deoarece trebuie să asigure conlucrarea a trei calibratoare încorporate: de tensiune, de curent și de fază.

Autorul analizează în teză atât problemele generale ale calibratoarelor de putere cât și realizarea unor blocuri funcționale, rezultând numeroase contribuții originale, atestate ca atare printr-un număr de 5 brevete de invenții, și care se prezintă succint în cele ce urmează.

1. Autorul, pe seama bibliografiei studiate, pune în evidență metode și variante de realizare a principalelor blocuri funcționale ce intră în componența unui calibrator de putere: referința de tensiune continuă, oscilatorul, amplificatoarele, bucla de stabilizare în amplitudine, posibilități de defazare a celor două unde sinusoidale.

2. Capitolul 2 se referă la o metodă de sintetizare nou introdusă de autor, iar în urma analizei teoretice a metodei sunt scose în evidență avantajele pe care le prezintă atunci când este folosită la realizare unui calibrator de putere.

2.1 Se introduce o nouă metodă de sintetizare numerică a unei sinusoidale - metoda discretizării în amplitudine - obiect al brevetului de invenție nr. 93768 al autorului tezei. Principial, metoda sintetizează unda sinusoidală pornind de la un număr finit de niveluri cunoscute ale tensiunii de ieșirea unui CNA și controlând timpul de menținere a unui nivel anume, la un moment dat.

2.2 Pentru cazul general, în care unda sinusoidală de frecvență  $f_0$  se sintetizează cu ajutorul unui CNA de  $M$  biți, autorul calculează numerele întregi  $n_j$  de perioade de tact  $T$ , reprezentând timpi de menținere a fiecărui nivel  $a_j$  de tensiune la ieșire. Se calculează frecvența minimă a oscilatorului

de tact care asigură corecta funcționare a metodei.

2.3 Metoda discretizării în amplitudine permite realizarea unei rezoluții fine a defazajului dintre două unde sinusoidale sintetizate cu ajutorul unor CNA de uz general ( CNA de 8, 10 sau 12 biți ).

2.4 Folosirea, în cadrul calibratoarelor, a metodei clasice de sintetizare reclamă CNA de rezoluție și liniaritate ridicată. Metoda propusă de autorul tezei transferă pretențiile privind rezoluția în domeniul timp, unde acestea sunt mult mai ușor de realizat.

2.5 O primă implementare a metodei a constat în realizarea unui sintetizator de undă sinusoidală având frecvența de 50 Hz și valoarea maximă la ieșire 10 V. S-a folosit un CNA de 12 biți, o memorie de tip EPROM și un generator de tact având frecvența de 22,2 MHz. Ca urmare, o perioadă a tensiunii de ieșire a fost sintetizată din 8192 trepte de tensiune. Calculul duratei fiecărei trepte s-a făcut în așa fel încât erorile de trunchiere să nu se adune.

Defazajul între sinusoidale generate cu două astfel de sintetizatoare poate fi realizat cu o rezoluție de 19 biți.

2.6 Se stabilește expresia dezvoltării în serie Fourier pentru semnalul sinusoidal sintetizat, în cazul general în care se cunosc nivelurile normalizate  $a_k$  și lățimile lor unghiulare  $\delta x_k$ . Se consideră că același nivel  $a_k$  de lățime  $\delta x_k$  apare de două ori într-o semialternanță, simetric față de valorile unghiulare  $\pi/2$  și  $3\pi/2$ . Se demonstrează că spectrul semnalului conține doar armonici impare. Expresia generală a armonicii de ordin  $k$  este dedusă în două cazuri simplificatoare:

a) Lățimile unghiulare  $\delta x_k$  sunt egale între ele și cunoscute cu precizie iar nivelul  $a_k$  redă "perfect" valoarea sinusului pentru unghiul corespunzător mijlocului intervalului  $\delta x_k$ . Din interpretarea expresiei deduse pentru armonica de ordin  $k$  autorul tezei regăsește principalele concluzii desprinse din lucrările referitoare la metoda clasică de sintetizare: necesitatea folosirii unor CNA de rezoluție ridicată și liniaritate perfectă, existența în spectrul semnalului sintetizat doar a armonicilor de ordin  $p \cdot n - 1$  și  $p \cdot n + 1$ , unde  $p$  este un număr natural iar  $n$  este numărul de niveluri din care se sintetizează o perioadă. Autorul remarcă dependența amplitudinii armonicii fundamentale de numărul  $n$ . De asemenea, în cazul real, în care CNA are rezoluție finită, autorul scoate în evidență prezența, în spectrul semnalului sintetizat, a tuturor armonicilor de ordin impar.

b) Nivelurile  $a_k$  au valori cunoscute cu precizie, dar se găsesc într-un număr finit și determinat. Lățimile unghiulare  $\delta x_k$  sunt diferite între ele și pot fi redade precis ( Cazul idealizat al metodei nou introduse de autor ).

În spectrul semnalului sintetizat se regăsesc toate armonicile de ordin impar iar amplitudinea fiecăreia poate fi calculată funcție de nivelurile  $a_k$ .

lățimile  $\delta x_i$  și ordinul  $k$  al ei.

2.7 Pentru metoda discretizării în amplitudine se calculează gradul de distorsiuni armonice introduse de primele  $n/2$  armonici impare la sintetizarea cu un CNA ideal dar de rezoluție finită. Prin modificare de parametri, autorul determină modalitatea de calcul a lățimilor  $\delta x_i$  în așa fel încât să asigure un grad de distorsiuni minim.

2.8 În determinarea lățimilor  $\delta x_i$  autorul introduce criteriul ariilor egale ce asigură o valoare normată a amplitudinii armonicii fundamentale foarte apropiată de unitate. se demonstrează acest lucru prin simularea sintetizării cu CNA real. Se introduce un model de CNA real, considerat monoton dar afectat de erori diferențiale. Valoarea erorii diferențiale ce afectează tensiunea de ieșire corespunzătoare unui cod dat la intrare se situează, echi-probabil, în intervalul  $\pm q/2$ . Doar valorile  $U_{iesire} = 0$  și  $U_{iesire} = U_{max}$  se consideră ca atare deoarece acestea sunt ajustabile din exteriorul CNA. Se iau în considerare mai multe sintetizatoare cu CNA cu același număr de biți dar cu erori diferențiale diferite și se determină gradul de distorsiuni și amplitudinea armonicii fundamentale. Pentru 100 sintetizatoare utilizând CNA de 6 biți se demonstrează, statistic, că aplicarea criteriului ariilor egale conduce la obținerea unor semnale a căror spectru conține armonică fundamentală cu amplitudine normată foarte apropiată de unitate și în același timp gradul de distorsiuni armonice rămâne redus. Cele 100 de armonici fundamentale calculate au o distribuție normală iar valoarea normată centrală depășește unitatea cu 112 ppm. Toate celelalte valori se situează într-un interval de  $\pm 22$  ppm în jurul valorii centrale. Și gradul de distorsiuni armonice, calculat pentru primele 127 armonici impare, are o distribuție normală, valorile obținute acoperind intervalul  $0.7\% \div 1.12\%$ . S-au simulat 5 sintetizatoare cu CNA de 10 biți, rezultatele obținute arătând că abaterea față de unitate a amplitudinii fundamentale este de  $0,43\text{ppm} \pm 0,02\text{ppm}$  În același timp, gradul de distorsiuni armonice calculat pentru primele 2047 armonici impare este de 0,065%. Deoarece valoarea efectivă a unui semnal cvasisinusoidal este influențată de jumătatea pătratului gradului de distorsiuni armonice, rezultă că metoda discretizării în amplitudine completată de criteriul ariilor egale permite sintetizarea unui semnal de valoare efectivă precis determinată.

2.9 Drept consecință a analizei teoretice, autorul propune folosirea metodei discretizării în amplitudine, completată de criteriul ariilor egale pentru realizarea unui comparator ca-cc de mare precizie și la un preț de cost redus. Deasemenea, autorul propune realizarea unui calibrator de putere utilizându-se două sintetizatoare numerice bazate pe metodele nou introduse.

3. Capitolul 3 cuprinde rezultate originale ale autorului cu privire la realizarea principalelor blocuri funcționale din componența unui calibrator de



putere.

3.1 Se prezintă o a doua variantă de implementare a metodei discretizării în amplitudine. Împreună cu o buclă PLL numerică se realizează un sintetizator de tensiune sinusoidală în domeniul frecvențelor audio  $20 \text{ Hz} \pm 20 \text{ kHz}$ . Domeniul este împărțit în decade iar rezoluția de reglare a frecvenței în cadrul fiecărei decade este de 1 la 1000. Pentru sintetizare s-a utilizat un CNA de 8 biți. Din cauza timpului mare de citire a memoriei EPROM folosite, ultima de cadă a fost sintetizată cu CNA de 7 biți.

3.2 Pentru amplificatorul final de tensiune, (având tensiuni de ieșire între 0 și 250 V) autorul propune și experimentează o schemă cu simetrie cvasicomplementară și transformator ridicător la ieșire. Transformatorul este supradimensionat și realizat cu bobinaj întrețesut. Amplificatorul este dotat cu două bucle de reacție globală: una în curent continuu ce are rolul de a anula valoarea medie a curentului prin primarul transformatorului și alta în curent alternativ ce asigură amplificarea globală.

3.3 Prin brevetul de invenție nr.93070, autorul realizează o nouă metodă de defazare numerică a două unde. Defazajul de la ieșirea lanțurilor de prelucrare a celor două sinusoidale, (lanțuri ce cuprind: sintetizatorul, filtrul trece jos de reducere a influenței armonicelor superioare, amplificatorul de ieșire), este comparat numeric cu defazajul prescris. Numărul rezultat reprezintă eroarea și funcție de el se aplică o corecție la fiecare 4 perioade ale unei sinusoidale de ieșire. Se asigură un timp de stabilizare foarte scurt: 4 sau 8 perioade ale tensiunii de la ieșire. Modelul practic ce ilustrează invenția realizează generarea a două unde sinusoidale de 50 Hz cu defazaj între ele controlat numeric în gama  $0 \div 180^\circ$ . Generarea unei sinusoidale a pornit de la o undă dreptunghiulară, transformarea acesteia în undă triunghiulară, apoi sinusoidală cu o rețea cu diode și rezistențe. Urmează un filtru trece jos de tip Butterworth de ordinul 4 și în final un amplificator în clasă A. Gradul de distorsiuni armonice ale tensiunii de ieșire este mai mic decât 0,02%. Prin corecta proiectare și realizare a blocului ce măsoară defazajul la ieșire, reacția numerică asigură menținerea în limita  $\pm 0.0016^\circ$  a defazajului prescris.

3.4 Autorul propune un nou tip de comparator curent alternativ - curent continuu utilizând ca element sensibil la valoarea efectivă un termistor miniatură montat într-o punte rezistivă ( Brevet de invenție nr. 104921/1989 al autorului tezei ). Pentru un termistor ales, se ridică experimental caracteristicile  $R(T)$  și  $R(I)$  și se determină sensibilitatea punții în  $\mu\text{V/ppm}$ . Valoarea obținută, 1,45  $\mu\text{V/ppm}$  este cu aproape trei ordine zecimale mai mare decât cea a unui comparator cu termoelement. Tensiunea de eroare este amplificată cu un amplificator cu CMRR mare și transformată în tensiune continuă cu

un redresor sensibil la fază. Schema conține și o buclă de control automat a amplificării cu constantă mare de timp și care are rolul de a menține puntea în jurul punctului de echilibru.

3.5 Autorul propune o schemă originală, obiect al brevetului de invenție nr. 102984/1989, ce conduce la realizarea unui amplificator instrumental cu CMRR mare, întru cât suprimă pătrunderea semnalului de mod comun prin capacitățile parazite din etajul diferențial de la intrarea amplificatoarelor operaționale. Amplificatorul instrumental, realizat cu scopul demonstrării invenției, are un CMRR de 120 dB până la o frecvență a semnalului de intrare de 1 kHz, deși cuprinde amplificatoare operaționale de uz general (  $\beta$  741 ). La 20 kHz CMRR scade la 80 dB.

3.6 Redresorul sensibil la fază, a cărui schemă constituie obiectul brevetului de invenție nr. 103129/1989 al autorului tezei are două tensiuni continue de ieșire. Prima dintre ele este o măsură a dezechilibrului punții cu termistor pe durata cât este alimentată cu tensiunea de referință, iar cea de a doua o măsură a dezechilibrului rezultat pe durata cât este alimentată cu tensiunea de comparat. Ca urmare prima tensiune este folosită în bucla de control automat a amplificării, iar diferența dintre cele două tensiuni reprezintă tocmai tensiunea de eroare de la ieșirea comparatorului. Schema redresorului sensibil la fază este simplă, funcțională și cuprinde filtre trece jos de mediere a semnalelor de ieșire.

4. Capitolul 4 cuprinde descrierea părții de circuite aparținând unui calibrator de putere realizat de autor.

4.1 Autorul propune schema bloc a unui calibrator de putere cu sistem multiprocesor încorporat. Aceasta conține: un calculator de tip IBM - PC înzestrat cu un limbaj înalt de programare ( în cazul acesta PASCAL ) și având interfață serială și paralel ( RS 232 și IEEE 488 ), un calibrator de putere propriu-zis realizat după o schemă originală, un voltmetru de curent continuu de precizie și înzestrat cu interfață IEEE 488, un detector sensibil la fază cu mare sensibilitate și precizie în stabilirea cuadraturii, un generator de frecvență comandat prin interfața IEEE 488 precum și chei comandate adecvat.

4.2 Unitatea de calcul IBM - PC asigură legătura cu utilizatorul și la comanda acestuia, inițiază programe de lucru sau programe de calibrare a calibratorului. Funcție de parametrii prescriși de utilizator ( frecvența în domeniul 0,001 Hz ÷ 64 kHz, tensiunea: 0 ÷ 250 V, curentul 0 ÷ 5 A, iar defazajul dat în grade - orice număr real ) se determină metoda cea mai potrivită de sintetizare și se calculează datele ce urmează să se înscrie în blocurile de memorie ale calibratorului propriu-zis.

4.3 Calibratorul de putere propriu-zis este realizat după o schemă originală, flexibilă, capabilă să sintetizeze cele două unde sinusoidale defazate.

atât după metoda clasică - metoda discretizării în timp, cât și după metoda nou introdusă de autor - metoda discretizării în amplitudine. La ieșirea lui se poate obține o putere fictivă maximă de 1250 VA.

În componența calibratorului de putere propriu-zis intră:

- o unitate centrală înzestrată cu microprocesor Z80, un port serial, 8 porturi paralele de 8 biți și memorie RAM de 16 k.
- patru unuități de memorie RAM static totalizând 12 kocteți.
- chei pentru configurarea memoriei pentru scriere sau pentru citire, conform cuvântului de cod de la portul de comandă. În modul "citire memorie" există chei pentru aranjarea configurației sintetizatoarelor funcție de cerințele impuse de metoda aleasă.
- patru numărătoare binare ( câte unul direct de 12 biți și unul reversibil de 16 biți pentru fiecare sintetizator ).
- două CNA de 12 biți de tip DAC 80 pentru prescrierea amplitudinilor undelor sintetizate și două CNA cu multiplicare de tip AD 7520 cu ajutorul cărora se realizează sintetizarea undelor sinusoidale.
- amplificator cu tensiune înaltă la ieșire și amplificare fixă.
- amplificator de transconductanță pentru ieșirea de curent.

4.4 Funcție de limitările de viteză ale memoriilor și convertoarelor numeric analogice folosite, se determină acea valoare a frecvenței de ieșire a sintetizatorului sub care este avantajoasă utilizarea metodei nou introduse de autor.

4.5 Se stabilește o formulă de calcul a frecvenței optime de tact, formulă ce ține seama de frecvența dorită la ieșire, de metoda de generare, de numărul de biți ai numărătorului reversibil și de frecvența maximă admisă de acesta.

4.6 Pentru sintetizarea cu CNA de 10 biți se reprezintă grafic erorile datorate rezoluției finite de prescriere a fazei. Se demonstrează, că pentru întreg domeniul de frecvențe sintetizate cu metoda nou introdusă de autor, această eroare este cu mult mai mică decât în cazul sintetizării cu metoda clasică. Există o frecvență, sintetizată cu noua metodă, sub care posibilitățile oferite de schemă sunt folosite la maximum. În cazul sintetizatorului experimentat, această frecvență este 1 Hz. Erorile datorate rezoluției finite de prescriere a fazei scad, în acest caz, cu patru ordine zecimale față de situația în care s-ar folosi același CNA dar cu metoda clasică de generare. Această frecvență poate fi mărită crescând frecvența de tact a sintetizatorului; ceea ce se poate realiza relativ ușor utilizându-se numărătoare ce admit o frecvență mai mare de lucru.

5 În capitolul 5 se prezintă cele 4 seturi de programe ce asigură buna funcționare a calibratorului de putere.

5.1 Primul set de programe se referă la conversația cu utilizatorul, la deciziile și calculele ce se fac pe seama mărimilor prescrise de acesta. În urma executării acestor programe, scrise în PASCAL se decide care metodă de generare este optimă și se calculează patru tablouri de numere întregi pe 16 biți necesare sintetizării celor două unde ( două tablouri conțin codurile amplitudinilor  $a_i$  și două lățimile  $\delta x_i$  ). Aranjarea numerelor în tablouri ține seama de defazajul prescris. În cazul metodei discretizării în amplitudine defazajul se realizează prin aranjarea adecvată a elementelor tablourilor și prin programarea inițială a numărătorului reversibil aparținând sintetizatorului undei de tensiune. În acest fel, calibratorul de putere proiectat beneficiază de întreaga rezoluție de defazare oferită de metoda de sintetizare nou introdusă.

Tot în primul set de programe se calculează frecvența optimă de tact și se comandă corespunzător generatorul de frecvență.

5.2 Al doilea set îl constituie programele de transfer între PC și unitatea centrală Z80 de tip MADS. Într-un câț în memoria EPROM a plăcii MADS este rezident programul MONITOR, programele de transfer s-au realizat prin intermediul acestuia. Executarea setului de programe de transfer este mare consumatoare de timp deoarece se vehiculează un număr mare de date prin interfața serială ( deși aceasta lucrează la viteza de 19600 bauds ).

5.3 Setul trei cuprinde programe executate de microprocesorul Z80 și prin urmare sunt scrise în cod mașină. Ele sunt înscrise în memoria dinamică a unității centrale Z80 iar momentul lansării lor în execuție este decisă de programul principal rezident în PC și se face tot prin intermediul programelor de transfer. Setul trei de programe realizează următoarele:

- prin codul înscris în portul de comandă, configurează cele patru blocuri de memorie RAM static pentru înscriere pe 8 biți prin adresare succesivă.

- realizează programarea inițială a numărătoarelor.

- configurează schema generatorului de putere conform metodei de sintetizare decisă în programul principal.

- permit pornirea calibratului în momentul ales de utilizator.

- supraveghează buna funcționare a calibratului și anunță anomaliile survenite ( căderea unei surse de alimentare, suprasarcină sau depășirea tensiunii de compliantă ).

5.4 Programele de calibrare a calibratului, ce intră în setul patru de programe utilitare, sunt compuse din proceduri folosite în toate celelalte trei seturi. Scopul este acela de a comanda și supraveghea măsurarea în curent continuu și memorarea tuturor nivelurilor  $a_i$  generate de cele două CNA cu multiplicare folosite pentru sintetizare precum și a nivelurilor date de cele

două CNA ce stabilesc tensiunea de referință pentru CNAM.

Se comandă generarea a două unde de 50 Hz de amplitudine maximă și în cuadratură. La ieșirea fiecărui lanț de sintetizare se află conectate rezistențe de sarcină dispuse în interiorul calibratorului. Cu ajutorul redresorului sensibil la fază și a voltmetrului numeric se verifică cuadratura și se determină valoarea corecției ce se memorează pentru a fi folosită în modul de lucru al calibratorului.

6. Capitolul 6 prezintă rezultatele experimentale privitoare la principalele componente ale calibratorului descris în capitolele 4 și 5.

6.1 Se măsoară caracteristica de liniaritate în curent continuu și curent alternativ precum și caracteristicile de frecvență și influența sarcinii pentru cele două amplificatoare finale: cel de tensiune și cel de transconductanță. Abaterile caracteristicii  $U_{iesire}$  funcție de  $U_{intrare}$  sunt de ordinul zecilor de ppm și se datorează în principal aparatelor folosite pentru a le determina.

6.2 Autorul realizează un redresor sensibil la fază având sensibilitatea de 52  $\mu V$  la abateri în jurul cuadraturii de  $0.001^\circ$  și cu ajutorul căruia se verifică realizarea cuadraturii între cele două unde de ieșire ale calibratorului. Rezultatele obținute în urma testului, demonstrează calculele teoretice privind rezoluția ridicată și erorile mici de defazare a două unde sinusoidale sintetizate prin metoda nou introdusă de autorul tezei.

6.3 Autorul realizează un comparator c.a. - c.c. cu termocuplu cu ajutorul căruia măsoară diferențe de 30 ppm între valorile efective ale tensiunilor de intrare. Sensibilitatea comparatorului realizat, permite măsurarea unor diferențe de 3 ÷ 10 ori mai mici, cu condiția ca tensiunea alternativă de la intrare să aibă o stabilitate corespunzătoare pe durata comparării.

În concluzie, noile metode introduse în această lucrare, fundamentate teoretic și demonstrate practic, stau la baza realizării unui calibrator de putere cu performanțe ridicate, deși, la construirea sa, s-au utilizat componente de uz general.

## ANEXA 1

### 1. Calcularea intervalelor de timp pentru sintetizarea unei sinusoidale de 50 Hz, cu un CNA de 12 biți și metoda discretizării în amplitudine

{ Se genereaza unda sinusoidala cu frecventa de 50 Hz utilizandu-se un convertor numeric analogic de 12 biti (DAC 80) si un oscilator cu cuart cu frecventa 22,2 MHz. Pentru aceasta, se calculeaza numerele  $n(i)$  ce sînt continute in memoria 'Look-up-Table' si reprezinta intervale de timp dupa care iesirea CNA se modifica cu o cuanta. Cele 2048 locatii de memorie, citite in ordine crescatoare genereaza primul cadran al undei.}

```
const N=2048;
const Fzero=50;
const Fcrist=22200000;
var
  i:integer;
  num:array[1..N] of integer;
  sumn:real;
begin
  i:=1;
  sumn:=0;
  repeat
    num[i]:=trunc(Fcrist/Fzero/2/pi*arctan(i/N/sqrt(1-i/n*i/N))
      -sumn);
    sumn:=sumn+num[i];
    i:=i+1;
  until i=N;
  num[N]:=trunc(Fcrist/Fzero/4-sumn);
  sumn:=sumn+num[N];
  writeln('      primele 30 de numere inscrise sint :');
  for i:=1 to 30 do
```

```

        writeln(num[10*i-9]:7 ,num[10*i-8]:7 ,num[10*i-7]:7 ,
        num[10*i-6]:7 ,num[10*i-5]:7 ,num[10*i-4]:7 ,num[10*i-3]
        :7 ,num[10*i-2]:7 ,num[10*i-1]:7 ,num[10*i]:7);
        writeln('          numerele înscrise la adresele 1000..1030
sint:');

    for i:=101 to 103 do
        writeln(num[10*i-9]:7 ,num[10*i-8]:7 ,num[10*i-7]:7 ,
        num[10*i-6]:7 ,num[10*i-5]:7 ,num[10*i-4]:7 ,num[10*i-3]
        :7 ,num[10*i-2]:7 ,num[10*i-1]:7 ,num[10*i]:7);
        writeln('          numerele înscrise la adresele 2000..2048
sint:');

    for i:=201 to 205 do
        writeln(num[10*i-9]:7 ,num[10*i-8]:7 ,num[10*i-7]:7 ,
        num[10*i-6]:7 ,num[10*i-5]:7 ,num[10*i-4]:7 ,num[10*i-3]
        :7 ,num[10*i-2]:7 ,num[10*i-1]:7 ,num[10*i]:7);
        writeln('          suma numerelor este =' ,sumn);
    end.

```

**2. Program ce determină, prin simulare, parametrii tensiunilor sintetizate prin metoda discretizării în amplitudine și criteriul ariilor egale.**

```

program ariegalstat;
uses crt;
const
    N=32;                N = 2n-1, unde n este numărul de biți ai CNA
    iter=100 ;          iter = numărul de sintetizatoare simulate
var
    i,k,semn,j,nint:integer;
    arm:array[1..2*N] of real;
    a:array[0..N] of real;
    x:array[0..N] of real;
    alfa:array[0..N] of real;
    sum,distor,delta,mîn,max,mi,ma:real;
    dist:array[1..100] of real;
    afu:array[1..100] of real;
    histo:array[1..iter] of integer;

begin
    clrscr;
    randomize;

```

```

for j:=1 to iter do begin
a[0]:=0;
for i:=1 to N do begin
    semn:=random(2);
    if semn<1 then semn:=1 else semn:=-1;
    a[i]:=i/N+1/2/N*semn*random(900)*0.001;
end;
a[N]:=1;
for i:=0 to N-1 do
    alfa[i]:=arctan(a[i]/sqrt(1-a[i]*a[i]));
    alfa[N]:=pi/2;
for i:=0 to N-1 do
    x[i]:=(cos(alfa[i+1])-cos(alfa[i])+a[i+1]*alfa[i+1]-a[i]*alfa[i])
        /(a[i+1]-a[i]));
    x[N]:=pi/2;
    k:=1;
repeat
    sum:=0;
    for i:=1 to N do
        sum:=sum+a[i]*(cos((2*k-1)*x[i-1])-cos((2*k-1)*x[i]));
    arm[k]:=4/pi/(2*k-1)*sum;
    k:=k+1;
until k=2*N+1;
    sum:=0;
    for k:=2 to 2*N do
        sum:=sum+arm[k]*arm[k];
    dist:=sqrt(sum)*100/arm[1];
    dist[j]:=dist;
    afu[j]:=arm[1];
    writeln(j:10,' ',dist,' ',arm[1]);
end;
writeln('          In urma celor ',iter,' iteratii pt un CNA de ');
writeln('          ',N,' biti rezultatele sint:');
sum:=0;
for j:=1 to iter do sum := sum + dist[j];
sum := sum/iter;
writeln('          Media coef. de distorsiuni este:',sum);
min:=1e10; max:=0;
for j:= 1 to iter do begin
    if dist[j] < min then min:= dist[j];

```



```

    if dist[j] > max then max := dist[j];
end;
writeln('      d(min)=' ,min,'      d(max)= ',max);
sum:=0;
for j:=1 to iter do sum:=sum+afu[j];
sum:=sum/iter;
writeln('      Media armonicilor fundamentale este:',sum);
mi:=1e10; ma:=0;
for j:=1 to iter do begin
    if afu[j] < mi then mi:=afu[j];
    if afu[j] > ma then ma:=afu[j];
end;
writeln('      A(1)min=' ,mi,'      A(1)max= ',ma);
writeln('      Histograma coef. de distorsiuni este:');
delta := (max-min)/(3.22*ln(iter)+1);
nint:=round((max-min)/delta);
for i:=1 to nint+1 do histo[i]:=0;
for j:=1 to iter do
    for i:= 1 to nint+1 do
        if ((dist[j]-min)>=(i-1)*delta) and ((dist[j]-min)<i*delta)
            then histo[i] := histo[i]+1;
    for i:=1 to nint+1 do writeln(histo[i]:10);
repeat until keypressed;
end.

```

## ANEXA2. SOFTWARE PENTRU CALIBRATORUL DE PUTERE

```
PROGRAM Teza;
USES crt;
CONST
    datcom1=$3f8;
    intcom1=$3f9;
    paramcom1=$3fb;
    starecom1=$3fd;
    CR=$0d;esc=$1b;blanc=$20;
    M=$4d;prompter=$3e;E=$45;

VAR x,s,tens,cu,u:real;
    m1,m2:ARRAY[0..2047] OF integer;
    m3,m4:ARRAY[0..1023] OF integer;
    tsin1,tsin2:ARRAY[0..2047] OF real;
    f,fi,fifi,fzero:real;
    in1,i,ind,b1,b2,b3,b4,b5,b6,b7,b8,b9,b10:integer;
    cadran:0..3;
    tabcar:string[100];

FUNCTION transform(x:real):integer;
    VAR int:integer;
    sign,y:real;
BEGIN
    IF x=0 THEN sign:=1 ELSE sign:=x/abs(x);
        y:= abs(512*x);
    IF (sign=-1) AND (abs(-1-x)<1/512) THEN y:=511;
    IF trunc(y) <> trunc(y+0.5) THEN y := y+1;
    y := sign*y;
    { int:=(512-trunc(y))shl 6;
    transform:=swap(int);}
```

```

transform:=(512-trunc(y))shl 6;
END;

FUNCTION hexa(val:integer;nrcar:integer):char;
BEGIN
CASE nrcar OF
1: val:= (val AND $F000) SHR 12;
2: val:= (val AND $0F00) SHR 8 ;
3: val:= (val AND $00F0) SHR 4 ;
4: val:= val AND $000F;
END;
if val <= 9 THEN hexa := chr(ord('0')+val);
IF val >9 THEN hexa := chr(ord('A')+val-10);
END;

FUNCTION transui(x:real):integer;
VAR int:integer;
y:real;
BEGIN
y:=4096*x;
IF trunc(y) = 4096 THEN y := 4095;
IF trunc(y) <> trunc(y+0.5) THEN y := y+1;
int:=(4095-trunc(y)) shl 4;
transui:=swap(int);
END;

PROCEDURE modul1;
VAR n,k:integer;
unghi:real;
pifi:real;
fm:real;
BEGIN
IF f>1000 THEN
BEGIN
fm:= f;
k:=0;
WHILE fm/1000 > 1 DO BEGIN
k:= k+1; fm:=fm/2
END;
n:= 1024 shr (k-1);

```

```

        fzero:= n*f
END
ELSE BEGIN
                fzero:=512*f; n:=1024
END;
writeln('n=',n);
pifi := pi*fi/180;
FOR k:= 0 TO 2047 DO BEGIN
        unghi := 2*pi*k/n;
        tsin1[k] := sin(unghi);
        tsin2[k] := sin(unghi+pifi);
        m1[k] := transform(tsin1[k]);
        m2[k] := transform(tsin2[k]);
END
END;

PROCEDURE modul2;
VAR i,j:integer;
    alfa:ARRAY[0..511] OF real;
    k:ARRAY[0..511] OF integer;
    x:ARRAY[0..512] OF real;
    a:ARRAY[0..512] OF real;
    s:real;
    BEGIN
    FOR i:=0 TO 511 DO a[i]:= i/511;
        alfa[0]:=0; k[0]:=0;
    fzero:=2*f*32767.0/(0.5-1/pi*arctan(511/512/sqrt(1-sqr(511/512))));
    IF fzero>1e7 THEN fzero:=1e7;
    FOR i:=1 TO 510 DO
        alfa[i]:=arctan(i/511/sqrt(1-sqr(i/511)));
    alfa[511]:=pi/2;
    FOR i:=0 TO 510 DO BEGIN
        x[i]:= (cos(alfa[i+1])-cos(alfa[i]))+a[i+1]*alfa[i+1]-a[i]*alfa[i])/
            (a[i+1]-a[i]);
        s:=0;
        FOR j:=0 TO i-1 DO s:=s+k[j];
        k[i]:=trunc(x[i]*fzero/2/pi/f-s);
        m3[512-i]:=k[i]-1;
        m3[512+i]:=k[i]-1;
        m4[512-i]:=k[i]-1;
    END
END

```

```

        m4[512+i]:=k[i]-1;
END;
x[511]:=pi/2;
s:=s+k[510];
k[511]:=trunc(x[511]*fzero/2/pi/f-s);
m3[1]:=k[511]-1;
m3[1023]:=k[511]-1;
m4[1]:=k[511]-1;
m4[1023]:=k[511]-1;
m3[0]:=0;
m4[0]:=0;
FOR i:= 0 TO 511 DO BEGIN
    m2[i]:=$8000-$40*i;
    m2[512+i]:=$40+$40*i;
    m2[1024+i]:=$8000+$40*i;
    m2[1536+i]:=$FFC0-$40*i;
    END;
fifi:= fi - cadran*90;
fifi:=pi*fifi/180;
i:=0;
WHILE (fifi>=x[i]) {AND (fifi<x[i+1])} DO i:=i+1;
FOR j:= 0 TO 2047 DO m1[j] := m2[(cadran*512+i+j-1) MOD 2048];
    END;

```

```

FUNCTION getbyte: integer;
    BEGIN
    repeat until ((port[starecom1] and $01 = $01)or keypressed);
    getbyte:=port[datcom1];
    END;

```

```

PROCEDURE init;
    BEGIN
    Port[paramcom1]:=$80;
    Port[datcom1]:=$0C;
    Port[intcom1]:=$00;
    Port[paramcom1]:=$13;
    END;

```

```

procedure request_data;
begin

```

```

        b1:=getbyte;
        b2:=getbyte;
        b3:=getbyte;
        b4:=getbyte;
        b5:=getbyte;
        b6:=getbyte;
        b7:=getbyte;
        b8:=getbyte;
        b9:=getbyte;
        b10:=getbyte;
    end;
procedure sendcr;
begin
    repeat until(port[starecom1] and $20 = $20);
    port[datcom1]:=CR;
end;

procedure cr_init;
begin
    sendcr;
    b1:=getbyte;
    b2:=getbyte;
    b3:=getbyte;
end;

procedure test_prompter;
begin
    if b3<>PROMPTER then
        begin
            writeln('***** ATENTIE! ***** NU s-a receptionat PROMPTERUL
*****');
            writeln;
            writeln;
            writeln('* * * * * Initializati din nou MADS * * * * *');
            writeln('Apasati ESC');
            repeat until(readkey)=#27;
        end;
    if b3=PROMPTER then
        begin
            writeln('***** S-A RECEPTIONAT PROMPTERUL *****');

```

```

        writeln('***** TRANSMISIE-RECEPTIE O K *****');
    end;
end;

procedure escape;
begin
    repeat until(port[starecom1] and $20 = $20);
    port[datcom1]:=esc;
    b1:=getbyte;
    b2:=getbyte;
    b3:=getbyte;
end;

procedure sendm;
begin
    repeat until(port[starecom1] and $20=$20);
    port[datcom1]:=M;
    b1:=getbyte;
    b2:=getbyte;
end;

procedure sende;
begin
    repeat until(port[starecom1] and $20=$20);
    port[datcom1]:=E;
    b1:=getbyte;
    b2:=getbyte;
end;

procedure adresa;
var
    o,i:integer; n_adresa:string[4];
    ch:char;
begin
    writeln(' tastati 4 caractere intr-o linie si ENTER!');
    readln(n_adresa);
    for i:=1 to 4 do
        begin
            ch:=n_adresa[i];
            port[datcom1]:=ord(ch);
        end;
    end;
end;

```

```

        b1:=getbyte;
        write(ch,' ');
        writeln(Ord(ch));
    end;
end;

```

BEGIN

```

    writeln('Introduceti valoarea frecventei in hertz:');
    readln(f);
    writeln('Introduceti valoarea defazajului in grade:');

```

```

    readln(fi);
    writeln('Introduceti valoarea efectiva a tensiunii in volti (max 250)');
    readln(tens);
    writeln('Introduceti valoarea efectiva a curentului in amperi (max 5)');
    readln(cu);

```

```

    IF fi<360 THEN WHILE fi<0 DO fi:=fi+360;
    IF fi >360 THEN WHILE fi>360 DO fi:=fi-360;

```

```

    cadran := trunc(fi) DIV 90;

```

```

    IF f > 500 THEN modul1

```

```

    ELSE modul2;

```

```

    writeln('f0=',fzero/1000,'kHz');

```

```

    for in1:=1 to 20 do begin

```

```

        for ind:= 0 to 9 do write(m4[10*(in1-1)+ind]:8);

```

```

    end;

```

```

    s:=0;

```

```

    for i:=0 to 1023 do s:=s+m4[i];

```

```

    writeln(s);

```

```

    writeln(m4[510], ' ',m4[511], ' ',m4[512], ' ',m4[513], ' ',m4[1022], '

```

```

',m4[1023]);

```

```

    readln;

```

```

{   FOR in1:=1 TO 20 DO BEGIN

```

```

    FOR ind := 0 TO 9 DO write(m2[10*(in1-1)+ind]:8);

```

```

    FOR ind := 0 TO 9 DO write(m1[10*(in1-1)+ind]:8);

```

```

    END; }

```

```

    for in1:=0 to 20 do

```

```

        for ind:=1 to 4 do write (hexa(m1[in1],ind):2);

```

```

    writeln;

```

```

    for in1:=2030 to 2047 do

```



```

    for ind:=1 to 4 do write (hexa(m1[in1],ind):2);
writeLn;
    for in1:=0 to 20 do
    for ind:=1 to 4 do write (hexa(m2[in1],ind):2);
writeLn;
        for in1:=2030 to 2047 do
        for ind:=1 to 4 do write (hexa(m2[in1],ind):2);
writeLn;
        readLn;
tabcar:='13E0FD3CBD3D1D3D3D3D5D3D7D3CDD3CF3EFFFD3D0D3D2D3D4D3D63E15D3CA3E
11D3CAC303C0';
INIT;
CR_INIT;
for ind:=1to 10 do begin
    if b3 <> prompter then
        cr_init
    else ind:=10;
end;
TEST_PROMPTER;
SENDM;
writeLn('ADRESA PROGRAMULUI DE INITIALIZARE A CALIBRATORULUI :0100(H)');
adresa;
sendcr;
request_data;
for i:=1 to 37 do begin
    port[datcom1]:=ord(tabcar[2*i-1]);
    b1:=getbyte;
    port[datcom1]:=ord(tabcar[2*i]);
    b2:=getbyte;
    sendcr;
    request_data;
end;
sendcr;
request_data;
writeLn(b1,' ',b2,' ',b3,' ',b4,' ',b5,' ',b6,' ',b7,' ',b8,' ',b9,'
',b10);
escape;
test_prompter;
WRITELN('ADRESA PROGR. DE INIT. PT. TRIMITEREA SPRE EXECUTIE :0100(H)');
sende;

```

```

writeln(b1,b2);
adresa;
sendcr;
escape;
b4:=getbyte;
b3:=getbyte;
writeln(b1,b2,b3,b4,b5);
TEST_PROMPTER;
WRITELN('ADRESA DE INCEPUT PENTRU M1 :1000(H)');
SENDM;
ADRESA;
sendcr;
request_data;
for in1:=0 to 2047 do begin
  port[datcom1]:=ord(hexa(m1[in1],1));
  b1:=getbyte;
  port[datcom1]:=ord(hexa(m1[in1],2));
  b2:=getbyte;
  sendcr;
  request_data;
  port[datcom1]:=ord(hexa(m1[in1],3));
  b1:=getbyte;
  port[datcom1]:=ord(hexa(m1[in1],4));
  b2:=getbyte;
  sendcr;
  request_data;
end;
WRITELN(b1,' ',b2,' ',b3,' ',b4,' ',b5,' ',b6,' ',b7,' ',b8,' ',b9,'
',b10);
escape;
writeln(b1,b2,b3);
writeln('ADRESA DE INCEPUT PENTRU M2 :2000(H)');
sendm;
adresa;
sendcr;
request_data;
for in1:=0 to 2047 do begin
  port[datcom1]:=ord(hexa(m2[in1],1));
  b1:=getbyte;
  port[datcom1]:=ord(hexa(m2[in1],2));

```

```

b2:=getbyte;
sendcr;
request_data;
port[datcom1]:=ord(hexa(m2[in1],3));
b1:=getbyte;
port[datcom1]:=ord(hexa(m2[in1],4));
b2:=getbyte;
sendcr;
request_data;
end;
writeln(b1,' ',b2,' ',b3,' ',b4,' ',b5,' ',b6,' ',b7,' ',b8,' ',b9,'
',b10);
escape;
writeln(b1,b2,b3);
if f<500 then begin
writeln('ADRESA DE INCEPUT PENTRU M3 :3000(H)');
sendm;
adresa;
sendcr;
request_data;
for in1:=0 to 1023 do begin
port[datcom1]:=ord(hexa(m3[in1],1));
b1:=getbyte;
port[datcom1]:=ord(hexa(m3[in1],2));
b2:=getbyte;
sendcr;
request_data;
port[datcom1]:=ord(hexa(m3[in1],3));
b1:=getbyte;
port[datcom1]:=ord(hexa(m3[in1],4));
b2:=getbyte;
sendcr;
request_data;
end;
writeln(b1,' ',b2,' ',b3,' ',b4,' ',b5,' ',b6,' ',b7,' ',b8,' ',b9,'
',b10);
escape;
writeln(b1,b2,b3);
writeln('ADRESA DE INCEPUT PENTRU M4 :3800(H)');
sendm;

```

```

adresa;
sendcr;
request_data;
for in1:=0 to 1023 do begin
  port[datcom1]:=ord(hexa(m4[in1],1));
  b1:=getbyte;
  port[datcom1]:=ord(hexa(m3[in1],2));
  b2:=getbyte;
  sendcr;
  request_data;
  port[datcom1]:=ord(hexa(m4[in1],3));
  b1:=getbyte;
  port[datcom1]:=ord(hexa(m4[in1],4));
  b2:=getbyte;
  sendcr;
  request_data;
end;
writeln(b1,' ',b2,' ',b3,' ',b4,' ',b5,' ',b6,' ',b7,' ',b8,' ',b9,'
',b10);
  escape;
  writeln(b1,b2,b3);
  end;
  tabcar:='210010110040010030EDB0C303C0';
SENDM;
writeln('ADRESA PROGRAMULUI DE TRANSFER DATE :0500(H)');
adresa;
sendcr;
request_data;
for i:=1 to 15 do begin
  port[datcom1]:=ord(tabcar[2*i-1]);
  b1:=getbyte;
  port[datcom1]:=ord(tabcar[2*i]);
  b2:=getbyte;
  sendcr;
  request_data;
end;
sendcr;
request_data;
writeln(b1,' ',b2,' ',b3,' ',b4,' ',b5,' ',b6,' ',b7,' ',b8,' ',b9,'
',b10);

```

```

escape;
test_prompter;
WRITELN('ADR. PROGR.DE TRANSFER PT. TRIMITEREA SPRE EXECUTIE :0500(H)');
sende;
writeln(b1,b2);
adresa;
sendcr;
escape;
b4:=getbyte;
b3:=getbyte;
writeln(b1,b2,b3,b4,b5);
TEST_PROMPTER;
if f<500 then
    tabcar:='3E00D3D03E00D3D23E00D3D43E00D3D63E00D3CCD3CF3E51D3CA3E59D3CA3E
51D3CA3E15D3CA3E12D3CA3E02D3CAC303C0'
    else
    tabcar:='3E00D3D03E00D3D23E00D3D43E00D3D63E00D3CC3E00D3CF3E10D3CA3E00D3
CAC303C00000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000';
    u:=tens/250;
    tabcar[11]:=hexa(transui(u),1);writeln('tabcar11=',tabcar[11]);
    tabcar[12]:=hexa(transui(u),2);
    tabcar[3]:=hexa(transui(u),3);
    tabcar[4]:=hexa(transui(u),4);
    cu:=cu/5;
    tabcar[27]:=hexa(transui(cu),1);
    tabcar[28]:=hexa(transui(cu),2);
    tabcar[19]:=hexa(transui(cu),3);
    tabcar[20]:=hexa(transui(cu),4);
    for i:=1 to 20 do writeln(tabcar[i]);
SENDM;
writeln('ADRESA PROGRAMULUI DE PORNIRE A CALIBRATORULUI (mod nou
):0200(H)');
adresa;
sendcr;
request_data;
for i:=1 to 49 do begin
    port[datcom1]:=ord(tabcar[2*i-1]);
    b1:=getbyte;
    port[datcom1]:=ord(tabcar[2*i]);
    b2:=getbyte;

```

```

    sendcr;
    request_data;
end;
sendcr;
request_data;
writeln(b1,' ',b2,' ',b3,' ',b4,' ',b5,' ',b6,' ',b7,' ',b8,' ',b9,'
',b10);
escape;
test_prompter;
WRITELN('ADR.  PROGRAM.(mod  nou) DE PORNIRE PT. TRIMITEREA  SPRE  EXECUTIE
:0200(H)');
sende;
writeln(b1,b2);
adresa;
sendcr;
escape;
b4:=getbyte;
b3:=getbyte;
writeln(b1,b2,b3,b4,b5);
TEST_PROMPTER;
    readln;
END.

```

## BIBLIOGRAFIE

- 1) Sergio Franco Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits Mc Grow-Hill Book Company 1988.
- 2) D.E. Roberts, P.I. Spreadbury Asscesment of the Performance of Zener References of the Very Highest Quality IEEE Journal of Solid State Circuits 1987 pp 125÷128.
- 3) V. Kose Recent Advances in Josephson Voltage Standards IEEE Trans. on Instrum. and Measurement Vol. IM-25 No 4 Dec 1976 pp 483÷488.
- 4) I. Glenn Josephson Junction Arrays HP Journal April 1989 pp 24÷25
- 5) R. Popel, J. Niemayer, L. Grimm Direct Comparison of Two Independent Josephson Voltage Standards at 1 V and Precision Measurement up to 10 V IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol 40 No 5 Oct. 1991 pp 805÷810.
- 6) L. Eccleston, N. Faulkner, C. Jonston, W. Prue, M. Thielmann Calibrator brings record accuracy even to production and repair Electronics Sept 8. 1982 pp 121÷127.
- 7) FLUKE Application Note The Metrology of the 5700 A Calibrator.
- 8) R. Goyal, B. T. Brodie Recent Advances in Precision AC Measurements IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 33 No 3 Sept. 1984 pp 164÷167.
- 9) B.T. Brodie Recirculating RMS-AC Conversion Method and Apparatus 1981 US Patent No 4274143.
- 10) DATRON INSTRUMENTS The Autocal Range of Calibrators ( prospect oct. 1989 ).
- 11) Analogic - Data Precision ( model 6100, 2020, 2040, 2045, 8200 ) Prospecte 1990.
- 12) ROTEK Calibratirs for Digital and Analog Multimeters. Precision Wattmeter and Watthour Meter Calibration Source, prospecte 1989.
- 13) Hewlett Packard AC Calibrator 745 A carte tehnică.
- 14) FLUKE AC Calibrator 5200 A carte tehnică.
- 15) N.M. Oldham A 50-ppm AC Reference Standard wich Spans 1 Hz to 50 KHz IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 32 No 1 March 1983 pp 176÷179.

- 16) F.L. Katzmann A New AC Voltage Standard IEEE Trans on Instr. and Meas. Vol 38 No 1 Feb 1989 pp 2÷5.
- 17) R. Turgel, N.M. Oldham High-Precision Audio-Frequency Phase Calibration Standard IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 27 No 4 Dec 1978 pp 460÷464.
- 18) R. Turgel A Precision Phase Angle Calibration Standard for Frequencies up to 50 KHz. IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 34 No 4 Dec. 1985 pp 509÷516.
- 19) RFL Industries, Inc. Power Measurement Handbook 1980.
- 20) Patron Electrical Precision Polyphase Calibration Source Model PC 3 prospect.
- 21) I. Zupunski, P. Miljanic AC Power Calibrator with a Precision Digital Wattmeter in the Feedback Loop IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 36 No 2 June 1987 pp 354÷356.
- 22) N. Oldham, O. Lang, B. Waltrip Digitally Synthesized Power Calibration Source IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 36 No 2 June 1987 pp 341÷346.
- 23) B.D. Inglis, M. Gibbs, J.R. Fiander A Simple Zero-Power-Factor Reference Standard with an Uncertainty of 1 ppm IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 36 No 2 June 1987 pp369÷374.
- 24) Gary L. Long Audio Modulation Section for an RF Signal Generator HP Journal Dec. 1985 pp 31÷35.
- 25) Sisir K. Saha Linear VCO with Sine Wave Output IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 35 No 2 June 1986 pp 152÷155.
- 26) P. Atkinson, A.J. Allem Design of type 2 digital phase- locked loops. The Radio and Electronic Engineer Vol 45 No 11 pp 657h666 Nov 1975.
- 27) MPLE Versatile LSI frequency synthesiser system Electronic Components and applications Vol 3 No 1 Nov 1980.
- 28) V. Manassewitsch Frequency Synthesizers Theory and Design pp 295÷320.
- 29) B.L. Mc Junkin Fractional N Synthesis Module HP Journal Oct. 1985 pp28.
- 30) M.B. Aken, W.M. Spaulding Development of a Two-Channel Frequency Synthesizer HP Journal Aug 1985 pp 11÷18.
- 31) Y.C. Jenq Digital Spectra of Non-Uniformly Sampled Signals Fundamentals and High-Speed waveform Digitizers IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 37 NO 2 June 1988 pp 245÷251.
- 32) Y.C. Jenq Digital Spectra of Non-Uniformly Sampled Signals-Digital Look-Up Tunable Sinusoidal Oscillators IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 37 No 3 Sept 1988 pp 358÷362.



- 33) T. Jurca Calibratoare de mărimi electrice alternative - Referatul nr. 2 în cadrul pregătirii de doctorat pp 21÷25.
- 34) M. Schanerberger, SAWAD The Implementation of a Digital Line Wave Oscillator Using TMS 320 C25: Distorsion Reduction and Application IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol 39 No 6 Dec 1990.
- 35) T. Jurca Comparatoare ca - cc , Referat nr.1.
- 36) Rochelean Amplitude controlled digital oscillator - US Patent 4315219.
- 37) Josephi Hill An Optimized Design for a Low-Frequency Inductive Voltage Divider IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 21 No 4 Nov 1972 pp 368÷372.
- 38) A. Milea Măsurări electrice - Principii și metode Ed. Tehnică 1980.
- 39) S.HOI. Tsao, C.G.M. Kirby A Programable LF Voltage Ratio Transformer Using CMOS Switches IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM30 No 4 Dec 1981 pp 240÷241.
- 40) A.M. Thompson Precise Calibration of Ratio Transformer IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 32 No 1 March 1983 pp 47÷50.
- 41) K. Grohmann A Step-Up Method for Calibrating Inductive Voltage Dividers Up to 1 MHz IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 25 No 4 Dec 1976 pp 516÷518.
- 42) Brodie AC Resistor Attenuator and Associated Amplifier Circuits US Patent 4412183.
- 43) S Hoi Tsao A 25 - Bit Reference Resistive Voltage Divider IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 36 No 2 June 1987 pp 285÷290.
- 44) O.B. Lang A Precision Power Amplifier for Power Energy Calibration Applications IEEE Trans on Instrum. and Meas. Vol IM36 No 4 Dec.1987 pp 994÷1000.
- 45) O.B. Lang A Wide - Band Transconductance Amplifier for Current Calibrations IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 34 No 4 Dec. 1985 pp 639÷643.
- 46) \*\*\* Burr Broun Integrated Circuits data book.
- 47) IPI. Integrated Circuits.
- 48) T. Jurca Generator numeric de tensiune alternativă - Brevet invenție RSR nr. 93768 din 19.08.1987.
- 49) A. Stoian, T. Jurca Metodă de calcul al spectrului semnalului sinusoidal generat sintetic prin conversie numeric-analogică - Buletinul științific și tehnic al IPTVT Tom 35 (49) Electrotehnică 1990 pp 135÷140, Buletin jubiliar.
- 50) G. Cartianu Analiza și sinteza circuitelor electronice - Ed. didac-

tică și pedagogică , București 1972.

51) T. Jurca, A. Stoian Calculul distorsiunilor introduse la generarea unei unde sinusoidale cu convertoare numeric analogice cu rezoluție finită.- Calitate. Fiabilitate. Metrologie No 7÷8 1989 pp 265÷268.

52) T. Jurca Metodă și dispozitiv de generare a două unde cu defazare controlată numeric. - Brevet nr. 93070.

53) F.L.Hermach, E.S. Williams Thermal Converters for Audio-Frequency Voltage Measurements of High Accuracy IEEE Trans.on Instrum. and Meas. Vol IM 15 No 4 Dec. 1966 pp 260÷268.

54) E.S. Williams A Thermoelment Comparator for Automatic AC-DC Difference Measurements IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 29 No 4 Dec. 1980 pp 405÷409.

55) B.D. Inglis A Method for Determination of AC-DC Transfer Errors in Thermoelments IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 27 No 4 Dec. 1975 pp 440÷444.

56) M. Klenz AC-DC Transfer Difference of the PTB Multijunction Thermal Converter in the Frequency Range from 10 Hz to 100 KHz IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 36 No 2 June 1987 pp 320÷329.

57) B. Brodie Recirculating RMS AC Conversion Method and Apparatus US Patent 4274143.

58) F.L.Katzmann A Thermoresistive AC-DC Transfer Element CPEM Delft 84 pp 187÷188.

59) F. Castelli The Gas- Filled Thermal Converter as a precise SC-DC Transfer Standard for All the AC Quantities IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 36 No 3 Sept. 1987 pp 802÷809.

60) R.L. Swerlein Precision AC Voltage Measurements. Using Digital Sampling Techniques Hewlett-Packard Journal April 1989.

61) T. Takeishi Transient Characteristics of Vacuo-Thermojunctions for Step Current IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 27 No 4 Dec. 1978 pp 456÷460.

62) T. Takerishi Characteristics of Vacue-Thermojunctions at Ultra-Low Frequency IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 34 No 1 March 1985 pp 34÷41.

63) B.D. Inglis AC-DC Transfer Standards - Present Status and Future Directions IEEE Trans. on Instrum. and Meas. Vol IM 34 No 2 June 1985 pp 285÷290.

64) T. Jurca Comparatoare curent alternativ - curent continuu. Referat nr. 1 în cadrul pregătirii pentru doctorat 1989.

65) T. Jurca Măsurarea parametrilor termistoarelor miniatură produse la IAEM Timișoara. Simpozionul de tehnica măsurării - Buziaș 1985.

- 66) T. Jurca Termostat cu randament ridicat . Simpozionul de tehnica măsurării - Buziaş 1985
- 67) T. Jurca, L. Toma Amplificator cu factorul de rejecție a modului comun mare . Brevet de invenție nr. 102984/15.02.1989.
- 68) T. Jurca Redresor sensibil la fază pentru comparator curent alternativ - curent continuu. Brevet de invenție nr. 103129 din 15.02.1989.
- 69) T . Jurca Comparator c.a.-c.c. Brevet de invenție nr.104921 din 15.02.1989.
- 70) L. A. Marzetta A High Performance Phase Sensitive Detector. IEEE Transaction On Instrumentation And Measurement, VOL. IM-20 NO. 4 November 1971