

MINISTERUL EDUCAȚIEI ȘI ÎNVĂȚĂMÎNTULUI
INSTITUTUL POLITEHNIC "MILITIN VOIA" TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTRONICĂ

Ing. Stoiciu Dan

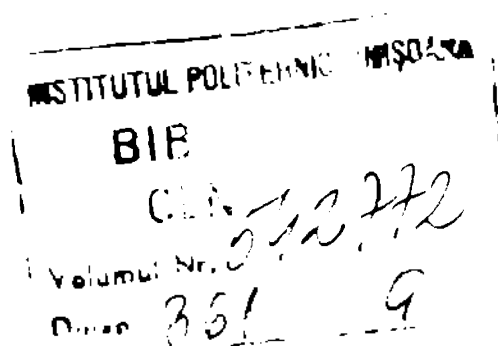
TRAZIBARI LA REGIE TRANSITORIU ÎN SISTEME ENERGETICE

Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

**Conducător științific
prof.dr.ing. LUCIAN POP**

Timișoara 1986



C U E N T I N A

INTRODUCERE	1
CAP.1. MĂSURAREA VALORILOR DE VÂRF ALE IMPULSULUI SINGULAR DE TENSIUNE. PRIVIRE DE ANSAMBLU	3
1.1. Considerații generale	3
1.2. Metode de măsurare în regim tranzitoriu	4
1.3. Detectoare de vîrf	5
1.3.1. Definiție, Clasificări	5
1.3.2. Terminologie specifică	6
1.3.3. Tipuri de detectoare de vîrf cunoscute	9
1.3.4. Erorile detectoarelor de vîrf	17
1.4. Comparație între detectoarele de vîrf și înregistratoarele de regimuri tranzitorii	22
CAP.2. DETECTOARE DE VÂRF ANALOGICE	26
2.1. Considerații generale	26
2.2. Analize schemei simplificată	27
2.2.1. Funcția de transfer	27
2.2.2. Influența rezistorului R inseriat cu condensatorul de memorare	30
2.2.3. Modelul amplificatorului operațional cu aplicație la studiul detectorului de vîrf	31
2.2.4. Funcționarea detectorului de vîrf	34
2.3. Analiza schemei complete	39
2.3.1. Determinarea funcției de transfer	39
2.3.2. Răspunsul detectorului de vîrf la un impuls sinusoidal	43
2.3.3. Comportarea detectorului de vîrf la aplicarea unui impuls dreptunghiular	47
2.4. Metode de creșterea a frecvenței maxime a detectoarelor de vîrf analogice	48
CAP.3. DETECTOARE DE VÂRF NUMERICE	50
3.1. Considerații generale	50
3.2. Calculul performanțelor detectorului de vîrf numeric paralel	52

3.3. Studiul posibilităților de transformare a convertoarelor analog-numeric în detectoare de vîrf numerice	65
3.4. Criterii de comparație a performanțelor de- tectoarelor de vîrf	76
Cap.4. METODELE DE MĂSURARE A PRECIZIEI DETECTORILOR DE VÂRF	78
4.1. Clasificare. Generalități	78
4.2. Metodele cunoscute de măsurare a preciziei detectoarelor de vîrf	79
4.2.1. Metodă utilizînd un generator calibrat de impulsuri de tensiune	79
4.2.2. Metodă utilizînd un generator calibrat, cu compensarea căderii de tensiune pe sîcîl	30
4.2.3. Metode de măsurare a preciziei folosind osciloscopul catodic	30
4.3. Metodă și circuit, originale, pentru măsura- rea preciziei detectoarelor de vîrf	83
Cap.5. REZULTATE EXPERIMENTALE	93
5.1. Rezultate experimentale referitoare la capitolul 2	93
5.1.1. Modelul cu doi poli al amplificatorului operațional	93
5.1.2. rezultate experimentale obținute cu schema simplificată	94
5.1.3. rezultate experimentale obținute cu schema completă (fig.2.1). Optimizarea acesteia	103
5.2. rezultate experimentale referitoare la ca- pitoulul 3	116
Cap.6. CONCLUZII	122
BIBLIOGRAFIE	129

INTRODUCERE

Cresțerea continuă a consumului de energie electrică determină creșterea capacității de transport a liniilor electrice, ceea ce ridică probleme deosebite atât proiectanților cât și utilizatorilor acestora. De foarte mare importanță este și problema măsurărilor în regim tranzitoriu, unde un loc central îl ocupă măsurarea valorilor de vârf ale impulsurilor care apar datorită descărcărilor atmosferice, străpungerilor, manevrelor accidentale etc. Măsurarea se poate face fie cu voltmetre de vârf fie cu înregistratoare de regimuri tranzitorii. Cu toate că acestea din urmă sînt aplicate din ce în ce mai mult, detectoarele de vârf nu sînt abandonate întrucît ele oferă o alternativă ieftină, fiind cunoscute eforturi recente [27, 28, 48, 55] de îmbunătățire a performanțelor lor în ce privește precizia și viteza. În aceste preocupări se încaadrează și lucrarea de față care cuprinde o introducere, 6 capitole și o listă bibliografică cu 105 titluri.

Capitolul 1 reprezintă o sinteză a bibliografiei.

În capitolul 2 este analizat în detaliu detectorul de vârf cu cea mai largă utilizare. Analize efectuate de autor este în cea mai mare parte originală, pe baza ei rezultînd metode și mijloace de îmbunătățire a performanțelor detectoarelor de vârf.

Capitolul 3 abordează problematica detectoarelor de vârf numerice, autorul prezentînd, pentru prima dată, analize performanțelor detectorului paralel precum și patru scheme originale de detectoare de vârf numerice.

Capitolul 4 prezintă metode de măsurare a preciziei detectoarelor de vârf, un loc important ocupîndu-l metode și circuitul, schemele originale, propuse de autor.

Capitolul 5 prezintă rezultatele experimentale ale tezei, care confirmă valabilitatea calculului efectuat și a ipotezelor originale expuse de autor. Este prezentată, de asemenea, optimizarea pe cale experimentală a detectorului de vârf analogic studiat.

Capitolul 6 este rezervat concluziilor și sublinierii contribuțiilor autorului.

x
x x

Teza de doctorat a fost elaborată sub îndrumarea competen-
tă, generoasă și plină de înțelegere a conducătorului științific,
prof.dr.ing. Eugen Pop. Pentru sfaturile primite, pentru sprijinul
total acordat, autorul îi exprimă întregă sa grațitudine,
asigurându-l totodată de înalte sa considerație.

Autorul mulțumește în mod deosebit prof.dr.doc.ing. Edmond
Bicolau, de la Inst. Politeh. București, pentru discuțiile avute și
observațiile aduse în perioade de elaborare a tezei.

Autorul adresează respectuoase mulțumiri dr.ing. Aurel
Lilica, de la Inst. Naț. de Metrologie București, pentru competen-
ta analiză a lucrării și pentru prețioasele sugestii primite.

Autorul mulțumește prof.dr.ing. Vasile Stoica, de la Inst.
Politeh. Timișoara, pentru recomandările utile primite în perioade
de elaborare a lucrării.

Pentru sprijinul permanent și încurajarea în momentele gre-
le, autorul adresează cele mai alese mulțumiri conf.dr.ing. Ioan
Mărgovan de la Inst. Politeh. Timișoara.

Autorul aduce mulțumiri prof.dr.ing. Gheorghe Tîrpe, di-
rectorul I.A. Timișoara și ing. Emaria Lesarce Anghel, șefa com-
partimentului CTE metrologie de la aceeași întreprindere, pentru
asigurarea condițiilor necesare unor din experimentările efec-
tuate.

Autorul adresează calde mulțumiri ș.l.dr.ing. Virgil Tiponut
și as.ing. Adrian Stoian, de la Inst. Politeh. Timișoara, pentru nume-
roasele și fructuoasele discuții avute.

Autorul mulțumește, de asemenea, as.ing. Emil Luza pentru
sprijinul acordat la prelucrările fotografice.

Se scesgă cale autorul mulțumește Catedrei de electroni-
că aplicată, tuturor colegilor care l-au ajutat, în perioada e-
laborării tezei.

CAPOL. MĂSURAREA VALORILOR DE VÂRF ALE IMPULSURILOR SINGULARE
SINGULARE LA TRANZITIE, PLIVILE DE ÎNCĂLZIRE

1.1. Considerații generale

Măsurarea valorilor de vîrf ale impulsurilor singulare de tensiune a cunoscut o dezvoltare particulară în tehnica tensiunilor înalte, unde, o dată cu creșterea tensiunii nominale a rețelelor electrice, alegerea unui nivel de izolație optim devine o problemă tot mai acută, avînd în vedere consecințele economice și tehnice ale sub- respectiv supraîncălzirii. Verificarea nivelului de izolație și a altor caracteristici ale echipamentelor de înaltă și foarte înaltă tensiune se face prin teste specifice, cuprinse în recomandările CIG /30, 31, 32/, cu ajutorul diferitelor tipuri de impulsuri de formă specială. Măsurarea corectă a valorii de vîrf a acestora și înregistrarea formei de undă prezintă o importanță deosebită avînd în vedere costul ridicat al unui experiment, care este uneori și care se poate solda cu distrugerea echipamentului după încercării. Interesul major pentru rezolvarea acestor probleme este atestat și de numărul mare de lucrări apărute în acest domeniu în ultimii ani /12, 15, 26, 28, 31, 32, 34, 37, 39, 43, 46, 57, 63, 64/.

Cu toate dezvoltarea tehnicii de calcul și a posibilităților oferite de aceasta /4/, cercetările experimentale au un rol hotărîtor în dezvoltarea unor noi tipuri de echipamente. Astfel, pentru întreprinderile de înaltă tensiune, schemele directe de încercare constituie practic singurul mijloc recunoscut unanim pentru verificarea experimentală în vederea atestării performanțelor /10/, de unde rezultă o dată mai mult importanța măsurării corecte a valorii de vîrf.

Metodele de măsurare în regiile tranzitorie, prezentate pe larg în două lucrări anterioare /52, 53/, sînt trecute în revistă în continuare, unele dintre ele fiind specifice tehnicii tensiunilor înalte.

1.2. Metode de măsurare în regim tranzitoriu

Măsurarea cu oscilatorul cu sfere /11/ cedei permite numai măsurarea valorii extreme a impulsului are avantajul simplității construcției precum și al constatării directe (sau prin intermediul unui divizor de tensiune). Precizia lui este însă redusă ($3 \div 5\%$) și depinde de foarte mulți factori, printre cei mai importanți fiind condițiile staosferice.

Oscilograful oferă informații asupra amplitudinii, polarității și, într-o oarecare măsură, asupra formei impulsului. Erorile de măsurare sînt mari ($15 \div 20\%$) iar utilizarea pentru tensiuni mai mari de 20 kV devine dificilă /45/.

Osciloscopela cunoșc o largă utilizare în studiul fenomenelor tranzitorii, existînd osciloscoape obișnuite pentru tensiuni mici precum și osciloscoape speciale pentru tensiunile mari întilnite în TTI /96/. Fiind vorba de impulsuri singulare de tensiune, obținerea rezultatelor este relativ dificilă și presupune, în general, prelucrări fotografice. Banda de frecvență este de ordinul zecilor sau chiar sutelor de kHz /3/ iar precizia de ordinul $3 \div 10\%$ /6/.

Voltmetrele de vîrf bazate pe efectul Kerr /79/ (modificarea patritică a proprietăților electrooptice ale unui dielectric transparent supus acțiunii unui cîmp electric intens) au avantajul măsurării directe a tensiunilor pînă la 500 kV cu precizie ridicată (1%) într-o bandă largă de frecvență (500 kHz) însă măsurarea proprie-^{ci indică}-sisă și prelucrarea rezultatelor sînt relativ dificile.

Voltmetrele de vîrf bazate pe efectul Pockels /53/ (modificarea liniară a proprietăților electrooptice ale unui dielectric transparent supus unui cîmp electric intens) au o sensibilitate mai bună întrucît efectul Pockels este mai pronunțat decît efectul Kerr /52/.

Contorul de supratensiuni pe nivele de fapt nu măsoară valoarea de vîrf ^{ci indică} a fost depășită sau nu o valoare de tensiune. Rezoluția lui este redusă, de obicei utilizîndu-se 5 ÷ 7 nivele /19/.

Oscilograful electroluminescent /50/ și înregistratorul magnetic /15/ au aproximativ aceleași performanțe ; ambele înregistrează forme de undă a impulsului însă banda lor de frecven-

tă este redusă (zeci de kHz) iar precizia este de ordinul procentelor.

Inregistreorul de regimuri tranzitorii /45, 49, 37, 97, 98, 99, 100, 101/ este cel mai modern și mai complex operat pentru studiul regimurilor tranzitorii. Acesta permite înregistrarea, de obicei pe mai multe canale, a formei de undă a impulsurilor aplicate. Banda de frecvență este de ordinul zecilor de kHz iar precizia de ordinul a 1% sau mai bună.

În sfârșit, o ultimă metodă de măsurare utilizează detectoare de vârf pentru tensiuni mici (în general de ordinul voltilor), care vor fi prezentate pe larg în cele ce urmează. Pentru extinderea domeniului de măsurare se folosesc divizoare de tensiune corespunzătoare. În tehnica tensiunilor înalte divizoarele de tensiune au un specific și o problemă aparte, deoarece le sînt consacrate numeroase lucrări dar care nu constituie obiectul lucrării de față.

1.3. detectoare de vîrf

1.3.1. Definiție. Clasificări

Detectorul de vîrf, conform /45/ este circuitul care furnizează la ieșire o tensiune continuă a cărei valoare este egală cu cea mai mare valoare a impulsului de tensiune aplicat la intrare. Această definiție este întrucîtva particulară, avînd în vedere că la un impuls de tensiune distingem :

- o valoare de vîrf pozitivă (care poate fi și zero);
- o valoare de vîrf negativă (care poate fi și zero);
- o valoare extremă (cea mai mare în valoare absolută dintre primele două);
- o valoare vîrf la vîrf.

Un astfel de motiv apreciem că fiind mai potrivită definiția dată în /72/, conform căreia detectorul de vîrf este circuitul care furnizează la ieșire o tensiune continuă

$$u_0 = \pm |k_1 u_{LX+} + k_2 |u_{LX-}| \quad (1.1.a)$$

sau

$$u_0 = \pm \max(u_{LX+}, |u_{LX-}|) \quad (1.1.b)$$

unde u_{max+} și u_{max-} reprezintă valorile de vîrf pozitivă respectiv negativă iar $\max(a,b)$ reprezintă maximumul dintre a și b . Coeficienții k_1 și k_2 pot lua valorile 0 sau 1 cu condiția suplimentară $k_1+k_2 \neq 0$.

La prima criteriu de clasificare a detectoarelor de vîrf care rezultă din această definiție este felul valorii de vîrf detectate. Distingem detectoare de vîrf pozitiv ($k_1=1, k_2=0$), de vîrf negativ ($k_1=0, k_2=1$), vîrf la vîrf ($k_1=k_2=1$) și de extrem (def.1.1.b).

După prezența sau absența elementelor active detectoarele se pot clasifica în active și pasive.

După principiul de funcționare distingem detectoare analogice, respectiv numerice.

După prezența sau absența condensatorului de memorare distingem detectoare cu condensator, respectiv fără condensator.

În sfîrșit, după felul impulsurilor aplicate distingem detectoare pentru impulsuri singulare, respectiv pentru semnale periodice.

Clasificarea detectoarelor de vîrf este redată schematic în fig.1.1.

1.3.2. Terminologie specifică

Detectoarele de vîrf analizate în această lucrare sînt detectoare de vîrf pozitiv pentru impulsuri singulare de tensiune care pot avea diferite durate (finite) și forme. Vom conveni să grupăm impulsurile după formă în următoarele categorii: triunghiulare, dreptunghiulare, sinusoidale, dublu exponențiale, respectiv oarecare, dacă nu se învecinează într-una din formele enumerate.

Impulsurile dreptunghiulare și triunghiulare au definiții clare /9/ asupra cărora nu vom insista, și pot fi caracterizate prin amplitudine și durată respectiv amplitudine, pantă pozitivă și pantă negativă.

Vom defini și vom utiliza pe parcursul acestei lucrări noțiunea de impuls sinusoidal ca un impuls care reproduce forma de variație în timp a unui semnal sinusoidal între două momente de timp a căror diferență este mai mică sau egală cu perioadei semnalului. În funcție de valoarea semnalului în momentul înce-

perii impulsului se poate defini faza inițială a impulsului. Ca exemplu, se prezintă în fig.1.2 un impuls sinusoidal având durată egală cu perioada iar faza inițială de 130° . Cu toate

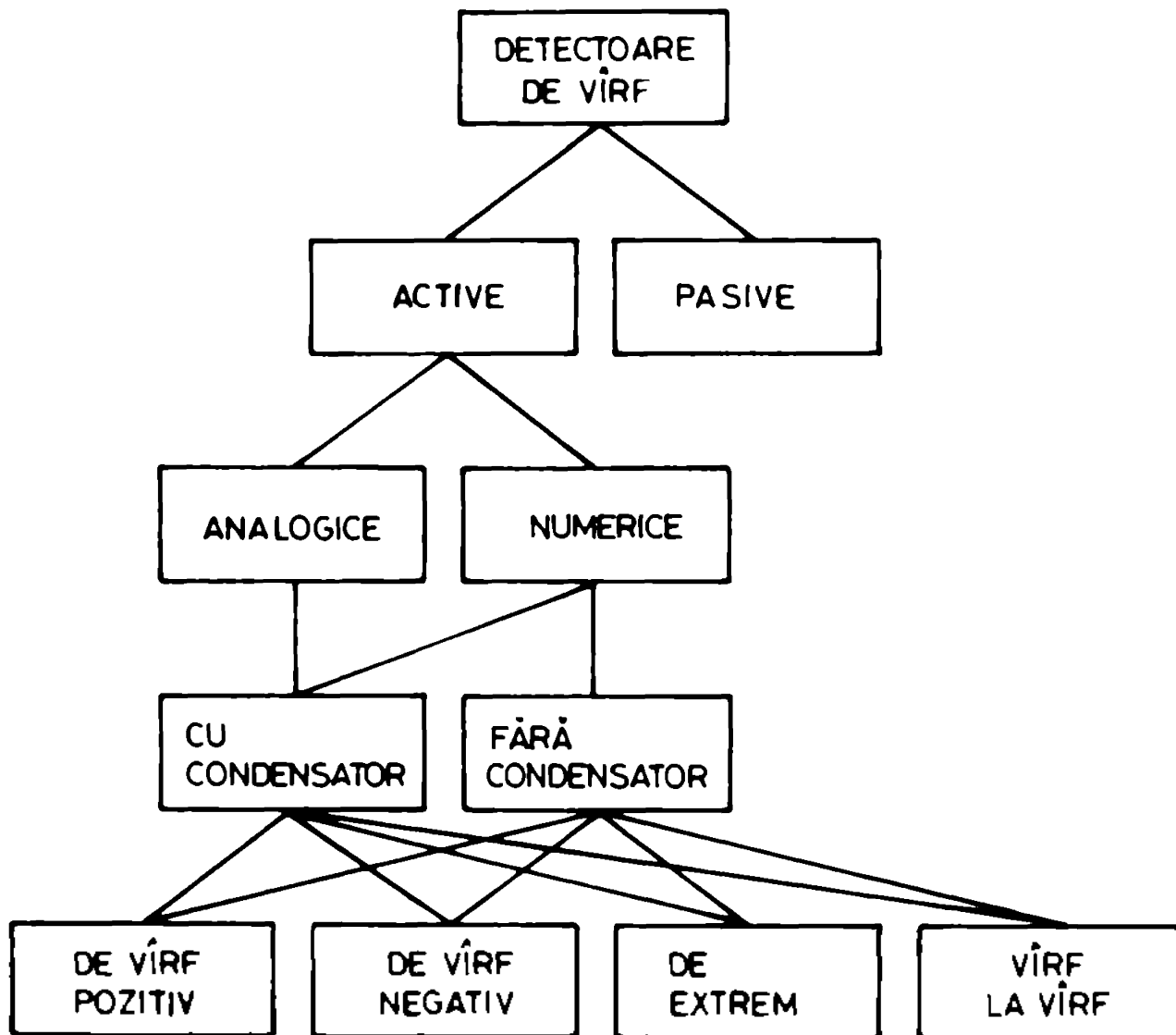


fig.1.1

cu spectrul oricărui impuls, deci și al unui impuls sinusoidal, este continuă și neliniară [5] vom utiliza noțiunea de

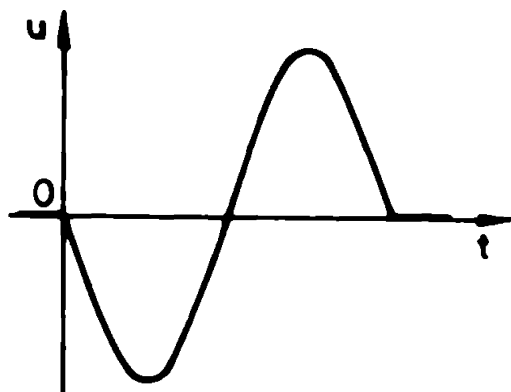


fig.1.2

frecvența echivalentă f_{eq} și valoarea pentru a rezona frecvența de rezonanță sinusoidală periodică din care rezultă: $f_{eq} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$

Amplasitudinile maxime experimentale sunt impulsuri de forma

$$u(t) = u_0(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (102)$$

unde α și β sunt constante pozitive care în condi-

alce tensiunilor înalte cu valori standardizate. Frontul undei date de (1.2) se poate exprima, cu o suficient de bună aproximație, printr-o funcție sinusoidală /11/ de forma

$$u(t) = \frac{U}{2}(1 - \cos 2\pi ft) \quad (1.3)$$

Frecvența f a acestui semnal aproximant ne va numi, din acest motiv, frecvența echivalentă a impulsului.

Definirea noțiunii de frecvență echivalentă ne permite să utilizăm noțiunea de frecvență maximă a detectorului de vîrf în scopul simplificării exprimării. Astfel, cînd afirmăm că "frecvența maximă a acestui detector este de 100 kHz pentru o eroare mai mică de 1%" vom înțelege că respectivul detector măsoară cu eroare de cel mult 1% valoarea de vîrf a unui impuls al cărui front crescător poate fi aproximat cu un sfert de perioadă de sinusoidă avînd frecvența de maximă 100 kHz.

Avînd în vedere că detectoarele de vîrf analogice (cu condensator) sînt niște circuite de egantionare și memorare particulare, putem defini și la primele

- o stare de urmărire, în care tensiunea de ieșire o urmărește pe cea de intrare și care durează din momentul aplicării impulsului pînă în momentul stingerii valorii de vîrf și

- o stare de memorare, care începe în momentul atingerii valorii de vîrf și în care tensiunea de ieșire rămîne (aproximativ) constantă.

În starea de urmărire observăm o supraîncălzire σ , definită, în cazul aplicării unui impuls dreptunghiular, ca în fig.1.3 /7/ și un timp de achiziție, t_g , definit ca intervalul

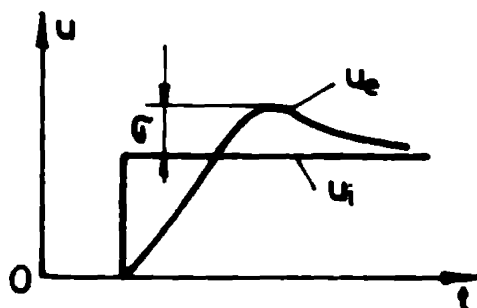


Fig.1.3

de timp dintre momentul aplicării impulsului și momentul în care diferența dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare intră într-o bandă de eroare permisă.

Comportarea detectorului de vîrf în starea de urmărire poate fi caracterizată cu ajutorul funcției de transfer. Oricît ar părea de ciudat asocierea noțiunilor de funcție de transfer și detector de vîrf, aceasta este cunoscută în literatură /30/, funcție de transfer

tozal funcției de transfer. Oricît ar părea de ciudat asocierea noțiunilor de funcție de transfer și detector de vîrf, aceasta este cunoscută în literatură /30/, funcție de transfer

fiind definită în mod obișnuit, ca raport între transformatele Laplace ale semnalelor de ieșire și de intrare. Trebuie să observăm totodată că utilizarea noțiunii de funcție de transfer pentru starea de memorare nu are sens.

La detectoarele de vârf pasive (fig.1.4) distingem două constante de timp, τ_{inc} și τ_{desc} , de încărcare, respectiv descărcare a condensatorului de memorare. La detectoarele cu elemente active se poate vorbi anume în cazul unui răspuns aperiodic de o constantă de timp de încărcare echivalentă.

În legătură cu constantele de timp de încărcare și de descărcare se poate defini factorul de merit al unui detector de vârf ca raportul τ_{desc}/τ_{inc} . Un detector de vârf va fi cu atât mai bun cu cât acest raport va fi mai mare.

La detectoarele de vârf analogice definim câștigul (amplificarea) ca raport între valoarea tensiunii memorate pe condensator și valoarea de vârf a impulsului aplicat. În principiu câștigul ar putea avea orice valoare însă, de regulă, se realizează detectoare de vârf cu câștig unitar. Datorită dependenței de frecvență a câștigului putem vorbi și la detectoarele de vârf de o caracteristică amplificare-frecvență, respectiv de o bandă de frecvență (pentru o eroare dată) limitată de o frecvență minimă și o frecvență maximă.

1.3.3. Tipuri de detectoare de vârf cunoscute

Cel mai simplu detector de vârf este cel pasiv având schema din fig.1.4. Funcționarea lui este ilustrată în fig.1.5.

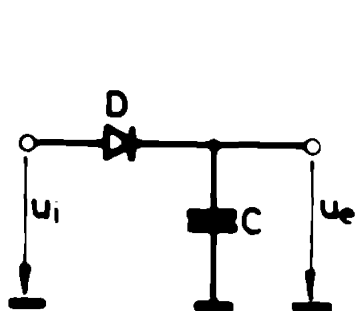


Fig.1.4

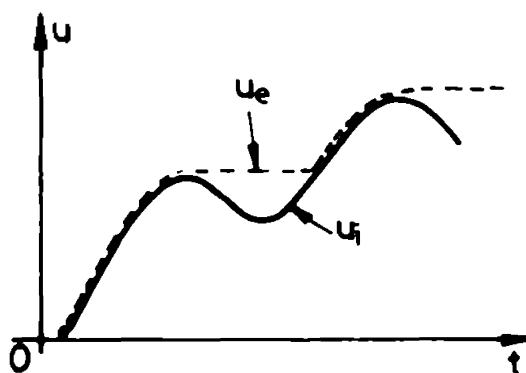


Fig.1.5

în ipoteza utilizării unei diode ideale. Ori de câte ori tensiunea de intrare u_i este mai mare decât tensiunea u_e de pe

condensator diode conduce și condensatorul se încarcă iar atunci când u_1 este mai mică decât u_2 , dioda se blochează și condensatorul rămâne încărcat la valoarea de vârf a tensiunii u_1 . În situația unei diode reale apare o eroare de măsurare datorată tensiunii de deschidere U_{d0} iar rezistența h_d (neliniară) intervine în constanta de timp de încărcare :

$$\tau_{inc} = C(h_s + h_d), \quad (1.4)$$

unde h_s este rezistența de ieșire echivalentă a sursei. Realizarea unui τ_{inc} mic presupune C , h_s și h_d mici, ceea ce este greu de realizat și constituie, din acest motiv, un dezavantaj al acestui detector. Cu toate acestea, se prezintă în literatura de specialitate [11, 53] două scheme de detectoare de vârf pasive, destinate utilizării în tehnica tensiunilor înalte, cu divizor de tensiune rezistiv (fig.1.6.a), respectiv capacitiv (fig.1.6.b). Impulsul de tensiune aplicat divizorului, indiferent de polaritate, se transformă în impuls pozitiv de joasă tensiune circuitului de măsură. Datorită valorilor mari ale tensiunii de măsurat (câte de volți), tensiunea de deschidere a

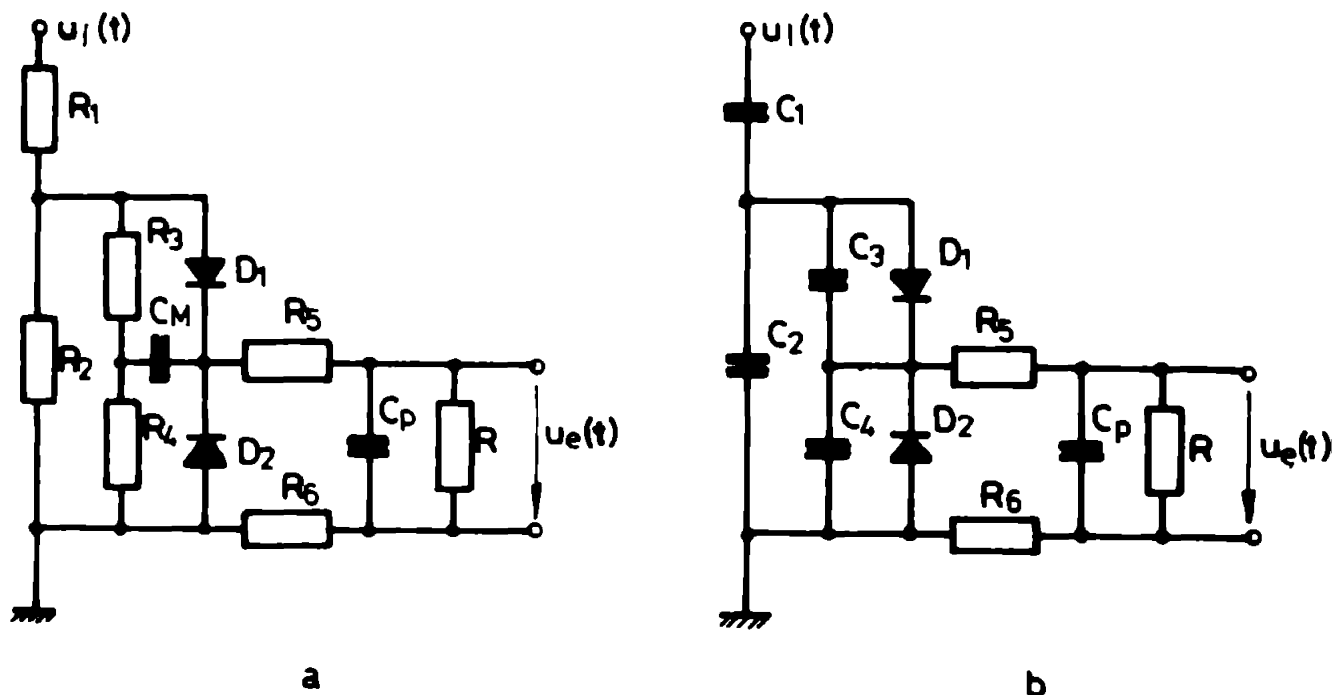


Fig.1.6

diodei introduce o eroare neglijabilă.

Detector de vârf pasiv se utilizează și în voltmetrul 6UT7 /86/ produs de V&S Transformatoren und Röntgenwerk din Dresda, destinat tensiunilor de impuls.

Căderea de tensiune pe diodă, neliniară și dependentă de temperatură, care introduce o eroare dificil de compensat la scheme din fig.1.4 apare raportată la câștigul buclei dacă dioda este inclusă în bucla de reacție a unui amplificator operațional, ca în fig.1.7. Rezistența echivalentă de încărcare a condensatorului de netezire apare, de esență, raportată la câștigul buclei, ceea ce se reflectă favorabil asupra constantei de timp de încărcare τ_{inc} .

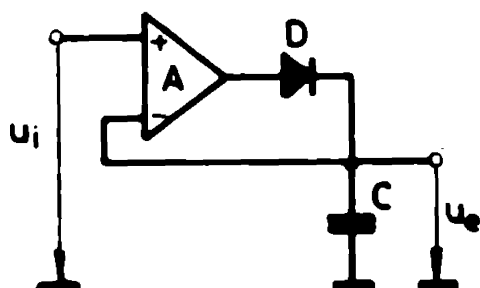


Fig.1.7

Pentru a preveni descărcarea rapidă a condensatorului de netezire se alege un amplificator operațional cu un curent de polarizare redus iar sarcina (de ex. dispozitiv de măsurare) se conectează printr-un reparator, ca în fig.1.8. În acest caz însă, erorile introduse de tensiunile de decolaj ale celor două amplificatoare se însumează. Pentru a elimina acest neajuns amplificatorul A_2 poate fi prins în bucla de reacție a lui A_1 ca în fig.1.9,

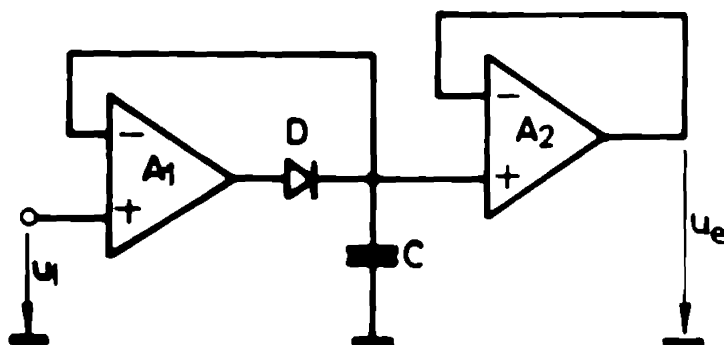


Fig.1.8

cea în care numai tensiunea de decolaj a lui A_1 contribuie la eroarea de măsurare.

Componentele R_1 și C_1 asigură stabilitatea buclei perturbată de faptul că A_1 lucrează pe sarcină capacitivă [7,21]. În [33] se dă o relație pentru calculul aproximativ al elementelor R_1, C_1 însă nu se caută optimizarea răspunsului în sensul unei benzi de frecvență maxime în condițiile unei erori date.

Schema din fig.1.9 este aplicată de firma Burr-Brown la realizarea detectorului de vârf model 4085 [51], sub forma unui

circuit integrat hibrid, avînd următoarele caracteristici principale : timpul de achiziție de $500 \mu s$ pentru o eroare mai mică de $0,02\%$ și viteză de alterare a tensiunii de pe condensator de

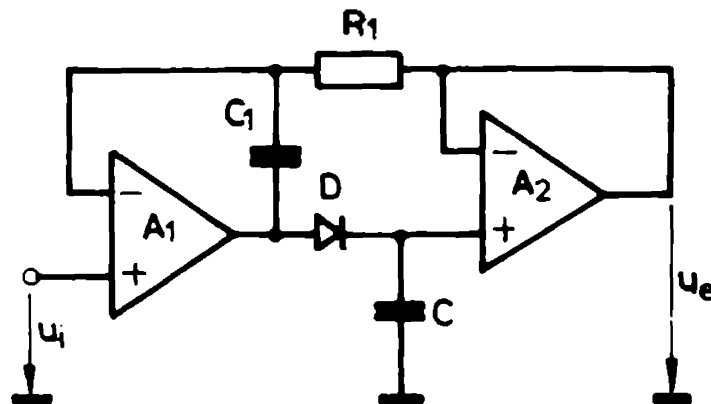


Fig.1.9

60 m/s la temperatura de 25°C . Aceste performanțe nu sînt deosebit de bune, permițînd folosirea detectorului de vîrf doar pînă la frecvența de aproximativ 300 kHz (ca eroarea specificată). Presupunînd că pentru o eroare de 50 ori mai mare, (1%) banda de frecvență crește și ea de 50 ori, obținem pentru frecvența maximă viteza de 15 kHz , care este destul de mică.

Tot pe baza schemei din fig.1.9 a fost realizat în cadrul laboratorului de înaltă tensiune al CCIT Electroputere Craiova un voltmetru de vîrf pentru supratențiuni atmosferice și de comutație /13/ putînd urmări impulsuri de tensiune cu un front minim de $0,8 \mu s$ și avînd clase de precizie 1,5. Dacă frontul undei este definit ca în /11/, atunci pe baza relațiilor (1.2) și (1.3) și a criteriului de echivalență din /11/, pentru valoarea de $0,8 \mu s$ a frontului rezultă o frecvență echivalentă de aproximativ 450 kHz .

Aceste performanțe au fost obținute utilizînd AO de tipul $\mu 318$ ca A_1 , respectiv $\mu 110$ ca A_2 . $\mu 318$ are frecvența de tăiere (frecvența la care amplificarea în buclă deschisă la semnal mic devine unitară) de 15 kHz iar $\mu 110$ de aproximativ 20 kHz .

Sînt cunoscute (doar la nivel de schemă de principiu și nu cu realizări practice) și detectoare de vîrf în montaj inversor sau integrator, cum este, de exemplu, cel din fig.1.10. Stabilitatea în buclă închisă este mai bună deoarece amplificatoarele nu crescă cu sarcină capacitivă la masă /7/. Rezistența de intrare este înșă mai mică (egală aproximativ cu R_1).

Detectorii prezentați, cu excepția celor din fig.1.9, sînt detectoare de vîrf pozitiv, care prin simpla inversare a diodelor se transformă în detectoare de vîrf negativ. În scopul detectării valorii extreme a tensiunii se poate folosi un

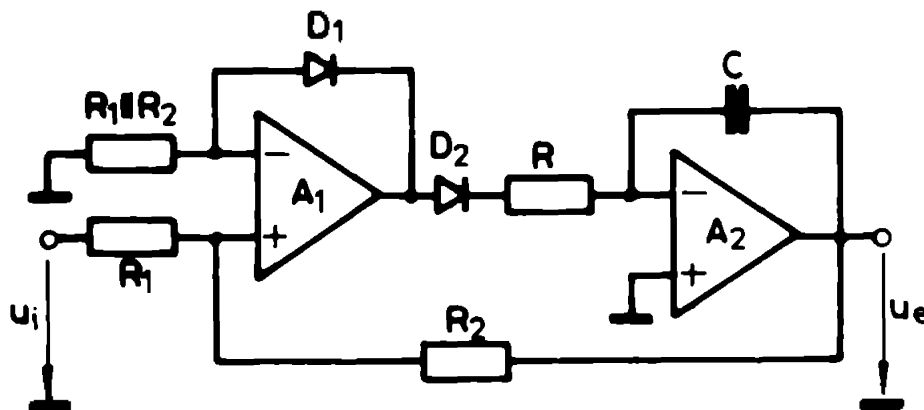


Fig.1.10

redresor de precizie care să precedă detectorul de vîrf astfel încît la intrarea acestuia se vor aplica numai tensiuni de o singură polaritate. Soluția are dezavantajul limitării superioare a benzii de frecvență datorită redresorului, redresoarele de precizie folosite în voltmetrele de tensiune alternativă avînd frecvențe maxime de ordinul a 20 kHz /103/, eventual 100 kHz /93/ și, în cel mai bun caz, 300 kHz /104/.

V. Filiponi, prezintă în /65 și 70/ un detector de valoare extremă, cu circuit de stabilire a semnalului acestuia, a cărui schemă este deosebit de simplă, implicînd un număr minim de componente (fig.1.11). Comparatoarele C_1 și C_2 alcătuiesc

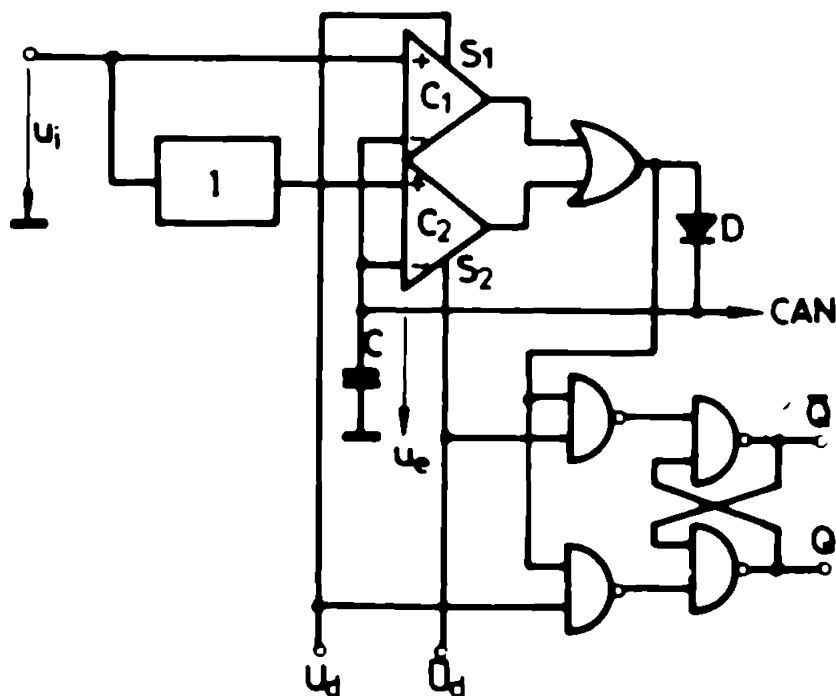


Fig.1.11

împreună cu circuitul SAU, diode D și condensatorul C două detectoare de vârf. Primal detector reține valoarea de vârf pozitivă iar al doilea realizează - datorită invertorului I de la intrare - valoarea de vârf negativă. Deoarece memorarea tensiunilor se face la bornele aceluiași condensator, acesta va fi încărcat numai atunci când valoarea momentană absolută a tensiunii de intrare u_1 depășește valorile precedente ale tensiunii memorate u_e . În această situație la bornele condensatorului se obține valoarea extremă a tensiunii u_1 . Circuitul de indicare a semnalului este realizat cu patru porți SI-NU dintre care două formează un bistabil RS. Comparatoarele C_1 și C_2 sînt activate succesiv, prin aplicarea la intrările de egantionare S_1 și S_2 a unor tensiuni dreptunghiulare în antifază U_d și \bar{U}_d avînd o frecvență suficient de ridicată. Dacă tensiunea u_1 depășește valoarea u_e în intervalul în care este activat C_1 - adică este vorba de un eventual extrem pozitiv - bistabilul RS este adus în starea "1" logic. Dimpotrivă, dacă depășirea are loc pe durata cît este activat C_2 (extrem negativ), atunci bistabilul va trece în "0" logic. Ultima basculară se produce la atingerea valorii extreme și, prin urmare, starea finală a bistabilului va indica semnalul extremului.

În /71/ se prezintă o variantă a acestui tip de detector (fig.1.12) care folosește încărcarea condensatorului de memorare cu curent constant, ceea ce conduce, după cum se afirmă în /70/ la o eroare de încărcare constantă. În situațiile în care $u_1 > u_e$ ieșirea comparatorului CS este "1" logic, dioda D_1 este

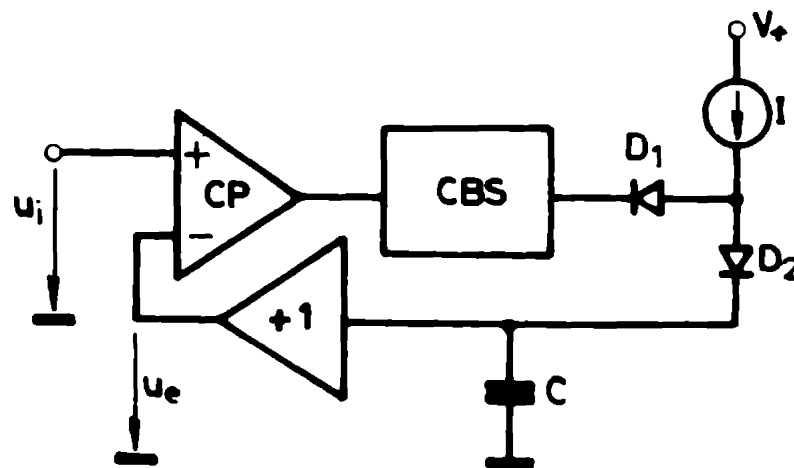


Fig.1.12

blocată iar condensatorul de memorare C se încarcă, prin D_2 , cu curenții furnizați de generatorul de curent constant I. Când u_0 devine mai mare decât u_1 ieșirea comparatorului trece în "0" logic, ceea ce are ca efect blocarea diodei D_2 și deschiderea diodei D_1 , care conduce la măsura curenților I. Circuitul basculant Schmitt realizează scaptoarea de nivel necesară comenzii comutării și asigură preluarea curenților I în situațiile $u_0 > u_1$. Repetitorul (cu tranzistor cu efect de câmp) previne descărcarea rapidă a condensatorului de memorare. Pentru ca erorile de măsurare să nu fie prea mari, se demonstrează în [72] că este necesar ca panta I/C de încărcare a condensatorului să fie mai mare decât panta maximă a impulsului de măsurat. În această situație, tensiunea de ieșire variază mai rapid decât cea de intrare, încărcarea condensatorului până la valoarea de vârf are loc în trepte (aproximativ egale) (fig. 1.13) care rezultă din blocările și deschiderile repetate ale diodelor D_1 și D_2 . Valoarea unei trepte trebuie să fie mică (altfel rezultă erori Δu mari), ceea ce înseamnă că încărcarea până la valoarea de vârf se face într-un interval de timp mare

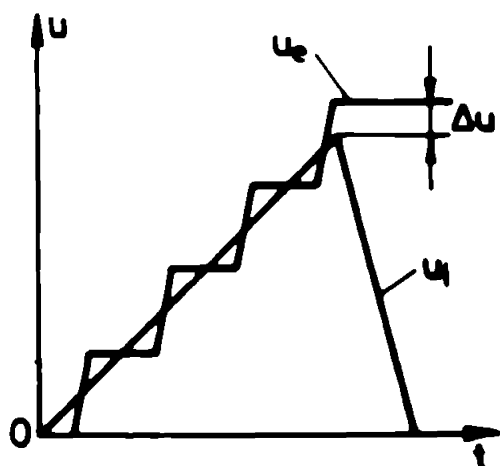


Fig. 1.13

de vârf rezultând prin numărarea acestor impulsuri.

Având în vedere că detectorul de vârf poate fi privit ca un circuit de eşantionare și memorare particular, care își furnizează singur comanda de memorare în momentul atingerii valorii de vârf, au fost realizate detectoare de vârf utilizând circuite de eşantionare și memorare împreună cu circuite auxiliare care să furnizeze comanda de memorare. Un prim exemplu este prezentat în fig. 1.14. Dacă $u_1 > u_0$, starea "1" logic

(număr mare de trepte). Utilizând un comparator CA31711 cu timpi de comutare de 40 ns, frecvența maximă a unui impuls al cărui vârf se detectează cu o eroare de 0,25% este de 5 kHz. În [74] și [75] se prezintă variante numerice ale acestui tip de detector de vârf, la care încărcarea condensatorului se face cu impulsuri de sarcină rigoros constantă, valoarea de

se comparatorului comandă eşantionarea (urmărirea) semnalului de intrare. Când u_i devine egală sau mai mică decât u_e , starea comparatorului devine "0" logic, ceea ce face ca CEM să treacă în starea de memorare, reţinând prin urmare valoarea de vîrf a semnalului aplicat la intrare. Ieşirea CEM (intrarea inversoare a comparatorului) este polarizată cu o tensiune de câţive mV pentru evitarea ambiguităţii în cazul semnalelor tresptă şi pentru a minimiza riscul declanşărilor false datorate zgomotului /60/. La prima vedere s-ar părea că schema prezentată nu poate funcţiona deoarece în starea de urmărire tensiunea de ieşire este egală cu cea de intrare, ceea ce ar face imposibilă bascularea comparatorului în starea "0". La o analiză mai atentă însă, trebuie să observăm că semnalul de ieşire este întârziat faţă de cel de intrare cu un interval de timp a cărui durată depinde de banda de frecvenţă a CEM. Din această cauză, în perioadele de creştere a semnalului de intrare u_i este mai mare ca u_e iar imediat după stingeres vîrfului u_i devine mai mică decât u_e , ceea ce face posibilă trecerea comparatorului în starea "0", deci memorarea valo-

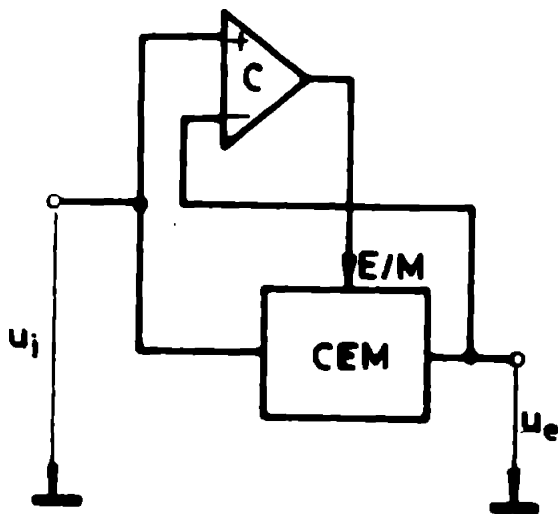


Fig.1.14

rii de vîrf .

Un alt exemplu de detector de vîrf cu circuit de eşantionare şi memorare este prezentat pe larg în /48/ şi este aplicat la măsurarea valorilor de vîrf ale impulsurilor întâlnite în tehnica tensiunilor înalte. În esenţă, detectorul constă dintr-un

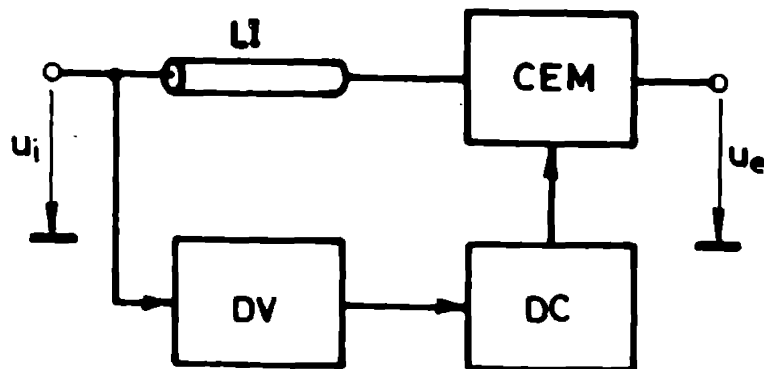


Fig.1.15

circuit de eşantionare şi memorare CEM (fig.1.15) căruiu i se aplică impulsul de măsurat prin intermediul unei linii de întîr-

ziere și a cărui comandă de trecere în starea de memorare este furnizată de un detector de vârf auxiliar, la intrarea căruia se aplică impulsul de măsurare ^{încă} și întârziat. Detectorului auxiliar nu i se cere precizie ci numai sesizarea momentului stingerii valorii de vârf. Linia de întârziere pe ramura de măsură este necesară pentru compensarea întârzierilor în circuitul de comandă.

Soluția descrisă are mai multe dezavantaje dintre care două ni se par majore : în primul rând, orice diferență între timpii de întârziere pe ramura de măsură și în circuitul de comandă conduce la memorarea unei valori diferite de valoarea de vârf, erorile putând fi mari, iar în al doilea rând linia de întârziere atenuază în mod diferit diversele componente spectrale ale impulsului aplicat, ceea ce conduce la distorsionarea lui.

pornind de la ideea convertoarelor analog-numeric paralel, care oferă cel mai redus timp de conversie, T. Takezaki a imaginat un detector de vârf numeric paralel [37], care se deosebește de convertor prin conectarea la ieșirile comparatoarelor a unor circuite bistabile care le transformă în niște comparatoare cu memorie. Dacă tensiunea de intrare depășește valoarea de referință aplicată unui comparator, atunci bistabilul corespunzător trece într-o anumită stare (de exemplu din "0" în "1") în care rămâne până la inițierea în vederea unei noi măsurări. După stingerii vîrfului valoarea acestui rezultat din numărul de bistabile basculate. Deși a fost conceput pentru a indica valoarea de vârf pe un ecran de tip "bar graph" pe un număr probabil destul de mic de diode electroluminescente, acest tip de detector poate fi realizat cu un număr mare de nivele (rezoluție mare) și poate fi completat cu un circuit de codificare, ca în fig. 1.16, care asigură obținerea informației numerice într-o formă mai accesibilă utilizatorului (de exemplu număr octal în baza 10) și cu un circuit de afișare corespunzător (alfanumeric). În lucrarea citată se expune doar principiul detectorului de vârf numeric paralel însă nu se face un calcul al vitezei și preciziei de măsurare.

Dezavantajele acestui detector sunt mai multe decât avantajele și anume complexitatea crescută însoțită și de un consum mare de putere de la curcno de alimentare.

54 2 772
361 G

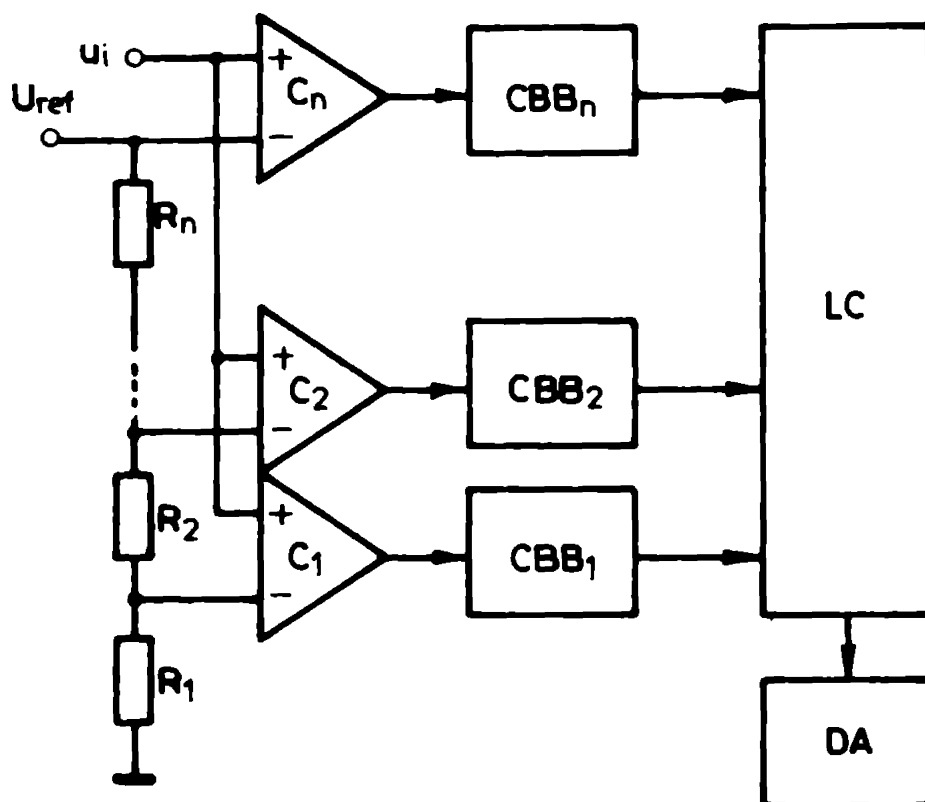


Fig.1.16

1.3.4. Erorile detectoarelor de vîrf

Erorile totale de măsurare a unui detector de vîrf o definesc ca diferența între valoarea tensiunii generate și valoarea de vîrf a impulsului aplicat detectorului. Această eroare totală contribuie mai multe erori, unele dintre ele fiind specifice detectoarelor de vîrf. Dintre erorile obișnuite esențiale :

- eroarea datorată tensiunii de ceealaj și derivatei termice a acesteia ;
- eroarea de neliniaritate datorată neliniarității componentelor și circuitelor utilizate ;
- eroarea produsă de instabilitatea în timp a parametrilor componentelor ;
- eroarea de câștig static și deriva acesteia cu temperatura ;
- erori dinamice, dependente de frecvența impulsului de intrare, datorate caracteristicilor funcției de transfer și limitărilor de viteză ale elementelor active.

Erori specifice detectoarelor de vîrf (și, totodată, și circuitelor de eșantionare și amoxare) sînt :

- eroarea datorată vitezei de alterare a tensiunii de pe condensator ;

- eroarea datorată absorpției dielectrice ;

- eroarea de tranșier ;

- eroarea de neutralizare ;

- eroarea de încărcare a condensatorului de memorare.

Tensiunea memorată pe condensator nu rămâne constantă datorită rezistenței de izolație de valoare finită a condensatorului, curenților de polarizare ai elementelor active și curenților invers prin diodă sau curenților de pierdere ai cheii de rlf. Viteza de alterare a tensiunii de pe condensator se definește ca raport între variația Δu_c a tensiunii și intervalul de timp Δt corespunzător ; se măsoară în V/s; termenul echivalent în limbă engleză este „droop rate”. Considerând curenții de pierdere aproximativ constanți, viteza de alterare se poate calcula ca raport între curenții totali de pierdere I_{tp} și valoarea condensatorului de memorare :

$$v = \frac{\Delta u_c}{\Delta t} \approx \frac{I_{tp}}{C} \quad (1.5)$$

Cunoscând viteza de alterare v se poate calcula eroarea corespunzătoare, Δv , ca diferență între valoarea tensiunii de pe condensator și valoarea de vîrf. Această eroare (în valoare absolută) crește aproximativ liniar în timp :

$$\Delta v(t) = -v \cdot t \approx -\frac{I_{tp}}{C} \cdot t \quad (1.6)$$

și este cu atât mai mare cu cît curenții totali de pierdere este mai mare iar condensatorul de memorare mai mic. În condițiile unor componente date (I_{tp} și C date) și al unei erori maxime admise se poate calcula, cu relația (1.6), durata maximă a intervalului de timp în care trebuie măsurată valoarea tensiunii pe condensator. Avînd în vedere că factorul de merit al unui detector de vîrf nu poate fi răscut oricît de mare (ideal $\tau_{inc} = 0$, $\tau_{desc} \rightarrow \infty$), o constantă de timp de încărcare de valoare mică va conduce la o viteză de alterare relativ mare. În vederea micșorării acestuia, în condițiile păstrării unui τ_{inc} mic, se conectează două detectoare de vîrf în cascadă (fig.1.17), al doilea avînd un condensator de memorare de valoare mult mai

mare, care asigură viteza de alterare suficient de mică, îmbunătățind substanțial factorul de merit al circuitului.

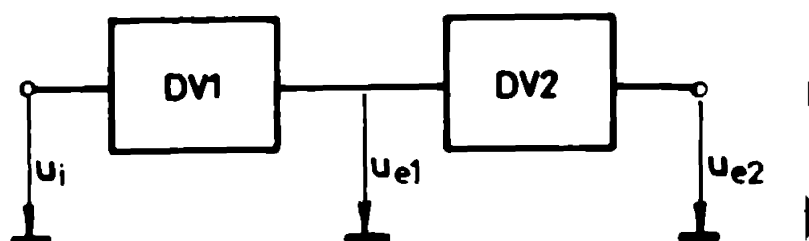


Fig.1.17

Absorbția dielectrică se manifestă prin creșterea aparentă a capacității față de capacitatea oșă zisă "geometrică" /63/. Astfel, în urma unor salturi de tensiune mari și/sau rapide tensiunea la borna condensatorului nu rămâne constantă ci scade puțin, ceea ce conduce, în cazul detectoarelor de vîrf, la o eroare de măsurare. Fenomenul poate fi caracterizat printr-un coeficient de absorbție dielectrică, care se definește ca raport între tensiunea existentă pe condensator după ce a fost descărcat și tensiunea existentă pe condensator înainte de descărcare, descărcarea avînd loc în condiții precizate /35, 43/. Coeficientul de absorbție dielectrică este mai mic de 0,01% pentru condensatoare cu polistiren și teflon, ajungînd la ordinul procentelor pentru condensatoare ceramice și mylar.

Eroarea de transfer (în limba engleză „feedthrough”) se definește ca modificarea tensiunii memorate pe condensator produsă de variațiile tensiunii în amonte de elementul de comutare, în situația în care acesta este blocat. Eroarea de transfer apare prin cuplajul datorat capacității parazite între intrarea și ieșirea elementului de comutare (diodă, FET). La circuitele de eșantionare și memorare și la detectoarele de vîrf cu element de comutare FET apare o eroare suplimentară datorată cuplajului dintre condensatorul de memorare și electrodul de comandă al FET-ului (grila) prin capacitatea parazită corespunzătoare. Această eroare suplimentară (în limba engleză „sample-to-hold offset” /60/ sau „charge offset” /90/) poate fi parțial compensată prin introducerea voită a unei erori de scelași tip dar cu semn schimbat, ca în fig.1.18 /91/. Semnalul de comandă (care prin capacitatea parazită C_{gs} introduce o eroare suplimentară) este inversat cu ajutorul unui inversor 1 și aplicat condensatorului semireglabil C_g . Doarele semnalele aplicate condensatoarelor C_{gs} și C_g sînt

în antifază, rezultă că erorile introduse de cele două condensatoare au semne opuse. Condensatorul C_s se reglează pînă cînd

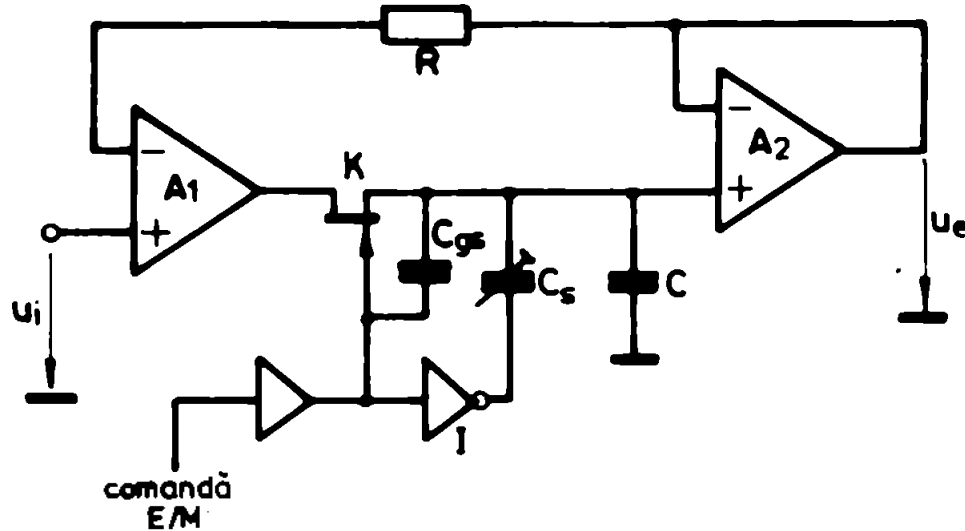


Fig.1.18

eroarea suplimentară devine minimă. Acest minim poate fi și zero în momentul reglării, ceea ce ar însemna compensarea completă a erorii suplimentare ; aceasta însă nu se poate realiza din cauze modificării în timp și cu temperatura a nivelurilor de ieșire ale circuitelor logice de comandă precum și a capacităților parazită și semireglabile.

Detectorule de vîrf nu pot analiza impulsuri cu fronturi oricît de abrupte ; în astfel de cazuri apare o eroare de neurzare. Vom exemplifica această eroare, într-un caz particular, în subcapitolul 2.3.3.

Eroarea de încărcare a condensatorului de decouplare este o eroare dinamică care apare atunci cînd condensatorul se încarcă în trepte. Această eroare este cauzată în principal de timpul de comutare de viteză finită al elementelor active și de comutare.

O caracteristică importantă a detectorelor de vîrf este sensibilitatea la zgomot. Detectorule de vîrf trebuie să prezinte o bună rejecție a zgomotului întrucît orice semnal parazit suprapus peste impulsul de măsurat poate conduce la erori care nu pot fi cunoscute. Pentru asigurarea unei rejecții corespunzătoare se iau măsuri speciale de ecranare, decuplarea surcilor de alimentare, utilizarea de cabluri coaxiale cu ecranare suprapuse etc./44,55/.

1.4. Comparații între detectoarele de vârf și înregistratoarele de regimuri tranzitorii

Măsurarea valorii de vârf se realizează simplu utilizând un detector de vârf. Valoarea de vârf se poate obține și utilizând un înregistrator de regimuri tranzitorii, caz în care este necesar însă un calculator pentru găsirea, prin program, a valorii de vârf din valorile memorate.

Convertorul analog-numeric al înregistratorului este precedat, de regula, de un circuit de eșantionare și memorare. Prelevarea de către acesta a valorii de vârf cu o anumită eroare presupune eșantionarea cu o frecvență mult mai mare decât frecvența semnalului de măsurat. În cele ce urmează vom determina raportul minim dintre frecvența de eșantionare f_e și frecvența semnalului f pentru o eroare dată, în cazul semnalelor triunghiulare și sinusoidale.

Fie semnalul triunghiular simetric din fig.1.19, având amplitudinea U_{im} și perioadă T . Neglijând erorile introduse de circuitul de eșantionare și memorare, prelevarea corectă a valorii de vârf se realizează dacă starea de memorare începe la

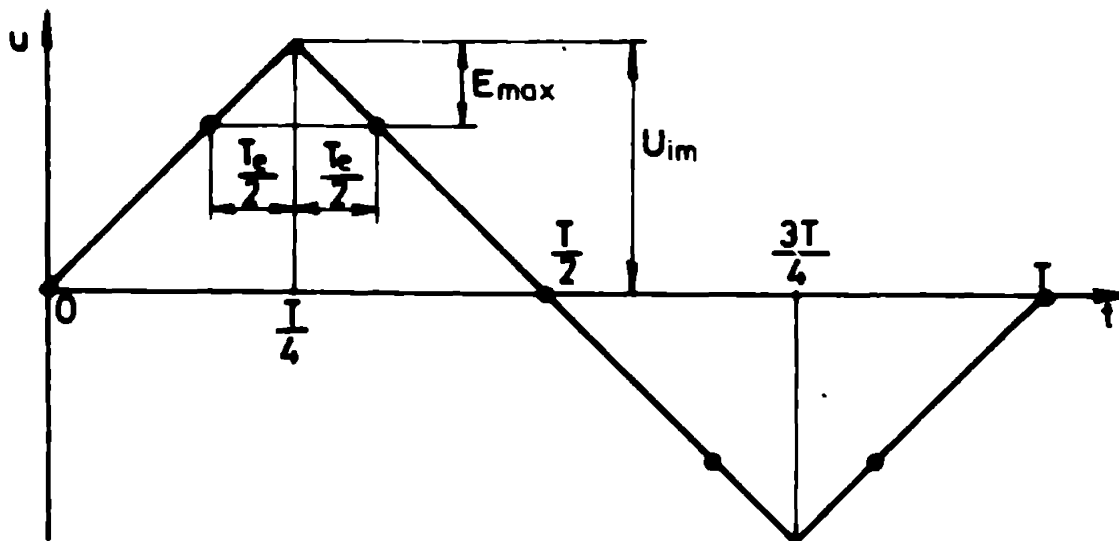


Fig.1.19

$t = \frac{T}{4}$, ceea ce este puțin probabil. Adăugând o eroare relativă δ_x , prelevarea unei valori care să difere de valoarea de vârf cu cel puțin de $U_{max} = U_x U_{im}$ impune o perioadă de eșantionare a cărei valoare maximă T_e se calculează cu relația

$$T_e = \frac{2E_{\max}}{\omega} = \frac{2b_r U_{1m}}{\omega} \quad (1.7)$$

unde $\omega = \frac{4U_{1m}}{T}$ este panta semnalului triunghiular. Cazul cel mai defavorabil, reprezentat în fig.1.19, se obține când intervalul de eșantionare corespunzător valorii de vîrf este simetric față de momentul $t = \frac{T}{4}$. Pentru raportul dintre frecvența de eșantionare și frecvența semnalului obținem:

$$\frac{f_e}{f} = \frac{T}{T_e} = \frac{T}{\frac{2b_r U_{1m} T}{4U_{1m}}} = \frac{2}{b_r} \quad (1.8)$$

Astfel, pentru a obține valoarea de vîrf cu o eroare relativă de 1% frecvența de eșantionare trebuie să fie de cel puțin 200 ori mai mare decât frecvența semnalului triunghiular de măsurat.

Fie acum semnalul sinusoidal din fig.1.20, avînd amplitudinea U_{1m} și perioada T . Și pentru acesta eroarea maximă se obține când intervalul de eșantionare corespunzător valorii de vîrf este simetric față de momentul $t = \frac{T}{4}$. Perioada de eșantionare (valoarea maximă) se calculează cu relația

$$T_e = 2 \frac{\frac{\pi}{2} - \arcsin(1-b_r)}{\omega} = T \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \arcsin(1-b_r) \right] \quad (1.9)$$

obținîndu-se, pentru o eroare $b_r = 1$, un raport $\frac{f_e}{f} = 22$.

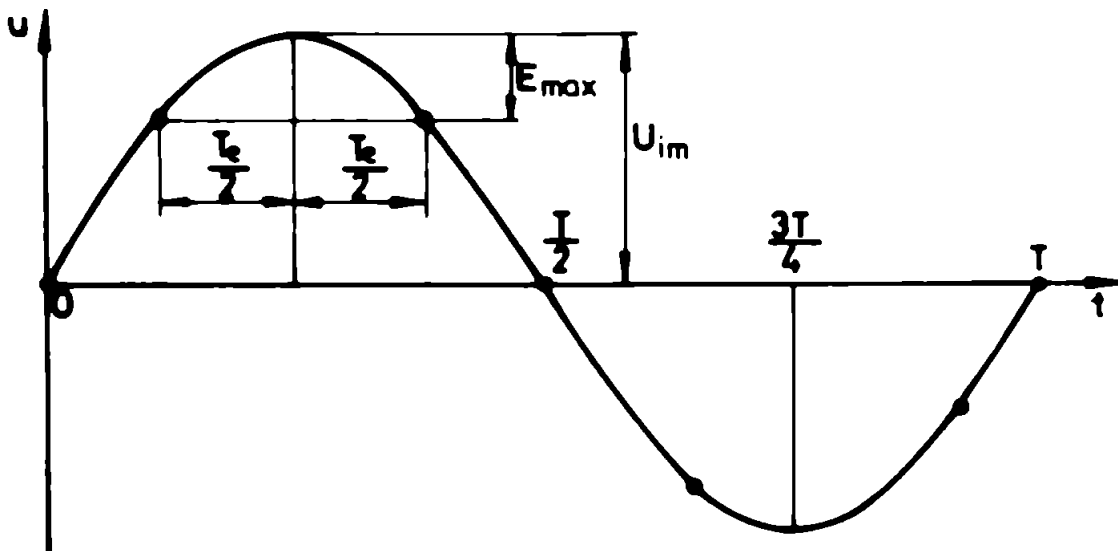


Fig.1.20

Prin urmare, pentru o eroare $K_f = 1\%$, în cazul unui impuls sinusoidal avind frecvență f este necesar un detector de vîrf avind $f_{max} = f$ sau un înregistrator de regimuri tranzitorii avind $f_0 = 2f$, în cazul unui impuls triunghiular raportul dintre frecvențe trebuind să fie și mai mare.

În cele expuse mai sus nu s-a ținut cont de eroarea introdusă de convertorul analog-numeric. În legătură cu aceasta a fost introdusă de curînd noțiunea de caracteristică număr echivalent de biți în funcție de frecvență /31/. Din motive practice convertoarele analog-numerice sînt testate prin aplicarea unor tensiuni sinusoidale, în urma conversiei analog-numerice se poate determina prin metoda celor mai mici pătrate o curbă sinusoidală care aproximează cel mai bine secvența numerică rezultată. Curbă astfel obținută este, din nou convertită numeric, de această dată cu un convertor ideal simulat printr-un subprogram de calculator. În continuare se determină eroarea analogică a convertorului testat, Δe , ca diferență între ieșirile convertorului real și respectiv ideal simulat precum și eroarea analogică a convertorului ideal, Δi , ca diferență între valorile curbei sinusoidale aproximante și valorile obținute la ieșirea lui. Numărul efectiv de biți, n_B , se calculează cu relația

$$n_B = N - \log_2 \frac{\Delta e_{RMS}}{\Delta i_{RMS}} \quad (1.10)$$

unde RMS simbolizează valoarea efectivă iar N este numărul de biți al convertorului.

Deși instructivă și foarte asemănătoare caracteristicii amplificor-frecvență a unui amplificator operațional, caracteristica număr echivalent de biți în funcție de frecvență semnalului aplicat (fig.1.21 curba a, pentru un convertor avind timpul de conversie de 5 ns) nu oferă informații asupra erorii instantanee maxime a convertorului, care este mai importantă în unele aplicații cum este și studiul regimurilor tranzitorii. De aceea, pentru astfel de aplicații în /32/ se propune o caracteristică modificată în funcție de eroarea maximă care apare (fig. 1.21, curba b). Pentru determinarea numărului a valorii de vîrf nici această caracteristică nu este întrutotul adecvată deoarece eroarea maximă este de obicei atinsă acolo unde viteza de varia-

ție a semnalului de intrare este maximă. Trebuie să reținem totuși că și la măsurarea valorii de vârf convertorul introduce o eroare mai mare decât eroarea de cuantizare și care crește cu creșterea frecvenței semnalului de intrare.

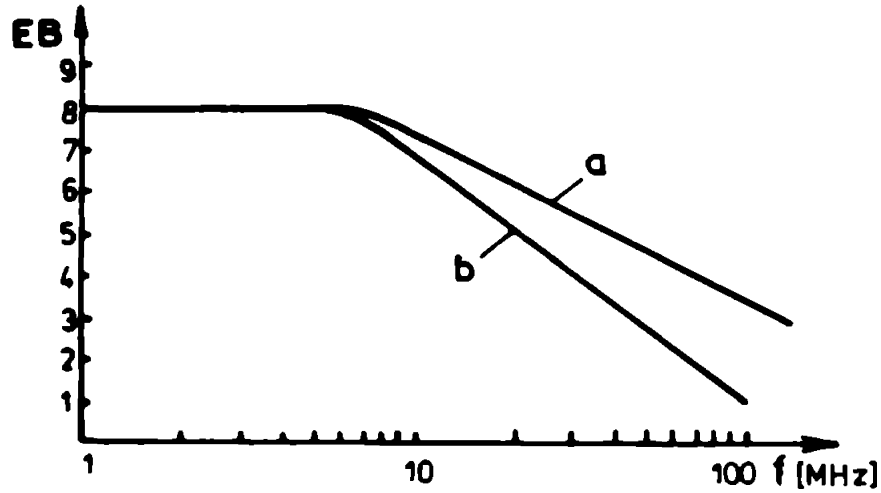


Fig.1.21

CAP. 2. DETECTORII DE VÂRF ANALOGICE

2.1. Considerații generale

Din multitudinea de scheme de detectoare prezentate în subcapitolul 1.3.3 se reține cea din fig.1.9 ca având cea mai largă utilizare /7, 13, 33, 55, 85/. Schema concretă a detectorului se prezintă în fig.2.1, în care apar elemente noi față de fig.1.9. Astfel, în loc de o diodă detectoare apar două înseriate, în punctul comun fiind conectat rezistorul R_2 care asigură, după detectarea vârfului, polarizarea diodei D_2 cu o tensiune practic nulă

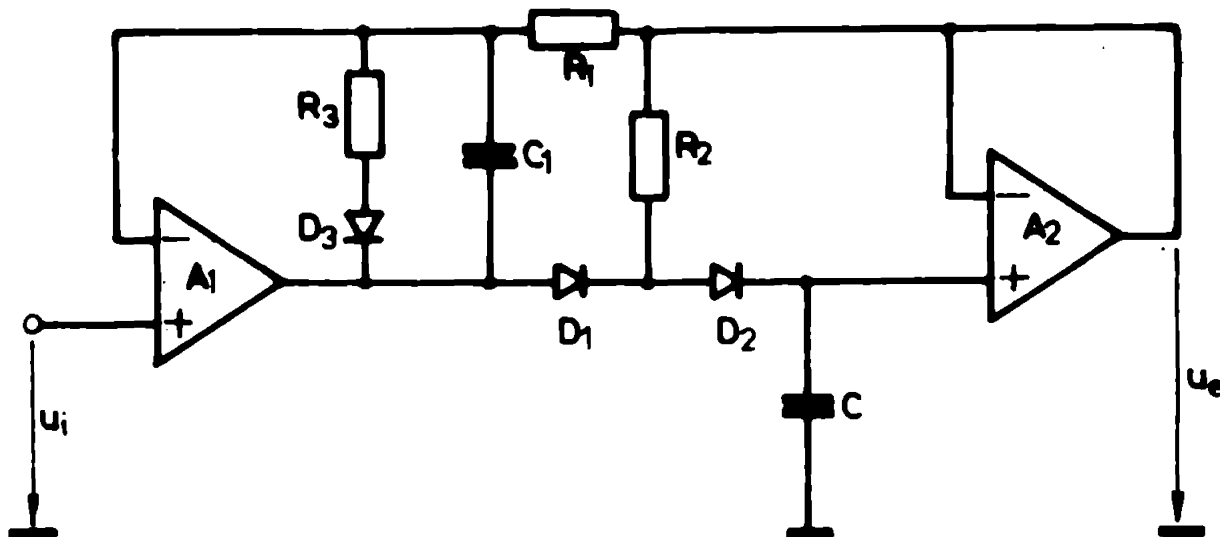


Fig.2.1

(tensiunea de decelaj a repetorului A_2). Aceasta are ca efect minimizarea curentului de pierdere datorat diodei D_2 , cu consecințe favorabile asupra factorului de merit al detectorului. Rezistorul R_3 împreună cu dioda D_3 asigură închiderea buclei de reacție a amplificatorului A_1 în intervalele în care $u_i < u_e$, prevenind saturarea acestuia.

În literatură /30/ se afirmă că se poate arăta că răspunsul circuitului (de fapt al circuitului care se va prezenta în fig.2.2) corespunde unei funcții de transfer de ordinul doi, având o supraacoperire importantă dacă amplificarea în buclă deschisă a amplificatorului operațional este mai mare decât 10, condiție pe care o îndeplinesc toate tipurile de amplificatoare operaționale. În /27/, rețut de /55/, supraacoperirea care se aso-

rează este pusă pe seama timpului de întârziere τ_1 pe bucla de reacție. În scopul eliminării acestei supraoscureți se propune inserierea cu condensatorul de memorare C a unui rezistor R a cărui rezistență se calculează ca $R = \tau_1/C$. Valabilitatea demonstrației din /27/ este limitată, așa cum se va arăta, la situația aplicării la intrarea detectorului de vîrf a unui impuls dreptunghiular. Reziștorul R este util și în cazul impulsurilor avînd altă formă înșă rolul lui este, după cum se va demonstra, de a îmbunătăți răspunsul detectorului (în starea de urmărire) prin mășirea gradului de amortizare)

Unii autori /55, 61/ consideră în mod greșit că încălcarea condensatorului de memorare se realizează cu curentul i_{L-1} (de scurtcircuit) pe care îl poate furniza amplificatorul A_1 . Vom demonstra în acest capitol că această afirmație este valabilă numai în cazul impulsurilor avînd o pantă la care decît cea pe care o poate urmări amplificatorul datorită limitărilor sale de viteză.

În continuare vom analiza detectorul de vîrf, mai întîi pe baza unei scheme simplificate, apoi pe baza schemei complete, urmărindu-se în principal comportarea dinamică a detectorului în starea de urmărire.

2.2. Analiza schemei simplificate

2.2.1. Funcția de transfer

Determinarea funcției de transfer se va face într-o primă etapă pe baza schemei simplificate din fig.2.2, utilizînd pentru amplificatorul operațional aproximația poliului dominant, care are, în formă operațională, expresia

$$A_u(p) = \frac{A_{uo}}{1 + \frac{p}{\omega_{oa}}} \quad (2.1)$$

Ca notațiile din figură se pot scrie relațiile :

$$U_1(p) = U_o(p) + U_{int}(p) \quad (2.2)$$

$$U_e(p) = \frac{\frac{1}{pC}}{\frac{1}{pC} + h_o + h_d} A_u(p) U_{int}(p) \quad (2.3)$$

unde cu h_d s-a notat rezistența diodei D și s-a considerat că rezistența de intrare a amplificatorului este foarte mare.

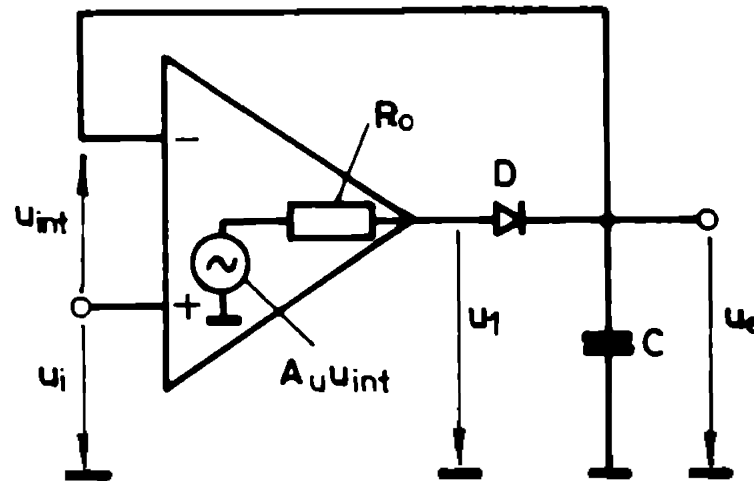


Fig.2.2

Eliminând pe $U_{int}(p)$ și ținând seama și de (2.1) se obține pentru funcția de transfer expresia

$$A_{uz}(p) = \frac{U_e(p)}{U_i(p)} = \frac{\omega_{os} h_{uo}}{C(h_o + h_d)p^2 + [1 + \omega_{os} C(h_o + h_d)]p + \omega_{os}(1 + h_{uo})} \quad (2.4)$$

referindu-ne la forma tipică a funcției de transfer de ordinul doi normalizată

$$K(p) = \frac{\omega_o^2}{p^2 + 2\beta\omega_o p + \omega_o^2} \quad (2.5)$$

obținem prin identificare

$$\omega_o^2 = \frac{\omega_{os} h_{uo}}{C(h_o + h_d)} \quad (2.6)$$

și

$$\beta = \frac{1 + \omega_{os} C(h_o + h_d)}{2\sqrt{\omega_{os} C(1 + h_{uo})(h_o + h_d)}} \quad (2.7)$$

cu notațiile

$$\begin{aligned} \tau_{ins} &= C(l_0 + l_d) \\ \tau_s &= \frac{1}{\omega_{os}} \\ A &= \frac{\tau_{ins}}{\tau_s} \end{aligned} \quad (2.3)$$

condiția de răspuns aperiodic $\beta \geq 1$ conduce la o valoare maximă a amplificării în buclă deschisă dată de relația

$$A_{max} = \frac{(A+1)^2}{4A} - 1, \quad (2.4)$$

reprezentată grafic în fig.2.3. Relația este prezentată și în /30/ și din care Malagretsev trage concluzia că răspuns aperiodic în cazul unor amplificatoare operaționale care au $A_{uo} > 10$ se poate obține numai în situația $A > 1$, adică în situația unor

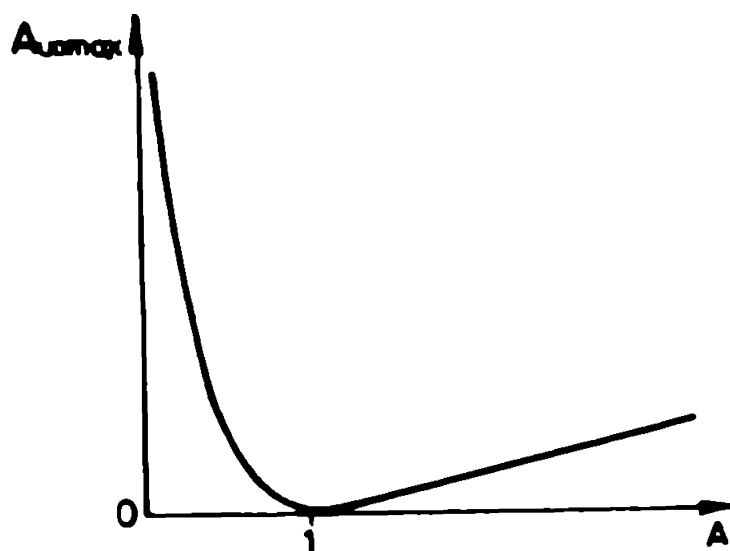


Fig.2.3

detectoare de vîrf cu constantă de timp de încărcare mare, destinate impulsurilor relativ lungi. Pentru impulsuri scurte, însă, se afirmă că A_{uo} trebuie să fie mai mică decît 10, ceea ce face amplificatorul puțin eficient. Autorul citat nu observă că A_{max} dat de relația (2.4) are un minim care se obține pentru $A=1$ și că valori mari pentru A_{max} se pot obține și în situația $A < 1$, care,

de altfel, se întâlnește frecvent în practică. Pentru impulsuri scurte se folosesc condensatoare de memorare de valoare mică, ceea ce conduce la $\tau_{ins} \ll \tau_s$, adică la valori mari pentru A_{max} . Astfel, cu valorile ștate $\omega_{os} = 100 \text{ rad/s}$, $C = 500 \text{ pF}$, $l_0 + l_d = 200 \Omega$ se obține $A_{max} = 25000$, mult diferită de valoarea la emintă și mult mai apropiată de valorile tipice ale amplificării în buclă deschisă a amplificatoarelor operaționale uzuale. Cu toate acestea, există multe AC care au $A_{uo} > 25000$, ceea ce poate conduce la răspuns oscilant al detectorului de vîrf. O îmbunătățire a răspunsului se poate obține prin inserarea cu con-

condensatorul de neșorare a unui rezistor h , așa cum se va arăta în continuare.

2.2.2. Influența rezistorului h înseriat cu condensatorul de neșorare

Funcția de transfer a schemei din fig.2.2 modificată prin adăugarea unui rezistor h în serie cu condensatorul de neșorare are, pentru AC caracterizat prin polul dominant, expresia :

$$A_{ur}(p) = \frac{\omega_{os} A_{uo} (1 + p_{1c})}{C(h_0 + h_d) p^2 + \{1 + \omega_{os} C [h_0 + h_d + h(1 + A_{uo})]\} p + \omega_{os} (1 + A_{uo})} \quad (2.10)$$

dedusă pe baza relațiilor (2.1), (2.2) și (2.3).

Gradul de amortizare β se obține cu

$$\beta = \frac{1 + \omega_{os} C [h_0 + h_d + h(1 + A_{uo})]}{2 \sqrt{\omega_{os} C (1 + A_{uo}) (h_0 + h_d + h)}} \quad (2.11)$$

în care se evidențiază efectul deosebit de favorabil al rezistenței h care apare în numărător multiplicată cu amplificarea în buclă deschisă A_{uo} a amplificatorului operațional. Totodată însă, rezistorul h duce la apariția unui fenomen nedorit : defazarea curentului prin grupul RC față de tensiunea care apare pe acesta (și care este egală cu tensiunea de ieșire u_o din fig.2.2). Aceasta face ca în momentul atingerii vîrfului curentului prin grupul RC să nu fie zero, ceea ce menține în conducție dioda D , și prin aceasta, menține închisă bucla de reacție, permițînd tensiunii de ieșire să urcărescă șerpalul de intrare, aceasta avînd loc pînă în momentul anularii curentului.

Adăuțînd $u_o(t) = U_m \sin \omega t$, curentul prin grupul RC are expresia

$$i(t) = I_m \sin(\omega t + \varphi), \quad (2.12)$$

unde

$$\varphi = \arctg \frac{C}{h}. \quad (2.13)$$

Curentul se anulează în momentul t_c pentru care

$$\omega t_c + \varphi = \pi. \quad (2.14)$$

Valoarea tensiunii de ieșire în momentul t_c este

$$u_o(t_c) = U_m \sin \omega t_c = U_m \sin \varphi, \quad (2.15)$$

care este valoarea memorată pe condensator ce fiind valoarea de vîrf. Pentru o eroare relativă b_p este obținut din (2.15)

$$\sin \varphi \geq 1 - b_p \quad (2.16)$$

sau, ținînd cont de (2.13)

$$\omega C \cdot t_c [\arcsin(1 - b_p)] \leq 1, \quad (2.17)$$

din care rezultă

$$f_{\max} = \frac{1}{2\pi kC \cdot \arcsin(1 - b_p)} \quad (2.18)$$

Relația (2.13) evidențiază limitarea benzii de frecvențe a detectorului de vîrf introdusă de rezistorul k și permite calculul frecvenței echivalente maxime a unui semnal de intrare al cărui vîrf se detectează cu o eroare relativă (negativă) dată. Trebuie să observăm însă că acest calcul este orientativ și că are aplicabilitate limitată la situația unui răspuns aperiodic al detectorului de vîrf. În cazul unui răspuns oscilant este posibil să se obțină frecvențe maxime mai mari decît cele calculate cu relația (2.13) datorită supracompensării care compensează într-o oarecare măsură eroarea dată de efectul arătat mai sus.

Analiza expusă este originală și a fost prezentată de autor într-o lucrare anterioară /5/.

2.2.3. Nivelul amplificatorului operațional cu aplicație în studiu detectorului de vîrf

Amplificatoarele operaționale rezle sînt caracterizate prin mai mulți poli și mai multe zerouri, ale căror frecvențe corespunzătoare se pot calcula cu ajutorul unor programe specializate, pe baza schemei concrete a circuitului. Rezultă, în general, un pol dominant cărui îi corespunde o frecvență de ordinul $10^2 - 10^3$ și o aglomerare de poli și zerouri (care poate include și poli complecși), cărora le corespund frecvențe de ordinul $10^4 - 10^5$ sau de 10^6 . În marea majoritate a aplicațiilor comportarea cu frecvențe a amplificatorului este suficient

de bine descrisă cu ajutorul polului dominant. În aplicațiile cu amplificarea unitară, detectorul de vîrf fiind una dintre acestea, modelul cu un singur pol nu este valabil întrucît acesta nu poate explica răspunsul oscilant pe care îl prezintă majoritatea repetoarelor cu amplificatoare operaționale. Din acest motiv este necesar să se considere cel puțin încă un pol. Analiza efectuată în acest sens de autor /65/ se prezintă în cele ce urmează.

Notînd cu ω_{o1} și ω_{o2} pulsațiile corespunzătoare polului dominant, respectiv celui de-al doilea pol, amplificarea în buclă deschisă are în formă operațională expresia

$$A_u(p) = \frac{A_{uo}}{\left(1 + \frac{p}{\omega_{o1}}\right)\left(1 + \frac{p}{\omega_{o2}}\right)} \quad (2.19)$$

iar amplificarea în buclă închisă în cazul repetorului

$$A_{ur}(p) = \frac{A_{uo}}{\frac{1}{\omega_{o1}\omega_{o2}} p^2 + \left(\frac{1}{\omega_{o1}} + \frac{1}{\omega_{o2}}\right)p + 1 + A_{uo}} \quad (2.20)$$

Ținînd cont că $\omega_{o2} \gg \omega_{o1}$ și $A_{uo} \gg 1$, relația (2.20) se aduce la forma :

$$A_{ur}(p) \approx \frac{\omega_{o1}\omega_{o2}A_{uo}}{p^2 + \omega_{o2}p + \omega_{o1}\omega_{o2}A_{uo}} \quad (2.21)$$

din care se obțin polii

$$p_{1,2} = -\frac{\omega_{o2}}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4A_{uo} \frac{\omega_{o1}}{\omega_{o2}}}\right) \quad (2.22)$$

Din (2.22) se observă că pentru $4A_{uo} \frac{\omega_{o1}}{\omega_{o2}} > 1$ polii sînt complex conjugați ; convenim să-i exprimăm sub forma

$$p_{1,2} = -\alpha \pm j\sigma \quad (2.23)$$

Rezolvarea ecuației caracteristice a funcției de transfer (2.5) în cazul $\beta < 1$ conduce la rădăcinile complex conjugate

$$p_{1,2} = -\omega_o\beta \pm j\omega_o\sqrt{1-\beta^2} \quad (2.24)$$

caz în care răspunsul la semnal treaptă prezintă oscilații suprapuse a căror pulsație este $\omega_o\sqrt{1-\beta^2}$ și care se atenuază cu $\exp(-\beta\omega_o t)$. Comparînd (2.23) cu (2.24) rezultă între α , δ , β și ω_o relațiile

$$\frac{1}{\beta^2} = 1 + \left(\frac{\delta}{\alpha}\right)^2 \quad (2.25)$$

$$\omega_0^2 = \alpha^2 + \delta^2$$

supraoscurețea ζ în cazul unui răspuns oscilant se calculează, după cum se știe [7], cu relația

$$\zeta = \exp\left(-\frac{\beta\pi}{\sqrt{1-\beta^2}}\right) \quad (2.26)$$

Valerile ω_{01} și ω_{02} au fost determinate din catalog pentru amplificatoare de tipul TL 071 /95/ și KOBZOLA /54, 90/, și pentru acesta din urmă pentru două valori ale capacității de compensare. Au fost calculați polii repetorului cu relația (2.22) iar apoi frecvența oscilației suprause, gradul de amortizare β și supraoscurețea ζ . Rezultatele calculate sînt în concordanță cu determinările experimentale, așa cum se va ști în capitolul 5, astfel încît apreciem că amplificatoarele operaționale de tipul KOBZOLA și TL071 sînt suficient de bine caracterizate cu ajutorul a doi poli.

Utilizînd modelul cu doi poli dat de (2.19) se obține pentru funcția de transfer a detectorului de vîrf (amplificarea în buclă închisă) expresia

$$A_{ur}(p) = \frac{A_{uo}}{\frac{C(k+h_0+h_d)}{\omega_{01}\omega_{02}}p^3 + \left[\frac{C(k+h_0+h_d)}{\omega_{01}} + \frac{1}{\omega_{01}\omega_{02}}\right]p^2 + \left[\frac{1}{\omega_{01}} + C(k+h_0+h_d)\right]p + Ck} \quad (2.27)$$

Funcția de transfer (2.27) are trei poli p_1, p_2, p_3 , dintre care fie p_3 polul zero, cu certitudine, este real. Introducînd notațiile

$$A_3 = \frac{C(k+h_0+h_d)}{\omega_{01}\omega_{02}}$$

$$A_2 = \frac{C(k+h_0+h_d)}{\omega_{01}} + \frac{1}{\omega_{01}\omega_{02}} \quad (2.28)$$

$$A_1 = \frac{1}{\omega_{01}} + C(k+h_0+h_d)$$

ecuația caracteristică se scrie

$$A_3p^3 + A_2p^2 + A_1p + Ck = 0 \quad (2.29)$$

Adăuând că se cunoaște rădăcina reală p_3 (se poate se poate determina prin metode numerice, cu ajutorul calculatoarelui), ecuația (2.29) se scrie

$$A_3(p-p_3)(p^2+ap+b) = 0 \quad (2.30)$$

Comparând (2.29) cu (2.30) obținem prin identificare

$$a = \frac{A_2}{A_3} + p_3 \quad (2.31)$$

$$b = - \frac{A_{40}}{A_3 p_3}$$

Polii p_1 și p_2 rezultă din rezolvarea ecuației $p^2+ap+b=0$, cu a și b dați de (2.31).

Cunocând polii funcției de transfer, se poate estima răspunsul detectorului de vîrf, așa cum se va arăta în subcapitolul 2.2.4.

2.2.4. Funcționarea detectorului de vîrf (schemă simplificată) (fig.2.2)

Analiza efectuată de autor în acest subcapitol este originală /66/.

Presupunem, pentru simplificare, că în starea inițială condensatorul C este descărcat, deci $u_C = 0$. Pentru $u_1 < 0$ tensiunea de la ieșirea AO are valoarea negativă de saturație, $u_2 = U_{CS}$. Diodele D este blocată iar bucla de reacție este întreruptă. În momentul în care u_1 devine egală cu zero diodele trebuie să se deblocheze, adică tensiunea u_2 trebuie să aibă valoarea tensiunii de deschidere a diodei, U_{dd} . În realitate, tensiunea u_2 nu se poate modifica brusc din cauza limitărilor de viteză ale AO (slew rate). Analiza de semnal mic nu poate fi valabilă în această situație, astfel încît este necesară considerarea unui model de semnal mare pentru AO /22, 33/, cu care schema echivalentă a detectorului de vîrf se prezintă ca în fig.2.4. Modelul AO este ușor generalizat față de cel prezentat în /22/ în sensul că etajul diferențial de intrare, AI , este figurat ca o "cutie neagră", el putînd să conțină tranzistoare bipolare (două sau patru) sau cu efect de câmp. În consecință, pe caracteristica de transfer de semnal mare a etajului de intrare (fig.2.5) nu este marcată valoarea numerică particulară a tensiunii diferențiale de intrare-

re U_{idn} pentru care etajul este adus într-un regim de funcționare neliniar, acestea având valorile aproximative de 60 mV și 120 mV pentru etaje cu două, respectiv patru tranzistoare bipolare și (1 ÷ 3)V pentru etaje cu tranzistoare cu efect de câmp [33].

Considerăm că la intrarea detectorului de vârf se aplică un impuls sinusoidal ca în fig.2.6. Pentru $u_1 < 0$ avem $u_2 = U_{es-}$ și condensatorul de compensare C_c este încărcat la valoarea tensiunii negative de saturație datorită curentului I_x care are sensul ca în fig.2.4. În momentul $t=0$ avem $u_1 = 0 = u_c$ (vezi fig. 2.6) deci $u_{int} = 0$ și curentul I_x își schimbă sensul, prin urme-

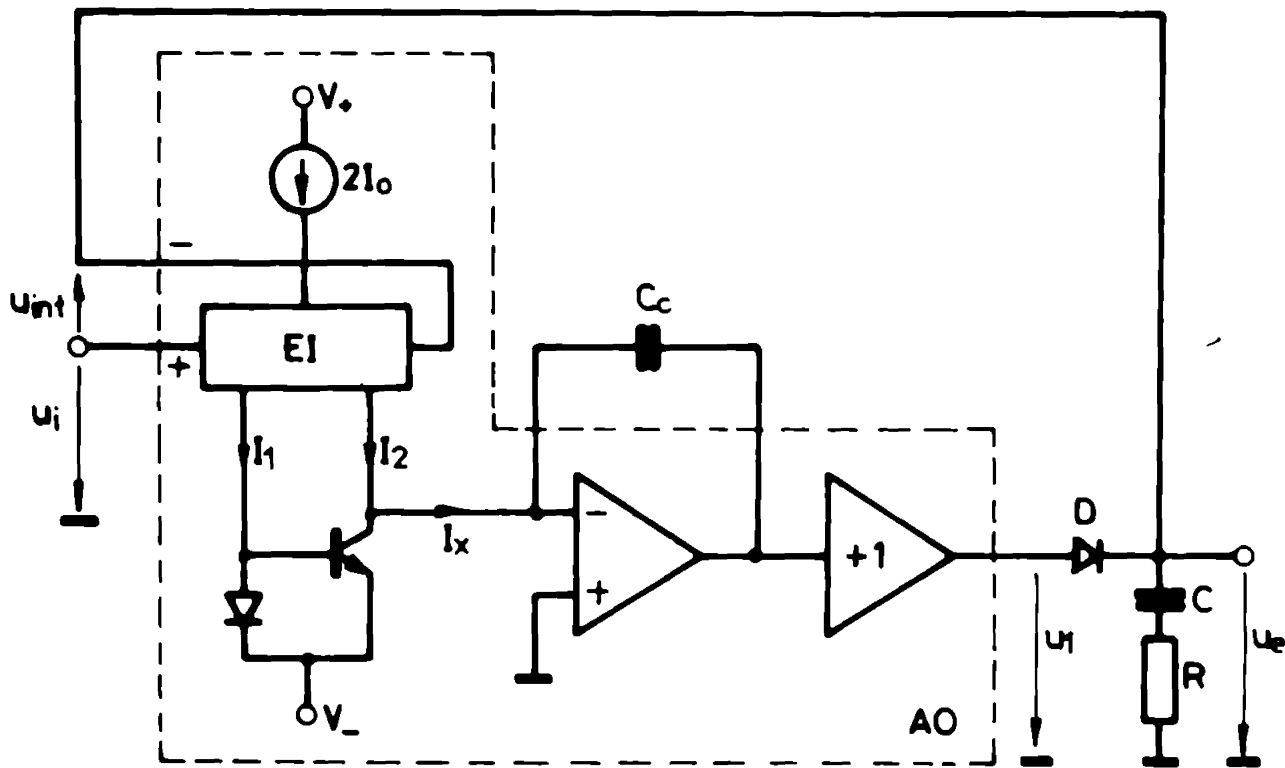


Fig.2.4

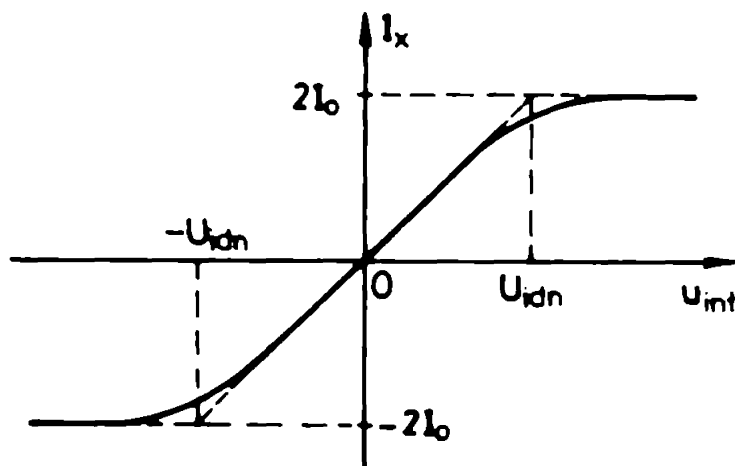


Fig. 2.5

re tensiunea u_1 începe să crească. La $t=t_1$ avem $u_1=U_{idn}$, $u_e=0$, deci $u_{int}=U_{idn}$; din caracteristica etajului de intrare rezultă $i_2=0$ și $i_1=-i_x=2I_0$, unde I_0 este curentul de repaus al fiecărui transistor. Pentru $t_1 \leq t \leq t_2$ avem $u_{int} \geq U_{idn}$, prin urmare etajul

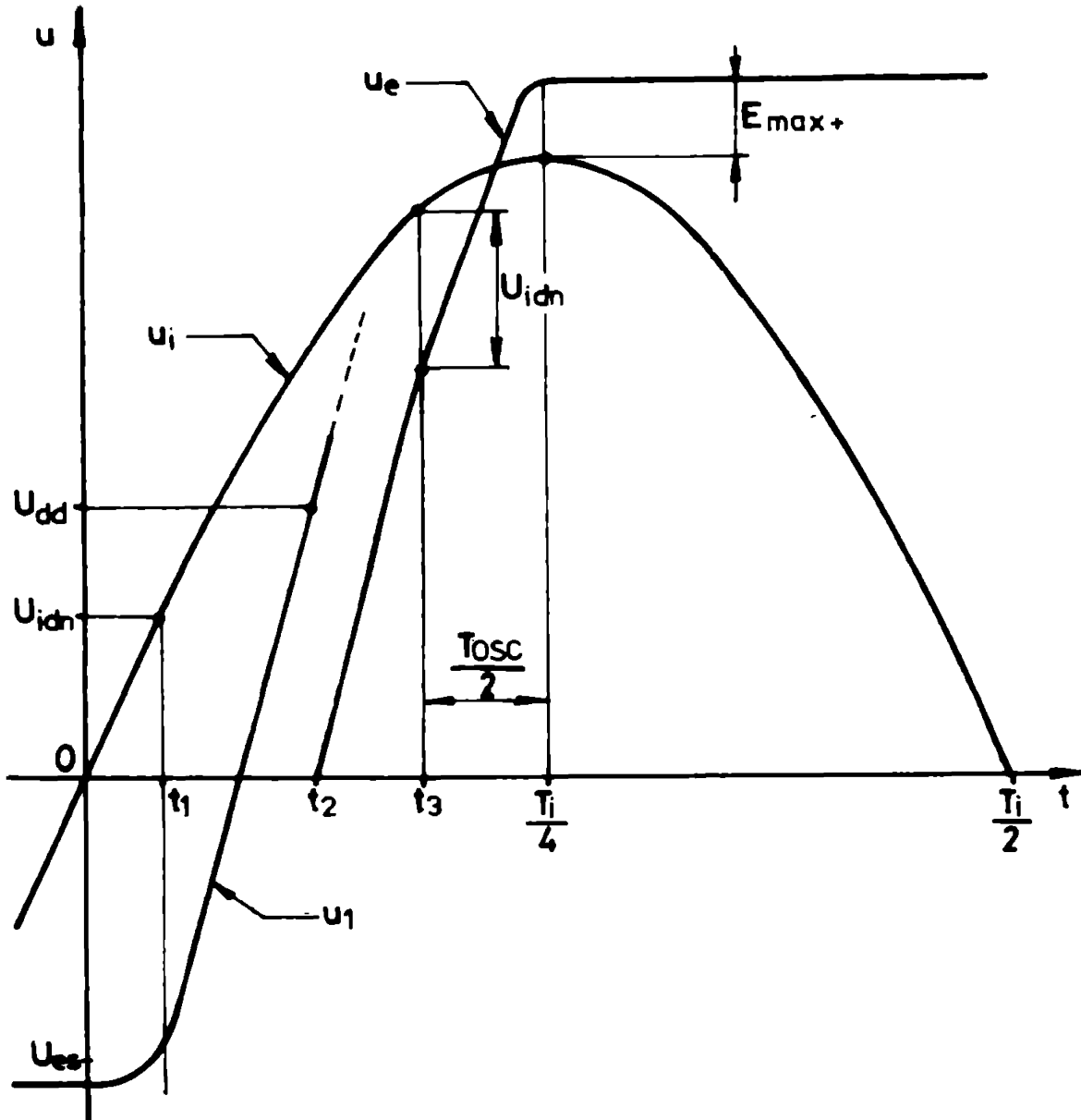


Fig.2.6

de intrare este supracondusă, $i_1 = -2I_0$ și tensiunea u_1 crește cu panta constantă $\frac{dv}{dt} = \omega_1 = \frac{2I_0 x}{C_c}$. La $t = t_2$, $u_1 = U_{dd}$, dioda se deschide iar tensiunea de ieșire începe să urcă, cu o diferență U_d , tensiunea u_1 . La $t = t_3$ când diferența $u_1 - u_e$ descrește devenind din nou egală cu U_{idn} , avînd în vedere aproximarea prin segmente de dreaptă a caracteristicii din Fig.2.5, apreciem că putem considera că circuitului 1 se aplică o treaptă de tensiune avînd valoarea U_{idn} . În continuare, aplicînd analiza de semnal

nic expresă mai sus, se poate determina caracterul răspunsului la excitație treaptă de tensiune, în funcție de care se vor putea calcula eroarea maximă pozitivă a detectorului de vîrf, precum și frecvența la care are loc această eroare. Astfel, dacă rădăcinile p_1 și p_2 ale ecuației caracteristice (2.29) sînt complex conjugate, cum se întîmplă, de altfel, în majoritatea cazurilor, răspunsul la semnal treaptă este oscilant, pulsația oscilației suprapuse fiind egală cu partea imaginară δ a rădăcinilor p_1 și p_2 . Notînd cu f_{osc} și T_{osc} frecvența, respectiv perioada oscilației suprapuse iar cu f_1 și T_1 frecvența, respectiv perioada semnalului de intrare și cunoscînd că supracorectura maximă apare la $\frac{T_{osc}}{2}$ /7/ este de așteptat ca eroarea maximă pozitivă δ_{max+} a detectorului de vîrf să apară la frecvența f_1 pentru care

$$\frac{T_1}{4} = t_3 + \frac{T_{osc}}{2} \quad (2.32)$$

și să aibă valoarea (conform fig.2.6)

$$\delta_{max+} = u_1(t_3) + (1+\sigma)U_{ida} - U_{in} \quad (2.33)$$

în care σ este dat de relația (2.26) iar

$$u_1(t_3) = U_{in} \sin 2\pi f_1 t_3 \quad (2.34)$$

Determinarea frecvenței la care apare eroarea δ_{max+} presupune calculul lui t_3 . Acesta se poate scrie ca

$$t_3 = t_1 + (t_2 - t_1) + (t_3 - t_2) \quad (2.35)$$

Referindu-se la fig.2.6, termenii care apar în relația (2.35) se pot determina după cum urmează :

$$U_{in} \sin 2\pi f_1 t_3 = U_{ida} \quad (2.36)$$

rezultă

$$t_3 = \frac{1}{2\pi f_1} \arcsin \frac{U_{ida}}{U_{in}} \quad (2.37)$$

Se poate scrie

$$t_2 - t_1 = \frac{\Delta U}{v} \quad (2.38)$$

unde v reprezintă viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire iar

$$\Delta U = u_1(t_2) - u_1(t_1) = U_{dd} - u_1(t_1) \quad (2.39)$$

Pentru calculul lui $u_1(t_1)$ exprimăm pe I_x (vezi fig. 2.5) :

$$I_x = \frac{2I_0}{U_{idd}} u_{int} \quad (2.40)$$

Aproximind ca liniară variația lui u_{int} pentru $0 \leq t \leq t_1$

$$u_{int} = \frac{U_{idd}}{t_1} \cdot t \quad (2.41)$$

relația (2.40) devine

$$I_x = \frac{2I_0}{t_1} t \quad (2.42)$$

cu care

$$u_1(t_1) = u_1(0) + \frac{1}{C_0} \int_0^{t_1} I_x dt = U_{00} + \frac{1}{C_0} \cdot \frac{2I_0}{t_1} \cdot \frac{t^2}{2} \Big|_0^{t_1} = U_{00} + \frac{I_0 t_1}{C_0} \quad (2.43)$$

și apoi

$$t_2 - t_1 = \frac{U_{dd} - (U_{00} + \frac{I_0 t_1}{C_0})}{\Delta h} \quad (2.44)$$

În fine, pentru calculul diferenței $t_3 - t_2$ se poate scrie

$$U_{1m} \sin 2\pi f_1 t_3 = U_{idd} = \Delta h (t_3 - t_2) \quad (2.45)$$

din care se poate determina t_3 . Înlocuind în (2.32) și (2.33) valorile obținute, se pot determina f_1 respectiv b_{max} .

Cu toate că relațiile date sînt corecte, trebuie să adăugăm că propoziția în durata $0 \rightarrow t_3$ este intervalul $t_1 \rightarrow t_2$ în care tensiunea de la ieșirea AC crește cu viteză constantă Δh . Acesta limitează sever banda de frecvență a unui detector de vîrf, motiv pentru care schema simplificată nu se recomandă în aplicațiile de mare viteză, pentru care se preferă scheme în care A_1 funcționează în buclă închisă în majoritatea timpului.

În finalul acestui subcapitol mai trebuie să observăm că în cazul unui răspuns oscilant (poli p_1 și p_2 complex conjugate) printr-o amplitudine ale oscilației superpuse ar putea să fie suficient de mari încît să conducă la o încărcare în trepte a condensatorului de relaxare ca urmare a blocărilor și deschiderii-

lor repetate ale diodei determinate de aceste amplitudini mari. Dacă durata impulsului de măsurat nu este suficient de mare astfel încât oscilația suprapusă să se amortizeze într-etât încât să dispară încărcarea în trepte, atunci aceste din urmă, ar putea conduce la erori de măsurare inadmisibil de mari.

În cazul AO cu tranzistoare bipolare în etajul de intrare ($U_{idn} = 60$ sau 120 mV) supraîncălzirea ζ calculată ca zeci de procente din valoarea U_{idn} (etât rezultă în cazul în care gradul de amortizare β are valori cuprinse între 0,1 și 0,3) nu depășește câteva zeci de mV, amplitudinile următoare ale oscilației suprapuse fiind și mai mici. În general, aceste amplitudini nu vor fi suficiente ca să conducă la o încărcare în trepte a condensatorului de memorare. Cu totul altfel stau lucrurile în cazul AO cu tranzistoare cu efect de câmp în etajul de intrare. Datorită valorii mari a treptei U_{idn} (1 - 3V), chiar și la valori ale lui ζ procentual mai mici față de cazul anterior, amplitudinile oscilației suprapuse pot fi suficient de mari încât să conducă la apariția nedoritului fenomen de încărcare în trepte a condensatorului de memorare. Prin urmare, din punct de vedere al erorilor dinamice, ar fi de preferat primele AO. La acestea însă curenții de polarizare sînt mari. La AO cu tranzistoare cu efect de câmp în etajul de intrare curenții de polarizare sînt mici dar erorile dinamice pot fi mari. Chiar și în cazul unei amortizări corespunzătoare realizate cu ajutorul rezistorului R , schemele cu un singur AO au dezavantajul lărgirii benzii de frecvență datorită valorii finite a vitezei de variație a tensiunii de ieșire.

2.3. Analiza schemei complete (fig.2.1)

2.3.1. Determinarea funcției de transfer

Funcția de transfer a detectorului de vîrf prezentat în fig.2.1, modificat prin inserarea cu condensatorul de memorare a unui rezistor R , se va determina pe baza schemei echivalente din fig.2.7 în care au fost omise R_2 , R_3 și D_3 iar diodele D_1 și D_2 au fost înlocuite cu o diodă D echivalentă. Grupul R_3 , D_3 asigură închiderea buclei de reacție a amplificatorului A_1 în situațiile în care $u_1 < u_0$, iar R_2 asigură polarizarea D_2 (după de-

teoria vîrfului) cu o tensiune practic nulă. Deoarece h_2 este în mod obișnuit de vîloare mare (pute de $k\Omega$), regiunea dinamică de încălzire a condensatorului de memorare nu se modifică prin orientarea ei. În ce privește influența rezistorului h_3 și a diodei D_3 asupra răspunsului detectorului în starea de urmărire, vom face precizări în subcapitolul 2.3.2.

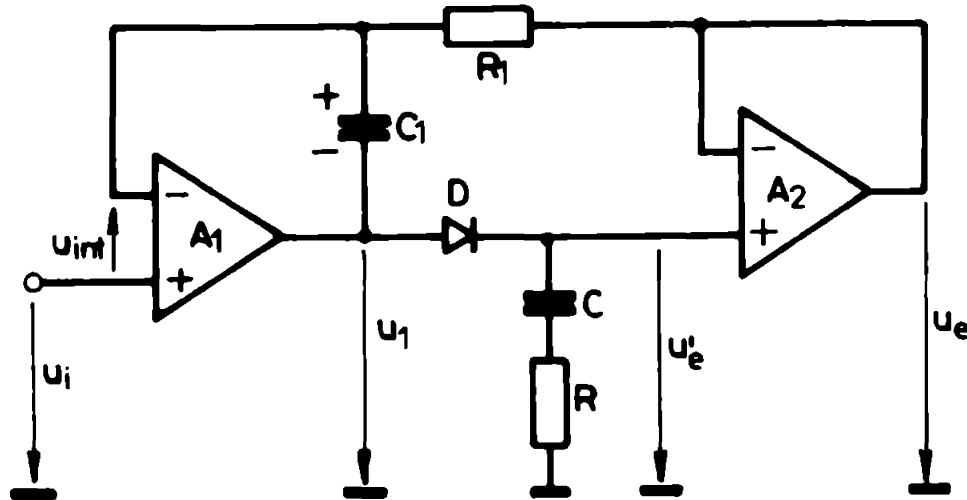


Fig.2.7

În cele ce urmează vom neglija din nou curenții de polarizare și tensiunile de decalaj și vom considera că rezistențele de intrare ale amplificatoarelor operaționale sînt foarte mari. Conform legii lui Ohm și teoremelor lui Kirchhoff în formă operațională putem scrie, cu referire la notațiile din fig.2.7 :

$$U_1(p) = U_{in+}(p) + U_{in-}(p) + U_e(p)$$

$$U_1(p) = U_{c1}(p) + U_{in-}(p) + U_e(p)$$

$$U_e'(p) = \frac{Z(p)}{Z(p) + h_d} U_1(p)$$

$$U_e(p) = A_{ur2}(p) U_e'(p) \quad (2.46)$$

$$U_{c1}(p) = \frac{1}{pC_1} \cdot \frac{U_1(p) - U_e(p)}{h_1 + \frac{1}{pC_1}}$$

$$A_{ur1}(p) U_{in+}(p) = U_1(p) + i(p) h_0$$

$$i(p) = \frac{U_1(p)}{Z(p) + h_d} + \frac{U_1(p) - U_e(p)}{h_1 + \frac{1}{pC_1}}$$

unde $A_{u1}(p)$ reprezintă amplificarea în buclă deschisă a lui A_1 ,
 $A_{uz}(p)$ amplificarea cu reacție a repetorului A_2 iar $Z(p) = \frac{1}{pC}$.

Convenind, pentru simplificarea notațiilor, să omitem
 scrierea argumentului p , cu ajutorul relațiilor (2.46) obținem
 pentru funcția de transfer expresia

$$\frac{U_e}{U_1} = \frac{\frac{1}{z+i_d} A_{uz}}{1 + \frac{1}{z+i_d} (1+pC_1) \frac{z+h_d+i_d A_{uz}}{1+pC_1 C_1}} + 1 - \frac{z(1-A_{uz})+i_d}{(z+h_d)(1+pC_1 C_1)} \quad (2.47)$$

care se aduce la forma

$$\frac{U_e}{U_1} = \frac{A_{uz}(1+pC_1 C_1)}{(z+i_d+i_0)(1+pC_1 C_1) + pC_1 C_1 [i_d + Z(1-A_{uz})] + i_{ul} [z(pC_1 C_1 + A_{uz}) + pC_1 C_1 i_d]} \quad (2.48)$$

Această formă este întrucâtva generală și permite particulari-
 zări pe baza caracterului impedanței Z (C sau L și R înseriate)
 și a modului de caracterizare a A_0 (m pol sau doi).

Considerăm doi poli pentru fiecare A_0

$$A_{ui}(p) = \frac{A_{uoi}}{(1 + \frac{p}{\omega_{i1}})(1 + \frac{p}{\omega_{i2}})}, \quad \omega_{i2} > \omega_{i1}, \quad i=1,2 \quad (2.49)$$

și notăm

$$\tau_{i1} = \frac{1}{A_{uoi} \omega_{i1}} \quad (2.50)$$

$$\tau_{i2} = \frac{1}{\omega_{i2}}, \quad i=1,2$$

Notând ca $1(p)$ și $u(p)$ numărătorul, respectiv numitorul funcției
 de transfer și introducîndu și notațiile

$$\begin{aligned} \tau &= hC \\ \tau_0 &= h_0 C_1 \\ \tau_1 &= h_1 C_1 \\ \tau_2 &= (h+h_d)C \\ \tau_3 &= (h+h_d+h_c)C_0 \end{aligned} \quad (2.51)$$

obținem

$$h(p) = (2+p\tau)(1+p\tau_1) \quad (2.52)$$

$$h(p) = a_6 p^6 + a_5 p^5 + a_4 p^4 + a_3 p^3 + a_2 p^2 + a_1 p + a_0 \quad (2.53)$$

cu coeficienții $a_1, i=0, \dots, 6$ dați de relațiile

$$\begin{aligned} a_6 &= \tau_{11} \tau_{21} \tau_{12} \tau_{22} \tau_1 \tau_3 \\ a_5 &= \tau_{11} \tau_{21} [\tau_3 (\tau_1 \tau_{12} + \tau_1 \tau_{22} + \tau_{12} \tau_{22})] \\ a_4 &= \tau_{11} \tau_{21} [\tau_1 \tau_3 + \tau_{12} (\tau_1 + \tau_3 + \tau_0 + \tau_{22}) + \tau_{22} (\tau_1 + \tau_3 + \tau_0)] + \\ &+ \tau_1 (\tau_2 \tau_{21} \tau_{22} + \tau_3 \tau_{11} \tau_{12}) \quad (2.54) \\ a_3 &= \tau_{11} \tau_{21} (\tau_1 + \tau_3 + \tau_0 + \tau_{12} + \tau_{11} (\tau_1 \tau_3 + \tau_1 \tau_{12}) + \tau_{21} \tau_1 (\tau_2 + \tau_{22}) \\ &+ \tau_3 \tau_{12}) \\ a_2 &= \tau_{11} \tau_{21} + \tau_1 (\tau_{11} + \tau_{21} + \tau_2) + \tau_{11} (\tau_3 + \tau_{12}) \\ a_1 &= \tau_{11} + \tau + \tau_1 \\ a_0 &= 1 \end{aligned}$$

În cazul absenței rezistorului h se modifică forma numelui a_1 din expresia căruiă dispăre τ , coeficienții a_2, \dots, a_6 modificându-și numai valoarea datorită modificării valorilor lui τ_2 și τ_3 .

Interpretarea funcției de transfer în forma care rezultă cu ajutorul relațiilor (2.52), (2.53) și (2.54) nu este posibilă; rolul favorabil al rezistorului h , împreună cu condensatorul de memorare, nu rezultă clar în aceste condiții. Singura soluție este rezolvarea numerică a ecuației $h(p)=0$, pentru valorile numerice particulare atribuite componentelor schemei, cu ajutorul unor programe specializate, existente în bibliotecile de programe /14, 7b, 102/. Rezultă astfel polii funcției de transfer, cu ajutorul lor și al zerourilor, care rezultă clar din relațiile (2.52), se poate aprecia răspunsul detectorului de vîrf în starea de urmărire. Acesta se va calcula în subcapitolul următor în cazul unei funcții de transfer de ordinul doi avînd poli complex conjugați, caz care prezintă o importanță deosebită deoarece multe detectoare de vîrf au un răspuns oscilant.

Poli ai poli introdus etanșări care pot fi compensate cel puțin parțial de cele două zerouri, astfel că funcția de transfer a detectorului poate fi aproximată cu o funcție de transfer de ordinul doi dacă ultimii doi poli sînt suficient de depărtați.

2.3.2. Răspunsul detectorului de vîrf la un impuls sinusoidal

Considerăm că detectorului de vîrf din fig.2.7 i se aplica un impuls sinusoidal avînd amplitudinea unitară iar faza inițială zero (fig.2.8). Înainte de aplicarea impulsului tensiunile de intrare, u_1 , și de ieșire, u_e , au valoarea zero iar $u_1 = -0,7$ V corespunde cîderii de tensiune în sens direct

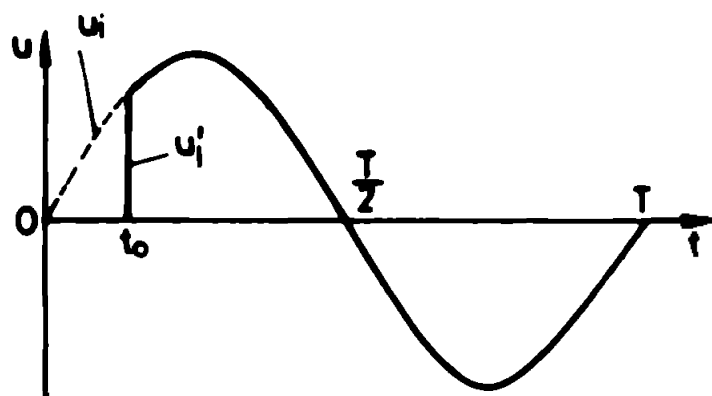


fig.2.8

pe dioda D_2 (fig.2.1). Tensiunea la bornele condensatorului C_1 are valoarea de aproximativ 0,7 V și polaritatea din fig.2.7. În momentul aplicării impulsului tensiunea u_1 ar trebui să-și modifice brusc valoarea de la $-0,7$ V la $+U_{dd}$, ceea ce nu este posibil. Considerînd pentru caracteristicile tensiune-curent o diode o aproximație prin două secante de dreaptă, ca în fig. 2.9, vom deosebi două regiuni în răspunsul detectorului de vîrf :

- a) dioda D blocată, pentru $u_1 < U_{dd}$ și
- b) dioda D în conducție, pentru $u_1 \geq U_{dd}$.

În primul caz, avînd în vedere că $u_e = 0$, schema echivalentă a circuitului din fig.2.7 se prezintă ca în fig.2.10, pe baza căreia determinăm amplificarea (în formă operațională) ca avînd expresia aproximativă

$$A_{\omega}(p) \approx 1 + \frac{Z(p)}{R_1} \quad (2.55)$$

din care se poate aprecia că, pentru aceeași frecvență a semnalului de intrare, amplificarea scade odată cu creșterea capacității

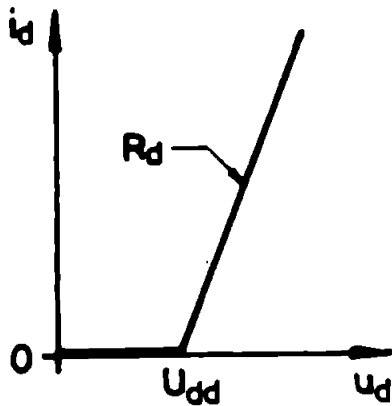


Fig. 2.9

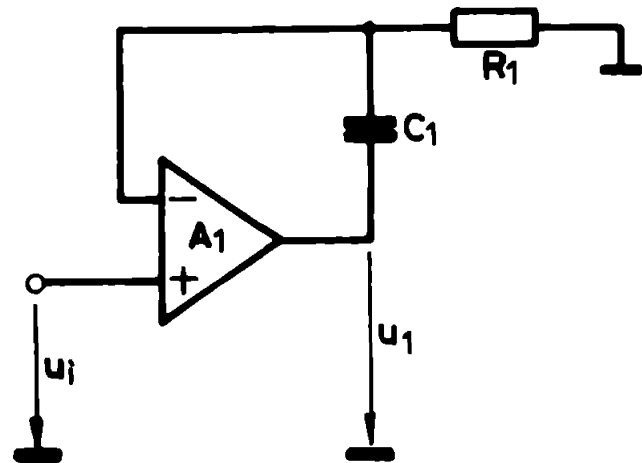


Fig. 2.10

condensatorului C_1 . Amplificarea scade, de asemenea, cu creșterea frecvenței semnalului de intrare.

Fie t_0 momentul în care u_1 atinge valoarea U_{dd} . Pe de o parte t_0 este cu atât mai mic cu cât C_1 este mai mic (amplificarea mai mare). Pe de altă parte tensiunea inițială la bornele condensatorului C_1 se manifestă defavorabil asupra lui t_0 , mărin-du-l. Același efect îl are și blocarea treptată a diodei D_3 din fig. 2.1 care, fiind în paralel cu C_1 , contribuie la scăderea amplificării, mai pronunțată imediat după aplicarea impulsului de măsurat.

După deblocarea diodei D schema echivalentă a detectorului de vîrf este cea din fig. 2.7 în care dioda se înlocuiește cu o rezistență R_d . Avînd în vedere aproximația din fig. 2.9 a caracteristicii diodei, conform căreia înainte de momentul t_0 dioda D este blocată iar după aceea dioda este în conducție, situații cărora le corespund două scheme echivalente diferite, spre-ocia că schemei din fig. 2.7 i se aplică de fapt un impuls u_1' modificat față de cel considerat, u_1 (fig. 2.8) prin aceea că pînă în momentul t_0 semnalul de intrare este nul, avînd apoi un salt treptat de la zero pînă la valoarea din momentul t_0 a semnalului de intrare.

Considerînd momentul t_0 ca nouă origine a timpului, putem scrie

$$u_1'(t) = \sqrt{2} \sin \omega_1 (t + t_0). \quad (2.56)$$

unde am notat cu ω_1 pulsația echivalentă a impulsului aplicat iar $\varphi(t)$ are semnificația sensului treapta unitate. Pentru simplificarea scrierii mai notăm $\omega_1 t_0 = \varphi$.

În continuare se va calcula răspunsul detectorului de vîrf la impulsul (2.55) în cazul unei funcții de transfer de ordinul doi, de formă (2.5), cu $\beta < 1$ (răspuns oscilant).

Transformata Laplace a impulsului (2.56) are expresia

$$U_1(p) = \frac{\omega_1 \cos \varphi + p \sin \varphi}{p^2 + \omega_1^2} \quad (2.57)$$

obținută din (2.56) prin aplicarea proprietății de liniaritate a transformării Laplace [9].

Transformata tensionii de ieșire are expresia

$$U_0(p) = U_1(p)H(p) \quad (2.58)$$

pe baza căreia se calculează originalul

$$u_0(t) = C_1 \exp(p_1 t) + C_2 \exp(p_2 t) + C_3 \exp(p_3 t) + C_4 \exp(p_4 t) \quad (2.59)$$

în care $p_1 \div p_4$ sînt poli transformatei (2.56)

$$p_{1,2} = -\beta \omega_0 \pm j \omega_0 \sqrt{1-\beta^2} \quad (2.60)$$

$$p_{3,4} = \pm j \omega_1$$

iar coeficienții $C_1 \div C_4$, calculați cu formule lui Heaviside [6], au expresiile

$$C_{1,2} = \pm \omega_0^2 \frac{\omega_1 \cos \varphi + (-\beta \omega_0 \pm j \omega_0 \sqrt{1-\beta^2}) \sin \varphi}{2j \omega_0 \sqrt{1-\beta^2} [\omega_1^2 - \omega_0^2 (1-2\beta^2) \pm 2j \beta \omega_0^2 \sqrt{1-\beta^2}]} \quad (2.61)$$

$$C_{3,4} = \omega_0^2 \frac{\cos \varphi \pm j \sin \varphi}{2j (\omega_0^2 \pm 2j \beta \omega_0 \omega_1 - \omega_1^2)}$$

Tensionea u_0 are două componente, u_{01} și u_{02} , corespunzătoare perechilor de poli $p_{1,2}$ respectiv $p_{3,4}$. După efectuarea calculelor obținem :

$$u_{e1}(t) =$$

$$= \frac{\omega_0 \exp(-\beta \omega_0 t) \sqrt{\omega_0^2 \sin^2 \varphi - 2\beta \omega_0 \omega_1 \sin \varphi \cos \varphi + \omega_1^2 \cos^2 \varphi}}{\sqrt{1-\beta^2} \sqrt{(\omega_1^2 - \omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega_1^2 \omega_0^2}} \sin(\omega_0 \sqrt{1-\beta^2} t - \theta), \quad (2.62)$$

unde

$$\theta = \arccos \frac{(\omega_1 \cos \varphi - \beta \omega_0 \sin \varphi) [\omega_1^2 - \omega_0^2 (1 - 2\beta^2)] + 2\beta \omega_0^3 \sqrt{1-\beta^2} \sin \varphi}{\sqrt{[(\omega_1^2 - \omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega_1^2 \omega_0^2] (\omega_0^2 \sin^2 \varphi - 2\beta \omega_0 \omega_1 \sin \varphi \cos \varphi + \omega_1^2 \cos^2 \varphi)}} \quad (2.63)$$

și

$$u_{e2}(t) = \frac{\omega_0^2}{\sqrt{(\omega_1^2 - \omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega_1^2 \omega_0^2}} \sin(\omega_1 t + \varphi - \delta) \quad (2.64)$$

unde

$$\delta = \arccos \frac{\omega_0^2 - \omega_1^2}{\sqrt{(\omega_1^2 - \omega_0^2)^2 + 4\beta^2 \omega_1^2 \omega_0^2}} \quad (2.65)$$

Componenta u_{e2} reproduce impulsul aplicat, u_1 , cu erori de amplitudine și de fază care rezultă clar din relațiile (2.64) și (2.65) iar componenta u_{e1} reprezintă o oscilație suprapusă peste u_{e2} . Amplitudinile sînt cu atât mai mari cu cît φ este mai mare (ceea ce se întîmplă la frecvențe mari); ele pot fi mai mari decît treapta U_{1dn} care se aplică detectorului de vîrf cu schemă simplificată (fig. 2.2) astfel încît poate să apară fenomenul de încărcare în trepte (datorat deschiderilor și blocărilor repetate ale diodei D) chiar și la schemele la care A_1 are tranzistorre bipolare în etajul de intrare, deci U_{1dn} mică. Evitarea încărcării în trepte a condensatorului de memorare C_1 , legată de aceasta, obținerea unei frecvențe maxime mari a detectorului de vîrf presupune realizarea corespunzătoare cu ajutorul rezistorului R precum și optimizarea valorilor componentelor A_1 și C_1 , care vor fi prezentate în capitolul 5. Asupra influenței grupului A_1 , C_1 trebuie să facem o observație. În starea de încărcare C_1 se încarcă la valoarea tensiunii pe dioda D (de fapt două diode înseriate) cu polaritatea opusă celei din fig. 2.7. În starea de memorare C_1 trebuie să fie descărcat. Descărcarea nu se poate face brusc, astfel încît constanta de timp $\tau_1 = R_1 C_1$ va efec-

ta valoarea tensiunii memorate pe condensatorul de memorare C . Condensatorul C_1 se va descărca și pe calea D, C, B la masă, rezultând o creștere a valorii tensiunii memorate. În limite rezonabile aceasta compensează scderea amplificării detectorului (relația (2.64)), dar în cazul unor constante de timp prea mari rezultă erori de măsurare înacceptabile.

2.3.3. Comportarea detectorului de vîrf la aplicarea unui impuls dreptunghiular

Fie I_{OS} curentul maxim pe care îl poate debita amplificatorul A_1 (fig.2.1). Admițînd că raportul I_{OS}/C este mai mic decît slew-rate-ul amplificatorului A_1 , rezultă că I_{OS}/C este cea mai mare pantă pe care o poate urmări detectorul de vîrf. Dacă la intrarea acestuia se aplică un impuls dreptunghiular sau, într-un caz mai general, un impuls avînd panta mai mare ca I_{OS}/C , apare fenomenul de neurmarire : tensiunea de intrare variază mai rapid decît tensiunea de ieșire, care este și tensiune de reacție. Pe urmare, tensiunea diferențială de intrare a lui A_1 crește, A_1 este supracomandat și încercă condensatorul de memorare cu curentul (aproximativ) constant I_{OS} (fig.2.11a). Dacă impulsul

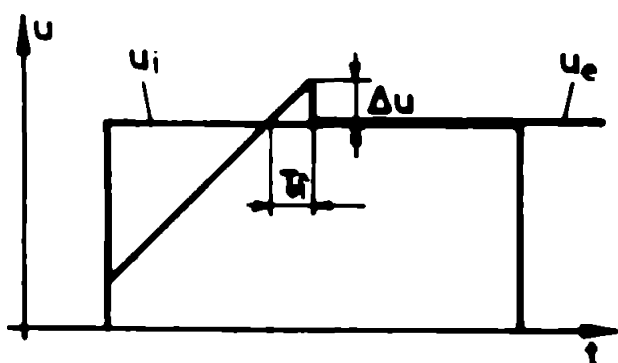
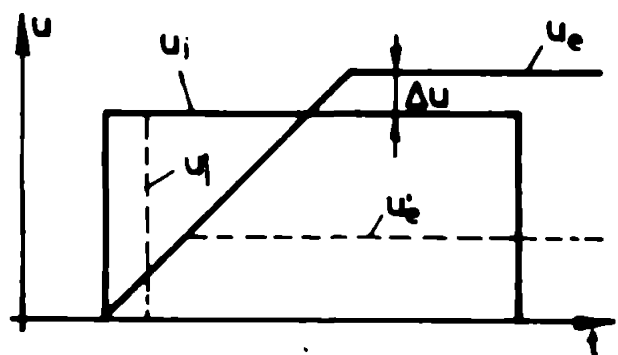


Fig.2.11

de intrare u_i are o durată suficient de mare, atunci, în momentul egalității tensiunii de pe condensator cu valoarea de vîrf a impulsului, încărcarea condensatorului ar trebui oprită. Determină însă timpul de întârziere pe bucla de reacție C_1 , condensatorul continuă să se încarce, memorînd o tensiune mai mare decît valoarea de vîrf, diferența Δu avînd expresia [27, 55]

$$\Delta u = \frac{I_{OS} t_f}{C} \quad (2.66)$$

Încărcarea cu condensatorul de memorare a unui rezistor a cărui rezistență se calculează cu relația

$$i = \frac{\Delta u}{I_{0g}} = \frac{U_i}{C} \quad (2.67)$$

ere ce efect preluare de către rezistorul R a căderii de tensiune Δu stă timp cât A_1 furnizează curentul I_{0g} , adică stă timp cât se încarcă condensatorul de memorare. În momentul dispariției curentului I_{0g} dispere și supracreșterea Δu , astfel încât tensiunea memorată pe condensator este egală cu valoarea de vîrf a impulsului aplicat detectorului (fig.2.11.b).

În situația în care impulsul de intrare are durată prea mică, condensatorul de memorare nu ajunge să se încarce pînă la valoarea de vîrf, erorile de măsurare putînd fi inacceptabile de mari (situație reprezentată punctat în fig.2.11.a).

Trebuie să subliniem deosebirea fundamentală în funcționarea detectorului de vîrf în cazurile în care panta semnalului de intrare este mai mare, respectiv mai mică decît I_{0g}/C . În primul caz amplificatorul A_1 lucrează în buclă deschisă, pe cînd în al doilea caz bucla de reacție a lui A_1 este închisă în majoritatea timpului. Demonstrația expusă mai sus este valabilă în primul caz, așa cum bine observă H.Kirkham și J.Jauch /27/. Demonstrația este reluată de A.Minoldi ș.a. /55/ care însă aplică relația (2.67), fără să observe deosebirea fundamentală amintită, într-un caz în care panta semnalului este mai mică decît I_{0g}/C . În această situație, aproximînd $u_g \approx u_1$ (fig.2.1), curentul de încărcare al condensatorului de memorare, avînd expresia $i_c = C du_g/dt \approx C du_1/dt$, depinde de panta semnalului, fiind practic zero la stîngerea vîrfului în cazul unui impuls sinusoidal. Rolul rezistorului R este, așa cum s-a arătat în subcapitolul 2.2.2, de a îmbunătăți răspunsul detectorului în starea de urmărire prin mărirea gradului de amortizare.

2.4. Metode de creștere a frecvenței maxime a detectorului de vîrf analogice

O limitare a frecvenței maxime este determinată de durata t_0 necesară deblocării diodei D (fig.2.7). Aceasta depinde printre altele și de excursia de tensiune necesară (de la aproximativ $-0,7$ V la aproximativ $+0,8$ V). Rezultă că o modalitate de micșorare a lui t_0 ar fi, de exemplu, inserierea cu diode D_2

(fig.2.1) e unei surse de tensiune ca în fig.2.12. Cu cât tensiunea este mai mare cu atât saltul necesar pentru deblocarea diodei D este mai mic. Tensiunea nu poate fi crescută încă oricât deoarece se deblochează dioda D în absența semnalului de intrare.

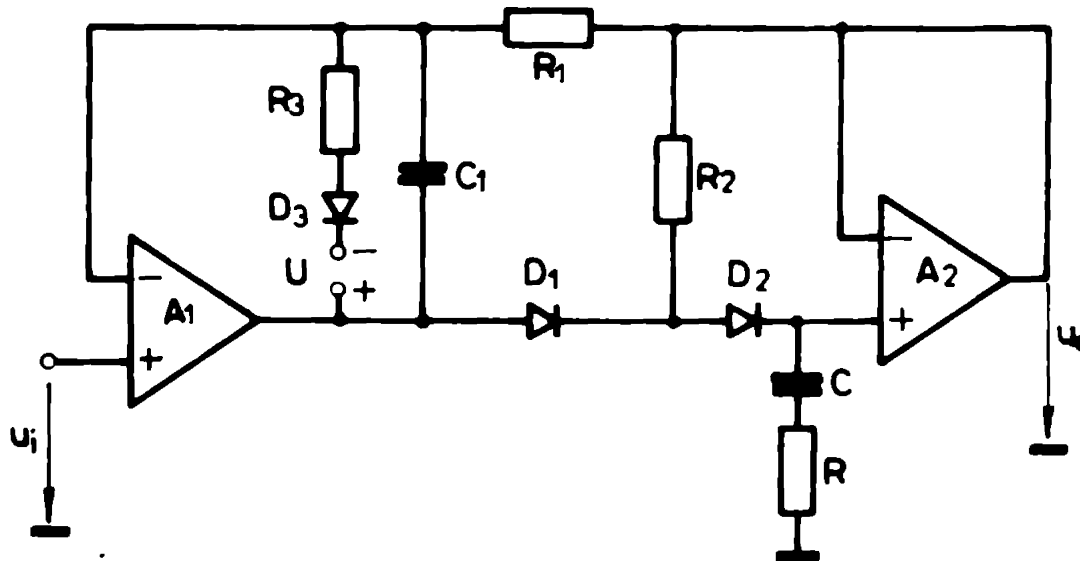


Fig.2.12

Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului operațional este un alt factor care limitează frecvența maximă a detectorului. După cum este cunoscut [22], viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire este limitată de curentul disponibil pentru încărcarea condensatorului de compensare, așa cum s-a arătat și în subcapitolul 2.2.4. Valoarea maximă a curentului de încărcare este dublul valorii curentului de repaus al tranzistoarelor etajului de intrare (fig.2.4), pentru mărirea acesteia propunem schema din fig.2.13 la care curentul de încărcare al condensatorului C_0 este suma curenților furnizați de amplificatoarele A_1 și A_2 ale căror intrări sînt legate în paralel. Din experimentele efectuate rezultă, așa cum se va arăta în capitolul 5, practic dublarea vitezei de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului A_1 . În studiu mai aprofundat asupra comportării circuitului din fig.2.13, pe care ne propunem să îl efectuăm în viitor, ar putea scurge în evidență și alte posibile aplicații și proprietăți ale schemei propuse.

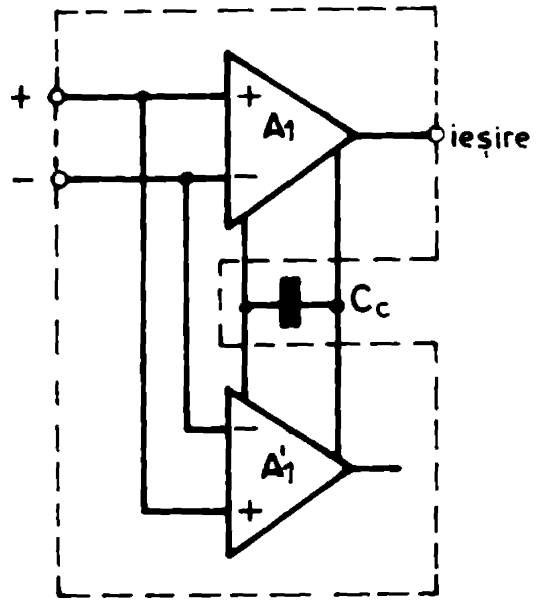


Fig. 2.15

CAP.3. DETECTORUL NUMERIC DE VÂRF

3.1. Considerații generale

Detectorile numerice de vîrf pot fi, așa cum s-a prezentat în subcapitolul 1.3.1, cu sau fără condensator. Scheme particulare ale acestora au fost trecute în revistă în subcapitolul 1.3.3. Dintre acestea, detectorile de vîrf fără condensator oferă o serie de avantaje importante. Absența condensatorului de memorare conduce la eliminarea erorilor de încercare, precum și a celor datorate absorbției dielectrice și vitezei de ațezare. În plus, detectorile numerice de vîrf oferă un timp de memorare infinit, ceea ce le asigură un factor de merit infinit. Din acest motiv, pe de altă parte, caracterizarea prin factorul de merit nu este adecvată, aceste detectoare trebuind să fie comparate pe baza timpului de achiziție sau a frecvenței maxime pentru care valoarea de vîrf se detectează cu o eroare dată. Avantajele enumerate sînt suficiente pentru a ne îndemna să ne îndreptăm atenția asupra detectorilor numerice de vîrf.

Așa cum s-a arătat în subcapitolul 1.3.3, T. Tekeşki a imaginat un detector de vîrf numeric paralel /37/ care este, de fapt, un convertor analog-numeric paralel specializat pentru valoarea de vîrf. Pentru a putea măsura valoarea de vîrf cu un convertor analog-numeric obișnuit (paralel sau avînd altă schemă) acesta trebuie completat cu o memorie în general de mare capacitate și cu timp de acces mic, precum și cu un generator de tact care să asigure conversia cu rata dorită. Se obține în acest mod un înregistrator de regimuri transitorii, care este un aparat simplu și complex. În situația realizării unui detector de vîrf numeric paralel sub formă integrată, acesta ar oferi o alternativă ieftină pentru măsurarea valorii de vîrf în aplicațiile unde necesită informația este suficientă. Realizarea unui astfel de detector sub formă integrată este perfect posibilă la nivelul tehnologiei actuale ținînd cont de deosebirile

minore față de scheme convertorului analog-numeric paralel precum și de faptul că setul de convertoare sînt deja oferite de mai mulți producători /16, 24, 33, 38, 39/. Dezavantajul detectoarelor și convertoarelor paralel este complexitatea mare a schemei iar avantajul principal este timpul cel mai redus de conversie în comparație cu celelalte scheme cunoscute.

Marea asemănare între detectoarele și convertoarele paralel ne face să ne gândim la posibilitatea transformării schemelor cunoscute de convertoare analog numerice în detectoare de vîrf. Vom avea în vedere convertoarele serie-paralel, cu aproximații succesive și cu tensiune de comparație variabilă în trepte egale.

Convertoarele analog-numerice sînt precedate, în general, de un circuit de egantionare și memorare la ieșirea cărui tensiune este constantă pe durata conversiei. Detectoarelor de vîrf li se aplică tensiuni variabile, existînd din acest motiv o deosebire esențială între convertoare și detectoare. Deosebirea dispăre în situația în care detectoarelor li se aplică impulsuri dreptunghiulare. Acesta este însă un caz special, în care de fapt nu este necesar un detector de vîrf, un convertor analog-numeric realizînd aceeași funcție (bineînțeles, se impune ca timpul de conversie al acestuia să fie mai mic decît durata impulsului de măsurat iar comanda de start conversie să fie furnizată adecvat). Din acest motiv, considerăm că nu prezintă interes realizarea unor detectoare de vîrf pentru impulsuri dreptunghiulare și vom elimina aceste impulsuri din gama de impulsuri care pot fi aplicate unui detector de vîrf. Ca uzură, în studiul pe care îl vom efectua în continuare, vom ține seama de deosebirea amintită mai sus.

Înainte de toate, însă, ni se pare necesar să prezentăm calculul performanțelor detectorului de vîrf paralel deoarece rezultatele obținute le vom folosi ulterior.

3.2. Calculul performanțelor detectorului de vîrf numeric paralel

Detectorul de vîrf numeric paralel conține, așa cum se prezintă în fig.1.16, un set de comparatoare avînd, de exemplu, intrările neinversoare conectate împreună (acestora li se aplică

impulsul de măsurat) iar intrările inversoare conectate la ieșirile unui divizor alcătuit din rezistoare cu rezistența egală, care asigură tensiunile de referință având valori echidistante. Pentru comparație se pot utiliza fie comparatoare specializate, fie amplificatoare operaționale. Ca și comparator, amplificatorul operațional de utilizează în buclă deschisă; la depășirea nivelului de referință aplicat unei intrări, ieșirea trece dintr-o stare de saturație în cealaltă. Datorită timpilor în general mari necesari ieșirii din saturație, comparatoarele cu amplificatoare operaționale se folosesc în cazul unor semnale de frecvență nu prea mare. Cu toate acestea, prezentăm și posibilitatea utilizării lor în detectoarele numerice de vârf pentru a putea compara performanțele acestora cu cele ale detectoarelor analogice cu diodă în buclă de reacție și unui amplificator operațional.

Amplificatoarele cu intrare diferențială realizează funcția /7/

$$u_o = A_u(f)(U_+ - U_-) \quad (3.1)$$

unde $A_u(f)$ este amplificarea de tensiune - dependentă de frecvență - iar U_+ și U_- tensiunile aplicate intrărilor neinversoare, respectiv inversoare. Relația este valabilă cât timp amplificatorul lucrează liniar. Diferențe mari $U_+ - U_-$ duc la saturarea amplificatorului, la intrarea lui într-un domeniu de funcționare neliniar.

Considerăm un amplificator operațional cărui 1 se aplică la intrarea inversoare o tensiune continuă de referință U_1 (fig.3.1.a) iar la intrarea neinversoare un impuls sinusoidal având frecvență echivalentă f și fază inițială de 130° (fig. 3.1.b). În situația unui amplificator ideal, tensiunea de ieșire este pentru $u_1 < U_1$ valoarea negativă de saturație U_{es-} iar pentru $u_1 > U_1$ valoarea pozitivă de saturație U_{es+} . La amplificatoarele operaționale reale, datorită timpului de ieșire din saturație precum și amplificării finite, este necesară o anumită diferență minimă $\Delta u_m = U_{1s} - U_1$ care să ducă amplificatorul în starea $u_o = U_{es+}$. Datorită scăderii amplificării cu frecvență este normal ca această diferență să crească pe măsură creșterii frecvenței semnalului de intrare.

Tensiunea diferențială u_d aplicată amplificatorului din fig.3.1 are expresia

$$u_d(t) = U_{im} \sin \omega t - U_R \quad (3.2)$$

Această tensiune are o componentă continuă egală cu tensiunea de referință U_R și o componentă armonică, $U_{im} \sin \omega t$, fapt atestat și de dezvoltarea în serie Fourier a tensiunii diferențiale.

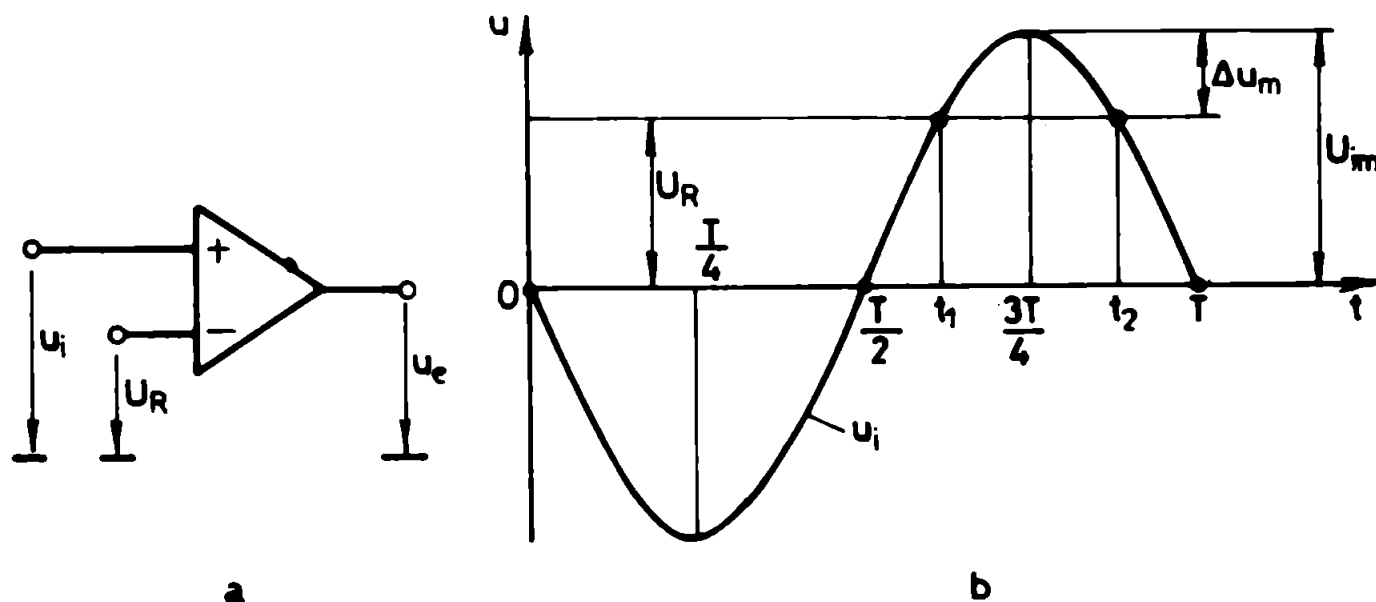


Fig.3.1

Cu toate acestea, ținând cont de faptul că o excursie $\pm \Delta u_m$ a tensiunii de intrare u_i în jurul valorii U_R duce la modificarea tensiunii de ieșire între U_{eg-} și U_{eg+} , apreciem că putem considera că intrării neînversoare a amplificatorului i se aplică un impuls sinusoidal avînd amplitudinea Δu_m și semiperioda egală cu diferența $t_2 - t_1$, suprapus peste o tensiune continuă egală cu tensiunea de referință U_R aplicată celeilalte intrări. De fapt, numai porțiunea curbei u_i din fig.3.1.b care depășește tensiunea U_R aproximează suficient de bine, așa cum se va arăta mai jos, alternanța pozitivă a unui impuls sinusoidal. Extindem această aproximație și pentru situația în care $u_i < U_R$, cu observația că în realitate singura deosebire în comportarea amplificatorului este răstînera lui, pentru un timp, în starea de saturație $u_e = U_{eg-}$. Deoarece perioada impulsului aproximat este mai mică decît perioada impulsului efectiv aplicat, frecvența echivalentă a primului este mai mare decît a celui de-al doilea,

diferența fiind cu atât mai mare cu cât valoarea tensiunii de referință este mai apropiată de amplitudinea impulsului de intrare. Aceasta rezultă și din relațiile expuse mai jos.

Notând cu T' și f' respectiv f și f perioadele și frecvențele echivalente ale impulsurilor aproximant, respectiv efectiv aplicat, și referindu-ne la fig.3.1.b putem scrie

$$\frac{T'}{2} = t_2 - t_1 = \frac{2}{\omega} \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin \frac{U_h}{U_{1m}} \right), \quad \omega = 2\pi f, \quad (3.3)$$

sau

$$T' = T \left(1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{U_h}{U_{1m}} \right) \quad (3.4)$$

Introducând și notația

$$1 - \frac{2}{\pi} \arcsin \frac{U_h}{U_{1m}} = \frac{1}{k} \quad (3.5)$$

obținem

$$T' = \frac{T}{k} \quad (3.6)$$

respectiv

$$f' = kf. \quad (3.7)$$

În continuare vom considera tensiunea diferențială efectiv aplicată

$$u_d(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi) - U_h \quad (3.8)$$

unde

$$\varphi = \arcsin \frac{U_h}{U_{1m}} \quad (3.9)$$

cu tensiunea diferențială aproximantă

$$u_a(t) = \Delta u_a \sin \omega' t, \quad (3.10)$$

unde

$$\omega' = k\omega. \quad (3.11)$$

În acest scop împărțim perioada T' în N intervale și calculăm valorile tensiunilor u_d și u_a pentru momentele

$$t_i = \frac{i}{N} T', \quad i = 0, 1, \dots, \frac{N}{4} \quad (3.12)$$

corespunzătoare primului sfert din perioadă tensiunii aproximan-
te u_g . Avem astfel

$$\begin{aligned} u_d(t_1) &= U_{1m} [\sin(\omega t_1 + \varphi) - \sin \varphi] = 2U_{1m} \sin \frac{\omega t_1}{2} \cos\left(\frac{\omega t_1}{2} + \varphi\right) = \\ &= 2U_{1m} \sin \frac{\omega}{2} \frac{1}{N} T' \cos\left(\frac{\omega}{2} \frac{1}{N} T' + \varphi\right) = 2U_{1m} \sin \frac{\omega T}{2} \frac{1}{kN} \cos\left(\frac{\omega T}{2} \frac{1}{kN} + \varphi\right) = \\ &= 2U_{1m} \sin \frac{1}{kN} \pi \cos\left(\frac{1}{kN} \pi + \varphi\right) = 2U_{1m} \sin \frac{1}{N} (\pi - 2\varphi) \cos\left[\frac{1}{N} (\pi - 2\varphi) + \varphi\right] \end{aligned} \quad (3.13)$$

$$u_g(t_1) = \Delta u_m \sin \omega \frac{1}{N} T' = \Delta u_m \sin 2\pi \frac{1}{N} \quad (3.14)$$

pentru $n=16$, $U_{1m} = 5$ V, $U_n = 4,95$ V și $\Delta u_m = 50$ mV se obțin rezul-
tatele din tab.3.1 iar pentru $n=16$, $U_{1m} = 5$ V, $U_n = 4$ V și $\Delta u_m = 1$ V
cele din tab.3.2.

Tab.3.1

i	0	1	2	3	4
u_d [mV]	0	21,85	37,5	46,91	50
u_g [mV]	0	19,13	35,35	46,19	50
$u_d - u_g$ [mV]	0	2,72	2,15	0,72	0

Tab.3.2

i	0	1	2	3	4
u_d [mV]	0	429	744	936	1000
u_g [mV]	0	382	707	983	1000
$u_d - u_g$ [mV]	0	47	37	13	0

Diferența $u_d - u_g$ are, pentru $i=1$, o valoare maximă care re-
prezintă aproximativ 5% din valoarea Δu_m . Această diferență este
neglijabilă în cazul de față, astfel încât considerăm că approxi-
marea este suficient de bună. De altfel, rezultatele experimen-
tale din capitolul 5 vor confirma ipoteza expusă.

Din relația (3.7) și ținând cont și de faptul că procesul
amplificare - frecvență al unui amplificator operațional este con-
stant (în situația unei pante constante de -20 dB/decadă), deduc-

cea că în cazul $U_E \neq 0$ valoarea minimă Δu_E care comută amplificatorul dintr-o stare de saturație în cealaltă este de k ori mai mare decât Δu_{E0} corespunzătoare cazului $U_E = 0$.

La ieșirile comparatoarelor din fig.1.16 sînt conectate circuite bistabile care asigură funcția de memorare necesară în cazul detectorului de vîrf. Comutarea acestora se realizează la depășirea unui nivel de prag U_p , pe care convenim să-l exprimăm ca o fracțiune din tensiunea de saturație pozitivă,

$$U_p = \alpha U_{est} \quad 0 \leq \alpha < 1. \quad (3.15)$$

Prin urmare depășirea nivelului de referință al unui amplificator comparator este sesizată în urma unei excursii între U_{es-} și U_p a tensiunii lui de ieșire, ceea ce permite calculul amplificării minime necesare ca

$$A_{min} = \frac{U_{est} - U_{es-}}{2 \Delta u_m} \quad (3.16)$$

unde Δu_m se ia egală cu eroarea absolută de măsurare admisă, u_{max} . Din caracteristicile amplificare-frecvență în buclă deschisă se determină, pentru această valoare a amplificării, valoarea maximă f'_{max} a frecvenței impulsului aproximant iar apoi, pe baza relațiilor (3.4) și (3.7) în care se ia $U_{in} = U_E + u_{max}$ se calculează frecvența maximă f_{max} a impulsului de intrare pentru care amplificatorul mai trece dintr-o stare de saturație în cealaltă, cu eroarea specificată. Apa cum rezultă din cele expuse mai sus, în cazul unui detector de vîrf numeric paralel, regimul cel mai greu îl are amplificatorul care are tensiunea de referință cea mai mare, astfel încît frecvența maximă a detectorului rezultă efectuînd calculul lui f_{max} pentru acest amplificator. Mai observăm că eroarea absolută a detectorului de vîrf, definită ca diferența între valorile de vîrf măsurată și adevărată, este exprimată între $-u_{max}$ și practic zero (la frecvențe foarte mici). Alegînd tensiunile de referință ca $\frac{1}{2} u_{max}$ se obține o centrare a erorii și o reducere a ei la jumătate astfel încît pentru eroarea $\frac{1}{2} u_{max}$ frecvența maximă a detectorului este de două ori mai mare față de situația anterioară. Astfel, admitînd o eroare $u_{max} = 50$ mV, care reprezintă $\frac{1}{2}$ din $U_{in} = 5$ V, se obține un factor $k = 11,1$, adică frecvența maximă a detectorului de vîrf este de 11,1 ori mai mică decât valoarea f'_{max} calculată așa cum

s-a arătat mai sus iar pentru $E_{\max} = \pm 50$ mV și tensiunile de referință reduse cu 50 mV frecvența maximă este de 5,55 ori mai mică decât f'_{\max} .

În calculele de mai sus nu s-a ținut cont de timpul de ieșire din saturație al amplificatorului operațional. Acesta este un parametru care nu se specifică în catalog având în vedere că aplicațiile principale utilizează amplificatorul în buclă închisă. Efectul timpului de ieșire din saturație se manifestă prin scăderea, față de valoarea calculată, a frecvenței maxime la care amplificatorul mai trece dintr-o stare de saturație în cealaltă, pentru aceeași valoare Δu_e .

Efectul valorii finite a vitezei maxime de variație a tensiunii de ieșire este asemănător.

În continuare se consideră că amplificatorului operațional din fig.3-1.a i se aplică semnalul triunghiular simetric și periodic din fig.1-19, având amplitudinea U_{1m} unitară. Conform [1], acest semnal are dezvoltarea în serie Fourier

$$u_1(t) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \frac{\pi}{2}}{n^2} \sin n \omega t \quad (3.17)$$

care se mai scrie

$$u_1(t) = \frac{8}{\pi^2} \sum_{p=1}^{\infty} (-1)^{p-1} \frac{\sin(2p-1) \omega t}{(2p-1)^2} \quad (3.17')$$

Înlocuind în (3.17') $t = \frac{T}{4}$, obținem amplitudinea U_{1m} ca sumă a amplitudinilor tuturor armonicilor

$$U_{1m} = \frac{8}{\pi^2} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{(2p-1)^2} \quad (3.18)$$

Acste armonici sînt amplificate în mod diferit de amplificatorul comparator datorită scăderii amplificării cu frecvența. Astfel, armonica a n-a este amplificată de n ori mai puțin decît fundamentala (în ipoteza unei pante constante de -20 dB/decadă a caracteristicii amplificare - frecvență) iar fiecare armonică este defazată în urmă cu 90° (dacă frecvența fundamentalei este de cel puțin 10 ori mai mare decît frecvența corespunzătoare polului dominant). Ca urmare, amplitudinea tensiunii de ieșire se obține prin amplificarea practică a valorii

$$U_{im}^2 = \frac{5}{\pi^2} \sum_{p=1}^{\infty} \frac{1}{(2p-1)^3} \quad (3.19)$$

Seria (3.18) este convergentă având suma egală cu 1/1/, deci și seria (3.19) este convergentă. Calculul lui U_{im}^2 pentru $p = 1,100$ conduce la valoarea 0,3525469 iar pentru $p = 1,1000$ la valoarea 0,3525470. Acceptăm ca scopul valorii $U_{im}^2 = 0,353$. Luând acum $U_{im} = \Delta u_{m0}$ (valoarea amplitudinii care corespunde amplificatorului în situația $U_{in} = 0$) rezultă că o eroare de excursie a tensiunii de ieșire a amplificatorului compozitor se va obține în cazul semnalului triunghiular simetric pentru o amplitudine Δu_{m0} de circa $1/0,353 = 1,17$ ori mai mare sau, cu alte cuvinte, pentru o eroare de excursie ca în cazul unui semnal sinusoidal, frecvența (fundamentală) maximă este de 1,17 ori mai mică. Factorul k , corespunzător situației $U_{in} \neq 0$, având în vedere că pentru semnalul triunghiular este constantă, se calculează cu relația

$$k = \frac{U_{im}}{\Delta u_m} \quad (3.20)$$

unde Δu_m se ia egală cu eroarea admisă, U_{max} . Pentru o eroare de 1% rezultă $k = 100$. Frecvența fundamentală maximă a unui semnal triunghiular al cărui vârf se detectează ca o eroare de 1% este, având în vedere și coeficientul 1,17, de circa 10 ori mai mică decât în cazul unui semnal sinusoidal.

Multe amplificatoare operaționale sînt compensate intern și sînt stabile pentru orice valoare a amplificării în buclă închisă. Capacitatea de compensare este mai mare decât cea necesară în majoritatea aplicațiilor, ceea ce rezultă în sacrificarea benzii de frecvență și vitezei maxime de variație a tensiunii de ieșire. Deoarece în buclă deschisă nu se pune problema stabilității, în detectoarele numerice de vîrf vor fi preferate ca și compozitoare amplificatoarele cu compensare externă a caracteristicii de frecvență, la care în absența capacității (capacităților) de compensare se obține o valoare maximă pentru produsul amplificare-frecvență, adică, pentru o eroare de excursie a amplificării va rezulta o frecvență maximă mai mare. În continuare se prezintă în tab.3.3 - pentru impulsuri sinusoidale - valorile frecvenței maxime f_{max} pentru o eroare de ± 50 mV (1% din 5 V) calculate cu ajutorul caracteristicii amplificare-frec-

vență și al relației (3.7) cu $k=5,5$, pentru diferite tipuri de amplificatoare din fabricația curentă. Sînt trecute, de asemenea, valorile frecvenței de tăiere, f_T și ale frecvenței maxime f_{max} în ipoteza de succese este limitată de viteză maximă de variație a tensiunii de ieșire, U_i , ale cărei valori sînt și ele prezentate. Frecvența maximă a detectorului este minimă dintre f_{max} și $f_{max\mu}$.

Tab.3.3

tipul AU	βA 741	f_T MHz	n_{DB} 20A(3pF)	AD 507	AD 509	AD 518	RB 3554	μA 715
f_T [kHz]	1	3	3	35	20	12	90	65
U_i [V/ μs]	0,5	13	5	20	100	50	1200	70
f_{max} [kHz]	0,6	2	6	60	12	20	800	2000
$f_{max\mu}$ [kHz]	0,5	12,5	5	19	96	43	1160	66

Trebuie să reținem că $\mu A715$ nu se poate utiliza pînă la 2 kHz pentru că în acest caz $f'_{max} \approx 11$ kHz și este necesară o viteză maximă de variație de aproximativ 2000 V/ μs , mult mai mult decît permite amplificatorul, astfel încît cea mai mare frecvență maximă (800 kHz) se poate obține cu amplificatorul RB 3554.

O îmbunătățire în continuare a frecvenței maxime a detectorului este de așteptat să se obțină prin utilizarea reacției pozitive (fig.3.2). Tensiunile de prag au valorile /7/

$$U_{u+} = \frac{h_2}{h_1+h_2} U_R + \frac{h_1}{h_1+h_2} U_{os+} \quad (3.21)$$

$$U_{u-} = \frac{h_2}{h_1+h_2} U_R + \frac{h_1}{h_1+h_2} U_{os-}$$

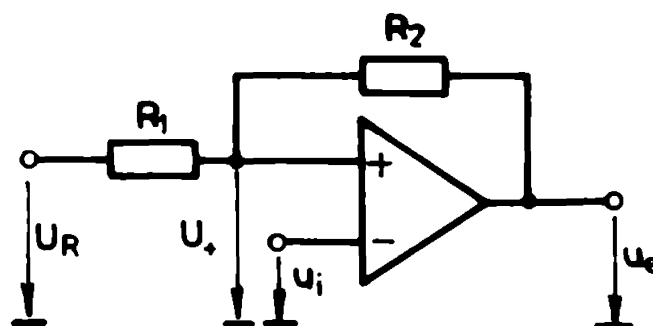


Fig.3.2

circuitul având o histereză

$$U_H = U_{in} - U_L = \frac{k_1}{k_1 + k_2} (U_{es+} - U_{es-}) \quad (3.22)$$

Pentru ca stabilitatea tensiunilor de prag să nu fie afectată de modificările tensiunilor de saturație U_{es+} și U_{es-} este necesar ca reacția pozitivă să fie slabă, $k_1 \ll k_2$. Considerăm că circuitului Σ se aplică un impuls sinusoidal ca în fig. 1.20. Conform celor expuse mai sus, amplificatorul răspunde practic la semnalul diferențial $u_i = (U_{in} - U_L) \sin \omega t$, amplificându-l de $A_u(\omega)$ ori și defazându-l în urmă cu 90° (dacă $k\omega \gg \omega_0$), așa cum se prezintă în fig. 3.3. Pe măsură ce tensiunea de intrare crește, tensiunea de referință U_L scade de la valoarea U_H pînă

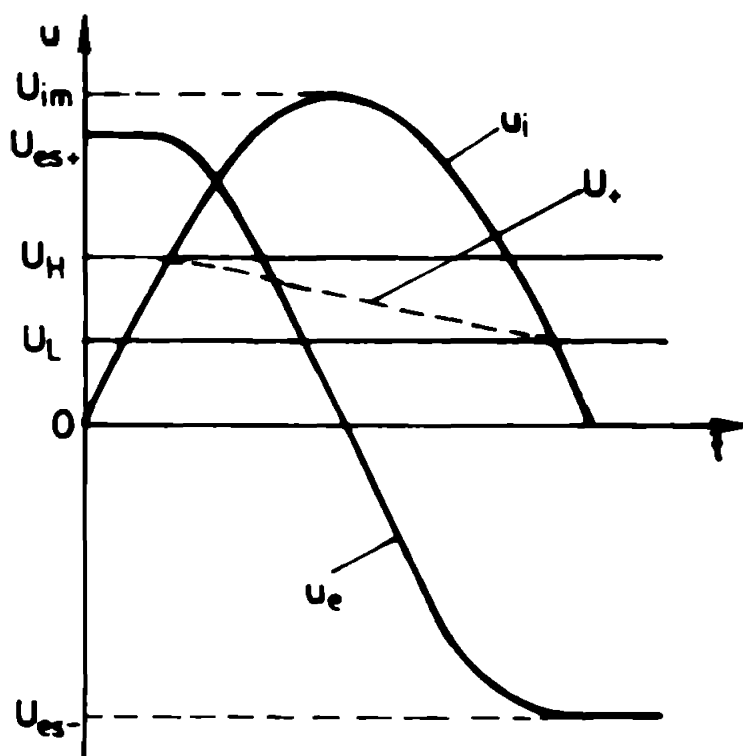


Fig. 3.3

în final, la valoarea U_L , ceea ce ne îndreptățește să afirmăm că, în acest caz, o aceeași excursie a tensiunii de ieșire se va obține pentru o amplitudine U_{im} mai mică decât în cazul absenței reacției pozitive sau, cu alte cuvinte, frecvența maximă pentru o eroare dată va fi mai mare în cazul amplificatorului cu reacție pozitivă. Diferența va fi cu atât mai mare cu cât histereză va fi mai mare. Pe de altă parte, însă, histereză mare implică k_1 mare, deci instabilitatea pragurilor de osculare.

Așa cum se vede în capitolul 5, pentru $U_H = 5$ V se poate obține o creștere de 1,5 ori a frecvenței maxime în cazul $U_H = 0,1$ V respectiv de 2,5 ori în cazul $U_H = 1$ V. După cum se observă, creșterea frecvenței maxime nu este proporțională cu creșterea histeresei, astfel încât o histeresă prea mare nu se justifică.

În ce privește utilizarea comparatoarelor, acestea sînt foarte potrivite pentru convertoarele analog-numeric, precedate de circuite de apantionare și memorare, unde tensiunea de măsurat este constantă pe durata unei conversații, iar dacă se modifică de la o conversie la alta, modificarea are loc în trepte. Comparatoarele specializate sînt circuite destinate funcționării în buclă deschisă, fiind optimizate din punctul de vedere al timpului de răspuns (care include și timpul necesar pentru ieșirea din saturație). Timpul de răspuns este specificat în cataloage pentru cazul în care o intrare este conectată la o tensiune continuă de referință de 100 mV iar celelalte intrări i se aplică o tensiune dreptunghiulară avînd amplitudinea egală cu $100 \text{ mV} \pm U_{OS}$ (tensiunea de decalaj) + supracomanda (în limba engleză "overdrive"). Supracomanda este necesară pentru obținerea comutării dintr-o stare de saturație în cealaltă și cu cît este mai mare cu atît timpul de răspuns este mai mic (între anumite limite). Comparatoarele care au timp de răspuns mic au amplificarea mică (sub 5000). Aceasta face ca rezoluția (zona de indecizie) să fie de ordinul milivolților, ceea ce nu este de neglijat (rezoluția se definește ca valoarea minimă a tensiunii diferențiale de intrare care comută comparatorul dintr-o stare logică în cealaltă). Din această cauză, dacă semnalul aplicat la intrare nu are o variație treaptă, trecerea prin zona de indecizie va dura cu atît mai mult cu cît variația semnalului la intrare este mai lentă, orice perturbație suprapusă peste aceste putînd comuta comparatorul într-o stare sau alta, ceea ce constituie un fenomen nedorit. Pentru un comparator avînd amplificarea de 1000 rezultă o rezoluție de aproximativ 5 mV, ceea ce în cazul unui semnal sinusoidal de intrare cu amplitudinea de 50 mV reprezintă aproximativ 10% din perioadă, o valoare inacceptabil de mare. Este de acrit, prin urmare, ca semnalul de intrare să aibă o variație rapidă, caz în care se pot utiliza caracteristicile din catalog pentru determinarea timpului de răspuns în funcție de supracomandă.

În cazul unui semnal de intrare sinusoidal s-ar putea determina valoarea maximă a frecvenței pentru o eroare dată, f_{max} , însă caracteristica amplificare-frecvență necesară în acest scop nu se specifică în cataloage, astfel încât utilizarea comparatoarelor în detectoarele de vîrf numerice presupune măsurarea timpului de răspuns și a amplificării de tensiune în funcție de frecvență, în literatură depășirii unui prag de către o tensiune de intrare de o anumită formă, alta decît dreptunghiulară (de exemplu, sinusoidală sau triunghiulară).

În literatură [3/] se prezintă caracteristica amplificare-frecvență a comparatorului $\mu A710$ pe baza căreia, pentru o amplificare $A_u = 5$ și $2A_u = 5$ V/(2x50 mV) = 50, rezultă o frecvență maximă $f_{max} = 50$ kHz și, pentru $\beta = 11,1$, $f_{max} \approx 4,5$ kHz. În calcule nu s-a fost luat în considerare timpul de lațire din saturare, astfel încît frecvența maximă a detectorului paralel care se poate realiza cu aceste comparatoare va fi mai mică.

Durata relativ mare a trecerii tensiunii de intrare prin zona de indecizie se poate reduce prin îmbunătățirea rezoluției. În acest scop se poate realiza o schemă economică de comparator cu zonă de indecizie redusă, cu ajutorul unui dublu comparator integrat de tipul $LM2711$, conform [3/], ca în fig.3.4, în care o fracțiune din tensiunea de lațire este aplicată, prin interzecimal divizorului $D_{1,2}$, intrării neinvertoare a jumătății inferioare C_2 a comparatorului, intrarea inversoare fiind polarizată cu o tensiune $U_{1,2} = 0,5$ V. În cazul în care $\underline{a} = k$ se obține o funcționare bistabilă a conenei, depășirea chiar și pentru scurt timp a tensiunii de referință U_{n1} ducînd comparatorul în starea "1" logic. Revanșarea în starea "0" logic se poate realiza fie prin aplicarea unui "0" logic pe intrările de egantionare ("strobe"), fie prin aplicarea la intrarea inversoare a comparatorului C_2 a unui impuls de tensiune de amplitudine suficient de mare încît acesta să ocure în "0" logic. În cazul în care $\underline{a} = \frac{1}{j\omega C}$ se obține o funcționare de monostabil, durata de temporizare fiind determinată de valorile elementelor R și C . În funcție de valoarea tensiunii $U_{1,2}$ se poate obține o îmbunătățire a rezoluției, cu stît mai importantă cu cît $U_{1,2}$ este mai mică. Astfel, în lucrarea citată se afirmă că s-a obținut o rezoluție de 0,1 mV pentru $U_{1,2} = 0,5$ V. Vom demonstra în continuare

că aceasta nu este posibil decât în situația unor comparatoare selectate și a unei $U_{R2} \approx 0,1 \text{ V}$.

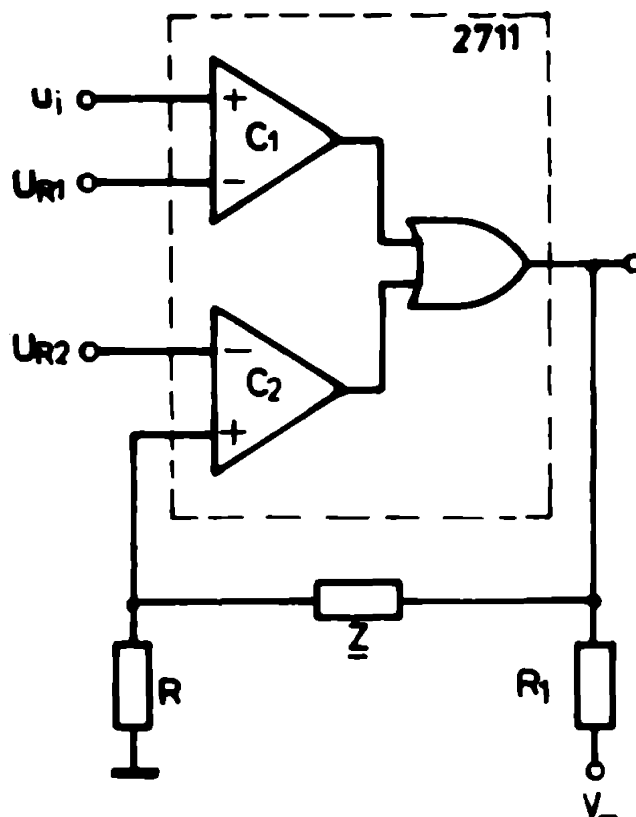


Fig. 3.4

Deoarece reacția pozitivă comparatorul dublu va trece în "1" logic atunci când tensiunea aplicată intrării neinvertoare a lui C_2 atinge valoarea $U_{R2} + \Delta u$, Δu fiind rezoluția comparatoarelor individuale, în situația unui factor de divizare al rețelei k , z apropiat de 1 se poate considera că $u \approx u_0$, astfel încât rezoluția comparatorului cu reacție pozitivă $\Delta u'$ se poate calcula cu relația

$$\Delta u' = \frac{U_{R2} + \Delta u - U_{CL}}{A_u} \quad (3.23)$$

în care A_u reprezintă amplificarea de tensiune a comparatoarelor individuale la U_{CL} tensiunea de ieșire la nivel coborât a comparatorului. Conform datelor de catalog [54], scara din urmă este cuprinsă între -1 V și 0 V, astfel încât pentru $U_{R2} = 0,5 \text{ V}$ și $A_u = 750 \div 1500$ obținem $\Delta u' = (0,3 \div 2) \text{ mV}$, valoarea de 0,3 mV rezultând pentru $U_{CL} = 0 \text{ V}$ și $A_u = 1500$. Pentru obținerea unei rezoluții de 0,1 mV sînt necesare

a) selectarea unui comparator avînd $U_{CL} = 0 \text{ V}$ și

b) tensiunea U_{A2} să aibă o valoare cuprinsă între 75 și 150 mV.

Calculul efectuat este valabil în curent continuu. Deoarece scăderea amplificării cu frecvența precum și întârzierii introduse de comparatorul C_1 , la frecvențe mari ale tensiunii de intrare rezoluția nu scade atât de mult. Cel mai important câștig al schemei prezentate ni se pare însă eliminarea oscilațiilor prezente la comparatorul fără reacție pozitivă, calcularea în "1" logic fiind fermă.

3.3. Studiul posibilităților de transformare a convertoarelor analog-numeric în detectoare de vârf numerice

În cazul unor tensiuni de intrare variabile convertorul analog-numeric cu tensiune de comparație variabilă în trepte egale, a cărui schemă nu o mai prezentăm, considerând-o cunoscută /49/, se transformă într-un detector de vârf numeric prin omiterea generatorului care asigură reinarea ciclică a măsurării.

Scheme convertorului analog-numeric cu aproximații succesive nu se poate aplica la detectoarele de vârf deoarece presupune ca tensiunea de intrare să rămână constantă pe durata conversiei.

Complexitatea mare a schemelor de conversie analog-numeric paralel a stimulat cercetătorii în căutarea unor soluții mai economice - ce număr de componente - în condițiile creșterii de cât mai puține ori a timpului de conversie. Sînt cunoscute, astfel, diverse variante de conversie serie-paralel. Este cunoscut faptul că un convertor paralel cu n biți (2^n nivele) necesită 2^n comparatoare plus un circuit de decodificare foarte complex /56/. Realizînd o conversie în două etape, fiecare pentru $2^{n/2}$ biți, timpul de conversie crește de două ori dar complexitatea schemei se reduce - în ce privește comparatoarele - la $2^{n/2+1}$ componente, obținîndu-se un compromis optim între viteză și complexitate. Dezavantajul major al acestui convertor este necesitatea unui convertor numeric-analogic și a unui circuit de selecție, ambele rapide și avînd o precizie corespunzătoare cel puțin nivelului de n biți. O variantă îmbunătățită,

prezentată în /24/ elimină convertorul numeric analogic și circuitul de scădere, constând în două cuantizoare, brut și fin, la ieșirea primului obținându-se un semnal triunghiular prin "în-
doirea" semnalului de intrare ori de câte ori acesta depășește un nivel de referință al cuantizorului brut. O altă variantă /13/, de asemenea fără convertor numeric analogic și circuit de scădere, utilizează tot două cuantizoare, brut și fin, primul având tensiunile de referință stabilite de un așa numit divizor brut. În paralel cu fiecare rezistență a acestui este conectat câte un așa numit divizor fin care asigură prin intermediul unor multiplexoare a tensiunile de referință pentru al doilea cuantizor (fig.3.5). Multiplexoarele sînt comandate în funcție de nivelul brut depășit de tensiunea de măsurat u_i (comanda nu este figurată în desen).

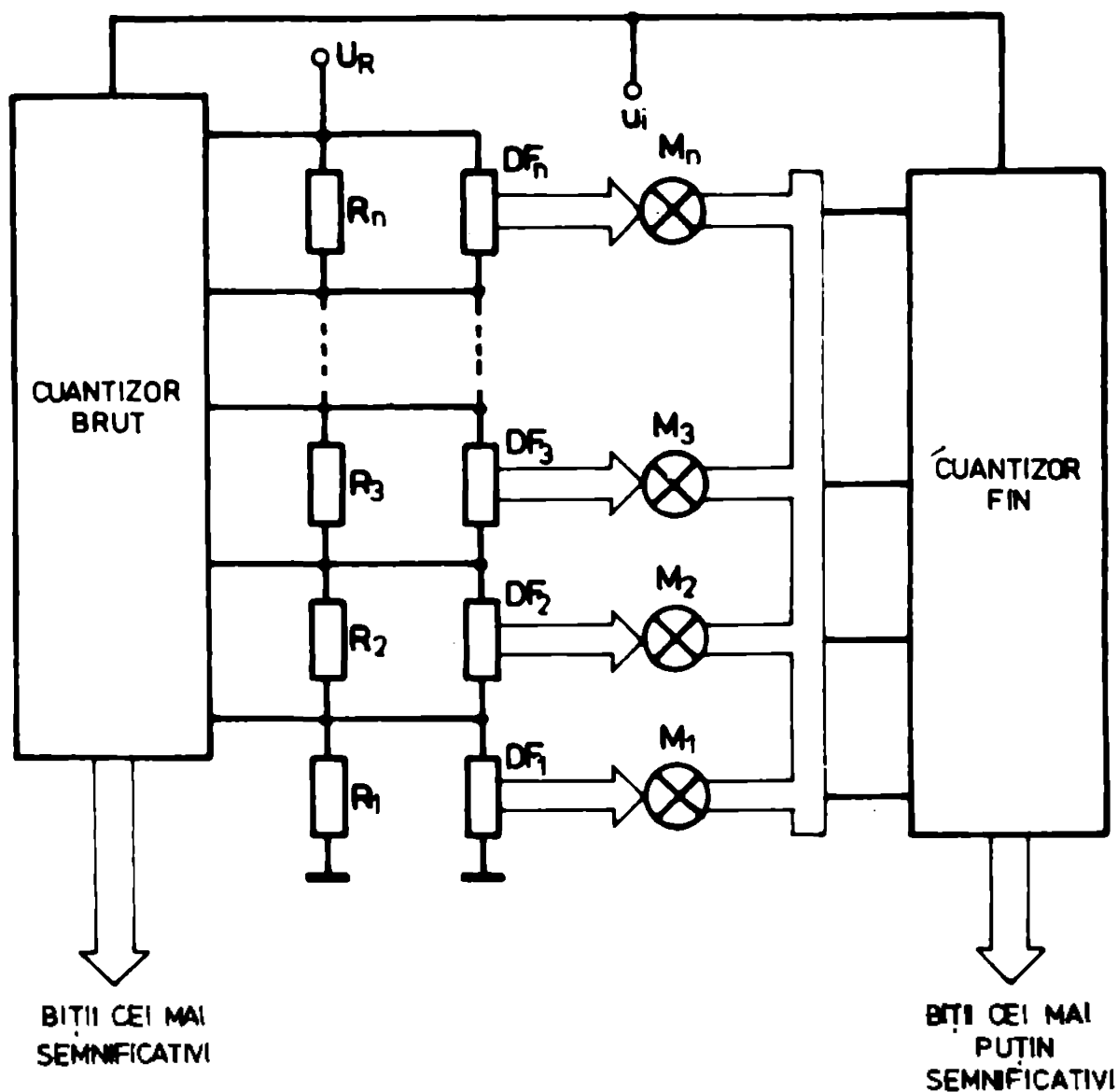


Fig.3.5

Prezentăm în continuare două scheme originale de detectoare de vîrf rezultate din analiza atentă a schemelor de convertoare serie-paralel descrise mai sus.

Detectorul de vîrf din fig.3.6 conține un divizor brut format din n rezistoare egale (în figură $n=10$), alimentat de la o tensiune de referință U_R . Un al doilea divizor (fin) format tot din n rezistoare egale poate fi conectat, prin intermediul unor multiplexoare MUX și repetoare, în paralel cu oricare rezistor al divizorului brut. Adresa multiplexoarelor, respectiv rangul rezistorului din divizorul brut în paralel cu care se conectează divizorul fin, este furnizată de un numărător N . În starea inițială, înainte de aplicarea impulsului de măsurat, conținutul numărătorului este zero, ceea ce are ca efect conectarea divizorului fin în paralel cu rezistorul R_1 al divizorului brut. Comparatoarele cu memorie C_i , care formează un detector de vîrf numeric paralel cu n nivele, sînt în starea "0" logic. După aplicarea impulsului de măsurat, pe măsură ce u_1 crește, depășind nivelele de referință aplicate comparatoarelor, acestea comută în "1". Cînd u_1 depășește nivelul de referință al comparatorului n , C_n , impulsul de la ieșirea acestuia incrementează conținutul numărătorului N , respectiv adresa multiplexoarelor, ceea ce are ca urmare conectarea divizorului fin pe rezistorul $R_2^{(1)}$ al divizorului brut, adică creșterea tensiunilor de referință aplicate comparatoarelor cu U_R/n . Totodată sînt inițializate comparatoarele. Procesul se repetă pînă la atingerea valorii de vîrf care rezultă prin decodificarea stării numărătorului și a comparatoarelor cu ajutorul blocului de decodificare și afișare DA. În scopul conectării divizorului fin pe un rezistor al divizorului brut cu aceeași adresă furnizată multiplexoarelor prize n a divizorului brut este conectată stîl la cheia S_n a multiplexorului 1 cît și la cheia S_{n+1} a multiplexorului 2. Repetoarele sînt necesare pentru a elimina influența rezistențelor cheilor din multiplexoare precum și pentru a permite utilizarea unor curenți mari prin divizorul fin (în scopul eliminării influenței curenților de polarizare ai comparatoarelor). În vederea unei noi măsurări detectorul se inițializează manual, prin intermediul unui buton sau comutator-static.

Schemă prezentată are un număr de componente substanțial redus față de cea din fig.3-5. Reducerea ni se pare cu stîl mai

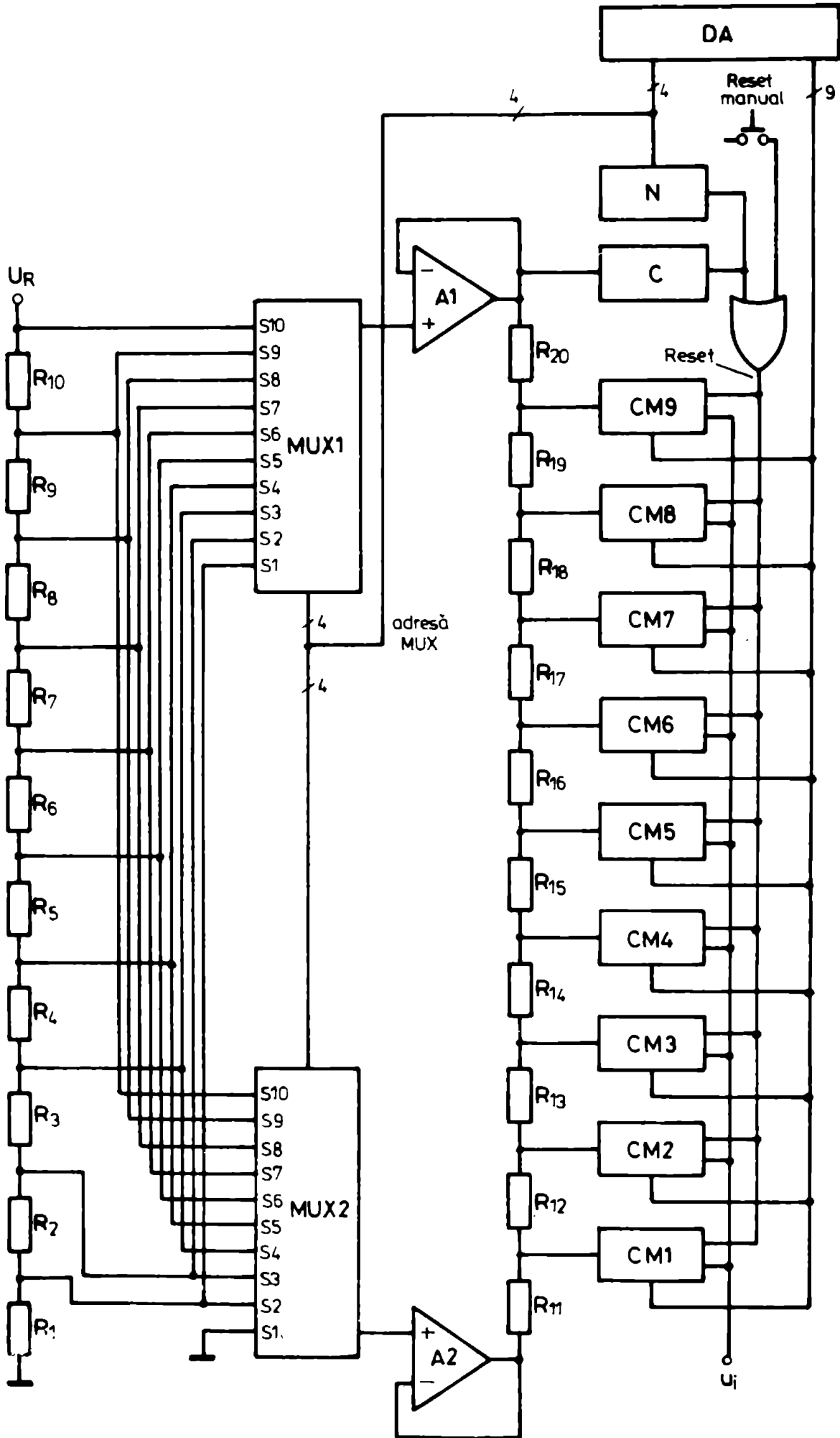


Fig. 36

importantă cu cât este vorba de eliminarea unui număr mare de rezistoare de precizie. Pentru comparație se prezintă în tabelul 3.4 câteva din caracteristicile detectoarelor de vîrf paralel, serie-paralel transformat din convertorul prezentat în /13/ precum și ale schemei serie-paralel originale pentru o rezoluție de 8 biți (256 nivele).

Tab.3.4

Tipul detectorului	paralel	serie-paralel[13]	serie-paralel original
nr.comparatoare	256	32	16
nr.rezistoare de precizie	256	272	32
nr.multiplexoare	0	16	2
complexitatea decodificatorului	foarte mare	medie	medie

După cum rezultă și din tabel complexitatea schemei originale este mult redusă față de celelalte scheme avute în vedere. În ce privește performanțele de viteză ale detectorului din fig. 3.6 acestea sînt similare celor ale convertorului analog-numeric cu tensiune de comparație variabilă în trepte egale avînd în vedere că modificarea codului numeric de ieșire cu o unitate are loc ca urmare a creșterii cu o cantitate a tensiunii de intrare. La prima vedere s-ar părea că detectorul prezentat este cel mai lent posibil. Dacă ne referim la convertoarele analog-numeric, cele mai rapide sînt cele paralel, la care conversia se face într-un ciclu, urînd cele serie-paralel de tipul celui prezentat în /13/, la care conversia se face în două cicluri, iar apoi cele cu tensiune în trepte, la care conversia durează 2^n cicluri pentru n biți. Detectorul de vîrf numeric paralel este și el cel mai rapid în cazul impulsurilor dreptunghiulare, însă în cazul unor impulsuri sinusoidale sau triunghiulare rezultă o frecvență echivalentă maximă, așa cum s-a arătat mai sus.

Dacă pentru aceste timpuri de comutație și multiplexoarelor detectorului serie-paralel din fig.3.6 sînt suficient de mici, atunci nu este practic nici o diferență între vitezele celor două scheme avînd în vedere că la schemele comutarea comparatoarelor are loc pe măsură ce sînt depășite nivelele de rufe-

zintă. Prin urmare, voi prefera scheme din fig.3.6, care este mult mai economică. În cele ce urmează voi căuta să vedem ce înseamnă timp de comutare mic. Analiza o vom efectua pentru cazul particular de mai sus considerat. Depășirea de către un impuls de intrare a nivelelor $0,1 U_H$, $0,2 U_H$, ..., $0,9 U_H$ comandă, așa cum s-a arătat, comutarea divizorului fin pe un rezistor de rang superior al divizorului brut. Datorită multiplexoarelor comutarea are loc cu o anumită întârziere, ceea ce înseamnă că tensiunile de referință nu cresc imediat. Aceasta duce la o tendință a comparatoarelor de a trece în "1". Dacă impulsul de intrare are o astfel de valoare de vârf încât comparatoarele să treacă în "1" și pentru noile tensiuni de referință, atunci situația nu este de loc supărătoare, dimpotrivă. Dacă însă unele comparatoare ar trebui să aibă starea "0" după detecția vîrfului (și acesta este cazul cel mai probabil), atunci este necesar ca tendința lor de trecere în "1" să fie anihilată. În acest scop considerăm necesar ca timpul de comutare t_{on} al multiplexoarelor să fie mai mic decît timpul de ieșire din saturație t_s al comparatoarelor

$$t_{on} < t_s \quad (3.24)$$

De altă parte, t_{on} trebuie să fie mai mic decît intervalul în care tensiunea de intrare se modifică între două nivele consecutive stabilite de divizorul brut. Această condiție este necesară pentru ca decizia de comutare sau nu a divizorului fin pe următorul rezistor al divizorului brut să fie corectă. În cazul unui impuls sinusoidal avînd amplitudinea maximă, $U_{im} = U_H$, intervalul minim care interesează este cel corespunzător modificării tensiunii de intrare $0,1 U_H$ și $0,2 U_H$, astfel încît condiția impusă se scrie

$$t_{on} < \frac{1}{2\pi f_{max}} (\arcsin 0,2 - \arcsin 0,1) \approx \frac{0,1}{2\pi f_{max}} \quad (3.25)$$

unde f_{max} este frecvența maximă a detectorului de vîrf numeric paralel. Cea mai restrictivă dintre condițiile (3.24) și (3.25) (în general prima) impune alegerea multiplexoarelor. În cazul unui impuls triunghiular simetric condițiile pentru t_{on} sînt echivalente doar că f_{max} este mai mică, așa cum s-a arătat mai sus.

Pentru ca să nu apară erori de măsurare suplimentare este necesar ca durate t_1 a impulsurilor de inițializare a comparato-

relor cu memorie (realizate ca în fig.1.16 cu comparatoare urmate de circuite bistabile) să îndeplinească condiție

$$t_1 > t_{on} + t_s \quad (3.26)$$

care previne preluarea de către circuitele bistabile a unor informații false datorate amplificărilor care nu au ieșit din saturație. Impulsurile^{de} inițializare sînt furnizate de un circuit monostabil care nu este prezentat explicit în fig.3.6.

În scopul ușurării condițiilor pentru multiplexare în ce privește t_{on} se poate utiliza schema din fig.3.7 care dublează practic numărul de componente însă oferă posibilitatea utilizării unor multiplexoare cu timp de comutație mai față de schema anterioară. Inițial divizorul fin DF2 este conectat

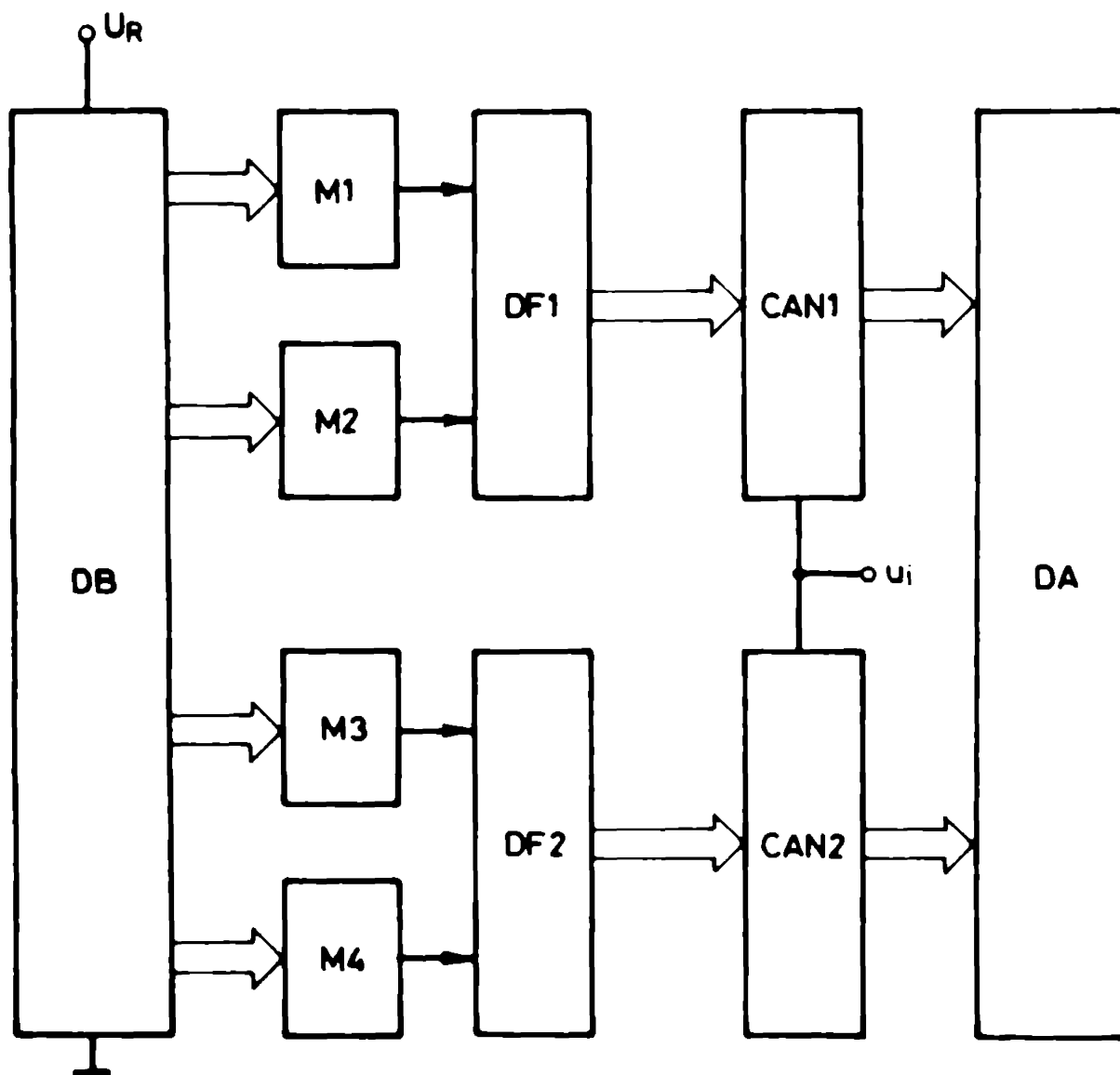


Fig.3.7

pe rezistorul R_1 al divizorului brut DB iar DF1 pe R_2 . Depășirea nivelului U_{ol} găsește DF1 conectat pe R_1 și comutarea DF2 pe

h_3 astfel încât depășirea nivelului $0,2 U_{11}$ găsește U_{12} constant pe h_3 . Astfel, t_{on} poate fi la fel de mare ca intervalul în care impulsul de intrare se modifică între două nivele consecutive stabilite de divizorul brut (practic, condiția (3.25)).

În continuare se prezintă două scheme de detectoare de vârf numerice cu condensator, scitate în subcapitolul 1.3.3, pentru care autorul împreună cu V. Tîpouș și A. Stoian au primit brevetele de invenție cu nr. 73957 respectiv 85732.

Detectorul din fig. 3.8 /74/ include un dublu comparator integrat care comandă încărcarea unui condensator de memorare C de la un generator de curent constant GCC. Încărcarea are loc prin intermediul unei chei electronice K, adusă în stare de conducție pe durata impulsurilor dreptunghiulare u_c obținute la ie-

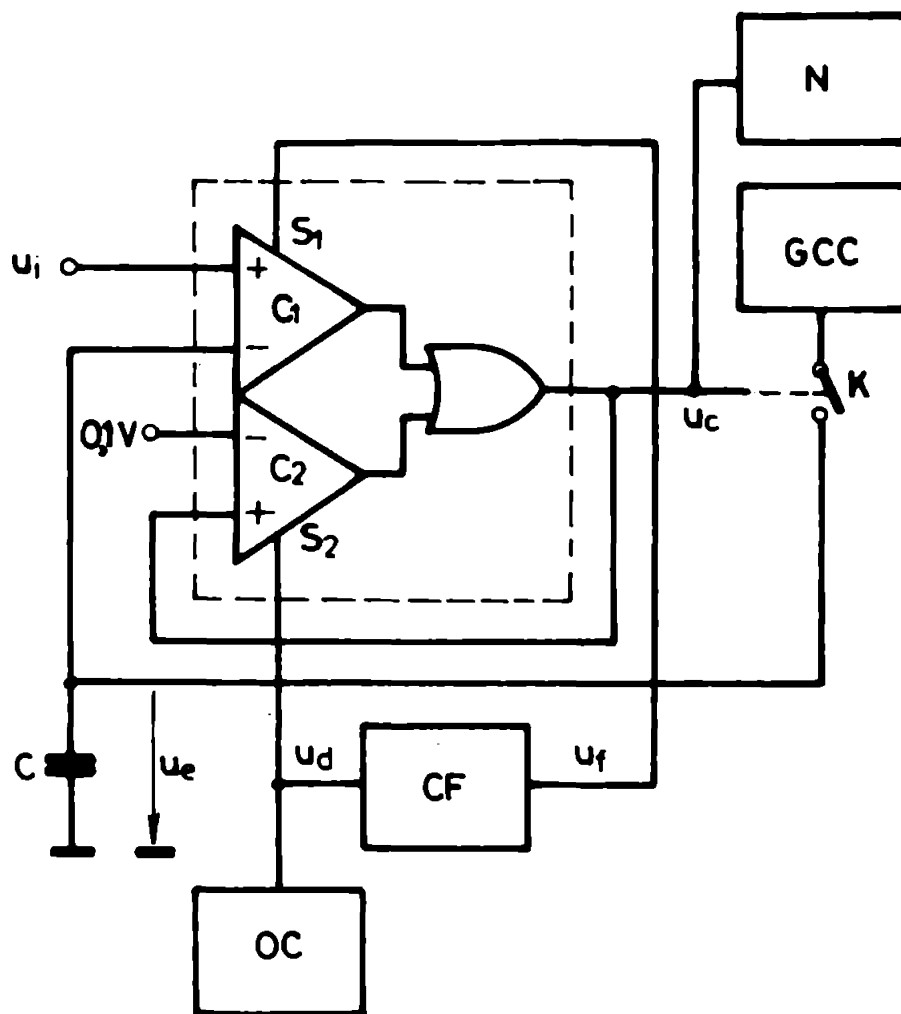


Fig. 3.8

șirea dublului comparator. Ori de câte ori valoarea momentană a tensiunii de măsurat u_1 depășește tensiunea memorată pe condensator, u_c (fig. 3.9), circuitul comparator trece în starea "1" lo-

gie pe durata unor impulsuri înguste u_d aplicate intrării de eşantionare S_1 . Aceste impulsuri sînt obţinute cu ajutorul unui circuit formator CF la speţia frontului de ridicare al impulsurilor u_d furnizate de un oscilator cu cuarţ OC . Trecerea în "1" logic a jumătăţii superioare a comparatorului, C_1 , are ca urmare, avînd în vedere legătura de reacţie pozitivă şi circuitul S&L de la ieşire, comutarea în aceeaşi stare şi a jumătăţii inferioare, C_2 . Comparatorul C_2 , deci şi nivelul tensiunii

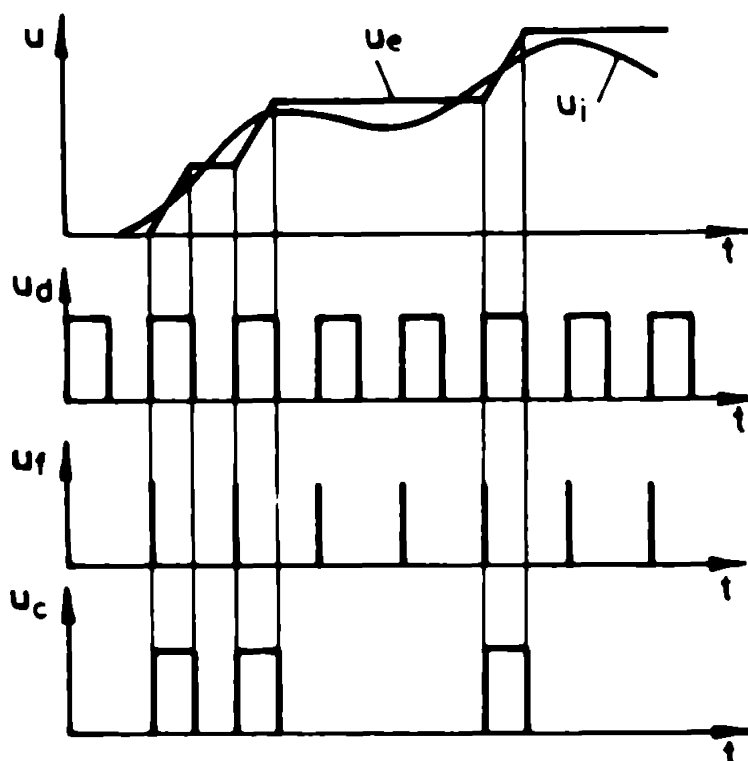


Fig. 3.9

de ieşire u_e , se menţin de fiecare dată în "1" logic pe durata impulsurilor dreptunghiulare u_d . Din cele de mai sus rezultă că durata impulsurilor u_c - adică cele impulsuri u_d care se reproduc la ieşirea dublului comparator ori de câte ori tensiunea de intrare este mai mare decât tensiunea referenţială în momentul speţiei lor - este bine determinată, astfel încît condensatorul se încarcă cu cantităţi de sarcină constantă. În consecinţă, tensiunea la bornele condensatorului, adică valoarea de vîrf detectată, rezultă numărînd impulsurile de încărcare cu un numărător N . Evident, înainte fiecărui ciclu de măsurare stînt condensatorul cît şi numărătorul sînt aduse în condiţii iniţiale sale.

O schemă întruative similară se prezintă în fig.3.10 care reprezintă un detector numeric pentru valoarea extremă a unei tensiuni, cu indicarea polarității valorii extreme [75]. Diagramele de timp din fig.3.11 ajută la înțelegerea funcționării. Tensiunea de măsurat u_i se aplică celor două jumătăți ale dublu-

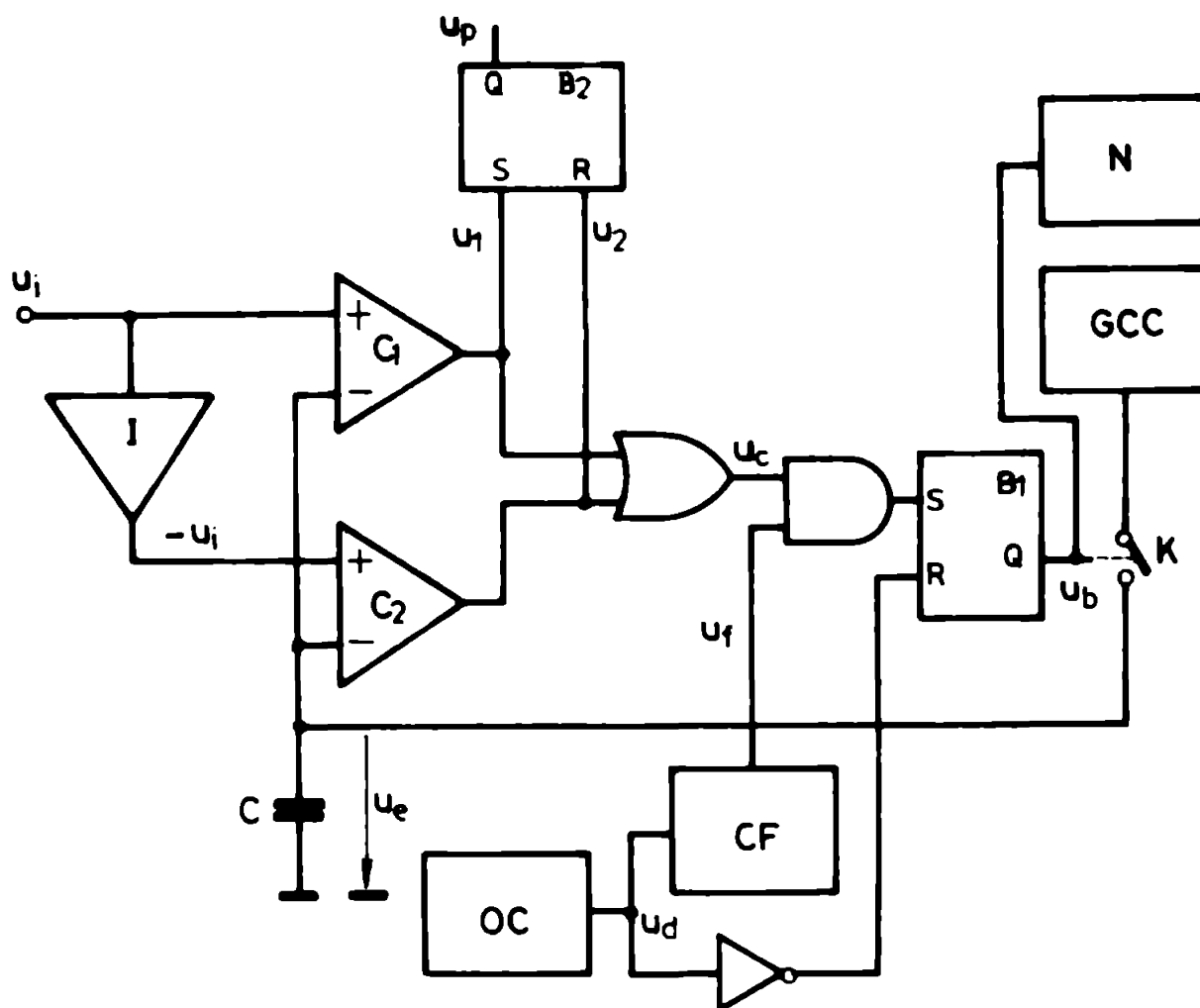


Fig.3.10

lui comparator integrat (C_1, C_2) direct, respectiv printr-un inversor I. Încărcarea condensatorului de sincronizare C se face cu impulsuri de sarcină constantă ce la schema anterioară, numărate de numărătorul N. Durata acestor impulsuri este stabilită cu ajutorul circuitului bistabil B_1 de tipul RS. Acesta este basculat în "1" logic de către impulsurile u_f - de fiecare dată când nivelul tensiunii de legătură u_c este "1" logic - generate la fiecare apariție a frontului de ridicare al impulsurilor dreptunghiulare u_d furnizate de oscilatorul cu cuarț OC. Rebascularea în "0" logic a bistabilului B_1 are loc în momentele în care tensiunea u_d revine în "0" logic. O particularitate a schemei este utilizarea ca ieșiri a intrărilor de sincronizare ale dublului comparator, în vederea ob-

șinerii informației asupra polarității valorii extreme. Circuitul pentru indicarea polarității este realizat cu circuitul bistabil u_2 de tipul 10 la intrările cărora se aplică tensiunile de la "ieșirile" de egantionare. Starea bistabilului este deter-

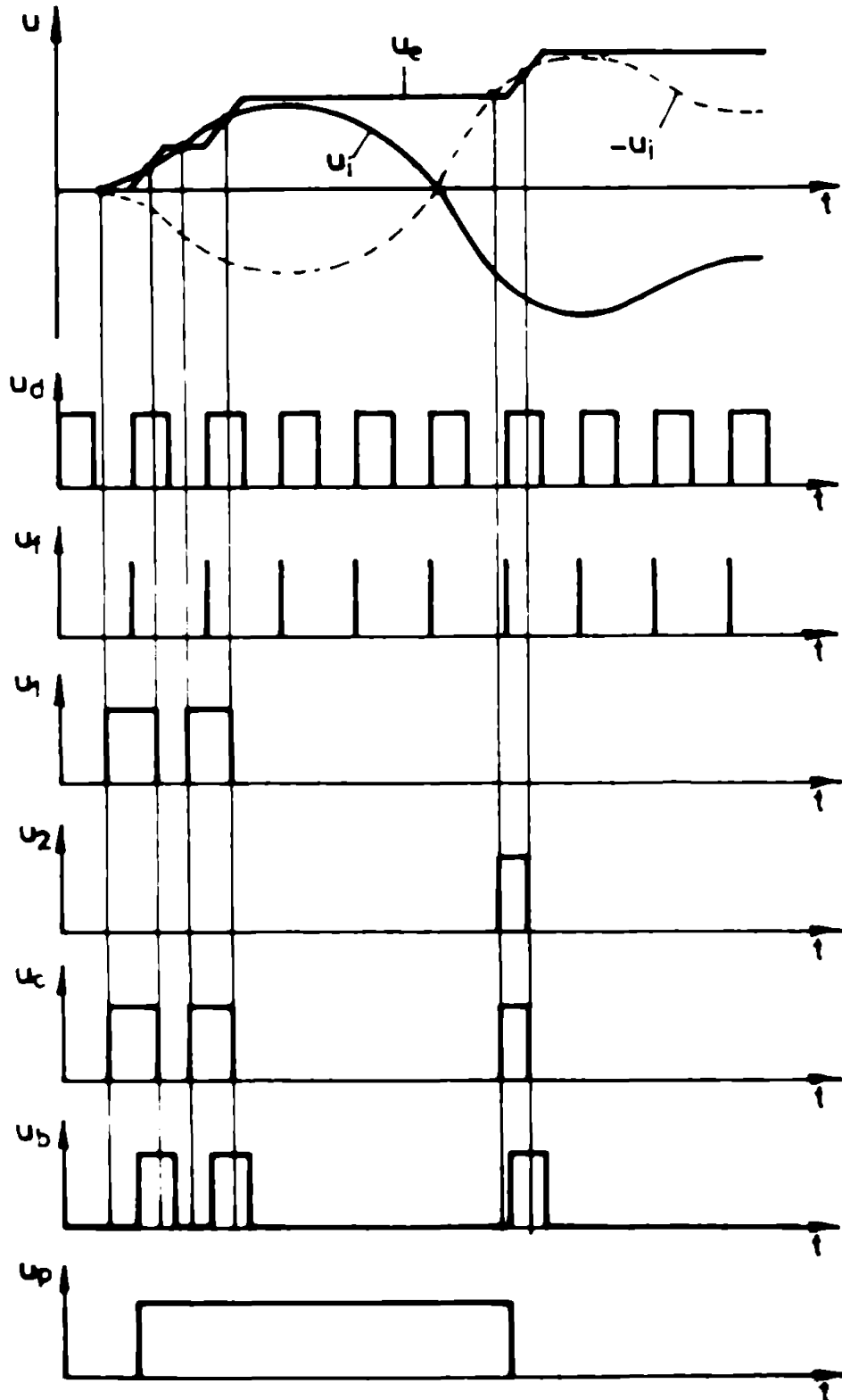


Fig. 3.11

minată de ultima dintre aceste tensiuni care trece în "1" logic. Astfel dacă valoarea extremă este pozitivă, atunci tensiunea u_1 este ultima care trece în "1" logic și pune bistabilul în starea

"1" logic iar decât valoarea extremă este negativă, atunci tensiunea u_2 este ultima care trece în "1" logic și pune bistabilul în "0" logic.

La aceste detectoare eroarea maximă este de o sută în situația în care panta maximă a semnalului de intrare este mai mică decât I/C unde I este curentul furnizat de generatorul de curent constant. Admițând o eroare de 50 mV (1% din 5 V) și o perioadă de 100 ns a tensiunii dreptunghiulare u_d , rezultă o pantă maximă de $1 \text{ V}/\mu\text{s}$ a semnalului de intrare, ceea ce conduce la o frecvență echivalentă maximă de 50 kHz.

3.4. Criterii de comparație a performanțelor detectoarelor de vîrf

Așa cum s-a arătat în subcapitolul 1.3.2 calitatea unui detector de vîrf analogic se poate aprecia printre altele prin frecvența maximă pentru o eroare dată precum și prin factorul de merit. Avînd în vedere că

- ecuate din urmă se poate îmbunătăți considerabil prin conectarea a două detectoare de vîrf în cascade și că

- frecvența maximă a unui detector de vîrf poate fi crescută prin utilizarea unor amplificatoare sau comparatoare de bandă mai largă, propunem introducerea noțiunii de factor de calitate Q al unui detector de vîrf, definit ca raport între frecvența maximă a detectorului, f_{max} și frecvența, notată f_{Sh} , pe care o pot urmări fără distorsiuni amplificatoarele detectorului,

$$Q = \frac{f_{\text{max}}}{f_{\text{Sh}}} \quad (3.27)$$

Valoarea frecvenței f_{Sh} se calculează pentru amplitudinea maximă a impulsului de măsurat, $U_{\text{in max}}$, cu relația

$$f_{\text{Sh}} = \frac{\omega_{\text{Sh}}}{2\pi U_{\text{in max}}} \quad (3.28)$$

unde ω_{Sh} are semnificația cunoscută.

Factorul de calitate exprimă eficiența utilizării amplificatoarelor și este foarte potrivit pentru compararea performanțelor detectoarelor de vîrf analogice. Astfel, cu ajutorul

relațiilor (3.27) și (3.28), s-a obținut pentru detectorul din /15/, prezentat în subcapitolul 1.3.3, $Q = 0,14$ iar pentru detectorul optimizat de autor $Q = 1,12$. Frecvența maximă a priului este mai mare și se datorează utilizării unor amplificatoare de bandă mai largă. Utilizarea nu este însă eficientă, după cum o atestă factorul de calitate mai slab, ceea ce ne permite să afirmăm că se poate obține o frecvență maximă mai mare în cazul /15/ prin optimizarea valorilor componentelor R_1 , C_1 și K .

În cazul detectoarelor numerice compararea performanțelor se poate face pe baza frecvenței maxime care este limitată fie de profunzimea amplificării - bandă și comparatoarelor, fie de viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire, așa cum rezultă din tab.3.3.

Compararea unui detector numeric cu unul analogic se poate face pe baza frecvenței maxime care se poate obține utilizând la ambele detectoare același amplificator/comparator.

În capitolul 6 vor compara diverse detectoare pe baza criteriilor expuse și a rezultatelor experimentale prezentate în capitolul 5.

CAP.4. METODELE DE MĂSURARE A PRECIZIEI DETECTORILOR DE VÂRF

4.1. Clasificare. Generalități

Metodele de măsurare a preciziei detectoarelor de vîrf sînt adăușit trei criterii de clasificare. După un prim criteriu distingem metode măsurii etalon și metode aparatului etalon /35, 36/. După forma tensiunii aplicate distingem metode care utilizează tensiune dreptunghiulară, tensiune triunghiulară, tensiune sinusoidală, respectiv impulsuri de forșă specială, cum sînt, de exemplu, impulsurile dublu exponențiale standardizate /11, 30/ întîlnite în tehnica tensiunilor înalte. Din punct de vedere al repetiției impulsurilor distingem metode care utilizează impulsuri repetate, respectiv impulsuri singulare. Trebuie să observăm însă că precizia detectoarelor de vîrf pentru impulsuri singulare de tensiune nu se poate determina prin aplicarea unui semnal repetitiv deoarece aceasta nu corespunde situației în care detectoarele sînt utilizate în practică. Din acest motiv precizia trebuie determinată prin aplicarea unor impulsuri singulare de tensiune. În cazul metodei măsurii etalon eroarea provine de la un generator de impulsuri calibrat, eroarea calculîndu-se pe baza diferenței dintre valoarea prescrisă și valoarea măsurată. Metoda aparatului etalon necesită un generator de impulsuri necalibrat și un detector de vîrf etalon, eroarea obținîndu-se prin comparșia valorilor măsurate cu cele două detectoare.

Generatoarele de impulsuri calibrate utilizate în TTI sînt generatoare specializate pentru formele de undă standardizate (1,2/50 μ s, 250/2500 μ s etc) și furnizează la ieșire impulsuri de amplitudine mare (100 ÷ 1500 V). Acestea permite testarea ansamblului detector de vîrf-stenustor de intrare dar face încomodă verificarea unor detectoare de vîrf pentru tensiuni joase.

Generatoarele de tensiune sinusoidală, triunghiulară și de impulsuri dreptunghiulare sînt extrem de răspîndite. Posibilitatea aplicării lor trebuie însă cercetată cu grijă, deoarece trebuie avute în vedere întotdeauna necesitatea aplicării de impulsuri singulare precum și cea a cunoașterii precise a valorii de vîrf. Aplicarea de impulsuri dreptunghiulare unui detector de vîrf nu diferă, în anumite condiții, de aplicarea unei tensiuni continue. Pe de altă parte, așa cum se arată în /4b/, caracterizarea unui detector de vîrf nu poate fi, în general, făcută pe baza răspunsului la semnal treaptă, astfel încît testarea detectoarelor de vîrf cu impulsuri dreptunghiulare (chiar singulare) nu este recomandabilă. Generatoarele de tensiune triunghiulară oferă un semnal cu panta constantă, în limitele liniarității specificate, ceea ce poate constitui un avantaj în testarea detectoarelor de vîrf. Este dificil însă de generat semnale triunghiulare de frecvență mai mare ca 10 kHz (excepție, de exemplu, generatorul Hewlett-Packard 8135A /93/) dar mai ales de măsurat/cunoscut cu precizie valoarea de vîrf. Semnalul cel mai ușor de generat și/cu măsurat cu precizie într-o bandă largă de frecvență este cel sinusoidal, motiv pentru care testarea detectoarelor de vîrf cu semnal sinusoidal pare foarte atractivă.

În continuare se prezintă succint realizările cunoscute și mai propriu o metodă și un circuit, originale, de măsurare a preciziei detectoarelor de vîrf pentru impulsuri singulare de tensiune.

4.2. Metodele cunoscute de măsurare a preciziei detectoarelor de vîrf

4.2.1. Metodă utilizînd un generator calibrat de impulsuri de tensiune /2/

Folosit în T11, generatorul furnizează impulsuri dublu exponențiale $1,2/50 \mu s$ și $250/2500 \mu s$. Schema de principiu este prezentată în fig.4.1. Condensatorul C_1 se încarcă la o tensiune continuă care se măsoară cu mare precizie. Închiderea contactorului A determină aplicarea impulsului de tensiune sarcinii reprezentate prin cablul coaxial C_0 și rezistorul R_1 în paralel cu condensatorul C_1 ; aceste elemente pot fi luate în considerare

la calibrare, putându-se obține erori sub 0,1% (este vorba de erori calculate, întrucât eroarea generatorului nu poate fi determinată prin măsurări, fiind mai mică decât eroarea de măsurare).

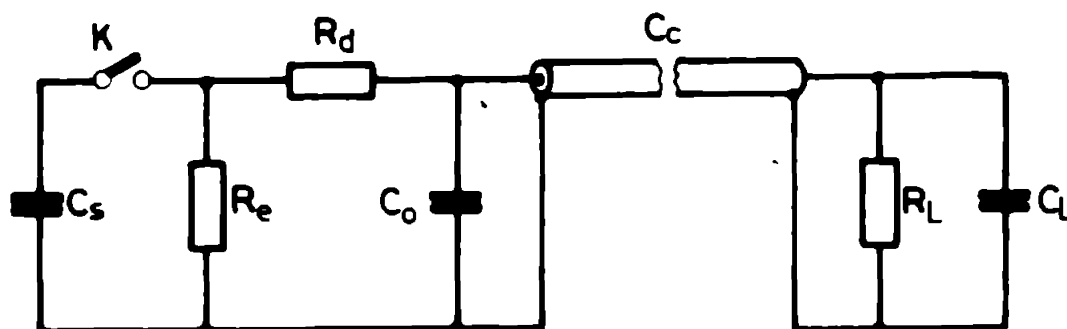


Fig.4.1

4.2.2. Metodă utilizând un generator calibrat, cu compensarea căderii de tensiune pe diodă /77,78/

Măsurarea valorii de vîrf a impulsului generat se efectuează cu ajutorul unui voltmetru de vîrf, prin intermediul unui comparator de înaltă tensiune cu diodă, compensarea căderii de tensiune pe aceasta în regiile dinamic realizându-se conform schemei din fig.4.2, în care D este o diodă de înaltă tensiune, C_1, C_2 un divizor capacitiv, R un stabilizator de tensiune de precizie, R_1, R_2 un divizor al tensiunii de referință, S un sumator iar V un voltmetru. La valoarea de vîrf a diferenței dintre impulsul generat u_1 și tensiunea continuă de referință, diferență atenuată de divizorul C_1, C_2 , se adaugă tensiunea de compensare U_0 iar apoi, în sumatorul S, tensiunea continuă de referință U_{ref} , valoarea rezultată fiind măsurată cu voltmetrul V. Precizia, pentru impulsuri 1,2/50 μs și 250/2500 μs , este mai bună de 0,2% pentru valori de vîrf de 1600 V și mai bună de 0,5% pentru 100 V.

4.2.3. Metode de măsurare a preciziei folosind osciloscopul catodic

Osciloscopurile de uz general nu sînt mijloace de măsurare de precizie, erorile situîndu-se în gama (5 + 10)% /6/ și datorîndu-se neliniarității tubului catodic și circuitelor elec-

tronice asociate, calibrarea internă și, în ultimul rând, grosimii spotului lăinaros. Din acest motiv osciloscopul nu se

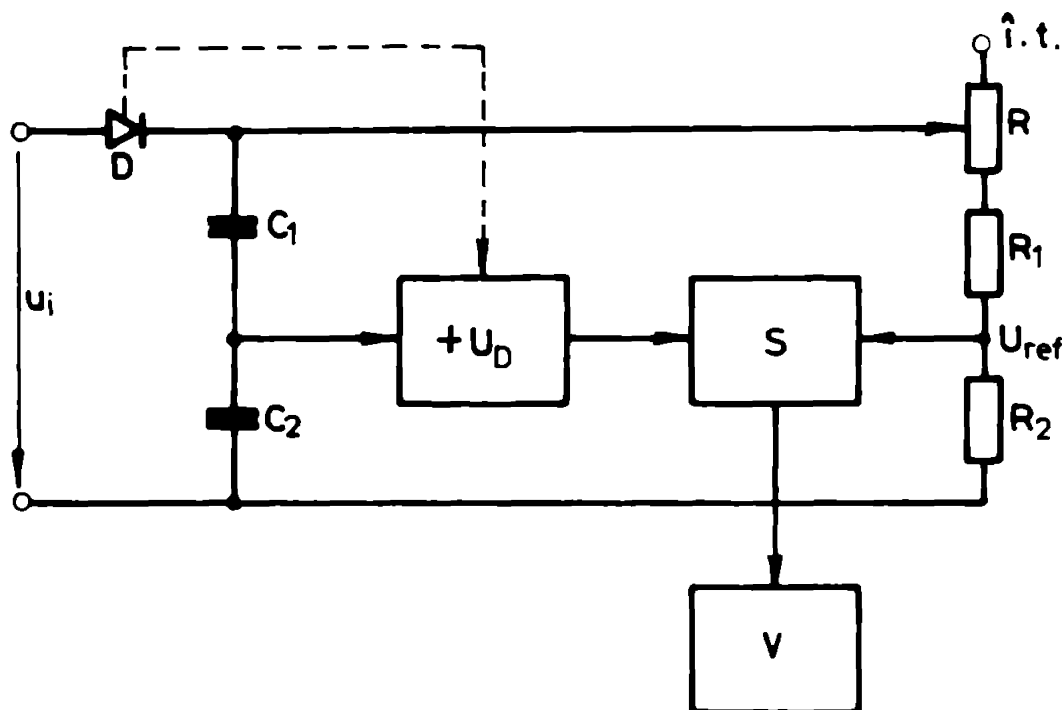


Fig.4.2

poate utiliza direct în efectuarea unor măsurări de precizie. În cadrul unor metode adecvate însă, osciloscopul poate conduce la rezultate satisfăcătoare. Unele astfel de metode sînt descrise în continuare.

O primă metodă [55] utilizează osciloscopul pentru a sesiza prezența impulsurilor la ieșirea unui comparator de tensiune rapid, C , (fig.4.3) la care sînt aplicate impulsul de măsurat u_i , respectiv o tensiune continuă de referință U_{ref} , care se poate măsura cu precizie, cu un voltmetru V . Dacă valoarea de vîrf este mai mare ca U_{ref} , la ieșirea comparatorului apare un impuls care poate fi observat pe osciloscop. Prin reglarea corespunzătoare a tensiunii U_{ref} se poate obține egalitatea acesteia cu valoarea de vîrf. O variantă a acestei metode utilizează un osciloscop cu două canale și două comparatoare, cu ajutorul cărora se poate realiza o fereastră de tensiune de lățime scrisă în care să se găsească valoarea de vîrf. În cazul aplicării unor impulsuri repetate osciloscopul poate fi cu tub catodic obișnuit dar în cazul impulsurilor singulare este necesar un osciloscop cu rețență. Datorită utilizării osciloscopului în scopul determinării sale, nu interesează de loc

precizia lui și sensibilitatea, pentru a putea vizualiza impulsurile de la ieșirea comparatorului. Acestea având amplitudinea de ordinul voltilor, rezultă că orice osciloscop de uz general satisface condiția de sensibilitate impusă. Precizia metodei este

de ordinul 0,2% după cum se afirmă în lucrarea citată.

O a doua metodă [17,19] utilizează osciloscopul pentru a compara valoarea de vârf a impulsului de etalonare, furnizat de un generator necalibrat, cu o tensiune continuă de referință, (fig.4.4). La închiderea cheii K tensiunea de referință U_{ref} este aplicată prin diodă D_1 și capacitatea C_1 la intrarea Y_1 a unui

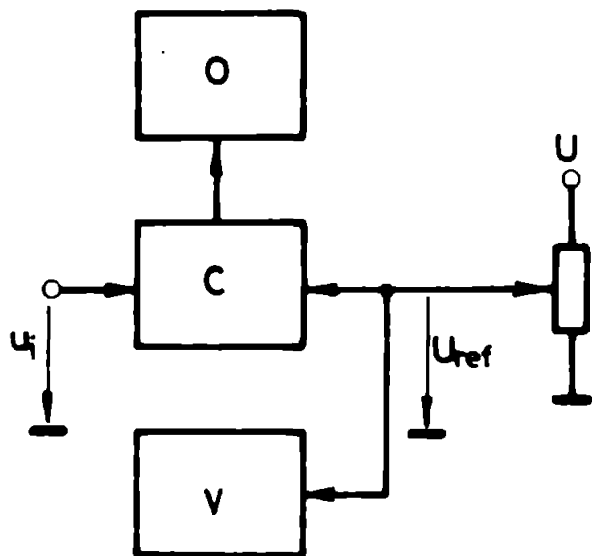


Fig.4.3

osciloscop cu două canale. Impulsul de tensiune u_1 , de etalonare (produs de un generator de impulsuri) este aplicat voltmetrului de vârf și, în paralel, intrării Y_2 , prin diodă D_2 și cape-

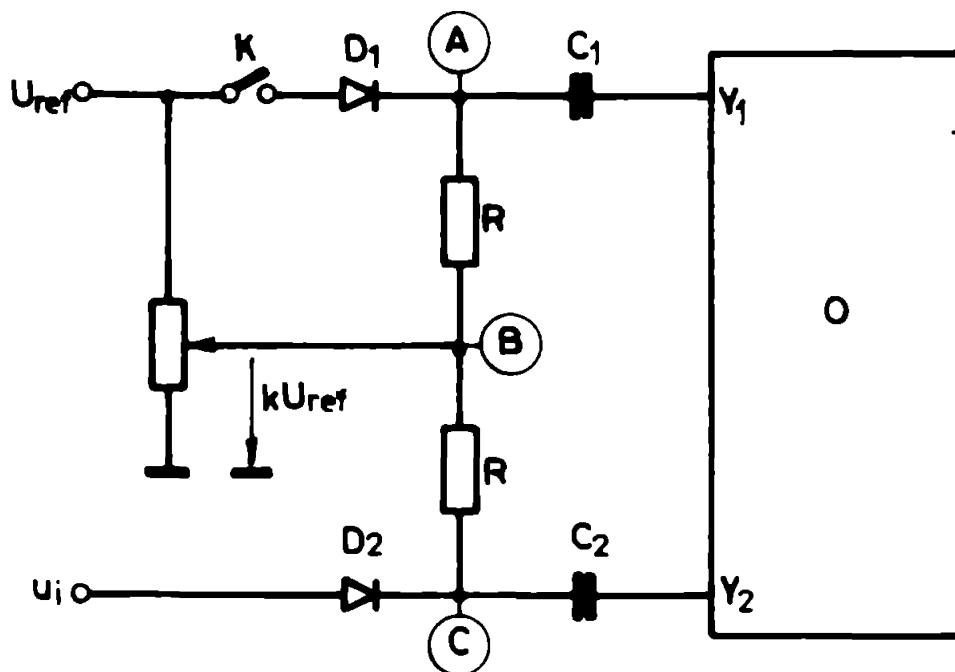


Fig.4.4

citates C_2 . Tensiunea U_{ref} se reglează pînă cînd valoarea de vîrf devine egală cu nivelul continuu, egalitate observată pe oscilo-

soop, situație în care se măsoară U_{ref} și se compară cu valoarea indicată de voltmetrul de vârf. Precizia mare a metodei (erori de ordinul 0,1%) rezulta prin micșorarea dramatică a ponderii erorilor osciloscopului, realizată prin aceea că nu se compară direct cele două tensiuni ci diferențele lor față de valoarea kU_{ref} a tensiunilor în punctele A, B și C înainte de închiderea cheii K. Valoarea lui k se reglează apropiată de 1, ceea ce permite micșorarea salturilor de tensiune care apar în punctele A și C și, prin urmare, mărire sensibilităților celor două canale mult peste valoarea corespunzătoare comparației directe. Metode se pretează la etalonarea voltmetrelor de vârf utilizate în TTA, pentru valori mari ale tensiunii (100-1000 V).

4.3. Metodă și circuit original pentru măsurarea preciziei detectoarelor de vârf

Având în vedere, după cum este cunoscut [32], că semnalul sinusoidal este cel mai ușor de generat și/sau măsurat cu precizie, metoda propusă constă în aplicarea la intrarea detectorului de vârf a unei tensiuni sinusoidale, pe durata unei singure perioade a acesteia, prin intermediul unei chei electronice comandate în mod corespunzător. Aplicarea metodei este ilustrată în fig.4.5, în care G reprezintă un generator de ten-

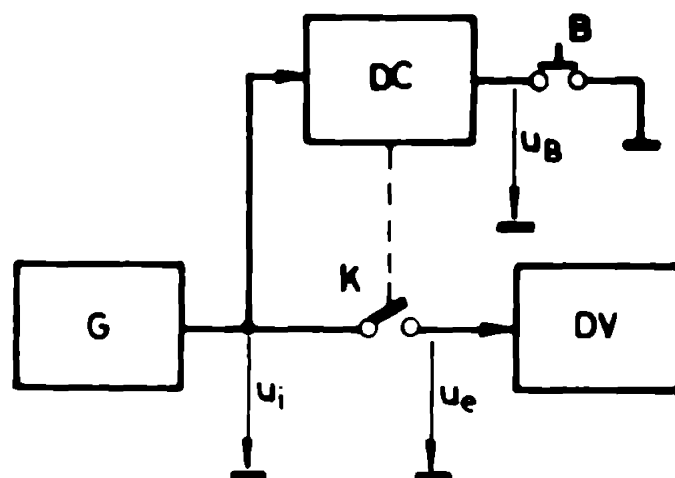


Fig.4.5

siene sinusoidală, DV - detector de vîrf, DC - dispozitiv de comandă, K - cnele electronică, B - buton de declanșare. Diagramele de timp sînt prezentate în fig.4.6. Comanda de închidere a cheii, consecutivă comenzii manuale prin intermediul butonului B (momentul t_0) este furnizată în momentul t_1 al trecerii prin zero descrescător a tensiunii u_i , în scopul liniștirii regimului tranzitoriu la conectare pînă în momentul t_2 în care începe alternanța pozitivă. Comanda de deschidere a cheii este inițiată în momentul următoarei treceri prin zero descrescător a ten-

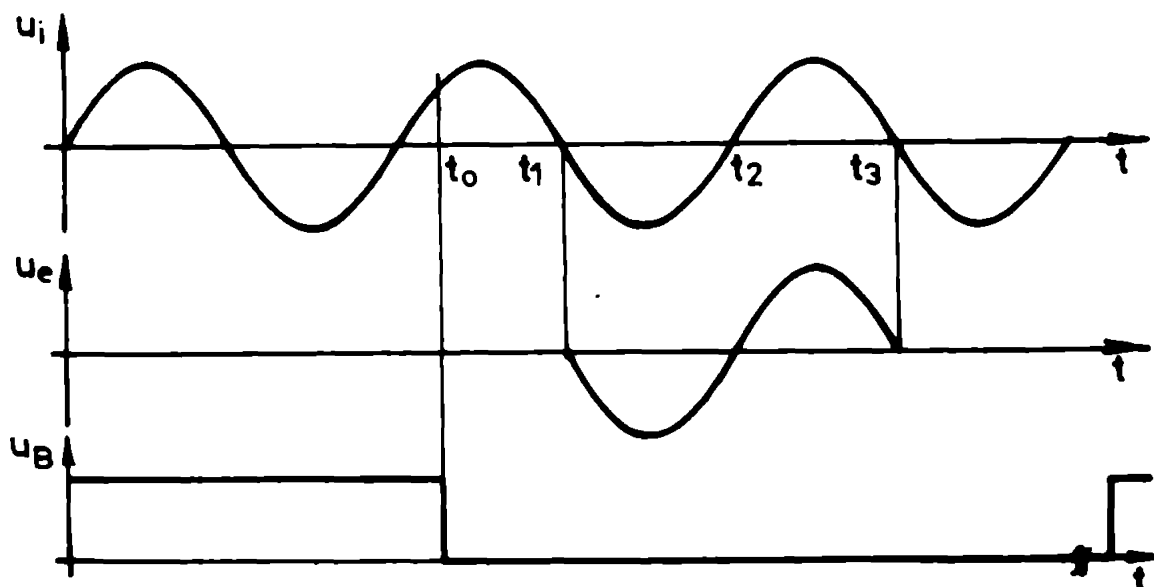


Fig. 4.6

siunii u_i (+). In acest mod detectorului de vîrf i se aplică un impuls singular de tensiune, a cărui valoare de vîrf este cunoscută cu precizie. Generatorul G poate fi și recalibrat, caz în care însa este necesar un voltmetru pentru măsurarea valorii de vîrf a semnalului furnizat. Dacă voltmetrul măsoară valori medii sau valori efective, utilizatorul trebuie să se asigure că distorsiunile generatorului sînt mici și că precizia voltmetrului este suficient de bună.

Schema de principiu a dispozitivului de comandă a cheii electronice K este prezentată în fig.4.7. Starea număratorului binar N este în majoritatea timpului $Q_A = 0, Q_B = 1$, ceea ce are ca efect blocarea de către circuitul poartă P a impulsurilor

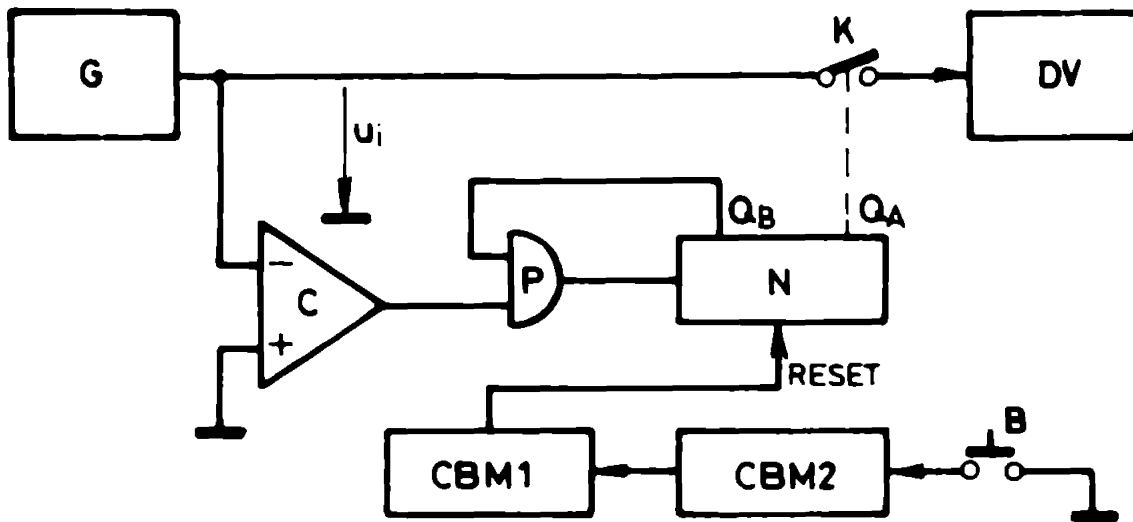


Fig.4.7

furnizate de comparatorul C. In urma comarii prin intermediul butonului B se declanșează simultan monostabilele CM1 și CM2. Monostabilul CM1, cu o durată de temporizare de ordinul secundelor, are rolul de a împiedica declanșările multiple ale monostabilului CM2, ceea ce ar putea conduce la aplicarea mai multor impulsuri detectorului de vîrf. Impulsul furnizat de monostabilul CM2 inițializează număratorul N, ceea ce activează circuitul poartă P. Proximal impuls furnizat de comparator aduce număratorul în starea $Q_A = 1, Q_B = 0$, ceea ce permite închiderea cheii K. Următorul impuls furnizat de comparator (după o perioadă a tensiunii u_i) aduce din nou număratorul în starea $Q_A = 0, Q_B = 1$, care comandă deschiderea cheii K și blocarea circuitului poartă P pînă la o nouă comandă. Ca o facilitate suplimentară, dispozitivul de comandă este prevăzut cu un circuit de de-

clanșare automată a reconstabilului CEX1 după un anumit interval de timp și cu un circuit de descărcare periodică a condensatorului de memorare al detectorului de vîrf, în scopul vizualizării pe osciloscop a comportării detectorului. Aceasta este utilă pentru observarea influenței diferitelor componente asupra răspunsului detectorului în starea de urmărire.

Schema completă a dispozitivului este prezentată în fig.4.8. Tensiunea de la ieșirea comparatorului 2711 este filtrată cu grupul RC 220Ω , 1 nF iar apoi aplicată unui trigger Schmitt CDB413. În acest mod sînt eliminate impulsurile parazite care ar putea proveni de la comparator și care ar determina o funcționare incorectă a dispozitivului. Comutatorul K1 selectează regimul de lucru : cu reset manual prin intermediul butonului B sau cu reset automat, după fiecare 16 perioade ale tensiunii u_1 a generatorului. Am ales 16 perioade deoarece pe de o parte aceasta este divizarea maximă care se poate obține cu un singur circuit integrat T5L (CDB493) iar pe de altă parte ea asigură că intervalul de timp rezultat în urma acestei divizări este suficient de lung pentru a considera că detectorului de vîrf i se aplică impulsuri singulare. Oricum, măsurarea preciziei detectorului nu se face în acest regim cu reset automat ci, așa cum se afirmă mai sus, prin aplicarea unor impulsuri singulare.

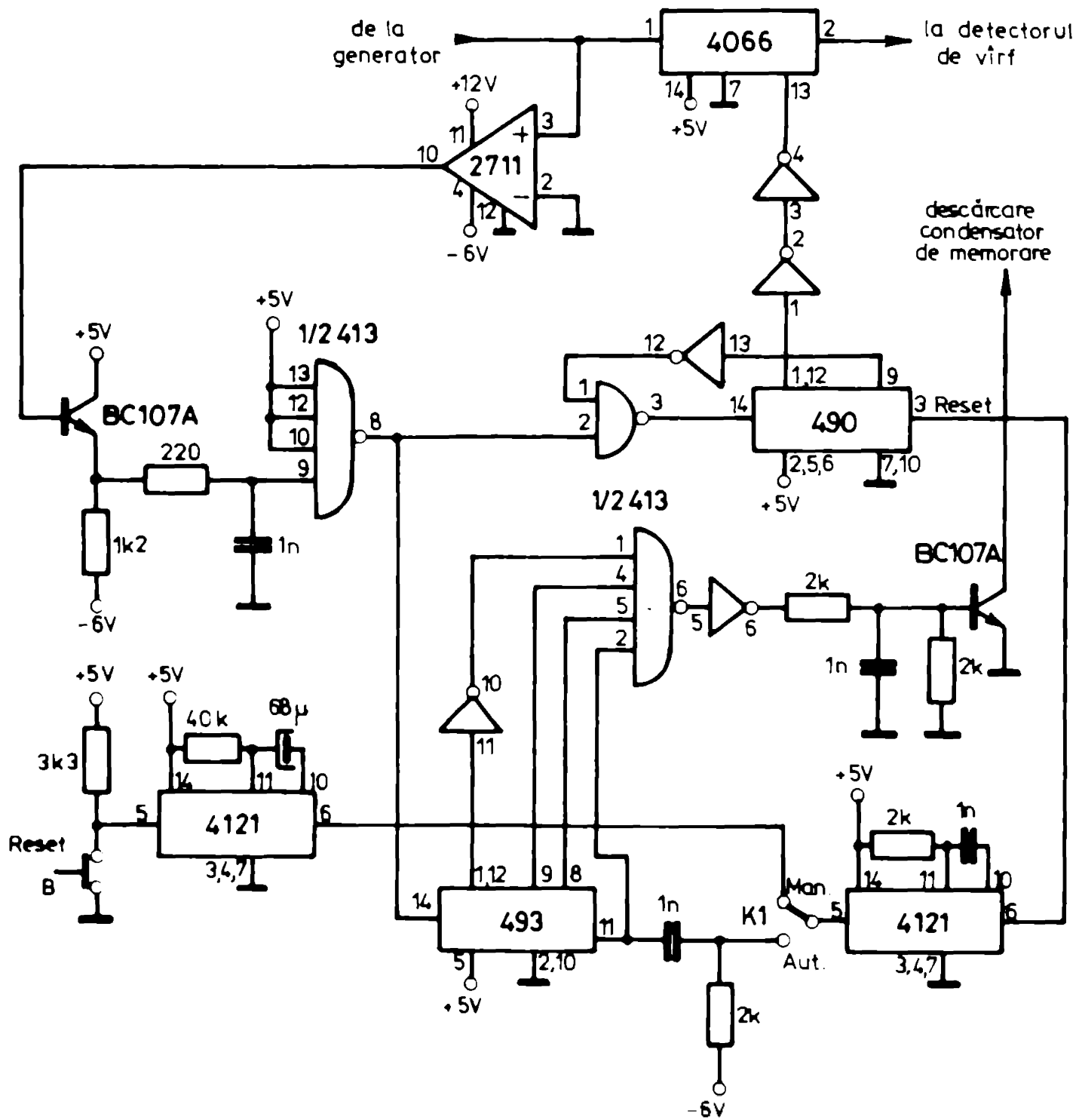
Precizia metodei propuse

Calculul preciziei metodei propuse se va face pe baza schemei echivalente din fig.4.9 a circuitului din fig.4.5, utilizînd pentru cheia modelul dat în /5/. h_0 reprezintă rezistența de ieșire a generatorului, h_{ON} rezistența în conducție a cheii, C_{1s} , C_{os} și C_{1os} capacitățile de intrare, de ieșire, respectiv de transfer ale cheii iar C_1 și h_1 capacitetea, respectiv rezistența de intrare a detectorului de vîrf. Avînd în vedere că h_0 este în general neglijabilă față de h_1 , putem scrie

$$\frac{U_e}{U_g} = \frac{\frac{R_1}{1+j\omega h_1(C_1+C_{os})}}{h_{ON} + \frac{R_1}{1+j\omega h_1(C_1+C_{os})}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{h_{ON}}{R_1} + j\omega h_{ON}(C_1+C_{os})} \quad (4.1)$$

...activ

$$u_e = \frac{1}{\sqrt{(1 + \frac{Q_{0i}}{\omega_i})^2 + [\omega_i (C_{i2} + C_{i3})]^2}}$$



...i...4...3

Admițând o anumită eroare relativă ϵ_r a lui U_e față de U_g , relația (4.2) permite deducerea expresiei frecvenței maxime la care poate fi utilizat circuitul, după cum urmează :

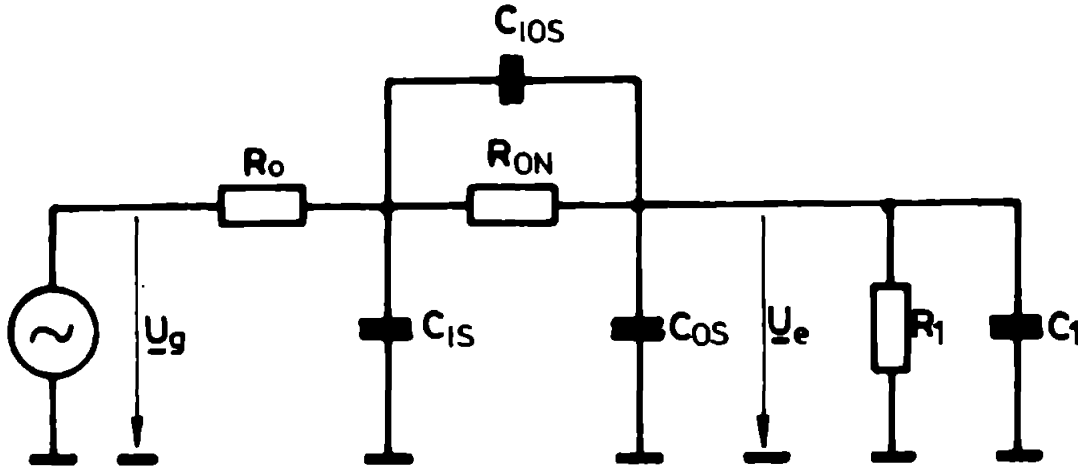


Fig. 4.9

$$1 - \epsilon_r \leq \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{h_{oi}}{h_i}\right)^2 + [\omega h_{oi} (C_1 + C_{OS})]^2}} \quad (4.3)$$

$$[\omega h_{oi} (C_1 + C_{OS})]^2 \leq \frac{1}{(1 - \epsilon_r)^2} - \left(1 + \frac{h_{oi}}{h_i}\right)^2 \quad (4.4)$$

și

$$f_{MAX} = \frac{1}{2\pi h_{oi} (C_1 + C_{OS})} \sqrt{\frac{1}{(1 - \epsilon_r)^2} - \left(1 + \frac{h_{oi}}{h_i}\right)^2} \quad (4.5)$$

Înainte de aplicarea relației (4.5) este bine să verificăm dacă o asemenea frecvență există, respectiv dacă în curent continuu rezistența cheii introduce o eroare mai mică decât cea la intrare, adică dacă

$$\frac{1}{h_i + h_{oi}} \geq 1 - \epsilon_r \quad (4.6)$$

Înțel, admițând o eroare relativă de 0,1%, cu valorile $h_{oi} = 1 \text{ k}\Omega$, $C_{OS} = 1 \text{ pF}$, $h_i = 1,5 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 5 \text{ pF}$ și $h_o = 1 \Omega$ corespunzătoare comutatorului analogic IIC 4066 /94/, amplificatorului AD 2011 /90/, respectiv calibratoarea de tensiune alternativă AINA 92001 /94/, se obține

$$\frac{k_1}{k_1 + R_{Q1}} = 0,99933 > 0,999$$

și apoi

$$f_{\max} \approx 300 \text{ kHz}$$

Valorile luate în calculul f_{\max} sînt valori limită corespunzătoare cazului cel mai defavorabil. Frecvența maximă poate fi crescută prin selectarea unei chei avînd rezistența R_{Q1} mai mică și/cu a unui amplificator avînd rezistența k_1 mai mare (valoarea tipică pentru AD201 A este $4 \text{ k}\Omega$).

Curentul de polarizare I_b al amplificatorului operațional duce la decalarea nivelului continuu de la intrarea lui cu o tensiune $\Delta U = R_{Q1} I_b$ a cărei valoare, pentru $R_{Q1} = 1 \text{ k}\Omega$ și $I_b = 500 \text{ nA}$, este de $0,5 \text{ mV}$, ceea ce este cu totul neglijabilă.

Capacitatea de transfer C_{108} nu afectează precizia metodei întrucît nu interesează semnalul rezidual care apare la ieșirea cheii atunci cînd aceasta este deschisă.

În situația în care impedanța de intrare a detectorului de vîrf este mai mică decît cea luate în calcul mai sus, cum este, de exemplu, la detectoarele numerice paralele, se poate utiliza un repetor cu un amplificator operațional care să precedă detectorul.

Una dintre caracteristicile cheii, care la prima vedere nu-or părea că afectează precizia metodei, este coeficientul total de distorsiuni armonice. Acesta este specificat la $0,4\%$ pentru LAC 4066 în condițiile alimentării circuitului cu $\pm 5V$, utilizării unei rezistențe de sarcină de $10 \text{ k}\Omega$ și aplicării la intrare a unei tensiuni sinusoidale avînd amplitudinea de 5 V și frecvența de 1 kHz . Conform /35/, un coeficient de distorsiuni armonice datorat unei singure armonici poate, în cazul cel mai defavorabil, să afecteze valoarea de vîrf cu $\pm d$, ceea ce în cazul nostru ar însemna $\pm 0,4\%$, valoare inadmisibil de mare. Distorsiunile armonice, în cazul multiplexoarelor analogice CMOS, se datoresc modificării rezistenței în conducție a cheilor în funcție de nivelul analogic al semnalului de intrare /60/. La ieșirea multiplexorului semnalul apare divizat de divizorul format din rezistența de sarcină și rezistența cheii. Modificarea acestora din urmă face ca raportul de divi-

sare să nu fie constant cu nivelul semnalului, ceea ce duce la stonări diferite, dependente de acesta, deci la distorsionarea semnalului obținut la ieșire. O primă observație o facem asupra valorii rezistenței de intrare a detectorului de vîrf, care constituie în cazul nostru rezistența de sarcină a multiplexorului. Aceasta este mult mai mare (cel puțin de 150 de ori) decît valoarea de $10\text{ k}\Omega$ pentru care este specificat coeficientul de distorsiuni armonice, ceea ce are ca urmare micșorarea considerabilă a acestuia. O a doua observație o facem asupra formei impulsului de etalonare pe care îl utilizăm și anume, aceasta se poate abate puțin (distorsiuni mici) de la un sinus perfect cu condiția ca valoarea de vîrf să nu fie afectată de erori prea mari. În sfîrșit, o ultimă observație se referă la eroarea care afectează valoarea de vîrf. Aceasta nu depășește eroarea luată în calcul în relația (4.5) avînd în vedere că pentru orice valoare a semnalului de intrare, deci și pentru valoarea de vîrf, h_{0m} este mai mică decît sau egală cu valoarea maximă specificată în catalog, luată și ea în calcul în relația (4.5). Ca urmare, spre deosebire de precizia metodei nu este afectată de distorsiunile armonice introduse de cheia.

Constantele de timp $\tau_1 = R_0 C_{12} = 10\text{ ps}$ și $\tau_0 = h_{0m}(C_1 + C_{02}) = 18\text{ ns}$ nu sînt suficient de mici pentru ca regimul tranzitoriu care apare la conectare să dureze foarte puțin în comparație cu perioada minimă (circa $3\text{ }\mu\text{s}$) a semnalului de intrare.

Metoda propusă se poate aplica stît detectorilor numerice cît și celor analogice. În cazul acestora din urmă, o problemă care nu a fost tratată pînă aici este cea a măsurării tensiunii de la ieșirea detectorului, adică a valorii de vîrf detectate. Aceasta este o tensiune cvasicontinuuă care se alterează în timp cu o viteză care depinde de capacitatea și proprietățile dielectrice ale condensatorului de lezere precum și de curenții de pierdere ai componentelor conectate la acesta (diodă/FET, AO). Ca soluții sînt cunoscute conversia analog-numerică cu ajutorul unui convertor cu timp de conversie redus /55/ sau conectarea a două detectoare de vîrf în cascada /46/, /60/, primul avînd timpul de schiție redus iar al doilea avînd viteză de alterare mică. În acest ultim caz trebuie avut în vedere că, datorită timpului de schiție mai mare, celui de-al doilea detector se poate considera că i se aplică un impuls dreptunghiular, situația în care

prezența rezistorului R , dimensionat corect, ca în /27/, în serie cu condensatorul de memorare, este absolut necesară, în caz contrar valoarea memorată fiind mai mare decât valoarea de vîrf. O variantă a primei soluții, utilizată în cadrul determinărilor experimentale, constă în utilizarea unui C.A.M. lent (voltmetru cu dublă integrare tip V541 /103/) precedat de un circuit de egantionare și memorare AD583 /90/ avînd un condensator de memorare de 100 nF. Durata de egantionare de 400 μ s este, pe de o parte, suficient de mare pentru ca achiziția să se facă corect ($t_g = 200 \mu$ s conform catalogului) iar pe de altă parte este suficient de mică pentru ca viteza de alterare a tensiunii memorate de detectorul de vîrf să conducă la o eroare neglijabilă. Astfel, evaluînd la aproximativ 2 nA curentul total de pierderi, eroarea datorată vitezei de alterare se obține cu relația (1.6) ca avînd valoarea

$$\Delta_V = \frac{25A}{350pr} \cdot 400 \mu s = 2,3 mV.$$

neglijabilă față de eroarea de 50 mV urzărită.

În concluzie, metoda propusă, de măsurare a preciziei detectoarelor de vîrf, îmbină avantajul cunoașterii precise a valorii de vîrf a semnalului aplicat cu cel al testării cu impulsuri singulare de tensiune, dispozitivul descris adăugînd la eroarea calibratorului o eroare relativă de cel mult 0,1% într-un interval de frecvență cuprins între 0 Hz și 300 kHz.

În legătură cu eroarea calibratorului trebuie să precizăm că la aceasta contribuie separat și distorsiunile armonice. Avînd în vedere specificul aplicației, adică necesitatea cunoașterii precise a valorii de vîrf, modul cel mai convenabil de caracterizare a distorsiunilor ar fi cu ajutorul factorului β , ca în /35/, conform căruia

$$(1-\beta)U_m \leq U_V \leq (1+\beta)U_m \quad (4.7)$$

unde U_V este valoarea de vîrf reală iar U_m amplitudinea, calculată pe baza valorii efective. Distorsiunile specificate astfel permit aprecierea simplă a erorii (incertitudinii) valorii de vîrf. În majoritatea cazurilor se specifică însă coeficientul total de distorsiuni armonice, d , definit, după cum este cunoscut /35/, cu relația :

$$d \approx \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots}}{U_1} \quad (4.8)$$

unde U_1 reprezintă valoarea efectivă a fundamentalei iar U_2, U_3, \dots valorile efective ale armonicilor.

Valoarea de vîrf este afectată cel mai mult de prezența armonicilor. Orice armonică a cărei fază este astfel încît maximum ei să coincidă cu maximumul fundamentalei adaugă întregul ei valoare de vîrf ecsteia. Dacă dimpotrivă minimumul armonicii coincide cu maximumul fundamentalei, valoarea ei de vîrf se scade din cea a fundamentalei. Putem scrie

$$U_{1v} - (U_{2v} + U_{3v} + \dots) \leq U_v \leq U_{1v} + (U_{2v} + U_{3v} + \dots). \quad (4.9)$$

unde indicii v simbolizează valoarea de vîrf.

În cele ce urmează vom încerca să apreciem suma care apare în paranteză în relația (4.9). Pornind de la inegalitatea Cauchy-Schwarz-Schwarz

$$(a_1^2 + a_2^2 + \dots + a_n^2)(b_1^2 + b_2^2 + \dots + b_n^2) \geq (a_1 b_1 + a_2 b_2 + \dots + a_n b_n)^2 \quad (4.10)$$

obținem

$$(n-1)(U_{2v}^2 + U_{3v}^2 + \dots + U_{nv}^2) \geq (U_{2v} + U_{3v} + \dots + U_{nv})^2 \quad (4.11)$$

sau

$$U_{2v} + U_{3v} + \dots + U_{nv} \leq \sqrt{n-1} \sqrt{U_{2v}^2 + U_{3v}^2 + \dots + U_{nv}^2} \quad (4.11')$$

Aproximînd

$$\sqrt{U_{2v}^2 + U_{3v}^2 + \dots + U_{nv}^2} \approx dU_{1v} \quad (4.12)$$

Inegalitatea (4.11') devine

$$(U_{2v} + U_{3v} + \dots + U_{nv}) \leq \sqrt{n-1} dU_{1v} \quad (4.13)$$

care exprimă valoarea maximă a sumei amplitudinilor primelor n armonici, care poate fi folosită ca o estimare a erorii (incertitudinii) valorii de vîrf. Vom utiliza relația (4.13) în capitolul 5.

CAP.5. Stabilitatea sistemelor

5.1. Rezultate experimentale referitoare la capitolul 2

5.1.1. Modelul cu doi poli al amplificatorului operațional

Validitatea caracterizării cu ajutorul a doi poli în aplicațiile cu amplificare unitară a fost verificată pentru amplificatoare de tipul TL071 și KOB201A, pentru ocea din urcă pentru două valori ale capacității de compensare. Frecvențele f_{01} și f_{02} au fost determinate din caracteristicile amplificare - frecvență date în estalog /90, 95/. S-au calculat apoi polii repetorului cu relația (2.22), frecvența oscilației suprause, f_{osc} , gradul de amortizare, β , și supracreșterea σ . Rezultatele calculate precum și cele ale determinărilor experimentale sînt sintetizate în tab.5.1, în care nu trebuie să ne mire faptul că pentru o capacitate de compensare de valoare mai mare po-

Tab.5.1

Tipul AO/ cap de com- pensare	f_{01} [Hz]	f_{02} [MHz]	$P_{1,2}$ [Mrad /s]	f_{osc} [kHz]		β	σ [%]	
				cal- culat	meas- urat		cal- culat	meas- urat
KOB201A/5pF	30	1,5	$-4,7 \pm j16,1$	2,57	2,5	0,28	40	43
KOB201A/13pF	11,5	2	$-6,3 \pm j10,3$	1,64	1,2	0,52	14,6	12,5
TL071/ -	20	5,5	$-17,2 \pm j19,9$	3,16	5	0,58	10,4	14,6

lii sînt mai depărtată ; fenomenul este cunoscut în literatură /22/ sub numele de separarea polilor.

Dacă concordanță relevată de tab.5.1 confirmă oportunitatea considerării și a celui de-al doilea pol al amplificatorului operațional în aplicațiile cu amplificare unitară.

5.1.2. Rezultate experimentale obținute cu scheme simplificată

Cu scheme din fig.2.2 a fost studiată comportarea amplificatoarelor K0201A, având capacitatea de compensare $C_0 = 5 \text{ pF}$, respectiv 72071, pentru două valori ale rezistenței $k : 0$ și 400Ω . Cu ajutorul calculatorului electronic au fost determinate polii funcției de transfer (2.27) pentru valorile 200, 400, 600, 800 și 1000Ω pentru rezistența R_0 , adăugând variații ale parametrilor f_{01} , f_{02} și A_{00} și A_0 în jurul valorilor tipice. Pentru găsirea rădăcinii reale p_3 au utilizat metoda înjumătățirii intervalului /76/ ; adăugând limitele intervalului $-2\pi \times 10^4 \text{ Hz}$ și 0 Hz și considerând că determinarea frecvenței f_3 , corespunzătoare polului real, cu o eroare de 10 kHz este pe deplin satisfăcătoare, algoritmul furnizează rădăcina reală după cel mult 10 iterații. Celelalte două rădăcini au fost determinate apoi prin rezolvarea ecuației de gradul 2 (2.30), după care au fost calculate gradul de amortizare β și frecvența oscilației suprapuse f_{osc} . Rezultatele sînt sintetizate în tabelele 5.2.a,b și 5.3.a,b iar o parte din rezultatele experimentale este prezentată în fig.5.1.a,b și 5.2.a,b. Pe baza acestora facem următoarele observații :

1) Rezistorul k în serie cu condensatorul de memorare are o puternică influență asupra gradului de amortizare contribuind, prin mărirea acestuia, la micșorarea timpului de schițare, ceea ce permite, teoretic, extinderea benzii de frecvență a detectorului de vîrf. În tab.5.2.a,b nu au fost trecute valorile gradului de amortizare în cazul $A_{00} = 104 \text{ dB}$ și $k=0$ deoarece partea reală α a rădăcinilor complexe $p_{1,2}$ (relație (2.23)) este pozitivă, ceea ce înseamnă oscilații cu amplitudinea crescătoare în timp. Fenomenul poate fi observat în fig.5.1.a ; oscilațiile nu sînt sinusoidale datorită nelinierității diodei D dar tendința de creștere a amplitudinii acestora este clară. Efectul favorabil al rezistorului k rezultă și din compararea fig.5.1.a cu 5.1.b, respectiv a fig.5.2.a cu 5.2.b.

2) Modificarea frecvențelor f_{01} și f_{02} (corespunzătoare polilor amplificării în buclă deschisă a A_0) în jurul valorilor tipice care rezultă din catalog conduce la modificarea neesențială a gradului de amortizare și a frecvenței oscilațiilor suprapuse.

Tab.5.2.a

f_{osc} [kHz]		MOB201A, $C_c = 5$ pF									
A_{uo} [dB]	R_d [Ω]	f_{o1} [Hz]	25			30			35		
		f_{o2} [kHz]	1,4	1,5	1,6	1,4	1,5	1,6	1,4	1,5	1,6
		$R[\Omega]$									
94	200	0	1,03	1,05	1,07	1,12	1,14	1,16	1,2	1,23	1,25
		400	0,88	0,88	0,88	0,98	0,99	1,0	1,08	1,09	1,10
	400	0	0,88	0,9	0,91	0,96	0,97	0,99	1,02	1,04	1,05
		400	0,78	0,78	0,78	0,87	0,87	0,87	0,95	0,96	0,96
	600	0	0,78	0,79	0,80	0,85	0,86	0,87	0,90	0,92	0,93
		400	0,71	0,71	0,71	0,78	0,79	0,79	0,86	0,86	0,86
	800	0	0,71	0,71	0,72	0,77	0,77	0,78	0,82	0,83	0,84
		400	0,65	0,65	0,65	0,72	0,72	0,72	0,79	0,79	0,79
	1000	0	0,65	0,66	0,66	0,71	0,71	0,72	0,75	0,76	0,77
		400	0,61	0,61	0,61	0,67	0,67	0,67	0,73	0,73	0,73
104	200	0	1,69	1,73	1,76	1,81	1,85	1,89	1,92	1,96	2,0
		400	1,73	1,77	1,81	1,91	1,96	2,0	2,07	2,13	2,18
	400	0	1,42	1,45	1,47	1,52	1,55	1,58	1,61	1,64	1,67
		400	1,51	1,54	1,57	1,67	1,71	1,74	1,81	1,86	1,90
	600	0	1,25	1,28	1,30	1,34	1,37	1,39	1,43	1,45	1,48
		400	1,36	1,38	1,40	1,50	1,53	1,55	1,63	1,66	1,70
	800	0	1,14	1,16	1,18	1,22	1,25	1,26	1,30	1,32	1,34
		400	1,24	1,26	1,28	1,37	1,40	1,41	1,49	1,52	1,54
	1000	0	1,06	1,07	1,09	1,13	1,15	1,17	1,20	1,22	1,24
		400	1,14	1,16	1,18	1,27	1,29	1,31	1,38	1,40	1,43

Tab.5.2.b

β		KOB201A, $C_c = 5pF$									
A_{uo} [dB]	h_d [Ω]	f_{o1} [kHz]	25			30			35		
		f_{o2} [kHz]	1,4	1,5	1,6	1,4	1,5	1,6	1,4	1,5	1,6
		R [Ω]									
94	200	0	0,216	0,226	0,236	0,166	0,175	0,182	0,123	0,133	0,140
	400	0	0,424	0,447	0,466	0,393	0,414	0,434	0,367	0,386	0,407
400	400	0	0,144	0,154	0,164	0,098	0,108	0,117	0,059	0,068	0,078
	400	0	0,375	0,395	0,415	0,351	0,368	0,390	0,328	0,348	0,368
600	400	0	0,107	0,114	0,126	0,065	0,071	0,083	0,029	0,040	0,051
	400	0	0,342	0,360	0,377	0,317	0,338	0,354	0,297	0,317	0,336
800	400	0	0,086	0,094	0,101	0,041	0,055	0,062	0,015	0,022	0,035
	400	0	0,312	0,332	0,346	0,291	0,309	0,327	0,279	0,296	0,312
1000	400	0	0,072	0,081	0,089	0,032	0,04	0,048	0,004	0,012	0,020
	400	0	0,292	0,307	0,322	0,272	0,292	0,306	0,258	0,276	0,289
104	200	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	400	0	0,250	0,266	0,281	0,229	0,245	0,258	0,212	0,226	0,240
400	400	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	400	0	0,231	0,248	0,267	0,213	0,230	0,247	0,197	0,215	0,230
600	400	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	400	0	0,216	0,234	0,253	0,200	0,218	0,235	0,187	0,204	0,222
800	400	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	400	0	0,203	0,223	0,242	0,188	0,209	0,226	0,177	0,196	0,214
1000	400	0	-	-	-	-	-	-	-	-	-
	400	0	0,192	0,213	0,232	0,181	0,201	0,220	0,170	0,189	0,209

Tab.5.3.a

f_{psc} [kHz]		T ₀₇₁										
A_{uo} [dB]	R_d [Ω]	f_{o1} [kHz]	15			20			25			
		f_{o2} [kHz] k [Ω]	5	5,5	6	5	5,5	6	5	5,5	6	
100	200	0	1,2	1,2	1,2	1,4	1,4	1,4	1,57	1,6	1,6	
		400	0,75	0,74	0,73	0,9	0,87	0,85	1	0,96	0,94	
	400	0	1	1	1	1,17	1,18	1,18	1,3	1,3	1,3	
		400	0,71	0,71	0,7	0,84	0,82	0,81	0,94	0,92	0,91	
	600	0	0,9	0,9	0,88	1	1	1	1,15	1,15	1,15	
		400	0,67	0,67	0,66	0,78	0,78	0,77	0,9	0,87	0,86	
	800	0	0,8	0,8	0,8	0,93	0,93	0,93	1	1	1	
		400	0,63	0,63	0,63	0,74	0,73	0,73	0,83	0,82	0,82	
	1000	0	0,73	0,73	0,73	0,83	0,85	0,85	0,95	0,95	0,95	
		400	0,6	0,6	0,6	0,7	0,7	0,69	0,8	0,78	0,77	
	106	200	0	1,7	1,7	1,74	1,97	2	2	2,2	2,2	2,22
			400	1,11	1,05	1,01	1,6	1,37	1,15	2,24	2,16	2,05
400		0	1,4	1,4	1,45	1,65	1,7	1,67	1,8	1,84	1,35	
		400	1	1	0,99	1,24	1,17	1,13	1,57	1,4	1,26	
600		0	1,26	1,26	1,27	1,44	1,45	1,46	1,6	1,6	1,6	
		400	0,97	0,96	0,94	1,14	1,11	1,08	1,3	1,25	1,2	
800		0	1,13	1,13	1,14	1,3	1,3	1,31	1,4	1,45	1,46	
		400	0,92	0,9	0,9	1,07	1,05	1,03	1,2	1,17	1,14	
1000		0	1	1	1,04	1,2	1,2	1,2	1,3	1,33	1,34	
		400	0,9	0,86	0,85	1	0,99	0,98	1,14	1,11	1,1	

Tab.5.3.b

β	5.3.1											
	A_{uo} [dB]	R_D [Ω]	f_{o1} [Hz]	25			20			25		
			f_{o2} [kHz]	5	5,5	6	5	5,5	6	5	5,5	6
		R_1 [k Ω]										
100	200	0	0,3	0,31	0,32	0,23	0,25	0,25	0,17	0,19	0,2	
		400	0,65	0,66	0,66	0,67	0,68	0,69	0,7	0,71	0,72	
	400	0	0,25	0,25	0,26	0,18	0,19	0,2	0,14	0,15	0,16	
		400	0,58	0,58	0,59	0,59	0,6	0,61	0,61	0,62	0,63	
	600	0	0,21	0,22	0,23	0,16	0,17	0,17	0,12	0,13	0,13	
		400	0,52	0,53	0,55	0,53	0,54	0,55	0,55	0,56	0,56	
	800	0	0,19	0,19	0,2	0,14	0,15	0,15	0,1	0,11	0,12	
		400	0,48	0,48	0,49	0,49	0,5	0,5	0,51	0,51	0,52	
	1000	0	0,19	0,18	0,18	0,13	0,13	0,15	0,1	0,1	0,11	
		400	0,45	0,45	0,45	0,45	0,46	0,47	0,47	0,48	0,48	
	106	200	0	0,15	0,15	0,15	0,07	0,09	0,1	0,05	0,05	0,06
			400	0,73	0,75	0,76	0,75	0,81	0,85	0,86	0,71	0,76
400		0	0,11	0,11	0,13	0,06	0,07	0,08	0,02	0,03	0,04	
		400	0,63	0,65	0,65	0,69	0,71	0,72	0,71	0,76	0,8	
600		0	0,09	0,1	0,11	0,04	0,06	0,06	0,01	0,02	0,03	
		400	0,57	0,58	0,6	0,61	0,63	0,64	0,66	0,68	0,7	
800		0	0,08	0,08	0,1	0,04	0,05	0,06	0,008	0,02	0,03	
		400	0,52	0,55	0,54	0,56	0,57	0,58	0,6	0,62	0,63	
1000		0	0,07	0,08	0,09	0,04	0,04	0,03	0,006	0,02	0,03	
		400	0,49	0,5	0,5	0,52	0,53	0,54	0,55	0,57	0,58	

3) Modificarea amplificării în buclă deschisă nu conduce nici ea la modificări majore ale frecvenței oscilațiilor suprapuse. Astfel pentru AO de tipul 74071 modificarea de la simplu la dublu a lui A_{uo} conduce la o modificare de aproximativ 40% a lui f_{osc} iar pentru AO de tipul K0202A modificarea de la simplu la triplu a lui A_{uo} conduce la o modificare de aproximativ 65% a lui f_{osc} . În al doilea caz însă, creșterea amplificării conduce la apariția oscilațiilor întreținute (fig.5.1.a) în situația $h=0$.

4) În cazul K0202A cu $A_{uo} = 104$ dB și $h=0$ se obțin prin calcul, așa cum s-a subliniat mai sus, poli complexe evind partea reală pozitivă, rezultate care se confirmă experimental (fig.5.1.a). Cu $h = 400\Omega$ se obține un grad de amortizare $\beta = 0,17 \div 0,23$ iar fig.5.1.b confirmă experimental aceste calcule.

În cazul 74071 obținem prin calcul, pentru $A_{uo} = 106$ dB și $h=0$, $\beta = 0,01 \div 0,15$ iar cu $h = 400\Omega$, $\beta = 0,5 \div 0,95$, rezultate confirmate experimental de fig.5.2.a respectiv 5.2.b.

Una concordanță între rezultatele experimentale și cele calculate confirmă valabilitatea acestora din urmă, ceea ce ne va permite, prin compararea valorilor măsurate și calculate ale frecvenței oscilațiilor suprapuse, să găsim valoarea R_d a rezistenței diodei care să caracterizeze global comportarea acesteia în procesul de încărcare a condensatorului de memorie (starea de urmărire).

5) Supracreșterea \bar{U} calculată cu 50% (rezultată din rel.(2.26) pentru $\beta = 0,2$) din valoarea U_{idn} rezultă de aproximativ 60 mV în cazul K0202A ($U_{idn} = 1,0$ mV). O supracreștere având acest ordin de mărime poate fi observată în fig.5.1.b, ceea ce confirmă valabilitatea ipotezei expuse în subcapitolul 2.4, privind aplicarea la intrarea detectorului a unei trepte de tensiune a cărei mărime este U_{idn} . În situația în care etajul de intrare este supracreștat, ca observație suplimentară, din fig.5.1.b putem aprecia la peste 2 V tensiunea diferențială aplicată intrării AO în momentul deschiderii diodei (în care tensiunea pe condensator începe să crească) și, cu toate acestea, oscilațiile din fig.5.1.b sînt practic răspunsul la o treaptă U_{idn} .

În cazul 74071, avînd în vedere că $U_{idn} = (1 \div 3) \cdot 733$, supracreșterea pentru același $\beta = 0,2$ rezultă mai mare decît

în cazul R_{0201A} , ceea ce conduce la încărcarea în trepte a condensatorului de memorare atunci când amplitudinea oscilațiilor este suficientă pentru deschiderea și blocarea alternativă a diodei (fig.5.2.a).

6) Considerând numai polul dominant în cazul R_{0201A} cu $C_c = 5 \text{ pF}$, $A_{00} = 10^4 \text{ dB}$, $R = 400 \Omega$, obținem prin rezolvarea ecuației caracteristice a funcției de transfer (2.10) rezultatele din tabelul 5.4 în funcție de valorile 200, 400, 600, 800 și 1000Ω pentru R_d . Constatăm că aceste rezultate nu sînt confirmate experimental (fig.5.1.b), ceea ce ne îndreptățește să afirmăm o dată mai mult că în cazul detectoarelor de vîrf AC trebuie caracterizate cu ajutorul a doi poli.

Tabelul 5.4

R_d	200	400	600	800	1000
$f_{0dB} \text{ [kHz]}$	0,35	0,8	0,9	0,92	0,91
β	0,98	0,86	0,78	0,7	0,66

7) Determinarea simplă a polilor unei funcții de transfer, în cazul în care ecuația caracteristică este de grad superior lui 2, prin împărțirea coeficienților consecutivi ai ecuației, ca în /35/, nu se poate aplica în cazul detectoarelor de vîrf deoarece nu sînt verificate ipotezele în care este valabil acest calcul și anume poli reali și suficient de depărtați unul de altul.

8) Pentru a face posibilă vizualizarea pe osciloscop a răspunsului detectorului de vîrf și, prin urmare, și măsurarea frecvenței oscilațiilor suprapuse, a fost utilizat circuitul descris în subcapitolul 4.3, care permite aplicarea la intrarea detectorului a unor impulsuri repetate la intervale relativ mari de timp și care asigură totodată descărcarea periodică a condensatorului de memorare.

9) Frecvența măsurată a oscilațiilor suprapuse nu este constantă deoarece rezistența dinamică a diodei nu este constantă pe durata încărcării condensatorului de memorare. Pornind de la expresia curentului prin diodă /23/ :

$$i_d = I_0 \left(\exp \frac{u_d}{V_T} - 1 \right) \approx I_0 \exp \frac{u_d}{V_T} \quad (5.1)$$

obținerea prin diferențiere.

$$di_d \approx \frac{I_0}{V_T} \exp \frac{u_d}{V_T} du_d \quad (5.2)$$

relație care permite calculul rezistenței dinamice a diodei

$$r_d = \frac{du_d}{di_d} \approx \frac{V_T}{I_0 \exp \frac{u_d}{V_T}} \approx \frac{V_T}{i_d} \quad (5.3)$$

Considerând rezistența h mult mai mică decât reactanța condensatorului de acoperire, curentul prin acesta (deci și prin diodă) are, în cazul unui impuls sinusoidal ($u_1 = u_{1m} \sin 2\pi ft$), expresia

$$i_d(t) = C \frac{du_c}{dt} \approx 2\pi f C u_{1m} \cos 2\pi ft \quad (5.4)$$

Valoarea maximă a curentului este

$$i_{dm} = 2\pi f C u_{1m} \quad (5.5)$$

pentru care rezistența dinamică a diodei are valoarea particulară r_{dm} dată de relație

$$r_{dm} \approx \frac{V_T}{2\pi f C u_{1m}} \quad (5.6)$$

Valoarea medie a frecvenței măsurate a oscilațiilor suprapuse precum și valoarea calculată pentru r_{dm} sînt trecute în tabelele 5.5 și 5.6 pentru cîteva valori ale amplitudinii și frecvenței impulsului de intrare. Sînt trecute, de asemenea, valorile lui h_d pentru care f_{osc} calculată pentru valorile tipice ale parametrilor f_{01} , f_{02} și A_{no} și AC, este foarte apropiată de valorile măsurate.

Tab.5.5

	u_{1m}	f	f_{osc} (măsur)	r_{dm}	h_d	f_{osc} (calc)
	V	kHz	kHz	Ω	Ω	kHz
1.03201A $C_c = 5 \text{ pF}$ $h = 400 \Omega$	4	20	2	150	400	1,96
	2	20	1,5	300	600	1,53
	4	10	1,7	300	400	1,71

Tab.5.6

	n_{1E}	f	f_{osc} (măss)	r_{dE}	k_d	f_{osc} (culc)
	V	kHz	kHz	Ω	Ω	kHz
TL071						
$h = 0$	4	40	2	75	200	2
	4	20	1,7	150	400	1,7
	2	20	1,4	300	600	1,45

Analizând aceste tabele constatăm că dioda poate fi caracterizată global printr-o rezistență $k_d = (1 \div 2)r_{dE}$ în cazul TL071 și $k_d = (1 \div 3)r_{dE}$ în cazul TL071. Pe de altă parte calculând rezistența statică k_g în punctul de funcționare corespunzător valorii i_{dE} rezultă

$$\frac{k_g}{r_{dE}} = \frac{U_d}{V_T} = 16 \div 32, \quad (5.7)$$

pentru tensiunea directă pe diodă $U_d = (0,4 - 0,8)V$, astfel încît considerăm ca necorespunzătoare caracterizarea diodei printr-o rezistență k_g sau apropiată de aceasta.

5.1.3. Rezultate experimentale obținute cu scheme complete (fig.2.1). Optimizarea acestora

A fost studiată schema detectorului de vîrf din fig.2.1 pentru diverse combinații între amplificatoarele operaționale disponibile și constantele de timp τ și τ_1 . Atenția ne-a fost îndreptată asupra erorilor dinamice datorate caracteristicilor funcției de transfer și limitărilor de viteză ale elementelor active, respectiv am urmărit determinarea frecvenței maxime a detectorului de vîrf pentru o eroare dată. Am ales pentru eroarea raportată valoarea de 1% , ceea ce conduce, în cazul valorii maxime a amplitudinii impulsului de măsurat $U_{i\max} = 5V$, la o eroare absolută admisibilă de ± 50 mV. Pe de o parte, această eroare este mare în comparație cu alte erori (de ex., cea cauzată de tensiunea de decalaj), astfel încît erorile măsurate vor fi practic ^{erorile} dinamice urmărite. Pe de altă parte, eroarea de 1% este o eroare acceptabilă la măsurarea valorilor de vîrf ale impulsurilor singulare (a se vedea [1/31] care fixează o limită

de $\pm 3\%$). De asemenea, eroarea de 1% permite utilizarea calibrato-
 rului de tensiune alternativă Fluke 5200A, care are, pentru
 domeniile de 1 și 10 V utilizate, o precizie conform tab.5.7 ge-
 rantă pentru o perioadă de 90 de zile în game de temperatură
 (18 ± 28)^oC. menționăm că determinările experimentale au fost
 efectuate în intervalul celor 90 de zile după verificarea metro-
 logica a calibrato- rului la Institutul Național de Metrologie din
 București.

Tab.5.7

Game de frecvență	Eroarea calibrato- rului $\pm(\%$ din val. prescrisă $+$ $\%$ din domo- niu)
30 Hz \pm 20 kHz	0,02 $+$ 0,002
20 kHz \pm 100 kHz	0,05 $+$ 0,005
100 kHz \pm 1 MHz	0,33 $+$ 0,03

Coefficientul total de distorsiuni armonice d este mai mic
 decât $0,04\%$ din valoarea prescrisă, pentru domeniul de frecvență
 10 Hz \pm 100 kHz. Considerând 26 de armonici și aplicând relație
 (4.13), rezultă o eroare suplimentară de $0,2\%$ a valorii de vârf
 pentru frecvențe mai mici decât 100 kHz. Numărul de armonici a
 fost ales arbitrar; autorul îl consideră mare și, cu toate ace-
 stea, eroarea suplimentară introdusă este încă neglijsabilă pentru
 măsurarea unor erori de 1% . Pentru frecvențe cuprinse între 100
 și 500 kHz coeficientul de distorsiuni armonice este de $0,3\%$, mo-
 tiv pentru care avem rezerve asupra preciziei valorii de vârf
 obtensibile cu acest calibrator, cu atât mai mult cu cât la aceste
 frecvențe și eroarea de bază este mult mai mare (tab.5.7).

Reziatorul k inseriat cu condensatorul de memorare îmbunătățește
 răspunsul tranzitoriu al detectorului de vârf. Aceasta
 rezultă în mod clar din relație (2.11) stabilită pe baza schemei
 simplificată și a modelului cu un pol pentru AC dar nu este etit
 de evidentă în relațiile (2.52), (2.53) și (2.54) care definesc
 funcția de transfer a schemei complete. Pornind de la această
 idee s-a urădit optimizarea valorii rezistenței k precum și a
 elementelor rețelei de compensare k_1, C_1 în vederea maximizării
 benzii de frecvență a detectorului de vârf. În acest scop a fost
 calculat modelul funcției de transfer pentru diferite combinații

de valori pentru h , h_1 , h_0 și C_1 . Circuitul a fost considerat liniar, respectiv diodele D_1 și D_2 au fost caracterizate printr-o rezistență h_0 cărora conform rezultatelor obținute în subcapitolul 5.1.2, i-au fost atribuite valorile 100, 200, ..., 1000Ω. Rezultatele sînt sintetizate în diagramele din fig.5.3 ÷ 5.6, în care sînt reprezentate eroarea relativă maximă pozitivă E_{r+} și frecvența f_{max} la care eroarea relativă negativă E_{r-} este de 1%. Au fost considerate valorile $\tau_{11} = 33$ ns și $\tau_{21} = 40$ ns, corespunzătoare amplificatoarelor MOSZOLA cu $C_c = 5$ pF și respectiv TL071 obținute cu relația (2.50) iar $\tau_{12} = \tau_{22} = 0$ (amplificatoarele caracterizate numai prin polul dominant). Calcululele sînt suficient de bine verificate experimental în situația unor constante de timp τ_1 și/sau τ_2 mari (minimum 1 μs) ieșite de care $\tau_{12} = 120$ ns și $\tau_{22} = 50$ ns, corespunzătoare celui de-al doilea pol al amplificatoarelor, devin neglijabile. Pentru comparație se prezintă în tab.5.8 caracteristica de transfer calculată și cea determinată experimental în situația înlocuirii diodelor D_1 și D_2 cu o rezistență $h_0 = 10$ kΩ, pentru valorile $h = 0$, $h_1 = 1$ kΩ, $C_1 = 1$ nF. În tab.5.9 se prezintă cîteve din verificările suplimentare efectuate, din care se constată și faptul că diferențele sînt mai mari în situația unor

Tab.5.8

$h_0 = 10$ kΩ, $h = 0$, $h_1 = 1$ kΩ, $C_1 = 1$ nF ($\tau_1 = 1$ μs)											
f [kHz]		10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
U_0	calc	1,015	1,061	1,147	1,235	1,493	1,818	2,235	2,491	2,202	1,633
U_1	ms	1,014	1,056	1,133	1,263	1,448	1,719	2,066	2,225	2,112	1,627

Tab.5.9

τ_1 [μs]		1	1	0,1	0,1	0,1	0,1
τ_2 [μs]		0,2	0,2	1,75	0,035	0,035	0,035
f [kHz]		60	80	100	100	200	300
U_0	calc	1,0283	1,047	1,12	1,004	1,017	1,042
U_1	ms	1,0287	1,045	1,10	1,010	1,043	1,100

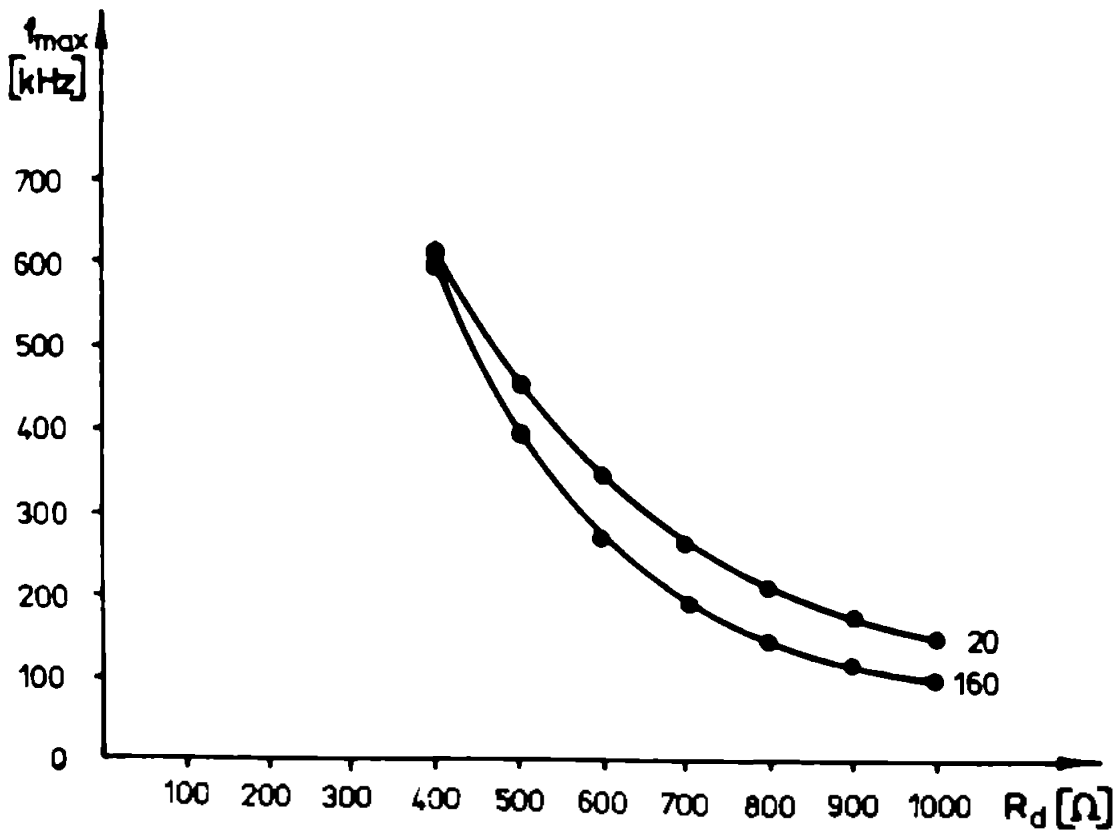
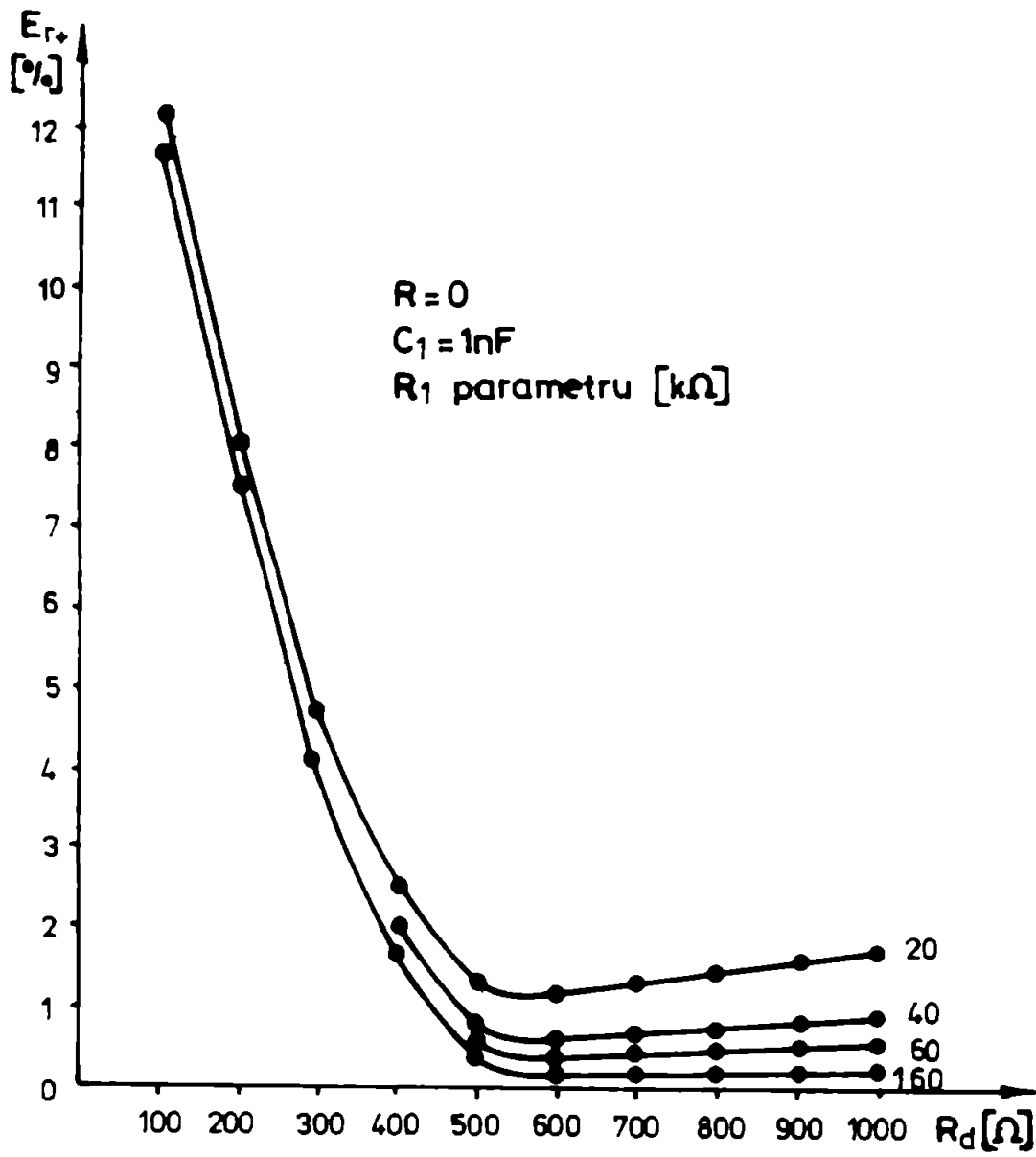


Fig.5.3

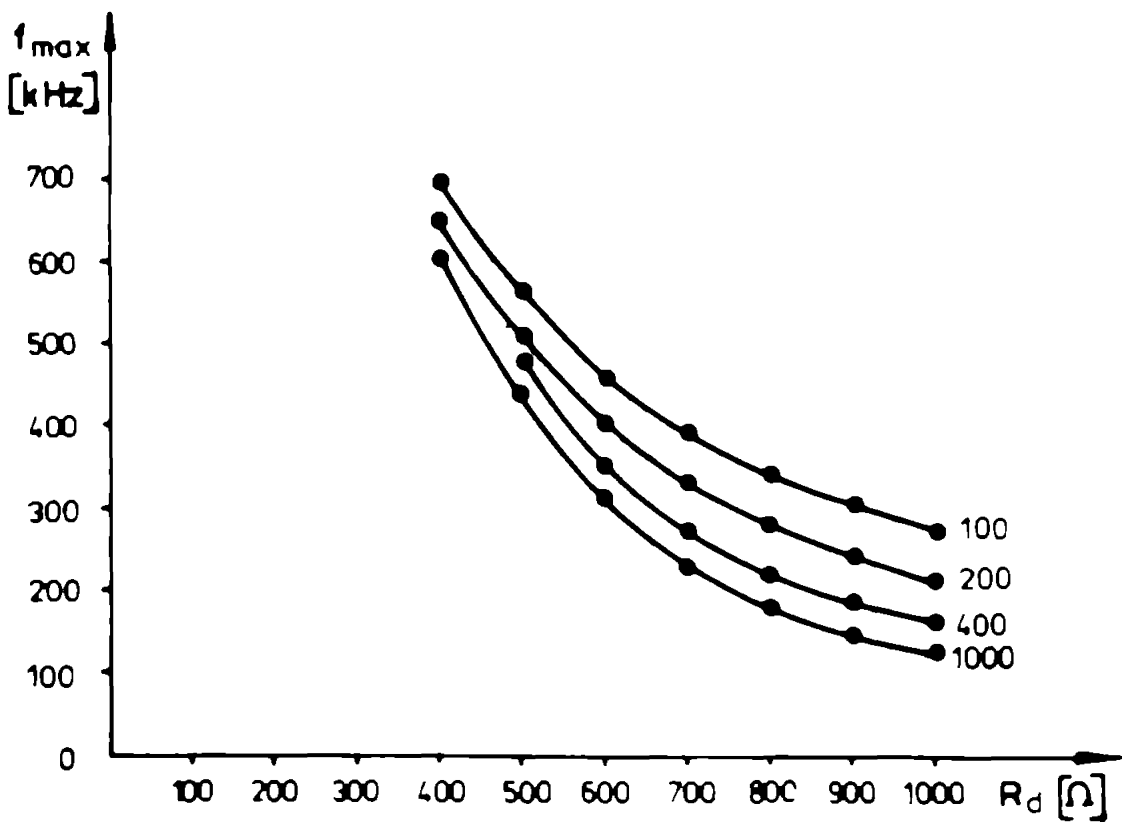
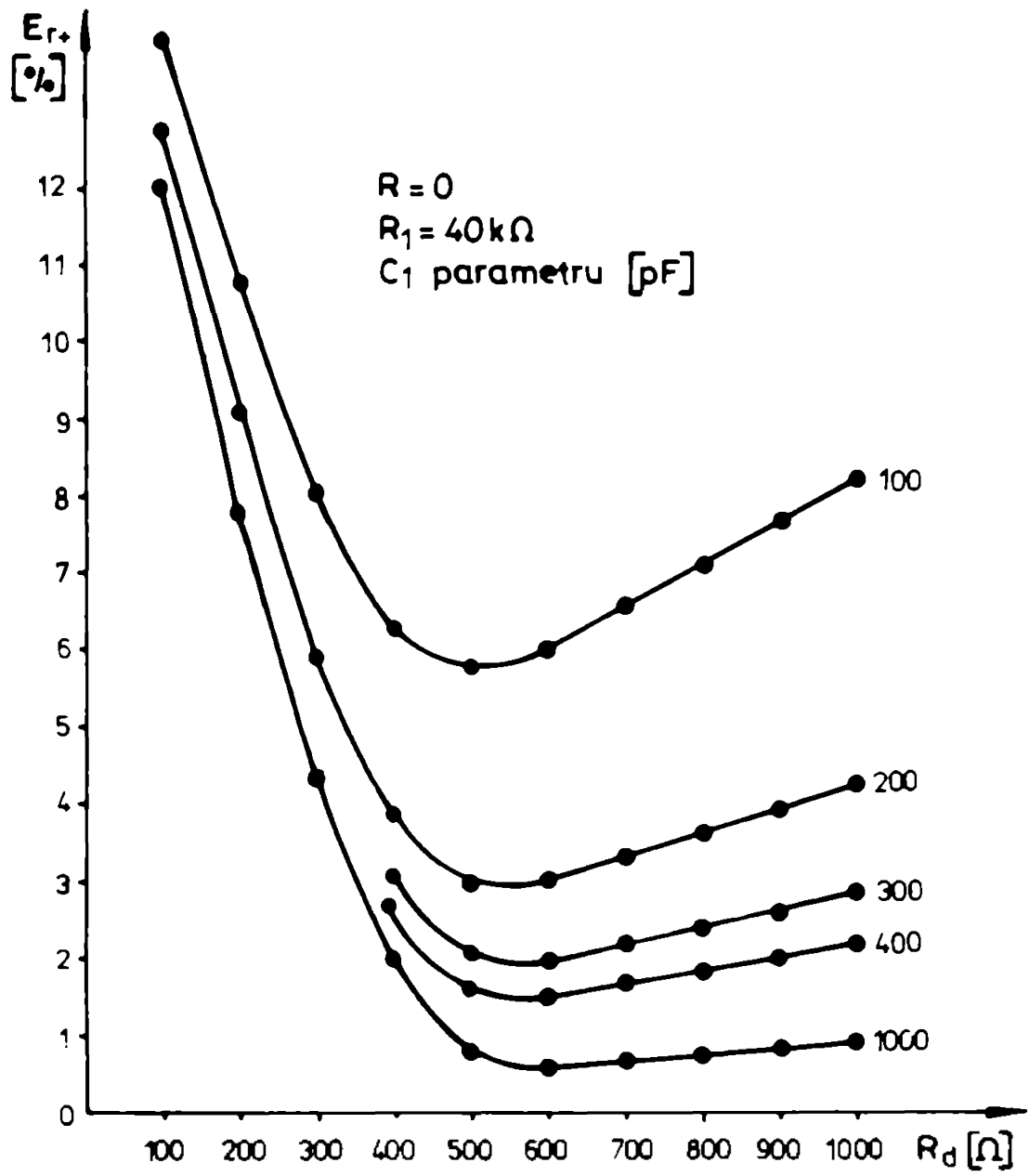


Fig.5.4

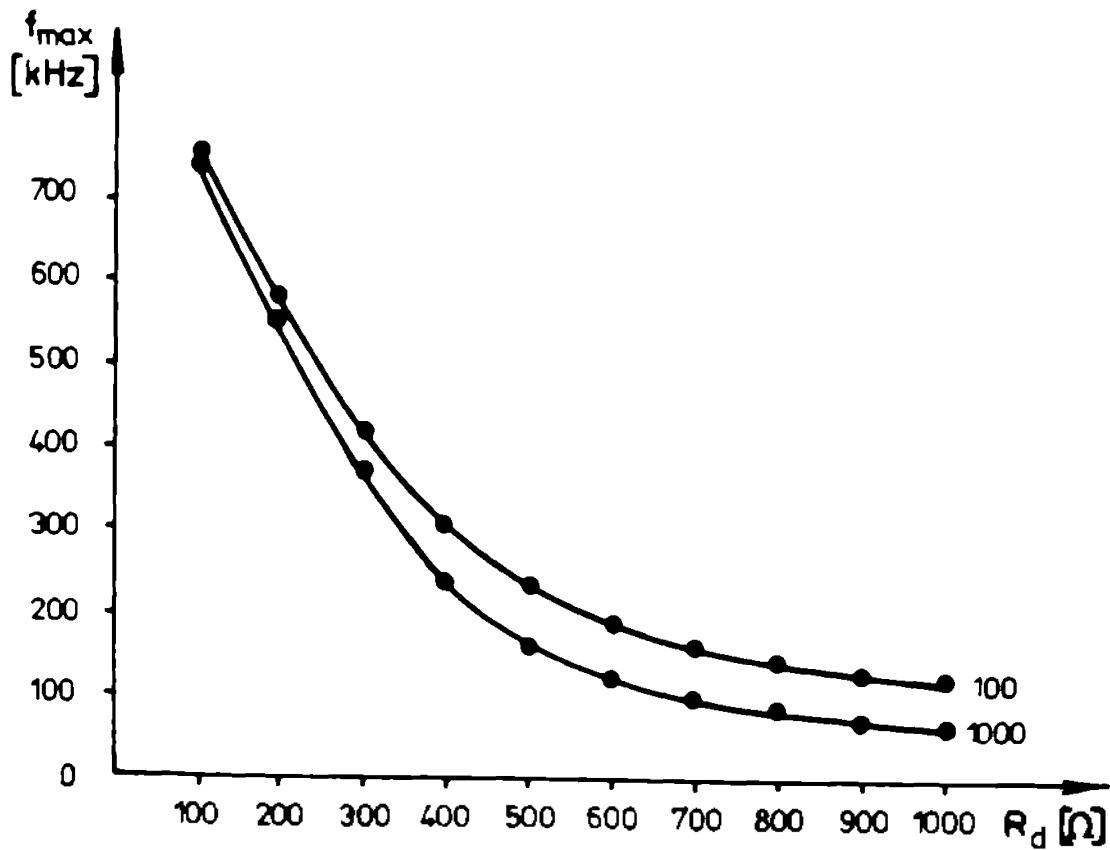
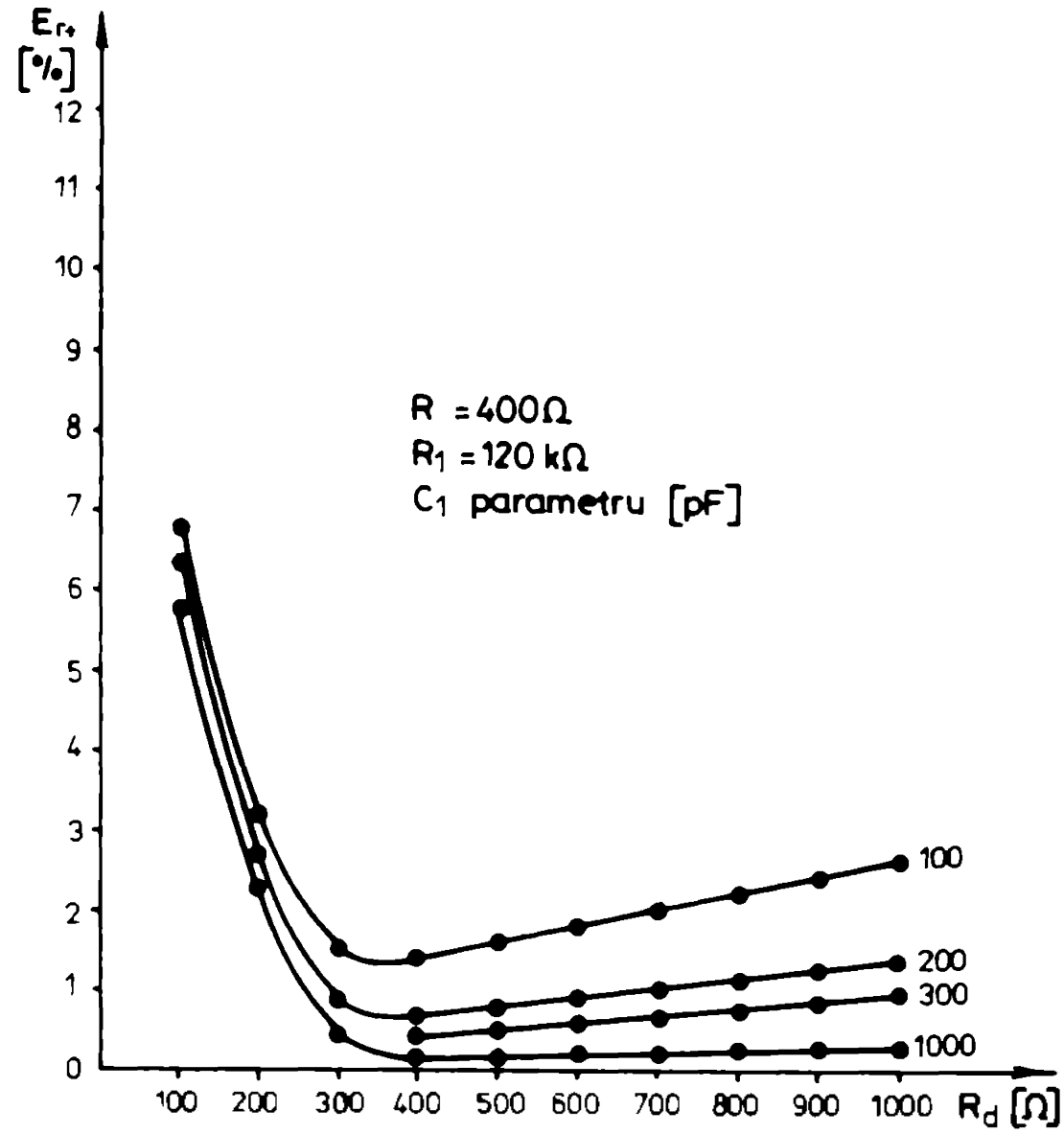


Fig.5.5

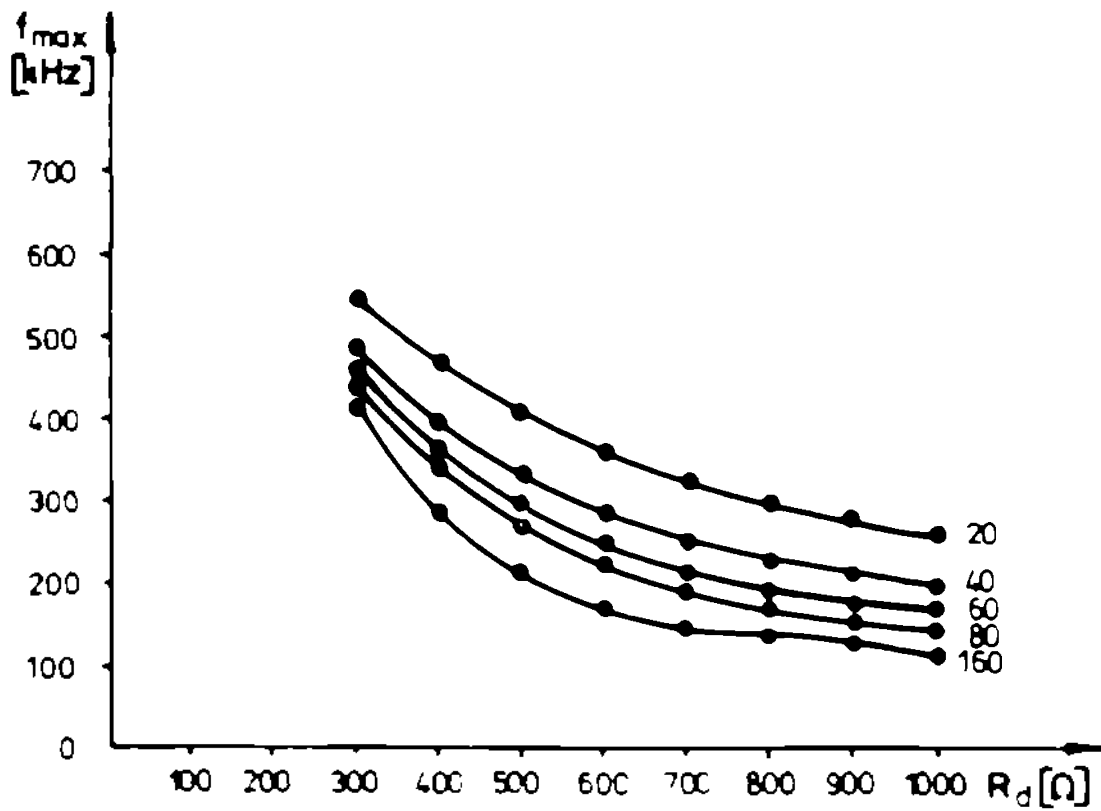
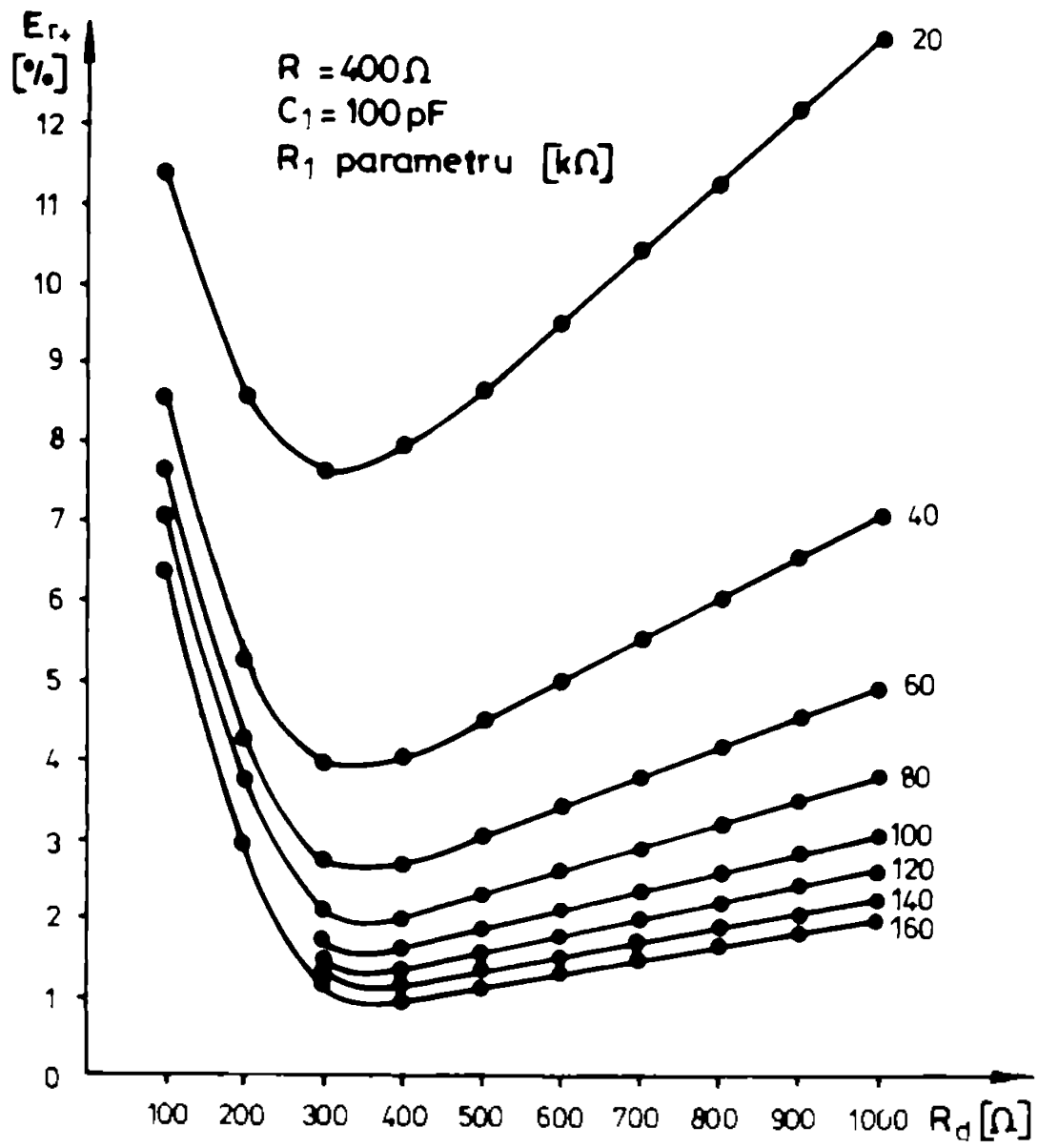


Fig. 5.6

constante de timp τ_1 și τ_2 mici.

Diagramele din fig. 5.3 ÷ 5.6 relevă existența unei zone de optim^{pentru} k_d cuprinsă între 300 Ω și 500 Ω în cazul $k=400\Omega$ și între 500 Ω și 700 Ω în cazul $k=0$. Admițând erorile relative $\Delta_{r+} = \Delta_{r-} = 1\%$, se obține o frecvență maximă de aproximativ 400 kHz pentru constante de timp τ_1 cuprinse între 24 μs și 40 μs , în situația unui k_d optim.

Analiza liniară efectuată nu ține cont de procesele tranzitorii-descrie în subcapitolul 2.3.2 - de încărcare și descărcare a condensatorului C_1 , datorate diodelor D_1 , D_2 și D_3 care trebuie modelate printr-o sursă de tensiune având valoarea U_{dd} în serie cu rezistența k_d . Prezența acestei surse de tensiune reduce o constantă de timp τ_1 mică pentru ce la detecția valorii de vârf să nu apară erori suplimentare datorate unui φ prea mare (fig. 2.8).

Verificarea experimentală a analizei liniare s-a efectuat pentru amplitudini mici (sute de mV) ale semnalului de intrare, pentru care nu intervin limitările de viteză ale AO.

Având în vedere :

- a) aceste limitări, care apar la nivele mari ale semnalului de intrare,
- b) limitările datorate rezistorului k - relația (2.18),
- c) procesele tranzitorii de încărcare și descărcare a lui C_1 ,

determinarea valorilor optime pentru k , k_1 și C_1 s-a efectuat pe cale experimentală, cu ajutorul metodei și circuitului descrise în^{sub} capitolul 4.3.

Amplificatoarele utilizate au fost K02K01A (cu $C_0 = 5$ pF) ca A_1 , respectiv T1071 ca A_2 iar condensatorul de polarizare a avut capacitatea $C = 350$ pF.

Rezultatele experimentale se prezintă în tab. 5.10 ÷ 5.13 în care sînt trecute valorile frecvenței maxime (în kHz) a detectorului de vârf în funcție de valorile rezistențelor k și k_1 pentru constante de timp τ_1 diferite și pentru două valori ale tensiunii U care apare în fig. 2.12. Frecvența maximă este specificată pentru o eroare de $\pm 1\%$ definită ca eroare raportată, amplitudinea maximă admisă a impulsului de intrare fiind de 5 V. Cu alte cuvinte, eroarea absolută admisă este de ± 50 mV.

$\tau_1 = 100 \text{ ns}, U = 0 \text{ V}$

Tab.5.10.a

n_1 [kΩ] \ h [kΩ]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
0,2	10	40	60	90	70	50	50	40
0,5	10	50	90	100	90	80	60	40
1	10	50	100	110	100	70	60	50
2	20	50	80	100	110	110	90	60

$\tau_1 = 100 \text{ ns}, U = 1 \text{ V}$

Tab.5.10.b

n_1 [kΩ] \ h [kΩ]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
0,2	30	50	70	80	70	60	50	40
0,5	30	50	90	100	90	80	60	40
1	40	80	100	110	100	70	60	50
2	40	60	90	100	100	110	90	60

$\tau_1 = 200 \text{ ns}, U = 0 \text{ V}$

Tab.5.11.a

n_1 [kΩ] \ h [kΩ]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
0,5	40	60	90	100	100	100	90	80
1	40	70	100	100	110	100	90	80
2	30	50	60	80	110	120	90	30
4	20	40	40	50	50	110	110	80

$\tau_1 = 200 \text{ ns}, U = 1 \text{ V}$

Tab.5.11.b

n_1 [kΩ] \ h [kΩ]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
0,5	40	60	90	110	120	110	100	90
1	40	80	100	100	130	100	90	80
2	30	50	60	80	140	140	90	80
4	20	40	40	50	50	130	130	80

$\tau_1 = 300 \text{ ns}, U = 0 \text{ V}$ Tab.5.12.a

h_1 [k Ω] \ h [k Ω]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
0,5	40	60	70	70	120	110	70	60
1	40	40	50	60	70	120	90	80
1,5	30	40	50	60	110	120	90	80
2	30	40	50	60	70	130	100	80
3	30	40	40	50	60	100	130	90
6	30	30	40	50	50	80	100	120

$\tau_1 = 300 \text{ ns}, U = 1 \text{ V}$ Tab.5.12.b

h_1 [k Ω] \ h [k Ω]	0	0,2	0,4	0,5	0,3	1	1,2	1,4
0,5	40	50	70	70	130	120	70	60
1	40	40	50	60	70	130	100	90
1,5	40	40	50	60	110	140	90	80
2	40	40	50	60	70	150	100	80
3	40	40	40	50	60	100	130	90
6	40	40	40	50	50	80	100	130

$\tau_1 = 400 \text{ ns}, U = \mu \text{ V}$ Tab.5.13.a

h_1 [k Ω] \ h [k Ω]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
0,5	40	40	50	60	70	120	100	70
1	50	50	60	60	50	60	50	50
2	30	30	30	40	40	60	50	30
4	30	30	30	30	30	40	40	30

$\tau_1 = 400 \text{ ns}, U = 2 \text{ V}$ Tab.5.13.b

h_1 [k Ω] \ h [k Ω]	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4
0,5	40	40	50	60	70	140	100	70
1	50	50	60	60	50	60	50	50
2	30	30	30	40	40	60	50	30
4	30	30	30	30	30	40	40	30

Determinările au fost efectuate pentru amplitudinile de 1, 2 și 5 V. Au rezultat trei valori ale frecvenței, frecvenței maxime a detectorului fiindu-i atribuită cea mai mică dintre acestea. Frecvența impulsului de intrare a fost modificată din 10 în 10 kHz, prin urmare frecvența maximă a fost determinată cu o rezoluție de 10 kHz, pe care o considerăm bună în cazul de față (având în vedere valorile mari ale f_{max}).

Din analiza tab.5.10 + 5.13 se desprind următoarele concluzii :

1. Frecvența maximă cea mai mare (cazul optim) este de 150 kHz, care se obține pentru $k = 1 \text{ k}\Omega$, $k_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 150 \text{ pF}$ și $U = 1 \text{ V}$.

2. În absența rezistorului k frecvența maximă cea mai mare este de 50 kHz, de trei ori mai mică decât în cazul optim. Trebuie să precizăm că în cazul $k=0$ au fost încercate și alte combinații pentru k_1 și C_1 care nu au mai fost prezentate deoarece în nici o situație nu s-a obținut $f_{max} > 50 \text{ kHz}$.

3. Frecvența maximă depinde nu numai de produsul $k_1 C_1$ ($=\tau_1$), așa cum rezultă din funcția de transfer a schemei complete, ci și de raportul k_1/C_1 , existând pentru aceasta o valoare optimă care crește odată cu creșterea rezistenței k , fapt seen în evidență în tabele.

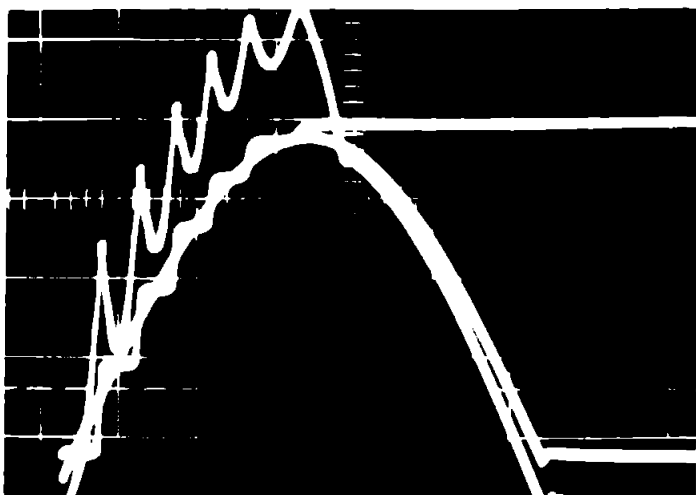
4. Raportul k/C în cadrul aceluiași τ nu afectează frecvența maximă (s-a experimentat pentru combinațiile k, C și $2k, C/2$, rezultatele fiind aceleași).

5. Surse de tensiune $U = 1 \text{ V}$, conform fig.2.12, duc la creșterea, în anumite situații, a frecvenței maxime cu 15-20%, ceea ce nu este de neglijat.

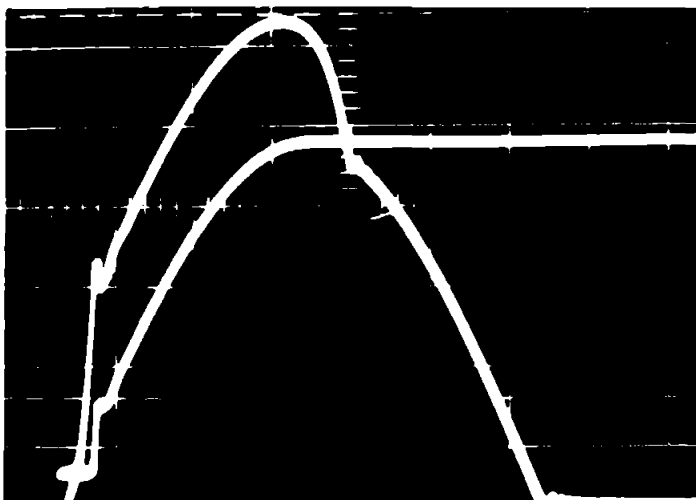
6. Factorul de calitate al detectorului optimizat are valoarea $Q = 1,12$ calculată cu relațiile (3.27) și (3.28) în care s-a luat $S_k = 4,2 \text{ V}/\mu\text{s}$, determinată experimental.

Rolul favorabil al rezistorului k inseriat cu condensatorul de memorare în cazul schemei complete rezultă și din compararea fig.5.7.a cu b. Cu $k=0$ răspunsul detectorului este oscilant, încălzirea condensatorului având loc în trepte. Cu $k = 400 \Omega$ răspunsul este mult mai bun.

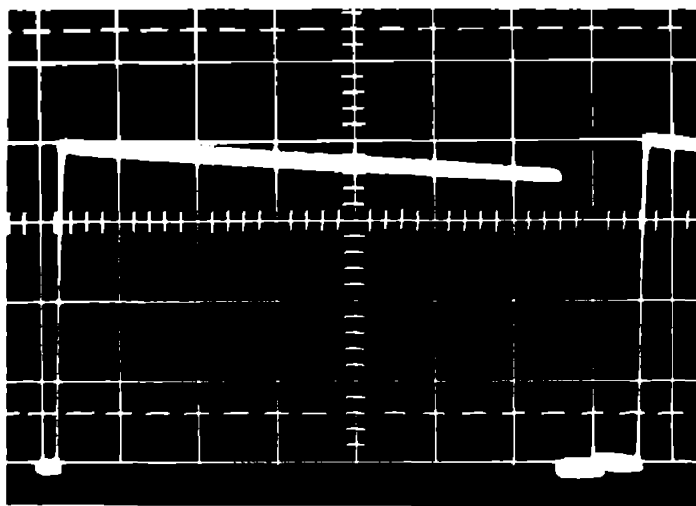
În fig.5.8.a și b se poate observa influența rezistorului k_2 din fig.2.1 asupra curentului total de pierdere, I_{tp} , care apare în relația (1.5). PĂRĂ k_2 aceasta este evaluat la 3 nA iar cu el la aproximativ 0,5 nA.



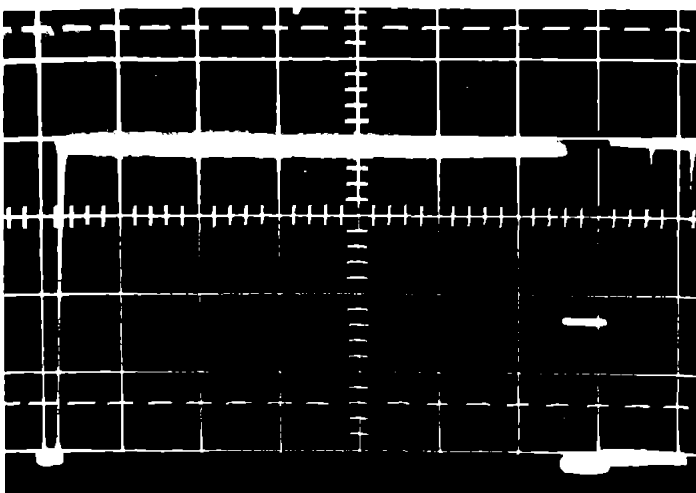
1. 0.1. 0.1. u_1 , u_2 și u_3 la
 schema din fig. 2.1 cu
 $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \mu\text{s}$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$
 u_1 (100V) : 1 V/div
 u_2 (100V) : 1 V/div
 u_3 (100V) : 1 V/div
 orizontal : $5 \mu\text{s/div}$



2. 0.1. 0.1. u_1 și u_2 la schema
 din fig. 2.1 cu $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \mu\text{s}$,
 $R_2 = 100 \Omega$
 u_1 (100V) : 1 V/div
 u_2 (100V) : 1 V/div
 orizontal : $5 \mu\text{s/div}$



3. 0.1. 0.1. u_1 la schema din
 fig. 2.1, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$
 u_1 (100V) : 1 V/div
 orizontal : $10 \mu\text{s/div}$



4. 0.1. 0.1. 0.1. 0.1. cu
 $R_1 = 100 \Omega$
 u_1 (100V) : 1 V/div
 orizontal : $10 \mu\text{s/div}$

În continuare se prezintă rezultatele obținute utilizând un amplificator TL071 ca A_1 iar ca A_2 un K0874. Experimentările au fost efectuate doar pentru câteva combinații de valori pentru R_1 , R și C_1 .

Frecvențele maxime cele mai mari au fost determinate pentru cazul $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 100 \text{ pF}$, $R = 300 \Omega$ având valorile $f_{\text{max}} = 260 \text{ kHz}$ pentru $U=0$, respectiv $f_{\text{max}} = 300 \text{ kHz}$ pentru $U = 1 \text{ V}$. Deoarece amplificatorul TL071 are viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire de aproximativ trei ori mai mare decât K08201A cu $C_0 = 5 \text{ pF}$, factorul de calitate al detectorului este $Q = 0,72$, ceea ce ne îndreptățește să afirmăm că detectorul poate fi îmbunătățit în continuare. De fapt, experimentările cu TL071 ca A_1 au avut ca scop principal nu optimizarea detectorului în acest caz ci verificarea valabilității și oportunității criteriului de comparație a detectoarelor analogice pe baza factorului de calitate. Presupunând că se poate obține $Q \approx 1$, rezultă că ambele scheme utilizează eficient amplificatoarele. Desigur, pentru obținerea unei frecvențe maxime mari vom utiliza amplificatoare care au stit frecvența de tăiere f_T cât și gh (deci și f_{max}) mari. Astfel, extrapolând rezultatele obținute pe baza diagramei din fig.5.3 ÷ 5.6, conform cărora $f_{\text{max}} = 400 \text{ kHz}$, ceea ce reprezintă 13% din frecvența de tăiere a amplificatorului A_1 (3 kHz) și calculând frecvența maximă (determinată de scăderea amplificării) cu relația $f_{\text{max}} = 0,13 f_T$, pentru diferite amplificatoare din fabricație curentă, rezultă datele din tabelul 5.14. În tabel au fost trecute, de asemenea, valorile frecvenței de tăiere f_T , ale vitezei maxime de variație a tensiunii de ieșire gh precum și ale frecvenței maxime f_{max} limitată de aceasta din urmă.

Tab-5.14

Tipul AC	μA	TL	K08	AD	AD	AD	BB	μA
	741	071	201A (50K)	507	509	518	3554	715
f_T [kHz]	1	5	3	35	20	12	90	65
gh [V/ μs]	0,5	13	3	20	100	50	1200	70
f_{max} [kHz]	0,13	0,4	0,4	4,5	2,6	1,5	11,7	8,45
f_{gh} [kHz]	0,015	0,41	0,1	0,63	3,18	1,59	33,2	2,2

Valorile frecvenței maxime din tabel sînt estimări care aşteaptă confirmarea experimentală. Aceasta este îngreunată de absența aparaturii necesare precum și a unei metode adecvate frecvențelor mai mari de 1 kHz.

În cele expuse pînă aici ne-am referit numai la amplificatorul A_1 . Pentru ca A_2 să nu intervină în limitarea frecvenței maxime acesta trebuie să aibă performanțe (f_p și S_k) cel puțin egale cu cele ale amplificatorului A_1 .

În finalul acestui subcapitol prezentăm rezultatele obținute prin aplicarea schemei din fig. 2.13 pentru creșterea vitezei maxime de variație a tensiunii de ieșire, S_k , pentru a beneficia de precizia ridicată a calibratorului de tensiune alternativă în gama frecvențelor mai mici decît 100 kHz sau înzestrat intenționat S_k -ul amplificatorului A_1 (KOBZOLA) prin conectarea unei capacități de compensare $C_c = 15$ pF. În această situație s-a obținut pentru $R_1 = 1$ k Ω , $C_1 = 100$ pF și $R = 400$ Ω $f_{max} = 40$ kHz cu schema din fig. 2.1 nes modificată, respectiv o frecvență de aproximativ două ori mai mare, $f_{max} = 76$ kHz cu circuitul din fig. 2.13 utilizat ca A_1 .

Soluția propusă permite utilizarea la maximum a posibilităților oferite de amplificatorul A_1 în cazurile - ce cel analizat - în care frecvența maximă este determinată de valoarea S_k și nu de scăderea amplificării.

Pe baza rezultatelor obținute apreciem că frecvența maximă a detectorului optimizat poate fi crescută de la 150 kHz practic la 300 kHz, destul de apropiată de valoarea de 400 kHz limitată de scăderea amplificării.

5.2. Rezultate experimentale referitoare la capitolul 3

Au fost determinate în primul rînd valorile amplificării de tensiune în buclă deschisă a amplificatoarelor KOBZOLA și 61071 pentru diverse frecvențe, luîndu-se în acest scop $U_A = 0$ V. În tab. 5.15 sînt trecute valorile minime, determinate experimental, ale amplitudinii Δu_{in} a semnalului de intrare care corespunde amplificatorului dintr-o stare de saturație în cealaltă. Sînt trecute în tabel, de asemenea, valorile amplificării calculate cu relația (3.16) în care s-a luat $\alpha = 1$ și $U_{os+} = -U_{os-} = 14$ V.

Au fost calculate apoi valorile amplificării cu ajutorul caracteristicilor amplificare-frecvență date în cat. log., luându-se pentru KOB201A $f_{01} = 30$ Hz și $A_{uo} = 106$ dB iar pentru Tlo71 $f_{01} = 20$ Hz și $A_{uo} = 106$ dB. Rezultatele obținute sînt foarte bune; valorile măsurate ale amplificării satisfac condiția amplificare \times frecvență = constant și diferă nesemnificativ în cazul Tlo71 (20%) față de valorile calculate. Diferențele sînt mai mari în cazul KOB201A, ceea ce înseamnă că A_{uo} și/sau f_{01}

Tab.5.15

Tipul AO		KOB201A $C_0 = 3$ pr				Tlo71			
f [kHz]		10	20	50	100	10	20	50	100
Δu_{uo} [mV]		13	24	68	1600	44	85	212	433
A_u	măsurat	1075	983	205	9	318	164	66	31,9
	calculat	600	300	120	60	400	200	80	40

au fost mai mari decât cele luate în calcul. Ca verificare suplimentară, au fost determinate valorile amplificării în situația $U_h = 5$ V și tensiunea sinusoidală de intrare suprapusă peste o tensiune continuă egală cu U_h . Rezultatele sînt practic egaleși, de aceea nu le mai prezentăm separat.

În continuare au fost determinate experimental valorile U_{im} care comută amplificatorul în situația unor tensiuni de referință $U_h \neq 0$. Au fost calculate apoi diferențele $\Delta u_m = U_{im} - U_h$ și factorul k . De ce altă parte, valorile Δu_m au fost calculate prin înmulțirea factorului k cu valorile Δu_{uo} din tab.5.15. Comparatia între valorile calculate și cele determinate experimental este prezentată în tab.5.16 pentru KOB201A cu $C_0 = 3$ pr și tab.5.17 pentru Tlo71. În cazul Tlo71 se observă o foarte bună concordanță între valorile calculate și cele determinate experimental, cu excepția cazului $U_h = 5$ V și $f = 100$ kHz unde se manifestă influența timpului de ieșire din saturație a amplificatorului, a cărei valoare este de aproximativ $0,2 \mu s$. În cazul KOB201A calculele se verifică experimental foarte bine pentru frecvențele de 10 și 20 kHz pentru $U_h = 0,5$ V și numai pentru $f = 10$ kHz în situația $U_h = 5$ V. Diferențele mari care apar la frecvențe și/sau tensiuni mari se explică pe baza timpului

Tab.5.16

KOB201A		$C_1 = 3 \text{ pF}$							
U_h [V]		0,5				5			
f [kHz]		10	20	50	100	10	20	50	100
U_{im} [V]		0,547	0,531	0,792	2,26	5,105	5,300	7,350	11,1
k		3,76	2,94	2,77	1,16	7,92	4,64	1,91	1,42
Δu_{Σ}	măsurat	47	31	292	1760	105	300	2350	6100
	[mV] calculat	49	71	120	1856	103	111	130	2240

Tab.5.17

TL071									
U_h [V]		0,5				5			
f [kHz]		10	20	50	100	10	20	50	100
U_{im} [V]		0,601	0,664	0,948	1,131	5,216	5,345	5,700	6,548
k		2,68	2,18	1,67	1,41	5,41	4,35	3,13	2,23
Δu_{Σ}	măsurat	101	164	348	631	218	345	700	1548
	[mV] calculat	113	186	334	618	238	370	664	977

de ieşire din saturaţie. Valori mari ale tensiunii de referinţă înseamnă valori mari pentru k, adică de fapt creşterea frecvenţei tensiunii diferenţiale aplicate amplificatorului, situaţie în care ponderea în perioada acestuia a timpului de ieşire din saturaţie devine mai mare.

Ca ajutorul caracteristicilor amplificare frecvenţă ale amplificatorilor KOB201A şi TL071 au fost determinate frecvenţele f'_{max} la care amplificatoarele coboară dintr-o stare de saturaţie în ceaaltă pentru o amplitudine de 50 mV a semnalului de intrare (egala cu creşterea ecuaţiei U_{max}). Aşa cum s-a arătat, la detectorul se află numărul paralel regimul cel mai greu îl are comparatorul care are tensiunea de referinţă cea mai mare, rezultând pentru k în situaţia $U_h = 5 \text{ V}$ o valoare de 11,1. Împărţind pe f'_{max} la k se obţine valoarea frecvenţei maxime a detectorului de vîrf, conform tab.5.13 în care sînt trecute, de asemenea, şi valorile

frecvenței maxime determinate experimental. Trebuie să precizăm că pentru K02201A se utilizează valoarea produsului de amplificare - bandă determinată experimental (tab.5.15) deoarece aceasta este de aproximativ două ori mai mare decât cea calculată. Diferența între valorile calculate și determinate experimental ale frecvenței maxime a detectorului este nesemnificativă. Buna concordanță relevată de tab.5.18 confirmă ipoteza expusă în subcapitolul 3.2 privind aplicarea la intrarea a amplificatorului operațional compozitor având $U_n \neq 0$ nu a tensiunii diferențiale $u_i = U_{iL} \sin \omega t - U_n$ ci, de fapt, a unei tensiuni având amplitudinea mai mică iar frecvența de k ori mai mare, $u_a = (U_{iL} - U_n) \sin k \omega t$. Mai trebuie să observăm că valoarea frecvenței maxime

Tab.5.18

Tipul cu	A_{min}	k	f'_{max} kHz	f_{max} [kHz]	
				calculată	măsurată
K02201A ($C_0 = 3pF$)	280	11,1	40	3,6	4
TLo71	230	11,1	11	1	1,2

a detectorului este limitată exclusiv de scăderea amplificării cu frecvența, timpul de ieșire din saturație începând să aibă influență doar la frecvențe mai mari (a se vedea și tab.5.16 și 5.17). Trebuie să mai precizăm că în cazul K02201A s-a utilizat o capacitate de compensare $C_0 = 3$ pF numai pe motiv că aceasta este valoarea minimă pentru care este dat în catalog caracteristica amplificare-frecvență necesară calculului. În absența capacității de compensare, ea de fapt nefiind necesară, nu s-a determinat pe cale experimentală valoarea de 15 kHz pentru frecvența maximă a detectorului de vîrf numeric paralel (de patru ori mai mare decât în situația $C_0 = 3$ pF).

Reacție pozitivă (fig.3.2) a condus la creșterea de 1,5 ori a frecvenței maxime f_{max} în situația $R_1 = 1$ k Ω , $R_2 = 300$ k Ω (histereză de 100 mV) și 2,5 ori în cazul $R_1 = 10$ k Ω , $R_2 = 300$ k Ω (histereză de aproximativ 1 V). Creșterea frecvenței nu este proporțională cu creșterea histerezei, astfel încît o histereză de 1 V nu se justifică, cu atât mai mult cu cît o modificare a tensiunii U_{sat} cu 1 V duce în această situație la o modificare

cu circa 30 mV a tensiunii de prag U_H , comparabilă cu erorile de 50 mV urmărite.

Utilizarea rețelei pozitive precum și a modificării tensiunilor de referință cu 50 mV (U_{max}) permite obținerea unei frecvențe maxime a detectorului de vîrf numeric paralel de 12 kHz pentru K0201A cu $C_0 = 3$ pF respectiv de 3,6 kHz pentru T1071. Aceste valori sînt mult mai mici decît cele obținute cu detectorul de vîrf analogic (fig.2.1) care utilizează aceeași componentă activă. Renunțînd la capacitățile de compensare în cazul K0201A s-a obținut o frecvență maximă de aproximativ 24 kHz, de șase ori mai mică decît a detectorului analogic optimizat. În cazul T1071 frecvența maximă a detectorului numeric paralel este de peste 70 ori mai mică decît cea a detectorului analogic.

În continuare se prezintă rezultatele experimentale obținute cu detectorul de vîrf numeric original a cărui schemă principală este prezentată în fig.3.6.

Detectorul a fost realizat experimental pentru $U_H = 5$ V utilizînd ca și comparatoare cu memorie amplificatoare operaționale de tipul K0201A avînd $C_0 = 3$ pF urmate de bistabile KS realizate cu porți SI-MU. Ca multiplexoare au fost utilizate circuite K0205 /105/ avînd $t_{on} = 1,0 \mu s$, mai mic decît timpul de ieșire din saturație t_s al amplificatoarelor K0201A (a cărui valoare minimă determinată experimental este de $2 \mu s$). Datorită puternicei dependențe a lui t_s de frecvență și amplitudine impulsului de măsurat, durata t_1 a impulsului de inițializare a comparatoarelor cu memorie este critică. Astfel, pentru t_1 mari rezultă f_{max} mică iar pentru t_1 mici rezultă erori mari datorate rebenculării bistabililor ca urmare a faptului că amplificatoarele nu au ieșit din saturație. A fost determinată ca optimă valoarea $t_1 = 2,8 \mu s$, pentru care s-a obținut o frecvență maximă a detectorului $f_{max} = 3$ kHz pentru erori cuprinse între -50 mV și 0 mV, cu observația că pentru nivelele $0,11 U_H$, $0,12 U_H$, $0,13 U_H$, $0,21 U_H$, $0,22 U_H$, $0,3 U_H$, ..., $0,91 U_H$, $0,92 U_H$ și $0,93 U_H$ erorile au fost pozitive, ajungînd pînă la 100 mV (2% din 5 V). Pe baza acestor rezultate spre deosebire de performanțele detectorului din fig.3.6 sînt comparabile cu cele ale detectorului numeric paralel (fig.1.16), raportul performanțe/complexitate fiind net în favoarea schemei originale propuse.

Utilizarea în detectoarele numerice de vîrf a comparatoarelor specializate și îndeosebi a celor cu rețea pozitivă

(fig.3.4) permite obținerea unor frecvențe maxime mari, profiluraste și de rezultatele obținute de autor într-o lucrare anterioară /64/. Astfel, la frecvența de 10 kHz au fost determinate experimental valorile $\Delta u_{20} = 50$ mV și $\Delta u_{30} = 15$ mV pentru comparatorul CL32711 fără și respectiv cu reacție pozitivă.

După cum se observă, rezoluția comparatorului cu reacție pozitivă este mai bună însă îmbunătățirea nu este radicală, așa cum se afirmă în /3/. Utilizarea reacției pozitive permite implementarea simplă a funcției de memorare cu ajutorul unei μ -al. (fig.3.4), nefiind necesare în acest scop circuite suplimentare.

Valabilitatea, confirmată experimental, a metodei de calcul al frecvenței maxime a detectorului de vârf numeric paralel, expusă în subcapitolul 3.2 permite estimarea valorii $f_{MAX} = 4,5$ kHz în cazul absenței reacției pozitive. Practic, conform determinărilor experimentale expuse mai sus, datorită timpului de ieșire din saturație se poate obține $f_{MAX} = 10$ kHz : 11,1 = 900 kHz, apreciindu-se cel puțin dublarea ei prin utilizarea reacției pozitive.

CAP.6. CONCLUZII

În cadrul mai general al măsurării în regim tranzitoriu prezenta teză de doctorat abordează problematica măsurării valorilor de vîrf ale impulsurilor singulare de tensiune cu ajutorul detectoarelor de vîrf. Ideea centrală a lucrării este aceea că orice detector de vîrf poate fi optimizat în sensul obținerii unei benzi de frecvență maxime pentru o eroare impusă. Îndreptîndu-și atenția atît asupra detectoarelor de vîrf analogice cît și asupra celor numerice, autorul efectuează un studiu teoretic al funcționării acestora. Din analiza originală a erorilor dinamice care apar rezultă metode și mijloace de îmbunătățire a performanțelor detectoarelor de vîrf. Deoarece studiul teoretic este în unele situații doar calitativ este necesară completarea lui cu un studiu experimental în vederea optimizării urmărite. În cele ce urmează se prezintă contribuțiile autorului și concluziile care rezultă din ele.

1. Capitolul 1 este o sinteză a literaturii referitoare la tematica lucrării. Sînt prezentate definiții, clasificări, terminologie specifică, tipuri de detectoare de vîrf cunoscute și performanțele lor.

1.1. Autorul introduce noțiunile de impuls sinusoidal și frecvență echivalentă a acestuia, utile în studiul și caracterizarea detectoarelor de vîrf.

1.2. Autorul compară detectoarele de vîrf și înregistretoarele de regimuri tranzitorii aplicate la măsurarea valorii de vîrf, stabilind, pentru o aceeași eroare de măsurare, expresia valorii minime a raportului dintre frecvența de eșantionare a înregistratorului, f_e , și frecvența maximă a detectorului, f_{max} . Astfel, pentru măsurarea cu o eroare de $k\%$ a valorii de vîrf a unui impuls sinusoidal avînd frecvența echivalentă f este necesar fie un detector de vîrf avînd $f_{max} \geq f$, fie un înregistrator de regimuri tranzitorii avînd $f_e \geq 2kf$ (în realitate f_e trebuie

ei fie și mai mare datorită erorilor convertorului analog-numeric care au fost neglijate în stabilirea valorii de referință).

2. Capitolul 2 analizează schema detectorului de vârf analogic din fig.2.1, schema care are cea mai largă utilizare (7, 13, 33, 55, 55%).

2.1. Pe baza schemei simplificată din fig.2.2 autorul face observații critice asupra tratărilor din literatură [30,55] și demonstrează efectul favorabil al rezistorului R - înseriat cu condensatorul de polarizare - asupra răspunsului detectorului de vârf în starea de urmărire, efect care se manifestă prin mărirea gradului de amortizare. Totodată este scoasă în evidență limitarea frecvenței maxime a detectorului introdusă de rezistorul R .

2.2. Autorul afirmă și demonstrează cu ajutorul rezultatelor experimentale din subcapitolul 5.1.1 că în cazul detectorilor de vârf analogice comportarea cu frecvențe a amplificatorului operațional trebuie caracterizată cu ajutorul a doi poli.

2.3. Utilizând doi poli pentru caracterizarea amplificatorului operațional autorul calculează funcția de transfer și efectuează, cu ajutorul unui model de semnal mare al lui, o analiză originală a funcționării detectorului de vârf din fig.2.2, stabilind relații pentru calculul frecvenței maxime a detectorului pentru o eroare dată. Este expusă ipoteza conform căreia indiferent cât de mare este tensiunea diferențială de intrare, peste valoarea U_{1dn} care saturează etajul de intrare, în răspunsul amplificatorului se poate identifica o componentă care este practic răspunsul la o treaptă având valoarea U_{1dn} . Rezultatele experimentale din subcapitolul 5.1.2 confirmă această ipoteză. Pe această bază autorul apreciază că din punct de vedere al oscilației care apare în răspunsul detectorului este preferabil un amplificator operațional cu tranzistoare bipolare în etajul de intrare, care are $U_{1dn} = 60$ sau 120 mV, față de un amplificator cu tranzistoare cu efect de câmp la care $U_{1dn} = (1 \div 3)V$. Având însă în vedere că în starea inițială tensiunea de ieșire a amplificatorului are valoarea negativă de saturație, intervalul de timp după care se deblochează diode este mare (datorită valorii finite a vitezei maxime de variație a tensiunii de ieșire), astfel încât schema din fig.2.2 nu se recomandă în aplicațiile de mare viteză.

2.4. Rezolvarea ecuației caracteristice a funcției de transfer pentru diverse valori atribuite rezistenței diodei scoate în evidență o pereche de poli complecși, gradul de amortizare β având valori mai apropiate de 1 în prezența unui rezistor $R = 400\Omega$. Rezultatele calculate sînt confirmate experimental.

2.5. Compararea rezultatelor experimentale și calculele permite autorului să aprecieze că în cazul detectorului de vîrf considerat aproximarea prin două segmente de dreaptă a caracteristicii curent-tensiune a diodei este suficient de bună, pentru rezistența dinamică putîndu-se considera o valoare $R_d = (1 \div 3)R_{dm}$, unde cu R_{dm} s-a notat valoarea rezistenței dinamice corespunzătoare curentului maxim prin diodă (determinat de impulsul de măsurat).

2.6. Autorul determină expresia funcției de transfer a schemei complete (fig.2.1). Interpretarea ei generală în forma rezultată nu este practic posibilă însă pe baza ei, considerînd circuitul liniar (diode caracterizată printr-o rezistență R_d) se pot calcula, cu ajutorul calculatorului electronic, familiile de caracteristici amplificare-frecvență pentru diferite valori atribuite componentelor schemei. Din aceste caracteristici se pot determina eroarea maximă pozitivă a cîștigului (dacă aceasta există) precum și frecvențele la care eroarea negativă atinge o valoare dată; vor rezulta niște diagrame în care se vor putea pune în evidență zone de optim (în sensul precizat). Valoarea cea mai mare a frecvenței maxime pentru o eroare dată este o limită către care trebuie să tindă frecvența maximă a detectorului de vîrf. În situație în care aceasta din urmă este limitată de viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire a amplificatoarelor operaționale trebuie aplicate măsurile expuse în subcapitolul 2.4 și redate mai jos.

2.7. Cu urmare a aproximării caracteristicii diodei, autorul demonstrează că în răspunsul detectorului de vîrf din fig.2.1 se poate identifica o componentă care este practic răspunsul la un semnal treaptă de mărime egală cu valoarea tensiunii de intrare în momentul deblocării diodei, existînd din acest motiv o deosebire esențială față de schema simplificată din fig.2.2 la care mărimea treptei este U_{dm} . Saltul treptă este cu atât mai mare cu cît deblocarea diodei survine mai tîrziu (frecvență echivalentă mai mare a impulsului de măsurat). În astfel de situații, dacă circuitul nu este amortizat corespunzător, amplitudinile oscilației prezente în răspunsul detectorului sînt mari

și pot duce la încărcarea în trepte a condensatorului de memorare, cu consecințe nefavorabile asupra preciziei de măsurare. Rezultă înăi o dată necesitatea optimizării detectorului.

2.8. Autorul propune inserierea cu dioda D_3 (fig.2.1) a unei surse de tensiune U care micșorează saltul de tensiune care apare la ieșirea amplificatorului A_1 , cu urmări favorabile asupra performanțelor detectorului. În cadrul determinărilor experimentale prezentate în subcapitolul 5.1.3 s-a obținut o creștere a frecvenței maxime a detectorului cu $15 \pm 20\%$.

2.9. În vederea creșterii vitezei maxime de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului A_1 , având ca o consecință directă creșterea frecvenței maxime a detectorului, autorul propune schema din fig.2.13, aplicabilă amplificatoarelor cu compensare externă a caracteristicii de frecvență, conform căreia se dublează practic valoarea maximă a curentului de încărcare a condensatorului de compensare. Utilizarea schemei propuse a permis creșterea de aproximativ două ori a frecvenței maxime a detectorului, pentru a beneficia de precizia maximă a celibratozului de tensiune alternativă disponibil verificarea experimentală a fost efectuată pentru capacitatea de 15 pF a condensatorului de compensare, rezultând o creștere a frecvenței maxime de la 40 kHz la 76 kHz. Cu urmare autorul apreciază că prin aplicarea schemei propuse frecvența maximă a detectorului de vîrf optimizat poate fi crescută de la 150 kHz (a se vedea și concluzia 5.1) practic la 300 kHz, ceea ce înseamnă utilizarea aproape completă a posibilităților oferite de amplificatoarele operaționale avînd în vedere că frecvența maximă limitată de scăderea amplificării este de aproximativ 400 kHz.

3. Capitolul 3 este consacrat detectoarelor numerice de vîrf.

3.1. Autorul stabilește o metodă de calcul al performanțelor unui detector de vîrf numeric paralel. Deși esența este în principiu cunoscut [37], în literatură nu se pune problema performanțelor sale. Metoda se bazează pe ipoteza, verificată prin calcul și experimental, conform căreia se poate considera că unui amplificator/comparator i se aplică pe tensiunea diferențială $u_d = U_{10} \sin \omega t - U_n$ ($U_1 = U_{10} \sin \omega t$ - semnal de intrare, U_n - tensiunea de referință) și o tensiune aproximată $u_g = (U_{10} - U_n) \cdot \sin k \omega t$ avînd amplitudinea lui mică iar frecvența de k ori

mai mare, unde factorul k depinde de raportul U_p/U_{im} (relația (3.5)). În continuare calculul frecvenței maxime a detectorului de vîrf se face utilizînd caracteristica amplificatoare-frecvență a amplificatorului/comparatorului. Metoda de calcul este verificată experimental în cazul amplificatoarelor KOB201A cu $C_0 = 3$ pF și 1L071, obținîndu-se pentru primul în situația $C_0 = \infty$, $f_{max} = 24$ kHz după îmbunătățirea adusă prin utilizarea reacției pozitive. Comparînd această valoare cu cea obținută pentru detectorul de vîrf analogic optimizat (150 kHz) rezultă că în cazul utilizării aceluși componente acesta din urmă este superior detectorului de vîrf numeric paralel.

3.2. Pe baza metodei de calcul expuse autorul estimează valorile frecvenței maxime care se poate obține cu diferite tipuri de amplificatoare operaționale utilizate ca și comparatoare, evidențiind că în cazul unor frecvențe maxime este limitată de viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului. Valoarea cea mai mare (300 kHz) se poate obține cu amplificatoare de tipul Bb3554 /91/.

3.3. Sînt descrise două scheme originale de detectoare numerice de vîrf cu condensator pentru care V.Tiponut, A.Stoian și autorul au primit brevetele OSK nr.73957 și respectiv 85782.

3.4. Autorul prezintă apoi alte două scheme originale de detectoare numerice de vîrf fără condensator rezultate din analiza atentă a soluțiilor utilizate la convertoarele analog-numerice de mare viteză (paralel și serie-paralel). Schemele au un grad de complexitate mult mai redus decît detectorul paralel (fig.1.16) în condițiile unor performanțe comparabile, după cum rezultă din determinările experimentale expuse în subcapitolul 5.2. Astfel, pentru detectorul avînd schema din fig.3.6, realizat practic de autor, s-a fost obținută valoarea $f_{max} = 3$ kHz pentru o eroare de 1% (cu observația că pentru anumite nivele erorile pot atinge 2%). Această valoare este comparabilă cu cea de 4 kHz obținută în cazul detectorului paralel, astfel încît raportul performanțe/complexitate este net în favoarea schemei propuse. (În ambele situații au fost utilizate amplificatoare KOB201A cu $C_0 = 3$ pF, fără reacție pozitivă și cu tensiunile de referință nemodificate în sensul celor expuse în subcapitolul 3.2). Pe baza rezultatelor obținute autorul apreciază că utilizînd în schema din fig. 3.7 comparatoare de tipul CM2711 /54/ și multiplexoare de tipul MC4067 /54/ avînd $t_{on} = 100$ ns (valoare tipică) se poate atinge

o frecvență maximă de 500 kHz pentru o eroare de 1%.

3.5. Autorul introduce noțiunea de factor de calitate al unui detector de vârf analogic, care în cazul unei erori admise de 1% are o valoare aproximativ unitară la un detector optimizat. Altfel, pentru detectorul îmbunătățit de autor rezultă $Q = 1,14$, spre deosebire de $Q = 0,14$ calculat pentru detectorul prezentat în /13/.

4. Capitolul 4 se referă la metodele de măsurare a preciziei detectoarelor de vârf pentru impulsuri singulare de tensiune.

4.1. Autorul propune în acest sens o metodă și un circuit, schemele originale, stăpânite de autor prin brevetul OSIM nr. . Având în vedere că semnalul sinusoidal este cel mai ușor de generat și/cu măsurat cu precizie, metoda constă în aplicarea la intrarea detectorului de vârf a unui semnal sinusoidal pe durata unei singure perioade a acestuia. Circuitul propus constă dintr-o obie electronică comandată în mod corespunzător de către un dispozitiv de comandă.

4.2. De asemenea, autorul stabilește relația de calcul al frecvenței maxime până la care eroarea introdusă de circuitul propus nu depășește o valoare admisă.

4.3. Autorul a realizat practic circuitul propus, acesta fiindu-i deosebit de util în cadrul determinărilor experimentale.

4.4. Autorul observă că, în situația utilizării a două detectoare de vârf în cascadă pentru mărirea factorului de merit, se poate considera că celui de-al doilea detector i se aplică practic un impuls dreptunghiular (având în vedere capacitatea mult mai mare a condensatorului de memorare), caz în care prezența rezistorului b (înseriat cu condensatorul de memorare) dimensionat corect, ca în /27/, este absolut necesară, în caz contrar tensiunea memorată fiind mai mare decât valoarea de vârf.

5. Capitolul 5 prezintă rezultatele experimentale ale tezei, care confirmă valabilitatea calculelor efectuate și a ipotezelor originale expuse de autor.

5.1. Autorul demonstrează pe cale experimentală posibilitatea optimizării detectorului de vârf analogic din fig.2.1, obținând în cazul utilizării amplificatoarelor 60M201A cu $C_0 = 5pF$

ca A_1 și 12071 ca A_2 o frecvență maximă de 150 kHz pentru o eroare de 1%, de 3 ori mai mare decât în cazul $k=0$ iar k_1 și C_1 calculate conform /3/. Valoarea obținută este ceva mai mare decât limite impuse de viteză maximă de variație a tensiunii de ieșire.

5.2. Extrapolând rezultatele obținute, autorul estimează la aproximativ 11 kHz frecvența maximă a detectorului de vîrf (fig.2.1) care se poate realiza cu amplificatoare BB3554 /91/. Desigur, această presupunere își așteaptă confirmarea experimentală, îngreunată de absența aparatului necesare precum și a unei metode de măsurare a precizei adecvate frecvențelor mai mari decât 1 kHz.

Ca o concluzie generală a lucrării, la nivelul unei erori admise de 1%, detectoarele de vîrf analogice optimizate sînt superioare - din punct de vedere al frecvenței maxime - detectoarelor numerice realizate cu aceleași componente înșă, în funcție de aplicația concretă trebuie avută în vedere și variante numerică - realizată cu comparatoare specializate - care oferă even-taje importante printre care eliminarea erorilor datorate absorp-ției dielectrice, un timp de măsurare oricît de lung, obținerea rezultatului direct sub formă numerică și, nu în ultimul rînd, posibilitatea realizării sub formă integrată.

BIBLIOGRAFIE

1. Anghel, A., Compendiu de matematici pentru inginerii din electrotehnică și din telecomunicații, Ed. tehnică, București, 1965
2. Hiro, L., Kantanen, Y., Precision Impulse Voltage Calibrator, 3rd IAN, paper 42-11
3. Sayer, L., Voltage Discriminator has 0,1 mV resolution, Electronics Designer's Casebook, Culegere de articole, Mc Graw Hill, 1974, p.70
4. Sickford, J.R., Malineux, H., Reed, J.A., Computation of Power Systems Transients, Peter Peregrinus, England, 1976
5. Bodea, A., Lihuț, I., Turic, L., Tiponui, V., Aparate electronice pentru măsurare și control. Ed. didactică și pedagogică, București, 1985.
6. Dragovan, I., Măsurări electrice și electronice, Curs pentru uzul studenților, Litografie IET, 1984
7. Bulucea, C., Vela, A., Profeta, H., Circuite integrate liniare, Ed. tehnică, București, 1986
8. Campbell, D.H., A review of Single Transient Oscillographic Recorders with Gighertz Bandwidth, IAEA Trans. on Nuclear Science, vol. NS-30, nr.1, febr., 1983, p.267-271
9. Cartianu, Gh., Băvescu, L., Constantin, I., Stanovir, D., Semnale, circuite și sisteme, Ed. did. și pedagogică, București, 1980
10. Cristea, D., Marince, O., Motileanu, R., Curelaru, A., Laboratorul de mare putere al Uzinei Electroputere Craiova, Electrotehnica, anul 21, nr.9, sept. 1973, p.333-343
11. Crăciun, A., Petrescu, V., Tănăsescu, Fl., Măsurări electrice industriale. Vol. III. Măsurări în înalta tensiune, Ed. tehnică, București, 1971
12. Cristescu, D., Olsh, Rodica, Supratensiuni și izolații rețelelor electrice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1983
13. Singwall, A.G.R., Lezzu, V., An 8 bit CMOS Subranging 8 bit A/D Converter, IED J. of Solid-State Circuits, vol. SC-20, no.6, Dec., 1985, p.1138-1143
14. Bodea, Gh., Toma, L., Metode de calcul numeric, Ed. didactică și pedagogică, București, 1976

15. Brăgan, G., ș.a., Supratensiuni interne în sistemele electro-energetice, Ed. tehnică, București, 1975
16. Baen, A.C., Data A/D Converter and Memory IC's for Ultra High Speed Transient Recording, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-30, nr.1, Febr., 1983, p.233-238
17. Fischer, B., Eine Eichenrichtung für Stossspannungsmessgeräte und ihre Anwendung, ETZ-A, Bd.82, H4, p.96-102
18. Gaber, B., Voltmetru de vîrf pentru impulsuri de înaltă tensiune, Lucrările sesiunii "25 ani de învățămînt superior electrotehnic la Craiova", 1976
19. Gaber, B., Metode de etalonare pentru aparatele de măsurare a valorii de vîrf în tehnica tensiunilor înalte, Metrologia aplicată, vol. XLII, 1982, nr.3, p.119-123
20. Gayet, P., Utilisation des convertisseurs analogiques-numériques pour la mesure des hautes tensions rapidement variables, Revue Generale de l'Electricité, no.5, 1981, p.387-393
21. Gross, J.G., Tobey, G.S., Neilsen, M.R., Operational Amplifiers. Design and Applications, Mc Graw-Hill, New York, 1972
22. Gray, P.H., Meyer, R.G., Circuite integrate analogice, Analiză și proiectare, Editura tehnică, București, 1983
23. Gray, P.H., Beale, C.L., Bazele electronicii moderne, Ed. tehnică, București, 1983
24. Griff, Van de, K.S.J., Vand de Flessche, K.J., A Monolithic 8-Bit Video A/D Converter, IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-19, No.3, June, 1984, p.374-378
25. Lutton, D., ș.a., Transient waveform recorder Using Stripline Technology, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-29, nr.1, Febr., 1982, p.607-608
26. Nyten-Cavallius, N., Fernell, T., The Measurement of Standard Lightning Impulses, 3rd ISH, paper 42.05
27. Kirkham, H., Jouch, J., Remove the overshoot from a Peak Detector's Output with one Resistor, Electronic Design, No.4, Febr.15, 1979, p.146
28. Sanders, S.L., Peak Value Measurement of Ultrafast Transient Voltages, 4th ISH, paper 51.07
29. Linnenbrinck, T., ș.a., One Giga-sample per Second Transient Recorder : a Performance Demonstration, IEEE Trans. on Nuclear Science, vol. NS-30, nr.1, Febr., 1983, p.278-282

30. Lagrascov, S.V., Analogovis izmeritelnie preobrazovateli odinocinih signalov, Energhis, Moskva, 1974
31. Lalewski, K., Digital Techniques in High-Voltage Measurements, IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-101, No. 12, December 1982, p. 4508-4517
32. Lalewski, K., McComb, T.H., Collins, L.L.C., Measuring Properties of Fast Digitizer Employed for Recording HV Impulses, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-32, No. 1, March 1983, p. 17-22
33. Manolescu Anca, S.S., Circuite integrate liniare, Editura didactică și pedagogică, București, 1983
34. Marinescu, A., Popescu, S., Geber, A., Noi tehnologii de incercare, masurare și producere a tensiunilor înalte, elaborate în cadrul LIT de la CCSIT Electroputere, Electrotehnica, Electronica și Automatica, vol. 27 (1979), nr. 6, p. 244-250
35. Lilles, A., Măsurări electrice. Principii și metode, Ed. tehnică, București, 1980
36. Lilles, A., Cartea metrologului. Metrologie generală, Editura tehnică, București, 1985
37. Miyamoto, T., et al., Real-Time Central Data Acquisition and Analysis System for High-Voltage Transients, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-24, nr. 4, Dec., 1975 p. 379-384
38. Luto, A.S., Peetz, B.L., Rehner, R.W., Designing a Ten-Bit, Twenty-Kegsample-per-Second Analog-to-Digital Converter, Hewlett Packard Journal, vol. 33, no. 11, Nov. 1982, p. 9-20
39. Mahman, N.S., Picosecond-Domain Waveform Measurement: Status and Future Directions, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. IM-32, No. 1, March 1983, p. 117-124
40. Nicolsu, Ad., (coordonator), Manualul inginerului electronist Măsurări electronice, Ed. tehnică, București, 1979
41. Nicolsu, Ad., Belle seriale, Măsurări electrice și electronice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1984
42. Niculescu, St., Inițiere în radiofizică, Ed. tehnică, București, 1972
43. Pecher, Y., Systèmes de conversion A/D ultra-rapides : principes et évaluation des performances réelles, Electronique et applications industrielles, 15 mai 1980, p. 31-36

44. Zape, D., Über den Einsetz von elektrischen Geräten in Hochspannungslaboratorien mit elektromagnetischen Störfeldern grosser Amplitude, Von der Fakultät für Maschinenwesen der Technischen Universität Hannover zur Erlangung des akademischen Grades Doktor-Ingenieur vorgelegte Dissertation, 1977
45. Zatechi, A., S. S., Laborator de măștri electrice, Ed. Decia, Cluj-Napoca, 1974
46. Zederman, M., Stavnes, J., Inione, L., Instruments for Impulse Voltage Measurements, Oscilloscopes and Crest Voltmeters, Electra, No. 59, July 1978, p. 41-90
47. Zetz, S. L., Dynamic Testing of Waveform Recorders, IAS Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 14-32, No. 1, March, 1983, p. 12-16
48. Zaiser, F., Strauss, G., Impulse Peak Voltmeter with Extended Measuring Possibilities, 3rd IAS, paper 42.07
49. Zop, M., Stoica, V., Principii și metode de măsurare numerică, Ed. Fac. Iași, Timișoara, 1977
50. Zop, M., Stoica, V., Crișan, S., Măsurări în energetică, Ed. Fac. Iași, Timișoara, 1981
51. Zop, M., Stoica, V., Nețorniaș, I., Petriu, M., Tehnici moderne de măsurare, Ed. Fac. Iași, Timișoara, 1983
52. Zop, M., Voltmetre cifrice pentru tensiuni continue foarte înalte, pe baza efectului rookels, Bul. gt. ten. IPT, serie nouă, Tom 12(20) fasc. 1, 1967, p. 181-195
53. Zop, M., Voltmetre cifrice pentru tensiuni alternative foarte înalte, pe baza efectului rookels, B. I. gt. ten. IPT, serie nouă, Tom 13(27) fasc. 1, 1968, p. 171-179
54. Zăpeanu, I., S. S., Circuite integrate analogice, Catalog, Editura tehnică, București, 1983
55. Zinaldi, G., Zoletti, F., Zingales, A., Constructive Improvements in Impulse Peak Voltmeters, 4th IAS, paper 61.02
56. Zărnescu, M., Circuite pentru conversia datelor, Ed. tehnică, București, 1980
57. Zschütz, G., High Voltage AC Peak Measurement with High Accuracy, 3rd IAS, paper 42.12
58. Zschwab, G., Hochspannungsmesstechnik (Messgeräte und Messverfahren), Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, 1969
59. Zschwab, G., Herold, G., Electromagnetic Interference in Impulse Measuring Systems, IAS Transaction Power Apparatus and Systems, Vol. 14-33, 1974, p. 333-339

60. Sheingold, D.H., Analog-Digital Conversion Handbook, Analog Devices, 1972
61. Sheingold, D.H., Nonlinear Circuits Handbook, Analog Devices, 1974
62. Stoiciu, D., Metode de măsurare în regim tranzitoriu. Primul referat în cadrul pregătirii pentru doctorat, Inst.polit. "Tr.Vuia" Timișoara, 1982
63. Stoiciu, D., Măsurarea valorilor de vârf ale tensiunilor în regim tranzitoriu. Al doilea referat în cadrul pregătirii pentru doctorat. Inst.polit. "Tr.Vuia" Timișoara, 1983
64. Stoiciu, D., Unele aspecte ale măsurării valorilor de vârf ale tensiunilor de impuls, Metrologia aplicată, vol.XXIV, 1985, nr.3, p.117-119
65. Stoiciu, D., Analiza comportării dinamice a detectorului de vârf, Lucrările simpozionului de Teorie și tehnica măsurării, Buzieș, 5-7 dec.1985 (în curs de publicare)
66. Stoiciu, D., Modelul amplificatorului operațional cu aplicații la stadiul detectoarelor de vârf (în curs de publicare)
67. Stoiciu, D., Metodă și circuit pentru verificarea metrologică a detectoarelor de vârf pentru impulsuri singulare de tensiune. Brevet OSIA nr.
68. Tereev, B., Physics of Dielectric Materials, Mir Publishers, Moscow, 1975
69. Tiponut, V., Metodă de detectare a valorii extreme a unei tensiuni și detector de valoare extremă, Brevet OSIA nr. 67078
70. Tiponut, V., Voltmetru numeric de vârf pentru măsurarea supertensiunilor de comutație, Bul.șt.teh.al IPT, seria Electrotehnică, Tom 23(37), fasc.2, 1978, p.196-201
71. Tiponut, V., Detector de vârf pentru un voltmetru numeric, Bul.șt.teh.al IPT, seria Electrotehnică, Tom 24(38), fasc.2, 1979, p.75-80
72. Tiponut, V., Stoian, A., Cu privire la erorile detectorului de vârf (în manuscris)
74. Tiponut, V., Stoian, A., Metodă și circuit de detectare numerică a valorii de vârf a unei tensiuni, brevet OSIA nr.77684
75. Tiponut, V., Stoian, A., Stoiciu, D., Detector numeric de valoare extremă a unei tensiuni, Brevet OSIA, nr.85782

76. Vrasciu, G., Pope, A., Metode numerice cu aplicatii in tehnica de calcul, Ed. Serisul românesc, Craiova, 1982
77. Mierzbicki, J., Kwiatkowski, St., Feser, K., Calibration Unit mod. 42, 3rd ISM, Paper 42.16
78. Mierzbicki, J., Kwiatkowski, St., Decamp, B., Calibration Accuracy of Peak Voltmeters and Oscilloscopes by means of the Generator Type IVC 42, 4th ISM, paper 61.10
79. Hunsch, D.C., Arter, A., Kerr Cell Measuring System for High Voltage Pulses, Revue of Scientific Instruments, vol. 35, nr. 7, 1964, p. 816-820
80. x x x IEC Publication 60-2, High Voltage Test Techniques, Part 2 : Test Procedures, First edition, 1973, Geneva, Switzerland
81. x x x Publication 60-2, High Voltage Test Techniques, Part 3 : Measuring Devices, First edition, 1976, Geneva, Switzerland
82. x x x IEC Publication 60-4, High Voltage Test Techniques, Part 4 : Application guide for measuring devices, First edition, 1977, Geneva, Switzerland
83. x x x Better Glitch-Catching, Philips Tech News, volume 12/4 p. 7
84. x x x The Digital Measuring Value processing-Actual Situation and Prospects, Wiss.-techn. Litt. IPR, Berlin, 1983, 25 p. 11-14
85. x x x Impulse Peak Voltmeter Type 64a, prospect Lml Haeefely, Switzerland
86. x x x MTT7, VHD Transformatoren und Röntgenwerk Dresden
87. x x x brevet SUA, nr. 4396375, 1981
88. x x x TDC 1007J. Monolithic Video A/D Converter, Tht, 1979
89. x x x CA 3300D CMOS Video Speed 6-Bit Flash A/D Converter, RCA, 1981
90. x x x Catalog Analog Devices, vol. 1, 1982
91. x x x Catalog Burr-Brown, 1979
92. x x x Catalog Fluke, 1980/1981
93. x x x Catalog Hewlett-Packard, 1985
94. x x x Catalog Microelectronics, 1985
95. x x x Catalog Circuits integrate lineare, Texas Instruments, 1980
96. x x x 711, 721 Impulse Oscilloscopes, ASAA-Haeefely, 1984
97. x x x Gould Biouation waveform Digitizer

- 98. x x x Le Croy Comprehensive Product Summary, June 1981
- 99. x x x Transienten- und Signalspeicher, Elektronikschau, nr.6, 1984, p.52-58
- 100. x x x Data 6000 Universal Waveform Analyzer, Anada AG
- 101. x x x New Waveform Recorder offers high Dynamic performance and Measurement Confidence, Measurement Computation News, Hewlett-Packard, March/april 1982
- 102. x x x SIFAC. Sistem de programe pentru identificarea și proiectarea asistată de calculator a sistemelor automate. Anual de prezentare și utilizare. Institutul Central pentru Conducere și Informatică. Direcția de cercetare. Laboratorul calculatoare de proces. 1980
- 103. x x x Voltmetru LEHATHONIK V541, Carte tehnică
- 104. x x x Multiometrul Philips A 2421, carte tehnică
- 105. x x x Catalog ICCC București

ICHI este abrevierea pentru International Symposium on High Voltage Engineering.