

2 . | AMPLIFICATOARE INSTRUMENTALE

În cadrul acestui capitol se va analiza o categorie aparte de amplificatoare electronice și anume cele care au fost concepute și realizate la exigentele impuse în mod special de canalele de intrare ale aparatelor electronice de măsurat (voltmetre electronice, ampermetre electronice, multimetre electronice, osciloscoape catodice, dispozitive electronice de automatizare s.m.a.). Ele poartă numele generic de *amplificatoare de măsurat* (ce indică, prin urmare, domeniul lor de utilizare) cărora noi vom prefera să le dăm denumirea de *amplificatoare instrumentale* (ce arată, parca mai bine, și "locul" unde sunt amplasate aceste amplificatoare).

Amplificatoarele instrumentale trebuie să corespundă exigentelor impuse de tehnica electronică de măsurare îndeplinind simultan următoarele funcțiuni:

- *creșterea puterii elementelor de prelucrare a semnalelor* prin care se măsoară diferitele mărimi atașate unor procese sau obiecte supuse măsurării unde sunt dificil de detectat (elemente sensibile-senzori, convertoare, traductoare etc.);
- *asigurarea unei anumite impedanțe de generator*, pentru a nu influența starea reală a obiectului supus măsurării;
- *limitarea automată la anumite valori ale tensiunii sau curentului* pentru *protecția sarcinii*;
- *realizarea unei anumite caracteristici de transfer*, liniare sau neliniare, potrivit scopului măsurării;
- *"citirea" (prelucrarea) unor semnale extrem de diverse*, ca dinamică, frecvență, formă de undă etc.;
- *realizarea unor caracteristici de frecvență adecvate* măsurării unor semnale foarte diverse (continue, lent variabile în timp, de frecvențe foarte mari etc.);
- *asigurarea unei rejecții de mod comun corespunzătoare*;
- *asigurarea unui câștig diferențial (în buclă deschisă) foarte mare*;
- *asigurarea unei largi benzi de trecere pentru frecvențe*;
- *asigurarea unui răspuns rapid etc.*

Amplificatoarele instrumentale tipice sunt: **amplificatoarele de curent continuu, amplificatoarele operationale și amplificatoarele diferențiale** pe care le vom trata în subcapitole diferite, în continuare, la care vom mai adăuga un ultim subcapitol referitor la **aplicațiile amplificatoarelor instrumentale în tehnica electronică de măsurare**.

2.1. AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU

În multe aplicatii tehnice, aparatele electronice de măsurat trebuie să trateze *semnale care variaza foarte lent în timp*. De pilda, așa-numitele punți tensometrice electronice primesc de la traductoarele tensometrice (traductoare parametrice rezistive, numite și marci tensometrice, folosite pentru măsurarea deformațiilor și eforturilor mecanice din elementele componente ale construcțiilor metalice) niste semnale de tensiune continua, cu variații mici și lente în timp. Sau, la măsurarea tensiunii de la bornele “reci” ale unui termocuplu (utilizat în diverse situații ca: determinarea valorii efective a curentului sau tensiunii unui semnal electric nesinusoidal sau de frecvență foarte mare; reglajul automat cu aparatură electronică a temperaturii unui sistem oarecare etc.) apar tensiuni electrice cu o variație foarte lentă în timp. În aceste cazuri, al amplificării semnalelor ce variaza lent în timp, se utilizează așa-numitele **amplificatoare de curent continuu**, care sunt amplificatoare de semnale mici (majoritatea de tensiune electrică) astfel concepute încât să amplifice cu fidelitate într-o bandă foarte largă de frecvențe: de la zero la sute de megahertzi (care deci include frecvențele foarte apropiate de zero).

Pentru a realiza amplificarea semnalelor de frecvență foarte joasă nu mai este posibilă cuplarea (între etaje, cu sursa de semnal la intrare sau cu sarcina de lucru de la ieșire) prin condensatoare sau prin bobine cu cuplaj magnetic, deoarece – la frecvențe joase – condensatoarele introduc o reactanță $1/\omega C$ extrem de mare, ce blochează transmiterea fidelă a variațiilor lente de tensiune în “lungul” schemei și introduc constante de timp foarte mari ce împiedică răspunsul rapid la ieșirea amplificatorului; același lucru se întâmplă și în cazul utilizării bobinelor cuplate magnetic, cu inductivitatea mutuală M (la $i = \text{const.}$, $u = M di/dt = 0$ și transmisia semnalului nu se produce).

De aceea cuplajul trebuie făcut direct (ohmic), ceea ce însă creează câteva dificultăți în funcționarea amplificatoarelor cu astfel de cuplaje și anume:

- **modificarea punctului static de funcționare** al tranzistoarelor etajelor amplificatorului datorită efectului propagării în montaj a unor componente continue (provenite de la sursa de semnal, de la tranzistoarele cuplate direct etc.) și variației parametrilor exteriori;

- apariția **efectului de deriva**, care constă în faptul că deși la intrarea unui amplificator de curent continuu cu cuplaj direct semnalul este nul (bornele de intrare sunt legate în scurtcircuit), totuși la ieșirea amplificatorului apare un răspuns (un semnal diferit de zero) care crește în timp. În această situație, *semnalul de corectie* care – aplicat la intrare – face ca răspunsul să revină la zero (deci *anulează deriva*) poartă numele de *semnal rezidual de intrare* sau **decalaj** (în engleză “offset”) sau, încă, *deriva nulului*.

În prezent, amplificatoarele de curent continuu se realizează sub două forme: **amplificatoare cu cuplaj direct** și – pentru eliminarea efectului de deriva – **amplificatoare cu modulare-demodulare (AMD)**. Există și câteva variante, principalele fiind: **amplificatoare cu cuplaj direct cu aducerea automată la zero** și **amplificatoare combinate** (cu numeroase scheme de principiu). După o scurtă

prezentare a problemelor specifice amplificatoarelor de curent continuu cu cuplaj direct, se vor analiza toate aceste tipuri de amplificatoare.

2.1.1. Probleme specifice

Se vor avea în vedere amplificatoarele de curent continuu cu cuplaj direct, cu o schema de tipul celei din figura 2.1. – care reprezintă un amplificator diferential fara reactie – unde s-au utilizat notatiile:

$1'-1$ si $1''-1$ sunt portile de intrare (intrarea diferentiala se face între bornele $1'/+$ si $1''/-$);

$2-2'$ este poarta de iesire;

$\underline{a}'$ si $\underline{a}''$ sunt amplificările corespunzatoare unor semnale de tensiune, $\underline{U}_1'$ si $\underline{U}_1''$, aplicate prin intrările neinversoare ($1'-1$) si – respectiv – inversoare ($1''-1$), astfel ca raspunsul (adica tensiunea de iesire), $\underline{U}_2$ este: $\underline{U}_2 = \underline{a}' \underline{U}_1' = -\underline{a}'' \underline{U}_1''$ si, diferential, $\underline{U}_2 = \underline{a}' \underline{U}_1' - \underline{a}'' \underline{U}_1''$, deoarece

$$U_{1'-1'} = U_1' - U_1'' ;$$

Z_1' si Z_1'' sunt impedantele de intrare de mod comun ale celor doua intrari ($1'-1$ si, respectiv, $1''-1$);

Z_1 este impedanta de intrare diferentiala;

Z_2 – impedanta de iesire.

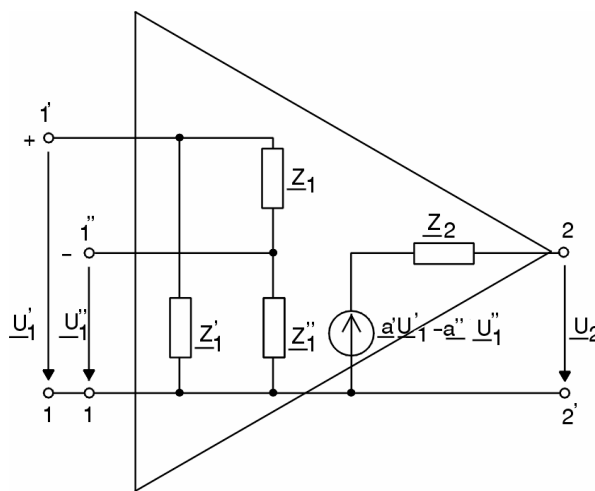


Fig. 2.1

Deriva. Din cauza cuplajului direct, atunci când $\underline{U}_1' = \underline{U}_1'' = 0$ (cu bornele de intrare legate în scurtcircuit) apare un raspuns $\underline{U}_2 \neq 0$, astfel ca variatia acestei tensiuni fata de zero (U_2) poarta numele de *deriva de tensiune*. Exista si derivate de curent (de intrare si de polarizare).

Pentru a obtine o tensiune continua nula la iesirea amplificatorului ($U_2 = 0$), la una din intrari trebuie aplicat un generator de tensiune U_{D1} (cealalta intrare fiind la masa), care se numeste *tensiunea reziduala de intrare* sau *tensiunea de decalaj* raportata la intrare, ea fiind masurata la temperatura ambianta. Exista si decalaje de curent.

Deriva se datoreaza efectului pe care îl au, în etajele amplificatoare cuplate direct, componentele continue ale surselor de semnal de la intrare, variatiilor în timp Δt ale parametrilor diferitelor tranzistoare si variatiilor unor parametri exteriori (temperatura $\Delta\theta$, tensiunii de alimentare ΔE s.a.). Daca vom considera un etaj de amplificare oarecare (fig. 2.2) cu cuplaje directe, atunci:

– în cazul unei surse de semnal cu rezistenta interna nula, tensiunea reziduala de intrare (tensiunea de decalaj raportata la intrare) este desemnata prin u_{D1} , fiind tensiunea de intrare care face ca la iesirea amplificatorului conectat pe rezistenta de lucru R_L , tensiunea de iesire si curentul de iesire sa fie nule: $U_2 = 0$ si $I_2 = 0$ (fig. 2.2);

– în cazul unei surse de semnal cu o rezistenta interna R_g (fig. 2.2), daca la intrare curentul este i_{D1} , tensiunea de decalaj la intrare totala, u_{D1t} va fi:

$$U_{D1t} = u_{D1} + i_{D1}R_g \Rightarrow U_2 = 0 \text{ n } I_2 = 0. \quad (2.1)$$

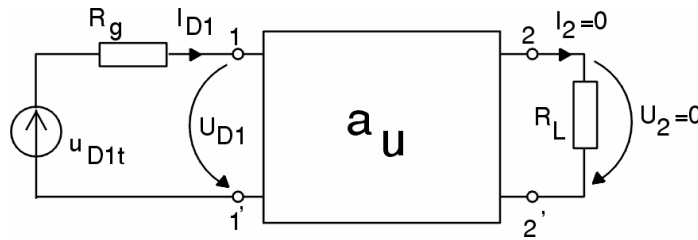


Fig. 2.2

Principalii parametri care influenteaza tensiunea de decalaj u_{D1} si curentul de decalaj i_{D1} fiind temperatura θ , tensiunea sursei de alimentare E si timpul t se poate scrie:

$$\begin{aligned} u_{D1} &= U_{D1} + \left(\frac{du_{D1}}{d\theta} \right) \theta + \left(\frac{du_{D1}}{dE} \right) E + \left(\frac{du_{D1}}{dt} \right) t = U_{D1} + u_D, \\ i_{D1} &= I_{D1} + \left(\frac{di_{D1}}{d\theta} \right) \theta + \left(\frac{di_{D1}}{dE} \right) E + \left(\frac{di_{D1}}{dt} \right) t = I_{D1} + i_D, \end{aligned} \quad (2.2)$$

unde: U_{D1} si I_{D1} sunt componentele continue (ale tensiunii si – respectiv – curentului), θ – variatia de temperatura, ΔE – variatia tensiunii sursei de alimentare, Δt – intervalul de timp considerat si ceilalti termeni sunt derivatele (tensiunii sau curentului) în raport cu θ , E si t , care indica “viteza” variatiei, iar u_D si i_D sunt componentele variabile.

Expresiile (2.2) indica toate componentele decalajului: una de natura interna (initiala) U_{D1} si I_{D1} si altele de origine exterioara (cele datorate variatiilor de

temperatura, variației tensiunii de alimentare și instabilității în timp a parametrilor componentelor din schema amplificatorului), pe care le-am notat cu u_D și i_D .

Componentele continue (constante) U_{D1} și I_{D1} din (2.2) arată – conform expresiei (2.1) – ca tensiunea de decalaj total u_{D1t} conține termenul constant :

$$U_{D1t} = U_{D1} + I_{D1}R_g, \quad (2.3)$$

care este denumită *tensiunea reziduală initială* sau *tensiunea de decalaj initială* (raportată la primar). Termenii variabili u_D și i_D din (2.2) arată – conform expresiei (2.1) – ca tensiunea de decalaj total u_{D1t} are și o componentă variabilă u_{Dt} :

$$u_{Dt} = u_D + i_D R_g, \quad (2.4)$$

care constituie *deriva de tensiune* a amplificatorului.

Acelasi lucru se poate spune și despre curenți: presupunând ca – pentru a aduce tensiunea de ieșire a amplificatorului la zero – trebuie să se aplice la intrare un curent de corecție i_{D1} , care este de forma aratăta în (2.2), adică :

$$i_{D1} = I_{D1} + i_D,$$

unde I_{D1} este *curentul de decalaj initial* (la intrare) și:

$$i_D = u_D / R_g \quad (2.5)$$

este *deriva de curent* a amplificatorului.

Tensiunea reziduală initială (U_{D1t}) este, de obicei, compensată prin ajustarea anumitor elemente ale amplificatorului considerat ca funcționând în condițiile nominale ale parametrilor exteriori și nu afectează – prin urmare – performanțele amplificatorului.

Din contra, deriva constituie un semnal perturbator care nu poate fi separat de semnalul util; de aceea, mărimea derivatei este cea care impune limita de sensibilitate și determină precizia amplificatorului. Astfel, în absența derivatei, semnalul de ieșire ar fi (v. fig. 2.2): $u_2 = e_g a_u$, unde e_g este semnalul util de la intrare, și eroarea amplificatorului (definită prin: $? u_2 / u_2 = ? a_u / a_u$ la semnal util $e_g = \text{const.}$), ar depinde în exclusivitate numai de câștigul a_u . În realitate, în prezența derivatei, răspunsul este $u_2 + ? u_2 = (e_g + u_{Dt})(a_u + ? a_u)$ și, ca urmare, deoarece $u_2 + ? u_2 = e_g a_u + e_g ? a_u + u_{Dt} a_u + u_{Dt} ? a_u$ și $e_g a_u = u_2$, se obține $? u_2 = e_g ? a_u + u_{Dt} a_u + u_{Dt} ? a_u$, rezultând precizia amplificatorului cu deriva sub forma:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta u_2}{u_2} &= \frac{e_g \Delta a_u + u_{Dt} a_u + u_{Dt} \Delta a_u}{u_2} = \frac{e_g \Delta a_u}{a_u e_g} + \frac{u_{Dt} a_u}{a_u e_g} + \frac{u_{Dt} \Delta a_u}{a_u e_g} = \\ &= \frac{u_{Dt}}{e_g} + \frac{\Delta a_u}{a_u} \left(1 + \frac{u_{Dt}}{e_g} \right), \end{aligned} \quad (2.6)$$

ceea ce înseamnă că un câștig riguros constant (adică cu $? a_u = 0$) nu este suficient pentru atingerea unei precizii ridicate, pentru că în expresia (2.6), a preciziei

amplificatorului, mai intervine și termenul u_{Dt}/e_g , datorat derivatei u_{Dt} . Deci, așa cum arată (2.6), pentru a obține o precizie înaltă trebuie să micșorăm deriva u_{Dt} , știut fiind că variația Δa_u a câștigului se poate elimina, în general, printr-o reacție negativă corespunzătoare aleasă.

Realizarea de amplificatoare cu deriva mică se bazează pe utilizarea unor etaje diferențiale (v. subcap. 2.3.).

Parametrii amplificatoarelor de curent continuu. În cazul mai general al unui amplificator diferențial, cu o schemă de tipul celei din figura 2.1, se definesc următorii parametri:

- *curentul de polarizare* care este determinat de curenții inițiali, necesari la cele două intrări ale amplificatorului pentru funcționarea lui corectă (fără reziduu), adică I'_B și I''_B (curenții de bază ai perechii diferențiale de tranzistoare bipolare) sau I'_G și I''_G (curenții de poartă în cazul utilizării unor TEC). Curentul de polarizare se definește prin media aritmetică a curenților de intrare: $(I'_B + I''_B)/2$ sau $(I'_G + I''_G)/2$. Pentru amplificatorul cu o singură intrare (de exemplu, în figura 2.1, cu intrarea I' legată la masă) curentul de polarizare este I''_B ;

- *decalajul*, care a fost definit în paragraful precedent. Din acel paragraf trebuie reținut că pentru a obține o tensiune continuă nulă la ieșirea amplificatorului, la una dintre intrările lui (cealaltă intrare fiind la masă) trebuie aplicat un generator de tensiune U_{D1} , conform (2.3). Valorile U_{D1} și I_{D1} din (2.3), unde $I_{D1} = I'_B - I''_B$ sau $I_{D1} = I'_G - I''_G$, măsurate la temperatura ambiantă și la valoarea de regim a tensiunii de alimentare E , desemnează tensiunea și, respectiv, curentul de decalaj raportate la intrare (pentru un amplificator cu două intrări);

- *deriva*, care a fost definită prin relațiile (2.4) și (2.5). Se reține că variațiile tensiunii și curentului de decalaj, adică termenii variabili u_D și i_D din (2.2) și exprimate prin (2.4) și respectiv (2.5), definesc *deriva de tensiune* $u_D = \Delta U_{D1}$, *deriva de curent* $i_D = \Delta I_{D1}$ la care se mai adaugă și *deriva curentului de polarizare* ΔI_B sau ΔI_G . Conform identităților (2.2), derivatele pot fi definite în raport cu variația temperaturii (de exemplu: $\frac{du_{D1}}{d\theta} \Delta \theta$ sau $\frac{dU_{D1}}{d\theta}$), cu variația tensiunii de

alimentare (ΔE) și uneori cu durata (Δt). Astfel, raportul $\Delta U_{D1}/\Delta E$ se numește *factor de rejectie al tensiunii de alimentare* și se notează cu SVR (o siglă a denumirii din engleză „Supply Voltage Rejection ratio”);

- *zgomotul*. Considerând intrarea amplificatorului în scurtcircuit sau în gol, la ieșire apare o tensiune de zgomot care – raportată la intrare – simulează generatorul de zgomot, de tensiune e_{zg1} și de curent i_{zg1} (precizate, înșă, în valori eficace);

- *semnalul (de intrare) diferențial* (v. fig. 2.1): $u_{dm}^D = (u'_1 - u''_1)/2$;

- *semnalul (de intrare) în mod comun* (v. fig. 2.1): $u_{cm}^D = (u'_1 + u''_1)/2$;

- *raspunsul (semnalul de ieșire) diferențial*: $u_{2,dm}^D = (u'_2 - u''_2)/2$;

– raspunsul în mod comun: $u_{2,cm} = (u'_2 + u''_2)/2$;

– câștigul diferential: $a_d = \left. \frac{D u_{2,dm}}{u_{dm}} \right|_{u_{cm}=0}$;

– câștigul în mod comun: $a_c = \left. \frac{D u_{2,cm}}{u_{cm}} \right|_{u_{dm}=0}$;

– câștigul de transfer: $a_{dc} = \left. \frac{D u_{2,dm}}{u_{cm}} \right|_{u_{dm}=0}$, care exprima influenta semnalului în modul comun asupra raspunsului diferential;

– câștigul de transfer: $a_{cd} = \left. \frac{D u_{2,cm}}{u_{dm}} \right|_{u_{cm}=0}$, care exprima influenta semnalului diferential asupra raspunsului în modul comun. Cu aceste definitii se poate scrie:

$$u_{2,dm} = a_d u_{dm} + a_{dc} u_{cm} = \frac{1}{2}(u'_2 - u''_2) \quad (2.7)$$

si

$$u_{2,cm} = a_c u_{cm} + a_{cd} u_{dm} = \frac{1}{2}(u'_2 + u''_2) . \quad (2.8)$$

Adunând (2.7) cu (2.8) se obtine:

$$u'_2 = (a_d + a_{cd})u_{dm} + (a_c + a_{dc})u_{cm} \quad (2-9)$$

si scazând din (2.8) pe (2.7) rezulta:

$$u''_2 = (a_{cd} - a_d)u_{dm} + (a_c - a_{dc})u_{cm} \quad (2-10)$$

În general:

$$a_d \gg \max\{a_{dc}, a_{cd}, a_c\} \quad (2-11)$$

si în consecinta, asa cum rezulta din egalitatile (2.9) si (2.10), influenta semnalului în modul comun (u_{cm}) asupra raspunsului (u'_2 si u''_2) este mult inferioara celei a semnalului diferential (u_{dm});

– câștigul diferential în bucla deschisa (a) este reprezentat de câștigul diferential a_d (definit mai înainte) însa specificat în curent continuu si cu o singura borna de iesire (conform schemei din figura 2.1), adica $a = \frac{D u_2}{(u'_1 - u''_1)/2}$. Uneori se

reda grafic si caracteristica $|a|(f)$, unde $a = 2 \frac{U_2}{(U_1 - U_{-1})}$;

– *factorul de rejectie în modul comun*, notat cu CMR (de la denumirea în engleza: „Common Mode Rejection ratio”), este definit prin raportul dintre câștigul diferential și cel în modul comun ale amplificatorului în bucla deschisă, adică $CMR = a_d/a_c$ exprimat în curent continuu, ceea ce înseamnă și:

$$CMR = \frac{a}{2U_2/(U'_1 + U''_1)} = \frac{2U_2/(U'_1 - U''_1)}{2U_2/(U'_1 + U''_1)} = \left| \frac{U'_1 + U''_1}{U'_1 - U''_1} \right| = \left| \frac{u_{cm}}{u_{dm}} \right|.$$

Deci CMR exprima și raportul (în valoare absolută) dintre semnalul în modul comun și semnalul diferential, care produc la ieșire același răspuns. Cu notațiile din

figura 2.1 mai rezulta și relația $CMR = \left| \frac{a' + a''}{2(a' - a'')} \right|$. Acest parametru, CMR , exprima

influența pe care o are, la un amplificator diferential, semnalul (de intrare) în modul comun. La amplificatoarele de calitate $CMR \gg 1$ (de exemplu, $CMR > 10^5$), ceea ce este în concordanță cu relațiile (2.9), (2.10) și (2.11), de eliminare („rejectare”) a semnalului în modul comun de la intrare (se va reveni în subcapitolul 2.3.). Examinând relațiile (2.7) și (2.8) mai rezulta că CMR diferă în funcție de modul de ieșire ($u_{2,dm}$ sau $u_{2,cm}$): pentru un răspuns diferential (cu $u_{2,dm} \neq 0$) $CMR = a_d/a_{dc}$, iar pentru răspunsul nesimetric (caracterizat de u'_2 și $u''_2 = 0$) $CMR' = (a_d + a_{cd})/(a_{dc} + a_c)$. Într-un mod asemănător se definește și *factorul de rejectie în modul diferential*: $DMR = a_c/a_{cd}$. Proprietatea de rejectie a semnalului în modul comun este foarte importantă dacă se ține seama de faptul că semnalele u'_2 și u''_2 pot fi afectate de perturbatii. Amplificatoarele fiind în mod special realizate cu o simetrie foarte bună, perturbatiile au practic același efect asupra celor două intrări; ele produc, prin urmare, un semnal de mod comun (caci se însumează) al cărui efect asupra răspunsului (semnalul de ieșire) poate fi făcut neglijabil dacă se asigură amplificatorului un factor CMR suficient de mare. Așa se explică unele performanțe ca: posibilitatea amplificării cu înaltă precizie a unor semnale diferențiale de ordinul milivoltilor în prezența unei tensiuni perturbatoare comune de ordinul voltilor indusă în conductoarele ce leagă sursele de semnal util la amplificator; sau, considerând deriva ca pe un semnal perturbator (care este același pe ambele intrări), posibilitatea de a avea derivate diferențiale slabe, cu toate că deriva luată separat pe fiecare intrare a amplificatorului diferential are valori destul de mari;

– *banda de trecere la câștig unitar*, care reprezintă banda de frecvențe pentru semnalele cu o amplificare peste 3 dB în montaj repetor. Ea este aproximativ egală cu frecvența de tăiere f_t , adică frecvența la care amplificarea în bucla deschisă devine unitară;

– *viteza de variație a răspunsului*, notată cu SR (abreviere de la „Speed of Response”), reprezintă viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire (du_2/dt) în V/μs atunci când la intrare se aplică un semnal treaptă, în condițiile unor anumite rețele de reacție și de compensare;

- *timpul de stabilire (t_s)*, care este intervalul de timp dupa care tensiunea de iesire atinge valoarea finala cu o anumita toleranta specificata (de exemplu $u_2 = 0,1U_2$ la $u_2 = 0,9U_2$), la intrare fiind aplicat un semnal treapta $U_1 = U_2/a$;
- *impedanta de intrare*, notata generic cu Z_i ;
- *impedanta de iesire*, notata cu Z_0 ;
- *tensiunea maxima de iesire*, $U_{2 \max}$ sau $U_{L \max}$ (tensiunea maxima pe impedanta de lucru Z_L de la iesirea amplificatorului);
- *valoarea maxima admisibila a tensiunii de intrare ($U_{1 \max}$ sau $E_{g \max}$ etc.)*;
- *valoarea maxima admisibila a tensiunii de alimentare ($+E_{\max}$ sau/si $-E_{\max}$)*.

Protectia amplificatoarelor de curent continuu. Aceste amplificatoare, fiind foarte mult utilizate în aparatele electronice de masurat si în dispozitivele de control automat, sunt solicitate la intrare de semnale metrologice (de tensiune sau de curent) cu valori imprezibile care pot fi, de multe ori, periculoase pentru componentele etajului de intrare. În special traductoarele (convertoarele) cuplate la intrarea amplificatoarelor de curent continuu pot aplica aici – la intrare – tensiuni mult mai mari decât valoarea maxima admisibila. De aceea, pentru a evita distrugerea etajelor de intrare se folosesc protectii cu diode.

Exista numeroase scheme de protectie cu diode; dintre acestea se vor prezenta, în continuare, doua considerate tipice.

În figura 2.3 este reprezentat un amplificator de curent continuu *protejat cu diode la intrare*, caz în care tensiunea maxima are valoarea $U_{1 \max} = U_{Zd} + U_{Zi}$ (care trebuie sa fie mai mica decât tensiunea maxima admisibila de intrare în modul comun), unde U_{Zd} si U_{Zi} sunt tensiunile pe o dioda Zener în sens direct si – respectiv – invers.

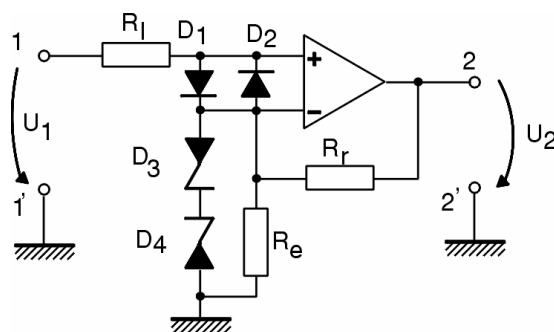


Fig. 2.3

Dupa depasirea valorii $U_{1 \max}$ de catre U_1 , amplificatorului îi creste brusc factorul de amplificare (deoarece D_3 si D_4 se deschid scurtcircuitând rezistorul R_e , deci punând borna direct la masa) si intra în limitare. Daca tensiunea U_1 creste în continuare, se deschide una dintre diodele (cu siliciu) D_1 sau D_2 , limitând astfel valoarea tensiunii de intrare diferentiala la valoarea tensiunii de conductie directa U_d a diodei ($U_d = 0,6 \text{ V} \div 0,7 \text{ V}$). În aceasta situatie, rezistorul R_1 are rolul de a limita curentul prin dioda în conductie.

În figura 2.4 este reprezentat un amplificator de curent continuu *protejat cu diode la intrare și în bucla de reacție* caruia, atacat cu o tensiune mai mare, îi scade câștigul și rămâne în regim linear, asigurând astfel viteze de revenire foarte mari. Atunci când semnalul U_1 depășește o valoare maximă $U_{1max} = U_d + U_{zd} + U_{zi}$, diodele Zener (D_5 și D_6) și una dintre diodele D_3 și D_4 se deschid, amplificarea scăzând la o valoare foarte mică (aproape zero), deoarece astfel se introduce o reacție negativă

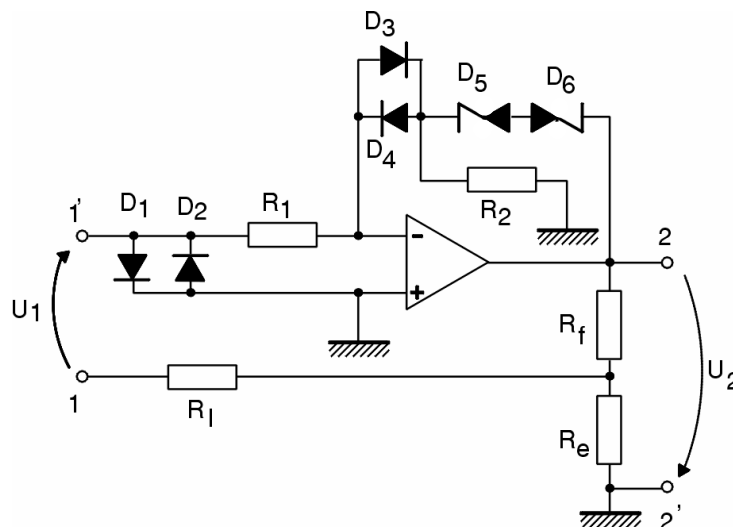


Fig. 2.4

foarte mare $U_r \rightarrow U_2$. Ca urmare se deschid și diodele D_1 sau D_2 (curentul prin ele este limitat de rezistorul R_1) și tensiunea de intrare diferențială este limitată la valoarea mică $U_d = 0,6 \text{ V} \div 0,7 \text{ V}$.

În ambele circuite (din figurile 2.3 și 2.4) diodele sunt conectate între puncte care au – în regim normal de lucru – o diferență de potențial extrem de mică; prin aceasta se reduce efectul curentilor reziduali ai diodelor.

Amplificatoarele de curent continuu trebuie protejate și împotriva efectelor temperaturii. Deoarece aceste amplificatoare trebuie să disipe putere în timpul funcționării, în circuitele lor apar diferențe orientate (gradienti) de temperatură; chiar și diferențele mici de temperatură, de ordinul câtorva grade, pot crea efecte serioase prin apariția unor tensiuni termoelectrice parazite.

La contactul dintre terminalele pieselor și placile de circuit pot apărea materiale diferite în contact (de exemplu cupru cu covar) astfel ca aici se formează joncțiuni care, puse la temperaturi diferite, generează tensiuni termoelectrice de contact (în acest caz, o diferență de temperatură chiar și numai de 1°C între elementele unei astfel de joncțiuni “parazite” de contact poate duce la diferențe de potențial de $150 \mu\text{V}$, suficiente pentru a diminua precizia în funcționare a amplificatorului). Ca urmare, pentru amplificatoarele de curent continuu de mare sensibilitate se impune ca etajele de intrare să fie de mică putere (pentru a reduce

cât mai mult efectul disipatiei termice), localizate pe suprafețe mici și închise (pentru a nu permite producerea unor curenți de aer). În acest mod se reduc substanțial gradientii de temperatură și efectele lor.

În cazul unor perechi de tranzistoare discrete (caz frecvent în schemele amplificatoarelor de curent continuu, care adesea au o structură cu componente hibride), diferențele mici de temperatură între jonctiuni duc la derivate suplimentare; de exemplu, pentru tranzistoarele bipolare cu siliciu cu putere disipativă de 300 mW, o diferență de temperatură de numai 0,05°C între jonctiuni (sau o diferență de puteri disipate între cele două tranzistoare de numai 0,1 mW) duce la o derivă de 100 μV. Din acest motiv, perechile discrete de tranzistoare ale etajului diferențial de la intrarea amplificatorului se montează pe radiatoare de căldură comune, pentru uniformizarea temperaturii.

Datorită acestui efect termic, la evaluarea decalajelor și derivelor mici trebuie considerate perioade de stabilitate relativ lungi (de ordinul orelor); cu alte cuvinte, derivatele de proveniență termică necesită efectuarea unor operații de corectare (“aducere la zero”) la intervale de 2 la 3 ore.

2.1.2 Amplificatoare de curent continuu cu cuplaj direct

Se vor analiza, în cadrul acestui subcapitol, câteva scheme tipice de amplificatoare de curent continuu cu cuplaj direct: etajul nesimetric, etajul diferențial, amplificatorul cu mai multe etaje.

Etajul nesimetric. Are una din cele mai simple scheme de amplificator de curent continuu cu cuplaj direct, realizată așa ca în figura 2.5 pentru care, cu notațiile de pe desen, se poate scrie:

$$U_C = E_{CC} - I_C R_C, \quad (2.12)$$

$$I_B = (e_g - U_B)/R_g. \quad (2.13)$$

Considerând ca: $U_B = U_{B'E'} + I_E (R_E + r_e)$ și $-I_E \sim I_C = \beta I_B + I_{CB0}$, atunci din relațiile (2.12) și (2.13) rezulta:

$$I_B R_g = e_g - U_B - (I_C - I_{CB0}) R_g / \beta = e_g - U_{B'E'} - I_E (R_E + r_e) \quad (\text{v. fig. 2.6}),$$

$$I_C (R_E + r_e + R_g / \beta) = e_g - U_{B'E'} + I_{CB0} R_g / \beta, \quad (2.14)$$

$$U_C = E_{CC} + R_C \frac{U_{B'E'} - e_g - I_{CB0} R_g / \beta}{R_E + r_e + R_g / \beta}, \quad (2.15)$$

Cu această ultimă relație (2.15) se poate calcula câștigul etajului (a_u), astfel:

$$a_u = \frac{dU_C}{de_g} = \frac{R_C}{R_E + r_e + R_g / \beta}, \quad (2.16)$$

Daca $R_E = 0$, pentru ca $r_e \ll R_g/\beta$ relatia (2.16) devine:

$$|a_u| = \beta \frac{R_C}{R_g}. \quad (2.17)$$

Deci, câștigul etajului din figura 2.5 variaza asa cum variaza parametrul β al tranzistorului.

Daca $R_E \gg r_e + R_g/\beta$, câștigul (2.16) va avea expresia:

$$|a_u| = R_C / R_E \quad (2.18)$$

si practic, a_u nu mai depinde de parametrii tranzistorului. Dar conditia $R_E \gg r_e + R_g/\beta$, care asigura valabilitatea relatiei (2.18), face ca valoarea R_C/R_E sa fie relativ mica (deci un slab câștig a_u). De aceea, pentru obtinerea unor câștiguri mult mai mari, se “complica” putin schema din figura 2.5, prin utilizarea unui tranzistor complementar (o pereche *nnp-nnp*) pentru a mari pe β , ridicând valoarea rezistentei R_C prin folosirea unei surse ideale de curent prin tranzistorul complementar *pnp* pus ca sarcina a tranzistorului *nnp*.

În ceea ce priveste *deriva etajului cu tranzistor bipolar* (fig. 2.5), din relatiile (2.2) rezulta ca: termenii lui u_D sau i_D care variaza în functie de temperatura si de tensiunea de alimentare reprezinta ceea ce se denumeste *deriva rapida*, în timp ce termenul care indica dependenta de timp este *deriva lenta*.

Deriva rapida produsa de variatiile tensiunii de alimentare este relativ usor de “stapânit”; astfel, ea poate fi redusa la valori neglijabile prin utilizarea unor surse de alimentare foarte bine stabilizate, dar si prin realizarea unui amplificator cu factorul de rejectie pe mod comun (*CMR*) suficient de ridicat ($10^4 \div 10^5$). Efectele produse de variatia temperaturii si diminuarea lor sunt probleme mai “delicate”, pe care le-am comentat în paragraful imediat anterior.

Deriva lenta se produce din cauza anumitor procese foarte “încete” care modifica parametrii componentelor amplificatorului de-a lungul întregii sale “vieti”. Caracterul adesea imprevizibil al acestor variatii fac dificila gasirea unei metode pentru predeterminarea derivei lente. Totusi, s-a constatat ca masurile luate pentru reducerea derivei rapide au dus – adesea – si la reducerea derivei lente.

Cauzele instabilitatii punctelor de functionare statica a tranzistoarelor trebuie sa fie foarte bine cercetate, atât în ceea ce priveste variatia parametrilor de curent continuu ai jonctiunilor, cât si al variatiei parametrilor ce caracterizeaza transferul curentului între cele doua jonctiuni ale unui tranzistor bipolar. Pentru aceasta se considera schema în *T* continuând parametrii care determina punctul static de functionare al unui tranzistor de tip *nnp* (fig. 2.6).

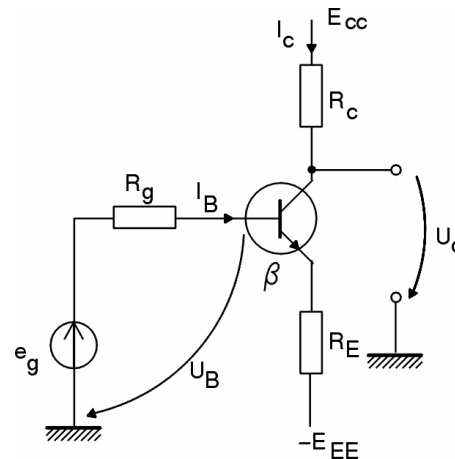


Fig. 2.5

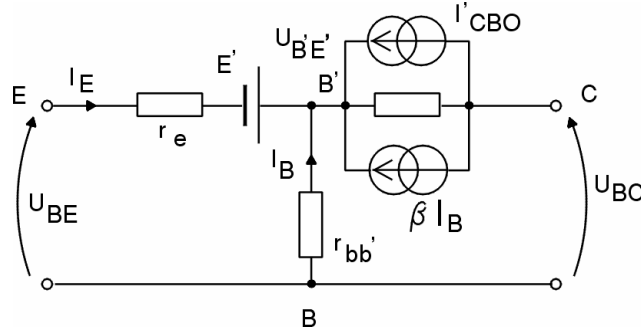


Fig. 2.6

1. Contributia jonctiunii baza-emitor la deriva este determinata în principal de tensiunea baza-emitor: $U_{BE} = U_{B'E'} - I_E r_e + I_B r_{bb'}$ (v. fig. 2.6). Variatia tensiunii U_{BE} în functie de temperatura la $I_E = \text{const.}$ este:

$$\frac{dU_{BE}}{d\theta} = \frac{dU_{B'E'}}{d\theta} - I_E \frac{dr_e}{d\theta} - \frac{dI_B r_{bb'}}{d\theta} \quad (2.19)$$

Termenul $dU_{B'E'}/d\theta$ poate fi determinat plecând de la relațiile bine cunoscute:

$$I_E \sim -I_{E\text{sat}} [\exp(U_{B'E'}/U_T) - 1] \therefore I_E - I_{E\text{sat}} = -I_{E\text{sat}} \exp(U_{B'E'}/U_T),$$

$$I_{E\text{sat}} = (CT)^3 \exp(-E_g/U_T),$$

în care: $I_{E\text{sat}}$ este curentul de saturatie al jonctiunii, E_g – largimea benzii de energie, interzisa, a semiconductorului, C – o constanta, T – temperatura absoluta si $U_T = kT/e$ (~ 26 mV la $\theta = 23^\circ\text{C}$) este tensiunea de ambalare termica (cu e – sarcina electrica a electronului).

Pentru $I_{E\text{sat}} \ll I_E$ rezulta, prin logaritmare a ultimelor doua expresii:

$$\ln I_E \approx \ln I_{E\text{sat}} + \frac{U_{B'E'}}{U_T} \Leftarrow I_{E\text{sat}} \ll I_E,$$

$$\ln I_{E\text{sat}} = 3 \ln CT - \frac{E_g}{U_T},$$

sau:

$$\ln I_E = 3 \ln CT - \frac{E_g}{U_T} + \frac{U_{B'E'}}{U_T},$$

din care rezulta:

$$U_{B'E'} = U_T (\ln I_E - 3 \ln CT) + E_g. \quad (2.20)$$

a carei derivata în raport cu temperatura este:

$$\frac{dU_{B'E'}}{dT} = \frac{U_T}{T} (\ln I_E - \ln CT - 3) = \frac{U_T}{T} (\ln I_E - 3 \ln CT) - \frac{3U_T}{T}$$

sau, deoarece din (2.20) rezulta $U_T(\ln I_E - 3 \ln CT) = U_{B'E'} - E_g$, obținem:

$$\frac{dU_{B'E'}}{dT} = -\frac{(E_g + 3U_T) - U_{B'E'}}{T}. \quad (2.21)$$

Revenind la egalitatea (2.19), din care s-a evaluat prin (2.21) primul termen al membrului drept, se va preciza ca rezistența r_e (care apare în al doilea termen) este compusa din rezistența ohmică a emitorului r'_e și din rezistența dinamică a

jonctiunii $r''_e = \frac{U_T}{I_E}$, astfel ca:

$$I_E \frac{dr_e}{dT} = I_E \frac{d(r'_e + r''_e)}{dT} = I_E \frac{dr'_e}{dT} + I_E \frac{dr''_e}{dT} = I_E \frac{dr'_e}{dT} + \frac{dU_T}{dT}.$$

Valoarea $\frac{dr'_e}{dT}$ și – din ultimul termen al egalității (2.19) – $dI_B r_{bb'}/dT$ nu sunt cunoscute în general, dar pentru valorile mici ale curentului I_E ele pot fi neglijate; astfel, al doilea și al treilea termen din membrul drept al egalității (2.19) se reduc la:

$$I_E \frac{dr'_e}{dT} = \frac{dU_T}{dT} = \frac{d \frac{kT}{e}}{dT} = \frac{k}{e} = \frac{k}{e} \cdot \frac{T}{T} = \frac{U_T}{T}.$$

În acest fel relația (2.19) devine:

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = \frac{dU_{B'E'}}{dT} - \frac{U_T}{T} \quad (\text{de unde rezulta și } U_{B'E'} = U_{BE} + U_T),$$

în care înlocuim pe $dU_{B'E'}/dT$ cu expresia ei (2.21) și obținem în final:

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = -\frac{E_g}{T} - \frac{3U_T}{T} + \frac{U_{B'E'}}{T} = -\frac{E_g + 3U_T}{T} + \frac{U_{BE} + U_T}{T} - \frac{U_T}{T},$$

adică:

$$\frac{dU_{BE}}{dT} = -\frac{E_g + 3U_T - U_{BE}}{T}. \quad (2.22)$$

Un calcul numeric al lui (2.22) conduce la valorile cunoscute, cuprinse între – 2 și 2,5 mV/°C.

Din (2.22) se poate deduce expresia coeficientului de temperatura al tensiunii U_{BE} în raport cu U_{BE} , adică:

$$\frac{d}{dU_{BE}} \left(\frac{dU_{BE}}{d\theta} \right) = \frac{1}{T}, \quad (2.23)$$

care arata, de exemplu, ca doua tranzistoare având U_{BE} diferite cu 1 mV la $\theta = 25^\circ\text{C}$ ($T = 298\text{ K}$), prezinta o diferenta de aproximativ $3,4\text{ }\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ între coeficientii de temperatura ai tensiunilor U_{BE} .

2. *Contributia jonctiunii baza-colector la deriva* este determinata în principal de variatia curentului rezidual I_{CB0} prin componenta sa de temperatura I'_{CB0} (v. fig. 2.6). La o temperatura data, variatia curentului I_{CB0} în functie de temperatura este:

$$dI_{CB0}/d\theta = B (I'_{CB0})_T,$$

unde B este o constanta, iar $(I'_{CB0})_T$ – valoarea lui I'_{CB0} la temperatura absoluta T . Ea depinde, în primul rând, de natura semiconductorului (prin constanta B); astfel, la tranzistoarele de putere mica cu germaniu $I'_{CB0} = 1...10\text{ }\mu\text{A}$ la 25°C si la cele cu siliciu $I'_{CB0} = 0,1...10^{-4}\text{ }\mu\text{A}$ la 25°C .

3. *Transferul de curent între cele doua jonctiuni ale tranzistorului influenteaza deriva* prin variatia parametrului β – câstigul de curent. Marimea si chiar sensul de variatie al lui β în functie de temperatura difera de la un tip de tranzistor la altul. Cel mai adesea β creste cu temperatura conform unei relatii de forma:

$$\beta_{T_0} = \beta_{T_1} (1 + \varepsilon \Delta T) \quad \text{unde} \quad \varepsilon = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{d\theta} = (0,1...0,7)10^{-2}/^\circ\text{C}.$$

La un curent de colector constant, $I_C = \beta I_B$, variatia curentului de intrare I_B în functie de temperatura fiind:

$$\frac{dI_B}{d\theta} = -\frac{1}{\beta} \frac{d\beta}{d\theta} I_B = -\varepsilon I_B.$$

Etaje diferentiale. O schema tipica de amplificator de curent continuu cu cuplaj direct cu etaj diferential este cea din figura 2.7.

Daca ne referim la tranzistorul T_1 (fig. 2.7) se pot scrie relatiile:

$$\begin{aligned} V_{C1} &= E_{CC} - I_{C1} R_{C1}, \\ I_{C1} &\sim \beta_1 I_{B1} + \beta_1 I_{CB01}, \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$I_{B1} = (e_{g1} - U_{B1})/R_{g1} \quad \text{caci} \quad U_{B1} = e_{g1} - R_{g1} I_{B1},$$

în care:

$$U_{B1} = U_{B'E'1} + R_{e1} I_{E1} - R_{e2} I_{E2} - U_{B'E'} + e_{g2} - R_{g2} I_{B2}, \quad (2.25)$$

unde:

$$R_{e1} = R_{E1} + r_{e1} \text{ si } R_{e2} = R_{E2} + r_{e2} \quad (\text{v. fig. 2.7 si fig. 2.6}).$$

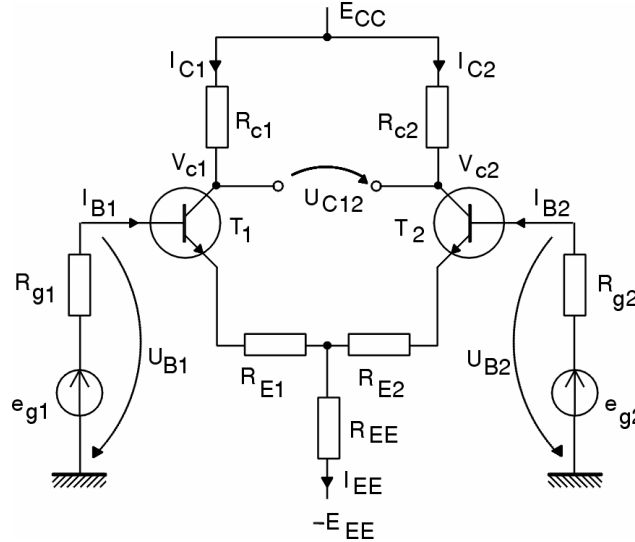


Fig. 2.7.

Prin relatii similare celor de la (2.24) se pot exprima si marimile: V_{C2} , I_{C2} si I_{B2} . Daca se admit urmatoarele ipoteze simplificatoare:

$$\{\beta_1, \beta_2\} \gg 1, R_{EE} \gg \{R_{e1}, R_{e2}\}, -I_{E1} \sim I_{C1} \text{ si } -I_{E2} \sim I_{C2}$$

(ce corespund montajelor practice), atunci combinând relatiile (2.24) si (2.25) se obtine:

$$V_{C1} = \frac{R_{C1}}{K} [(e_{g1} - e_{g2}) + (U_{B'E'1} - U_{B'E'2}) + (R_{g2}I_{CB02} - R_{g1}I_{CB01}) - \left(R_{e2} + \frac{R_{e2}}{\beta_2} \right) \frac{E_{EE} + e_{g1} + R_{g1}I_{CB01} - U_{B'E'1}}{R_{EE}}] + E_{CC} \quad (2.26)$$

$$V_{C2} = \frac{R_{C2}}{K} [(e_{g1} - e_{g2}) + (U_{B'E'2} - U_{B'E'1}) + (R_{g1}I_{CB01} - R_{g2}I_{CB02})] - \left(R_{e1} + \frac{R_{e1}}{\beta_1} \right) \frac{E_{EE} + e_{g2} + R_{g2}I_{CB02} - U_{B'E'2}}{R_{EE}} + E_{CC}, \quad (2.27)$$

unde $K \approx R_{e1} + R_{e2} + \frac{R_{g1}}{\beta_1} + \frac{R_{g2}}{\beta_2}$.

Plecând de la relatiile (2.26) si (2.27) se pot determina expresiile tensiunilor de iesire U_{C12} : diferentia $u_{C,dm} = (v_{C1} - v_{C2})/2$ si în modul comun $u_{C,cm} = (v_{C1} + v_{C2})/2$, din care sa se deduca apoi câștigurile a_d , a_c , a_{dc} si a_{cd} . O determinare efectuată la cazul general, dat de (2.26) si (2.27), ar conduce totusi la expresii complicate si puțin utile în practica.

Pentru a simplifica (în sprijinul efectuării de aplicații utile), se va considera un etaj cvasisimetric, pentru care: $R_{g1} = R_{g2} = R_g$; $R_{e1} \sim R_{e2} = R_e$; $\beta_1 = \beta_2 = \beta$; $R_{C1} \sim R_{C2} = R_C$ și diferențele care produc disimetriile, adică: $? R_e = R_{e1} - R_{e2}$, $? \beta = \beta_1 - \beta_2$ și $? R_C = R_{C1} - R_{C2}$, fiind considerate foarte mici în raport cu R_e , β și – respectiv – R_C , ceea ce corespunde situației practice în care se realizează etajul diferențial din figura 2.7 cu piese cât mai identice pe cele două laturi 1 și 2.

Folosind notațiile: $u_{dm} = (e_{g1} - e_{g2})/2$, $u_{cm} = (e_{g1} + e_{g2})/2$, $? U'_{BE} = U_{B'E'1} - U_{B'E'2}$ și $? I_{CB0} = I_{CB01} - I_{CB02}$, relațiile (2.26) și (2.27) devin:

$$V_{c1} = \frac{R_{c1}}{K} \left[-2u_{dm} + \Delta U'_{BE} + R_g \Delta I_{CB0} - \left(R_{e2} + \frac{R_{g2}}{\beta_2} \right) \cdot \frac{E_{EE} + e_{g1} + R_{g1} I_{CB01} - U_{B'E'1}}{R_{EE}} \right] + E_{CC}, \quad (2.28)$$

$$V_{c2} = \frac{R_{c2}}{K} \left[-2u_{dm} + \Delta U'_{BE} + R_g \Delta I_{CB0} - \left(R_{e1} + \frac{R_{g1}}{\beta_1} \right) \cdot \frac{E_{EE} + e_{g2} + R_{g2} I_{CB02} - U_{B'E'2}}{R_{EE}} \right] + E_{CC}. \quad (2.29)$$

Trecând la diferențe și notând $2u_{c,dm} = v_{c1} - v_{c2}$ și $2u_{c,cm} = v_{c1} + v_{c2}$, dacă nu se retin decât termenii semnalului și dacă se admite ca $R_c = R_{C1} - ? R_C/2 = R_{C2} + ? R_C/2$ atunci tensiunile de ieșire, diferențială și în modul comun, sunt:

$$u_{c,dm} = -\frac{2R_c}{K} u_{dm} - \frac{R_c}{2KR_{EE}} \left[\left(? R_e + R_g \frac{? \beta}{\beta_2} \right) - \left(R_e + \frac{R_g}{\beta} \right) \frac{? R_c}{R_c} \right] u_{cm}, \quad (2.30)$$

$$u_{c,cm} = -\frac{2\Delta R_c}{K} u_{dm} - \frac{R_c}{KR_{EE}} \left(R_e + \frac{R_g}{\beta} \right) u_{cm}, \quad (2.31)$$

unde, conform ultimelor ipoteze, $K = 2(R_e + R_g/\beta)$.

Din expresiile (2.30) și (2.31), se pot determina – conform definițiilor cunoscute din paragraful precedent – următoarele:

– câștigul diferențial și câștigul în modul comun:

$$a_d = -\frac{R_c}{R_e + R_g/\beta} \quad \text{și} \quad a_c = -\frac{R_c}{2R_{EE}}; \quad (2.32)$$

– câștigurile de transfer:

$$a_{dc} = \frac{a_c}{2} \left(\frac{\Delta R_e + R_g \Delta \beta / \beta^2}{R_e + R_g/\beta} + \frac{\Delta R_c}{R_c} \right) \quad \text{și} \quad a_{cd} = -a_d \frac{\Delta R_c}{R_c}; \quad (2.33)$$

– factorii de rejectie:

$$CMR = \frac{\frac{2R_{EE}}{R_e + R_g / \beta}}{\frac{? R_e + R_g ? \beta / \beta^2}{R_e + R_g / \beta} + \frac{? R_C}{R_C}}; \quad DMR = -\frac{1}{\frac{2R_{EE}}{R_e + R_g / \beta} \cdot \frac{? R_C}{R_C}}; \quad (2.34)$$

– rezistentele de intrare (diferential si în mod comun):

$$R_{i, dm} \sim 2\beta R_e \text{ si } R_{i, cm} = 2\beta R_{EE}. \quad (2.35)$$

Examinarea relatiilor (2.32), (2.33), (2.34) si (2.35) permite sa se faca si câteva observatii asupra performantelor etajului diferential de tipul celui din figura 2.7.

1. Câstigul diferential are aceeași expresie ca și câstigul unui etaj nesimetric – v. (2.17) – care are aceeași rezistență de emitor și același punct static de funcționare. Mai mult, dacă admitem ca $R_{EE} \gg R_e + R_g / \beta$, câstigul în modul comun are aceeași expresie cu câstigul unui etaj nesimetric ce are ca rezistență a emitorului $R_E = 2R_{EE} - v.$ (2.18) și figurile 2.6 și 2.7.

În consecință, orice etaj diferential simetric sau cvasisimetric (v. fig. 27) poate fi reprezentat prin două etaje nesimetrice echivalente (v. fig. 2.6): unul pentru semnalul diferential și altul pentru cel în modul comun. Această reprezentare este practic utilă atât pentru studiul etajului diferential cât și pentru analiza unui amplificator diferential cu mai multe etaje (ca de exemplu: reacția negativă, caracteristicile de frecvență, zgomotul etc.) prin intermediul amplificatorului echivalent cu etaj nesimetric.

2. Câstigul diferential a_d – v. (2.32) – depinde, prin intermediul marimilor:

$$R_e = R_E + U_T / I_E = R_E + kT / eI_E \quad \text{si} \quad \beta = \beta(?, I_E),$$

de curentul din emitor I_E și de temperatura ($?$, T).

Dacă temperatura variază, R_e și R_g / β variază în sens contrar, ceea ce produce o compensație parțială. Pentru a stabiliza câstigul poate fi realizată o anumită variație (adecvată) a curentului I_E (totuși, și în acest caz, stabilitatea câstigului se realizează acționând asupra întregului amplificator printr-o reacție negativă globală).

3. Câstigurile: diferential (a_d) și în modul comun (a_c) sunt practic independente de nesimetria existentă în etajul diferential al amplificatorului. Din contra, câstigurile de transfer (a_{dc} și a_{cd}) sunt determinate tocmai de nesimetria etajului, astfel că pentru un etaj perfect simetric se obține $a_{dc} = a_{cd} = 0$, căci – v. (2.33) – a_{dc} și a_{cd} depind direct de nesimetria introdusă de tranzistoare (prin $? R_e$ și $? \beta$), dar și de inegalitatea rezistentelor din circuitul colectorului R_{C1} și R_{C2} (prin $? R_C$).

4. Factorii de rejectie, CMR și DMR , sunt direct proporționali cu raportul $2R_{EE} / (R_e + R_g / \beta)$ – numit și *factor de discriminare* F . Pentru a se obține valori cât mai mari posibile pentru factorul CMR trebuie să se reducă la minimum nesimetriile și să asigurăm valori cât mai mari posibile pentru factorul de discriminare $F = 2R_{EE} / (R_e + R_g / \beta)$. Metoda cea mai eficientă pentru creșterea lui F (și deci a lui CMR) este aceea a înlocuirii rezistorului comun din circuitul emitorului (R_{EE} – fig. 2.7) printr-o sursă ideală de curent, care prezintă o rezistență de ieșire foarte

mare (asa cum se arata la punctul urmator – v. fig. 2.8, cu etajul diferential de la intrare format din tranzistoarele *TEC* T_1 cu T_2 , care au sursele de curent I_1 si I_2 , dar mai ales din tranzistoarele bipolare T_3 si T_4 cu sursa de curent pe emitor I_3 , dar si cu o dioda D_1 ce reduce sensibilitatea curentului I_{EE} fata de variatiile cu temperatura, compensând variatiile cu temperatura ale tensiunii drena-emitor).

5. În cazul utilizarii ca raspuns a potentialelor de iesire (de pe colector) nesimetrice, V_{C1} sau V_{C2} , expresiile câstigului a_d si a factorului de rejectie *CMR* se modifica (devenind $a'_d = a_q + a_{cd}$ si $CMR' \sim F$), rejectia semnalului în modul comun la iesirea nesimetrica fiind mult mai mica decât în cazul iesirii diferentiale $U_{C12} = V_{C1} - V_{C2}$ (v. fig. 2.7).

6. Cu montajul din figura 2.7 se obtin rezistentele de intrare $R_{i,dm}$ – v. (2.35) – foarte mari daca se lucreaza cu un curent mic în emitor si cu tranzistoare cu parametrul β mare (la I_E mic). De exemplu: cu $\beta = 200$ si $I_E = 10 \mu A$ se obtine o rezistenta de intrare:

$$R_{i,dm} \sim \beta R_e = 2\beta \frac{U_T}{I_E} = 2 \cdot 200 \cdot 26 \cdot 10^{-3} / 10 \cdot 10^{-3} \sim 1 \text{ M}\Omega.$$

Amplificatoare cu mai multe etaje. În practica, în aparatele electronice de masurat, categoria cea mai raspândita de amplificatoare de curent continuu cu cuplaj direct o reprezinta circuitele integrate liniare cu mai multe etaje, care asigura o fiabilitate ridicata (la un pret de cost nu prea mare) si parametri satisfactori în majoritatea aplicatiilor de joasa frecventa. Prin folosirea unor scheme hibride (ca în figura 2.8, cu componente integrate si cu componente discrete, cu tranzistoare cu efect de câmp *TEC* si cu tranzistoare bipolare, cu tranzistoare complementare *nnp–pnp*) se pot obtine performante excelente cum ar fi: curenti de intrare redusi (utilizând *TEC* sau tranzistoare bipolare “superbeta”), factor de zgomot mic, valori ridicate ale vitezei de variatie a raspunsului *SR* (folosind etaje de iesire ce pot debita curenti mari, asa ca în schema din figura 2.8), un factor de rejectie *CMR* mare pentru un domeniu mai larg de frecvente etc.

În figura 2.8 este reprezentata o schema tipica a unui amplificator cu cuplaj direct cu mai multe etaje, cu urmatoarele date: $I_{D1} = 10 \dots 100 \text{ pA}$, $I_{D1} = 1 \dots 10 \text{ pA}/^\circ\text{C}$, $U_{D1} = 5 \dots 20 \text{ mV}$, $U_{D1} = 20 \dots 100 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $CMR = 100 \text{ dB}$ ($= 10^5$), a ($= a_d$) $> 10^5$ (câstigul în curent continuu). În aceasta schema, *TEC* împerecheate (T_1 si T_2) asigura impedante de intrare foarte mari ($R_{i,dm} = 10^{10} \dots 10^{12} \Omega$); în schimb tensiunile de decalaj initial si deriva sunt mai mari decât la tranzistoarele bipolare. Tranzistoarele bipolare împerecheate T_3 si T_4 au decalajul si deriva totala de tensiune foarte mici ($1 \dots 3 \text{ mV}$ si $3 \dots 10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Prin dioda Zener D_1 , cu ajutorul perechii repetoare pe emitor (T_3 si T_4) se asigura un efect “bootstrap” (adica o ridicare) în modul comun a rezistentelor interne drena-sursa ale *TEC*, ceea ce îmbunatateste simtitor rejectia în modul comun, *CMR*. Tranzistoarele T_5 si T_6 , care asigura amplificari foarte mari, formeaza un etaj diferential (desi tranzistoarele lor nu sunt împerecheate, deoarece decalajul si deriva lor – de maximum 100 mV si $300 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ – se raporteaza la intrarea întregului amplificator divizate prin câstigul diferential a_d al etajului compus din tranzistoarele T_3 si T_4). Tranzistorul T_7 permite trecerea de la un semnal

diferential flotant la un semnal raportat la masa (iesire nesimetrica). Etajul de iesire complementar (cu $T_8 - T_9$ si $T_{10} - T_{11}$) asigura o impedanta globala de iesire, Z_0 , redusa, o impedanta de intrare în etajul final mare si posibilitatea de a realiza curenti de sarcina foarte mari. Grupurile R_1, C_1 si R_2, C_2 asigura corectiile de frecventa necesare evitarii oscilatiilor parazite, în conditiile unei reactii pozitive, iar C_2 influenteaza direct viteza de raspuns SR .

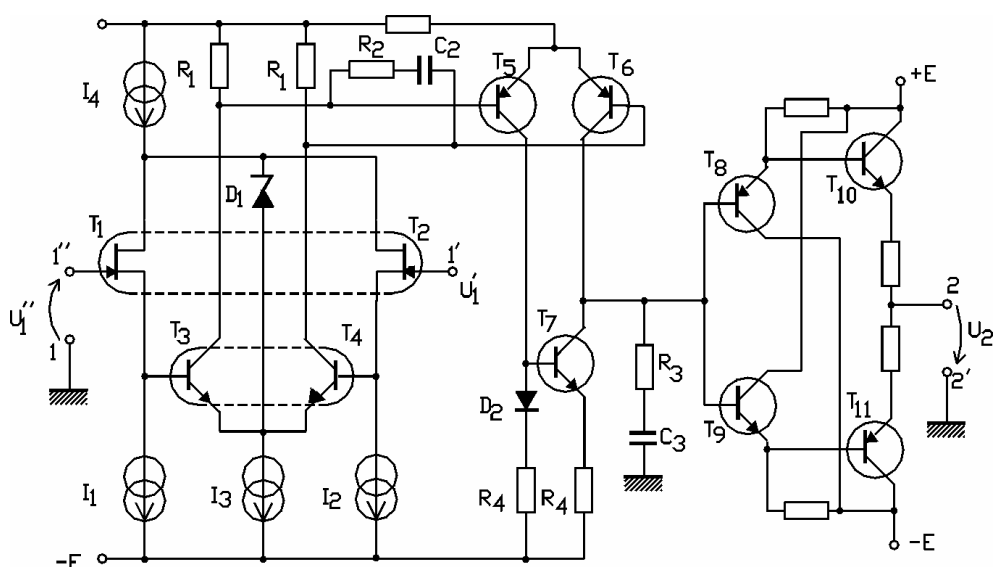


Fig. 2.8

Astfel de amplificatoare cu cuplaj direct, având mai multe etaje cu componente active hibride (cu *TEC* si tranzistoare bipolare de înalta frecventa) ca cel din figura 2.8, se folosesc în amplificatoarele de banda larga (0...300 MHz) pentru osciloscopurile catodice. Aceeasi schema (fig. 2.8) cu *TEC* si circuite integrate (la preturi relativ reduse) se folosesc în voltmetrele electronice cu impedanta mare de intrare.

2.1.3. Amplificatoare de curent continuu cu modulare-demodulare

Pentru masurarea unor tensiuni continue (lent variabile în timp) foarte mici (de ordinul microvoltilor) sau a unor curenti foarte mici (de ordinul fractiunilor de picoamper), asa cum este cazul – de exemplu – în aparatele electronice de masurat numite electrometre si *pH*-metre, este nevoie de niste amplificatoare de curent continuu la care sa se realizeze o separare galvanica (ohmica) a intrarii si a iesirii, cu valori neglijabile (practic nule) ale decalajului la intrare si a derivei. Aceste exigente nu pot fi satisfacute de catre nici un tip de amplificator de curent continuu cu cuplaj direct.

S-a ajuns astfel la ideea utilizării unui amplificator de curent alternativ (care nu are intrarea și ieșirea cuplate galvanic/direct și – în plus – este fără decalaje și are derivate neglijabile), care la intrare, să aibă ca semnal o tensiune alternativă *modulată în amplitudine de către semnalul lent variabil (continuu) util*, iar la ieșire – după amplificarea lui – răspunsul să fie *demodulat*, operație prin care se “extrage” semnalul util de curent continuu amplificat. Se obține astfel ceea ce se cheamă un *amplificator de curent continuu cu modulație-demodulație*, notat prin abreviere cu *AMD*.

Caracteristicile tehnice și performanțele care se cer în general pentru aceste amplificatoare (*AMD*) sunt aceleași ca cele impuse oricărui amplificator instrumental (de măsurat) și anume:

- stabilitatea câștigului (care să nu varieze în timp și să fie insensibil la variațiile sursei de alimentare și a temperaturii);
- caracteristica de transfer $a(j\omega)$ liniară;
- o bună rezoluție (care reprezintă valoarea minimă a semnalului, de intrare, care poate fi amplificată cu precizia dată a amplificatorului);
- o clasă de precizie corespunzătoare (înscrisă în standardele metrologice).

Schema de principiu. Un *AMD*, ca cel definit anterior, are schema bloc generală arată în figura 2.9.

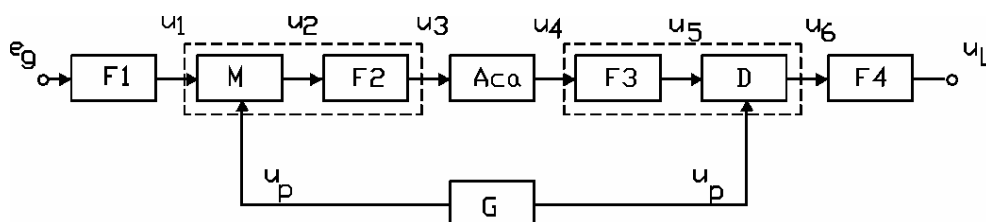


Fig. 2.9

Etajele acestei scheme îndeplinesc următoarele funcțiuni:

- $F1$ este un filtru trece jos, care reduce spectrul de frecvențe de la intrare la lățimea de bandă strict necesară pentru obținerea comportamentului dinamic dorit. Aceasta limitare permite desensibilizarea *AMD*-ului la semnalele perturbatoare;
- M este modulatorul, care transformă semnalul lent variabil $u_1(t)$ într-un semnal alternativ $u_2(t)$ cu o frecvență f_p (a purtătoarei). Amplitudinea lui $u_2(t)$ respectă modul de variație în funcție de timp $e_g(t) \rightarrow u_1(t)$;
- $F2$ este un filtru trece sus asociat modulatorului, cu condensator sau bobine cuplate, filtru ce suprimă componenta continuă U_{03} (pe care o poate avea, eventual, semnalul alternativ $u_2(t)$ – a se vedea și figura 2.10);
- G este un generator care produce purtătoarea, tensiunea $u_p(t)$, adică un semnal periodic, alternativ, cu frecvență f_p . Generatorul este un oscilator armonic sau un generator de semnal dreptunghiular (un oscilator de relaxare), care comandă în mod sincron modulatorul și demodulatorul (D);

- *Aca* este amplificatorul de curent alternativ, caruia îi revine rolul de a amplifica puterea semnalului;
- *D* este demodulatorul care, cel mai adesea, efectuează o redresare sensibilă la faza semnalului livrat de *Aca*, astfel încât să fie refăcut spectrul semnalului de intrare în *AMD*, inclusiv componenta sa continuă;
- *F3* este un filtru trece sus care are funcția de a elimina componenta continuă a semnalului introdus de amplificatorul de curent alternativ (*Aca*) – v. fig. 2.10;
- *F4* este un filtru trece jos, ce are funcția de a suprima componentele spectrale suplimentare față de spectrul semnalului de intrare în demodulator.

Se pot folosi două feluri de semnale purtătoare $u_p(t + kT_p)$: sinusoidale (cu modulație-demodulație armonică în amplitudine) sau dreptunghiulare (cu modulație-demodulație în amplitudine a impulsurilor). În figura 2.10 sunt reprezentate semnale în domeniul timp din diversele puncte ale lanțului de blocuri din figura 2.9.

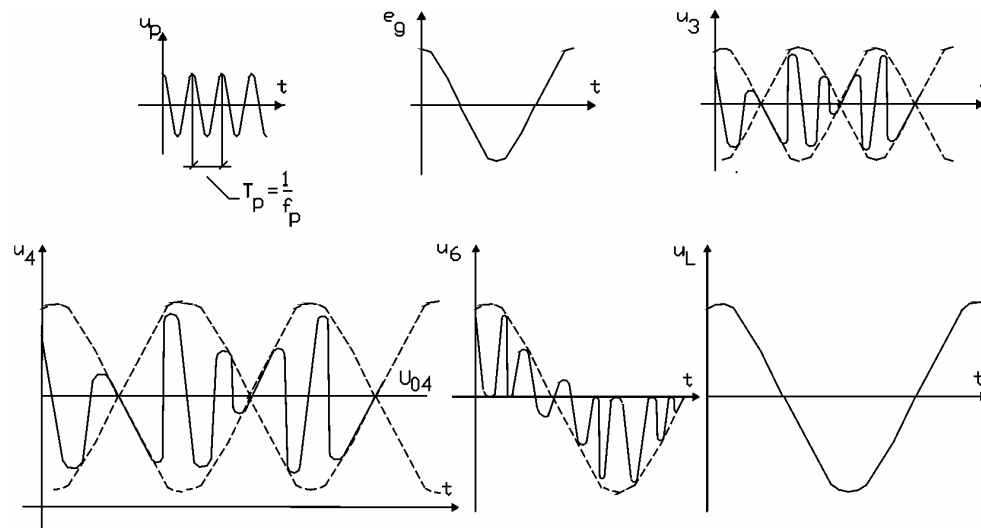


Fig. 2.10

Aici s-a considerat cazul unei purtătoare cosinusoidale. Se vede că etajul amplificator de curent alternativ produce o componentă continuă la ieșirea sa (U_{04}) care însă este eliminată de filtrul trece sus *F3* și, după detecție, semnalul u_6 este filtrat de *F4*, la ieșire rezultând răspunsul $u_L(t)$ care reproduce fidel – dar amplificat – semnalul de intrare $e_g(t)$. După cum se știe (v. cursul “Semnale, circuite și sisteme”) trebuie ca $f_p = 2f_1$, unde f_1 este frecvența de tăiere a filtrului *F1* (v. fig. 2.9).

În figura 2.11 este reprezentată variația în timp a semnalelor în câteva puncte ale schemei bloc din figura 2.9 în cazul în care purtătoarea este o tensiune dreptunghiulară cu durată $t = T_p/2$.

Si în acest caz, pentru ca $u_L(t)$ să redea fidel pe $e_g(t)$? $u_1(t)$, trebuie ca $1/T_p \gg f_1$, adică frecvența impulsurilor purtătoarei f_p să fie mult mai mare decât frecvența de tăiere f_1 a filtrului trece jos *F1* de la intrarea *AMD*.

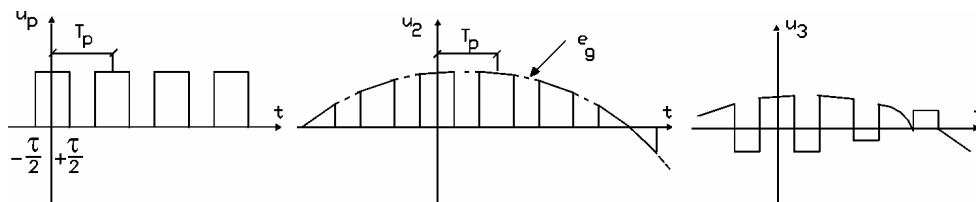


Fig. 2.11

O alta modalitate de realizare practica a amplificatorului de curent continuu cu modulare-demodulare este aceea a esantionarii semnalului util $e_g(t)$ prin “tocarea” lui, adica prin întreruperea lui brusca (sau scurtcircuitarea periodica, la masa, a intrării amplificatorului de curent alternativ). Se obtine astfel un AMD numit frecvent “chopper”.

AMD de tip “chopper”. Acest tip de amplificator este redat, schitat, în figura 2.12, în care se arata ca tensiunea continua de intrare U_i este transformata într-o tensiune dreptunghiulara $u_1(t)$, cu amplitudinea $U_i/2$ si frecventa f_c (de comutare).

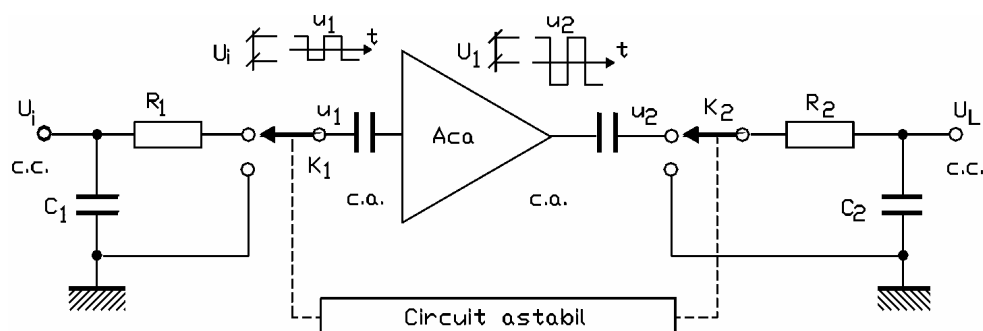


Fig. 2.12

Aceasta “transformare” este aratata simbolic-intuitiv (în figura 2.12) ca se realizeaza cu ajutorul unui comutator K_1 care – periodic – transmite la intrarea amplificatorului de curent alternativ (Aca) semnalul U_i sau zero. Amplificatorul Aca nu prezinta nici decalaj si nici deriva de curent continuu, acesta putând totusi sa apara datorita elementului modulator (K_1) si – într-o mult mai mica masura – datorita elementului demodulator (reprezentat simbolic pe schema din figura 2.12 de catre comutatorul K_2). Tensiunea dreptunghiulara de la iesirea amplificatorului Aca este $u_2 = a \cdot u_1$, care are amplitudinea $U_1 = a \cdot U_i/2$; ea este detectata sincron cu ajutorul comutatorului K_1 (comandat sincron cu K_2 , de catre un circuit astabil), obținându-se tensiunea continua de iesire U_L .

În acest fel se amplifica o tensiune continua cu un amplificator de curent alternativ a carui banda este situata în jurul frecventei f_c (permitând trecerea majoritatii spectrului dreptunghiurilor obtinute prin esantionarea de tip “chopper”).

Filtrele R_1C_1 si R_2C_2 (filtre trece jos) asigura reducerea necesara a impulsurilor parazite, ce ar putea apare în sursa, respectiv la iesirea “chopper”-ului.

Modulatorul (K_1) si demodulatorul (K_2) din figura 2.12 sunt de tip serie, dar se pot utiliza si sisteme paralel, asa cum este cel reprezentat în figura 2.13, care sunt cele mai des utilizate datorita comenzii lor mult mai simple. Exista si sisteme serie-paralel.

Din punctul de vedere constructiv, elementele K_1 si K_2 pot fi mecanice (din ce în ce mai rar) sau electronice. Modulatoare de tip “chopper” mecanice sunt – de fapt – niste relee electromagnetice si au neajunsuri determinate de fiabilitatea lor mica si frecventa de comutare redusa; în schimb pot functiona cu semnale mici (de ordinul μV sau pA) având o rezolutie foarte buna. În prezent se utilizeaza exclusiv modulatoare de tip “chopper” electronice, care sunt de diverse tipuri:

cu tranzistoare bipolare (o solutie economica pentru sensibilitati/rezolutii de ordinul mV si nA), cu *TEC* jonctiune sau *MOS* (care au rezolutii de ordinul μV si deci de pA), cu fotorezistoare (ce au o deriva minima la semnale de tensiune de ordinul microvoltilor), cu diode varicap (cu foarte bune performante: deriva de curent $0,005 pA/^{\circ}C$, curent de zgomot redus $0,01 pA$, rezolutia de curent excelenta $0,06 pA$, însa cu performante slabe fata de semnalele de tensiune, având deriva de tensiune mare $-50 \mu V/^{\circ}C$, tensiunea de zgomot de $2 \mu V$ si rezolutia de tensiune slaba de $52 \mu V$, ceea ce si explica utilizarea lor numai în electrometre). În general, modulatoare electronice au fiabilitate ridicata si frecventa de comutare mare (cu exceptia fotorezistoarelor care sunt mai lente, cu $f_c < 200 Hz$).

Frecventa de comutare, f_c este preferabil sa se aleaga cât mai ridicata, pentru a obtine o banda de trecere a blocului *AMD* cât mai mare; uzual $f = 0,1f_c$, fiind impusa de teorema esantionarii (vezi cursul “Teoria transducerii informatiei”) si de filtrele din schema. Majoritatea elementelor de amplificare prezinta un zgomot în exces (zgomotul “flicker” de tip $1/f$), care creste cu $3 dB / octava$ odata cu scaderea frecventei, ceea ce implica valori mai mari pentru frecventa minima a benzii amplificatorului si – ca urmare – si pentru frecventa de comutare (în general, $f_c < 500 Hz$), care are însa si avantajul ca, la o cadenta mai ridicata, etajul *Aca* (v. fig. 2.12) da întârzieri mai mici de raspuns la semnalul treapta.

Pentru modulare se utilizeaza, cel mai frecvent, tranzistoarele cu efect de câmp jonctiune, *TECJ*; un exemplu de modulator, de tip paralel, cu *TECJ* este aratat în figura 2.14.

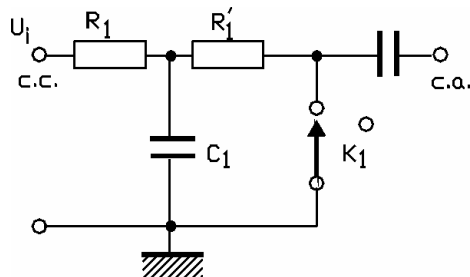


Fig. 2.13

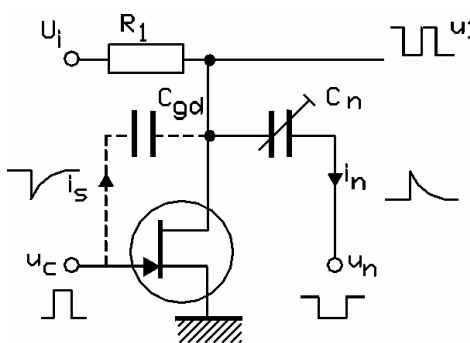


Fig. 2.14

În acest caz, apar semnale parazite tranzitorii (de tip “spikes”) în drena, paraziti în forma de cui proveniti din tensiunea de comanda u_c ; astfel, variatia brusca a potentialului portii $TECJ$ determina un curent $i_s = C_{gd} du_c / dt$ prin capacitatea poarta-drena C_{gd} , curent care se suprapune peste semnalul util, ceea ce duce la aparitia unor decalaje de tensiune si curent. Decalajele sunt proportionale, evident, cu frecventa de comutare f_c si capacitatea C_{gd} . Folosind un procedeu de neutrodinare (v. cursul “Componente si circuite electronice”), se transmite prin condensatorul C_n un curent i_n de amplitudine egala dar de semn contrar cu i_s (introdus de tensiunea de comanda u_c prin capacitatea proprie $TECJ$, C_{gd}), tensiunea u_n fiind aplicata în opozitie de faza cu u_c . Daca se alege în asa fel capacitatea de neutrodinare C_n încât $C_n U_n = C_{gd} U_c$, unde U_n si U_c sunt amplitudinile tensiunilor dreptunghiulare de neutrodinare u_n si de comanda u_c , atunci curentii i_n si i_s se anuleaza reciproc, semnalul parazit fiind micorat practic de câteva zeci de ori (fata de cazul când ar lipsi condensatorul C_n).

Utilizarea ca modulator a unui TEC -MOS tetroda, care are $C_{gd} \sim 0,03$ pF, permite realizarea de amplificatoare AMD “chopper” cu derivate foarte mici ($0,1 \mu V/^\circ C$ si $1 pA/^\circ C$). Pentru masurarea unor curenti foarte mici (cu electrometre sau cu pH -metre) se folosesc modulatori cu capacitate vibranta (un condensator cu armaturi mobile care fiind încarcat, printr-o rezistenta foarte mare, cu tensiunea de masurat U_i intra în vibratii mecanice si capacitatea condensatorului va varia periodic, producând o tensiune variabila la bornele rezistorului de încarcare a carei amplitudine este proportionala cu U_i), care au un curent de intrare, ce încarca sursa supusa masurarii, foarte mic (de la $0,01$ pA la 10^{-6} pA).

Amplificatoarele cu modulare-demodulare au o singura intrare spre deosebire de cele diferentiale cu cuplaj direct (v. fig. 2.1.). Aceste amplificatoare AMD sunt prevazute si cu o bucla de reactie negativa globala, pentru asigurarea liniaritatii caracteristicii de transfer statice $a(?)$ si a stabilitatii câstigului $|a| = U_L/U_i$. În figura 2.15 sunt indicate doua modalitati de realizare a reactiei negative de tensiune: de tip serie la intrare (fig. 2.15, a) si de tip paralel (sunt) la intrare (fig. 2.15, b); ambele au avantajul de a avea intrarea legata la masa.

Schema cu reactie negativa de tensiune de tip serie este des utilizata la voltmetrele electronice cu intrare flotanta si impedanta de intrare foarte mare.

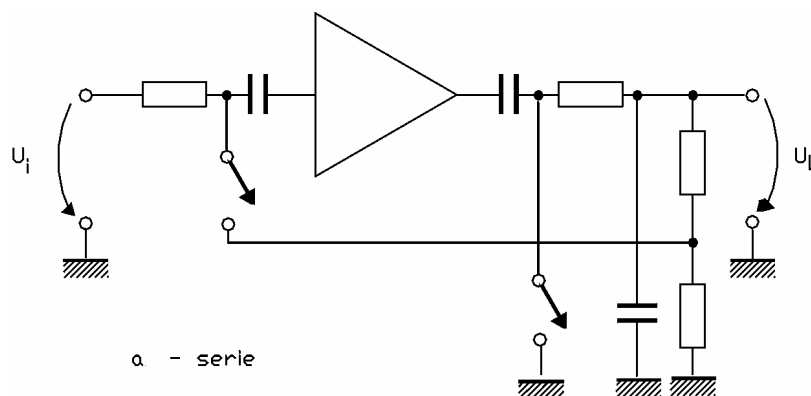


Fig. 2.15,a

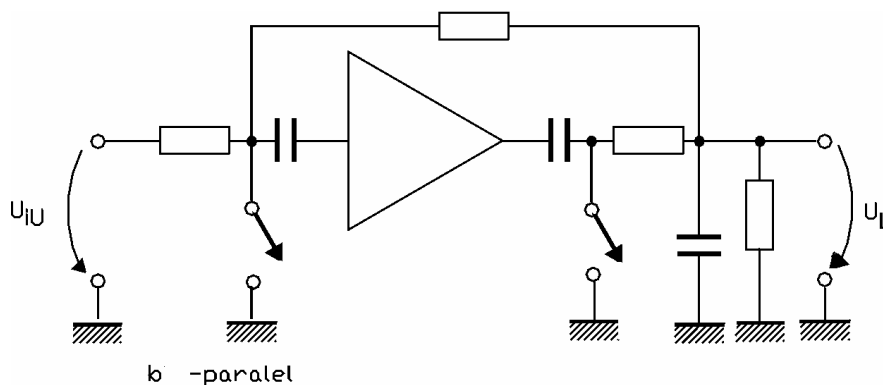


Fig. 2.15,b

2.1.4. Amplificatoare de curent continuu cu cuplaj direct cu aducere automata la zero

Deși amplificatoarele cu modulare (AMD) prezintă avantajul unor derivate reduse, în schimb nu pot asigura trecerea unor frecvențe mai înalte sau obținerea unor răspunsuri tranzitorii rapide. De aceea, în unele cazuri (unde este posibil, ca de exemplu, la amplificatoarele canalului de deviație pe verticală al osciloscopelor catodice, sau la convertoarele analog-numerice de precizie și cu un număr mare de citiri pe secundă) se utilizează *amplificatoare de curent continuu cu cuplaj direct care se readuc periodic la zero, în mod automat*. Un exemplu de astfel de amplificator este arătat în figura 2.16, unde comutatoarele K_1 și K_2 (care în realitate sunt niște comutatoare electronice: fotorezistoare, tranzistoare etc.) sunt figurate în poziția de amplificare (de funcționare) în schema din fig. 2.16, a și în poziția de aducere la zero în schema din fig. 2.16, b.

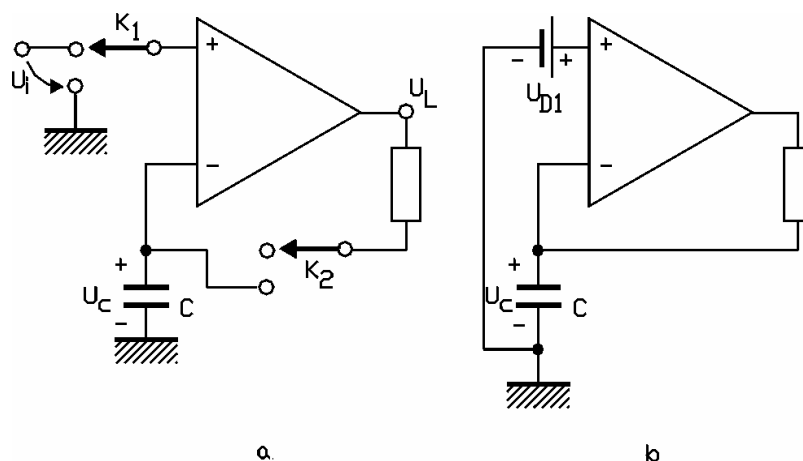


Fig. 2.16

În prima pozitie (fig. 2.16, a) condensatorul din schema (C) poate fi considerat – pentru un timp limitat – ca un scurtcircuit la masa al intrării inversoare în amplificator, procesul de amplificare al semnalului U_i decurgând normal. În momentele de pauza, când procesul de amplificare poate fi întrerupt (de exemplu în intervalul dintre doua baleieri la osciloscopul catodic, sau între doua integrări la un convertor cu dubla – panta), comutatorul K_2 închide o bucla de reacție unitară (v. fig. 2.16, b) și tensiunea U_c de la bornele condensatorului C (presupus inițial descărcat) crește spre valoarea tensiunii de decalaj la intrare U_{D1} . După câteva cicluri de aducere la zero, condensatorul C se încarcă ajungând la valoarea $U_c = U_{D1}$, astfel ca amplificatorul în regim normal (fig. 2.16, a) nu mai are decalaj (după cum se vede, pe schema din figura 2.16, a, pe ochiul de la intrare există tensiunea $U_1 = U_{D1} + U_i - U_c$ și, cum $U_c = U_{D1}$ ele se anulează, rămânând $U_1 = U_i$). Sistemul funcționează corect dacă intervalul dintre doua readuceri la zero este mult mai mic decât perioada de variație a tensiunii U_{D1} .

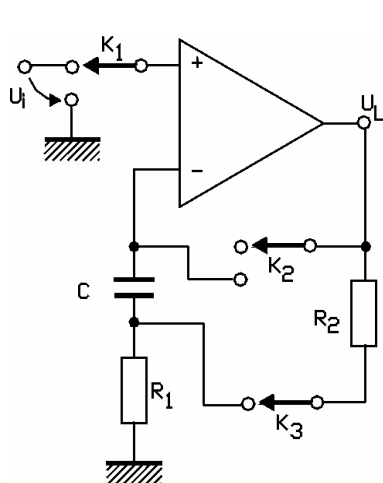


Fig. 2.17

Amplificatorul din figura 2.17 (o altă schema de aducere automată la zero) prezintă o reacție negativă în regim normal de amplificare (în care: K_1 este conectat la intrare, K_2 deschis și K_3 închis). Aducerea la zero are loc în situația: K_1 conectat la masă, K_2 închis și K_3 deschis. Această schemă, tot cu reacție negativă, are – față de montajul din figura 2.16 – avantajul că la ea se poate regla mai bine regimul de aducere la zero prin alegerea mai adecvată a constantelor de timp de încărcare $\tau_2 = CR_2$ și descărcare $\tau_1 = CR_1$ ale condensatorului, precum și a tensiunii de reacție negativă.

Unul din avantajele (importante) ale amplificatorului cu aducere automată la zero, față de AMD, constă în timpul de stabilire t_s mult mai redus. Astfel, la aplicarea unui semnal treaptă la intrare, tensiunea de ieșire (răspunsul amplificatorului) poate atinge valoarea finală cu 0,05% eroare (deci $u_L = 0,95U_L$) în $t_s = 20$ ms la semnal mare și $t_s = 2$ ms la semnal U_i mic. Se mai adaugă și alte performanțe foarte bune ca: deriva de tensiune $0,2 \mu V/^{\circ}C$, curentul de polarizare $I_B < 25$ pA și impedanța de intrare foarte mare ($Z_i > 10^{10} \Omega$).

2.1.5. Amplificatoare de curent continuu combinate

Sub această denumire se includ acele amplificatoare de curent continuu care, pentru obținerea unor performanțe cât mai mari (și în primul rând a unei precizii înalte), au schema generală formată din asocierea mai multor amplificatoare complementare, care să-și compenseze reciproc contradicțiile existente între performanțele lor individuale. Există numeroase scheme pentru aceste amplificatoare așa-zise combinate. Dintre toate, am ales două tipuri mai răspândite, pe care le vom prezenta în continuare.

Amplificatoare combinate de curent continuu si de curent alternativ. În schema de montaj a unui astfel de amplificator sunt reunite doua alte amplificatoare diferite: unul de *curent continuu* (realizat, totusi, cu decalaj, deriva si zgomot relativ mici) care are însa o banda de trecere redusa si altul de *curent alternativ cu banda de trecere mare*. Prin aceasta combinatie se obtine un amplificator cu o caracteristica globala de frecventa foarte buna si decalaj, deriva, zgomot mult mai mici decât ale amplificatorului de curent continuu considerat separat.

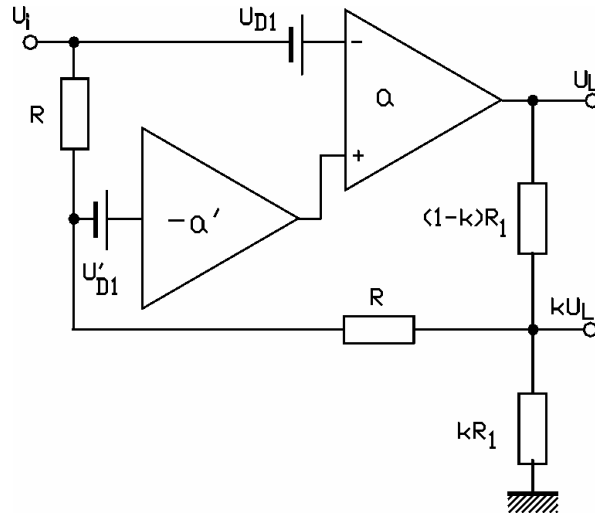


Fig. 2.18

În figura 2.18 este reprezentata schema bloc a unui amplificator de osciloscop care consta în combinarea a doua amplificatoare de curent continuu: unul cu cuplaj direct si altul AMD; notatiile utilizate pe schema desemneaza: a – amplificatorul de curent continuu cu cuplaj direct realizat cu banda de trecere foarte mare; a' – amplificatorul de curent continuu cu modulare-demodulare de tip “chopper” (cu banda de trecere relativ mica, din cauza frecventei de comutare f_c reduse, dar cu decalaj si derive extrem de mici); U_{D1} si U'_{D1} – tensiunile de decalaj (reziduale) la intrare, ale celor doua amplificatoare (a si respectiv a'). Din figura 2.18 rezulta expresia tensiunii de la iesirea întregului montaj U_L (care se aplica sarcinii):

$$U_L = \frac{-aU_i - \frac{a'}{2}U_i a}{1 + kaa'/2} + \frac{aU_{D1} + aa'U'_{D1}}{1 + kaa'/2} =$$

$$= -aU_i \frac{1 + a'/2}{1 + kaa'/2} + \frac{aU_{D1} + aa'U'_{D1}}{1 + kaa'/2}, \quad (2.36)$$

în care: $k = \frac{U_L}{U_L} = \frac{\frac{U_L}{(1-k)R_1 + kR_1} kR_1}{U_L}$ reprezinta factorul de reactie.

În acest caz, (a și a' fiind mari) $kaa'/2 \gg 1$ și $a'/2 \gg 1$; atunci, cu o bună aproximatie:

$$U_L = -aU_i + \frac{aU_{D1} + aa'U'_{D1}}{aa'/2} = -aU_i + \frac{2U_{D1}}{a'} + \frac{2}{k}U'_{D1} \approx -aU_i + \frac{2}{k}U'_{D1}.$$

Deoarece a' este mare ($a' > 10^3$), U_{D1} (care este relativ mare) este redusă global substanțial (cu $a'/2$) și practic nu mai contează, iar U'_{D1} (decalajul amplificatorului AMD) este extrem de mic. În acest fel, efectul decalajului și derivatei sunt practic eliminate ($U_L \sim -aU_i$), etajul lucrând în banda largă a amplificatorului de curent continuu a (v. fig. 2.18), dar fără decalaj și deriva.

În cazul în care reglam divizorul rezistiv R_1 (din figura 2.18) astfel încât să obținem $ka = 1$ (adică luăm $k = 1/a$, a fiind de circa 100), atunci expresia (2.36) a lui U_L devine mai simplă:

$$U_K = -aU_i + a \frac{a'U'_{D1} + U_{D1}}{1 + a'/2}. \quad (2.37)$$

Deoarece a' este un amplificator specializat pentru curent continuu (AMD cu “chopper” cu decalaj neglijabil), se poate considera $U'_{D1} \ll U_{D1}$; ca atare decalajul total raportat la intrare conține decalajul U_{D1} cu o pondere redusă, conform relației (2.37), căci $a' \gg 1$ și $a' > a$. Pentru deriva situația este similară. De exemplu, dacă: $a = 100$, $f_{3dB} = 25$ MHz, $U_{D1} = 1$ V (adică foarte mare), deriva ? $U_{D1} = 2$ mV/°C (deci mare), $a' = 1000$, $f_{3dB} = 100$ Hz, $U'_{D1} = 5$ mV (adică foarte mică), deriva ? $U'_{D1} = 10$ μV/°C (adică relativ mică), din relația (2.37) rezulta următorii parametri echivalenți pentru amplificatorul combinat (global): câștigul 100 (ca și a), decalajul 12 mV (adică neglijabil), deriva 24 μV/°C (deci mică) și banda de frecvență 0 – 25 MHz (deci mult mai mare decât a lui a').

În figura 2.19 este reprezentată schema unui alt amplificator combinat (după o idee cunoscută sub numele *metoda Goldberg*). Aici, amplificatoarele a și a' (cu câștigul $a \gg 1$) au decalajele raportate la intrare $U'_{D1} < U_{D1}$ și derivate de tensiune ? $U'_{D1} \ll ? U_{D1}$. În această situație, tensiunea între bornele de intrare poate fi foarte mică (o putem considera chiar $U_i = 0$) și notând cu V_i potențialul în nodul comun al rezistoarelor R_e și R_f (v. fig. 2. 19) se va putea scrie:

$$V_i - U_{D1} = -a'(V_i - U'_{D1}),$$

de unde rezulta:

$$V_i = a'U'_{D1}/(1 + a') + U_{D1}/(1 + a'). \quad (2.38)$$

În relația (2.38) apare termenul $U_{D1}/(1 + a') \sim U_{D1}/a'$ (căci $a' \gg 1$), care este deci mult mai mic decât decalajul U_{D1} ce ar apărea dacă amplificatorul a' nu ar exista ($a' = 0$). Amplificatorul a este ales pentru performanțe de bandă, iar amplificatorul a' pentru decalajul și derivate mici ($U'_{D1} < U_{D1}$ și ? $U'_{D1} \ll ? U_{D1}$). Potențialul V_i din formula (2.38) reprezintă, de fapt, o tensiune echivalentă (fata de masă) de decalaj a amplificatorului combinat. Considerând aplicată la intrare o

tensiune $U_i \neq 0$, amplificatorul din figura 2.19 se comporta ca un amplificator cu reactie negativa de tensiune (de tip derivatie la intrare), cu performante excelente de stabilitate, precizie si largime de banda. Se realizeaza practic cu elemente integrate si se utilizeaza în amplificatoarele operationale.

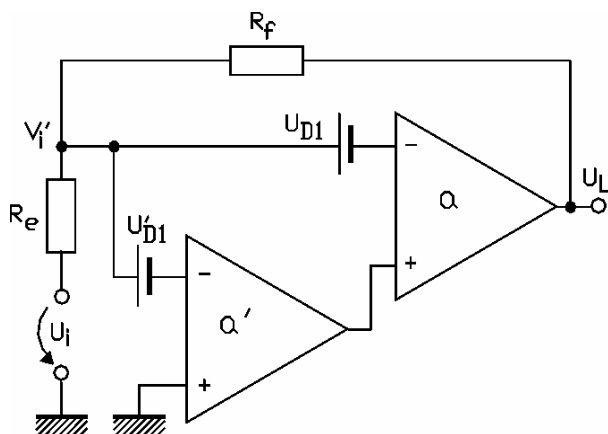


Fig. 2. 19

Amplificatoare combinate de mare precizie. Acestea folosesc o schema cu trei amplificatoare complementare: unul de curent continuu cu modulare – demodulare, AMD (care este, sa zicem asa, amplificatorul de baza), altul de curent alternativ (care lucreaza doar în curent alternativ) si un al treilea (sa-i zicem de iesire) un amplificator diferential cu cuplaj direct care sa aiba valori maxime mari la iesire ($U_L = 10 \dots 20$ V). Un astfel de amplificator are, în mod uzual, o schema ca cea din figura 2.20, cu urmatoarele performante: $U_{L \max} = 20$ V, $\Delta U_{D1}(\text{global}) < 0,2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, curentul de polarizare $I_B < 100$ pA, $\Delta I_B < 10$ pA/ $^\circ\text{C}$, amplificarea în curent continuu în bucla deschisa $a(\omega = 0) = 10^8$. Amplificatorul a_1 este realizat cu modulare-demodulare, având $a_1(\omega = 0) = 10^6 = 120$ dB, iar amplificatorul a_3 lucreaza doar în curent alternativ (este atacat, prin condensatorul C_3 , numai de componentele variabile ale semnalului u_i de la intrare, unde – de fapt – C_3, R_3 este un filtru trece sus, componenta continua U_{oi} fiind preluata de a_1 care, la intrare are filtrul trece jos C_1, R_1). Grupurile de filtraj R_1, C_1 si R_2, C_2 (v. fig. 2.20) asigura o pondere extrem de mica a amplificatorului a_1 în caracteristica de frecventa globala, în jurul frecventei de comutare/modulare f_1 si mai sus, evitându-se astfel caracterul complex si neconvenabil al caracteristicii $a_1(f)$ în jurul frecventei f_1 . Amplificatoarele a_2 si a_3 asigura caracteristica adecvata de 20 dB/decada, conform figurii 2.21, unde este reprezentata caracteristica de frecventa a amplificatorului cu schema din figura 2.20; astfel, pentru $f \gg f_1$ se obtine $a = a_2 a_3 / (1 + j\omega R_5 C_4)$.

Respectând conditia $\frac{a_1 a_2}{R_2 C_2} = \frac{a_2 a_3}{R_5 C_4}$ se obtine caracteristica unui amplificator cu un singur pol.

Amplificatoarele combinate de tipul celui din figura 2.20 se utilizează în voltmetrele numerice de mare precizie care ajung la performanțe ca: precizia (în curent continuu) de 0,01 la 0,003%, rezoluția (sensibilitatea) $1\ \mu\text{V}$ (uneori chiar și $0,1\ \mu\text{V}$), tensiuni maxime de intrare (corespunzător primei scări, cea mai sensibilă) $U_i = 100\ldots 200\ \text{mV}$, tensiuni de ieșire mari $U_L = 10\ldots 20\ \text{V}$ (care este bine să fie cât mai mare pentru a permite încadrarea în precizia necesară a convertorului analog-numeric conectat în continuare în schema voltmetrului) și amplificarea globală $a = U_L/U_i = 10\ \text{V}/100\ \text{mV} = 10^2$.

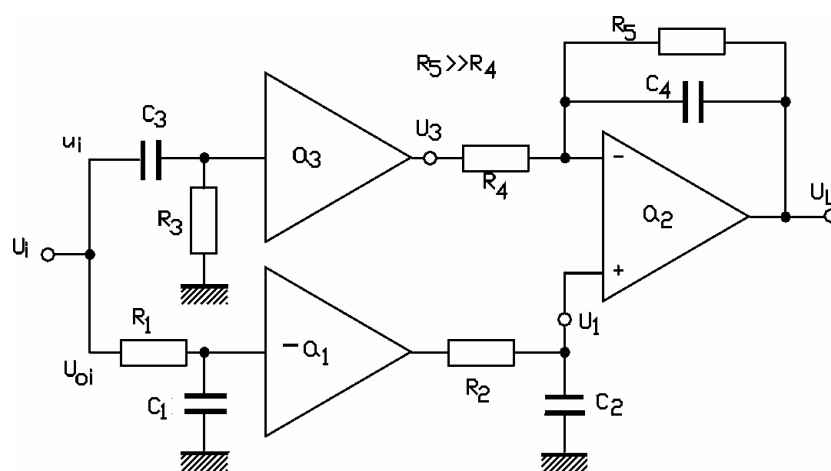


Fig. 2. 20

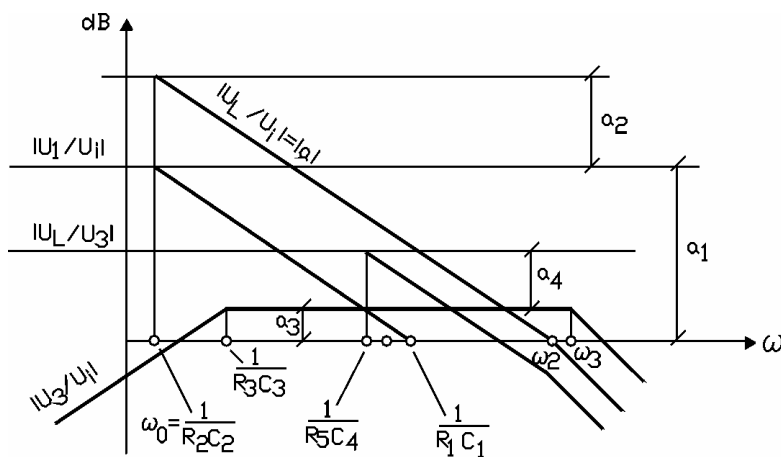


Fig. 2. 21

La aceste amplificatoare, o problemă deosebită este aceea de asigurare a stabilității în buclă închisă (cu reacție). Pentru aceasta este necesară obținerea unei caracteristici de frecvență cu un pol predominant (cum este cea din figura 2.21, care

are un singur pol) si a unui raspuns tranzitoriu (la semnal treapta) fara oscilatii (aperiodic), ceea ce impune realizarea unei functii de transfer de forma:

$$a(j\omega) \approx \frac{a(\omega=0)}{(1 + j\omega/\omega_0 + j\omega/\omega_2)},$$

unde $\omega_0 = 1/R_2C_2$ (v. fig. 2.20 si fig. 2.21) si ω_2 este polul predominant al amplificatorului a_2 . Respectând conditia $a(\omega=0) \leq \omega_2/\omega_0$ se obtin performantele optime (chiar si pentru o reactie negativa totala). Deoarece $f_2 \sim 1$ MHz, rezulta $f_0 = 0,1 \dots 0,001$ Hz, însa în bucla închisa, frecventa la 3 dB este mult mai mare, de cel puțin $f_0 a(\omega=0)$, iar raspunsul la semnalul treapta este mult mai rapid.

2.2. AMPLIFICATOARE OPERATIONALE

Amplificatorul operational este, de fapt, un amplificator de curent continuu cu performante foarte înalte: câstig, banda de trecere si impedanta de intrare cât mai mari posibile (astfel încât, de exemplu, câstigul sa poata fi considerat $a \gg 1$) si decalaj de tensiune raportata la intrare, deriva si impedanta de iesire cât mai mici posibile, amplificator care, daca i se ataseaza, niste retele de reactie si de intrare, poate realiza o serie de transformari ale semnalelor analogice aplicate la intrare, astfel ca raspunsul reprezinta prelucrarea matematica a semnalului (schimbarea semnului, adica înmultirea cu -1 , înmultirea cu o constanta, însumarea – atunci când la intrare se aplica mai multe semnale, derivarea sau integrarea în raport cu timpul, logaritmare, extragerea radacinii patrate, înmultirea între ele a semnalelor de intrare – multiplicarea, aproximarea functiilor s.a). Astfel, raspunsul y se obtine prin aplicarea unui operator matematic O asupra semnalului x , adica $y = O x$, de unde si denumirea de **amplificator operational**. Cu ajutorul amplificatoarelor operationale se mai poate realiza si sinteza unor retele sau semnale în domeniul frecventelor sau a timpului cu erori minime, multe din acestea cu aplicatii în aparatele de masurat electronice (ca, de exemplu: convertizorul de impedante negative, filtrele active RC, circuitele comparatoare – cu sau fara histerezis, inductantele simulate, divizoarele analogice, detectoarele de vârf, detectoarele de valori medii, discriminatoarele de frecventa, discriminatoarele de faza, amplificatoarele auto-basculante, analizoarele de corelatie, transformatorul Fourier s. m. a.).

Performantele uzuale (oarecum minimale) pe care trebuie sa le aiba un amplificator de curent continuu pentru a putea fi utilizat ca amplificator operational sunt:

- câstigul, în bucla deschisa $10^7 \dots 10^8$ (cu un AMD);
- rezistenta de intrare 10^5 M Ω ;
- rezistenta de iesire $40 \dots 400$ Ω (tipic 150 Ω);
- largimea de banda (la câstig constant) 0 la $0,5 \dots 100$ MHz;
- decalajul de tensiune raportat la intrare $0,2 \dots 1$ mV;
- curentul de intrare $0,1$ nA (nu mai mare decât 200 nA);

- decalajul de curent raportat la intrare 40 nA;
- deriva termica de tensiune $0,1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$;
- deriva termica de curent $0,2 \text{ pA}/^\circ\text{C}$;
- factorul de rejectie în modul comun (CMR) 80... 100 dB;
- zgomotul 1 (cel mult 8) μV ;
- tensiunea maxima la iesire $\pm 10... \pm 100 \text{ V}$;
- curentul de iesire 1... 25 mA;
- temperatura de lucru $-55... +125^\circ\text{C}$.

În cadrul acestui subcapitol se va prezenta **principiul de functionare al amplificatorului operational**, se va analiza apoi, pe scurt, **teoria amplificatoarelor operationale**, **amplificatoarele operationale cu elemente liniare de reactie** si **amplificatoarele operationale cu componente neliniare în bucla de reactie**, urmând ca în ultimul subcapitol, 2.4., sa fie prezentate câteva din aplicatiile amplificatoarelor operationale în masurarile electronice.

2.2.1. Principiul de functionare al amplificatorului operational

Schema generala, simplificata, a unui amplificator operational este reprezentata în figura 2.22, unde este un amplificator de curent continuu de mare calitate caruia i s-a adaugat o bucla de reactie – un dipol având impedanta operationala $Z_r(p)$, cu p pulsatia complexa (din planul complex al frecventelor) – si n circuite de intrare pe borna inversoare – niste dipoli cu impedantele operationale $Z_1(p)$, $Z_2(p)$, ... $Z_n(p)$.

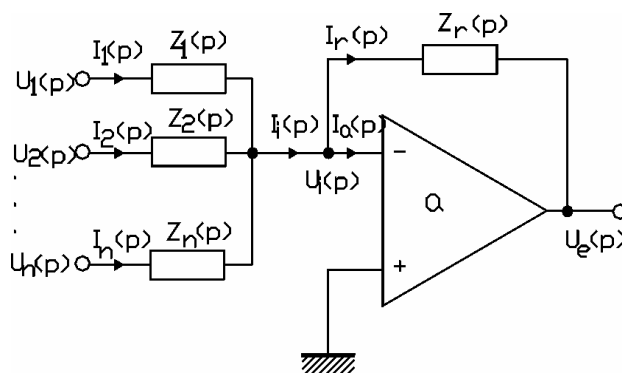


Fig 2.22

Consideram ca la intrare se aplica niste semnale de tensiune cu forma de unda oarecare $u_1(t), u_2(t), \dots, u_n(t)$ – ce au transformatele Laplace $U_1(p), U_2(p), \dots, U_n(p)$ – care determina în dipolii de la intrare curentii $I_1(p), I_2(p), \dots, I_n(p)$ – de asemenea reprezentati prin transformatele Laplace. La iesire rezulta raspunsul de tensiune cu transformata Laplace $U_e(p)$ si în montaj curentii (reprezentati tot prin transformatele

Laplace): $I_i(p)$ – curentul din latura de intrare, $I_r(p)$ – curentul din latura de reactie si $I_a(p)$ – curentul de atac al amplificatorului a .

Pentru nodul cu tensiunea $U_i(p)$ din figura 2.22, aplicând teorema întâi a lui Kirchhoff, putem scrie:

$$I_i(p) = I_1(p) + I_2(p) + \dots + I_n(p) = \sum_{k=1}^n I_k(p) \quad (2.39)$$

si deoarece :

$$U_e(p) = a(p)U_i(p),$$

$$I_k(p) = \frac{U_k(p) - U_i(p)}{Z_k(p)}, \quad k=1,2,\dots,n \quad (2.40)$$

$$I_r(p) = \frac{U_i(p) - U_e(p)}{Z_r(p)},$$

$$I_i(p) = I_r(p) + I_a(p), \quad (2.41)$$

rezulta :

$$I_k(p) = \frac{U_k(p) - U_e(p)/a(p)}{Z_k(p)}, \quad k=1,2,\dots,n$$

si

$$I_r(p) = \frac{U_e(p)/a(p) - U_e(p)}{Z_r(p)} = \frac{\frac{1}{a(p)} - 1}{Z_r(p)} U_e(p).$$

Cu acestea, stiind ca la un amplificator operational curentul de atac este foarte mic, iar în conditiile unei reactii puternice $I_a(p) \ll I_r(p)$ putând fi neglijat, astfel ca (2.41) devine $I_i(p) \sim I_r(p)$, putându-se rescrie în forma:

$$Z_r(p) \sum_{k=1}^n \frac{U_k(p) - U_e(p)/a(p)}{Z_k(p)} = \left[\frac{1}{a(p)} - 1 \right] U_e(p),$$

din care se obtine:

$$U_e(p) = \frac{Z_r(p) \sum_{k=1}^n \frac{U_k(p)}{Z_k(p)}}{-1 + \frac{1}{a(p)} \left[Z_r(p) \sum_{k=1}^n \frac{1}{Z_k(p)} + 1 \right]}. \quad (2.42)$$

Putem scrie si alta expresie, utilizând admitantele operationale $Y(p) \stackrel{D}{=} 1/Z(p)$; astfel, în conditiile $I_a(p) \ll I_r(p)$ pentru care (2.41) devine $I_i(p) \sim I_r(p)$, aplicând

teorema potențialelor la noduri în nodul de atac – cu potențialul $V_i(p)$ fata de masa – va rezulta direct din (2.39), (2.40) și (2.41):

$$\begin{aligned} & [V_1(p) - V_i(p)] Y_1(p) + [V_2(p) - V_i(p)] Y_2(p) + \dots \\ & + [V_n(p) - V_i(p)] Y_n(p) = [V_i(p) - V_e(p)] Y_r(p), \end{aligned}$$

care, ținând seama ca $V_i(p) = V_e(p)/a(p)$, devine:

$$\sum_{k=1}^n V_k(p) Y_k(p) - \frac{V_e(p)}{a(p)} \sum_{k=1}^n Y_k(p) = -V_e(p) Y_r(p) + \frac{V_e(p)}{a(p)} Y_r(p),$$

de unde rezulta :

$$V_e(p) = \frac{\sum_{k=1}^n V_k(p) Y_k(p)}{-Y_r(p) + \frac{1}{a(p)} \left[Y_r(p) + \sum_{k=1}^n Y_k(p) \right]}, \quad (2.43)$$

adica o forma identica cu (2.42).

Deoarece, asa cum s-a aratat la începutul acestui subcapitol, amplificatorul operational utilizeaza amplificatoare de curent continuu cu performante înalte (printre care câștigul a în bucla deschisa foarte mare, $a > 10^7$), atunci se poate considera – cu o buna aproximatie – ca $1/a(p) \approx 0$ și, într-o a doua aproximare – prima a fost $I_o(p) \ll I_r(p)$ și deci $I_i(p) \sim I_r(p)$ – relatia (2.42) se poate scrie în forma:

$$U_e(p) = -Z_r(p) \sum_{k=1}^n \frac{U_k(p)}{Z_k(p)} \quad (2.44)$$

care reprezinta **modelul practic de functionare al amplificatorului operational**. Acest model este cu atât mai precis cu cât amplificatorul de curent continuu utilizat în montaj (v. fig. 2.22) este mai performant (adica : câștig mai mare $a \gg 8$, impedanta de intrare extrem de mare și reactie negativa puternica, astfel încât $i_a \ll i_r$ și $i_i \sim i_r$).

Într-un caz particular, al unui amplificator cu un singur semnal aplicat la intrare – deci $n = 1$ (v. fig. 2.22) – relatia (2.44) devine :

$$U_e(p) = -\frac{Z_r(p)}{Z_i(p)} U_1(p) \quad (2.45)$$

în care $-Z_r(p)/Z_i(p) = O_1$, adica un operator – liniar sau neliniar, în functie de felul componentelor din schema $Z_r(p)$ și $Z_i(p)$. Deci, în acest caz,

$$U_e(p) = O_1(p) U_1(p).$$

Desi vom reveni, iata câteva exemple relativ la (2.45) :

– daca $Z_r(p) = Z_i(p) = R$ atunci $U_e(p) = -1 U_1(p)$ și $O_1(p) = -1$, adica un amplificator operational care schimba semnul semnalului: $u_e(t) = -u_1(t)$;

– dacă $Z_r(p) = R$ și $Z_i(p) = R_1$ atunci $U_e(p) = -(R/R_1) U_i(p)$ și $O_i(p) = -(R/R_1)$, adică un amplificator operational care multiplică semnalul de la intrare cu o constantă: $u_e(t) = -k u_i(t)$;

– dacă reacția se realizează printr-un condensator ideal $Z_r(p) = 1/pC$ și la intrare este un rezistor $Z_i(p) = R_1$, atunci $U_e(p) = -(1/pCR) U_i(p)$ cu $O_i(p) = -(1/pCR)$, ceea ce înseamnă că amplificatorul operational realizează integrarea semnalului căci:

$$L^{-1}[U_e(p)] = u_e(t) = L^{-1}\left[-\frac{1}{pCR}U_i(p)\right] = -\frac{1}{CR} \int u_i(t) dt.$$

Prin urmare, din relația (2.44) și exemplele de mai sus, rezultă că în funcție de caracterul impedanțelor utilizate în montaj se pot obține diverse și variate funcții de transfer, așa cum se va arăta ceva mai încolo.

2.2.2. Teoria generală a amplificatoarelor operationale

Schema bloc a unui amplificator operational, cel mai des întâlnită, este aceea reprezentată în figura 2.23. În cazul cel mai general, rețelele notate cu H sunt cuadripoli cu elemente pasive și active; prin cuadripolul H_r se închide bucla de reacție negativă (de tip paralel, de tensiune) iar $H_1, H_2, \dots, H_n$ sunt cuadripolii de la intrare.

În continuare, vom reprezenta marimile numai prin litera mare a simbolului specific (V – potențiale, U – tensiuni, I – curenți, Z – impedanțe, Y – admitanțe etc.) pentru a simplifica scrierea, dar vom reține precizarea: dacă semnalele sunt marimi variabile oarecare, $u(t)$, $v(t)$, $i(t)$ etc. atunci U , V , I sunt transformatele Laplace ale lui $u(t)$, $v(t)$ și – respectiv – $i(t)$, iar Y sau Z sunt admitanțele sau impedanțele operationale; dacă semnalele sunt periodice sinusoidale, atunci U , V , I , devin “automat” reprezentările în planul complex, de forma $\underline{U}(j\omega) = \underline{U}e^{j\omega t} = \underline{U}e^{j\omega t}$ pentru un semnal $u = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \alpha)$, iar Y sau Z sunt admitanțele sau impedanțele complexe $\underline{Z} = R + jX$ sau $\underline{Z} = G + jB$. Pentru cuadripolii H vom utiliza reprezentarea sub forma matriceală $\underline{I} = \underline{Y}\underline{U}$, adică:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [\underline{Y}] \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{cases} I_1 = Y_{11}U_1 + Y_{12}U_2 \\ I_2 = Y_{21}U_1 + Y_{22}U_2 \end{cases} \quad (2.46)$$

unde indicii 1 reprezintă intrarea în cuadripol și 2 – ieșirea, iar $[\underline{Y}] = [Y_{i,j}]$, $i, j \in \{1, 2\}$ sunt admitanțele cuadripolului.

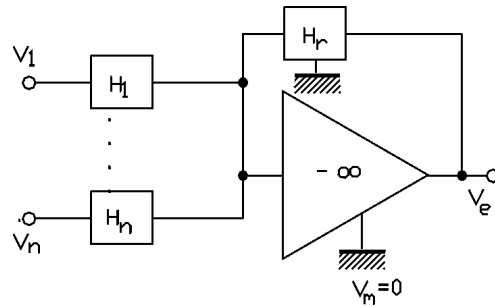


Fig. 2.23

Atunci, schema echivalentă din punctul de vedere al funcției de transfer a amplificatorului operational din figura 2.23 este aceea din figura 2.24, în care : $Y_{21,k}$ este admitanța de transfer în scurtcircuit (la ieșire) a cuadripolului k , $Y_{22,k}$ – admitanța de ieșire, $Y_{11,k}$ – admitanța de intrare, pentru $U_2 = 0$ în sistemul (2.46), $k = 1, 2, \dots, n, r$, Y_i – admitanța de intrare a amplificatorului de curent continuu, Y_e – admitanța de ieșire a aceluiași amplificator, Y_L – admitanța sarcinii, iar a este câștigul amplificatorului de curent continuu (în buclă deschisă, fără reacție).

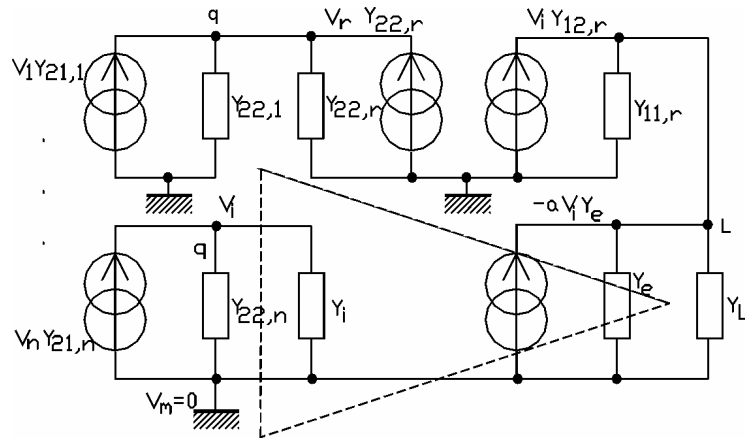


Fig. 2.24

Aplicând acestei scheme teorema potențialului la noduri (cu potențialul masei luat ca referință $V_m = 0$) se pot scrie relațiile:

$$V_i = \frac{V_e Y_{21,r} + \sum_{k=1}^n V_k Y_{12,k}}{Y_i + Y_{22,r} + \sum_{k=1}^n Y_{22,k}}, \quad (2.47)$$

aplicată în nodul q de potențial V_i (v. fig. 2.24) și

$$V_e = -V_i \frac{a Y_e - Y_{12,r}}{Y_e + Y_L + Y_{11,r}}, \quad (2.48)$$

aplicată în nodul L (v. fig. 2.24 și sistemul 2.46), știind că $V_e = a V_i$.

Din relațiile (2.47) și (2.48) se deduce expresia potențialului de ieșire, adică a răspunsului amplificatorului operational:

$$V_e = - \sum_{i=1}^n V_k \cdot \frac{Y_{21,k}}{Y_{21,r}} \cdot \frac{1}{1 + 1/T}, \quad (2.49)$$

unde T este câștigul cu bucla de reacție, ce are expresia:

$$T = \frac{aY_e - Y_{12,r}}{Y_e + Y_L + Y_{11,r}} \cdot \frac{Y_{21,r}}{Y_i + Y_{22,r} + \sum_{k=1}^n Y_{22,k}}. \quad (2.50)$$

Dacă amplificatorul de curent continuu este ideal (cu $a \rightarrow \infty$ și $Y_i \rightarrow 0$), atunci

$T \rightarrow \infty$ și relația (2.49) devine: $V_e = -\sum_{k=1}^n \frac{Y_{21,k}}{Y_{21,r}} V_k$, deci identică cu expresia (2.44).

În practica măsurărilor electronice și în structura unor aparate electronice de măsurat apar trei cazuri specifice mai importante: rețele adiacente cu dipoli, reacția cu un cuadripol în T și amplificatorul operational diferential.

Amplificator operational cu dipoli. În acest caz, rețelele H_k ($k=1,2,\dots,n$) și H_r sunt înlocuite prin doi simpli dipoli caracterizați prin impedanțele Z_i (la intrare) și Z_r pe bucla de reacție, așa cum se arată în figura 2.25. În acest caz, expresia (2.50) a câștigului cu bucla de reacție devine:

$$T = \frac{a - Z_e / Z_r}{(1 + Z_e / Z_L + Z_e / Z_r) \cdot (1 + Z_r / Z_i + \sum_{k=1}^n Z_r / Z_k)}, \quad (2.51)$$

dacă sunt n dipoli la intrare. În practică, la amplificatoarele operationale de calitate a este foarte mare și $Z_e \ll Z_r$, iar în cele mai multe cazuri $Z_e \ll Z_L$; de aceea Z_e / Z_r este neglijabil în raport cu a , ca și $Z_e / Z_L + Z_e / Z_r$ în raport cu 1 și atunci:

$$T = \frac{a}{1 + Z_r / Z_i + \sum_{k=1}^n Z_r / Z_k}; \quad (2.51')$$

în plus, impedanța de intrare fiind foarte mare, $Z_i \gg Z_r$ și deci $Z_r / Z_i \ll 1$ față de care este neglijabil, se poate considera:

$$T = \frac{a}{1 + \sum_{k=1}^n Z_r / Z_k}. \quad (2.51'')$$

În acest caz, al amplificatoarelor operationale cu dipoli (v. fig. 2.25), expresia răspunsului (2.49) devine (considerând $U_e = V_e - V_m$ și $U_k = V_k - V_m$ sau $V_e = U_e + V_m$ și $V_k = U_k + V_m$, iar dacă $V_m = 0$ se scrie: $U_e = V_e$ și $U_k = V_k$):

$$U_e = -\sum_{k=1}^n \frac{Z_r}{Z_k} \cdot U_k \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{T}}. \quad (2.52)$$

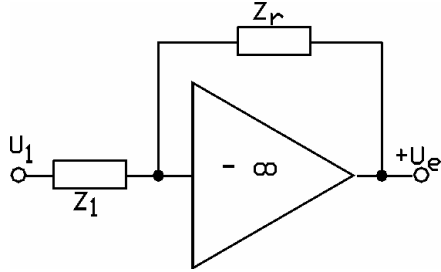


Fig. 2.25

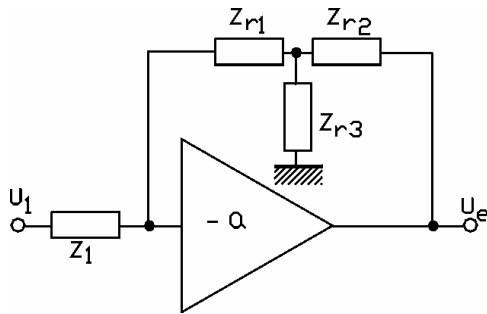


Fig. 2.26

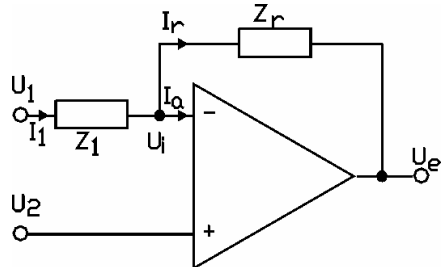


Fig. 2.27

Dacă T este foarte mare, atunci $1/T$ se neglijează în raport cu 1 ($\frac{1}{T} \ll 1$) și (2.52) capătă forma cunoscută (2.44).

Amplificator operational cu un cuadripol în T pe reacție. În acest caz H_k se înlocuiește cu dipoli ($Z_k, k=1,2,\dots,n$) și H_r este un cuadripol în T, așa cum este arătat în figura 2.26 (unde, pentru simplificare, s-a indicat numai un singur dipol pe intrare, Z_1 , considerându-se $n=1$).

Schema este specifică aparatelor de reglare electronice. În acest caz, expresia răspunsului de tensiune este, conform (2.52):

$$U_e = - \sum_{k=1}^n \frac{Z_{Tr}}{Z_k} \cdot U_k \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{T}}, \quad (2.53)$$

în care Z_{Tr} este impedanța de transfer în scurtcircuit a cuadripolului în T de reacție și anume:

$$Z_{Tr} = Z_{r1} + Z_{r2} + Z_{r1}Z_{r2}/Z_{r3}$$

(care rezultă din transfigurarea stea – triunghi), iar câștigul în buclă, în ipoteza ca R_e este suficient de mică, are expresia (dedusă din 2.51):

$$T = a \left(1 + \frac{Z_{r2}}{Z_{r3}} + \frac{Z_{Tr}}{Z_i} + \sum_{k=1}^n \frac{Z_{Tr}}{Z_k} \right).$$

Amplificatoare operationale diferențiale. Sunt des întâlnite în aparatele utilizate în măsurările electronice, deoarece permit realizarea unor funcțiuni suplimentare. Schema de principiu a amplificatorului operational diferențial este arătată în figura 2.27; cele două intrări pe care le are acest amplificator sunt: intrarea *zisa inversoare* (notată cu $-$) pentru care câștigul este negativ și intrarea *neinversoare* (notată cu $+$) pentru care câștigul este pozitiv.

Expresia tensiunii de iesire în cazul acesta (v. fig. 2.27) este:

$$U_e = -\frac{Z_r}{Z_1}U_1 + \left(1 + \frac{Z_r}{Z_1}\right)U_2, \quad (2.54)$$

care rezulta din faptul ca, daca $I_a \ll I_r$, $I_1 = I_r + I_a$ se poate scrie aproximativ $I_1 \approx I_r$ adica :

$$(U_1 - U_i)Z_1 = (U_i - U_e)/Z_r,$$

de unde reiese: $U_e = -\frac{Z_r}{Z_1}U_1 + \left(1 + \frac{Z_r}{Z_1}\right)U_i$, iar U_i (prin amplificator) este chiar U_2 .

Câteodata, acest tip de amplificator operational diferential are si o a doua iesire la care se obtine un semnal (U_e') în opozitie fata de cel de la iesirea normala (adica $U_e' = -U_e$); aceasta facilitate este importanta, deoarece se reduce numarul amplificatoarelor operationale necesare pentru realizarea (sinteza) unor functiuni complicate.

Erorile amplificatoarelor operationale. Ele se datoreaza aproximariilor pe care le facem considerând amplificarea (câştigul) infinit, decalajul si derivatele nule, semnalul comun rejectat s.a. Principalele erori sunt:

– *eroarea datorita amplificarii finite.* Chiar din expresia generala a raspunsului U_e , relatia (2.49), se poate constata ca operatiile efectuate asupra semnalelor de intrare U_k sunt afectate de o eroare datorita faptului ca T (câştigul în bucla) nu este infinit. Aceasta eroare se defineste prin:

$$\varepsilon_a = \frac{U_e - U_e(T \rightarrow \infty)}{U_e(T \rightarrow \infty)} = \frac{1}{1+T};$$

– *eroarea datorita tensiunii si curentului de decalaj la intrare (“offset”).* Daca se admite $T \rightarrow \infty$ însa se considera decalajele de tensiune (U_x) si de curent (I_x) la intrare, atunci raspunsul U_e – dat de (2.49) în care consideram un singur semnal la intrare) – este:

$$U_e = -\frac{Z_r}{Z_1}U_1 + \left(1 + \frac{Z_r}{Z_1}\right)U_x + Z_r I_x,$$

ultimii doi termeni reprezentând erorile absolute produse de decalajul amplificatoarelor de curent continuu utilizate. Pentru reducerea acestei erori se folosesc în montaj amplificatoare cu modulare-demodulare sau amplificatoare combinate, cel mai adesea dupa metoda Goldberg (v. subcap. 2.1 si figurile: 2.18, 2.19 si 2.20) si amplificatoarele operationale diferentiale (v. fig. 2.27);

– eroarea datorita semnalului comun. Semnalul comun este semnalul parazit care este aplicat, în faza în raport cu un potential de referinta, la cele doua borne de intrare ale unui amplificator operational diferential (v. fig. 2.27). Daca acest amplificator are un factor de rejectie slab, semnalul comun este amplificat si el introduce – astfel – o eroare considerabila în raspunsul U_e . Pentru a putea neglija aceasta eroare, sau – mai bine zis – pentru a obtine amplificatoare operationale de precizie, este necesar un factor CMR $\gg 90$ dB .

2.2.3. Amplificatoare operationale cu elemente de reactie liniare

În aceasta categorie sunt cuprinse toate amplificatoarele operationale ale caror circuite de intrare (H_k sau Z_k) si de reactie (H_r sau Z_r) sunt alcatuite din elemente pasive liniare (în principal din rezistoare si condensatoare de mare precizie), dupa scheme care realizeaza diferiti operatori (matematici), asa cum se arata în exemplele din figurile 2.28 la 2.34.

În figura 2.28,a este redată schema unui **amplificator proportional** care realizeaza înmultirea cu o constanta, iar în figura 2.28,b este reprezentat raspunsul la un semnal treapta unitar, negativ. În acest caz, functia de transfer ideala (pentru $a \rightarrow \infty$ si $R_i \rightarrow \infty$) este – conform expresiei (2.44) – R_r/R_i , iar functia de transfer reala are – conform expresiilor (2.49) si (2.51") – forma :

$$-\frac{R_r}{R_i} \frac{1}{1 + \frac{1}{T}}, \text{ cu } T = \frac{a}{1 + R_r/R_i} \text{ si } R_i = \frac{R_i R_i}{R_i + R_i}.$$

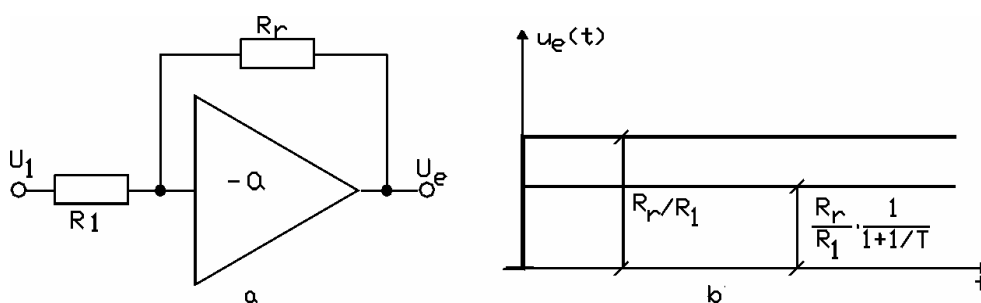


Fig 2.28

În figura 2.28,b este reprezentat raspunsul $u_e(t)$ la un semnal treapta unitar, negativ, care este raspunsul tipic al elementelor de tip P (proportional).

În figura 2.29 este prezentata schema unui amplificator operational care realizeaza functiunea de însumare a semnalelor analogice de la intrare. În acest caz,

raspunsul U_e (considerând un amplificator ideal, cu $a \rightarrow \infty$ si $R_i \rightarrow \infty$) este dat de (2.44) si are forma (în timp):

$$u_e(t) = -R \sum_{k=1}^n \frac{u_i(t)}{R_k} . \quad (2.55)$$

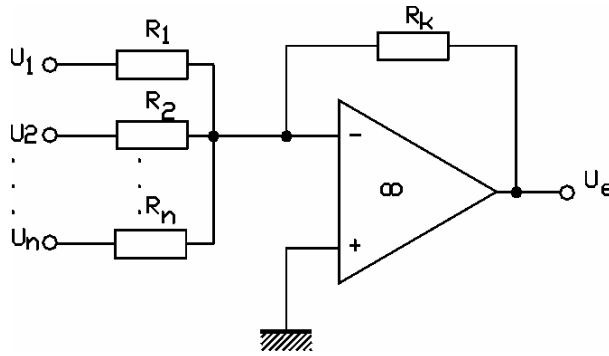


Fig. 2.29

Daca se alege $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_r = R$ (deci toate rezistoarele identice) atunci (2.55) devine:

$$u_e = - \sum_{k=1}^n u_k ,$$

ceea ce arata ca amplificatorul operational din figura 2.29 este un *sumator*, cu schimbarea semnului. Daca dorim ca sa avem o însumare cu semnul + atunci tensiunea u_e se aplica, mai departe, unui alt amplificator operational cu schema ca în figura 2.28,a, însa cu $R_1 = R_r = R$, la iesirea caruia rezulta $u'_e = u_e =$

$= - \left(- \sum_{k=1}^n u_k \right) = \sum_{k=1}^n u_k$; deci se realizeaza o însumare si o înmultire cu -1 , ceea ce însemna o suma pozitiva a semnalelor de la intrare în montaj.

În figura 2.30,a este redata schema unui amplificator operational care îndeplineste functia de *integrare* a semnalelor analogice (*operatorul integrala*). Într-adevar, în acest caz, functia de transfer ideala (pentru $a \rightarrow \infty$ si $R_i \rightarrow \infty$) este, asa cum rezulta din (2.44), urmatoarea:

$$\frac{U_e(p)}{U_1(p)} = - \frac{Z_r(p)}{Z_1(p)} = - \frac{1/pC_r}{R_1} = - \frac{1}{pR_1C_r} ,$$

ceea ce înseamnă (în timp):

$$u_e(t) = -\frac{1}{R_1 C_r} \int u_1(t) dt ,$$

adică răspunsul este integrala semnalului cu schimbarea semnului și înmulțirea cu $1/R_1 C_r$.

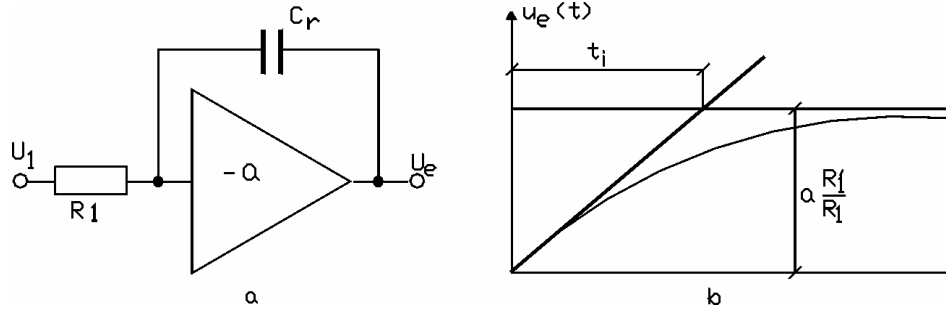


Fig. 2.30

Funcția de transfer reală, conform expresiilor (2.49) și (2.51''), este:

$$\frac{U_e(p)}{U_1(p)} = -\frac{R_1' a}{R_1 (1 + p t_i)}$$

unde $t_i = R_1' a C_r$ și $R_1' = \frac{R_1 R_i}{R_1 + R_i}$, iar răspunsul $u_e(t)$ la un semnal treaptă unitar,

negativ, adică la $u_1 = -1 \Leftrightarrow t \geq 0$ și $u_1 = 0 \Leftrightarrow t < 0$, este reprezentat în figura 2.30,b, care este tipic elementelor integroare (de tip I).

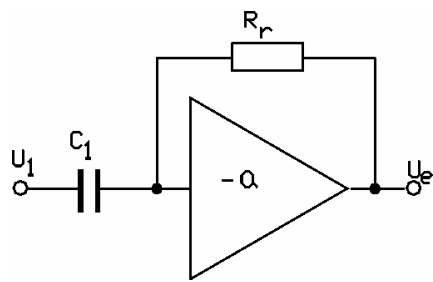


Fig. 2.31

În figura 2.31 este reprezentată schema unui amplificator operational care îndeplinește funcția de *derivare* a semnalelor analogice (*operatorul derivată*). Într-adevăr, în acest caz, funcția de transfer ideală (pentru $a \rightarrow \infty$ și $R_i \rightarrow \infty$) este, așa cum rezulta din (2.44), următoarea:

$$\frac{U_e(p)}{U_i(p)} = -\frac{Z_r(p)}{Z_1(p)} = -\frac{R_r}{1/pC_1} = -pR_rC_1 ,$$

ceea ce, în timp, înseamnă:

$$u_e(t) = -R_r C_1 \frac{d u_1(t)}{d t} ,$$

adică răspunsul este derivata semnalului cu schimbarea semnului și înmulțirea cu $R_r C_1$.

Totusi, montajul din figura 2.31 nu este utilizat deoarece la semnalele lent variabile functionarea lui este afectata de mari erori. Pentru operatia de derivare, cea mai indicata este schema din figura 2.33.

În figura 2.32,a este indicata schema unui amplificator operational care realizeaza o functie de integrare.

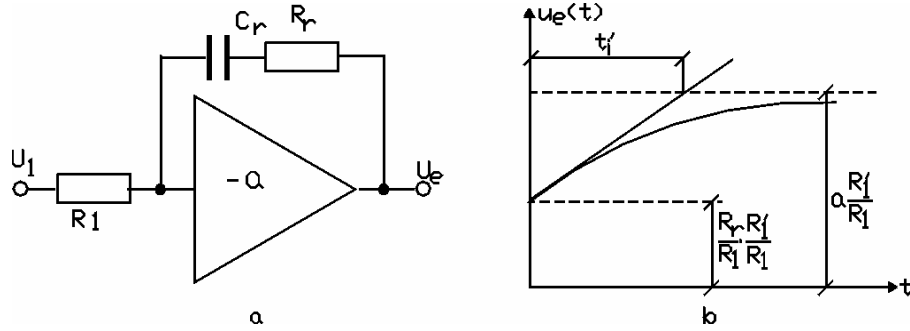


Fig. 2.32

În acest caz, functia de transfer ideala (pentru $a \rightarrow \infty$ si $R_i \rightarrow \infty$) este, conform relatiei (2.44): $\frac{U_e(p)}{U_1(p)} = -\frac{1 + p\tau_r}{p\tau_i}$, unde $\tau_r = R_r C_r$ si $\tau_i = R_1 C_r$, deoarece $Z_r = R_r + 1/pC_r$ si $Z_1 = R_1$, iar $-Z_r/Z_1 = -\left(R_r + \frac{1}{pC_r}\right)/R_1 = -\frac{R_r}{R_1} - \frac{1}{pR_1C_r} = -\frac{pR_rC_r + 1}{pR_1C_r} = -\frac{1 + p\tau_r}{p\tau_i}$, care este specifica unui element de tip *PI* (proportional-integrator). Functia de transfer reala, dedusa din (2.49) si (2.51"), este: $-\frac{R_1}{R_1} \frac{a(1 + p\tau_r)}{1 + p\tau_i'}$, în care $\tau_i' = (R_r + R_1/a)C_r = \tau_r \left(1 + \frac{R_1/a}{R_r}\right)$. În figura 2.32,b este reprezentat raspunsul $u_e(t)$ la un semnal treapta unitar, negativ, ideal si real, al amplificatorului operational de tip *PI* din figura 2.32,a.

În figura 2.33,a este aratata schema unui amplificator operational cu un cuadripol în *T* pe reactie, care realizeaza o functie de derivare.

În acest caz, functia de transfer ideala (pentru $a \rightarrow \infty$ si $R_i \rightarrow \infty$) este, asa cum rezulta din (2.53):

$$\frac{U_e(p)}{U_1(p)} = -\left(R_{r1} + R_{r2} + \frac{R_{r1}R_{r2}}{1/pC_R}\right)/R_1 = -\frac{R_{r1} + R_{r2}}{R_1}(1 + p\tau_D),$$

unde constanta de timp diferentiala este $\tau_D = \frac{R_{r1}R_{r2}}{R_{r1} + R_{r2}}C_r$, ea fiind specifica unui element de tip *PD* (proportional-derivativ).

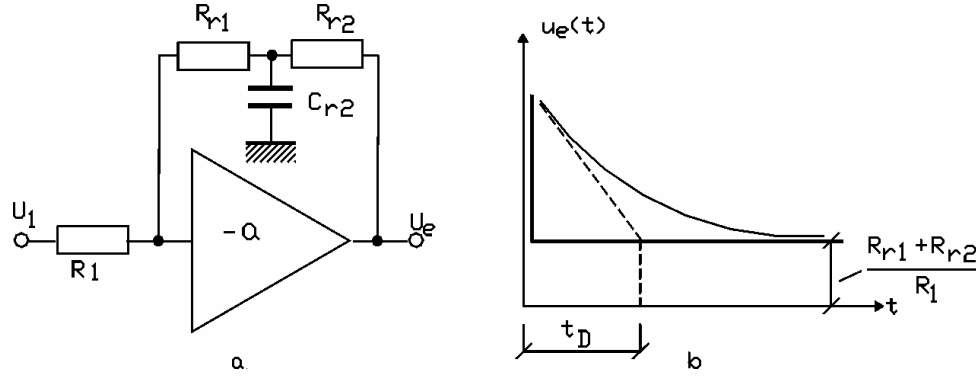


Fig. 2.33

Funcția de transfer reală, dedusă din (2.53), este:

$$-\frac{R_{r1} + R_{r2}}{R_1} \frac{1 + p\tau_D}{1 + pt_D}, \text{ unde } t_D = \tau_D \frac{R_{r1} + R_{r2}}{a} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{r1}} \right).$$

În figura 2.33,b este desenat răspunsul $u_e(t)$ la un semnal treaptă unitar, negativ, ideal și real, al acestui amplificator operational de tip PD (v. fig. 2.33,a).

În sfârșit, în figura 2.34,a este indicat un alt tip de schema de amplificator operational ce are pe legatura de reacție două componente paralele (R_r și C_r), astfel ca impedanța de reacție este:

$$Z_r = (R_r / pC_r) / \left(R_r + \frac{1}{pC_r} \right) = \frac{R_r}{pR_r C_r + 1}.$$

În acest caz, funcția de transfer ideală (pentru $a \rightarrow \infty$ și $R_i \rightarrow \infty$) ce rezultă din (2.44) are expresia:

$$\frac{U_e(p)}{U_1(p)} = -\frac{Z_r}{Z_1} = -\frac{R_r / (1 + pR_r C_r)}{R_1 + 1 / pR_1 C_1} = -\frac{pR_r C_r}{(1 + pR_r C_r)(1 + pR_1 C_1)},$$

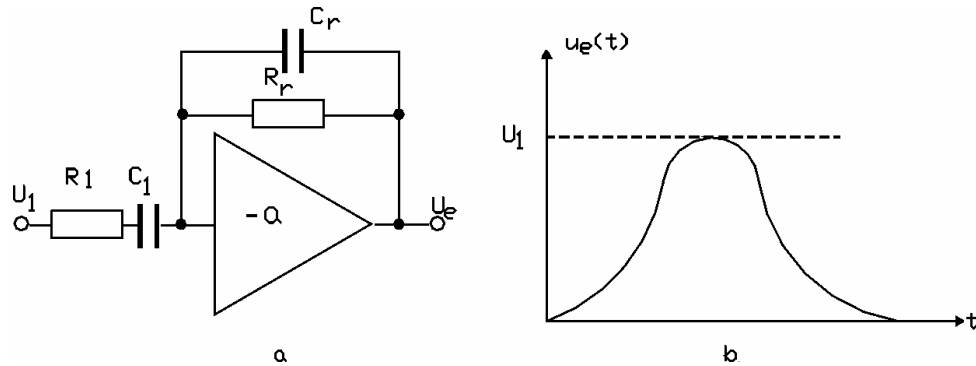


Fig. 2.34

care în timp da raspunsul:

$$u_e(t) = L^{-1}[U_e(p)] = L^{-1}\left[\frac{Z_r}{Z_1}U_1(p)\right],$$

aratat în figura 2.34,b.

2.2.4. Amplificatoare operationale cu elemente de reactie neliniare

În aceasta categorie se înscriu toate montajele care au în schema lor componentele (de tip cuadripol H_r, H_k sau de tip dipol Z_r, Z_k) cu caracteristici tensiune-curent neliniare (ca, de exemplu, diodele si diferitele tipuri de tranzistoare). Cu aceste amplificatoare operationale, ce contin elemente neliniare, se pot obtine cele mai diverse functii de transfer. În continuare vom prezenta numai trei exemple, însa reprezentative pentru aplicatiile lor în tehnica masurarilor electrice.

Înmultirea. Operatia de înmultire a doua sau mai multe (n) semnale analogice se poate face direct cu un montaj cu amplificatoare operationale ca cel din figura 2.35.

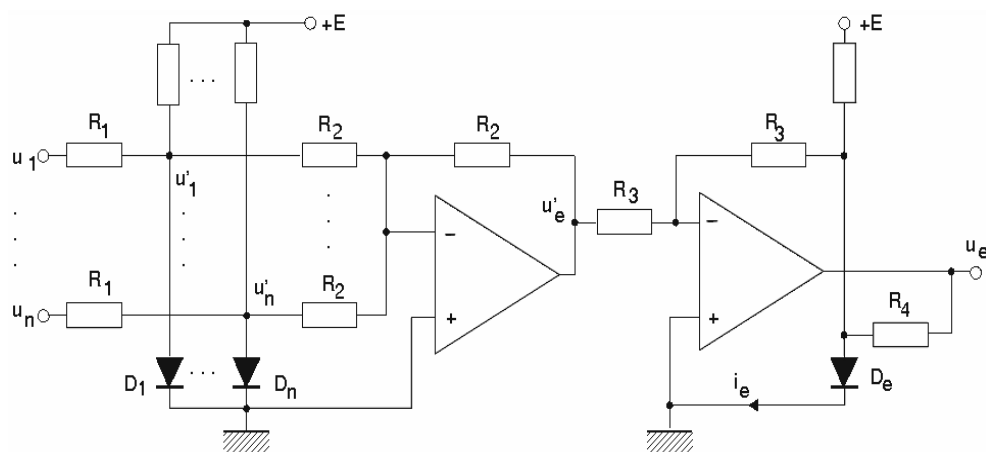


Fig. 2.35

Un astfel de amplificator este utilizat în numeroase aparate de masurat electronice ca: wattmetre, varmetre, contoare de energie electrica (toate fara echipaje mobile), precum si în analizatoarele Fourier, modulometre, detectoare diverse, discriminatoare s.m.a.

În schema din figura 2.35, primul amplificator operational efectueaza suma :

$$u'_e = k_1 \sum_{j=1}^n \ln u_j , \quad (2.56)$$

iar cel de al doilea amplificator operational realizeaza operatia de antilogaritmare, astfel ca pe dioda D_e se obtine tensiunea :

$$u_e = k_2 \exp \left(k_1 \sum_{j=1}^n \ln u_j \right) = k_1 k_2 \prod_{j=1}^n u_j \quad (2.57)$$

care reprezinta deci produsul tensiunilor de la intrare, înmulțit cu niste constante ale montajului k_1 si k_2 (determinate de rezistoarele si diodele din circuit).

Operatiile de logaritmare si antilogaritmare rezulta din dependenta exponentiala a curentului unei diode cu jonctiune pn polarizata direct fata de tensiunea de la bornele sale. Dupa cum stim, caracteristica curent – tensiune a unei diode pn polarizata direct, $i = f(u)$, are expresia:

$$I = I_{sat} (1 - e^{-u/mU_T}) ,$$

în care: U_T este tensiunea (de ambalare) termica si $m = 1, \dots, 2$. Daca $I_{sat} \gg I$ se

poate scrie: $\frac{i}{I_{sat}} = 1 - e^{-u/mU_T}$ si prin logaritmare se poate scrie: $\ln \frac{i}{I_{sat}} \approx \frac{u}{mU_T}$ si

deci $u = mU_T \ln \frac{i}{I_{sat}}$.

Deoarece curentul i_j printr-o dioda D_j ($j = 1, 2, \dots, n$), din montajul reprezentat în figura 2.35, este $i_j = u_j / R_1$ ($j = 1, 2, \dots, n$) atunci tensiunea la bornele unei diode D_j (v. fig. 2.35) este:

$$u'_j = mU_T \ln \frac{u_j / R_1}{I_{sat}} = k_1 \ln u_j ,$$

iar tensiunea de la iesirea primului amplificator u'_e este, conform relatiei (2.44):

$$u'_e = -\frac{R_2}{R_1} \sum_{j=1}^n u'_j = k_1 \sum_{j=1}^n \ln u_j ,$$

adica relatia, data anticipat, (2.56). Tensiunea la bornele diodei D_e (de la iesirea celui de-al doilea amplificator operational) este:

$$\begin{aligned} u_e &= mU_T \ln \frac{i_e}{I_{sat}} = mU_T \ln \frac{u_e/R_4}{I_{sat}} = mU_T \ln \frac{-\frac{R_3}{R_4} u_e'}{I_{sat}} = mU_T \exp\left(\frac{u_e'}{R_4 I_{sat}}\right) = \\ &= mU_T \exp\left(\frac{-k_1}{R_4 I_{sat}} \sum_{j=1}^n \ln u_j\right), \end{aligned}$$

de unde rezulta:

$$\ln u_e = mU_T \frac{-k_1}{R_4 I_{sat}} \sum_{j=1}^n \ln u_j = k_1 k_2 \sum_{j=1}^n \ln u_j = k_1 k_2 \ln \prod_{j=1}^n u_j$$

si, antilogaritmând:

$$u_e = k_1 k_2 \prod_{j=1}^n u_j,$$

deci relatia ce trebuia demonstrata (2.57).

Operatia de logaritmare. Considerând schema din figura 2.36 si având în vedere forma exponentiala a caracteristicii $i_c = f(u_{CE})$ rezulta:

$$i_1 = i_c + i_a \text{ cu } i_c = I_{sat} (e^{u_{BE}/U_T} - 1) \text{ si } i_1 = \frac{u_1}{R_1},$$

iar daca $i_a \ll i_c$, atunci $i_1 \sim I_c$ si daca $i_1 \ll I_{sat}$ se poate scrie:

$$i_1 = i_c \Rightarrow \frac{u_1}{R_1} = I_{sat} \exp \frac{u_{BE}}{U_T}.$$

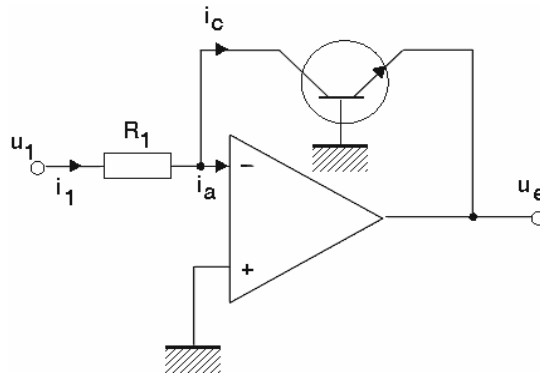


Fig. 2.36

O aplicatie tipica a schemei din figura 2.37,a o constituie etajele de transformare triunghiular-sinusoidala din generatoarele de functii (des utilizate în masurarile electronice, în testari etc.).

2.3. AMPLIFICATOARE DIFERENTIALE

Data fiind raspândirea utilizarii lor în aparatura electronica de masurat, se revine asupra amplificatoarelor de curent continuu diferentiale (care au fost prezentate în paragraful “Etaje diferentiale” din subcapitolul 2.1 – v. fig. 2.7), pentru a mai face câteva precizari finale, cu detalii specifice amplificatorului diferential utilizat în masurarile electronice (în special în voltmetrele diferentiale si în osciloscoapele cu sertare diferentiale).

Amplificatoarele diferentiale sunt, în majoritatea cazurilor, etaje cu cuplaj direct. Principalul lor parametru este factorul de rejectie în modul comun (*CMR*) pe care l-am definit în subcapitolul 2.1. Considerând, acum, un etaj diferential ca cel din figura 2.38, având aplicate tensiunile de intrare în modul diferential $\underline{U}_{1d}$ si în modul comun $\underline{U}_{1c}$, rezulta la iesire o tensiune:

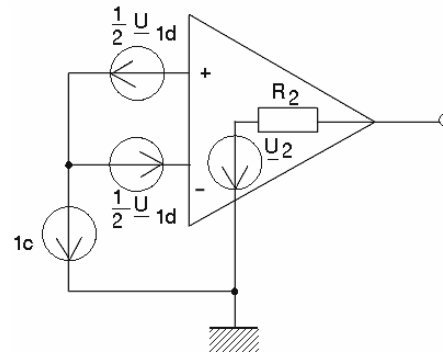


Fig. 2.38

$$\underline{U}_2 = \underline{a} \left(\underline{U}_{1d} + \frac{\underline{U}_{1c}}{\underline{CMR}} \right) \quad (2.58)$$

deoarece – folosind notatiile indicate în figura 2.1 si definitiile din subcapitolul 2.1. (v. 2.1.1. Probleme specifice) – se poate scrie succesiv:

$$\begin{aligned} \underline{a} &= (a' + a'') / 2, \quad \underline{CMR} = a' / (a' - a''), \\ \underline{U}_2 &= \underline{a} \left(\frac{1}{2} \underline{U}_{1d} + \underline{U}_{1c} \right) - a'' \left(-\frac{1}{2} \underline{U}_{1d} + \underline{U}_{1c} \right), \\ \underline{U}_2 &= (\underline{a} + \underline{a}'') \frac{1}{2} \underline{U}_{1d} + (\underline{a} - \underline{a}'') \underline{U}_{1c} = \underline{a} \underline{U}_{1d} + \frac{\underline{a}}{\underline{a}'} (\underline{a}' - \underline{a}'') \underline{U}_{1c} = \\ &= \underline{a} \left(\underline{U}_{1d} + \underline{U}_{1c} / \frac{\underline{a}}{\underline{a}' - \underline{a}''} \right) = \underline{a} (\underline{U}_{1d} + \underline{U}_{1c} / \underline{CMR}), \end{aligned}$$

adica relatia (2.58).

Pentru valori foarte mari ale factorului CMR (de la 10^4 la 10^6) se poate obtine cu o buna aproximatie, din relatia (2.58), în care un CMR foarte mare face ca $(\underline{U}_{1c}/\underline{CMR}) \ll \underline{U}_{1d}$, relatia practica $\underline{U}_2 = \underline{a} \underline{U}_{1d}$, chiar în conditiile în care $\frac{U_{1c}}{U_{1d}} \gg 1$. De

exemplu pentru $U_{1d} = 0,001$ V, $U_{1c} = 5$ V (deci $U_{1c}/U_{1d} = 5 \cdot 10^3$!), $a = 1000$ si $CMR = 10^5$ rezulta din (2.58) ca $U_2 = 1000 (0,001 + 5/10^5) = 1 + 0,05 = 1,05$ V, iar din $U_2 = a U_{1d}$ reiese $U_2 = 1000 \cdot 0,001 = 1$ V, eroarea fiind de 0,05 V (sau 5%).

Aceasta proprietate de rejectie a tensiunii în modul comun se foloseste la masurarea unor tensiuni foarte mici, suprapuse peste altele mult mai mari (de exemplu o componenta utila mica si una de brum – mult mai mare – injectata pe ambele intrari ale amplificatorului), situatie uzuala în cazul voltmetrelor diferentiale sau al osciloscoapelor cu sertare diferentiale.

Rejectia unui amplificator integrat sau cu cuplaj direct (v. fig. 2.8) poate fi satisfacatoare (adica suficient de mare, cu un $CMR = 10^4, \dots, 10^5$), dar amplificarea $\underline{a}$ este instabila în timp sau în functie de temperatura. Din acest motiv se folosesc **amplificatoare diferentiale cu reactie**, asa ca în schema din figura 2.39, unde $R_1 \approx R'_1$ si $R_2 \approx R'_2$. Pentru acest etaj, tensiunea de iesire este:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 \frac{R_2}{R_1} - \underline{U}'_1 \frac{R'_2}{R'_1} \approx \left(\underline{U}_1 - \underline{U}'_1 \right) \frac{R_2}{R_1},$$

iar factorul de rejectie în modul comun cu reactie (sa-l notam cu $\underline{CMR}'$) se “înrautateste” (practic scade) fata de factorul de rejectie CMR al amplificatorului diferential fara rejectie, conform relatiei:

$$\frac{1}{\underline{CMR}'} = \frac{1}{\underline{CMR}} + \left(\frac{R'_1 - R_1}{R_1} - \frac{R'_2 - R_2}{R_2} \right) \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

asa cum reiese prin aplicarea formulei (2.34) în cazul schemei din figura 2.39.

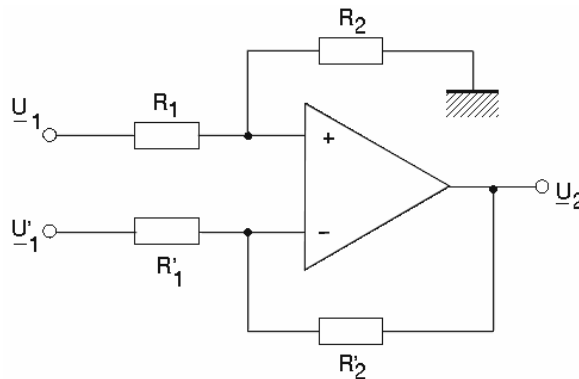


Fig. 2.39

În vederea asigurării unei precizii cât mai mari etajului amplificator și a unei bune stabilități factorului de amplificare diferențială, $\underline{a}$, precum și o valoare ridicată factorului CMR , aparatele electronice de măsurat folosesc **amplificatoare diferențiale cu mai multe etaje**, o schema tipică fiind aceea din figura 2.40, care funcționează în următorul mod:

– etajele a_1 și a_2 răspund numai la semnalul $\underline{U}_1$, producând o tensiune diferențială:

$$\underline{U}_d = \underline{U}_1 \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right);$$

– amplificatorul a_3 transformă tensiunea $\underline{U}_d$ într-o tensiune de ieșire raportată la masa:

$$\underline{U}_2 = -\frac{R_4}{R_3} \underline{U}_d = -\underline{U}_1 \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{R_4}{R_3};$$

– amplificatorul a_4 are rolul de a refăce componenta pentru modul comun prin intermediul rezistoarelor R_5 și de a introduce o reacție negativă în modul comun asupra surselor de alimentare și a ecranării aferente etajelor a_1 și a_2 în scopul de a îmbunătăți (a crește) factorul de rejectie CMR .

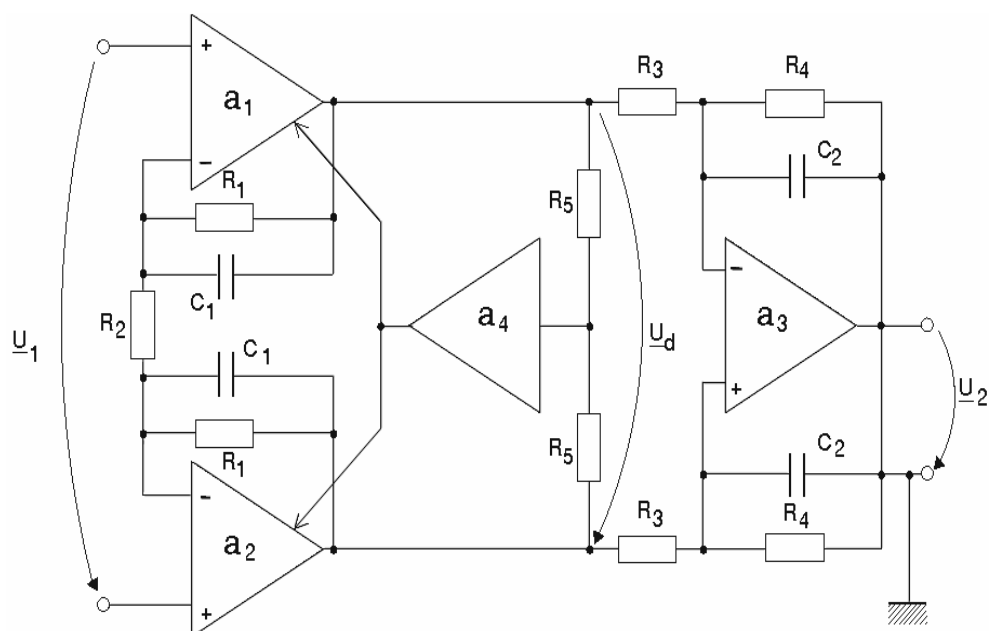


Fig. 2.40

2.4. APLICATII ALE AMPLIFICATOARELOR INSTRUMENTALE DIN DOMENIUL MASURARILOR ELECTRONICE

În cadrul acestui ultim subcapitol referitor la amplificatoarele instrumentale, se vor prezenta câteva aplicatii – devenite tipice – ale acestor amplificatoare (de curent continuu, diferențiale și în special operationale) în practica măsurărilor electronice, ca : surse ideale de curent, convertoare de impedanță negativă, filtre active RC , inductanțe simulate, comparatoare, amplificatoare auto-basculante, oscilatoare sinusoidale, convertoare tensiune-timp, multiplicatoare electronice, detectoare de amplitudine, detectoare de vârf, detectoare de valoare medie, convertoare frecvență-tensiune și discriminatoare de fază.

2.4.1. Sursa ideală de curent comandată prin tensiune

Sursa ideală de curent comandată prin tensiune este foarte utilă în toate aplicațiile care cer surse ideale de tensiune cu variație liniară în funcție de timp și cu panta controlată (acesta este cazul convertizoarelor analog – numerice, a multiplicatoarelor, a generatoarelor de funcții triunghiulare – rampă etc.).

Una din posibilitățile eficiente de realizare a unei astfel de surse de curent este arată în schema din figura 2.41.

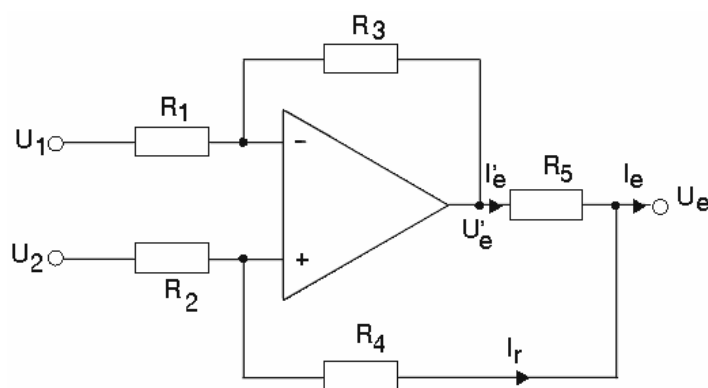


Fig. 2.41

Dacă se pune condiția de egalitate între valorile absolute aplicate celor două intrări ale amplificatorului operațional diferențial (adică $|U_1| = |-U_2| = U$ și dacă se aleg rezistoarele astfel ca $R_5 \ll R_4$ și $R_4/R_2 = R_3/R_1$, atunci rezultă $I_r \ll I_5$

si $I_e = I'_e + I_r \approx I'_e = \frac{U'_e - U_e}{R_5} \approx \frac{U'_e}{R_5}$, unde $U'_e = -\frac{R_3}{R_1}U_1 + \frac{R_4}{R_2}U_2 = \frac{R_4}{R_2}(U_2 - U_1)$,
daca $R_3/R_1 = R_4/R_2$, si în final:

$$I_e \approx \frac{U'_e}{R_5} = \frac{1}{R_5} \frac{R_4}{R_2} (U_2 - U_1) = \frac{2R_4}{R_2 R_5} U = GU \text{ cu } G = 2R_4/(R_2 R_5).$$

2.4.2. Convertizorul de impedanta negativa (CIN)

În figura 2.42 este reprezentata schema unui dipol activ, cu amplificator operational diferential, capabila sa realizeze conversia unei impedante $\underline{Z}$ (conectata ca sarcina a amplificatorului) într-o impedanta “negativa” $\underline{Z}_1 = -K\underline{Z}$ prezenta între bornele 1 si 2 ale montajului. Acest circuit este utilizat, în special, la sinteza filtrelor active RC.

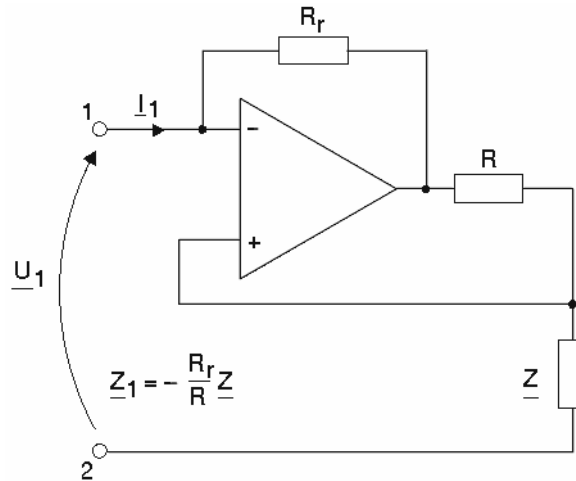


Fig. 2.42

Pentru schema din figura 2.42, impedanta dintre bornele 1 si 2 se calculeaza astfel:

$$\underline{Z}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \frac{(-R_r/R)\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = -\frac{R_r}{R} \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = -\frac{R_r}{R} (\underline{Z} - \epsilon_k \underline{Z}) = -\frac{R_r}{R} \underline{Z} (1 - \epsilon_k),$$

unde ϵ_k este eroare de conversie, ce depinde de impedanta de intrare $\underline{Z}_i$ a amplificatorului operational si de factorul de amplificare $\underline{a}$. Daca $\underline{Z}_i \rightarrow \infty$ si $\underline{a} \rightarrow \infty$, atunci $\epsilon_k \rightarrow 0$ si se poate considera – cu o buna aproximare – ca $\underline{Z}_1 = -\frac{R_r}{R} \underline{Z} = -K\underline{Z}$.

2.4.3. Filtre active RC

Asocierea unor amplificatoare operationale cu filtre pasive *RC* duce la realizarea unor filtre active *RC* cu functii de transfer din cele mai diverse, convenabile unor anume aplicatii, si de foarte buna calitate (eficienta). Filtrele active *RC* sunt folosite, în cazul masurarilor electronice, în distorsiometre si în voltmetrele selective de joasa frecventa (5 Hz la 1 MHz), în oscilatoarele interferentiale din generatoarele de semnale etc.

Problema realizarii unui filtru activ *RC* este o problema practica de sinteza a circuitelor electrice în domeniul frecventelor si consta în a gasi o retea, realizabila fizic, a carei functie de transfer sa corespunda cel mai bine caracteristicii de frecventa data pentru filtrul dorit. Retelele *RC* utilizând un amplificator operational ca element activ au functia de transfer $F(p)$ sub forma unei fractii rationale de polinoame de felul:

$$F(p) = \frac{\sum_{k=0}^n a_k p^k}{\sum_{k=0}^m b_k p^k} \quad \text{cu } b_m = 1 \text{ si } n \leq m, \quad (2.59)$$

care permite ca – prin metodele de sinteza cunoscute de la cursul de “Semnale, circuite si sisteme” – sa se obtina o larga clasa de caracteristici de frecventa necesare în practica (de tipul caracteristicilor filtrelor *TJ*, *TB* si *TS*) cu minimizarea elementelor active si pasive. Functiile de transfer, de forma (2.59), caracteristice filtrelor pot fi – în particular – de felul:

$$F(p) = \frac{1}{1 + p\tau} \quad \text{de gradul unu ,} \quad (2.60)$$

$$F_1(p) = \frac{1}{1 + ap\tau + bp^2\tau^2} \quad \text{pentru filtrul trece – jos (TJ) ,} \quad (2.61)$$

$$F_2(p) = \frac{k p \tau}{1 + ap\tau + bp^2\tau^2} \quad \text{pentru filtrul trece – banda (TB) ,} \quad (2.62)$$

$$F_3(p) = \frac{k p^2 \tau^2}{1 + ap\tau + bp^2\tau^2} \quad \text{pentru filtrul trece – sus (TS)} \quad (2.63)$$

(ultimele trei functii fiind de gradul doi) în care $t = RC$ si $\{a, b, k\} \leq 1$. Pentru conectorile în cascada, functia de transfer este un produs de tipul polinoamelor lui Cebâsev:

$$F_4(p) = \prod_{j=1}^n \frac{1}{1 + k_{1j} 2 p t + k_{2j} 2 p^2 t^2} . \quad (2.64)$$

În cazul în care funcțiile de transfer ale filtrului activ RC trebuie să fie de forma (2.59) sau (2.60) se poate utiliza montajul reprezentat în figura 2.43, care conține un număr minim de componente pentru realizarea funcției de transfer de tip (2.64):

$$F(p) = \frac{Y_1(p)Y_2(p)}{[Y_1(p) + Y_2(p) + Y_3(p) + Y_4(p)]Y_5(p) - Y_2(p)Y_4(p)}, \quad (2.65)$$

unde $Y_j(p)$, $j = 1, 2, \dots, 5$ sunt admitanțele operationale ale rețelei asociate amplificatorului operational ideal (cu $a \rightarrow \infty$ și $Z_i \rightarrow \infty$) din figura 2.43:

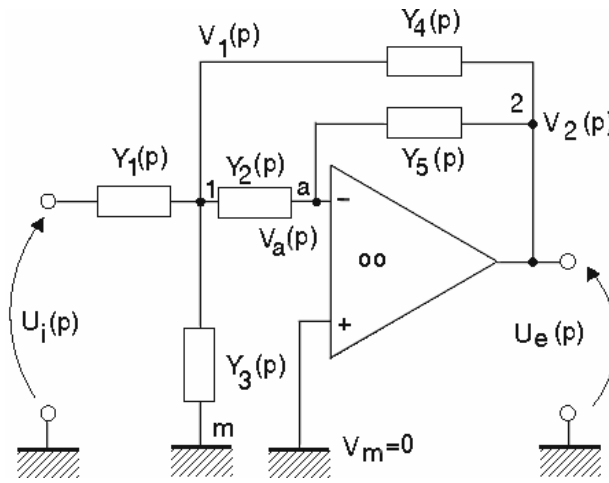


Fig. 2.43

Funcția de transfer (2.65) a filtrului activ RC din figura 2.43 se poate deduce imediat prin aplicarea teoremei potențialelor la noduri schemei din această figura (2.43), care are 4 noduri cu potențialele: $V_1(p)$, $V_a(p)$, $V_2(p)$ și $V_m(p)$. Considerând potențialul masei ca fiind de referință ($V_m = 0$), teorema potențialelor la noduri conduce la sistemul:

$$\left\{ \begin{array}{l} [Y_1(p) + Y_2(p) + Y_3(p) + Y_4(p)]V_1(p) - Y_2(p)V_a(p) - Y_4(p)V_2(p) = U_i(p)Y_1(p) \\ \text{(pentru nodul 1)} \\ [Y_2(p) + Y_5(p) + \frac{1}{Z_i(p)}]V_a(p) - Y_5(p)V_2(p) - Y_2(p)V_1(p) = 0 \\ \text{(pentru nodul a)} \\ [Y_4(p) + Y_5(p)]V_2(p) - Y_4(p)V_1(p) - Y_5(p)V_a(p) = U_e(p)\frac{1}{Z_2(p)} \\ \text{(pentru nodul 2)} \end{array} \right.$$

sistem în care $Z_i(p)$ este impedanța operatională de intrare (între bornele $-$, $+$) ale amplificatorului operational și $Z_2(p)$ este impedanța lui operatională de ieșire.

Deoarece, în cazul ideal, $a(p) = \frac{V_2(p)}{V_a(p)} \rightarrow \infty$ atunci $V_a(p) \left(= \frac{V_2(p)}{\infty} \right) \rightarrow 0$ și cum $Z_2(p)$ este foarte mica, sistemul de mai sus devine:

$$\begin{cases} [Y_1(p) + Y_2(p) + Y_3(p) + Y_4(p)]V_1(p) - Y_4(p)V_2(p) = U_1(p)Y_1(p) \\ Y_5(p)V_2(p) + Y_2(p)V_1(p) = 0 \end{cases}$$

Din ultima ecuație rezulta $V_1(p) = \frac{Y_5(p)}{Y_2(p)}V_2(p)$ și atunci prima ecuație a sistemului devine:

$$[Y_1(p) + Y_2(p) + Y_3(p) + Y_4(p)] \frac{Y_5(p)}{Y_2(p)} V_2(p) - Y_4(p)V_2(p) = U_1(p)Y_1(p),$$

de unde rezulta, înmulțind în ambii membri cu $Y_2(p)$:

$$\begin{aligned} \{ [Y_1(p) + Y_2(p) + Y_3(p) + Y_4(p)]Y_5(p) - Y_2(p)Y_4(p) \} V_2(p) = \\ = Y_1(p)Y_2(p)U_1(p). \end{aligned}$$

De aici se obține imediat funcția de transfer a montajului din figura 2.43, dacă scriem $V_2(p) - V_m(p) = U_2(p)$, căci s-a luat $V_m = 0$, adică:

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = F(p) = \frac{Y_1(p)Y_2(p)}{[Y_1(p) + Y_2(p) + Y_3(p) + Y_4(p)]Y_5(p) - Y_2(p)Y_4(p)},$$

prin urmare relația (2.65) prezentată la început.

Dacă în montajul de la care am plecat (fig. 2.43) punem: $Y_1(p) = 1/R_1$, $Y_2(p) = 1/R_2$ și $Y_4(p) = 1/R_1$ (adică introducem niste rezistoare), iar $Y_3(p) = pC_3$ și $Y_5(p) = pC_5$ (adică montăm niste condensatoare), funcția de transfer (2.65) devine:

$$F(p) = \frac{-1}{1 - pC_5(R_1 + 2R_2) - p^2C_3C_5R_1R_2},$$

adică de forma $F_1(p)$ din (2.61), de ordinul doi, a unui filtru TJ , în care $a = 3$, $b = 1$ și $\tau = R_1C_5 = R_2C_3 \approx (R_1 + 2R_2)C_5$, dacă $C_3 = C_5 = C$ și $R_1 = R_2 = R$.

Dacă luăm: $Y_2(p) = 1/R_2$ și $Y_4(p) = 1/R_4$ (niste rezistoare), $Y_1(p) = pC_1$ și $Y_5(p) = pC_5$ (niste condensatoare), iar $Y_3(p) = \infty$ (adică nodul 1 este legat la masă), atunci funcția (2.65) devine:

$$F(p) = \frac{-pC_1R_4}{1 - pC_5(R_2 + R_4) - p^2C_1C_5R_2R_4},$$

deci de forma $F_2(p)$ din (2.62), de ordinul doi, a unui filtru TB , în care $a = 2$, $b = 1$, $k = -1$ și $\tau = R_4 C_1 = (R_2 + R_4) C_5 = R_2 C_5$, ceea ce e posibil dacă $R_2 = R_4 = R$ și $C_1 = C_5 = C$.

În sfârșit, dacă considerăm: $Y_1(p) = R$, $Y_2(p) = \infty$, $Y_3(p) = 0$, $Y_4(p) = R$ și $Y_5(p) = pC$, atunci funcția (2.65) ia forma:

$$F(p) = \frac{R \cdot \infty}{(R + \infty + 0 + R)pC - R \cdot \infty} = \frac{-1}{pRC + 1} = \frac{-1}{1 + p\tau},$$

care este o funcție de transfer de gradul unu, adică de forma (2.60).

2.4.4. Inductante simulate

La frecvențe joase, unde bobinele ar rezulta de dimensiuni prea mari, sau în cazul circuitelor integrate (unde bobinele – adică acele componente de circuit ce au parametrul de circuit inductanța L – nu se pot realiza fizic), inductanțele (inductivitățile) L trebuie “simulate”, operație care se poate realiza cu etaje numite adesea și *giratoare*.

În desenul din figura 2.44,a este reprezentat un girator cu amplificator operational a cărui schemă echivalentă (fig. 2.44,b) este aceea a unei bobine cu inductivitatea $CR_1 R_2$ și cu pierderile date de rezistența $R_1 + R_2$.

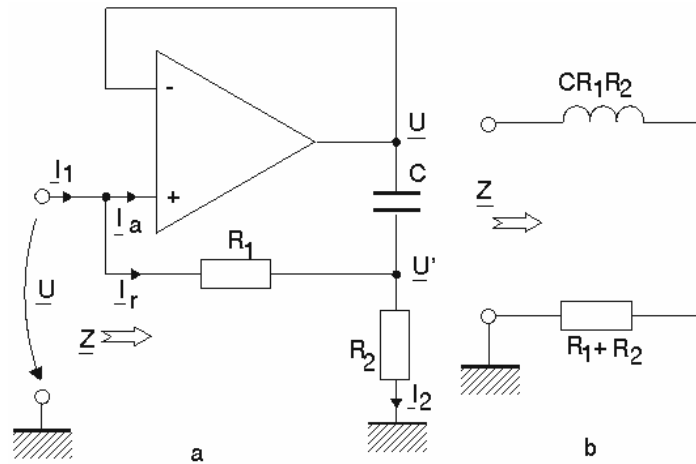


Fig. 2.44

Considerând amplificatorul operational ca fiind ideal (deci cu $a \rightarrow \infty$ și $z_i \rightarrow \infty$), inductanța simulată rezulta din aplicarea teoremei întâi a lui Kirchhoff și

a teoremei lui Joubert la bornele montajului; astfel: $\underline{I} = \underline{I}_r + \underline{I}_a$ si, deoarece $\underline{I}_a \ll \underline{I}_r$ (z_i fiind foarte mare) $\underline{I} \approx \underline{I}_r$:

$$\underline{I}_r = \frac{\underline{U} - \underline{U}'}{R_1} = \frac{\underline{U} - R_2 \underline{I}_2}{R_1} = \frac{\underline{U} - R_2 \frac{\underline{U}}{R_2 + 1/j\omega C}}{R_1} = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}'},$$

$$\text{cu } \underline{Z} = \underline{Z}' + R_2, \quad \frac{\underline{U}}{\underline{Z}'} = \frac{\underline{U}(1 - \frac{R_2}{R_2 + 1/j\omega C})}{R_1},$$

$$\underline{Z}' = \frac{R_1}{1 - \frac{R_2}{R_2 + 1/j\omega C}} = \frac{R_1}{\frac{R_2 + 1/j\omega C - R_2}{R_2 + 1/j\omega C}} = \frac{R_1(R_2 + 1/j\omega C)}{1/j\omega C}.$$

Deci: $\underline{Z}' = j\omega C R_1 R_2 + R_1 = j\omega L_s + R_1$ si $\underline{Z} = \underline{Z}' + R_2 = (R_1 + R_2) + j\omega L_s$, unde $L_s = C R_1 R_2$ este valoarea inductivitatii simulate.

2.4.5. Comparatorul

Comparatorul este un etaj care fiind atacat de doua semnale diferite (de exemplu doua tensiuni U_1 si U_2) furnizeaza un raspuns atunci când între cele doua semnale de intrare exista o anumita relatie (de exemplu de egalitate).

Considerând un amplificator operational ideal (cu câştig foarte mare: $a \rightarrow \infty$ si rezistenta de intrare foarte mare: $R_i \rightarrow \infty$) de tip differential (fig. 2.45,a), cu tensiunile de intrare U_1 si U_2 având acelasi semn, atunci tensiunea de iesire U_e va avea valorile extreme: U_{ep} (indicele p însemnând “pozitiva”) daca $U_1 < U_2$ si U_{eN} (N de la “negativa”) daca $U_1 > U_2$. Deci U_{ep} si U_{eN} sunt limitele domeniului de variatie a tensiunii de iesire a amplificatorului operational (v. fig. 2.45,c), valori determinate de caracteristicile amplificatorului sau/si de un circuit de limitare aferent.

Daca U_1 si U_2 sunt de semne opuse, compararea acestor doua semnale se face cu montajul din figura 2.45,b. Pentru $R_1 = R_2 \ll R_i$ se poate scrie: $U_1' = (U_1 - U_2)/2$, astfel ca pentru $U_2' = 0$ (v. fig. 2.45,b) comparatia înseamna $U_1 = U_2 \Rightarrow U_e = 0$.

Efectul unui câştig finit nu prea mare este acela al introducerii unei “zone de certitudine” $\Delta U_e = (U_{0p} - U_{0N})/a$ (v. fig. 2.45,c), zona în care semnalul logic de iesire nu este definit net. O reactie pozitiva, asa ca în figura 2.46,a elimina aceasta

zona, dar introduce în schimb un histeresis, așa cum se arată în diagrama din figura 2.46,b (care poate fi de dorit dacă U_1 și U_2 sunt afectate de perturbatii).

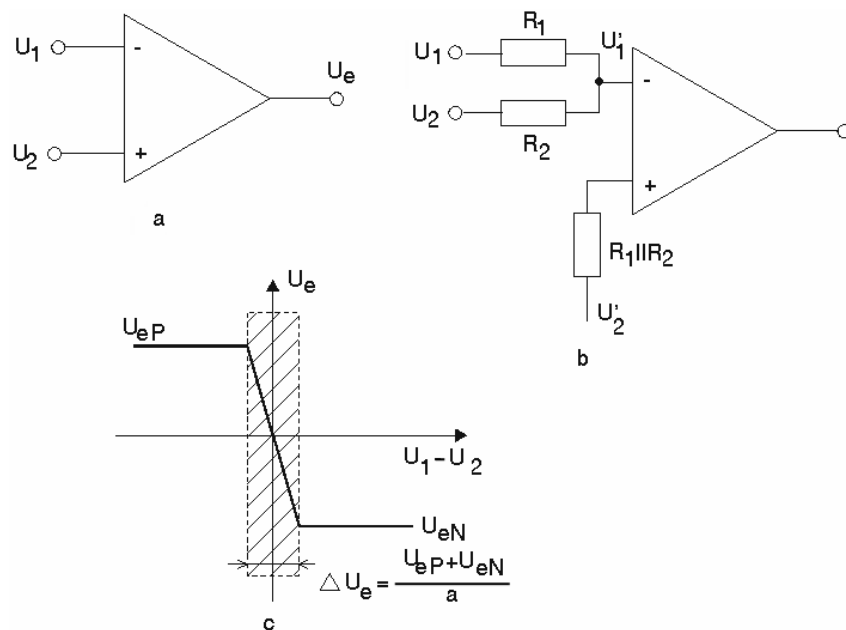


Fig. 2.45

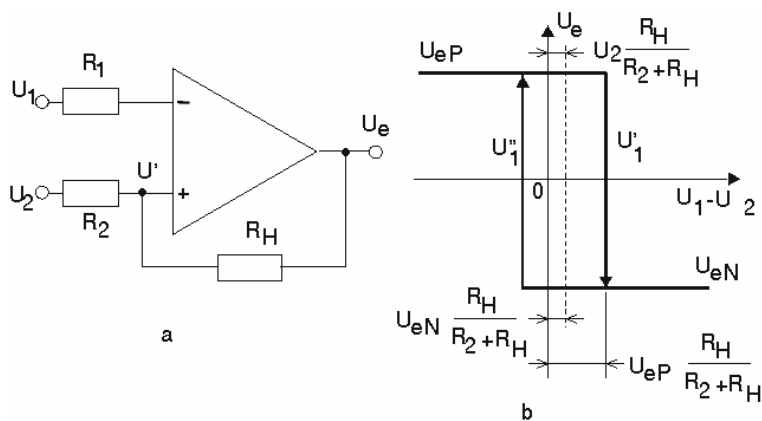


Fig. 2.46

Nivelele de comparatie vor depinde de starea de la iesire (adica U_{eN} sau U_{eP}); astfel, dacă $U_2 = \text{const.}$ (v. fig. 2.46) :

$$U_1' = \frac{U_2 R_H + U_{eP} R_2}{R_H + R_2}, \quad \text{dacă } U_e = U_{eP}$$

si:

$$U_1'' = \frac{U_2 R_H + U_{eN} R_2}{R_H + R_2}, \text{ daca } U_e = U_{eN},$$

caci, în general, pe borna neinversoare, daca $R_i \rightarrow \infty$, $(U_2 - U')/R_2 = (U_e - U')/R_H$ si, deoarece $U_e = aU'$, se mai poate scrie $(U_2 - \frac{U_e}{a})/R_2 = (U_e - \frac{U_e}{a})/R_H$, iar daca $a \rightarrow \infty$, $U_2/R_2 = U_e/R_H$, iar $U_e = \frac{R_H}{R_2} U_2 - aU_i$, unde $a = 1 + R_H/R_2$.

Efectul de histeresis va fi:

$$U_H = U_1' - U_1'' = (U_{eP} - U_{eN}) \frac{R_2}{R_H + R_2}.$$

Eroarea de comparatie, exprimata ca o abatere de la valoarea U_1 (cu care se compara $U_2 = \text{const.}$), este:

$$\Delta U_1 = u_{d1} + \frac{U_{eP} - U_{eN}}{a} + \frac{U_2}{CMR},$$

unde: u_{d1} este decalajul de tensiune raportat la intrare (v. subcap. 2.1.), $(U_{eP} - U_{eN})/a$ – zona de incertitudine (daca a nu poate fi considerat $a \rightarrow \infty$) si U_2/CMR – semnalul pe nod comun incomplet rejectat (daca factorul de rejectie pe nodul comun nu poate fi considerat foarte mare, adica de genul $CMR \rightarrow \infty$).

Comparatoarele intervin frecvent, chiar în toate voltmetrele electronice numerice.

2.4.6. Amplificatoare autobasculante la iesire cu modulatie în durata

Cu ajutorul amplificatoarelor operationale se pot realiza generatoare simple de semnale dreptunghiulare, cu o perioada $t_1 + t_2$ constanta, dar cu o durata a impulsului pozitiv (v. fig. 2.47) reglabila – deci cu un factor de umplere $t_1/(t_1 + t_2)$ ce se poate regla între 0 si 1 – adica un amplificator autobasculant cu tensiunea de iesire modulata în durata.

Astfel, prezenta reactiei pozitive – introdusa de circuitul R_3, R_4 (fig. 2.47) – face ca tensiunea de la iesirea amplificatorului sa ia numai una din valorile limita

$+U_e$ sau $-U_e$. Admitând ca, initial, U_e este pozitiva, ca $E_g = 0$ si ca $U_C = 0$, se obtine urmatorul mod de functionare:

– condensatorul C începe sa se încarce prin rezistorul R_2 de la tensiunea de iesire $+U_e$, astfel ca la intrarea inversoare apare o tensiune $U_1 = U_C \frac{R}{R_1 + R}$ care creste (odata cu U_C);

– daca aceasta tensiune U_1 atinge nivelul corespunzator tensiunii de pe borna neinversoare $U_2 = U_e \frac{R_4}{R_3 + R_4}$, atunci tensiunea de iesire $+U_e$ trece brusc (“basculeaza”) la valoarea $-U_e$, antrenând schimbarea semnului tensiunii U_2 ;

– dupa bascularea iesirii, de la $+U_e$ la $-U_e$, tensiunea la bornele condensatorului, $-U_C$, începe sa scada (sa varieze în sens contrar) pâna când se va obtine o noua egalitate a tensiunilor U_1 si U_2 de la cele doua intrari. Tensiunea de iesire basculeaza din nou, de la $-U_e$ la $+U_e$, devenind deci din nou pozitiva si procesul se va repeta mereu, astfel ca la iesire se obtine o tensiune în forma dreptunghiulara, cu amplitudinile $+U_e$ sau $-U_e$ si cu duratele $t_1 = t_2$ (v. fig. 2.47).

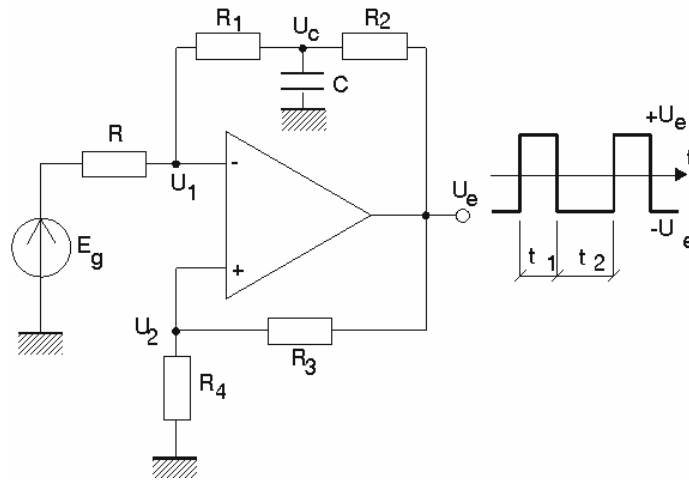


Fig. 2.47

Daca tensiunea generatorului de comanda $E_g \neq 0$, raportul între t_1 si t_2 se modifica în asa fel încât valoarea medie U_{e0} a tensiunii de iesire – adica $U_{e0} =$

$$= \int_0^{t_1} U_e dt - \int_{t_1}^{t_2} U_e dt = \int_0^{t_1+t_2} U_e dt$$
 – sa fie proportionala cu E_g . Notând cu m asa-zisul *factor de umplere*, adica: $m = t_1 / (t_1 + t_2)$, denumit si *factorul de modulatie în durata*, se obtine: $U_{e0} = U_e(1 - 2m) = E_g \frac{R_1 + R_2}{R}$ (daca $m = \frac{1}{2} \rightarrow U_{e0} = 0$ si implicit $E_g = 0$).

2.4.7. Oscilatoare sinusoidale

Cu ajutorul amplificatoarelor operationale se pot obtine si autooscilatoare sinusoidale, daca se realizeaza un montaj cu reactii ca cel din figura 2.48, care contine un circuit selectiv pe bucla de reactie pozitiva si o reactie negativa prin doua rezistoare R_3 si R_4 .

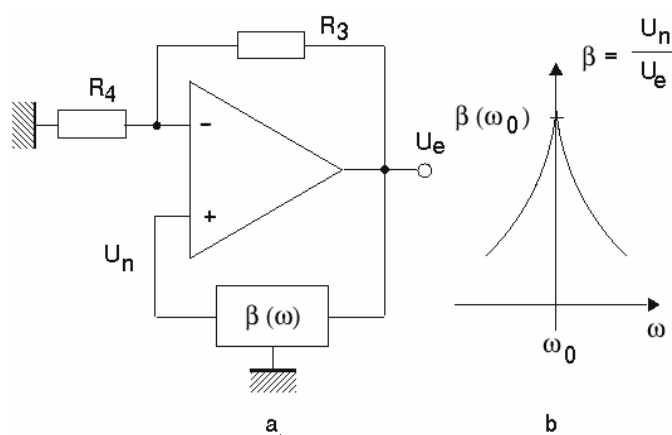


Fig. 2.48

Notând cu $\beta(\omega) = \frac{U_n}{U_e}$ funcția de transfer (atenuarea) blocului (rețelei) de reactie pozitiva, conditia de întretinere a oscilatiilor la pulsatiia de acord (de oscilatii) ω_0 , deci conditia de autooscilatie, este: $\beta(\omega_0) \geq \frac{R_4}{R_3 + R_4}$.

Pentru asigurarea functionarii autooscilatorului în regim cvasiliniar (oscilatii sinusoidale întretinute) este necesar ca, pe lângă satisfacerea conditiei de mai sus, sa se mentina egalitatea atenuarilor celor doua rețele de reactie, ceea ce înseamna realizarea unor câştiguri egale în cele doua bucle de reactie ($a_p = a_n$). Pentru aceasta exista numeroase scheme practice cu rețele de reactie RC si cu diode si tranzistoare TEC.

2.4.8. Converteare tensiune-timp

Convertearele tensiune-timp (durata, perioada etc.) sau convertoare tensiune-frecventa sunt utilizate în toate aparatele de masurat electronice de tip numeric (volt-metre, multimetre etc.). Cele mai performante astfel de convertoare se realizeaza cu amplificatoare operationale.

Functionarea montajelor de conversie în timp, care utilizeaza frecvent amplificatoare operationale, se bazeaza pe compararea marimii analogice cu o marime cu variatie liniara în functie de timp (cu o tensiune în dinti de ferastau) – numita

baza de timp (u_{BT}). Principiul metodei rezulta din figura 2.49, unde I reprezinta o sursa ideala de curent comandata de tensiunea U_1 .

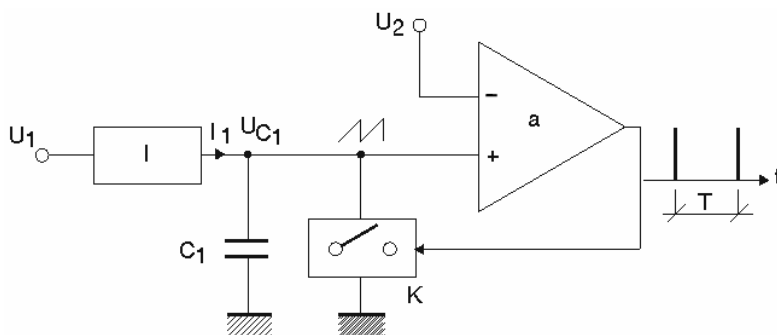


Fig. 2.49

Curentul de iesire $I_1 = k_1 U_1$ încarca condensatorul C_1 ; în momentul în care tensiunea la bornele acestuia $U_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^t I_1 dt = \frac{1}{C_1} I_1 t = \frac{k_1}{C_1} U_1 t$ atinge valoarea U_2 , comparatorul cu amplificator operational a descarca condensatorul prin intermediul unui întreruptor static K , după care procesul de încărcare (reîncărcare) a condensatorului C_1 reîncepe de la $U_{C1} = 0$, producându-se astfel o tensiune în dinte de ferăstrău de tip "baza de timp" u_{BT} .

Notând cu T intervalul între două acțiuni succesive ale întreruptorului K , rezulta: $U_2 = \frac{k_1}{C_1} U_1 T$ și dacă $U_1 = \text{const.}$ atunci $U_2 = kT$ și schema din figura 2.49 reprezintă un convertizor tensiune-perioada; dacă $U_1 = \text{const.}$ mai putem scrie $U_2 = kf$ și schema este, deci, un convertizor tensiune-frecvență. Dacă întreruptorul K este comandat din exterior cu o frecvență de tact f și $U_1 = \text{const.}$, atunci $U_1 = k'\Delta T$, unde ΔT este intervalul de timp între momentele de comutare ale întreruptorului K și momentele de comparare, iar – ca urmare – montajul din figura 2.49 este un convertor tensiune-durată.

2.4.9. Multiplicatoare electronice

În aparatele de masurat electronice, multiplicatoarele electronice sunt niste etaje care prezintă la ieșire o tensiune proporțională cu produsul a două tensiuni analogice aplicate la intrări. Simbolurile grafice ale multiplicatorului electronic sunt arătate în figura 2.50, în care: a este simbolul general, iar b simbolul multiplicatoarelor realizate exclusiv cu amplificatoare operationale.

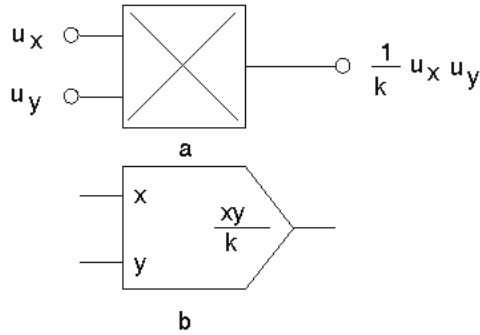


Fig. 2.50

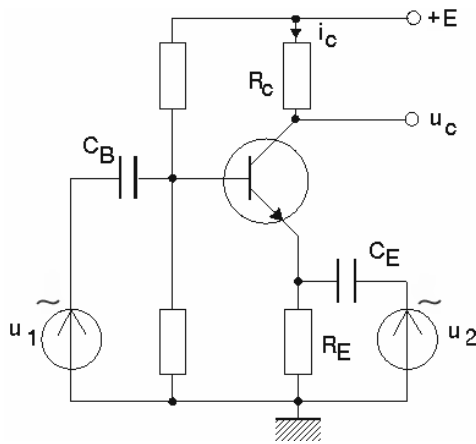


Fig. 2.51

Etajele cu funcție de multiplicator electronic sunt folosite în multe aparate utilizate în măsurările electronice, printre care: voltmetrele electronice de valoare eficace, wattmetrele electronice, contoarele electronice (de energie activă și reactivă), modulometrele, generatoarele modulate în amplitudine, oscilatoarele interferențiale, sintetizatoarele de frecvență, detectoarele sincrone, fazmetrele electronice, precum și în circuitele cu calare de fază, în circuitele pentru controlul automat al amplificării, în circuitele de calcul analogic, în circuitele pentru obținerea de impedanțe comandate prin tensiune (reglabile) și multe altele.

Există numeroase tipuri și variante de scheme pentru multiplicatoarele electronice. Pe cele bazate exclusiv pe amplificatorul operational le-am arătat anterior (v. fig. 2.35 și subparagraful „înmulțirea” din subcapitolul 2.2); în prezentul paragraf vor fi prezentate și alte scheme, mai uzuale sau specializate (pentru anumite măsurări ce implică multiplicarea de semnale), precum și unele exemple tipice.

Multiplicator cu un singur tranzistor bipolar. Folosind dependența exponențială curent-tensiune a unei jonctiuni de dioda sau a jonctiunii baza-emitor a unui tranzistor bipolar, se pot realiza multiplicatoare de semnal mic, ca de exemplu cel din schema atât de clasică din figura 2.51, pentru care au loc relațiile:

$$i_C = I_{C\text{sat}}[1 - \exp(-u_{BE}/U_T)]; \quad i_C = I_C + i_{C\sim};$$

$$I_C + i_{C\sim} = I_{C\text{sat}}\{1 - \exp[-(U_{BE} + u_1 + u_2)/U_T]\};$$

$$i_{C\sim} = I_{C\text{sat}} \exp[(u_1 + u_2)/U_T] = i_C, \quad (2.66)$$

unde $I_{C\text{sat}}$ este curentul rezidual de saturare din colector, (U_{BE}, I_C) – punctul static de funcționare, U_T – tensiunea (de ambalare) termică, care – după cum se știe – este $U_T = KT/e \approx 26 \text{ mV}$ la 36°C .

Dezvoltând în serie Taylor relatia (2.66) si neglijând termenii la o putere mai mare decât doi obținem componenta variabila a curentului de colector:

$$\begin{aligned} i_C &= I_{Csat} \left[1 + \frac{u_1 + u_2}{U_T} + \frac{1}{2} \cdot \frac{(u_1 + u_2)^2}{U_T^2} + \dots \right] \approx \\ &\approx I_{Csat} \left[1 + \frac{2(u_1 + u_2)U_T + u_1^2 + u_2^2}{2U_T^2} + \frac{u_1 \cdot u_2}{U_T^2} \right]. \end{aligned}$$

În cazul ieseirii de pe bornele rezistorului de sarcina R_C , din circuitul colectorului, tensiunea este:

$$u_C = R_C i_C \approx R_C I_C \left[1 + \frac{2(u_1 + u_2)U_T + u_1^2 + u_2^2}{2U_T^2} + \frac{u_1 u_2}{U_T^2} \right], \quad (2.67)$$

din care se extrage – prin filtre adecvate – produsul $u = \frac{1}{k} u_1 u_2$, montajul din figura 2.51 realizând, astfel, produsul semnalelor u_1 si u_2 .

Considerând ca semnalele u_1 si u_2 sunt sinusoidale, adica au forma: $u = \sqrt{2}U_1 \sin \omega_1 t$ si $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega_2 t$, se poate extrage componenta utila (adica produsul dorit): $\frac{u_1 u_2}{k} = \frac{2}{k} U_1 U_2 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t = \frac{1}{k} U_1 U_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t - \frac{1}{k} U_1 U_2 \cdot \cos(\omega_1 + \omega_2)t$, fie cu un filtru „trece jos” (TJ) în cazul selectarii raspunsului cu frecventa $(\omega_1 - \omega_2)$, fie cu un filtru „trece sus” (TS) în cazul selectarii raspunsului cu frecventa $(\omega_1 + \omega_2)$. Daca tensiunile de intrare u_1 si u_2 sinusoidale au aceeasi frecventa $(\omega_1 = \omega_2 = \omega)$ si sunt defazate, iar una dintre tensiuni este proportionala cu un curent (sa zicem $u_2 = R i_1$), atunci produsul $u_1 u_2$ din (2.67) devine:

$$\begin{aligned} u_1 u_2 &= \sqrt{2}U_1 \sin(\omega t + \alpha) \sqrt{2}R i_1 \sin(\omega t + \beta) = \\ &= 2RU_1 i_1 \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(2\omega t + \alpha + \beta)] = \\ &= RU_1 i_1 \cos \varphi - RU_1 i_1 \cos(2\omega t + \alpha + \beta), \end{aligned}$$

unde $\alpha - \beta = \varphi$ este defazajul dintre u_1 si u_2 , iar termenul $RU_1 i_1 \cos \varphi = KP$ reprezinta puterea activa ce poate fi extrasa din raspunsul $u_C - v$. relatia (2.67) – printr-un filtru trece jos (de exemplu un filtru: RC), multiplicatorul devenind astfel un wattmetru electronic.

Multiplicator cu mai multe etaje cu tranzistoare bipolare. În figura 2.52 este prezentată schema unui multiplicator electronic fabricat în forma monolitică.

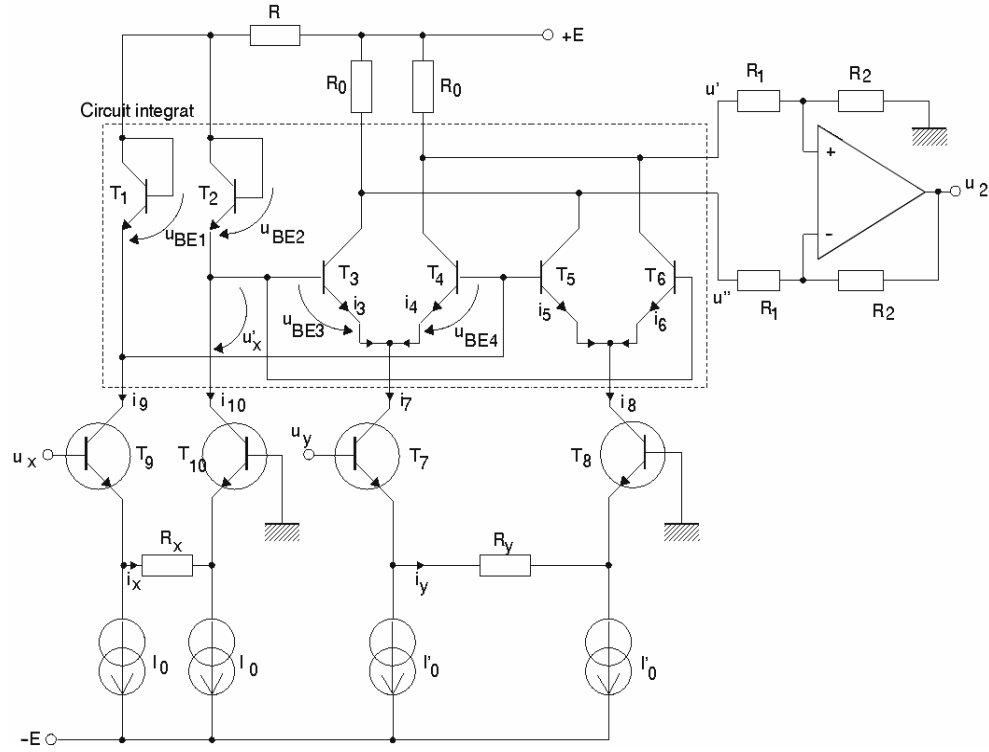


Fig. 2.52

Tensiunea de ieșire din acest multiplicator este tensiunea u_2 , de la ieșirea amplificatorului operațional diferențial, care – conform relației (2.55) – are expresia următoare:

$$u_2 = R_2 \frac{u'}{R_0 + R_1} - R_2 \frac{u''}{R_0 + R_1},$$

în care tensiunile de atac ale amplificatorului operațional se pot calcula (conform figurii 2.52) cu relația:

$$u' = R_0(i_4 + i_6) \text{ și } u'' = R_0(i_3 + i_5),$$

astfel ca expresia lui u_2 devine:

$$u_2 = \frac{R_0 R_2}{R_0 + R_2}(i_4 + i_6) - \frac{R_2 R_0}{R_0 + R_1}(i_3 + i_5) = \frac{1}{k'}(i_4 + i_6 - i_3 - i_5), \quad (2.68)$$

dacă notăm $R_2 R_0 / (R_0 + R_1) = 1/k'$.

Urmeaza, deci, sa determinam curentii i_3 , i_4 , i_5 si i_6 si expresiile sa le introducem apoi în (2.68).

Pentru determinarea acestor curenti vom presupune ca tranzistoarele T_3 cu T_4 si T_5 cu T_6 sunt identice (cea ce, în practica se realizeaza cu o foarte mica aproximare). Din schema redată în figura 2.52 (si cu notatiile de acolo) rezulta:

$$i_3 + i_4 = i_7 = I_o' + u_y / R_y; \quad (2.69)$$

$$i_3 = I_{Csat} \exp(u_{BE3} / U_T); \quad i_4 = I_{Csat} \exp(u_{BE4} / U_T);$$

$$\frac{i_3}{i_4} = \frac{\exp(u_{BE3} / U_T)}{\exp(u_{BE4} / U_T)} = \exp[(u_{BE3} - u_{BE4}) / U_T] = \exp(u_x' / U_T);$$

$$i_3 = i_7 \frac{\exp(u_x' / U_T)}{1 + \exp(u_x' / U_T)} = \left(I_o' + \frac{u_y}{R_y} \right) \frac{\exp(u_x' / U_T)}{1 + \exp(u_x' / U_T)}, \quad (2.70)$$

deoarece din (2.69) rezulta: $i_3 / i_4 + 1 = i_7 / i_4$ sau $i_3 + \frac{i_3}{i_4} i_4 = i_7$ si deci:

$$i_3 \left(1 + \exp \frac{u_x'}{U_T} \right) = i_7 \exp \frac{u_x'}{U_T},$$

de unde reiese imediat (2.70).

În continuare mai rezulta:

$$i_4 = i_7 \frac{1}{1 + \exp(u_x' / U_T)} = \left(I_o' + \frac{u_y}{R_y} \right) \frac{1}{1 + \exp(u_x' / U_T)}, \quad (2.71)$$

care se deduce din faptul ca $i_3 + i_4 = i_7$ care conduce la $i_3 \frac{i_4}{i_4} + i_4 = i_7$, adica:

$$i_4 (1 + i_3 / i_4) = i_7, \text{ sau } i_4 \left(1 + \exp \frac{u_x'}{U_T} \right) = i_7,$$

de unde rezulta (2.71).

Procedând în mod analog si cu tranzistoarele T_5 si T_6 se obtine:

$$i_5 + i_6 = i_8 = I_o' - u_y / R_y; \quad (2.72)$$

$$i_5 = i_8 \frac{1}{1 + \exp(u_x' / U_T)} \text{ si } i_6 = i_8 \frac{\exp(u_x' / U_T)}{1 + \exp(u_x' / U_T)}. \quad (2.73)$$

Introducând expresiile (2.70), (2.71) și (2.73) – în care înlocuim pe i_8 cu $I_0' - u_y / R_y$, conform (2.72) – în relația (2.68) a tensiunii de ieșire u_2 , aceasta devine:

$$\begin{aligned} k'u_2 &= \left(I_0' + u_y / R_y \right) \frac{1}{1 + \exp(u_x' / U_T)} + \left(I_0' + u_y / R_y \right) \frac{\exp(u_x' / U_T)}{1 + \exp(u_x' / U_T)} - \\ &- \left(I_0' + u_y / R_y \right) \frac{\exp(u_x' / U_T)}{1 + \exp(u_x' / U_T)} - \left(I_0' - u_y / R_y \right) \frac{1}{1 + \exp(u_x' / U_T)} = \\ &= 2 \frac{u_y}{R_y} \cdot \frac{1}{1 + \exp(u_x' / U_T)} - 2 \frac{u_y}{R_y} \cdot \frac{\exp(u_x' / U_T)}{1 + \exp(u_x' / U_T)} \end{aligned}$$

sau:

$$u_2 = \frac{2u_y}{k'R_y} \cdot \frac{1 - \exp(u_x' / U_T)}{1 + \exp(u_x' / U_T)},$$

care – prin dezvoltarea în serie Taylor – duce la:

$$u_2 = \frac{2u_y}{k'R_y} \cdot \frac{1 - 1 - u_x' / U_T + \dots}{1 + 1 + u_x' / U_T + \dots} = \frac{2u_y}{k'R_y} \cdot \frac{-u_x' / U_T}{2 + u_x' / U_T}.$$

Deoarece $u_y \ll U_T$ se poate scrie, în final, cu o bună aproximație:

$$u_2 \approx \frac{2u_y}{k'R_y} \cdot \frac{-u_x' / U_T}{2} = - \frac{u_x' u_y}{k'' R_y U_T} \quad (2.74)$$

Operând cu tensiuni $u_y < 10$ mV se obțin erori mai mici de 1% la efectuarea produsului (2.74), rezultat satisfactor în multe aplicații.

Pentru o multiplicare cu o precizie mult mai mare, chiar și la semnale mari, s-a introdus în schema un etaj suplimentar format din tranzistoarele identice T_1 și T_2 (v. fig. 2.52), pentru care expresia curenților i_9 și i_{10} este:

$$i_9 = I_{Csat} [1 - \exp(u_{BE1} / U_T)] \text{ și } i_{10} = I_{Csat} [1 - \exp(u_{BE2} / U_T)],$$

iar dacă $[i_9, i_{10}] \ll I_{Csat}$, prin logaritmare a acestor relații se poate scrie:

$$u_{BE1} \approx U_T (\ln i_9 - \ln I_{Csat}) \text{ și } u_{BE2} \approx U_T (\ln i_{10} - \ln I_{Csat}).$$

Deoarece, așa cum rezulta din schema din figura 2.52, $u_x' = u_{BE1} - u_{BE2}$, se poate scrie:

$$u_x' = u_{BE1} - u_{BE2} = U_T (\ln i_9 - \ln i_{10}) = U_T \ln \frac{i_9}{i_{10}} \quad (2.75)$$

Curentii, colectorul tranzistoarelor T_9 si T_{10} (v.fig.2.52), adica i_9 si i_{10} sunt dati de relatiile:

$$i_9 = I_0 + u_x / R_x \text{ si } i_{10} = I_0 - u_x / R_x ,$$

astfel ca formula (2.75) devine:

$$u'_x = U_T \ln \frac{I_0 + u_x / R_x}{I_0 - u_x / R_x} = U_T \ln \frac{1 + u_x / R_x I_0}{1 - u_x / R_x I_0} . \quad (2.76)$$

Prin dezvoltare în serie, stiind ca $\ln \frac{1+x}{1-x} = 2 \left(x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \frac{x^7}{7} \dots \right)$ si pastrând primul termen al seriei (caci u_x^3 si cu atât mai mult u_x^5, u_x^7 etc. sunt foarte mici în raport cu u_x), obtinem din (2.76):

$$u'_x = U_T 2 \frac{u_x}{R_x I_0} \quad (2.77)$$

Introducând acum pe (2.77) în (2.74) obtinem:

$$u_2 = U_T \frac{2u_x}{R_x I_0} u_y / k'' R_y U_T = \frac{2}{R_x R_y k'' I_0} \cdot u_x u_y \quad (2.78)$$

Daca notam $k'' R_x R_y I_0 = \mathcal{K}$, unde aici k este o constanta constructiva (de montaj), atunci (2.78) devine, în final:

$$u_2 = \frac{1}{\mathcal{K}} u_x u_y ,$$

care este o relatie practic exacta (cu foarte mici aproximatii) si este valabila indiferent de forma si frecventa tensiunilor de intrare u_x si u_y , care în raspunsul u_2 apar multiplicat.

Tranzistoarele $T_1 \dots T_6$ sunt continute într-un singur circuit integrat pentru a se realiza împerecherile necesare simetrice si pentru a se asigura stabilitatea termica. Exista circuite integrate care contin toate elementele schemei din figura 2.52 (mai putin amplificatorul diferential de la iesire). Multiplicatoarele integrate, de tipul celui din figura 2.52, se folosesc atât în curent continuu cât si în în regim variabil (nestationar), pâna la frecvente de ordinul megahertzilor.

Multiplicatoare cu TEC. Folosind un singur tranzistor cu efect câmp, de tipul TECJ, se poate realiza un montaj similar celui din figura 2.51, iar daca utilizam o schema de felul celei din figura 2.52 putem înlocui tranzistoarele $T_3 \dots T_6$ cu un singur TECJ, caz în care tensiunile de intrare sunt u'_x , si u_y (v. fig. 2.52), iar raspunsul este tensiunea u_2 data de relatia (2.74), putându-se obtine multiplicari cu o eroare de cel mult 1%, pentru semnale $[u'_x, u_y] \leq 1$ V. În toate aceste cazuri, TEC se foloseste în zona de pentoda.

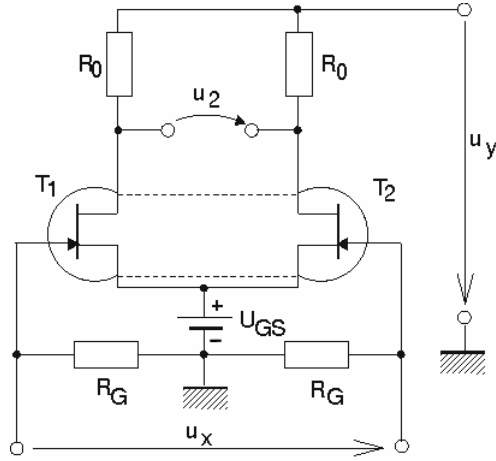


Fig. 2.53

O schema mai aparte de multiplicator cu TECJ este cea aratată în figura 2.53, în care se utilizează un TECJ dublu plasat în zona de triodă a caracteristicii sale de transfer (în care tensiunea între drenă și sursă variază în jurul valorii zero).

Folosite în această regiune de triodă, tranzistoarele cu efect de câmp pot fi asimilate cu rezistențe controlate prin tensiune, pentru care se poate scrie:

$$r_{DS} = \frac{r_0}{1 - u_{GS}/U_p},$$

unde r_{DS} este rezistența TEC între drenă și sursă, iar U_p este tensiunea de

taiere a unui TECJ cu canal n . În schema din figura 2.53 se formează o punte care este în echilibru pentru $U_{GS1} = U_{GS2}$ sau $u_x = 0$ (se presupune evident că cele două TEC sunt identice, adică $r_{DS1} = r_{DS2}$). La aplicarea unei tensiuni $u_x > 0$ apar variații de semn contrar ale rezistențelor TEC, de forma:

$$\frac{\Delta r_{DS}}{r_{DS}} = \frac{r_{DS}(u_{GS} = u_x/2) - r_{DS}(u_{GS} = 0)}{r_{DS}(u_{GS} = 0)} = \frac{\frac{r_0}{1 - u_x/2U_p} - r_0}{r_0}, \quad (2.80)$$

unde r_{DS} la $u_{GS} = u_x/2$ s-a înlocuit prin expresia sa (2.79), iar r_0 este r_{DS} dat de (2.79) în care $u_{GS} = 0$, adică :

$$r_{DS}(u_{GS} = u_x/2) = \frac{r_0}{1 - u_x/2U_p} \text{ și } r_{DS}(u_{GS} = 0) = r_0.$$

În continuare (2.80) se poate scrie și în alta forma :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta r_{DS}}{r_{DS}} &= \frac{\frac{r_0}{1 - u_x/2U_p} - r_0}{r_0} = \frac{\frac{1}{1 - u_x/2U_p} - 1}{1} = \frac{1}{1 - u_x/2U_p} - \frac{1 - \frac{u_x}{2U_p}}{1 - \frac{u_x}{2U_p}} = \\ &= \frac{u_x}{2U_p} \cdot \frac{r_0}{1 - \frac{u_x}{2U_p}} \cdot \frac{1}{r_0} = \frac{u_x}{2U_p} \cdot \frac{r_{DS}}{r_0} \end{aligned}$$

rezultând, de aici, relațiile :

$$\frac{\Delta r_{DS1}}{r_{DS1}} \approx \frac{u_x}{2U_p} \cdot \frac{r_{DS}}{r_o} \text{ si } \frac{\Delta r_{DS2}}{r_{DS2}} \approx -\frac{u_x}{2U_p} \cdot \frac{r_{DS}}{r_o}$$

în care am utilizat egalul aproximativ în măsura în care $TECJ : T_1$ si T_2 sunt identice si au, la $u_{GS} = 0$, același r_o si la $U_{GS1} = U_{GS2} = U_{GS}$ (v. fig. 2.53) au același r_{DS} (adica $r_{DS1} = r_{DS2} = R_D$).

Dacă puntea se dezechilibrează, fie prin variații ale tensiunii u_y , fie prin variații ale tensiunii u_x (care produc variații ale r_{DS1} si r_{DS2}), atunci la ieșire, pe rezistoarele R_o din drenă, apare o tensiune u_2 dată de :

$$u_2 \approx \frac{u_y}{2} \left(\frac{\Delta r_{DS1}}{r_{DS1}} - \frac{\Delta r_{DS2}}{r_{DS2}} \right) \approx \frac{u_y}{2} \cdot \frac{R_D}{U_p r_o} \cdot u_x = \frac{R_D}{2U_p r_o} \cdot u_x \cdot u_y = \frac{u_x \cdot u_y}{k},$$

deci de produsul celor două tensiuni de atac ($u_x \cdot u_y$) împartit la constanta constructivă $k = 2r_o U_p / R_D$.

Câteva exemple de aplicații ale multiplicatoarelor în măsurările electronice. Cele mai importante aplicații ale multiplicatoarelor electronice în tehnica măsurărilor sunt:

– *multiplicarea a două semnale* , $u_2 = u_x u_y / k$, pe care am comentat-o anterior (v. fig. : 2.35, 2.51, 2.52 si 2.53);

– *divizarea analogică*. Un semnal analogic u_y poate fi împartit cu un alt semnal analogic u_x cu ajutorul unui montaj realizat conform schemei din figura 2.54.

Dacă amplificatorul operational din schema are o rezistență de intrare foarte mare ($R_i \gg 8$) atunci relația între curenții din laturile conectate în borna 1, si anume $i_1 + i_y = i_a$, devine $i_1 + i_y = 0$ (caci $i_a \ll i_1, i_y$) si, deoarece $i_1 = \frac{u_x u_2}{kR}$ iar

$i_y = \frac{u_y}{R}$, rezulta :

$$\frac{1}{R} \left(\frac{u_x u_2}{k} + u_y \right) = 0,$$

de unde se obține :

$$u_2 = -k \frac{u_y}{u_x}. \quad (2.81)$$

Prin urmare, răspunsul u_2 este câțul semnalelor, înmulțit cu o constantă constructivă k a multiplicatorului si cu semn schimbat. Condensatorul, notat cu C pe schema din figura 2.54, asigură stabilitatea în buclă închisă a amplificatorului din montaj;

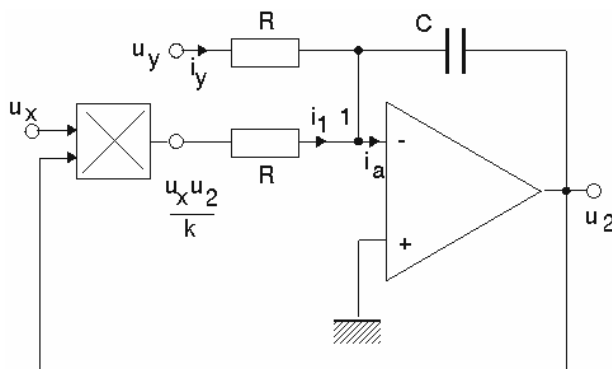


Fig. 2.54

– extragerea radacinii patrate. Din figura 2.55 deducem urmatoarele expresii :

$$i_1 + i_x = i_a; i_a \ll \min\{i_1, i_x\} \Rightarrow i_1 + i_x \sim 0,$$

$$i_1 = \frac{u_2^2}{k} / R, \quad i_x = -\frac{u_x}{R}; \quad i_1 + i_x = 0 \Rightarrow \frac{1}{R} \left(\frac{u_2^2}{k} - u_x \right) = 0 ;$$

deci: $u_2 = \sqrt{k u_x}$, ceea ce înseamna ca montajul din figura 2.55 realizeaza operatia de extragere a radacinii patrate.

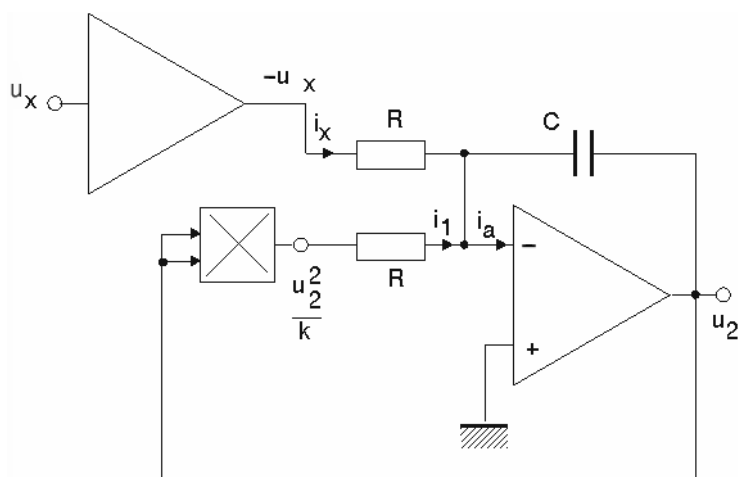


Fig. 2.55

Un astfel de montaj, având la intrare, pe u_x , un multiplicator (u_x^2) si apoi un integrator $\frac{1}{RC} \int u_x^2 dt$ (pentru care $RC = 2\pi/\omega_x$, ω_x fiind pulsatia semnalului

sinusoidal u_x de la intrare) realizeaza operatia : $u_2 = \sqrt{k \frac{1}{T} \int_0^T u_x^2 dt}$, adica determina valoarea efectiva U_x , fiind deci un detector de valoare eficace a semnalelor sinusoidale ;

– *comanda prin tensiune a impedantei*. Utilizând un montaj ca cel din figura 2.56, pentru care expresia impedantei echivalente (la intrare), între bornele 1 - 1', definita prin $\underline{Z}_1 = \underline{U}_1 / \underline{I}_1$,

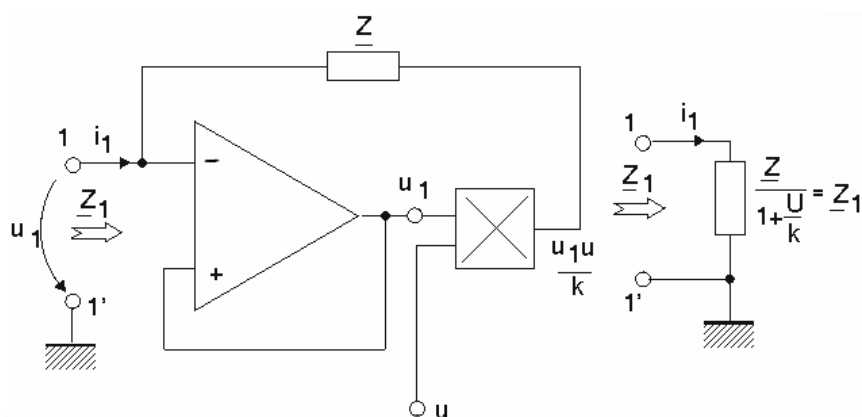


Fig. 2.56

se obtine în felul urmator :

$$\underline{Z} = \left(\underline{U}_1 - \frac{\underline{U}_1 \underline{U}}{k} \right) / \underline{I}_1 = \underline{U}_1 / \underline{I}_1 - \underline{U}_1 \underline{U} / k \underline{I}_1 = \underline{Z}_1 - \underline{Z}_1 \frac{\underline{U}}{k} = \underline{Z}_1 \left(1 - \frac{\underline{U}}{k} \right),$$

de unde rezulta $\underline{Z}_1 = \frac{\underline{Z}}{1 - \underline{U}/k}$, în care $\underline{U}$ este fazorul tensiunii u (v. fig. 2.56) denumita *tensiune de comanda* (care, de obicei, este o tensiune continua reglabila fin).

2.4.10. Detectoare de amplitudine

Detectoarele de amplitudine sunt etaje electronice care transforma o tensiune variabila într-o tensiune continua (acesta fiind cazul mutatorului de tip : convertor alternativ – continuu) sau într-o tensiune de joasa frecventa (cazul mutatorului de tip: convertor de anvelopa, folosit pentru semnalele armonice cu modulatie de amplitudine). Detectoarele de amplitudine sunt utilizate în voltmetrele electronice de curent alternativ (care, în fond, sunt formate dintr-un etaj detector de amplitudine, urmat de un voltmetru electronic de curent continuu), în generatoarele de semnal, în blocurile electronice pentru determinarea nivelului sau a gradului de modulatie (în modulometre) etc.

Exista doua tipuri de detectoare de amplitudine, denumite: detectoare de vârf si detectoare de valoare medie.

Detectoare de vârf. Tensiunile periodice de masurat, $u_1(t + kT)$, unde k este un întreg ($k \in \mathbb{Z}$), cu o forma de unda oarecare, ca – de exemplu – cea din figura 2.57, în care : T este perioada de repetitie, t_1 – durata semiperioadei “pozitive”, $(T - t_1)$ – durata semiperioadei “negative”; U_M – tensiunea de vârf (maxima) pozitiva, U'_M – tensiunea de vârf (maxima) negativa si $U_M + |U'_M| = U_{vv}$ este tensiunea “vârf-vârf”.

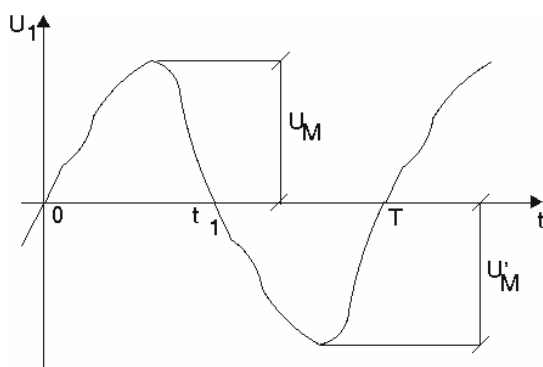


Fig. 2.57

Dupa cum se stie de la cursul “Dispozitive si circuite electronice” se pot realiza circuite pasive (cu rezistoare, condensatoare si diode) care sa detecteze valorile de vârf (U_M , U'_M si $U_M + |U'_M|$), asa cum este – de exemplu – *detectorul de tip serie* din figura 2.58,a, care – (daca $\{U_M, |U'_M|\} \gg U_D$ unde U_D este tensiunea diodei în conductie directa) – fiind atacat cu semnalul $u_1(t)$ – v. fig. 2.57 – furnizeaza la iesire o tensiune continua $U_2 \sim U_M$. În figura 2.58,a R_1 este rezistenta de intrare (mediata în timp), deci cu valoarea $R_1 = R/2$.

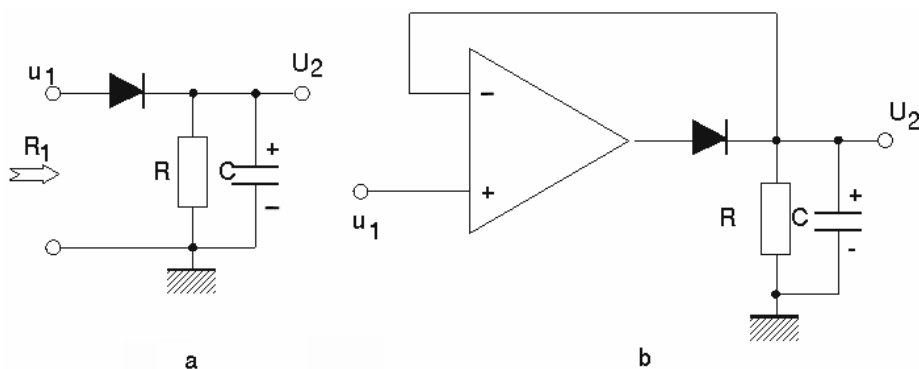


Fig. 2.58

Daca tensiunile supuse masurarii, u_1 , sunt mici (adica nu îndeplinesc conditia $\{ U_M, U_{M_1}' \} \gg U_D$, în care $U_D = 0,2$ V, caz destul de frecvent în masurarile electronice) atunci, pentru frecvente nu prea înalte, se folosesc detectoare de vârf cu amplificatoare operationale, cu scheme de felul celei din figura 2.58,b. Tensiunea U_D , de conductie directa a diodei, este redusa foarte mult prin reactie, astfel încât se pot detecta semnale cu valori de vârf $\{ U_M, U_{M_1}' \} \gg U_D/a$. De exemplu: la $U_D = 0,2$ V si $a = 10^4$ se pot detecta semnale cu $\{ U_M, U_{M_1}' \} > 0,2$ mV (cu montajul din figura 2.58,b), în timp ce, daca s-ar folosi schema din figura 2.58,a – deci fara amplificator operational – semnalul ce s-ar putea detecta ar trebui sa aiba $\{ U_M, U_{M_1}' \} > 2$ V.

În ambele scheme din figura 2.58, tensiunea de iesire U_2 este o tensiune continua si egala cu valoarea de vârf daca se respecta conditia :

$$C(R|r_i) \gg T \gg C(r_d + R_g) \Rightarrow U_2 = U_M,$$

unde r_d si r_i sunt rezistentele diodei (în conductie directa si – respectiv – inversa / de blocare pe o caracteristica amper-tensiune liniarizata), R_g – rezistenta de generator (a blocului ce furnizeaza tensiunea u_1 de masurat, adica a sursei conectata la intrarea detectorului din figura 2.58,a) sau rezistenta de iesire a amplificatorului

din figura 2.58,b, iar T este perioada semnalului u_1 ($E \frac{1}{f} = \frac{2\pi}{\omega}$).

În cazul unei unde *modulate în amplitudine*, de forma $u_1 = U_1 \cos \omega_1 t (1 + m \cos \omega_m t)$, unde m este gradul de modulatie, ω_1 – pulsatia purtatoarei si ω_m – pulsatia undeî modulator, se folosesc detectoare de anvelopa care respecta conditia $\frac{2\pi}{\omega_m} = T_m \gg C(R|r_i) \gg T_1 = \frac{2\pi}{\omega_1}$. La iesirea detectorului de anvelopa rezulta o tensiune $u_2 = U_1 (1 + m \cos \omega_m t)$. Separând, cu un condensator, componenta continua, se obtine tensiunea modulator $U_1 m \cos \omega_m t$, cu conditia respectarii inegalitatii indicata anterior : $\frac{2\pi}{\omega_m} \gg C(R|r_i) \gg \frac{2\pi}{\omega_1}$.

Detectoare de valoare medie. Valoarea medie a unei tensiuni periodice $u_1(t + kT)$ oarecare (v. fig. 2.57) se defineste prin :

$$U_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} u_1(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^T u_1(t) dt.$$

Daca valoarea medie astfel calculata este zero, atunci semnalul $u_1(t)$ este alternativ (în particular, poate fi sinusoidal). Chiar si în acest caz se defineste o valoare medie sub forma :

$$U_{med \approx} = \frac{1}{T} \int_0^T |u_1(t)| dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_1} u_1(t) dt = \frac{1}{T} \int_{t_1}^T -u_1(t) dt, \quad (2.82)$$

sau si prin:

$$U_{med\sim} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} u_1(t) dt.$$

Pentru determinarea acestei valori medii, definite prin (2.82), se poate folosi – daca u_1 este suficient de mare – un detector de valoare medie cu circuit pasiv, asa cum este cel reprezentat în schema din figura 2.59,a.

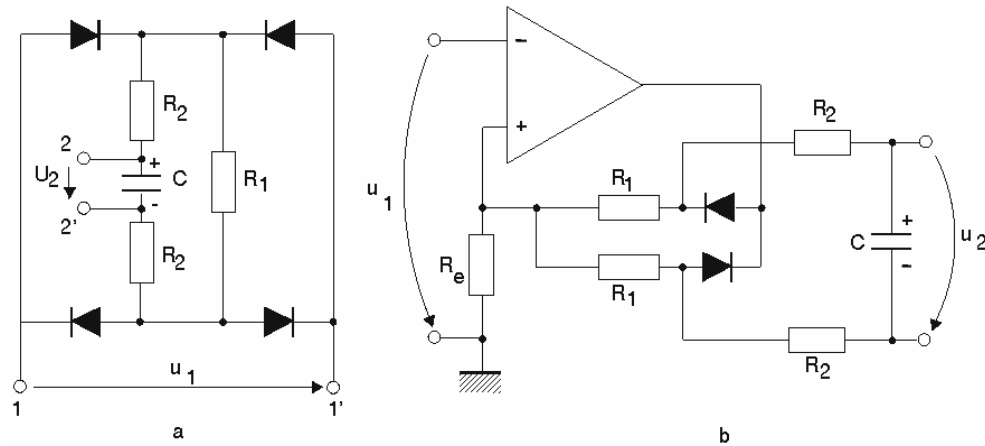


Fig. 2.59

Daca la intrarea 1 - 1' a acestui detector (în fapt o punte redresoare) aplicam tensiunea periodica u_1 , atunci la iesirea 2 - 2' a detectorului (la bornele unui condensator C) obtinem o tensiune continua U_2 care, daca $R_2 \gg R_1$ si $R_2 C \gg T$, este chiar valoarea medie a lui u_1 : $U_2 = U_{med}$.

Într-adevar, tensiunea la bornele condensatorului este:

$$U_2 = u_c = \frac{1}{C} \int_0^T i_c dt = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{u_1(t)}{2R_2} dt = \frac{1}{2R_2 C} \int_0^{T/2} u_1 dt = U_{med\sim},$$

conform definitiei (2.82), daca (si numai daca) : $R_2 \gg R_1$ (ca sa putem considera $i_c = u_1 / 2R_2$) si $R_2 C \gg T = 2\pi / \omega$ ($R_2 C$ fiind constanta de timp la descarcarea condensatorului), aici – în fond – condensatorul fiind un element integrator proportional.

Schema pasiva din figura 2.59,a poate fi utilizata numai daca semnalul u_1 este suficient de mare pentru a deschide diodele din montaj, mai precis daca : $\{U_M, U_{M'}\} \gg U_D$ (în general, tensiunea diodei în conductie directa este $U_D = 0,2$ V). Pentru amplitudini mici, caz frecvent în masurarile electronice, se folosesc scheme cu diodele conectate în bucla de reactie a unui amplificator diferential, situatie în care tensiunea de conductie directa a diodelor este micsorata de a ori (a fiind câstigul amplificatorului în bucla deschisa), astfel ca se ajunge la conditia:

$\{U_M, |U_{M_i}|\} > U_D / a$. Detectorul de valoare medie cu amplificator se folosește în majoritatea voltmetrelor electronice de curent alternativ pentru domeniul de frecvențe 0,5 Hz la 20 MHz.

2.4.11. Discriminatoare de frecvență

Discriminatoarele de frecvență se folosesc pentru măsurarea deviației de frecvență în cazul semnalelor modulate în frecvență (ele fiind niște etaje ale aparatului denumit modulometru) sau pentru măsurarea analogică a frecvenței (în frecvențmetrele electronice analogice, aceste discriminatoare produc o tensiune continuă proporțională cu frecvența semnalului de măsurat, astfel ca – în fapt – aceste discriminatoare de frecvență sunt convertoare numeric-analogice de frecvență-tensiune). Discriminatoarele de frecvență mai sunt utilizate și în generatoarele de curent alternativ în scopul reglării automate a frecvenței, caz în care funcționează tot ca un convertor frecvență – tensiune. De aceea, în continuare va fi prezentat numai discriminatorul de frecvență (care include și un amplificator diferențial) ce funcționează pe principiul **convertorului (numeric-analogic) tensiune-curent**.

Pentru conversia frecvență – tensiune continuă se poate folosi un circuit pasiv – așa ca în figura 2.60,a sau un circuit basculant monostabil cu amplificator operațional – așa ca în figura 2.60,b.

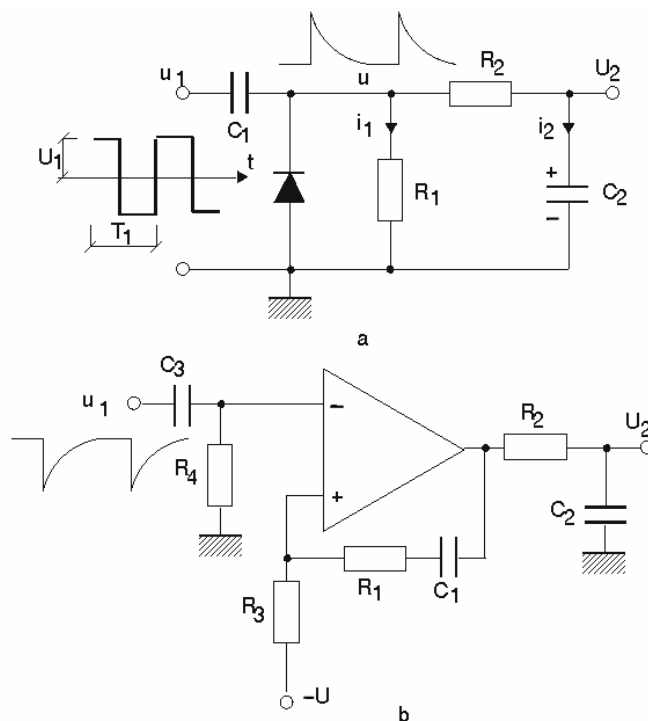


Fig. 2.60

În primul caz (fig. 2.60,a) se considera: un semnal dreptunghiular u_1 de amplitudine $u_1 = \text{const.}$ și de frecvență $f_1 = 1/T_1$ (care trebuie măsurată), semnal ce se obține din semnalul primitiv (de analizat) trecut printr-un bloc de formare a dreptunghiurilor (de exemplu un circuit basculant bistabil); o diodă ideală (la care se poate considera că fiind nulă căderea de tensiune pe diodă în conducție directă $U_D \approx 0$); respectarea condiției $R_1 C_1 \ll T_1 \ll R_2 C_2$. În aceste cazuri, în catodul diodei rezultă impulsurile (v. fig. 2.60,a):

$$u = R_1 i_1 = U_1 \exp(-t/R_1 C_1) \text{ pentru } 0 = t = T_1$$

(adică tensiunea dată de curentul de descarcare al condensatorului C_1 prin rezistorul R_1 – la bornele acestui rezistor – cu constanta de timp de descarcare $t_d = R_1 C_1$).

Filtrul ce urmează în schema $R_2 C_2$ (v. fig. 2.60,a) realizează media tensiunii

u pe o perioadă, căci $U_2 = \frac{1}{C} \int_0^{T_1} i \, dt$, unde i este curentul de încărcare al con-

densatorului C_2 prin rezistorul R_2 de la tensiunea u . Presupunând realizată inegalitatea $\exp(-T_1/2R_1 C_1) = 1$, căci am ales $R_1 C_1 \ll T_1$, se obține la ieșire tensiunea continuă:

$$\begin{aligned} U_2 &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} u(t) \, dt = \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} U_1 \exp(-t/R_1 C_1) \, dt = \frac{U_1}{T_1} \cdot \frac{1}{1/R_1 C_1} \left[\exp\left(\frac{-t}{R_1 C_1}\right) \right]_0^{T_1} = \\ &= \frac{U_1}{T_1} \cdot R_1 C_1 \cdot \frac{1}{\exp\left(\frac{-T_1}{R_1 C_1}\right)} \approx \frac{R_1 C_1}{T_1} \cdot U_1 \cdot 1 = R_1 C_1 U_1 f_1 = k f_1. \end{aligned} \quad (2.83)$$

Deci $U_2 = k f_1$ este o tensiune continuă proporțională cu frecvența f_1 de măsurat, $k = R_1 C_1 U_1$ fiind o constantă constructivă (a montajului).

Pentru ca tensiunea U_2 să fie proporțională cu frecvența f_1 (asa cum am arătat anterior), de fapt pentru a avea $k = \text{const.}$, nedepinzând de forma semnalului inițial, tensiunea externă (a cărei frecvență se măsoară și care este $2f_1$ din relația 2.83) se formează în prealabil într-o tensiune dreptunghiulară cu $U_1 = \text{const.}$ și cu frecvența f_1 , prin trecerea printr-un circuit basculant bistabil, divizor al frecvenței cu 2, rezultând la ieșire acestuia un semnal dreptunghiular de amplitudine U_1 constantă și raport semnal pauză unitar ($t_{\text{semnal}} / t_{\text{pauză}} = 1$), deci de frecvență $2f_1 / 2 = f_1$.

În cazul semnalelor de analizat foarte mici, conversia frecvență – tensiune se face prin utilizarea unui amplificator diferențial cu funcția de circuit basculant

monostabil, într-un etaj cu o schema ca aceea din figura 2.60,b. Aplicând la intrarea sa inversoare impulsuri negative înguste (obținute, eventual, prin formarea semnalului extern cu ajutorul unui trigger și, apoi, prin derivarea tensiunii dreptunghiulare rezultate din trigger), circuitul monostabil atacat basculează la fiecare impuls, trecând din starea sa stabilă (tensiunea de ieșire negativă, $-U_{2L}$, unde L vine de la "low" – jos) într-o stare instabilă (cu tensiunea de ieșire pozitivă, U_{2H} , unde H vine de la "high" – înalt), stare pe care rămâne un timp constant, caci:

$$-\frac{U}{R_1} \exp(-t/(R_1 + R_3) \cdot C_1) = \frac{U_{2H} - U_{2L}}{R_1 + R_3}$$

sau:

$$\exp(T/(R_1 + R_3) \cdot C_1) = \frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot \frac{U_{2H} - U_{2L}}{U}$$

Si logaritmând :

$$T = (R_1 + R_3) C_1 \ln \left(\frac{R_1}{R_1 + R_3} \cdot \frac{U_{2H} - U_{2L}}{U} \right).$$

Dupa trecerea intervalului T circuitul basculează singur în starea inițială. Astfel, la ieșire se obține o tensiune dreptunghiulară pozitivă, de durată T și frecvență f_1 ($T_1 / 2 > T$). Filtrul $R_2 C_2$ permite trecerea numai a componentei continue U_2 a acestor pulsuri dreptunghiulare, componenta care – deci – este proporțională cu frecvența f_1 de măsurat ($U_2 = k_2 f_1$).

2.4.12. Discriminatoare de faza

Există o mare varietate de discriminatoare de fază, în funcție de scopul utilizării lor. Un exemplu de scop este acela al măsurării fazei, ceea ce se poate face prin așa-numitul **detector sensibil la fază**, care este reprezentat schematic în figura 2.61,a. Semnalele externe se transformă în două tensiuni dreptunghiulare u_1 și u'_1 , cu raportul semnal – pauză unitar ($t_{\text{semnal}} / t_{\text{pauză}} = t_s / t_p = 1$) și amplitudini constante $U_1 = U'_1 = U$. Cu ajutorul unui multiplicator și al unui filtru trece jos ($F.T.J.$), conectate conform schemei din figura 2.61,a, se obține tensiunea u_2 din care – prin filtrare – se obține o componentă continuă U_2 (v. fig. 2.61,b proporțională cu defazajul $p - f$ sau $f - p$, după cum defazajul f , între cele două semnale de intrare (u_1 și u'_1), aparține intervalelor $[0, p]$ și respectiv $[p, 2p]$.

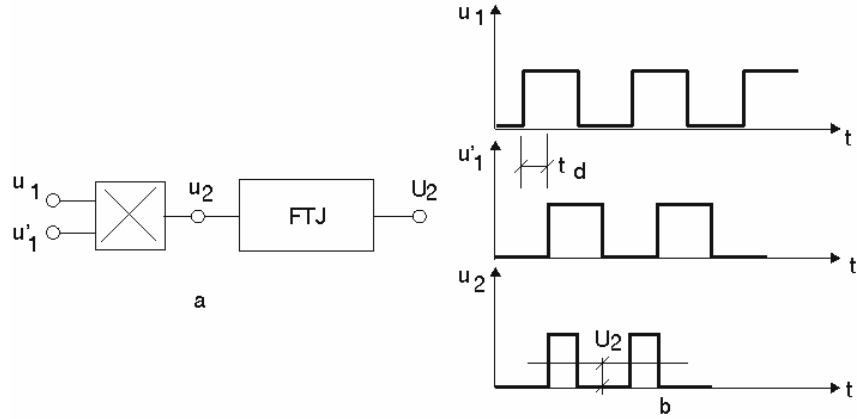


Fig. 2.61

Tensiunea $u_2 = u_1 u'_1 / k$, dacă u_1 și u'_1 sunt dreptunghiulare (asa ca în desenul din figura 2.61,b, este tot o tensiune dreptunghiulară de nivel H numai în intervalele de timp în care simultan u_1 și u'_1 sunt pozitive ; deci, pe intervalul de defazaj t_d (v. fig. 2.61,b) $u_2 = 0$ și, ca urmare, componenta continuă

$$U_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 dt \text{ variază direct proporțional cu defazajul } t_d, \text{ adică } U_2 T = U^2 (t_s - t_d) \text{ . ' .}$$

$$U_2(t_p + t_d) = U t_s + U t_d \text{ . ' . } t_d = (U_2 / U^2) T - t_s = k U_2 - t_s.$$