

10. Mărimi geometrice sau fizice care se calculează cu ajutorul integralelor. Formula de calcul a fluxului unui câmp vectorial.

Răspuns:

Aria unui domeniu plan, volumul unui corp, masa, centrul de greutate, momentele de inerție, lucrul mecanic.

Fie S o suprafață netedă și $\vec{v} = P\vec{i} + Q\vec{j} + R\vec{k}$ un câmp vectorial continuu pe S . Fluxul câmpului \vec{v} prin suprafața S orientată de versorul normalei $\vec{n} = (\cos \alpha)\vec{i} + (\cos \beta)\vec{j} + (\cos \gamma)\vec{k}$ la suprafața S este $\iint_S \vec{v} \cdot \vec{n} dS = \iint_S (P \cos \alpha + Q \cos \beta + R \cos \gamma) dS$.

11. Derivata după o direcție a unei funcții reale. Noțiunile de gradient, divergență și rotor.

Răspuns:

Fie $f : D \subset \mathbf{R}^3 \rightarrow \mathbf{R}$, $f(x, y, z)$ un câmp scalar și $\vec{s} \in \mathbf{R}^3$, $\|\vec{s}\| = 1$ un versor $\vec{a} \in D$. Numim derivata funcției f în punctul \vec{a} după direcția \vec{s} următoarea limită

$$\lim_{t \rightarrow 0} \frac{1}{t} [f(\vec{a} + t\vec{s}) - f(\vec{a})] = \frac{\partial f}{\partial \vec{s}}(\vec{a})$$

Derivata $\frac{\partial f}{\partial \vec{s}}(\vec{a})$ caracterizează viteza de variație a funcției f în punctul \vec{a} după

direcția \vec{s} . Numim gradientul funcției f în punctul \vec{a} următorul vector

$$\text{grad } f(\vec{a}) = \nabla f(\vec{a}) = \frac{\partial f}{\partial x}(\vec{a})\vec{i} + \frac{\partial f}{\partial y}(\vec{a})\vec{j} + \frac{\partial f}{\partial z}(\vec{a})\vec{k}$$

unde Nabla este operatorul lui Hamilton $\nabla \cdot = \frac{\partial}{\partial x}\vec{i} + \frac{\partial}{\partial y}\vec{j} + \frac{\partial}{\partial z}\vec{k}$.

Se arată că $\frac{\partial f}{\partial \vec{s}}(\vec{a}) = \vec{s} \cdot \nabla f(\vec{a})$ adică derivata câmpului scalar în \vec{a} după direcția \vec{s} este

egală cu produsul scalar al gradientului cu versorul \vec{s} .

Rezultă de aici că direcția gradientului unui câmp scalar este aceea după care derivata după o direcție are valoarea maximă, adică câmpul are cea mai rapidă variație.

Fie $\vec{v} : U \rightarrow \mathbf{R}^3$ un câmp vectorial pe mulțimea deschisă $U \subset \mathbf{R}^3$, $\vec{v} = (P, Q, R)$.

Divergența câmpului \vec{v} într-un punct curent din U este scalarul (numărul):

$$\text{div } \vec{v} = \frac{\partial P}{\partial x} + \frac{\partial Q}{\partial y} + \frac{\partial R}{\partial z} = \nabla \cdot \vec{v}$$

Rotorul câmpului \vec{v} într-un punct curent din U este vectorul:

$$\text{rot } \vec{v} = \left(\frac{\partial R}{\partial y} - \frac{\partial Q}{\partial z} \right) \vec{i} + \left(\frac{\partial P}{\partial z} - \frac{\partial R}{\partial x} \right) \vec{j} + \left(\frac{\partial Q}{\partial x} - \frac{\partial P}{\partial y} \right) \vec{k} = \nabla \times \vec{v}$$

12. Să se scrie seria și coeficienții Fourier pentru un semnal periodic continuu.

Răspuns:

Fie $f: \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{R}$ o funcție integrabilă și periodică de perioadă T și $\omega = \frac{2\pi}{T}$ pulsația.

Coeficienții Fourier sunt:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega t dt, n = 0, 1, \dots$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega t dt, n = 1, 2, \dots$$

Seria Fourier asociată lui f este:

$$\frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

13. Definiția transformatei Fourier. Formula de inversare Fourier.

Răspuns:

Transformata Fourier a unei funcții absolut integrabile $f: \mathbf{R} \rightarrow \mathbf{C}$ este:

$$\hat{f}(\omega) = \int_{\mathbf{R}} f(t) e^{-i\omega t} dt$$

Formula de inversare Fourier:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\mathbf{R}} \hat{f}(\omega) e^{i\omega t} d\omega.$$

14. Să se scrie formula de filtrare și transformata Fourier pentru impulsul unitate.

Răspuns:

Formula de filtrare este: $\delta(x - x_0) = \delta_{x_0}$, unde δ este distribuția lui Dirac.

Transformata Fourier este: $\hat{\delta} = 1$.

15. Să se rezolve problema Cauchy:

$$\begin{cases} x'(t) = a(t)x(t) \\ x(t_0) = x_0 \end{cases}$$

unde funcția $a = a(t)$ este continuă.

Răspuns:

Scriem ecuația sub forma

$$\frac{x'(s)}{x(s)} = a(s),$$

cu s arbitrar, și integrăm între t_0 și t :

$$\ln x(t) - \ln x(t_0) = \int_{t_0}^t a(s)ds \iff \ln \frac{x(t)}{x(t_0)} = \int_{t_0}^t a(s)ds$$

de unde

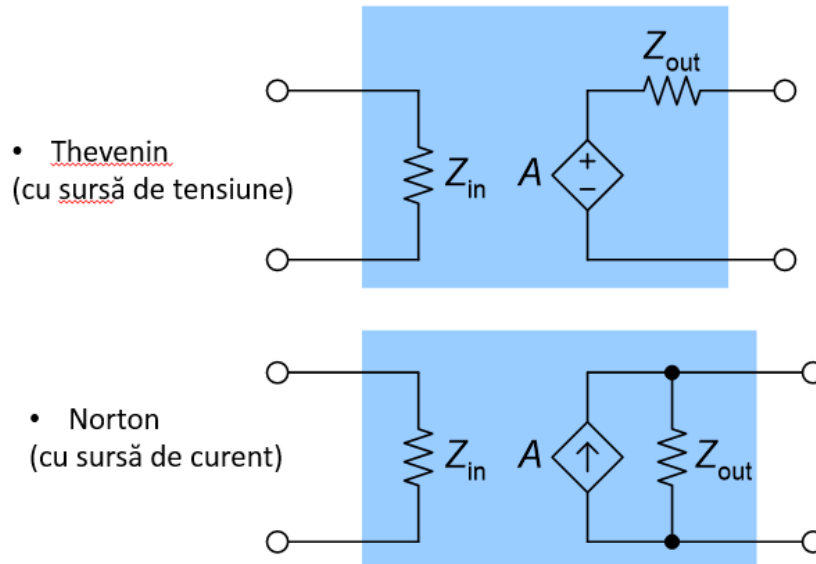
$$x(t) = x_0 e^{\int_{t_0}^t a(s)ds}.$$

CIRCUITE ELECTRONICE FUNDAMENTALE

Anul II

1. Prezentați modelul general al unui amplificator (cu sursă de tensiune și cu sursă de curent) și definiți parametri modelelor.

Răspuns: CAP. 1. Introducere în amplificatoare electronice, slides 3 – 7.



- Impedanța de intrare este impedanța echivalentă la bornele de intrare, atunci când la bornele de ieșire este conectată impedanța de sarcină nominală.
 - Acest parametru caracterizează încărcarea produsă de intrarea amplificatorului asupra sursei de semnal, sau altfel spus, cum simte generatorul de semnal circuitul de amplificare.
 - Impedanța de intrare se definește prin relația: $\underline{Z}_i = \frac{U_i}{I_i}$

- Impedanța de ieșire este impedanța internă a generatorului echivalent între bornele de ieșire ale amplificatorului și se definește cu ajutorul relației:

$$\underline{Z}_o = \left. \frac{U_o}{I_o} \right|_{V_g=0}$$

în care V_g este tensiunea generatorului de semnal conectat la bornele de intrare ale amplificatorului.

- Parametrii de transfer
 - Amplificarea de tensiune: $\underline{A}_u = \frac{U_o}{U_i}$
 - Amplificarea de curent: $\underline{A}_i = \frac{I_o}{I_i}$

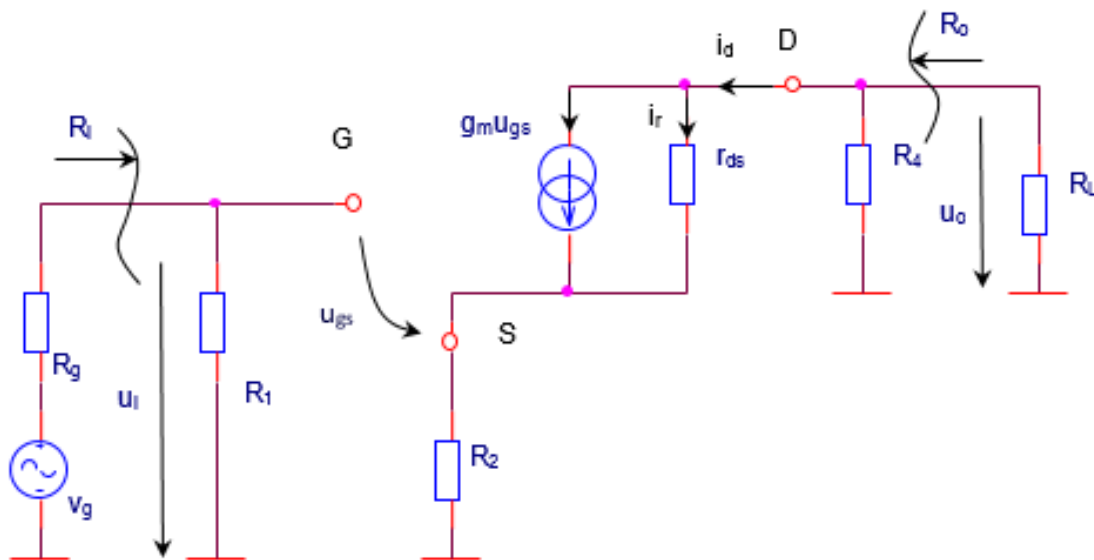
2. Comparați etajele de amplificare emitor, colector respectiv bază comună din punct de vedere al valorii amplificărilor de tensiune, curent, putere, impedanță de intrare și impedanță de ieșire.

Răspuns: CAP. 1. Introducere în amplificatoare electronice, slides 34.

Tip	A_u	A_i	A_p	Z_i	Z_o
EC	Medie	Medie	Mare	Medie	Medie
CC	< 1	Medie	$\cong A_i$	Mare	Mică
BC	Medie	< 1	$\cong A_v$	Mică	Mare

3. Calculați expresia amplificării de tensiune pentru următoarea schemă echivalentă a unui etaj cu tranzistoare TEC în conexiune sursă comună considerând r_{ds} de valoare infinită.

Răspuns: CAP. 1. Introducere în amplificatoare electronice, slides 38 - 40.



$$u_o = -(g_m u_{gs}) R_4 || R_L$$

$$u_i = u_{gs} + (g_m u_{gs}) R_2$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{-(g_m u_{gs}) R_4 || R_L}{u_{gs} + (g_m u_{gs}) R_2} = -g_m R_4 || R_L \frac{1}{1 + g_m R_2}$$

4. Formulați metoda constantelor de timp de scurtcircuit (CTS) pentru calculul frecvenței f_j .

Răspuns: CAP. 2. Analiza în domeniile frecvență și timp, slides 36 - 37.

- Determinarea frecvenței limită inferioară pe baza funcției de transfer $A_U(j\omega)$ poate fi, în situațiile în care circuitul electronic este complex, dificilă
- Se preferă adesea folosirea unei metode aproximative dar mai rapide, denumită **metoda constantelor de timp de scurtcircuit**, ce permite determinarea f_j .
- Ea constă în asocierea, pentru fiecare condensator cu efect la joasă frecvență, unei constante de timp $\tau_k = R_{Sk}C_k$ în care R_{Sk} reprezintă rezistența echivalentă la bornele capacității C_k în condițiile în care circuitul este pasivizat și restul condensatoarelor sunt scurtcircuitate
- În aceste condiții:

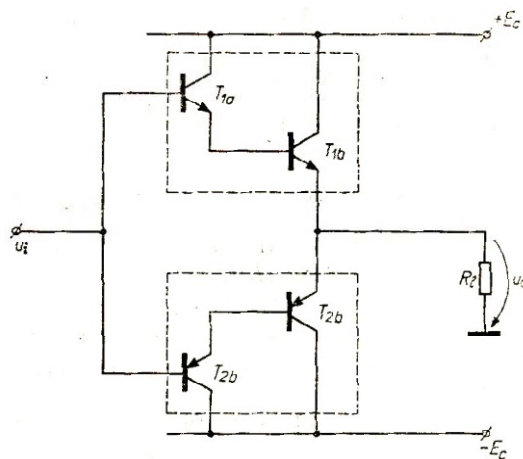
$$\omega_j = \sum_{k=1}^n \frac{1}{\tau_k}$$

$$\Rightarrow f_j = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2\pi\tau_k} = \sum_{k=1}^n \frac{1}{2\pi R_{Sk} C_k} = \sum_{k=1}^n f_k$$

în care n reprezintă numărul total de condensatoare cu efect la joasă frecvență.

5. Calculați factorul de amplificare în curent β pentru ansamblul format din T1a și T1b.

Răspuns: CAP. 3. Amplificatoare de putere, slide 21.



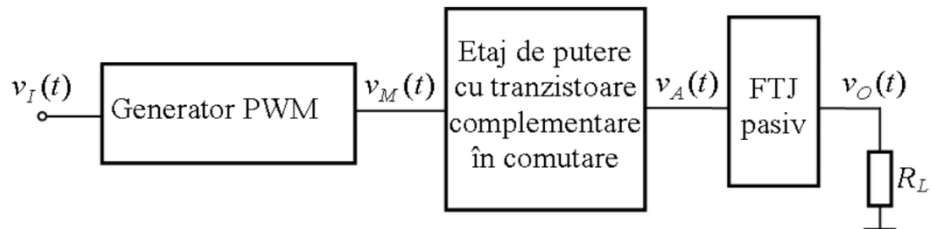
$$\beta_{ech} = \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 \cdot I_{B2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 \cdot I_{E1}}{I_{B1}} \cong \frac{\beta_2 \cdot I_{C1}}{I_{B1}} = \beta_1 \cdot \beta_2$$

6. Amplificatorul în clasă D – caracteristici, utilizare și schema de principiu.

Răspuns: CAP. 3. Amplificatoare de putere, slide 35 - 36.

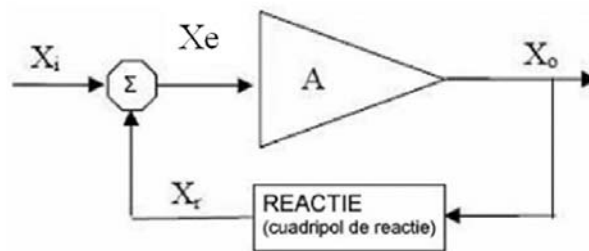
- Caracteristici:
 - randament foarte bun, 80% -95%;

- reducerea drastică a puterii pierdute pe tranzistoare (prin funcționarea în comutare a tranzistoarelor amplificatoare);
- necesită radiator de dimensiuni mici, reducând astfel spațiul ocupat de amplificator
- Amplificatoarele în clasă D sunt utilizate în echipamente alimentate de la baterii, sisteme portabile, echipamente în care există constrângeri de spațiu, etc.
- Schema bloc:



7. Calculați valoarea amplificării cu reacție în funcție de valorile amplificării fără reacție și coeficientul de transfer al cuadripolului de reacție.

Răspuns: CAP. 4. Circuite electronice cu reacție, slide 4 - 5.

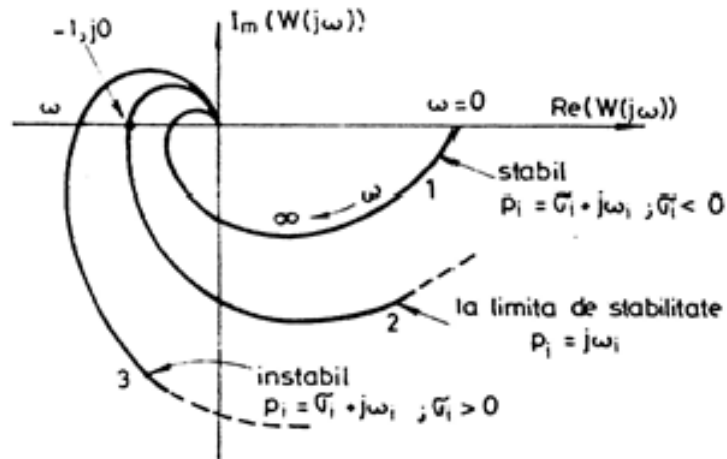


$$A_r = \frac{X_o}{X_i} = \frac{A \cdot X_e}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + X_r)}{X_i} = \frac{A \cdot (X_i + \beta \cdot X_o)}{X_i} = A + \beta \cdot A_r \Rightarrow A_r = \frac{A}{1 - \beta \cdot A}$$

8. Criteriul lui Nyquist. Enunț, diagramă, definiții rezervă amplitudine și fază.

Răspuns: CAP. 5. Stabilitate circuitelor electronice, slide 7 - 8.

Criteriul lui Nyquist: amplificatorul cu reacție este stabil dacă hodograful (graficul reprezentat în planul complex) lui $W(j\omega) = A(j\omega)\beta(j\omega)$ nu înconjoară punctul critic de coordonate $(-1, 0)$ pentru $\omega \in (-\infty, \infty)$.

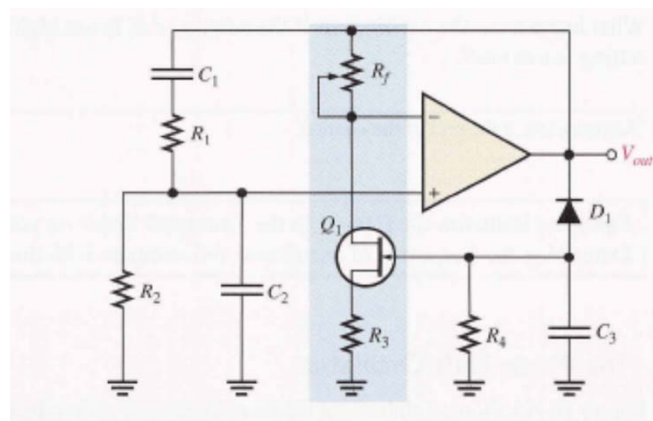


- Fie f^* frecvența pentru care $\arg(W(j\omega)) = \pi$ și f_c frecvența pentru care $|W(j\omega)| = 1$.
- O reformulare echivalentă a criteriului Nyquist este următoarea: dacă $f_c < f^*$ amplificatorul este stabil.
- Pentru a putea caracteriza cantitativ stabilitatea unui sistem, se definesc mărimile:
 - Rezervă (marginea) de amplitudine,
 $R_a = 1 - |W(j\omega^*)|$ sau $R_a \text{ [dB]} = -20 \lg(|W(j\omega^*)|)$
 - Rezerva (marginea) de fază,
 $R_\varphi = \pi + \arg(W(j\omega_c))$

9. Schema unui oscilator cu rețea RC selectivă (Wien) cu control automat al amplificării. Explicați rolul componentelor din circuit.

Răspuns: CAP. 6. Oscilatoare, slide 23 - 24.

- Toate metodele practice de obținere a stabilității oscilațiilor și a unui semnal nedistorsionat presupun un control automat al amplificării. Practic aceasta înseamnă reglarea amplificării dependent de amplitudinea oscilațiilor.
- Una din posibilități este utilizarea unui TEC-J care să funcționeze ca un rezistor controlat în tensiune ($R_{DS} = f(u_{GS})$).



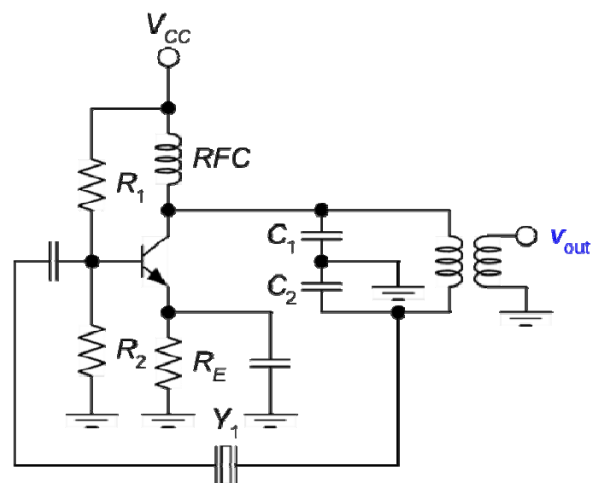
- R1, C1, R2, C2 – cuadripolul de reacție pozitivă, rețeaua Wien, determină frecvența oscilațiilor
- Rf – parte a cuadripolului de reacție negativă, determină amplitudinea oscilațiilor
- D1 – dioda conduce doar în alternanța negativă, deoarece Q1 are nevoie de tensiune u_{gs} negativă
- C3 – se încarcă spre tensiunea de vârf în alteranța negativă
- R4 – polarizare grilă tranzistor cu efect de câmp, formează împreună cu D1 și C3 un detector de vârf

R3 și cu rezistența drenă – sursă formează cea de a doua parte a cuadripolului de reacție negativă
Q1 – tranzistor cu efect de câmp, are valoare rezistenței r_{ds} controlată de amplitudinea oscilației

10. Proprietăți și principii ale oscilatoarelor cu cuarț. Schema oscilatorului Colpitts cu cristal de cuarț

Răspuns: CAP. 6. Oscilatoare, slide 30 – 32, 37.

- În aplicațiile unde stabilitatea și precizia frecvenței de oscilație sunt critice se vor folosi oscilatoare cu cristal de cuarț.
- Funcționarea acestui tip de oscilatoare se bazează pe **efectul piezoelectric**: apariția sarcinilor electrice pe suprafețele unui monocristal care este deformat mecanic.
- **Efectul piezoelectric direct** constă în apariția unei diferențe de potențial între fețele unui cristal supus la presiune mecanică. **Efectul piezoelectric invers** constă în apariția unor deformări ale cristalului (oscilații mecanice) într-un câmp electric variabil.
- Dimensiunile fizice ale cristalului determina frecvența vibrațiilor.
- Cristalele de cuarț sunt facute din SiO_2 .
- Dacă frecvența tensiunii aplicate coincide cu una dintre frecvențele proprii de oscilație mecanică are loc un fenomen de **rezonanță**; oscilațiile mecanice au loc cu **pierderi foarte mici** de energie, datorate frecărilor interne, astfel încât sistemul mecanic (cuarțul), extrage din sistemul electric cantități foarte mici de energie, necesare compensării pierderilor. Astfel, cuarțul se comportă ca un circuit rezonant cu pierderi foarte mici, deci cu factorul de calitate $Q = \omega_s L_q / R_q$ **foarte mare**.
- Aceasta însușire, împreună cu **marea stabilitate** a frecvențelor proprii, **prețul redus**, **dimensiunile mici** și gama foarte largă a frecvențelor la care pot fi folosiți, fac din rezonatorul cu cuarț cel mai utilizat mijloc de stabilizare a frecvenței oscilatorilor electronici.
- Din cristal se taie plăcuțe paralelipipedice sau cilindrice, care se metalizează pe fețe opuse și se utilizează ca rezonatori.
- Oscilator Colpitts cu cristal de cuarț:



CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Anul II

1. Specificati si definiti cinci parametri referitori la circuitul de intrare a AO. (§2.2, pag.68-69)

1. Parametri referitori la circuitul de intrare:

- **tensiunea de decalaj inițială** U_{i0} (sau decalaj inițial de tensiune ori „offset” de tensiune) reprezentând o tensiune de eroare cauzată de inegalitatea tensiunilor U_{BE} (U_{GS}) ale tranzistoarelor de la intrările etajului diferențial de intrare. Acest decalaj inițial se măsoară prin tensiunea ce trebuie aplicată la o intrare, cu o polaritate sau alta, pentru a realiza o tensiune de ieșire nulă (exemplu: 1...5 mV la amplificatoare operaționale cu tranzistoare bipolare uzuale, 10 mV la cele cu intrare pe TECJ sau MOS, 10 μ V la amplificatoare hibride cu pereche TECJ, 1 μ V la amplificatoare hibride cu chopper);

- **deriva termică de tensiune**, $\Delta U_{i0}/\Delta T$, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al tensiunii de decalaj inițial; arată variația cu temperatura a acestei tensiuni și se măsoară în μ V/°C;

- **curentul de polarizare a intrărilor** (sau „curent de intrare”), reprezentând valoarea medie a curenților de la cele două intrări. Exemplu:

$$I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$$

pentru intrare pe tranzistoare bipolare. Valoarea acestui curent depinde de tipul etajului diferențial de intrare;

- **curentul de decalaj inițial**, I_{i0} (sau „offset de curent”) reprezentând eroarea cauzată de inegalitatea curenților de intrare ai etajului diferențial; este măsurat ca diferență a curenților de la cele două intrări în situația când $U_e=0$ (de obicei $I_{i0} < 0,1 I_B$);

- **deriva termică de curent**, denumită și sensibilitate termică sau coeficient de temperatură al curentului de decalaj inițial; reprezintă raportul $\Delta I_{i0}/\Delta T$ și se măsoară în nA/°C sau pA/°C;

- **rezistența de intrare diferențială** (pentru semnal diferențial), care reprezintă deseori și rezistența de intrare nesimetrică;

- **factorul de rejecție a semnalului comun**, CMRR (de obicei 90...110 dB);

- **factorul de rejecție a variației tensiunilor de alimentare** – SVRR, măsurat în dB (sau inversul lui, în μ V/V).

Acesta reprezintă raportul între variația tensiunii simetrice de alimentare și semnalul diferențial, ce produc aceeași tensiune de ieșire diferențială.

2. Specificati si definiti doi parametri referitori la comportarea in regim dinamic a AO. (§2.2, pag.70)

2. Parametri referitori la comportarea în regim dinamic (ca amplificator):

- **amplificarea de tensiune**, fără reacție, la semnal mare, în condiții de $\pm E$ și R_S precizate. Valoarea amplificării este în mod obișnuit 100.000...300.000;

- **banda de frecvență la amplificare unitară**, ce reprezintă frecvența de tăiere a axei logf de către caracteristica de frecvență a amplificatorului fără reacție corectat (sau frecvența de tăiere a amplificatorului cu reacție în regim de repetor, când $A_{ur}=1$, respectiv când $20 \log A_{ur} = 0$);

- **viteza maximă de creștere a tensiunii de ieșire**, „slew-rate”, notată SR, pentru semnal mare. La unele amplificatoare (cu corecție externă) se dă viteza maximă realizabilă pentru diferite corecții (care se aleg în funcție de amplificarea cu reacție dorită).

Pentru ca un semnal sinusoidal cu anumită amplitudine să sufere distorsiuni mici - 1% - la trecerea prin amplificator, trebuie ca mărimea SR să aibă o valoare:

$$SR \geq 2\pi f_{\max} (u_{em})_{\max}$$

iar pentru distorsiuni mai mici, coeficientul 2 se înlocuiește cu unul mai mare (3...4 pentru 0,5% sau chiar 8...10 pentru distorsiuni neglijabile). Deseori se dă în catalog caracteristica $(u_{em})_{\max} = F(f_{\max})$ rezultată din relația de mai sus, pentru semnal sinusoidal cu distorsiuni 1% și o anumită corecție (deci o anumită viteză SR), (fig.2.9). Abaterea de la forma de variație hiperbolică este datorată atingerii excursiei maxime de tensiune la ieșirea AO impusă de alimentare și sarcină.

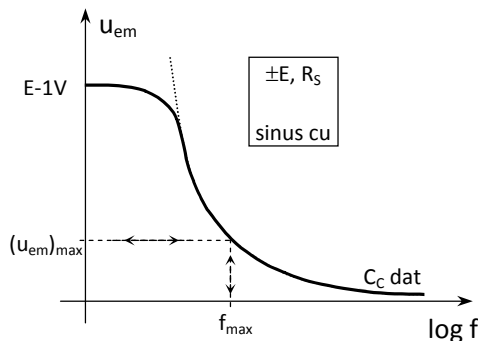


Fig. 2.9. Amplitudinea maximă a semnalului sinusoidal de la ieșirea AO în funcție de frecvență, în condițiile în care

3. Prezentați oglinda de curent cu tranzistor tampon și analizați valoarea raportului dintre curenții de pe cele două ramuri în contextul utilizării sale ca și sarcina activă pentru un etaj diferențial de intrare dintr-un AO integrat. (§1.1, pag.26)

3. Oglinda de curent cu tranzistor tampon

Schema acestei oglinzi, folosită ca sarcină activă în etajul diferențial de intare al amplificatoarelor integrate (operaționale) este dată în fig.1.6. Tranzistorul T_3 , denumit **"tampon"**, preluând un curent foarte mic din I_{ref} , face ca cei doi curenți I_e și I_{ref} să fie foarte apropiați.

Efectul Early apare și aici deoarece tranzistoarele lucrează la tensiuni colector-emitor diferite. Astfel, $U_{CE2} = U_{BE3} + U_{BE2} \cong 1,2 \text{ V}$ iar $U_{CE3} > U_{CE1} > U_{CE2}$, ceea ce face ca $\beta_3 > \beta_1 > \beta_2$ (tranzistorul tampon prezintă cea mai mare tensiune colector-emitor deoarece are colectorul legat la +E). Așa cum e de așteptat, inegalitatea factorilor β va conduce la apariția unei diferențe semnificative între curentul de ieșire al sursei și cel de referință. Astfel, admitând că T_2 și T_3 au curenți de bază egali, conform cu cele din fig.1.6 și în absența rezistenței R_{E3} (al cărui rol se va vedea puțin mai târziu) se obține:

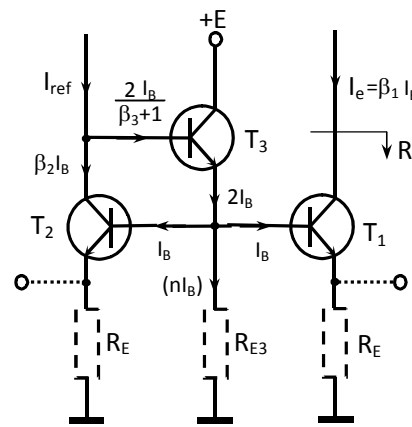


Fig. 1.6. Oglindă cu tranzistor tampon

$$I_e = \beta_1 I_B \quad \text{și} \quad I_{ref} = \beta_2 I_B + \frac{2I_B}{\beta_3 + 1} = \frac{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + 2}{\beta_3 + 1} I_B$$

caz în care:

$$\frac{I_e}{I_{ref}} = \frac{\beta_1 \beta_3 + \beta_1}{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + 2} \cong \frac{\beta_1 \beta_3}{\beta_2 \beta_3} = \frac{\beta_1}{\beta_2}$$

Așadar raportul este net supraunitar (tensiunile U_{CE} ale celor două tranzistoare nu mai sunt atât de apropiate ca și la oglinda Wilson). Pentru a compensa acest lucru se introduce rezistența R_{E3} care mărește artificial curentul prin T_3 și prin intermediul curentului său de bază, mărește și pe I_{ref} . Astfel se obține:

$$I_{ref} = \beta_2 I_B + \frac{(n+2)I_B}{\beta_3 + 1} = \frac{\beta_2 \beta_3 + \beta_2 + n + 2}{\beta_3 + 1} I_B$$

și raportul devine:

$$\frac{I_e}{I_{ref}} = \frac{\beta_1\beta_3 + \beta_1}{\beta_2\beta_3 + \beta_2 + 2 + n} \rightarrow 1$$

care poate fi făcut apropiat de 1 alegând potrivit valoarea rezistenței R_{E3} . Această rezistență are și rolul de a asigura o mai bună stabilitate termică circuitului.

Rezistențele R_E pot mări sensibil rezistența de ieșire R_e a sursei de curent (în colectorul lui T_1). În unele amplificatoare integrate rezistențele R_E permit legarea între emitoarele lui T_1 și T_2 , din exteriorul integratului, a unui potențiomtru care poate ajusta fin raportul I_e / I_{ref} ("echilibrarea" amplificatorului).

4. Ce este o sursa band-gap, care este forma generala a tensiunii sale de iesire si explicati pe baza acestei formule principiul sau de functionare. (§1.2, pag.32, 33, 34)

4. Sursă de tensiune de referință de tip "band-gap"

Coeficientul de temperatură de $-2\text{mV}/^\circ\text{K}$ al tensiunii U_{BE} se poate compensa dacă se însumează cu aceasta o tensiune având un coeficient de temperatură de $+2\text{mV}/^\circ\text{K}$. Acest procedeu este utilizat în circuitul din fig.1.19, unde A este un amplificator diferențial. Aici prin T_2 se realizează o reacție negativă mai puternică decât reacția negativă introdusă prin T_1 . Rezistența de ieșire a acestei surse de tensiune este foarte mică datorită reacției negative în configurație cu nod la ieșire.

Deoarece cele două intrări ale amplificatorului (care are o amplificare de tensiune ≥ 1000) au aproximativ același potențial U_1 rezultă:

$$U_{RC1} = U_{RC2}$$

deci:

$$I_{C2} = n I_{C1}$$

Căderea de tensiune pe rezistența R_1 este:

$$I_{C1}R_1 = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C0}} - U_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C0}} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} = U_T \ln n$$

Cu aceasta rezultă:

$$I_{C1} = \frac{U_T \ln n}{R_1}$$

care este un curent dependent de temperatură prin intermediul lui U_T .

Căderea de tensiune pe rezistența R_2 este:

$$U_{R2} = (I_{C1} + I_{C2})R_2 = R_2 \left(\frac{U_T \ln n}{R_1} + n \frac{U_T \ln n}{R_1} \right) = \frac{R_2}{R_1} (n+1) U_T \ln n = N U_T$$

unde s-a notat $(R_2/R_1)(n+1)\ln n = N$ (constantă). Această tensiune (U_{R2}) trebuie să aibă un coeficient de temperatură de $+2\text{mV}/^\circ\text{K}$.

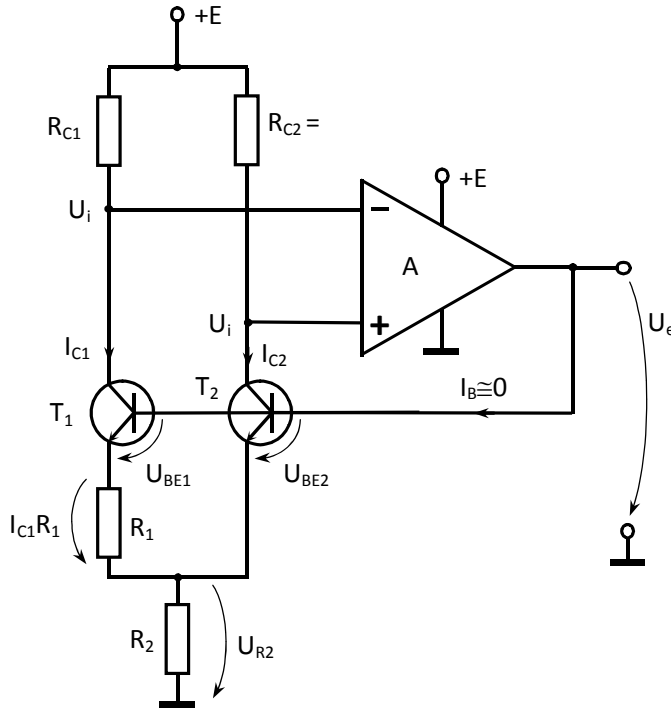


Fig. 1.19. Sursă de tensiune de referință de tip "band-gap"

Cunoscând că $U_T = kT/q$ (în care k este constanta lui Boltzmann iar q sarcina electronului), se scrie:

$$\frac{dU_{R2}}{dT} = N \frac{dU_T}{dT} = N \frac{k}{q}$$

care este o constantă independentă de temperatură. Se obține în continuare:

$$\frac{dU_{R2}}{dT} = N \frac{kT}{qT} = \frac{N U_T}{T} = +2 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{K}}$$

Considerând o anumită situație, de exemplu aceea cu $T=300\text{K}$ și $U_T = 26 \text{ mV}$, rezultă:

$$N = 2 \cdot 10^{-3} \frac{300}{26 \cdot 10^{-3}} \cong 23.$$

Acest număr este realizat suficient de precis prin rapoarte de rezistențe. Astfel:

$$U_e = U_{BE2} + U_{R2} = U_{BE2} + NU_T = \text{const. (T)}$$

adică tensiunea U_e este compensată termic (în realitate nu total).

5. Amplificator inversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1)
6. Amplificator neinversor cu AO. Schema, expresia amplificării și condiția de minimizare a erorilor statice. (§3.1)

5.6. Proprietățile amplificatorului operațional ideal

În multe aplicații A.O. se poate considera ideal, calculul circuitelor fiind atunci mult mai simplu. Aproximarea funcționării amplificatoarelor reale de a celor ideale se datorește performanțelor atinse în fabricarea lor.

Amplificatoarele operaționale ideale au următoarele proprietăți:

- amplificare de tensiune infinită,
- rezistență de intrare diferențială infinită,
- rezistență de ieșire nulă,
- curent de polarizare (intrare) nul,
- bandă de frecvență foarte largă (astfel încât nu intervine în funcționarea circuitului),
 - decalaje inițiale, derivate, zgomot nule,
- factor de rejecție a semnalului comun infinit,
- factor de rejecție a variației tensiunilor de alimentare infinit.

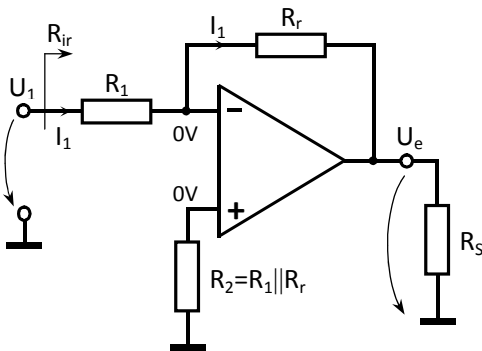
Pe baza acestor proprietăți se poate lucra cu AO folosind conceptele:

- curentul de intrare al AO ideal este nul,
- diferența de potențial dintre intrări este nulă.

Calculul circuitelor folosind AO ideal sunt valabile atât timp cât erorile AO real nu intervin semnificativ în tensiunea de ieșire. Deci acestea trebuie totuși apreciate sau verificate și comparate cu semnalul util de la intrare.

a) Amplificatorul inversor (fig.3.1).

Amplificarea cu reacție ideală a acestui circuit este:



$$A_{ur} = \frac{U_e}{U_1} = \frac{-I_1 R_f}{I_1 R_1} = -\frac{R_f}{R_1}$$

și poate fi făcută de orice valoare. **Rezistența de intrare** R_{ir} „văzută” de sursa U_1 este aproximativ egală cu R_1 și este de valoare relativ redusă ($n \times 10 \text{ K}\Omega$) din cauza reacției negative de tip paralel-paralel. Pentru a se lucra cu R_1 de valoare mare trebuie folosit un amplificator cu R_i foarte mare. Rezistența de ieșire este neglijabilă datorită reacției negative cu configurație paralel la ieșire.

Fig. 3.1. Amplificator inversor cu AO

b) Amplificator neinversor (fig.3.2).

Amplificarea de tensiune cu reacție este:

$$A_{ur} = \frac{U_e}{U_2} = \frac{U_e}{U_e \frac{R_1}{R_1 + R_f}} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

și poate fi doar **supraunitară** pentru acest circuit. Rezistența de intrare „văzută” de sursa U_2 este foarte mare, datorită reacției negative de tipul paralel-serie. Totuși ea este limitată la valoarea rezistenței de intrare pentru semnal comun care a fost ignorată față de rezistența de intrare diferențială până acum. La amplificatoarele uzuale rezistența de intrare pentru semnal comun are o valoare de ordinul $n \times 10 \text{ M}\Omega$.

Pentru realizarea unei amplificări de tensiune **subunitare** se poate utiliza un divizor de tensiune la intrarea + dar în acest caz rezistența de intrare coboară la o valoare obișnuită ($n \times 10 \text{ K}\Omega$), (fig.3.3). Pentru acest circuit se poate scrie tensiunea de ieșire:

$$U_e = U' \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) = U_2 \frac{R_3}{R_2 + R_3} \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right)$$

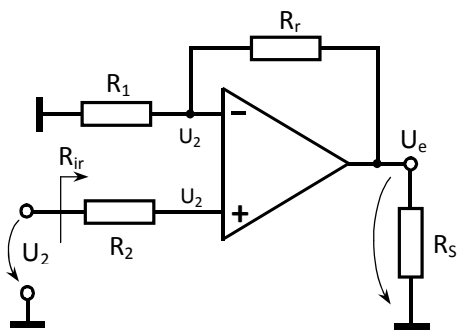


Fig. 3.2. Amplificator neinversor cu AO și acum amplificarea lui U_2 poate fi făcută subunitară.

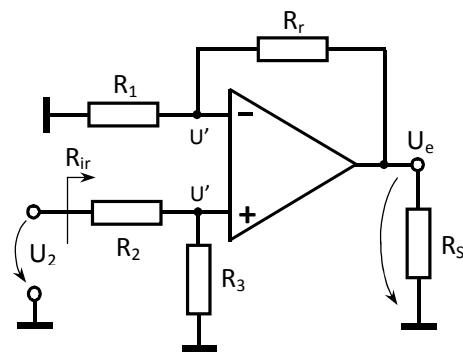


Fig. 3.3. Amplificator neinversor cu divizor

Rezistența de intrare devine însă relativ redusă: $R_{ir} \cong R_2 + R_3$

Pentru dimensionarea divizorului se vor utiliza condițiile:

- realizarea unei divizări impuse de relația de mai sus;
- realizarea unei erori minime prin egalitatea rezistențelor echivalente de la cele două intrări.

7. Amplificator logaritmă realizat cu un singur AO. (§3.2, pag. 91, 92)

7. Amplificatorul logaritmă.

Caracteristica volt-amperică exponențială a diodelor semiconductoare și a tranzistoarelor poate fi utilizată pentru realizarea unor amplificatoare cu caracteristică de transfer $u_e = f(u_1)$ logaritmă. Este vorba de relația:

$$i_C = I_{C0} e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} \quad \text{sau} \quad u_{BE} = U_T \ln \frac{i_C}{I_{C0}}$$

Folosirea tranzistoarelor în aceste amplificatoare este justificată de păstrarea caracterului exponențial al relației $i_C - u_{BE}$ într-o gamă mai largă de variație a curentului decât al relației $i_D - u_D$ de la diode.

Schema de principiu a amplificatorului logaritmîc este dată în fig.3.11, iar schema se completează în

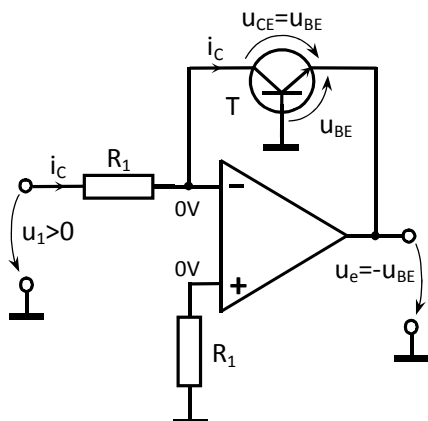


Fig. 3.11. Schema de principiu a unui

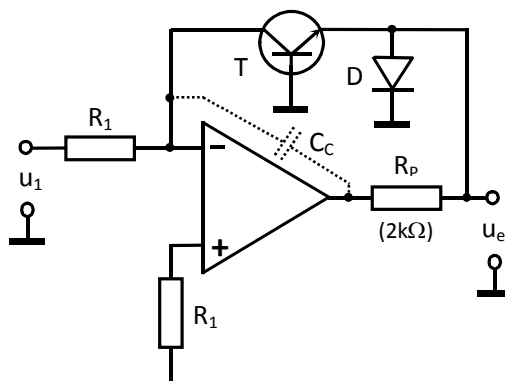


Fig. 3.12. Schemă practică pentru un amplificator

practică așa cum se arată în fig.3.12.

Pentru amplificatorul din fig.3.11 având $i_c = u_1/R_1$ se scrie:

$$u_e = -u_{BE} = -U_T \ln \frac{i_c}{I_{C0}} = -U_T \ln \frac{u_1}{R_1 I_{C0}}$$

și se constată că u_e este proporțională cu $\ln u_1$, adică se realizează o caracteristică de transfer logaritmîcă. Practic, la schema de principiu se mai adaugă câteva componente:

C_c – pentru corecția caracteristicii de frecvență (eliminarea oscilației de înaltă frecvență a amplificatorului cu reacție negativă);

R_p – pentru limitarea curentului de ieșire al amplificatorului (în situații incidente) dar mai ales pentru reducerea amplificării de tensiune a tranzistorului T (R_p realizează o reacție negativă locală);

D – pentru protecția joncțiunii emitoare a tranzistorului contra unei tensiuni inverse incidente mari (în mod normal este blocată).

Circuitul analizat mai sus prezintă însă câteva **dezavantaje** importante:

- dependența de temperatură a tensiunii de ieșire prin mărimile U_T și I_{C0} ;
- domeniul de variație restrâns al tensiunii de ieșire (câteva zecimi de V deoarece $|u_e| = |u_{BE}|$).

8. Prezentați amplificatorul de masură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale. (§3.4, pag.101,102)

8. Amplificatorul de masură (clasic) cu 3 amplificatoare operaționale.

...Totuși, **schema clasică** de amplificator de instrumentație este mai complicată dar oferă în schimb mai multe facilități (fig.3.23). Ea se poate realiza cu 3 AO distincte, din care primele două trebuie să fie de precizie, sau se poate găsi sub formă de circuit integrat monolitic la care se atașează din exterior R_A . Simetria circuitului de intrare duce la o creștere a factorului CMRR global.

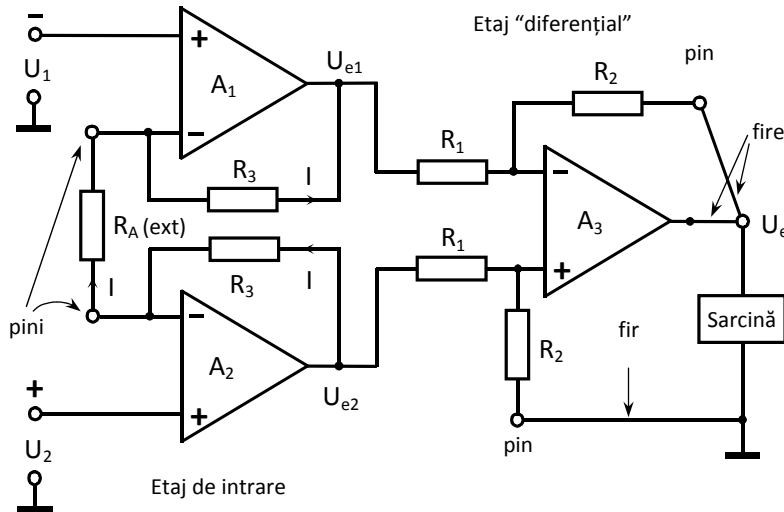


Fig. 3.23. Amplificator de măsură clasic

Relația tensiunii de ieșire se stabilește ținând cont că amplificatorul realizat cu A_3 este diferențial, iar amplificatoarele cu A_1 și A_2 sunt neinversoare, fiecare utilizând rezistența R_A care impune amplificarea (și poate fi deci programabilă):

$$U_e = (U_{e2} - U_{e1}) \frac{R_2}{R_1} = I(R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_2 - U_1}{R_A} (R_A + 2R_3) \frac{R_2}{R_1} =$$

$$= (U_2 - U_1) \left(1 + \frac{2R_3}{R_A} \right) \frac{R_2}{R_1} = A_{ur} (U_2 - U_1)$$

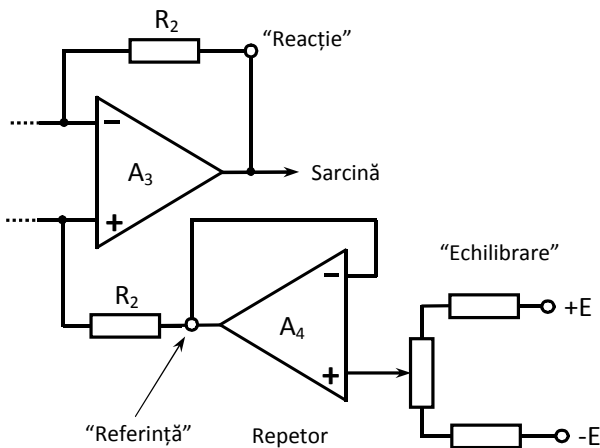


Fig. 3.24. Realizarea echilibrării la amplificatorul de măsură

Deci amplificatorul este „diferențial” și având la ambele intrări rezistență foarte mare – este un amplificator de „instrumentație”.

Un astfel de amplificator monolitic prezintă pini pentru intrările – și +, pini pentru conectarea unei rezistențe R_A (notați „Amplificare”), precum și un pin numit „Reacție” și un pin numit „Referință” (marcați în fig.3.23). Aceștia din urmă permit eliminarea efectelor nedorite ale firelor lungi spre sarcină (ambii pini se leagă prin fire separate direct pe bornele sarcinii), iar pinul „Referință” mai permite introducerea unui circuit de echilibrare (fig.3.24). Se cunosc soluții speciale pentru folosirea amplificatorului de instrumentație cu fire lungi la intrare și (sau) ieșire [3]. În cazul de față, **circuitul de echilibrare**, folosind un AO repetor, nu introduce rezistență în serie cu R_2 la pinul „Referință”, deci nu produce erori în amplificarea totală.

9. Prezentați redresorul de precizie monoalternanță inversor. (§3.5, pag.104, 105)

9. Redresor de precizie monoalternanță inversor.

...Există, de asemenea, varianta de redresor de precizie monoalternanță **inversor** (fig.3.28), care poate realiza și o amplificare.

În **semiperioada negativă** tensiunea $u_{eA} > 0$ și D_1 conduce, iar D_2 este blocată. În acest caz se pot scrie ecuațiile:

$$u_1 = i_1 R_1 + u_i \quad (1)$$

$$u_1 = -i_1 R_2 + u_i \quad (2)$$

$$u_{eA} = -u_i A_u \quad (3)$$

$$u_{eA} = u_{d1} + u_e \quad (4)$$

Eliminând i_1 , u_{eA} și u_i , rezultă pentru semiperioada negativă a tensiunii u_1 :

$$u_e = -\frac{u_1 \frac{R_2 + \frac{u_{d1}}{\beta_u A_u}}{R_1}}{1 + \frac{1}{\beta_u A_u}} = -\frac{u_1 \frac{R_2 + \varepsilon u_{d1}}{R_1}}{1 + \varepsilon} \quad \text{cu: } \beta_u = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad \varepsilon = \frac{1}{\beta_u A_u}$$

(β_u = factorul de reacție de tensiune). Deoarece $\beta_u A_u \gg 1$ rezultă cu aproximație:

$$u_e \cong -u_1 \frac{R_2}{R_1}$$

adică forma tensiunii de la ieșire repetă forma tensiunii de la intrare. Prin urmare se asigură precizia redresării și se poate realiza amplificarea dorită.

Dioda D_1 are rolul de redresor dar tensiunea u_{d1} este împărțită cu $\beta_u A_u \gg 1$, și efectul acesteia, inclusiv efectul termic, este neglijabil. Cu alte cuvinte, dioda D_1 prezintă o comportare ideală ce se datorește cuprinderii ei în bucla de reacție.

Pentru **semiperioada pozitivă** a tensiunii u_1 , tensiunea $u_{eA} < 0$ și dioda D_1 este blocată. În lipsa diodei D_2 ieșirea amplificatorului ajunge la saturație spre $-E$ și comutarea acesteia spre $u_{eA} > 0$ în semiperioada următoare ar fi lentă, D_1 nu se deschide la timp provocând deformarea tensiunii u_e deci imprecizie, ca în fig.3.26. Prezența diodei D_2 asigură evitarea saturației ieșirii amplificatorului (diodă antisaturație), menținând pe u_{eA} apropiată de zero ($-0,6$ V). Astfel, dioda D_2 conduce curentul ce vine de la intrare. Tensiunea u_i foarte mică produce prin divizorul R_2, R_S o tensiune de ieșire:

$$u_e = u_i \frac{R_S}{R_2 + R_S}$$

care este neglijabilă. Pe lângă tensiunea u_i redusă, în semiperioada pozitivă a lui u_1 contează la intrare și decalajul inițial de tensiune (nu se face echilibrarea).

Forma tensiunii de ieșire a redresorului monoalternanță și caracteristica de transfer sunt date în

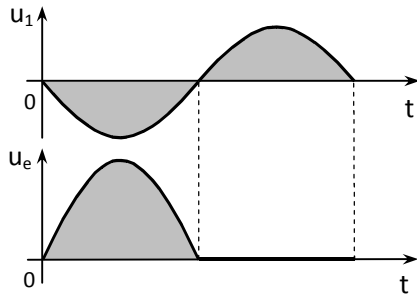


Fig. 3.29a. Formele de undă la intrarea și ieșirea redresorului

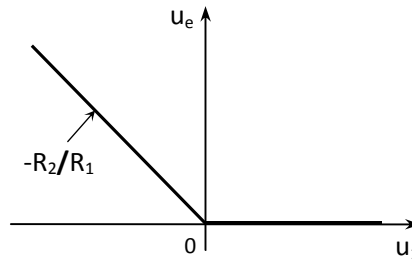


Fig. 3.29b. Caracteristica de transfer a

fig.3.29a și 3.29b.

Se pot redresa tensiuni mici de ordinul milivolților. Amplificatoarele integrate cu etaj final în clasă C (cu zonă moartă în caracteristica de transfer) nu sunt însă potrivite pentru redresoare de precizie de semnale mici (exemplu 709, 324 etc.).

Rezistența de intrare a redresorului de precizie inversor este modestă.

Dacă se dorește obținerea unei tensiuni redresate negative se inversează sensul celor două diode.

Pentru creșterea frecvenței tensiunii ce se redresează, cu menținerea preciziei, s-au mai aplicat unele soluții de îmbunătățire a compensării de frecvență [3]. Astfel, știind că în timpul scurt de comutare diodele D_1 și D_2 nu conduc, se poate crește factorul SR prin suspendarea corecției. Când corecția e prin efect Miller, condensatorul de corecție nu se conectează direct la ieșirea amplificatorului ci prin diodele D_1 , respectiv D_2 (fig.3.30). Când o diodă conduce corecția acționează normal.

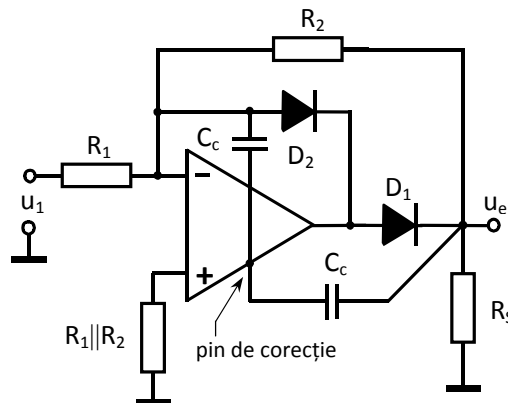


Fig. 3.30. Redresor cu frecvența de lucru mărită

prin efect Miller, condensatorul de corecție nu se conectează direct la ieșirea amplificatorului ci prin diodele D_1 , respectiv D_2 (fig.3.30). Când o diodă conduce corecția acționează normal.

10. Precizați câteva tipuri de comparatoare, desenați-le caracteristica de transfer și explicați care dintre acestea elimină riscul bascularilor multiple atunci când tensiunea de intrare este însoțită de zgomote. (§3.11)

10. Comparatoare.

Comparatoare simple (fără reacție)