
CIRCUITE NELINIARE

Circuitele realizate cu amplificatoare operaționale (AO) și prezentate în primul capitol au o *comportare liniară* asigurată de:

- utilizarea reacției negative care forțează AO să lucreze pe porțiunea liniară a caracteristicii sale de transfer,
- implementarea rețelei de reacție cu elemente liniare.

Comportarea neliniară a AO se realizează prin:

- reacție pozitivă sau lipsa totală a rețelei de reacție (la comparatoare);
- implementarea rețelei de reacție cu elemente neliniare ca diode și comutatoare analogice (la redresoare de precizie, detectoare de vârf și amplificatoare cu eșantionare și memorare) sau cu tranzistoare bipolare (la circuitele de logaritmare și exponențiere).

2.1 COMPARATOARE DE TENSIUNE

Comparatorul de tensiune compară tensiunea de pe intrarea neinversoare, u^+ , cu cea de pe intrarea inversoare, u^- , realizând la ieșire o tensiune de nivel înalt, U_{OH} , sau de nivel jos, U_{OL} , în funcție de următoarele situații:

$$u_o = U_{OL}, \text{ dacă } u^+ < u^-, \quad (2.1a)$$

$$u_o = U_{OH}, \text{ dacă } u^+ > u^-. \quad (2.1b)$$

În funcție de tensiunea de intrare diferențială, $u_d = u^+ - u^-$, relațiile (2.1) se pot exprima și sub forma:

$$u_o = U_{OL}, \text{ dacă } u_d < 0, \quad (2.2a)$$

$$u_o = U_{OH} \text{ dacă } u_d > 0. \quad (2.2b)$$

Dacă viteza de răspuns nu este critică, atunci comparatoarele se pot realiza cu amplificatoare operaționale, care oferă avantajul câștigului foarte mare și a unui offset mic la intrare.

Spre deosebire de circuitele liniare realizate cu AO unde operaționalul are $u_d \cong 0$, valoarea reală fiind de ordinul a câțiva zeci de microvolți, în cazul comparatoarelor realizate cu AO tensiunea diferențială de intrare a AO poate fi și de ordinul volților.

Timpul de răspuns

Timpul de răspuns reprezintă un parametru important al comparatoarelor și caracterizează viteza acestora, arătând cât de repede poate răspunde comparatorul la modificarea intrării din starea $u^+ < u^-$ în starea $u^+ > u^-$ și invers.

Timpul de răspuns se mai numește și întârziere de propagare, t_{PD} (PD = **propagation delay** – l. engleză) și se definește ca fiind timpul necesar ieșirii să atingă 50% din totalul tranziției sale, ca răspuns la un semnal treaptă predeterminat aplicat la intrare (fig. 2.1).

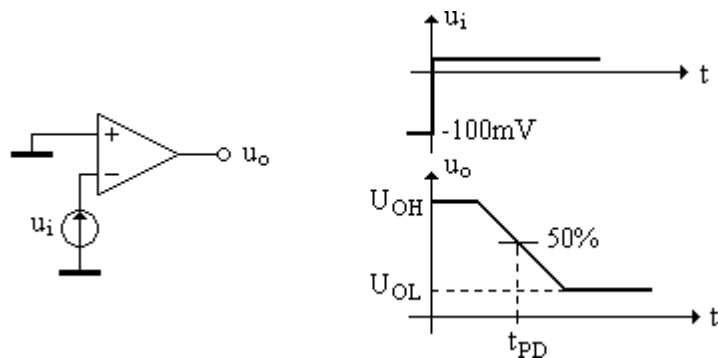


Fig. 2.1 Determinarea timpului de răspuns al unui comparator.

Dacă tensiunea de ieșire se modifică între limitele U_{OL} și U_{OH} și se cunoaște viteza de variație maximă a semnalului de ieșire, caracterizată prin parametrul SR (slew rate) al AO, timpul de răspuns, t_R se determină cu relația:

$$t_R = \frac{U_{OH} - U_{OL}}{2SR}. \quad (2.3)$$

De exemplu, în cazul unui comparator realizat cu AO de tipul 741 și alimentat cu +15V și -15V, tensiunile de saturație fiind egale cu +13V și -13V, se obține $t_R = \frac{U_{sat}}{SR} = \frac{13V}{0,5V/\mu s} = 26\mu s$, timp intolerabil de lung pentru numeroase aplicații.

2.1.1 Comparatoare realizate cu amplificatoare operaționale

Comparatoarele realizate cu amplificatoare operaționale se împart în:

- comparatoare în buclă deschisă și
- comparatoare cu reacție pozitivă (trigger Schmitt).

2.1.1.1 Comparatoare în buclă deschisă

Comparatoarele în buclă deschisă sunt circuite în care AO lucrează fără buclă de reacție, de unde le provine și numele. În funcție de mărimea tensiunii de ieșire, comparatoarele în buclă deschisă se împart în:

- comparatoare saturate, la care tensiunea de ieșire atinge nivelele de saturație și
- comparatoare nesaturate, la care tensiunea de ieșire este mai mică decât cea de saturație.

Comparatoarele saturate au răspunsul în timp mai lent decât cele nesaturate, ceea ce constituie o limitare în aplicații. Viteza de comutare se poate crește prin utilizarea unor tehnici speciale de limitare a tensiunii de ieșire a comparatorului sub nivelul de saturație, aspect întâlnit la comparatoarele nesaturate.

Comparatoarele, indiferent dacă sunt saturate sau nu, se pot împărți în:

- comparatoare neinversoare și
- comparatoare inversoare.

Tipul de comparator

Tipul de comparator se apreciază după următoarea regulă:

- comparatorul este **neinversor**, dacă ieșirea trece în starea înaltă (saturația pozitivă) atunci când semnalul de intrare depășește un anumit nivel de prag;
- comparatorul este **inversor**, dacă ieșirea trece în starea joasă (saturația negativă) atunci când semnalul de intrare depășește un anumit nivel de prag.

Comparatoare saturate

Comparatoarele saturate au schema și caracteristica de transfer reprezentate în fig. 2.2. Circuitul din fig. 2.2, *a*, este un comparator neinversor iar cel din fig. 2.2, *b*, este de tip inversor.

a) Pragul de comutare. Caracteristica de transfer trece aproape prin zero. De exemplu, în cazul AO de tipul 741, dacă $U_{sat}=13V$ și $a=200.000$, este nevoie de o tensiune de intrare (de prag) de $13V/200.000=65\mu V$ pentru a determina ieșirea să comute în cealaltă stare de saturație.

b) Timpul de răspuns se determină cu relația (2.3)

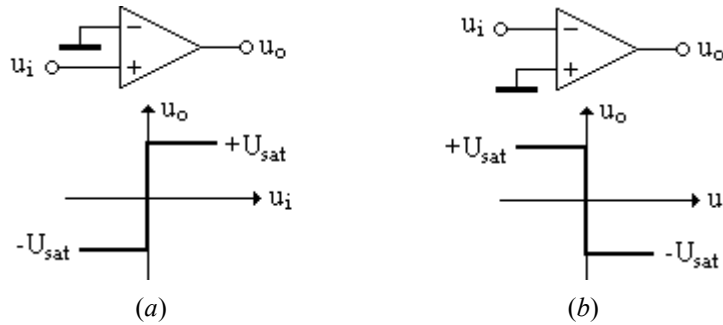


Fig. 2.2 Comparatoare de tensiune saturate realizate cu AO. (a) Comparatorul neinversor. (b) Comparatorul inversor.

Comparatoare nesaturate

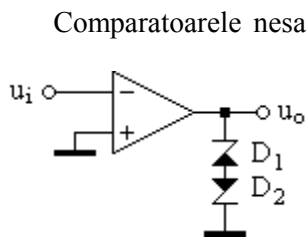


Fig. 2.3 Comparatorul nesaturat.

Comparatoarele nesaturate conțin în structura lor elemente de limitare a tensiunii de ieșire la valori mai mici decât tensiunea de saturație. În fig. 2.3 se prezintă soluția de circuit care previne saturarea ieșirii AO din comparatorul inversor. Aceeași structură de circuit pentru evitarea saturării AO se poate aplica și comparatorului neinversor. Diode Zener \$D_1\$ și \$D_2\$, montate în opoziție, trebuie să reziste la curentul maxim furnizat de AO.

a) Valorile limită ale tensiunii de ieșire ale comparatorului nesaturat sunt:

$$U_{OL} = -(U_Z + U_D), \quad (2.4a)$$

$$U_{OH} = U_Z + U_D, \quad (2.4b)$$

unde \$U_Z\$ reprezintă tensiunea Zener iar \$U_D\$ – căderea de tensiune pe dioda Zener, polarizată direct.

b) Timpul de răspuns al circuitului se determină cu relația:

$$t_R = \frac{U_Z + U_D}{SR} \quad (2.5)$$

și este mai mic decât timpul dat de relația (2.3), deoarece \$(U_Z + U_D) < U_{sat}\$.

Detectoare de prag

Detectorul de prag este un comparator, saturat sau nesaturat, la care intrarea fără semnal se leagă la o tensiune de prag, numită și de referință, \$U_{ref}\$.

Deoarece tensiunea de referință poate fi pozitivă sau negativă, în raport cu masa, iar comparatoarele pot fi inversoare sau neinversoare, se pot realiza patru tipuri de detectoare de prag:

- detectorul de prag inversor cu referință pozitivă;
- detectorul de prag inversor cu referință negativă;
- detectorul de prag neinversor cu referință pozitivă;
- detectorul de prag neinversor cu referință negativă.

În fig. 2.4 se prezintă un detector de prag neinversor cu referință pozitivă. Caracteristica sa de transfer este trasată față de cea a comparatorului din fig. 2.2, *a* cu valoarea tensiunii de referință.

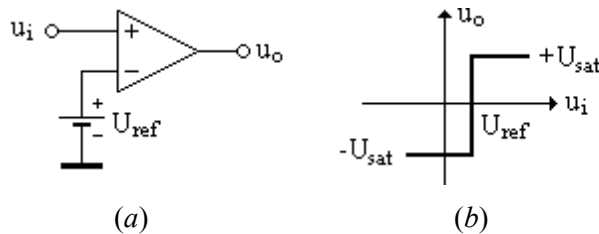


Fig. 2.4 Detector de prag neinversor cu referință pozitivă (*a*) și caracteristica de transfer (*b*).

a) Determinarea factorului de umplere al semnalului dreptunghiular obținut la ieșirea comparatorului. Dacă u_i este un semnal variabil (în particular sinusoidal) având amplitudinea mai mare decât tensiunea de referință, din egalitatea:

$$u_i = U_{\max} \sin \omega t = U_{\max} \sin \Theta = U_{\text{ref}}, \quad (2.6)$$

rezultă, pentru o perioadă a semnalului, două valori ale unghiului Θ :

$$\Theta_1 = \arcsin(U_{\text{ref}}/U_{\max}), \quad (2.7a)$$

$$\Theta_2 = \pi - \Theta_1. \quad (2.7b)$$

Lățimea impulsului pozitiv, exprimată în radiani, este:

$$\Theta_P = \Theta_2 - \Theta_1 = \pi - 2\Theta_1, \quad (2.8)$$

iar factorul de umplere se scrie:

$$D = \frac{\Theta_P}{2\pi} = \frac{1}{2} - \frac{\Theta_1}{\pi}. \quad (2.9)$$

b) Timpul de răspuns se determină cu relația (2.3) pentru comparatorul saturat sau cu relația (2.5) în cazul unui comparator nesaturat.

2.1.1.2 Comparatoare cu reacție pozitivă realizate cu AO

Comparatoarele cu reacție pozitivă se mai numesc și circuite **trigger Schmitt**. Reacția pozitivă are ca efect apariția histerezisului, în urma căruia punctul de tranziție din starea jos în starea sus este diferit de punctul de tranziție din starea

sus în starea jos. Altfel spus, procesul de tranziție este sensibil la sensul de comutare a intrării.

Se pot realiza două tipuri de comparatoare cu reacție pozitivă (circuite trigger Schmitt):

- circuitul trigger Schmitt inversor și
- circuitul trigger Schmitt neinversor.

Circuitul trigger Schmitt inversor

Forma saturată a circuitului trigger Schmitt inversor se prezintă în fig. 2.5, *a*. Divizorul rezistiv R_1 , R_2 determină la intrarea neinversoare o tensiune proporțională cu tensiunea de ieșire. Tranziția ieșirii are loc atunci când tensiunea de intrare devine egală cu tensiunile de prag pozitivă, U_{PP} , respectiv negativă, U_{PN} .

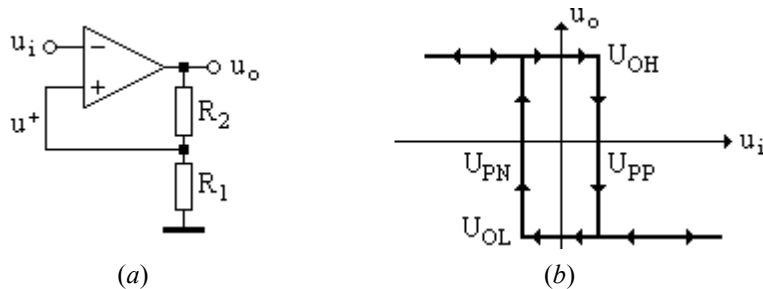


Fig. 2.5 Circuitul trigger Schmitt inversor (*a*) și caracteristica de transfer (*b*).

a) Tensiunile de prag. Aplicând regula divizorului de tensiune în situația în care tensiunea de ieșire se află în starea înaltă, U_{OH} respectiv joasă, U_{OL} , tensiunile de prag se exprimă cu ajutorul relațiilor:

$$U_{PP} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{OH}, \quad (2.10a)$$

$$U_{PN} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{OL}. \quad (2.10b)$$

b) Timpul de răspuns se determină cu relația (2.3) pentru comparatorul saturat, caz în care U_{OH} și U_{OL} se înlocuiesc cu valorile de saturație $+U_{sat}$ respectiv $-U_{sat}$. În cazul comparatorului nesaturat se aplică relația (2.5).

Caracteristica de transfer are forma din fig. 2.5, *b*.

Circuitul trigger Schmitt neinversor

Circuitul trigger Schmitt neinversor se prezintă în fig. 2.6, *a*.

La acest tip de comparator, tensiunea de pe intrarea neinversoare este o combinație liniară între tensiunea de intrare, u_i și tensiunea de ieșire, u_o . Pentru a

determina expresia acestei tensiuni se aplică principiul superpoziției. Se pasivizează, pe rând, sursa u_i și apoi sursa echivalentă din modelul AO și se determină, pentru fiecare situație, potențialul parțial al intrării neinversoare. Prin adunarea celor două expresii parțiale ale potențialului intrării inversoare, se obține:

$$u^+ = [R_2 / (R_1 + R_2)] \cdot u_i + [R_1 / (R_1 + R_2)] \cdot u_o;$$

a) *Tensiunile de prag*. Se consideră că, la limită, ieșirea comută pentru $u^+ = u^-$ și se obțin expresiile tensiunilor de prag, pozitivă, U_{PP} și negativă, U_{PN} :

$$U_{PP} = -\frac{R_1}{R_2} U_{OL}, \quad (2.11a)$$

$$U_{PN} = -\frac{R_1}{R_2} U_{OH}. \quad (2.11b)$$

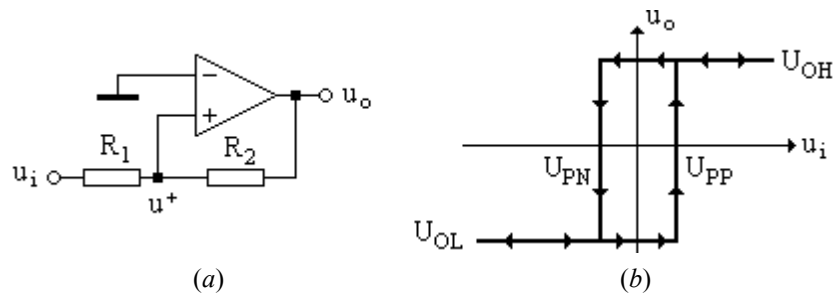


Fig. 2.6 Circuitul trigger Schmitt neinversor (a) și caracteristica de transfer (b).

b) *Timpul de răspuns* se determină cu relația (2.3) pentru comparatorul saturat, caz în care U_{OH} și U_{OL} se înlocuiesc cu valorile de saturație $+U_{sat}$ respectiv $-U_{sat}$. În cazul comparatorului nesaturat se aplică relația (2.5).

Caracteristica de transfer are forma din fig. 2.6, b.

2.1.2 Comparatoare de tensiune realizate cu circuite specializate

Spre deosebire de AO care au etajul de ieșire realizat cu două tranzistoare complementare, comparatoarele integrate, proiectate special pentru a realiza funcția de comparare, au etajul de ieșire realizat cu un singur tranzistor, având colectorul în gol. De aceea în circuitul extern al acestui tip de comparator, între ieșire și alimentarea pozitivă, trebuie obligatoriu să se conecteze un rezistor.

În cele ce urmează se prezintă două tipuri de comparatoare de tensiune realizate cu circuitele integrate specializate:

- comparatorul LM311,
- comparatorul cvadruplu LM339.

Comparatorul integrat LM311

Comparatorul integrat LM311 (fig. 2.7, *a*) permite accesul atât la colectorul cât și la emitorul tranzistorului de ieșire.

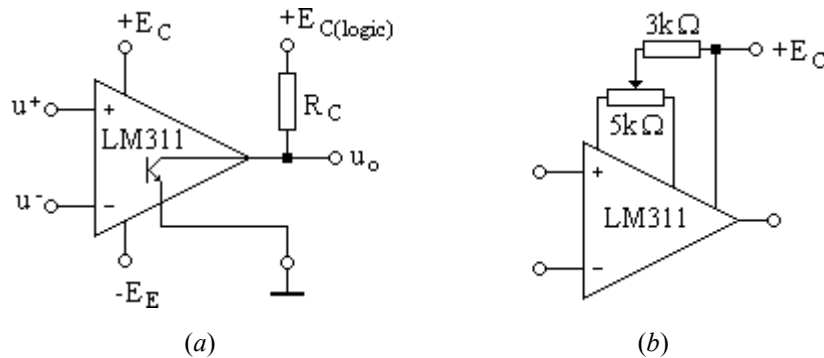


Fig. 2.7 Comparatorul integrat LM311. (*a*) Polarizarea etajului de ieșire. (*b*) Compensarea offset-ului.

Circuitul situat în amonte de etajul de ieșire are structură de AO și se poate alimenta cu tensiune dublă. Colectorul tranzistorului de ieșire se conectează prin intermediul unui rezistor extern, R_C la plusul sursei de alimentare a circuitelor logice care beneficiază de rezultatul comparației. Emitorul tranzistorului de ieșire se poate lega la minusul sursei de alimentare a circuitelor logice.

Curentul maxim prin tranzistorul de ieșire este de 50mA iar tensiunea colector-emitor de saturație are valoarea tipică de 0,1V.

Valorile tipice de offset sunt:

- tensiunea de offset la intrare, $U_{IO}=2\text{mV}$;
- curentul de intrare de offset, $I_{IO}=6\text{nA}$;
- curentul de polarizare a intrărilor, $I_B=100\text{nA}$.

Circuitul recomandat pentru anularea offset-ului are aspectul din fig. 2.7, *b*. Comparatorul integrat LM311 are timpul tipic de răspuns egal cu 200ns.

Comparatorul integrat LM339

Comparatorul integrat LM339 conține patru comparatoare pe cip și se alimentează cu tensiune simplă (2...36V). Tranzistorul de ieșire, cu colectorul în gol, poate conduce tipic un curent de 16mA

Valorile tipice de offset sunt:

- tensiunea de offset la intrare, $U_{IO}=2\text{mV}$;
- curentul de intrare de offset, $I_{IO}=5\text{nA}$;
- curentul de polarizare a intrărilor, $I_B=25\text{nA}$.

Comparatorul integrat LM339 are timpul tipic de răspuns egal cu 300ns.

2.2 REDRESOARE DE PRECIZIE

Redresarea este procesul prin care se elimină una dintre alternanțele unui semnal variabil (ori cea pozitivă, ori cea negativă - la redresorul monoalternanță), sau procesul prin care toate semialternanțele semnalului variabil situate de o parte a lui zero se inversează și se obține un semnal cu o singură polaritate (redresorul dublă alternanță).

Obținerea cu precizie ridicată a valorii medii redresate a unei tensiuni alternative, folosind mijloace convenționale, nu este posibilă dacă amplitudinea acesteia este mai mică sau de același ordin de mărime cu tensiunea de deschidere a diodei semiconductoare folosite (0,2V până la 0,6V). Reducerea substanțială a tensiunii de deschidere (și anume de a ori, unde a reprezintă amplificarea în buclă deschisă a AO) și liniarizarea caracteristicii diodei se poate obține prin introducerea ei în bucla de reacție a unui AO. În acest fel, ansamblul diodă-amplificator devine o diodă de precizie.

Redresoarele de precizie pot fi monoalternanță sau dublă alternanță, iar AO component poate fi saturat sau nesaturat.

2.2.1 Redresorul de precizie monoalternanță saturat

Redresorul de precizie monoalternanță saturat are schema reprezentată în fig. 2.8, *a* și este un circuit de tip neinversor. Caracteristica de transfer are aspectul din fig. 2.8, *b*. În funcție de modul de conectare a diodei (ca în figură sau invers), tensiunea de ieșire poate fi pozitivă sau negativă în raport cu masa. În timpul semiperioadei semnalului de intrare în care dioda este blocată, se întrerupe bucla de reacție negativă și AO intră în saturație, ceea ce constituie un dezavantaj al acestei scheme.

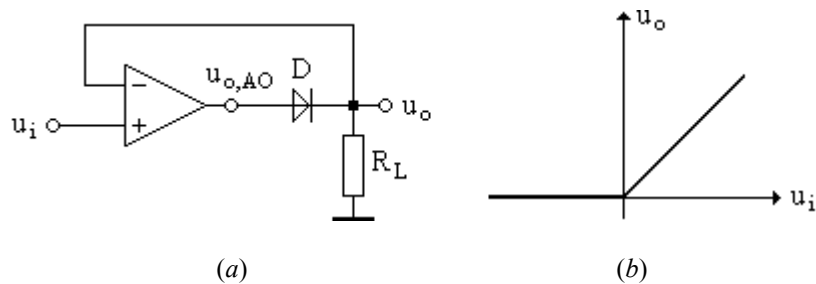


Fig. 2.8 Redresorul de precizie monoalternanță saturat. (a) Schema redresorului de precizie. (b) Caracteristica de transfer.

În semiperioada în care dioda D conduce redresorul se comportă liniar, ca un circuit repetor. Se pot determina:

a) tensiunea de ieșire

- pentru AO ideal

$$u_{o,id} = u_i; \quad (2.12)$$

- pentru AO real, dacă se ține seama numai de influența amplificării în buclă deschisă

$$u_{o,re} = \frac{u_{o,id}}{1 + \frac{1}{a}}; \quad (2.13)$$

b) rezistența de intrare a redresorului

$$R_{in} = r_d(1 + a), \quad (2.14)$$

unde r_d reprezintă rezistența de intrare diferențială a AO.

c) rezistența de ieșire a redresorului

$$R_o = \frac{r_o + r_D}{1 + a}, \quad (2.15)$$

unde r_o este rezistența de ieșire a AO iar r_D - rezistența dinamică a diodei.

2.2.2 Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat

Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat are schema reprezentată în fig. 2.9, a și este un circuit de tip inversor. Caracteristica de transfer are aspectul din fig. 2.9, b. În funcție de modul de conectare a diodelor (ca în figură sau invers), tensiunea de ieșire poate fi negativă sau pozitivă în raport cu masa.

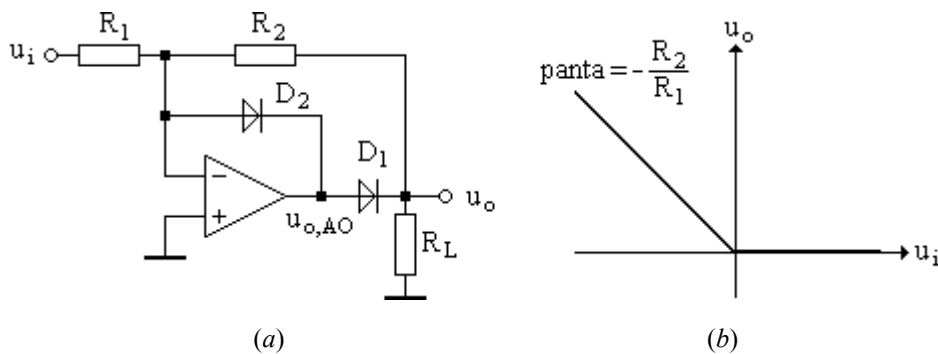


Fig. 2.9 Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat. (a) Schema redresorului de precizie. (b) Caracteristica de transfer.

În timpul semiperioadei semnalului de intrare în care dioda D_1 este blocată, conduce dioda D_2 și astfel tensiunea de ieșire a AO devine egală cu tensiunea de

deschidere a diodei D_2 , valoarea acestei tensiuni fiind mai mică decât cea a tensiunii de saturație. Din cauză că AO nu se saturează, timpul necesar revenirii AO din starea în care $u_{o,AO} = -U_D$ este mai mic decât în cazul în care $u_{o,AO} = -U_{sat}$ ($U_D < U_{sat}$) și astfel frecvența limită superioară a redresoarelor nesaturate este mai mare decât a celor saturate.

a) Tensiunea de ieșire (când conduce dioda D_1) este:

- pentru AO ideal:

$$u_{o,id} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_i; \quad (2.16)$$

- pentru AO real, dacă se ține seama numai de influența amplificării în buclă deschisă:

$$u_{o,re} = \frac{u_{o,id}}{1 + \frac{1}{ab}}, \quad (2.17)$$

unde $b = R_1 / (R_1 + R_2)$ reprezintă factorul de reacție;

b) Rezistența de intrare a redresorului este:

- când conduce dioda D_1 :

$$R_{in1} = R_1 + \frac{R_2}{1+a}; \quad (2.18a)$$

- când conduce dioda D_2 :

$$R_{in2} = R_1. \quad (2.18b)$$

c) Rezistența de ieșire a redresorului (când conduce dioda D_1):

$$R_{o1} = \frac{r_o + r_{D1}}{1 + a \cdot b}, \quad (2.19a)$$

unde r_o reprezintă rezistența de ieșire a AO iar r_{D1} - rezistența dinamică a diodei D_1 .

- când conduce dioda D_2 :

$$R_{o2} = R_L \parallel R_2. \quad (2.19b)$$

2.2.3 Redresorul de precizie dublă alternanță

Redresorul de precizie dublă alternanță are schema prezentată în fig. 2.10, a, și este alcătuit dintr-un redresor monolatanță nesaturat și un sumator inversor.

Caracteristica de transfer are aspectul din fig. 2.10, b.

În funcție de modul de conectare a diodelor (ca în figură sau invers), tensiunea de ieșire poate fi pozitivă sau negativă în raport cu masa.

Circuitul se comportă ca un redresor dublă alternanță dacă între valorile rezistențelor schemei au loc relațiile:

$$R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = R \text{ și } R_3 = R/2 \quad (2.20)$$

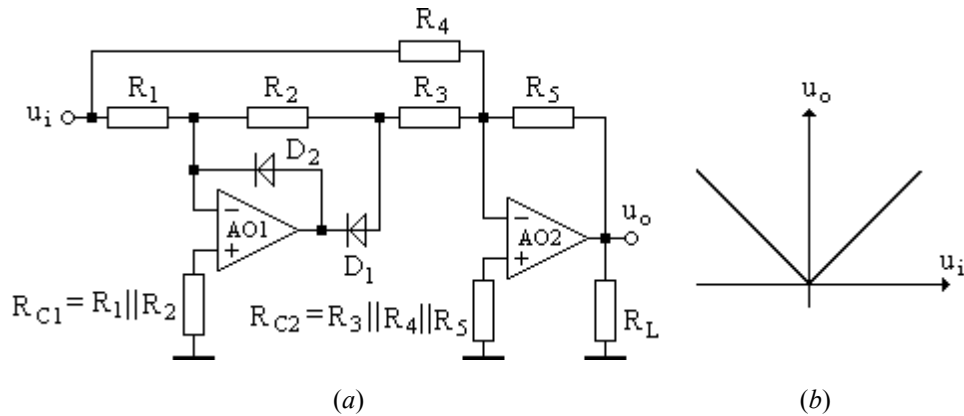


Fig. 2.10 Redresorul de precizie dublă alternanță. (a) Schema redresorului de precizie dublă alternanță. (b) Caracteristica de transfer.

a) *Determinarea tensiunii de ieșire:*

Dacă $u_i > 0$ circuitul arată ca în fig. 2.11, a și tensiunea de ieșire are expresia:

- pentru AO ideale:

$$u_{o,id} = \left(\frac{R_5}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_5}{R_4} \right) \cdot u_i^+ \quad (2.21)$$

- pentru AO reale, dacă se ține seama numai de efectul valorii finite a amplificării în buclă deschisă și considerând factorii de reacție egali cu $b_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ pentru

AO1, respectiv $b_2 = \frac{R_3 \parallel R_4}{R_3 \parallel R_4 + R_5}$ în cazul lui AO2:

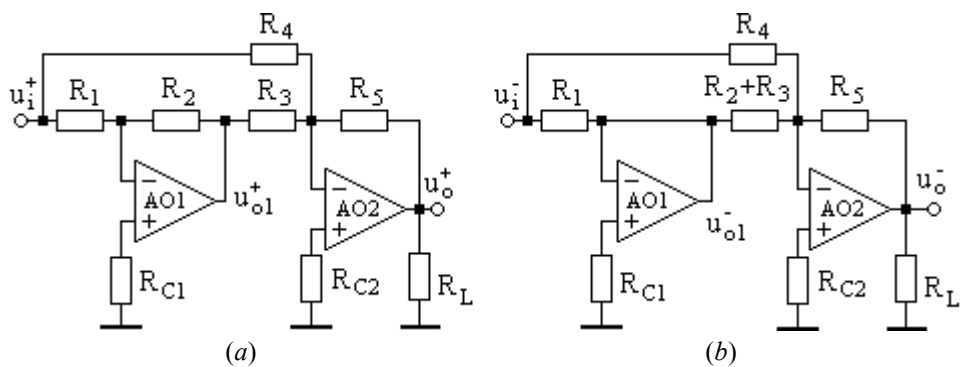


Fig. 2.11 Scheme echivalente ale redresorului dublă alternanță. (a) Pentru alternanța pozitivă a semnalului de intrare. (b) Pentru alternanța negativă a semnalului de intrare.

$$u_{o,re}^+ = \left[\frac{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_5}{R_3}}{(1+1/a_1b_1) \cdot (1+1/a_2b_2)} - \frac{R_5}{R_4} \right] \cdot u_i^+ \quad (2.22)$$

Dacă $u_i < 0$ circuitul are aspectul din fig. 2.11, *b*.

În acest caz $u_{o1}^- = 0$, astfel că tensiunea de ieșire este:

- pentru AO ideale:

$$u_{o,id}^- = -\frac{R_5}{R_4} \cdot u_i^-; \quad (2.23)$$

- pentru AO reale, dacă se ține seama numai de efectul valorii finite a amplificării în buclă deschisă:

$$u_{o,re}^- = \frac{u_{o,id}^-}{1 + \frac{1}{a_2b^-}}, \quad (2.24)$$

unde $b^- = \frac{R_4 \parallel (R_2 + R_3)}{R_5 + R_4 \parallel (R_2 + R_3)}$ reprezintă factorul de reacție al AO2 în cazul

alternanței negative.

b) Rezistența de intrare a redresorului pentru AO ideale și cu bună aproximație și pentru cele reale este:

$$R_{in} = R_1 \parallel R_4. \quad (2.25)$$

c) Rezistența de ieșire a redresorului este:

$$R_o = \frac{r_o}{1 + a_2b}, \quad (2.26)$$

unde r_o reprezintă rezistența de ieșire a AO2, iar factorul de reacție, b , se consideră în funcție de alternanța semnalului de intrare (b_2 pentru $u_i > 0$ respectiv b^- pentru $u_i < 0$). Pentru valori relativ mari ale amplificării în buclă deschisă ale AO2, rezistența de ieșire a redresorului este mică.

Redresor cu ieșire în curent

Dacă mărimea de intrare a etajului care se conectează după redresor este un curent (de exemplu în cazul amplificatorului logaritmic), circuitul se poate simplifica prin utilizarea unui singur AO (fig. 2.12).

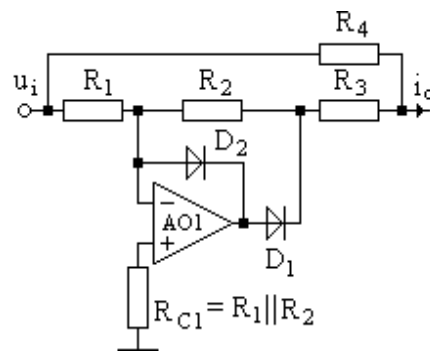


Fig. 2.12 Redresor cu ieșire în curent.

2.3 COMUTATOARE ANALOGICE

Comutatoarele electronice comandate în tensiune intră în structura amplificatoarelor în comutație, a convertoarelor numeric-analogice, a generatoarelor de funcții, a amplificatoarelor cu eșantionare și memorare și a surselor în comutație.

Tranzistoarele cu efect de câmp modelează foarte bine comportarea unui comutator, deoarece sunt capabile să asigure o valoare mare a raportului dintre rezistența în stare blocată și cea în stare de conducție. Se pot folosi tranzistoare cu efect de câmp cu grilă joncțiune (TEC-J) sau de tipul metal-oxid-semiconductor (TEC-MOS).

2.3.1 Comutatoare analogice realizate cu TEC-J

Dintre caracteristicile de ieșire ale unui tranzistor cu efect de câmp cu grilă joncțiune (TEC-J) cu canal n , prezintă interes, din punct de vedere al comutatoarelor, doar două curbe și anume cele care corespund la:

- $U_{GS}=0$, când tranzistorul este în conducție, având rezistența canalului foarte mică ($r_{DS} \ll 100\Omega$) și
- $U_{GS}=U_P$, când tranzistorul este blocat și rezistența canalului este foarte mare. U_P reprezintă tensiunea de prag și are valorile tipice cuprinse între $-0,5V$ și $-10V$.

Structura tipică de comutator analogic realizat cu un TEC-J cu canal n se prezintă în fig. 2.13, *a*.

Dacă tensiunea de comandă u_C este în starea “jos” ($\cong 0V$), joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_1 este blocată, astfel că ambele tranzistoare (Q_1 și Q_2) sunt blocate. Dioda D_1 este blocată, fiind polarizată invers prin R_2 . Prin R_1 , poarta TEC-J este la același potențial cu cel al sursei și TEC-J se află în conducție, motiv pentru care nivelul de $0V$ al lui u_C s-a notat cu On .

Dacă tensiunea de comandă u_C este în starea “sus” ($\cong 5V$), Q_1 conduce, Q_2 se saturează și potențialul porții TEC-J se apropie de $-15V$. Astfel comutatorul este blocat, motiv pentru care nivelul de $5V$ al lui u_C s-a notat cu Off .

a) Valoarea maximă admisibilă a alternanței negative a semnalului de intrare, astfel încât blocarea TEC-J să fie sigură, este:

$$U_{i,max}^- = E_E + U_{CE2sat} + U_D - U_P. \quad (2.27)$$

De exemplu, dacă se consideră $U_D=0,7V$ și $U_P=-4V$ se obține $U_{i,max}^- \cong -10V$. Rezultă că amplitudinea maximă, în cazul unui semnal sinusoidal este de aproximativ $10V$.

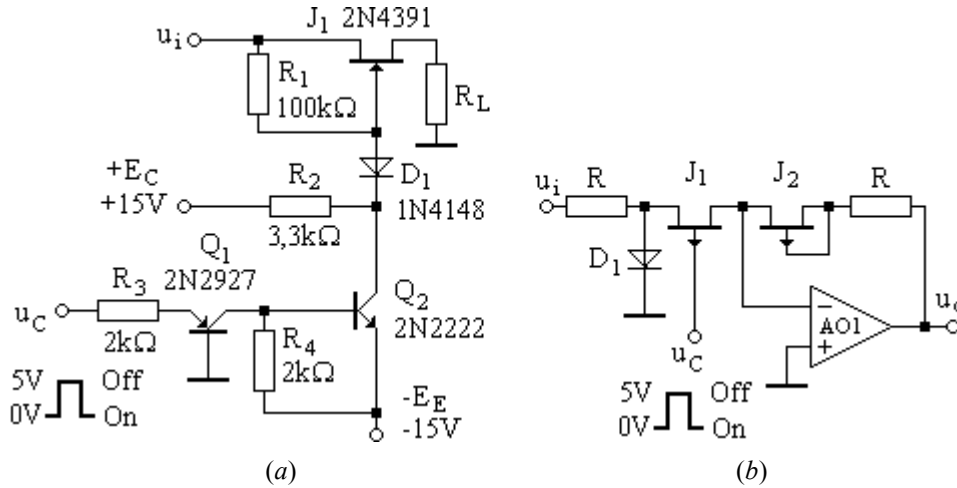


Fig. 2.13 Comutatoare analogice. (a) Comutator analogic realizat cu TEC-J cu canal n . (b) Comutator analogic realizat cu TEC-J cu canal p .

b) *Circuitul de comandă simplificat.* Structura de comandă a tranzistorului comutator se poate mult simplifica dacă se utilizează un TEC-J cu canal p (fig. 2.13, b).

Al doilea TEC-J, J_2 este identic cu J_1 și are rolul de a compensa rezistența drenă-sursă a primului TEC-J. În acest mod, amplificarea circuitului este unitară, $u_o/u_i=1V/V$.

Deoarece intrarea inversoare a AO este punct virtual de masă, tranzistorul J_1 poate fi comandat pe grilă direct de semnalul de comandă, u_c .

Dioda de protecție D_1 împiedică intrarea accidentală în conducție a tranzistorului J_1 pe perioada alternanței pozitive a semnalului de intrare u_i .

Circuitul din fig. 2.13, b are avantajul, că dacă se conectează n grupuri de tipul R , D_1 și J_1 la intrarea inversoare a unui AO, sumatorul inversor care se obține reprezintă un multiplexor analogic cu n canale. Circuitul se utilizează în achiziția de date și în blocul de comutare a semnalului din amplificatoarele de audiofrecvență.

2.3.2 Comutatoare analogice realizate cu TEC-MOS

Deoarece tehnologia de fabricație a circuitelor logice VLSI este tehnologia MOS și pe același cip trebuie să coexiste funcții analogice și digitale, aria de utilizare a comutatoarelor realizate cu TEC-MOS a crescut foarte mult.

Dacă se utilizează tranzistorul n -MOS într-o configurație de tipul celei din fig. 2.13, b, atunci pentru $u_c=0$ tranzistorul este blocat iar pentru $u_c=5V$, el trece în conducție.

condensatorului C prin rezistorul R sau o sarcină externă, iar D_1 și R au rolul de a împiedica saturarea lui $AO1$ după ce s-a detectat o valoare de vârf. Dacă semnalul de intrare este, de exemplu, o sinusoidă cu amplitudine crescătoare, formele de undă care descriu funcționarea detectorului de vârf se prezintă în fig. 2.15, b .

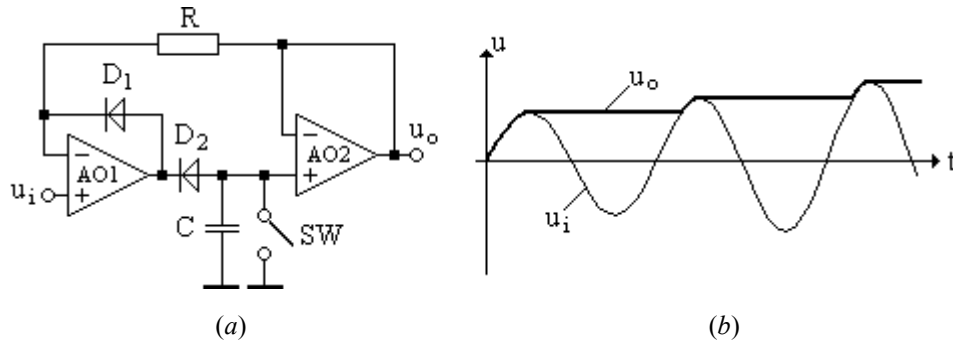


Fig. 2.15 Detector de vârf. (a) Schema detectorului de vârf. (b) Forme de undă.

Dacă se inversează sensul diodelor se obține un detector de vârf pentru valorile negative ale u_i .

a) Viteza maximă de încărcare a condensatorului C este:

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{I_{SC1}}{C}. \quad (2.28)$$

b) *Limitări.* Pentru elementul care limitează viteza de lucru a detectorului de vârf se compară SR -ul amplificatorului $AO1$ cu viteza de încărcare a condensatorului C de către $AO1$. Această viteză se exprimă cu ajutorul raportului I_{SC1}/C , unde I_{SC1} reprezintă valoarea de catalog a curentului de scurtcircuit pentru $AO1$.

Dacă

$$\frac{I_{SC1}}{C} \gg SR_1, \quad (2.29a)$$

viteza detectorului este limitată de SR -ul $AO1$.

Dacă

$$SR_1 \gg \frac{I_{SC1}}{C}, \quad (2.29b)$$

viteza detectorului este limitată de I_{SC1} .

Dacă, de exemplu, se lucrează cu $C=0,5\text{nF}$ și $AO1$ se caracterizează prin $SR_1=30\text{V}/\mu\text{s}$ și $I_{SC1}=20\text{mA}$, atunci $I_{SC1}/C=40\text{V}/\mu\text{s}$ și viteza detectorului este limitată de SR -ul $AO1$. Dacă se alege $C=1\text{nF}$, rezultă $I_{SC1}/C=20\text{V}/\mu\text{s}$ și viteza detectorului este limitată de I_{SC1} .

Evaluarea raportului I_{SC1}/C este utilă în determinarea componentei de circuit (C sau AO) care introduce limitări în viteza de lucru a detectorului.

2.5 AMPLIFICATOARE CU EȘANTIONARE ȘI MEMORARE

Pentru a se realiza conversia analog-numerică, semnalul ce urmează să fie convertit se menține constant pe intervale de timp scurte, bine determinate și egal distanțate, pe fiecare interval de timp convertorul analog-numeric (CAN) efectuând conversia. Circuitul capabil de această performanță este amplificatorul cu eșantionare și memorare. Circuitul real, practic, realizează pe o perioadă de timp foarte scurtă și o urmărire a semnalului (reproducerea identică la ieșire a semnalului de intrare), motiv pentru care aceste circuite se mai întâlnesc și sub denumirea de *amplificatoare cu urmărire și memorare*.

În fig. 2.16 se prezintă un amplificator cu urmărire și memorare care are la bază o structură modificată de detector de vârf.

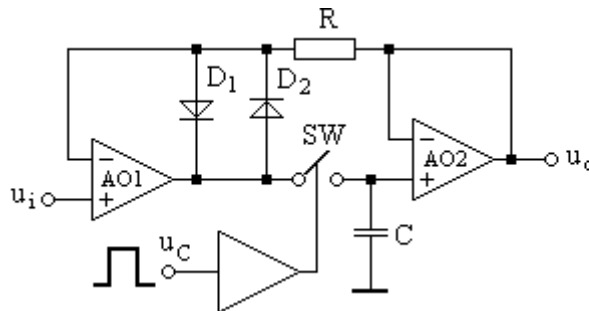


Fig. 2.16 Amplificator cu urmărire și memorare.

În modul urmărire, comutatorul SW este închis și astfel $AO1$ are bucla de reacție negativă formată din SW , $AO2$ și R . Datorită căderii de tensiune egale cu zero pe comutatorul SW și pe R , ambele diode sunt blocate. Amplificatorul $AO1$ se comportă ca un repetor de tensiune care încarcă condensatorul C cu un curent oarecare, astfel încât să se asigure $u_o = u_i$.

În modul memorare, comutatorul SW este deschis. Condensatorul C reține valoarea instantanee din momentul deschiderii comutatorului. Amplificatorul $AO2$ se comportă ca un adaptor de impedanță pentru semnalul de pe condensator. Diodele D_1 și D_2 previn saturarea lui $AO1$, permițând revenirea rapidă în funcționare liniară a lui $AO1$ la apariția unei noi comenzi de urmărire.

Comutatorul analogic SW se poate realiza cu TEC-J sau TEC-MOS.

Principalele *cerințe pentru AO1* sunt:

- erori de c.c la intrare foarte mici;
- valoare cât mai mare a curentului maxim de la ieșire, pentru încărcarea/descărcarea rapidă a condensatorului C ;

- amplificare mare în buclă deschisă pentru a minimiza eroarea de determinare a amplificării în buclă închisă și erorile datorate căderii de tensiune pe SW și a offset-ului amplificatorului $AO2$;
- compensare corectă în frecvență pentru a se asigura un răspuns rapid. Compensarea în frecvență se realizează, de obicei, conectând un condensator cu valoarea de zeci de pF în paralel cu cele două diode;

Cerințele pentru AO2 sunt:

- curent foarte mic de polarizare a intrărilor pentru reducerea pierderilor de tensiune pe C ;
- comportare dinamică adecvată vitezei de răspuns a întregului circuit.
Condensatorul C trebuie să fie de calitate foarte bună (cu dielectric din teflon sau polistiren) și cu pierderi dielectrice foarte mici.

2.6 GENERATOARE DE SEMNAL

Rolul unui generator de semnal este de a produce o anumită formă de undă ale cărei caracteristici de frecvență, amplitudine și factor de umplere sunt bine determinate.

Principalele categorii de generatoare de semnal sunt:

- *oscilatoarele sinusoidale*, cu ajutorul cărora se pot produce semnale sinusoidale;
- *oscilatoarele de relaxare* cu ajutorul cărora se pot produce semnale triunghiulare, în formă de dinte de ferăstrău, exponențiale, dreptunghiulare.

Puritatea *semnalelor sinusoidale* se apreciază cu ajutorul coeficientului de distorsiuni, THD (Total Harmonic Distortion), definit cu ajutorul relației:

$$THD = 100 \sqrt{\sum_{n=2}^n D_n^2}, \quad (2.30)$$

unde D_n ($n=2, 3, 4, \dots$) reprezintă raportul dintre amplitudinea armonicii de ordinul n și amplitudinea fundamentalei.

Obiectivul principal urmărit în cazul unui generator sinusoidal este obținerea unui THD cât mai mic.

În cazul *oscilatoarelor de relaxare* are loc încărcarea și descărcarea unui condensator.

Dacă încărcarea/descărcarea condensatorului C se realizează cu un curent constant I , tensiunea pe condensator are o modificare sub formă de rampă liniară (fig. 2.17, a).

Timpul necesar modificării tensiunii de pe condensator cu Δu se determină cu ajutorul relației:

$$\Delta t = \frac{C}{I} \Delta u. \quad (2.31)$$

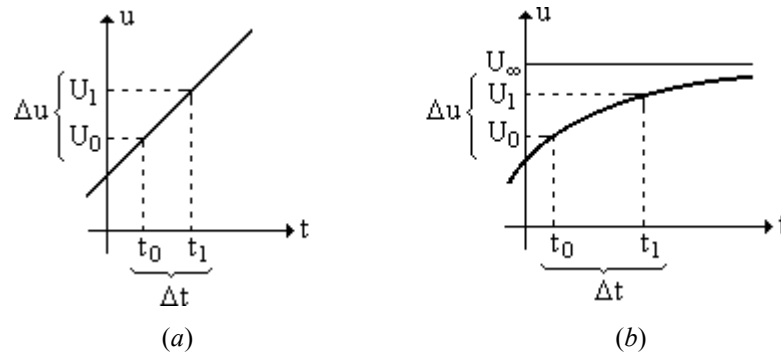


Fig. 2.17 Forme de undă cu variație liniară (a) și exponențială (b).

Dacă încărcarea/descărcarea condensatorului C se realizează printr-o rezistență R conectată în serie cu C , tensiunea pe condensator se modifică exponențial (fig. 2.17, b). Timpul necesar modificării tensiunii de pe condensator cu Δu se determină cu ajutorul relației:

$$\Delta t = \tau \ln \frac{U_{\infty} - U_0}{U_{\infty} - U_1} \quad (2.32)$$

unde $\tau = RC$ reprezintă constanta de timp a circuitului, U_0 și U_1 sunt tensiunile la momentele de timp t_0 , respectiv t_1 iar U_{∞} este tensiunea care se obține pentru $t \rightarrow \infty$.

2.6.1 Generatoare sinusoidale

Semnalul sinusoidal este o formă de undă fundamentală, atât din punct de vedere matematic, alte forme de undă exprimându-se ca o combinație Fourier de semnale sinusoidale, cât și din punct de vedere practic, aplicativ, semnalele sinusoidale utilizându-se ca semnale de test, de referință sau purtătoare de informație (semnal modulat).

Oscilatorul în punte Wien

Schema de principiu a unui oscilator sinusoidal în punte Wien se prezintă în fig. 2.18.

Circuitul din fig. 2.18 are atât reacție negativă, asigurată de rețeaua rezistivă R_1 , R_2 cât și reacție pozitivă, realizată cu ajutorul rețelelor RC serie și paralel. Oscilatorul poate fi privit ca un circuit neinversor care amplifică tensiunea u^+ .

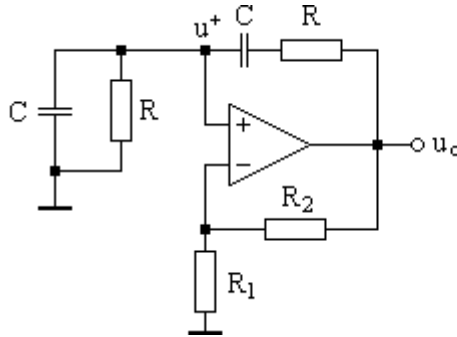


Fig. 2.18 Schema de principiu a oscilatorului în punte Wien.

a) Amplificarea în buclă închisă, pentru AO ideal este:

$$A = \frac{U_o}{U^+} = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad (2.33)$$

b) Frecvența oscilațiilor este determinată de elementele grupurilor RC:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC}; \quad (2.34)$$

c) Amplificarea în buclă închisă, pentru AO real, considerând numai influența amplificării în buclă deschisă, a este:

$$T(jf) = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{a(jf)b(jf)}} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{3}{a(jf)}}, \quad (2.35)$$

unde factorul de reacție este $b(jf) = \frac{1}{3 + j(f/f_o - f_o/f)}$. Dacă $f=f_o$, rezultă

$b(f_o)=1/3$.

d) Valorile rezistențelor din bucla de reacție negativă se determină aplicând criteriul lui Barkhausen pentru oscilații întreținute, conform căruia trebuie să fie îndeplinită condiția $T(jf)=Ab(jf)=1$. Rezultă pentru amplificare valoarea $A=1+R_2/R_1=3$, de unde

$$R_2 = 2R_1. \quad (2.36)$$

Problema principală este de a menține câștigul buclei exact la valoarea unu. Dacă $T<1$, oscilațiile încetează iar dacă $T>1$, amplitudinea semnalului generat crește ducând la saturarea AO.

În circuitele practice se iau măsuri pentru ca oscilațiile să înceapă imediat ce s-a alimentat circuitul în c.c. iar amplitudinea oscilațiilor să fie sub limita de intrare în saturație a AO. Aceste cerințe se îndeplinesc astfel: mai întâi, la nivele mici ale semnalului se face $R_2/R_1>2$ pentru ca circuitul să înceapă să oscileze iar după aceea se realizează $R_2/R_1<2$ dar foarte aproape de 2, pentru a limita amplitudinea oscilațiilor.

Stabilizarea amplitudinii oscilațiilor se realizează cu elemente neliniare care, fie micșorează valoarea lui R_2 (fig. 2.19, a), fie îi măresc valoarea lui R_1 (fig. 2.19, b).

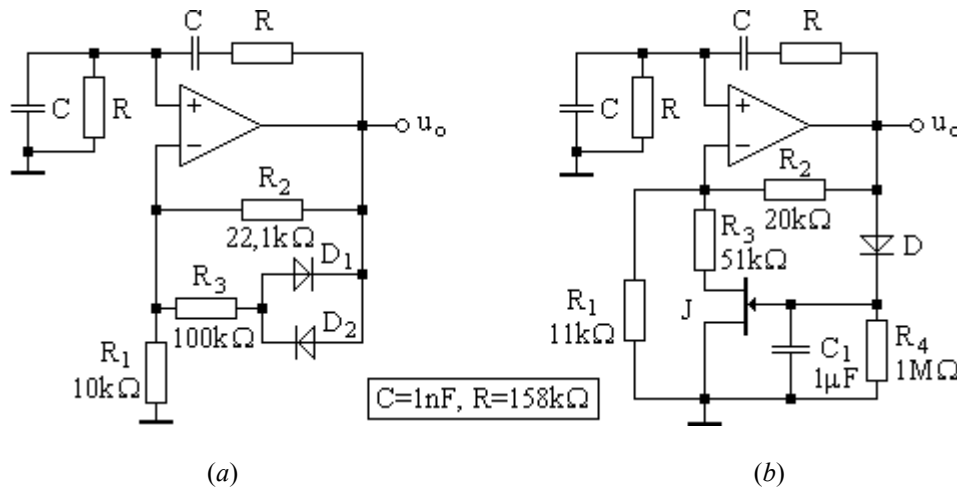


Fig. 2.19 Circuite practice de stabilizare a amplitudinii oscilațiilor.

Precizia și stabilitatea oscilațiilor sunt afectate de calitatea componentelor pasive și de comportarea dinamică a AO. În circuitul de reacție pozitivă se recomandă condensatoare cu dielectric policarbonat și rezistoare peliculare. Pentru a compensa toleranța componentelor pasive se pot utiliza potențiometre semireglabile de valori corespunzătoare.

Limitarea datorată SR -ului pentru valoarea maximă cunoscută a semnalului de ieșire, U_{om} se face alegând AO astfel încât SR -ul său să satisfacă relația:

$$SR_{AO} > 2\pi f_o U_{om}. \quad (2.37)$$

După rezolvarea problemei de SR mai rămâne cea legată de parametrul produs amplificarea-bandă, GBP , al cărui efect constă în deplasarea spre valori mai mici a frecvenței reale de oscilație. Pentru a menține deviația de frecvență în domeniul de maxim 10% în cazul utilizării unui AO cu $GBP=constant$, trebuie îndeplinită condiția:

$$GBP \geq 43 f_o. \quad (2.38)$$

Valoarea minimă a frecvenței semnalului generat depinde de mărimea valorilor componentelor pasive din bucla de reacție pozitivă. Dacă se utilizează AO cu TEC-J la intrare pentru minimizarea erorilor datorate curenților de polarizare a intrărilor, valoarea rezistenței R se poate alege de ordinul zecilor de $M\Omega$. De exemplu, dacă se consideră $R=15,9 M\Omega$ și $C=1\mu F$, rezultă $f_o=0,01 Hz$.

2.6.2 Oscilatoare de relaxare

Circuitul astabil

În fig. 2.20, *a* se prezintă schema de principiu a unui circuit astabil alcătuit dintr-un trigger Schmitt de tip inversor care conține în bucla de reacție negativă un rezistor R și un condensator C . Forma de undă a semnalului generat se prezintă în fig. 2.20, *b*.

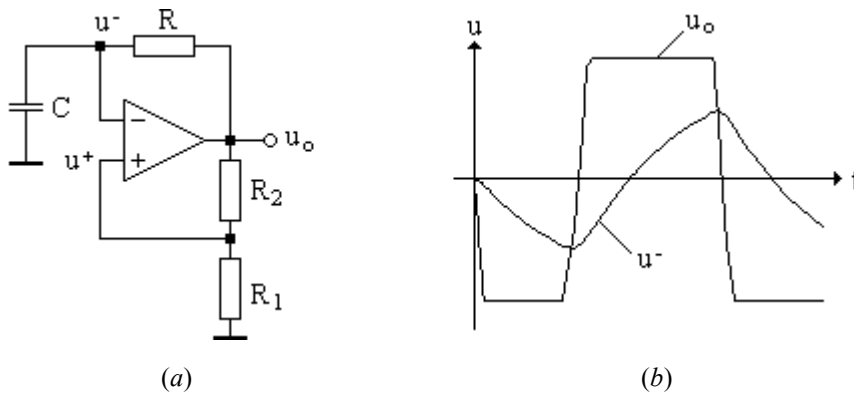


Fig. 2.20 Circuitul astabil. (a) Schema circuitului. (b) Forma de undă a oscilațiilor.

a) Frecvența oscilațiilor, considerând factorul de umplere egal cu $1/2$ este:

$$f_o = \frac{1}{2RC \ln(1 + 2R_1/R_2)} \quad (2.39)$$

Dacă se alege $R_2/R_1=0,859$, atunci $f_o=1/2RC$.

Frecvența f_o depinde numai de valorile componentelor externe, nefiind afectată de tensiunea de saturație U_{sat} care variază de la un exemplar de AO la altul și depinde de tensiunea de alimentare. Dar orice modificare a U_{sat} va determina modificarea proporțională a tensiunii de prag U_P , asigurându-se astfel aceeași timp de tranziție și, în consecință, aceeași frecvență de oscilație.

Frecvența maximă generată depinde de viteza AO sau a comparatorului folosit. La frecvențe mari, capacitatea parazită dintre intrarea neinvertoră și masă devine un factor de limitare. Pentru compensarea efectului acestei capacități se conectează un condensator în paralel cu R_2 .

Limitarea la frecvențe joase, datorată valorilor elementelor R și C , se poate elimina utilizând AO cu TEC-J la intrare.

b) Stabilizarea nivelului tensiunii de ieșire se realizează cu ajutorul circuitului din fig. 2.21.

Rezistorul R_3 are rolul de a menține curentul prin puntea de diode cu rol de limitare sub valoarea periculoasă pentru diode.

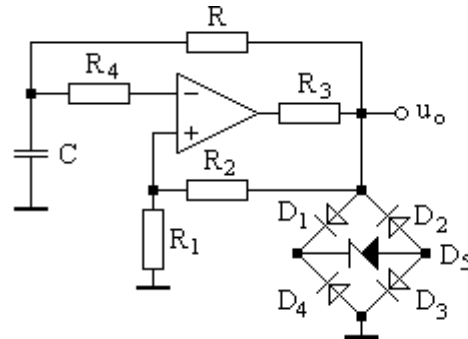


Fig. 2.21 Circuit astabil cu stabilizarea nivelului tensiunii de ieșire și protecția intrării inversoare.

Dacă se cer valori mici ale frecvenței de oscilație, f_o , condensatorul C trebuie să aibă capacitate mare. La deconectarea alimentării, pentru a preveni distrugerea tranzistorului intern de la intrarea inversoare a AO, se conectează rezistența de protecție R_4 .

Circuit astabil realizat cu un comparator

În fig. 2.22, *a*, se prezintă schema unui circuit astabil proiectat să lucreze cu tensiune simplă de alimentare. Forma de undă generată se prezintă în fig. 2.22, *b*.

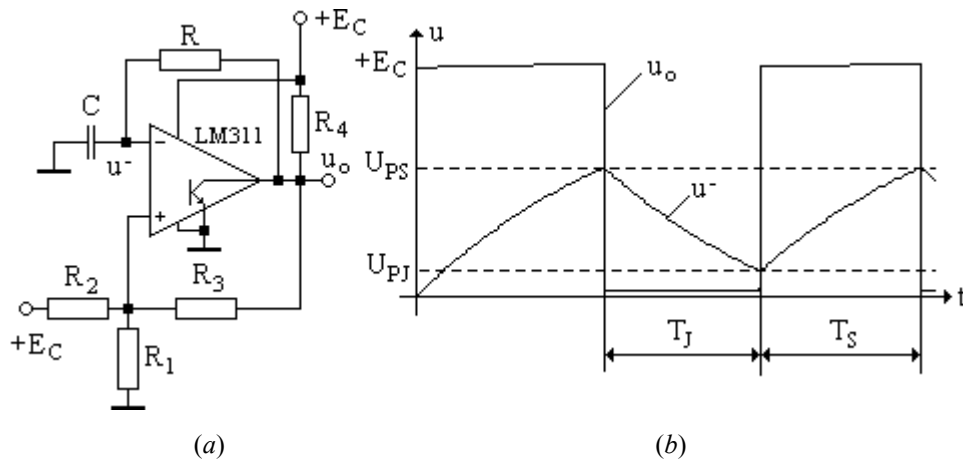


Fig. 2.22 Circuit astabil realizat cu un comparator. (a) Schema circuitului. (b) Forma de undă a oscilațiilor.

La alimentarea montajului, $u_o = +E_C$ și condensatorul C se încarcă prin rezistorul R spre valoarea $+E_C$. Când potențialul intrării inversoare devine egal cu

tensiunea de prag U_{PS} , ieșirea comută în zero, $u_o=0$ și C se descarcă. În momentul în care $u^- = U_{PJ}$, ieșirea comută din nou în $+E_C$ și procesul se reia.

a) Factorul de umplere al semnalului generat este:

$$D = \frac{T_S}{T_J + T_S} \cdot 100 [\%]. \quad (2.40)$$

b) Frecvența de oscilație este

$$f_o = \frac{1}{T_J + T_S}. \quad (2.41)$$

Aplicând de două ori relația (2.29), mai întâi pentru $\Delta t = T_J$, $\tau = RC$, $U_\infty = 0$, $U_0 = U_{PS}$ și $U_1 = U_{PJ}$ iar apoi pentru $\Delta t = T_S$, $U_\infty = E_C$, $U_0 = U_{PJ}$ și $U_1 = U_{PS}$, se obține:

$$f_o = \frac{1}{RC \ln\left(\frac{U_{PS}}{U_{PJ}} \cdot \frac{E_C - U_{PJ}}{E_C - U_{PS}}\right)}. \quad (2.42)$$

Pentru a asigura un factor de umplere $D=50\%$ se consideră $R_1=R_2=R_3$. Se obține $f_o = 1/RC \ln 4 = 1/1,39RC$.

2.6.3 Generatoare de semnale triunghiulare

Formele de undă triunghiulare se pot genera prin încărcarea și descărcarea unui condensator cu ajutorul unui curent constant.

În fig. 2.23 curentul constant de încărcare/descărcare al condensatorului C este asigurat de amplificatorul operațional $AO1$ în configurație de convertor U-I.

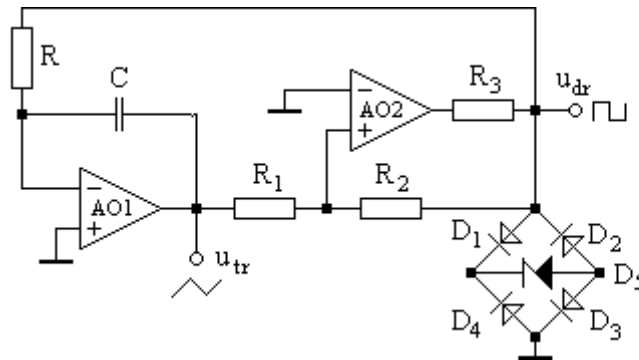


Fig. 2.23 Generator de semnale triunghiulare.

Al doilea amplificator operațional, $AO2$, este în configurație de trigger Schmitt. Deoarece $AO1$ este inversor, trigger-ul Schmitt trebuie să fie de tipul neinversor.

a) Tensiunea de ieșire limită este stabilită de puntea de diode, având în diagonala opusă celei de ieșire o diodă Zener, la valoarea:

$$\pm U_{lim} = \pm(U_Z + 2U_D). \quad (2.43)$$

b) Tensiunile de prag ale circuitului trigger Schmitt sunt determinate de raportul rezistențelor R_1 și R_2 :

$$\pm U_P = \pm \frac{R_1}{R_2} U_{lim} \quad (2.44)$$

Se presupune că la alimentarea circuitului, tensiunea de ieșire a comparatorului AO2 trece în $+U_{sat}$ și astfel tensiunea dreptunghiulară este $u_{dr}=+U_{lim}$. AO1 convertește această tensiune în curentul U_{lim}/R cu sensul de la intrarea inversoare la ieșirea lui AO1. Tensiunea triunghiulară u_{tr} descrie o rampă liniară descrescătoare iar când atinge valoarea de prag $-U_P$, trigger-ul Schmitt comută ieșirea în $-U_{lim}$. AO1 convertește din nou această tensiune într-un curent cu sensul opus celui evidențiat anterior dar de aceeași amplitudine. Ca urmare, u_{tr} devine o rampă liniară crescătoare și când atinge valoarea pozitivă de prag, $+U_P$, trigger-ul Schmitt comută din nou și ciclul se repetă. Semnalul de la intrarea neinversoare a trigger-ului Schmitt reprezintă o combinație liniară între u_{tr} și tensiunea dreptunghiulară u_{dr} .

c) Frecvența de oscilație. Timpul necesar semnalului u_{tr} de a trece de la $-U_P$ la $+U_P$ este egal cu $T/2$. Deoarece condensatorul C se încarcă/descarcă cu un curent constant, aplicând relația (2.28) unde $\Delta t=T/2$, $I=U_{lim}/R$ iar $\Delta u=2U_P=2U_{lim}R_1/R_2$, se obține:

$$f_o = \frac{1}{T} = \frac{R_2/R_1}{4RC}. \quad (2.45)$$

Frecvența de oscilație f_o depinde numai de componentele externe. Uzual, f_o se modifică din R continuu iar din C în decade.

d) Limitări. Frecvența f_o este limitată superior de SR și GBP, parametri ai AO1 și de viteza de răspuns a comparatorului AO2. Inferior, frecvența f_o este limitată de valorile lui R și C , de curentul de polarizare a intrărilor AO1 și de curentul de fugă al condensatorului C .

Controlul pantei semnalului triunghiular

Efectuând modificările din figura 2.24, timpii de încărcare și descărcare pot fi ajustați separat, generându-se astfel unde asimetrice.

Dacă $u_{dr}=+U_{lim}$, dioda D_3 conduce, D_4 este blocată și curentul de descărcare al condensatorului este $I_{desc}=(U_{lim}-U_D)/(R_{desc}+R)$, unde $R_{desc}=R+R_S$.

Dacă $u_{dr}=-U_{lim}$, dioda D_4 conduce, D_3 este blocată și curentul de încărcare al condensatorului este $I_{inc}=(U_{lim}-U_D)/(R_{inc}+R)$, unde $R_{inc}=R+R_J$.

Timpii de încărcare și descărcare se pot afla din relațiile $C \times 2U_P = I_{inc} T_{inc}$, respectiv $C \times 2U_P = I_{desc} T_{desc}$.

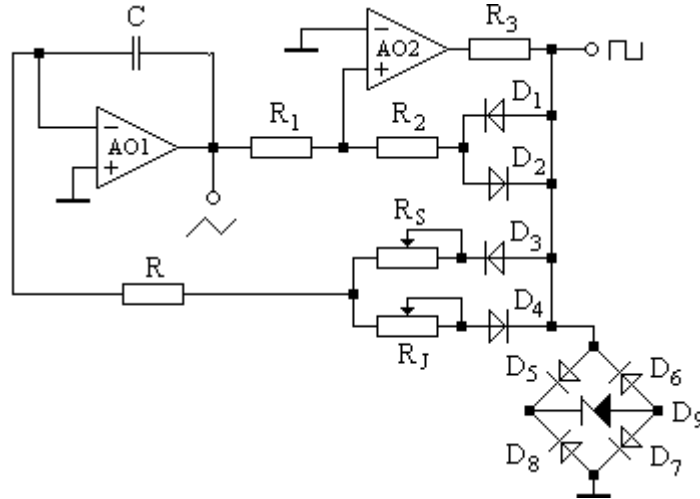


Fig. 2.24 Generator de undă triunghiulară cu ajustarea independentă a pantelor semnalului.

Diodele D_1 și D_2 compensează căderile de tensiune U_D introduse de D_3 și D_4 . Astfel, dacă D_1 și D_2 sunt conectate, rezultă $U_p/R_1 = (U_{lim} - U_D)/R_2$.

a) Timpii de încărcare și descărcare a condensatorului sunt:

$$T_{inc} = 2 \frac{R_1}{R_2} C(R_J + R), \quad (2.46a)$$

$$T_{desc} = 2 \frac{R_1}{R_2} C(R_S + R). \quad (2.46b)$$

b) Frecvența de oscilație este:

$$f_o = \frac{1}{T_{inc} + T_{desc}}. \quad (2.47)$$

Dacă una dintre pantele semnalului triunghiular este mai abruptă decât cealaltă, forma semnalului triunghiular se apropie de cea în dinte de ferăstrău iar semnalul dreptunghiular va fi alcătuit dintr-un tren de impulsuri înguste.

Conversia triunghiular-sinusoidal

Conversia semnalului triunghiular în semnal sinusoidal (fig. 2.25, a) se poate realiza cu un circuit care exploatează caracterul neliniar al caracteristicilor unor dispozitive semiconductoare, cum ar fi, de exemplu, tranzistorul bipolar. În circuitul din fig. 2.25, a, semnalul cu formă de variație triunghiulară se aplică la intrarea unei perechi diferențiale cu degenerare în emitor.

Valoarea minimă a THD. Pentru valori cunoscute ale rezistențelor de sarcină din colector, R_C , ale curentului de polarizare I_{EE} și ale amplitudinii

semnalului de intrare triunghiular, valoarea minimă a coeficientului de distorsiune THD se obține modificând valorile rezistoarelor de degenerare R_E .

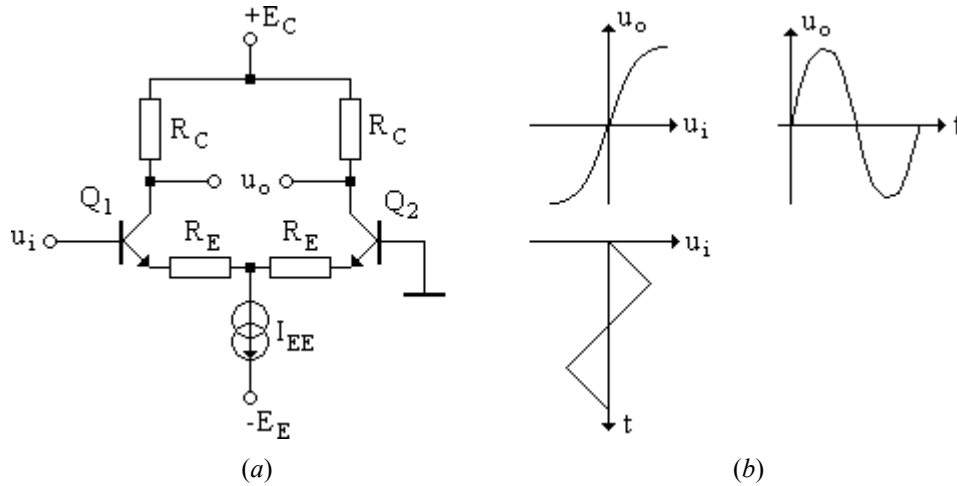


Fig. 2.25 Conversia semnalului triunghiular în semnal sinusoidal. (a) Etajul diferențial cu degenerare în emitor, utilizat la conversie. (b) Formele de undă și caracteristica de transfer.

2.7 CIRCUITUL DE LOGARITMARE

În blocurile de logaritmare și exponențiere se folosesc amplificatoare operaționale în configurații care exploatează caracterul exponențial al relației:

$$u_{BE} = U_T \ln\left(\frac{i_C}{I_S}\right), \quad (2.48)$$

unde U_T reprezintă tensiunea termică (0,026V la $T=300K$) iar I_S este curentul de saturație al jonctiunii bază-emitor.

Circuitul de logaritmare are schema de principiu reprezentată în fig. 2.26,

a. Amplificatorul logaritmă este un circuit de tip inversor.

Tensiunea de ieșire se scrie:

a) pentru AO ideal

$$U_{o,id} = -U_{BE} = -U_T \ln\frac{I_C}{I_S} = -U_T \ln\frac{U_I}{RI_S}; \quad (2.49)$$

b) pentru AO real, dacă se ține seama de mărimile de offset de la intrare de pe schema echivalentă din fig. 2.26, b

$$U_{o,re} = -U_T \ln \frac{U_I - (U_{IO} + RI_B^-)}{RI_S}. \quad (2.50)$$

c) *Limitare*. Termenul de eroare datorat offset-ului de la intrare, $U_{IO} + RI_B^-$, limitează inferior domeniul de variație a tensiunii de intrare.

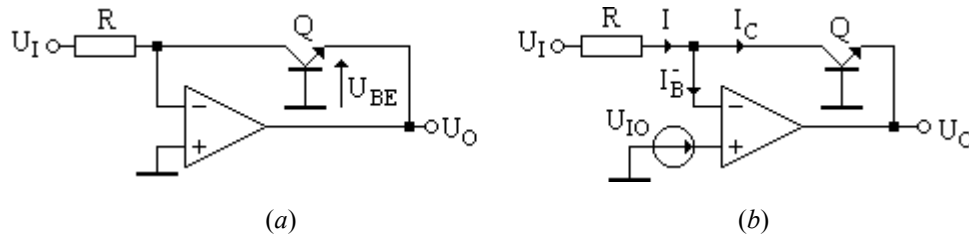


Fig. 2.26 Circuitul de logaritmare. (a) Schema de principiu. (b) Circuitul cu offset.

Circuitul de logaritmare cu intrare de curent

Dacă mărimea de intrare este un curent, tensiunea de ieșire se exprimă:

d) *pentru AO ideal*:

$$U_{o,id} = -U_T \ln \left(\frac{I_I}{I_S} \right); \quad (2.51)$$

e) *pentru AO real*, dacă se ține seama numai de curentul de polarizare a intrării inversoare:

$$U_{o,re} = -U_T \ln \left(\frac{I_I - I_B^-}{I_S} \right) \quad (2.52)$$

și depinde numai de curentul de polarizare a intrării inversoare. În general, domeniul dinamic al amplificatorului logaritmic cu intrare de curent este mai mare decât al celui cu intrare de tensiune.

Stabilitatea circuitului de logaritmare

Datorită elementului activ din bucla de reacție, amplificatorul logaritmic are tendința să oscileze. Pentru a studia stabilitatea amplificatorului logaritmic trebuie să se determine factorul de reacție b .

Rezistența efectivă de reacție a circuitului de logaritmare este $1/g_m$ și se modifică în limite largi, fiind influențat de curentul static I_C al tranzistorului T (25Ω la 1mA , respectiv $25\text{k}\Omega$ la $1\mu\text{A}$).

Inversul factorului de reacție, $|1/b| = 1/(g_m R)$, poate fi mult subunitar (la curenți I_C mari) și poate intersecta caracteristica $|a(f)|$, pentru valori negative ale amplificării, în regiuni având panta mult mai mare ca -20dB/dec , ceea ce indică un circuit instabil.

Valoarea minimă a rezistenței de reacție fiind mică, stabilizarea circuitului cu un condensator (C_C) conectat în paralel cu AO (între ieșire și intrarea inversoare) necesită valori prea mari pentru capacitate. De aceea, pe lângă condensatorul de compensare se montează și un rezistor (R_C) în serie cu ieșirea AO, care are rolul de a limita inferior rezistența efectivă de reacție (fig. 2.27, a).

Circuitul din figura 2.27, b permite determinarea factorului de reacție, b :

$$b(j\omega) = -\frac{u_d(j\omega)}{u_T(j\omega)} = -\frac{R \left(j\omega C_C + \frac{1}{R_C + 1/g_m + R_C/g_m Z_e} \right)}{1 + j\omega R(C_C + C_e)} \quad (2.53)$$

unde

- u_T este o tensiune de test;
- capacitatea echivalentă C_e reprezintă rezultatul legării în paralel a capacităților colector-substrat și colector-bază ale tranzistorului din aria integrată de tranzistoare, iar
- impedanța echivalentă Z_e este: $Z_e(j\omega) = r_\pi \| 1/j\omega C_\pi \| R_L$.

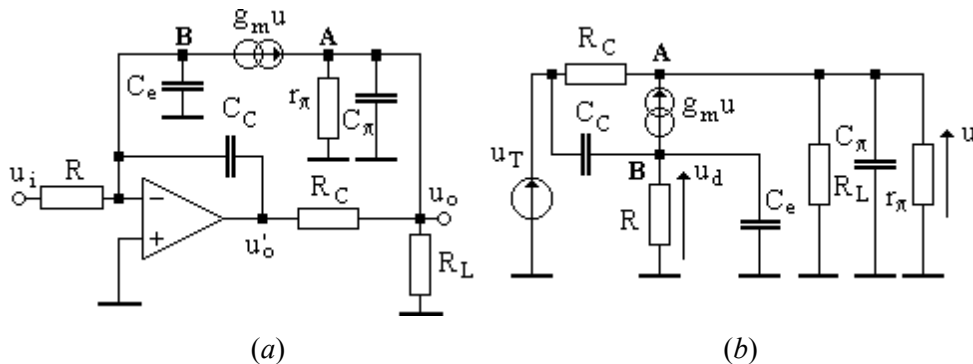


Fig. 2.27 Compensarea circuitului de logaritmare. (a) Circuitul echivalent de semnal mic. (b) Circuitul echivalent pentru determinarea factorului de reacție.

Relația (2.53) se poate simplifica dacă se presupune că $R_L \rightarrow \infty$. Rezultă $Z_e(j\omega) \cong Z_\pi(j\omega)$.

Dacă rezistența de compensare R_C este de ordinul kiloohmilor, atunci la numărătorul relației (2.53) termenul $\frac{R_C}{g_m \cdot Z_e(j\omega)}$ se poate neglija în raport cu

termenul $\left(R_C + \frac{1}{g_m} \right)$ și factorul de reacție se scrie:

$$b(j\omega) = -\frac{R}{R_C + 1/g_m} \cdot \frac{1 + j\omega C_C (R_C + 1/g_m)}{1 + j\omega R (C_C + C_e)}. \quad (2.54)$$

Inversul factorului de reacție este:

$$\frac{1}{b(j\omega)} = -\frac{R_C + 1/g_m}{R} \cdot \frac{1 + j\omega R (C_C + C_e)}{1 + j\omega C_C (R_C + 1/g_m)} \quad (2.55)$$

și pune în evidență existența unui *zero* la care corespunde frecvența:

$$f_z = \frac{1}{2\pi R (C_e + C_C)} \quad (2.56)$$

și a unui *pol* la care corespunde frecvența:

$$f_p = \frac{1}{2\pi C_C (R_C + 1/g_m)}. \quad (2.57)$$

Dimensionarea elementelor din circuitul de compensare

Dacă AO cu care se realizează circuitul de logaritmare are o astfel de caracteristică în buclă deschisă încât axa absciselor intersectează caracteristica de amplitudine în zona cu panta -20dB/dec, atunci pentru dimensionarea elementelor circuitului de compensare în frecvență se parcurg următoarele etape:

- circuitul este stabil dacă $|1/b(j\omega)| = \frac{R_C + 1/g_m}{R} = 1$ și cunoscând valorile lui R și $1/g_m$ (la curentul maxim de colector) se poate determina valoarea rezistenței de compensare R_C ;
- condiția de margine de fază pozitivă impune $f_z \ll f_p$. Cu cât frecvența zeroului este mai aproape de cea a polului, cu atât este mai sigur că marginea de fază este pozitivă. De aceea se alege: $f_z = f_p / 2$;
- de pe caracteristica de amplitudine a AO utilizat se evaluează frecvența corespunzătoare amplificării unitare, f_u . Se alege $f_p = \frac{f_u}{2 \dots 10}$;
- din relația (2.57) se determină valoarea condensatorului de compensare C_C ;
- pentru C_C și R_C se aleg valorile standard apropiate de cele rezultate din calcule.

2.8 CIRCUITUL DE EXPONENȚIERE

Circuitul de exponențiere are schema de principiu din figura 2.28, fiind un circuit de tip inversor.

Tensiunea de ieșire se scrie:

a) pentru AO ideal

$$U_{o,id} = RI_S \exp\left(\frac{-U_I}{U_T}\right); \quad (2.58)$$

b) pentru AO real, dacă se ține seama și de curentul de polarizare a intrării inversoare

$$U_{o,re} = RI_S \exp\left(\frac{-U_I}{U_T}\right) + RI_B^-. \quad (2.59)$$

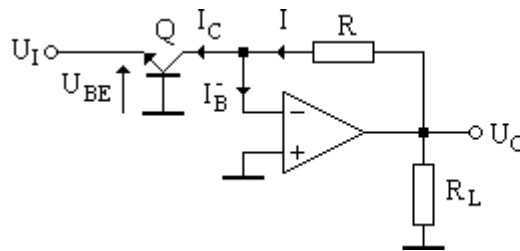


Fig. 2.28 Schema de principiu a circuitului de exponențiere.

Termenul de eroare datorat curentului de polarizare a intrării inversoare se poate reduce dacă se utilizează AO cu TEC-J la intrare și rezistență R de valoare mică (kiloohmi sau zeci de kiloohmi).