

CIRCUITE NELINIARE

Circuitele neliniare se caracterizează prin absența buclei de reacție pentru unele sau toate regiunile de funcționare sau chiar prezența reacției pozitive. În aceste condiții, cele două tensiuni individuale de intrare ale AO pot avea valori mult diferite.

La unele circuite neliniare, pe unele porțiuni ale domeniului de funcționare, se încheie o buclă de reacție negativă, caz în care tensiunile individuale de pe intrările AO se pot considera egale, dar conțin și regiuni de lucru în care bucla se desface și nu se mai poate menține condiția de egalitate a tensiunilor de pe intrările AO.

La alte circuite neliniare, pentru anumite condiții de funcționare, ieșirea poate fi într-una din cele două stări de saturație (pozitivă sau negativă) și chiar dacă circuitul conține reacție negativă, funcționarea lui se consideră neliniară deoarece ieșirea este saturată.

8.1 Circuite de logaritmare și exponențiere

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

$$u_{BE} = U_T \ln\left(\frac{i_C}{I_S}\right), \quad (8.1)$$

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

Circuitul de logaritmare are schema de principiu reprezentată în fig. 8.1, a. Tensiunea de ieșire se scrie:

$$U_O = -U_{BE} = -U_T \ln \frac{I_C}{I_S} = -U_T \ln \frac{U_{IN}}{R I_S}; \quad (8.2)$$

Circuitul de exponențiere are schema de principiu din figura 8.1, b. Tensiunea de ieșire are expresia:

$$U_O = R I_S \exp\left(\frac{-U_{IN}}{U_T}\right); \quad (8.3)$$

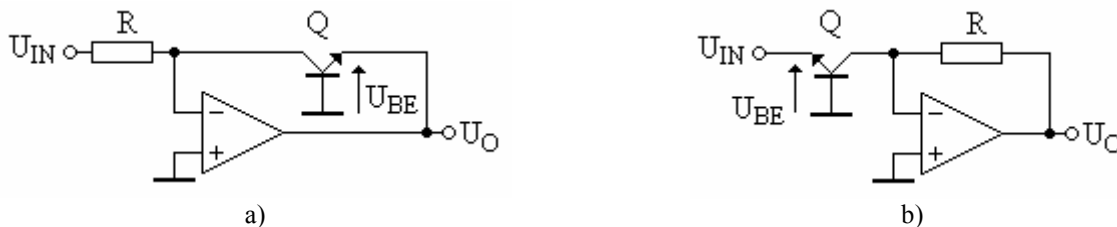


Fig. 8.1. Circuitele de logaritmare (a) și exponențiere (b) realizate cu AO

8.2 Redresoare de precizie

Redresarea este fie procesul prin care se elimină una dintre alternanțele unui semnal alternativ (ori cea pozitivă, ori cea negativă - la redresorul monoalternanță), fie procesul prin care toate porțiunile 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 constituie o diodă de precizie*.

8.2.1 Redresorul de precizie monoalternanță saturat

Cel mai simplu circuit utilizat pentru redresarea unei singure alternanțe a tensiunii alternative u_{in} , este prezentat în fig.8.2, *a*.

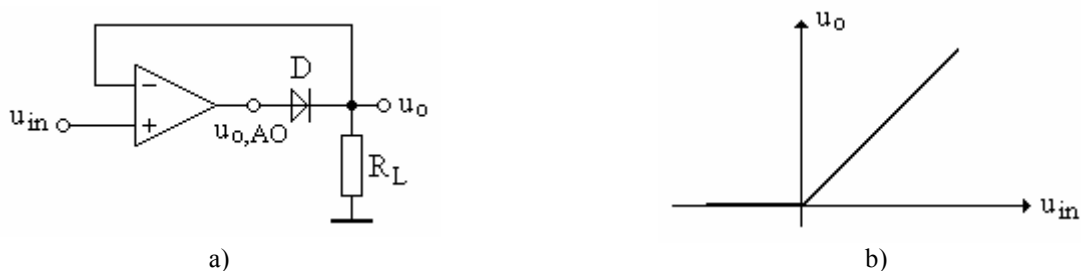


Fig. 8.2. Redresorul de precizie monoalternanță saturat. (a) Schema redresorului. (b) Caracteristica de transfer

În semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare, $u_{in} > 0$, tensiunea diferențială de intrare este pozitivă și face ca și tensiunea de ieșire a AO să fie tot pozitivă. Pentru valori ale tensiunii de intrare mai mici decât tensiunea de deschidere a diodei D , bucla de reacție este deschisă și tensiunea de ieșire a AO tinde să crească cu viteză mare spre valoarea pozitivă de saturație. În momentul în care se atinge pragul de deschidere a diodei, bucla de reacție se închide, amplificatorul funcționează ca repetor de tensiune, iar tensiunea de ieșire u_o este replica celei de intrare. În aceste condiții, tot timpul tensiunea de la ieșirea AO care asigură egalitatea $u_o = u_{in}$ este:

$$u_{o,AO} \approx u_o + 0,7V \quad (8.4)$$

dacă se consideră căderea de tensiune directă pe diodă egală cu aproximativ 0,7V.

Pentru semiperioada negativă a tensiunii de intrare, $u_{in} < 0$, tensiunea de la ieșirea AO este negativă, $u_{o,AO} < 0$. Dioda este polarizată invers (blocată), bucla de reacție este întreruptă, AO este saturat (la ieșirea lui se măsoară tensiunea de saturație $-U_{sat}$), iar tensiunea de ieșire a redresorului este practic nulă.

Caracteristica de transfer a redresorului din fig. 8.2, *b* evidențiază o liniaritate foarte bună, deoarece AO compensează, prin reacție, caracteristica neliniară a diodei. Liniaritatea se menține și pentru valori foarte mici ale tensiunii de intrare.

Matematic, caracteristica de transfer se exprimă astfel:

$$\begin{aligned} u_o &= u_{in} \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_o &= 0 \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (8.5)$$

Redresorul monoalternanță saturat este un exemplu de circuit neliniar la care într-o regiune de funcționare ($u_{in} > 0$) funcționarea este liniară, iar în alta ($u_{in} < 0$) AO lucrează neliniar (saturat). În prima regiune se poate menține presupunerea $u^+ = u^-$ (egalitatea tensiunilor individuale de la intrările AO). În a doua regiune de funcționare, tensiunile de pe cele două intrări vor fi mult diferite. Din acest motiv trebuie avut grijă să se respecte valoarea maximă a tensiunii diferențiale de intrare pentru tipul de AO utilizat.

Din cauza saturației negative a ieșirii AO răspunsul în frecvență este limitat.

Dacă dioda D se conectează invers, zona liniară se mută din cadranul I în cadranul III al caracteristicii de transfer.

8.2.2 Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat

Eliminarea dezavantajului saturării AO este asigurată de *variante inversoare* pentru redresarea unei singure alternanțe, circuit prezentat în fig.8. 3, *a*.

Pentru semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare u_{in} , tensiunea diferențială de intrare fiind negativă și tensiunea de la ieșirea AO devine negativă. În acest caz dioda D_1 este blocată, bucla de reacție se închide prin D_2 , tensiunea $u_{o,AO}$ de la ieșirea AO este negativă și egală cu căderea de tensiune pe dioda D_2 (aproximativ $-0,7V$), iar tensiunea de la ieșirea circuitului, u_o , este nulă.

Pentru semiperioada negativă a tensiunii de intrare u_{in} , tensiunea de ieșire a AO devine pozitivă, dioda D_1 este polarizată direct și conduce, iar dioda D_2 este blocată. Circuitul funcționează ca un inversor cu o diodă polarizată direct și conectată în bucla de reacție. Reacția va forța ca tensiune de la ieșirea redresorului, u_o , să fie de $(-R_2/R_1)$ ori mai mare decât u_{in} iar $u_{o,AO}$ va avea valoarea necesară menținerii diodei D_1 în conducție.

Expresiile matematice care descriu această funcționare sunt:

$$\begin{aligned} u_o &= 0 \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_o &= -\frac{R_2}{R_1} u_{in} \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (8.6)$$

Tensiunea $u_{o,AO}$ de la ieșirea AO este:

$$\begin{aligned} u_{o,AO} &\cong -0,7V \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_{o,AO} &\cong -\frac{R_2}{R_1} u_{in} + 0,7V \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (8.7)$$

Caracteristica de transfer a redresorului se prezintă în fig.8.3, *b*.

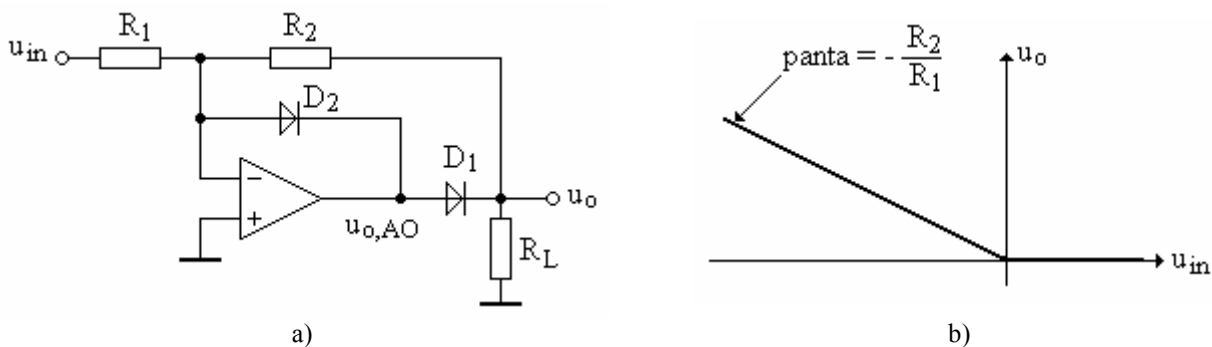


Fig. 8.3. Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat. (a) Schema redresorului. (b) Caracteristica de transfer

Caracterul inversor al circuitului se poate corecta prin conectarea unui amplificator inversor suplimentar la ieșirea redresorului.

Deoarece AO lucrează nesaturat, caracteristica de frecvență a redresorului inversor este mai bună decât în cazul redresorului saturat.

Dacă în fig.8.17,a se inversează sensul celor două diode se obține un redresor nesaturat la care zona liniară din cadranul II se mută în cadranul IV.

8.2.3 Redresorul dublă alternanță nesaturat

Acest redresor se mai întâlnește și sub denumirea de circuit de valoare absolută (de modul).

Schema circuitului se prezintă în fig. 8.4, *a*. Circuitul realizat în jurul amplificatorului AO1 reprezintă un redresor monoalternanță nesaturat, de tipul celui din fig.8. 3, *a*. Circuitul realizat cu AO2 este un sumator inversor.

Pentru $u_{in} < 0$, tensiunea $u_A = 0$. La una din cele două intrări ale sumatorului se aplică o tensiune nulă iar la cealaltă tensiunea de intrare u_{in} . Dacă amplificarea corespunzătoare acestei

intrări este egală cu -1, la ieșire se obține $u_o = -u_{in}$. Deoarece $u_{in} < 0$, u_o va fi pozitiv. Funcționarea corespunde cadranelui II de pe caracteristica de transfer din fig. 8.4, b.

Pentru $u_{in} > 0$, tensiunea de la ieșirea redresorului realizat cu AO1 este $u_A = -u_{in}$, deoarece rezistoarele sunt egale. În această situație pe una dintre intrările sumatorului apare tensiunea u_A , amplificarea corespunzătoare acestei intrări fiind -2. Pe cealaltă intrare apare, la fel ca mai înainte, tensiunea u_{in} . Tensiunea de la ieșirea sumatorului se va scrie:

$$u_o = -u_{in} - 2u_A = -u_{in} - 2(-u_{in}) = u_{in}$$

Situația $u_{in} > 0$, $u_o > 0$ corespunde cadranelui I de pe caracteristica de transfer.

Matematic, redresorul se poate caracteriza cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{aligned} u_o &= |u_{in}| \text{ pentru } u_{in} < 0 \\ u_o &= u_{in} \text{ pentru } u_{in} > 0 \end{aligned} \quad (8.8)$$

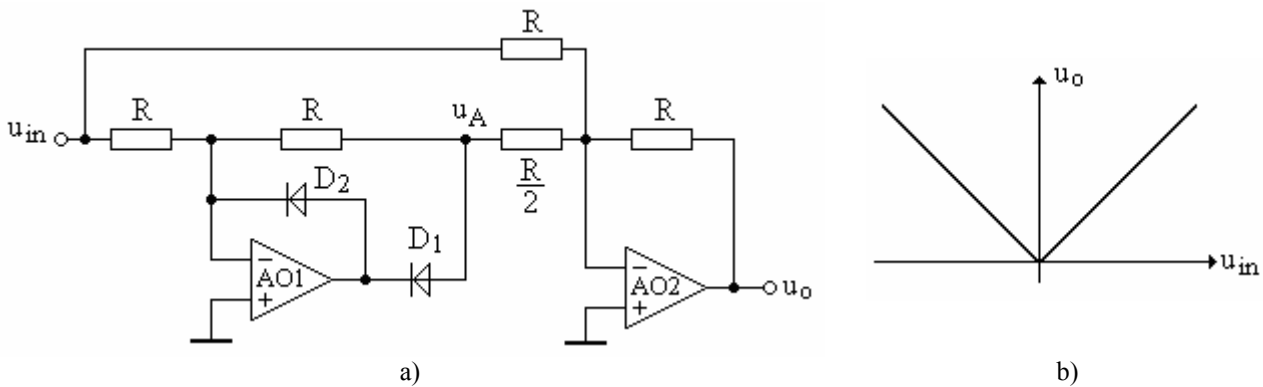


Fig. 8.4. Redresorul de precizie dublă alternanță nesaturat. (a) Schema redresorului. (b) Caracteristica de transfer

Exemplul 8.1. Se consideră redresorul monoalternanță nesaturat din fig. 8.3, a, cu $R_1 = 10\text{k}\Omega$ și $R_2 = 20\text{k}\Omega$. Presupunând $\pm U_{sat} = \pm 13\text{V}$, să se determine amplitudinea tensiunilor u_o , u^- și $u_{o,AO}$ pentru: a) $u_{in} = +5\text{V}$; b) $u_{in} = -5\text{V}$.

Rezolvare: a) Pentru $u_{in} = +5\text{V}$, D_1 este polarizată invers iar D_2 direct. Bucla de reacție se închide prin D_2 astfel că tensiunile cerute vor avea mărimile:

$$u_o = 0; u^- = 0; u_{o,AO} \cong -0,7\text{V}$$

b) Pentru $u_{in} = -5\text{V}$, D_1 este polarizată direct iar D_2 invers. Bucla de reacție se închide datorită diodei D_1 și tensiunile cerute au valorile:

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_{in} = -\frac{20\text{k}}{10\text{k}} (-5\text{V}) = 10\text{V}$$

$$u^- = 0$$

$$u_{o,AO} \cong u_o + 0,7\text{V} = 10,7\text{V}$$

Se observă că $u_{o,AO}$ este mai aproape de U_{sat} decât u_o , aspect de care trebuie să se țină seama atunci când se apreciază domeniul maxim de variație a tensiunii de ieșire. Astfel pentru $U_{sat} = 13\text{V}$, se poate obține o valoare maximă a tensiunii de ieșire $u_o = 12,3\text{V}$.

Exemplul 8.2. Dacă la intrarea redresorului din exemplul 8.1 se aplică un semnal sinusoidal de forma celui din fig. 8.5 să se deseneze forma de undă pentru u_o .

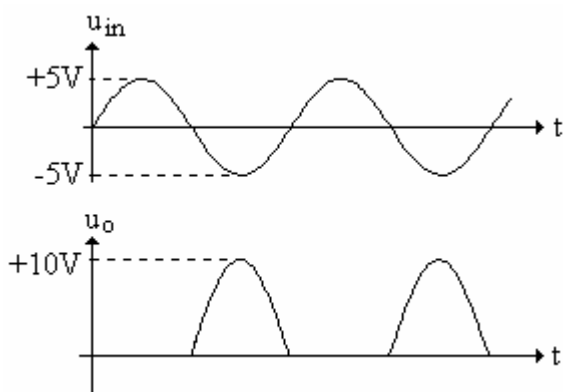


Fig. 8.5. Formele de undă pentru redresorul din exemplul 8.2

Soluție: Ieșirea este egală cu zero pentru $u_{in} > 0$. Circuitul lucrează numai pentru alternanțele negative. Acestea sunt multiplicare cu -2 și rezultă semnalul de ieșire din fig. 8.5, cu alternanțele pozitive întârziate cu 180° față de alternanțele pozitive ale semnalului de intrare.

8.3 Comparatoare

Comparatoarele sunt circuite neliniare care produc la ieșire două nivele de tensiune, dependente de nivelul semnalului de intrare. Astfel, sub o anumită valoare a semnalului de intrare, numită de prag, la ieșire se obține unul dintre cele două nivele iar dacă semnalul de intrare depășește puțin valoarea de prag, ieșirea comută în celălalt nivel. În cazul comparatoarelor realizate cu AO, cele două nivele de ieșire sunt tensiunile de saturație.

Comparatoarele sunt elementele principale în sistemele de conversie analog-numerică și numeric-analogică. Se folosesc, de asemenea, la realizarea oscilatoarelor și a generatoarelor de forme de undă.

Cele mai bune performanțe ale funcției de comparator se obțin cu ajutorul circuitelor integrate proiectate și optimizate special pentru acest scop. În implementarea funcției de comparare, se pot utiliza și amplificatoare operaționale obișnuite. Funcționarea acestor comparatoare se poate înțelege mai ușor, deoarece structura lor este mai simplă decât cea a comparatoarelor specializate.

Comparatoarele realizate cu AO se împart în:

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

8.3.1 Considerații despre mărimea tensiunii de intrare

Comparatoarele realizate cu AO au la ieșire două nivele care pot fi tensiunile de saturație. Din această cauză tensiunile individuale de intrare pot fi mult diferite între ele. De aceea trebuie să nu se depășească valorile maxime admisibile ale tensiunilor individuale aplicate pe intrări precum și ale tensiunii de intrare diferențiale care ar putea să apară pentru o anumită configurație de circuit.

Astfel, la AO de tipul 741, valorile maxime ale tensiunilor individuale aplicate la intrări sunt egale cu $\pm 15V$, pentru o alimentare simetrică de $\pm 15V$, iar valoarea maximă a tensiunii de intrare diferențiale este de $\pm 30V$. În cazul unor tensiuni de alimentare mai mici, tensiunile individuale maxime de intrare trebuie să nu depășească valorile tensiunilor de alimentare iar tensiunea de intrare diferențială maximă se va considera egală cu dublul tensiunii de alimentare.

8.3.2 Caracteristica de transfer

Orice circuit electric care are un singur semnal de intrare și un singur semnal de ieșire se poate descrie grafic cu ajutorul funcției de transfer. Acest grafic arată care sunt valorile semnalului de ieșire pentru orice valoare a semnalului de intrare.

Circuitele liniare, tratate până în acest moment, au avut pentru funcția de transfer o relație matematică destul de simplă și de aceea nu a fost nevoie să se utilizeze caracteristicile de transfer decât în cazuri foarte rare.

Multe circuite neliniare prezintă un număr mare de salturi abrupte ale pantei care, matematic, se descriu foarte greu iar în cazul unor circuite neliniare această descriere matematică este chiar imposibilă. Din acest motiv, pentru analiza circuitelor neliniare, este util să se utilizeze caracteristicile de transfer, de multe ori acestea fiind singurul mod de descriere a funcționării circuitului neliniar.

8.3.3 Comparatoare în buclă deschisă

Cele mai simple comparatoare sunt cele care lucrează fără buclă de reacție, motiv pentru care se numesc comparatoare în buclă deschisă. 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 mai pot împărți în:

- *comparatoare neinversoare* și
- *comparatoare inversoare*.

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.

8.3.3.1 Comparatorul neinversor saturat

Schema unui astfel de comparator se prezintă în fig.8.6, *a*. Semnalul de intrare se aplică pe intrarea neinversoare iar intrarea inversoare se conectează la masă. Dacă tensiunea de intrare este pozitivă, $u_{in} > 0$, atunci și tensiunea de intrare diferențială este pozitivă și ieșirea trece în valoarea pozitivă de saturație. Deoarece amplificarea în buclă deschisă a AO este foarte mare, o valoare pozitivă a tensiunii de intrare de câțiva microvolți determină comutarea ieșirii în saturația pozitivă. 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) egală cu $\frac{13V}{200000} = 65\mu V$ pentru a determina ieșirea să treacă în saturația pozitivă.

Dacă $u_{in} < 0$, atunci atât tensiunea de intrare diferențială cât și cea de ieșire sunt negative, ieșirea comutând în saturația negativă. Pentru a avea loc această comutare este suficientă o valoare negativă foarte mică. În cazul amplificatorului operațional de tipul 741, dacă $U_{sat} = -13V$ și $a = 200.000$, rezultă că tensiunea de prag este $-65\mu V$.

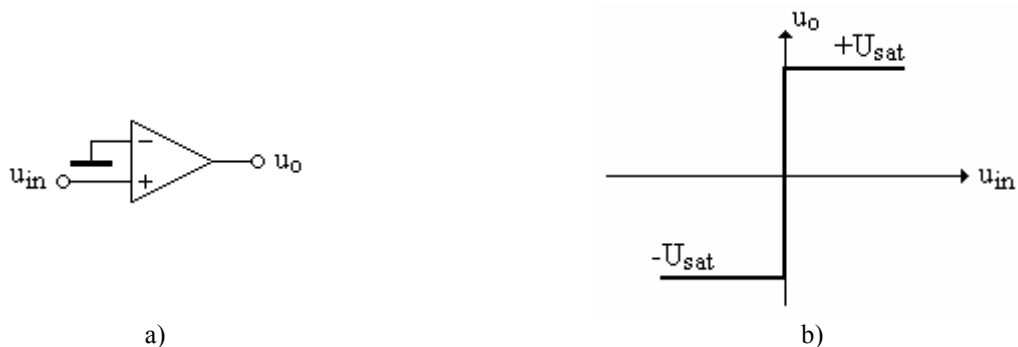
Practic, valoarea tensiunii de intrare la care are loc comutarea fiind atât de mică, se poate considera că tranziția are loc pentru $u_{in} = 0$.

Matematic, funcționarea comparatorului neinversor saturat se descrie cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{aligned} u_o &= +U_{sat} \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_o &= -U_{sat} \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (8.9)$$

unde se subînțelege că totuși, pentru ca ieșirea să comute, la intrarea comparatorului trebuie să se aplice o tensiune pozitivă sau negativă, de valoare foarte mică.

Caracteristica de transfer a circuitului se prezintă în fig.8.6, *b*. Graficul arată că în momentul în care tensiunea u_{in} devine ușor pozitivă, tensiunea de ieșire trece în valoarea pozitivă de saturație. Regimul de lucru se află în cadranul I ($u_{in} > 0$, $u_o > 0$). Asemănător, dacă tensiunea u_{in} devine ușor negativă, cea de ieșire trece în valoarea negativă de saturație și regimul de lucru se află în cadranul III ($u_{in} < 0$, $u_o < 0$), în concordanță cu relațiile (8.9).



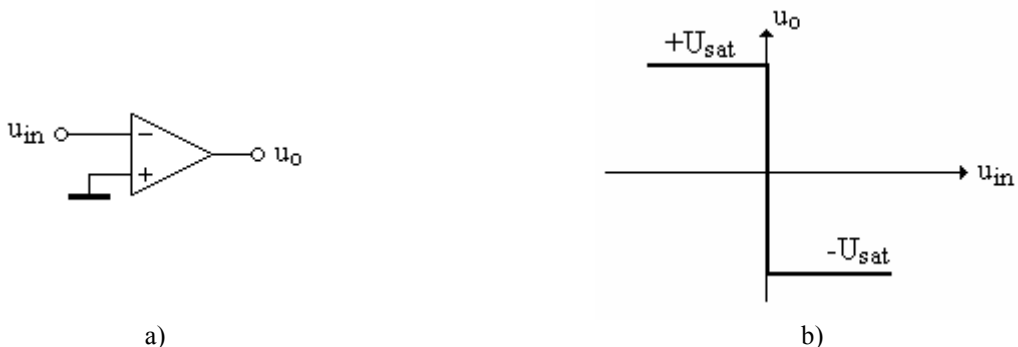
8.3.3.2 Comparatorul inversor saturat

Circuitul din fig.8.1 se transformă într-un comparator inversor dacă intrarea neinversoare se leagă la masă iar semnalul se aplică pe intrarea inversoare (fig.8.7, a).

În acest caz este valabil același mod de analiză ca cel aplicat comparatorului neinversor, cu deosebirea că o mică tensiune de intrare pozitivă trece ieșirea în saturația negativă iar o tensiune de intrare negativă trece ieșirea în saturația pozitivă. Funcționarea se poate descrie matematic cu relațiile:

$$\begin{aligned} u_o &= -U_{sat} \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_o &= +U_{sat} \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (8.10)$$

Caracteristica de transfer se prezintă în fig.8.7, b. În acest caz se observă că funcționarea are loc în cadranele II ($u_{in} < 0, u_o > 0$) și IV ($u_{in} > 0, u_o < 0$).



8.3.3.3 Schimbarea pragului de comutare

Cele două tipuri de comparatoare analizate anterior au pragul de comutare egal cu zero volți. Dacă în exemplele precedente, se deconectează intrarea legată la masă și pe acest terminal se aplică o tensiune de polarizare, numită și tensiune de referință, se poate stabili o valoare arbitrară a pragului de comutare, diferită de zero. În funcție de polaritatea tensiunii de referință și terminalul amplificatorului la care se conectează această tensiune, sunt posibile patru combinații. Analiza se face în funcție de următoarele proprietăți:

- când tensiunea diferențială de intrare este pozitivă, tensiunea de ieșire trece în valoarea corespunzătoare saturației pozitive;
- când tensiunea diferențială de intrare este negativă, tensiunea de ieșire trece în valoarea corespunzătoare saturației negative.

Deoarece tensiunea de intrare diferențială reprezintă, prin definiție, diferența dintre tensiunea individuală aplicată pe intrarea neinversoare și tensiunea individuală aplicată pe intrarea inversoare, proprietățile enunțate mai sus se pot exprima și sub forma:

- dacă valoarea tensiunii de la intrarea neinversoare este mai pozitivă decât cea de la intrarea inversoare, atunci ieșirea trece în saturația pozitivă;

- dacă valoarea tensiunii de la intrarea neinversoare este mai negativă decât cea de la intrarea inversoare, atunci ieșirea trece în saturația negativă;

8.3.3.4 Comparatorul neinversor cu polarizare pozitivă

Se consideră circuitul din fig.8.8, a.

Pe intrarea neinversoare a AO se aplică semnalul u_{in} , iar pe intrarea inversoare se aplică o tensiune de polarizare de c.c., pozitivă, U_P . Dacă nivelul semnalului de intrare este mai mic decât cel al tensiunii de polarizare, tensiunea de intrare diferențială va fi negativă și la ieșire se va obține tensiunea negativă de saturație. Dimpotrivă, dacă tensiunea de intrare are nivel mai mare decât tensiunea de polarizare, atunci tensiunea de intrare diferențială devine pozitivă și ieșirea trece în saturația pozitivă.

Relațiile matematice care descriu situațiile prezentate mai sus arată astfel:

$$\begin{aligned} u_o &= -U_{sat} \text{ pentru } u_{in} < U_P \\ u_o &= +U_{sat} \text{ pentru } u_{in} > U_P \end{aligned} \quad (8.11)$$

Caracteristica de transfer se prezintă în fig.8.8, b.

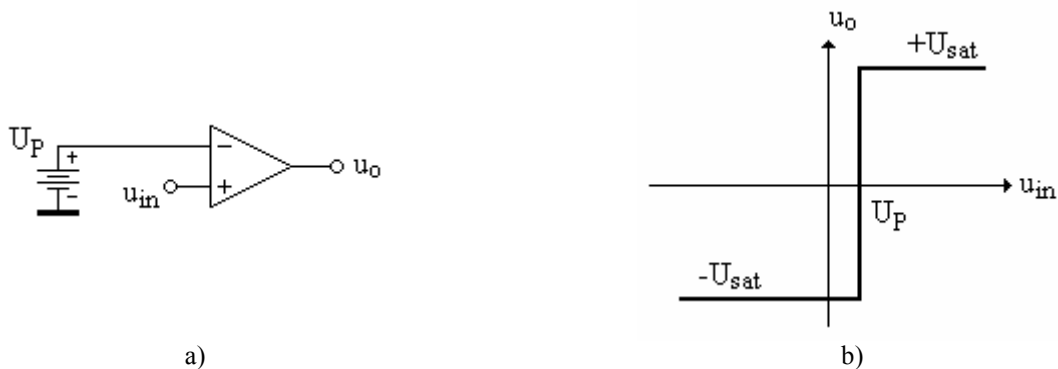


Fig. 8.8. Comparatorul neinversor cu tensiune de prag pozitivă. (a) Schema comparatorului. (b) Caracteristica de transfer

8.3.3.5 Comparator inversor cu polarizare negativă

Circuitul acestui tip de comparator se prezintă în fig.8.9, a. În acest caz pe intrarea neinversoare se aplică tensiunea de polarizare negativă iar semnalul se aduce la borna inversoare. Când semnalul de intrare este mai negativ decât valoarea tensiunii de polarizare, tensiunea diferențială de intrare devine pozitivă și ieșirea trece în saturația pozitivă. Invers, când semnalul de intrare devine mai pozitiv decât tensiunea de polarizare, tensiunea diferențială devine negativă și ieșirea trece în saturația negativă.

Exprimarea matematică a celor prezentate se face cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{aligned} u_o &= +U_{sat} \text{ pentru } u_{in} < -U_P \\ u_o &= -U_{sat} \text{ pentru } u_{in} > -U_P \end{aligned} \quad (8.12)$$

Caracteristica de transfer se prezintă în fig.8.9, b.

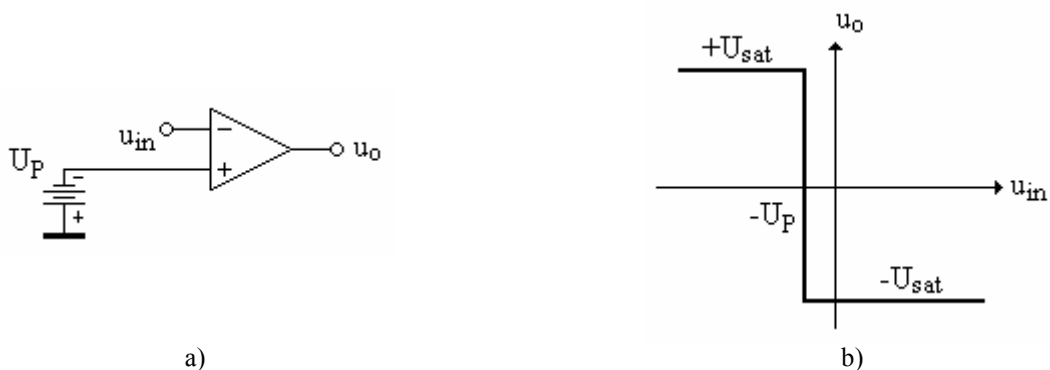


Fig. 8.9. Comparatorul inversor cu tensiune de prag negativă. (a) Schema comparatorului.
(b) Caracteristica de transfer

8.3.3.6 Circuite formatoare de semnal

Comparatoarele descrise până în acest moment se pot folosi în diferite aplicații de formare a semnalului. De exemplu, unde periodice sinusoidale sau triunghiulare se pot converti cu ajutorul comparatoarelor în impulsuri dreptunghiulare. Comparatoarele pot genera varianta „curată” a unor impulsuri de date, transmise în medii zgomotoase și degradate de sistemele de transmisie a datelor. Atât timp cât se păstrează trecerile prin zero ale semnalului care trebuie refăcut, se poate construi o versiune nouă a acestui semnal, fără zgomot și distorsiuni.

Pentru a găsi pragul de comutare, în exemplele analizate, se vor utiliza caracteristicile de transfer ale comparatoarelor care intervin în fiecare exemplu.

Datorită vitezei limitate de variație a semnalului de la ieșirea AO (SR), pentru intrarea și ieșirea din saturație se consumă un anumit timp. În exemplele care urmează se consideră că semnalele au frecvență suficient de joasă pentru ca timpul de tranziție să fie neglijabil în comparație cu perioada semnalelor.

Exemplul 8.3. Semnalul sinusoidal din fig.8.10, având amplitudinea de 5V, se aplică la intrarea comparatorului neinversor saturat de tipul celui din fig.8.6, a.

Să se deseneze forma tensiunii de ieșire. Se presupune că frecvența semnalului este suficient de mică pentru ca efectele de SR să fie neglijabile și se admite că tensiunile de saturație sunt: $\pm U_{sat} = \pm 13V$.

Rezolvare: Dacă AO ar avea amplificarea în buclă deschisă infinită, atunci tranziția ar apare chiar la trecerea semnalului de intrare prin zero. Practic, pentru a avea loc comutarea, tensiunea de intrare trebuie să atingă o mică valoare pozitivă sau negativă, dar această valoare practic nu contează în raport cu amplitudinile tensiunilor de intrare și ieșire. La ieșirea circuitului va rezulta un semnal cu forma de undă dreptunghiulară (fig.8.10).

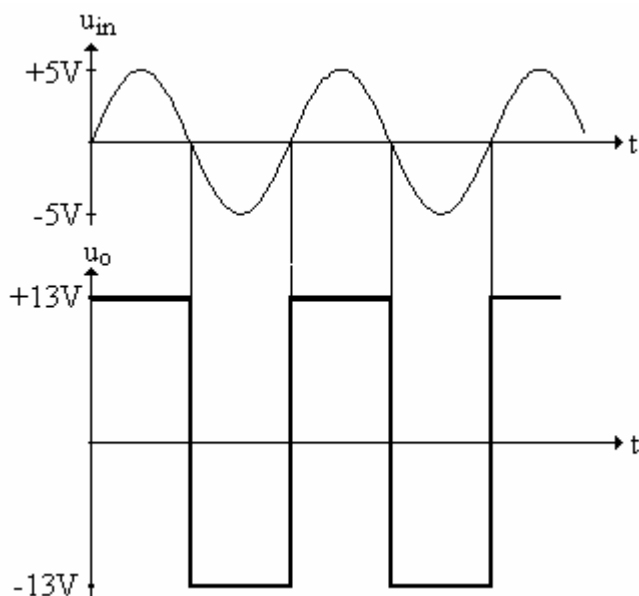


Fig. 8.10. Formele de undă pentru circuitul din exemplul 8.3

Valorile maxime, pozitive și negative ale semnalului de ieșire reprezintă tensiunile de saturație ale AO și sunt independente de valoarea de vârf a tensiunii de intrare. În acest fel, tensiunea de ieșire rămâne aproape constantă pentru un domeniu larg de variație a amplitudinii tensiunii de intrare. Trebuie avut în vedere să nu se depășească valoarea maximă a tensiunii diferențiale de intrare pentru AO utilizat. O valoare prea mică a tensiunii de intrare, comparabilă cu cei câțiva zeci de microvolți, necesari pentru ca AO să lucreze corect, poate influența momentul în care comută ieșirea.

Circuitul prezentat poate transforma semnalele sinusoidale sau orice tip de semnale alternative într-un semnal dreptunghiular. Obiectivul principal trebuie să fie cel al utilizării unor comparatoare cu viteză cât mai mare.

8.3.3.7 Comparatoare nesaturate

O soluție de creștere a vitezei de comutare constă în evitarea saturării AO, o soluție posibilă prezentându-se în fig. 8.11. Cele două diode Zener, montate în opoziție, trebuie să reziste la curentul maxim furnizat de AO.

Soluția de circuit pentru evitarea saturării AO se poate aplica la oricare din schemele analizate anterior.

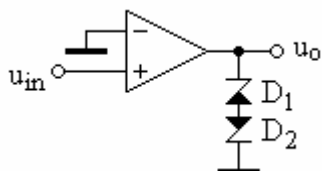


Fig. 8.11. Comparatorul nesaturat

Exemplul 8.4. Se consideră circuitul din fig. 8.12, la intrarea căruia se aplică un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 6V.

Să se deseneze forma de undă a tensiunii de ieșire. Se presupune că frecvența semnalului este suficient de mică pentru ca efectele de SR să fie neglijabile și se admite că tensiunile de saturație sunt: $\pm U_{sat} = \pm 13V$.

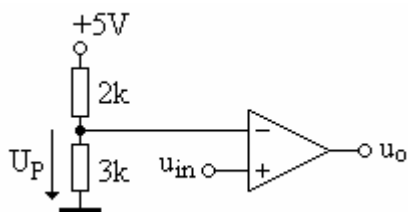


Fig. 8.12. Circuitul pentru exemplul 8.4

Rezolvare: Deoarece semnalul se aplică pe intrarea neinversoare, circuitul este un comparator neinversor. Pe intrarea inversoare se aplică o tensiune de polarizare pozitivă, obținută cu ajutorul unui divizor de tensiune. Rezultă că circuitul este un comparator neinversor saturat cu polarizare pozitivă.

Amplitudinea tensiunii de referință care determină momentul de comutare a ieșirii este:

$$U_P = \frac{3k}{2k + 3k} \times 5V = 3V \quad (8.13)$$

Deoarece tensiunea de intrare are amplitudinea de 6V, tranziția are loc atunci când u_{in} ajunge la 3V.

Tensiunea sinusoidală de la intrare se scrie:

$$u_{in} = \hat{U}_{in} \sin \omega t = 6 \sin \omega t \quad (8.14)$$

În relația (8.14) se înlocuiește u_{in} cu 3V, ωt cu θ și se rezolvă în raport cu unghiul θ . Rezultă:

$$\sin \theta = \frac{3}{6} = 0,5 \quad (8.15)$$

Valorile unghiului θ pe o perioadă care satisfac această egalitate sunt $\theta = 30^\circ$ ($\pi/6$ radiani) și $\theta = 150^\circ$ ($5\pi/6$ radiani). Prima valoare corespunde tranziției pozitive iar cea de-a doua tranziției negative.

Formele de undă se prezintă în fig. 8.13. Pentru $u_{in} < 3V$ ieșirea se află în saturația negativă. În momentul în care u_{in} depășește valoarea de 3V, ieșirea trece în saturația pozitivă și rămâne în această stare până când semnalul de intrare scade sub 3V. Se observă că semnalul de ieșire este în fază cu cel de intrare dar are durata alternanței pozitive mai mică decât cea a alternanței negative.

Când se lucrează cu semnale dreptunghiulare este util să se definească factorul de umplere D :

$$D = \frac{\text{durata impulsului pozitiv}}{\text{perioada semnalului}} \times 100 [\%] \quad (8.16)$$

Trecând de la timp la unghi, intervalul pozitiv este egal cu $150^\circ - 30^\circ = 120^\circ$, deci factorul de umplere va avea valoarea:

$$D = \frac{120^\circ}{360^\circ} \times 100\% = 33,3\% \quad (8.17)$$

adică intervalul pozitiv reprezintă o treime din perioada semnalului.

Spre deosebire de circuitele studiate anterior care aveau tranziția în zero, în cazul analizat formele de undă de la ieșire depind puternic de amplitudinea semnalului de intrare. Astfel, dacă nivelul semnalului de intrare crește, atunci momentul de comutare va fi mai aproape de trecerea prin zero a semnalului de intrare și valoarea factorului de umplere va crește. În contrast, micșorarea amplitudinii semnalului de intrare va conduce la scăderea factorului de umplere. Dacă nivelul semnalului de intrare este sub 3V, atunci ieșirea rămâne în saturația negativă. Acest efect se numește agățare (**latchup** în l. engleză).

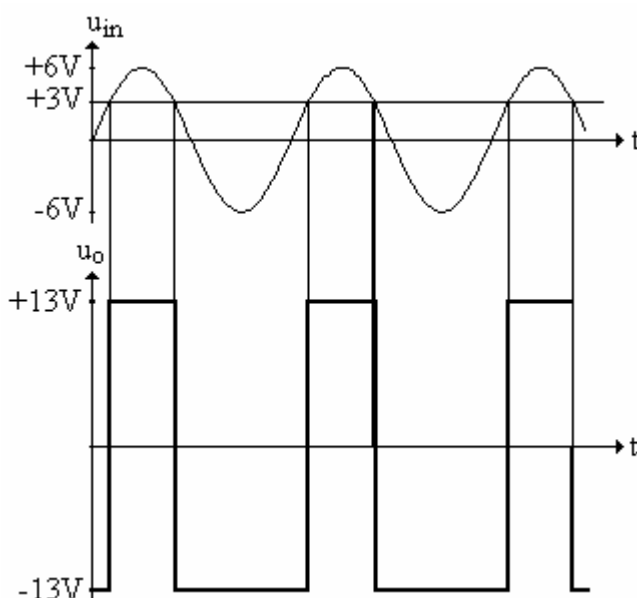


Fig. 8.13. Formele de undă pentru circuitul din exemplul 8.4

Exemplul 8.5. Se consideră circuitul din fig. 8.14, la intrarea căruia se presupune că se aplică un semnal sinusoidal cu amplitudinea 6V.

Să se deseneze forma de undă a tensiunii de ieșire. Se presupune că frecvența semnalului este suficient de mică pentru ca efectele de SR să fie neglijabile și se admite că tensiunile de saturație sunt: $\pm U_{sat} = \pm 13V$.

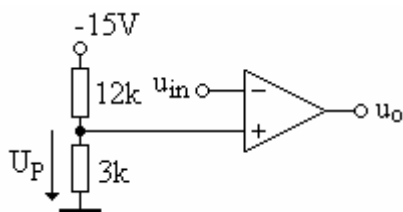


Fig. 8.14. Circuitul pentru exemplul 8.5

Rezolvare: Semnalul de intrare u_{in} se aplică pe intrarea inversoare, deci se folosește un comparator de tip inversor. Pe intrarea neinversoare se aplică o tensiune de referință negativă cu ajutorul unui divizor de tensiune. Din acest motiv circuitul este un comparator inversor cu polarizare negativă.

Valoarea tensiunii de referință se determină cu regula divizorului de tensiune:

$$U_P = \frac{3k}{3k + 12k} \times (-15V) = -3V \quad (8.18)$$

deci punctul de comutare este situat la -3V.

Semnalul sinusoidal are expresia:

$$u_{in} = 6 \sin \theta \quad (8.19)$$

Înlocuind u_{in} cu valoarea corespunzătoare momentului de tranziție și rezolvând în funcție de unghiul θ , se obține:

$$\sin \theta = -\frac{3}{6} = -0,5 \quad (8.20)$$

Valorile unghiului θ care satisfac relația (8.20) pe o perioadă a semnalului de intrare sunt $\theta = 210^\circ$ ($7\pi/6$ radiani) și $\theta = 330^\circ$ ($11\pi/6$ radiani).

Formele de undă se prezintă în fig. 8.15. Pentru $u_{in} > -3V$ ieșirea se află în saturația negativă. Când nivelul semnalului de intrare coboară sub -3V, ieșirea comută în saturația pozitivă și rămâne așa până când semnalul de intrare trece din nou peste valoarea de -3V. Semnalul de ieșire este în opoziție de fază cu cel de intrare iar durata pozitivă a semnalului de ieșire este mai mică decât durata negativă.

Intervalul pentru care ieșirea rămâne pozitivă este, în grade electrice: $330^\circ - 210^\circ = 120^\circ$, astfel că factorul de umplere va avea valoarea:

$$D = \frac{120^\circ}{360^\circ} \times 100\% = 33,3\% \quad (8.21)$$

fiind identică cu valoarea factorului de umplere a semnalului din exemplul 8.4.

Factorul de umplere este, și în acest exemplu, dependent de nivelul semnalului de intrare.

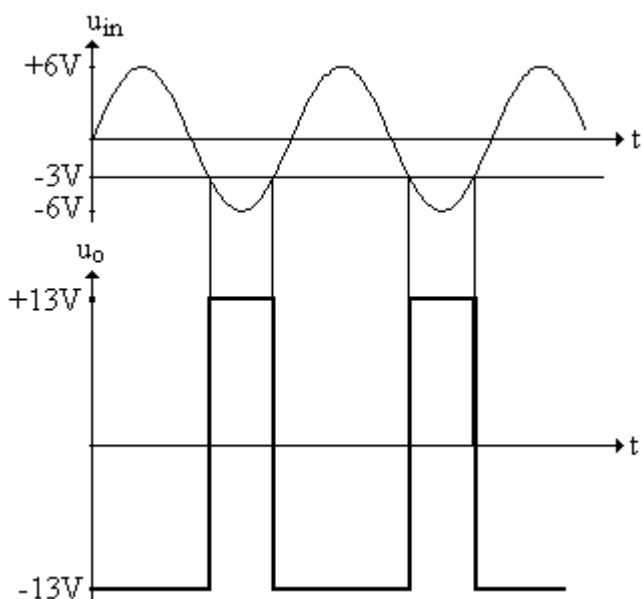


Fig. 8.15. Formele de undă pentru circuitul din exemplul 8.5

8.3.4 Comparatoare cu reacție pozitivă

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 joasă în starea înaltă este diferit de punctul de tranziție din starea înaltă în starea joasă. Altfel spus, procesul de tranziție este sensibil la sensul de comutare a intrării.

Ce avantaje aduce histerezisul? Mai întâi, prin histerezis se elimină tranzițiile nedorite, datorate unor semnale de zgomot false. În al doilea rând, datorită reacției pozitive, procesul de

comutare se poate accelera. În al treilea rând, efectul de histerezis este avantajos în cazul unor generatoare de forme de undă.

8.3.4.1 Triggerul Schmitt inversor

Forma saturată inversoare a triggerului Schmitt se prezintă în fig. 8.16, *a*. Divizorul rezistiv R_1 , R_2 determină la intrarea neînversoare o tensiune proporțională cu tensiunea de ieșire și numită tensiune de prag, U_P . Aplicând regula divizorului de tensiune în situația saturării ieșirii AO, tensiunea de prag are expresia:

$$U_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{sat} \quad (8.22)$$

Dacă ieșirea AO se află în saturația pozitivă, adică $u_o = +U_{sat}$, atunci tensiunea de pe intrarea neînversoare va fi $u^+ = +U_P$ iar la saturație negativă, când $u_o = -U_{sat}$, se obține $u^+ = -U_P$.

Caracteristica de transfer a triggerului Schmitt inversor, prezentată în fig. 8.10, *b*, descrie principiul de lucru al acestui tip de comparator. Se presupune, inițial, că circuitul se află în starea corespunzătoare porțiunii din stânga caracteristicii, notată cu **A**, situație în care $u_o = +U_{sat}$, $u^+ = +U_P$ iar tensiunea de intrare, u_i este negativă. Tensiunea diferențială este pozitivă și circuitul rămâne în starea de saturație pozitivă. Pentru ca tensiunea de intrare diferențială să schimbe de semn, trebuie ca u_i să treacă un pic peste valoarea $+U_P$. Acest fapt s-a indicat prin săgețile orientate spre dreapta pe palierul orizontal notat cu **A**.

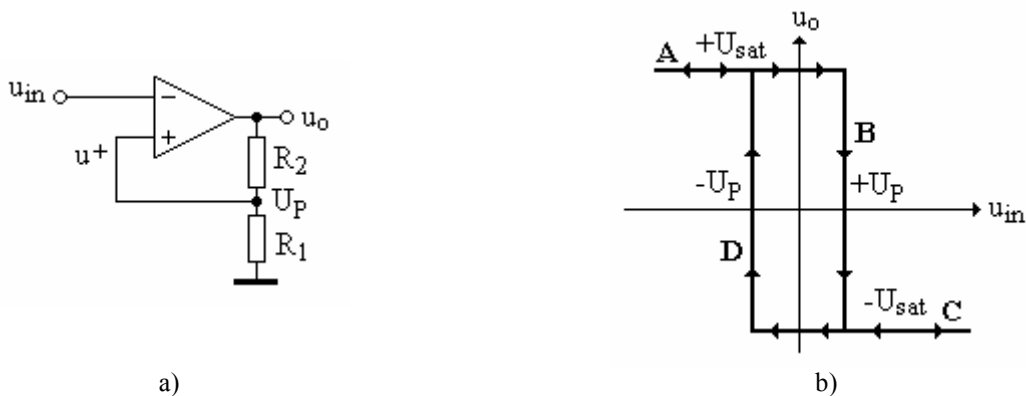


Fig. 8.16. Triggerul Schmitt inversor. (a) Schema comparatorului. (b) Caracteristica de transfer

În momentul în care tensiunea de intrare atinge (și depășește ușor) tensiunea de prag, tensiunea de ieșire a AO începe să scadă. Scade, de asemenea și tensiunea de pe intrarea neînversoare, deoarece ea reprezintă mereu o fracțiune din tensiunea de ieșire. Tensiunea de intrare diferențială va crește, accentuând procesul de comutare a ieșirii. Tensiunea de ieșire se schimbă de la $+U_{sat}$ la $-U_{sat}$, după linia notată cu **B**, într-un timp scurt, limitat de SR-ul amplificatorului. Orice creștere ulterioară a tensiunii de intrare nu determină decât deplasarea punctului de funcționare pe palierul orizontal al caracteristicii de transfer, notat cu **C**. Tensiunea de ieșire va fi $u_o = -U_{sat}$ iar tensiunea de pe intrarea neînversoare va deveni $u^+ = -U_P$.

Pentru ca ieșirea AO să revină la starea inițială, u_{in} trebuie să atingă o valoare ușor mai negativă decât $-U_P$. Astfel, punctul de funcționare trebuie să se deplaseze pe orizontala **C** spre stânga și să ajungă în punctul de abscisă $-U_P$. În acest punct, tensiunea de intrare diferențială schimbă de semn, ieșirea revenind la saturația pozitivă, de-a lungul liniei notată cu **D**. Orice scădere în continuare a tensiunii de intrare va determina doar deplasarea punctului de funcționare de-a lungul dreptei **A**, spre stânga caracteristicii.

8.3.4.2 Triggerul Schmitt neinversor

Circuitul corespunzător unui trigger Schmitt neinversor se prezintă în fig. 8.17, a. La acest tip de comparator, tensiunea de pe intrarea neinversoare este o combinație liniară între tensiunea de intrare, u_{in} și tensiunea de ieșire, u_o . Pentru a determina expresia tensiunii de pe intrarea neinversoare, se aplică principiul superpoziției. Se presupune că u_1^+ reprezintă contribuția lui u_{in} la tensiunea u^+ , iar u_2^+ este contribuția lui u_o . Componenta u_1^+ se determină considerând $u_o = 0$. Rezultă:

$$u_1^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} \quad (8.23)$$

Pentru a determina componenta u_2^+ se pasivizează sursa u_{in} și se înlocuiește cu un scurtcircuit (se presupune că sursa u_{in} este ideală). Rezultă:

$$u_2^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o \quad (8.24)$$

Prin suprapunerea de efecte, tensiunea u^+ se scrie:

$$u^+ = u_1^+ + u_2^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o \quad (8.25)$$

Pentru a determina tensiunea de prag se observă următoarele:

- pentru ca ieșirea AO să se afle în starea de saturație pozitivă trebuie ca tensiunea individuală de pe intrarea neinversoare să îndeplinească condiția $u^+ > 0$;
- pentru ca ieșirea să fie în saturația negativă trebuie ca $u^+ < 0$.

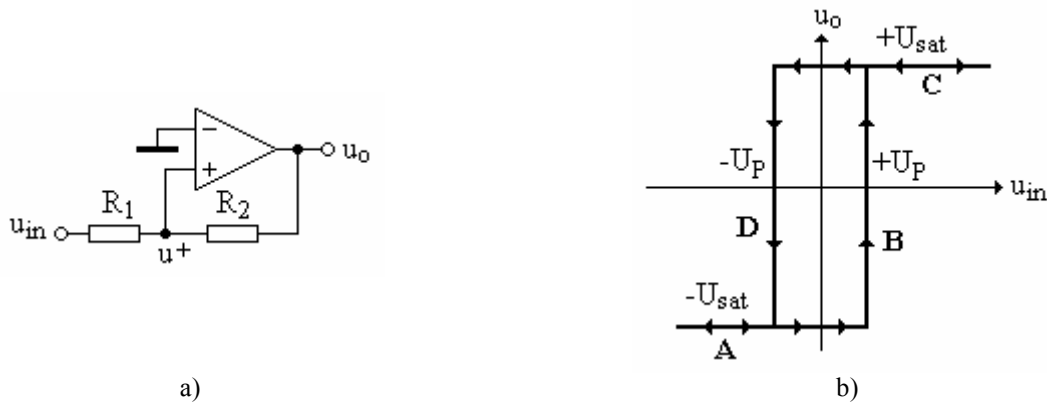


Fig. 8.17. Triggerul Schmitt neinversor. (a) Schema comparatorului. (b) Caracteristica de transfer

Pe caracteristica de transfer din fig.8.17, b se vede că pentru un punct aflat pe dreapta A (extrema stângă), $u_o = -U_{sat}$, tensiunea u_{in} fiind și ea tot negativă. Deoarece atât u_{in} cât și u_o sunt negative, din relația (8.25) rezultă că și tensiunea individuală de pe intrarea neinversoare este tot negativă. În relația (8.25), făcând substituția $u_o = -U_{sat}$, expresia lui u^+ devine:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{sat} \quad (8.26)$$

Pentru ca ieșirea să-și modifice starea, tensiunea u^+ trebuie să devină pozitivă. Punând condiția $u^+ > 0$ în relația (8.26) se obține, după prelucrarea relației, condiția:

$$u_{in} > \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (8.27)$$

Se poate acum defini și tensiunea de prag a acestui tip de comparator:

$$U_P = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (8.28)$$

Astfel, tensiunea de intrare trebuie să devină ușor mai pozitivă decât tensiunea de prag pentru ca circuitul să-și modifice starea, fapt indicat de săgețile orientate spre dreapta pe linia **A** de pe fig.8.17, *b*.

După ce tensiunea de intrare a depășit cu o mică valoare tensiunea de prag, ieșirea se modifică și devine egală cu $+U_{sat}$, tranziția având loc de-a lungul liniei notată cu **B**. Orice creștere ulterioară a tensiunii de intrare nu mai modifică ieșirea ci doar poziția punctului de funcționare de pe orizontala **C** (punctul de funcționare se deplasează spre dreapta).

Pentru a determina condiția de comutare înapoi în starea de saturație negativă, în relația (8.25) se face substituția $u_o = +U_{sat}$ și rezultă:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{sat} \quad (8.29)$$

Revenirea în saturația negativă are loc pentru u^+ negativ. Punând în relația (8.29) condiția $u^+ < 0$ se obține:

$$u_{in} < -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (8.30)$$

astfel că tensiunea de prag negativă are expresia:

$$-U_P = -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (8.31)$$

Pentru ca ieșirea să comute în starea negativă de saturație, punctul de funcționare trebuie să se deplaseze spre stânga pe orizontala **C**. Pentru o tensiune ușor mai negativă decât $-U_P$, ieșirea scade la $-U_{sat}$ de-a lungul dreptei **D**. Orice scădere ulterioară a tensiunii de intrare nu mai modifică ieșirea ci doar poziția punctului de funcționare de pe orizontala **A**. Punctul de funcționare se deplasează spre stânga și se ajunge în punctul din care a pornit analiza acestui comparator.

Exemplul 8.6. Se consideră triggerul Schmitt din fig.8.18. Se cere:

- Presupunând $\pm U_{sat} = \pm 13V$ să se calculeze tensiunea de prag.
- Dacă la intrarea circuitului se aplică un semnal triunghiular cu amplitudinea de 10V (fig. 8.19), să se deseneze forma de undă a tensiunii de ieșire.

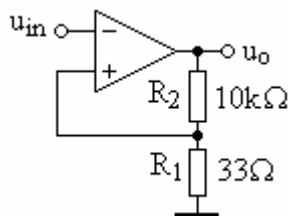


Fig. 8.18. Circuitul pentru exemplul 8.6

Rezolvare: a) Tensiunea de prag se determină cu ajutorul relației (8.22):

$$U_P = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{sat} = \frac{33}{33 + 10^4} \cdot 13V = 42,8mV$$

- Punctele de tranziție corespund la $-42,8mV$, respectiv $+42,8mV$. Deoarece aceste valori sunt mici în comparație cu amplitudinea semnalului, se poate considera că punctul de tranziție este 0V.

Comparatorul este un trigger Schmitt inversor. Semnalul dreptunghiular de la ieșire este în opoziție de fază cu semnalul triunghiular aplicat la intrare (fig. 8.19).

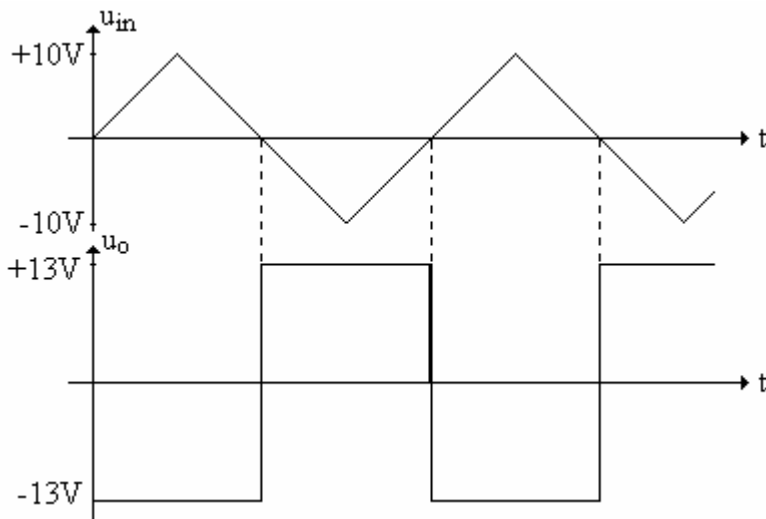


Fig. 8.19. Formele de undă pentru circuitul din exemplul 8.6

Exemplul 8.7. Se consideră triggerul inversor de forma celui din fig. 8.20 la care $R_1=12\text{k}\Omega$ iar $R_2=14\text{k}\Omega$. Se cere:

- Presupunând $\pm U_{sat}=\pm 13\text{V}$ să se calculeze tensiunea de prag.
- Dacă la intrarea circuitului se aplică semnalul triunghiular cu amplitudinea de 10V, să se deseneze forma de undă a tensiunii de ieșire.

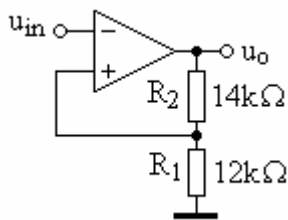


Fig. 8.20. Circuitul pentru exemplul 8.7

Rezolvare: a) Tensiunea de prag este:

$$U_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{sat} = \frac{12\text{k}}{12\text{k} + 14\text{k}} \cdot 13\text{V} = 6\text{V}$$

b) Spre deosebire de exemplul 8.6, efectul tensiunii de prag este mai pronunțat (fig. 8.21). Semnalul de ieșire are intervale egale pentru cele două semiperioade, însă valoarea mai mare a tensiunii de prag determină o întârziere a semnalului de ieșire, comparativ cu situația în care tensiunea de prag este mică.

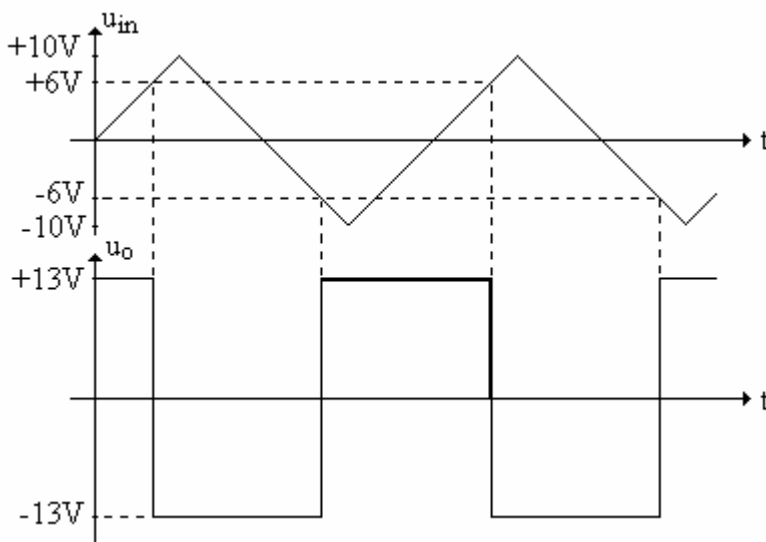


Fig. 8.21. Formele de undă pentru circuitul din exemplul 8.7

Exemplul 8.8. Se consideră triggerul neinversor din fig. 8.22. Se presupune că tensiunea de intrare are o formă triunghiulară cu amplitudinea de 5V și că tensiunea de saturație este $\pm U_{sat} = \pm 13V$. Se consideră că la ieșire trebuie să se obțină un semnal dreptunghiular care să comute pentru valoarea de vârf a tensiunii de intrare ($\pm 5V$). Se cere:

- Să se determine valoarea rezistenței R_2 .
- Să se deseneze forma de undă a tensiunii de ieșire.

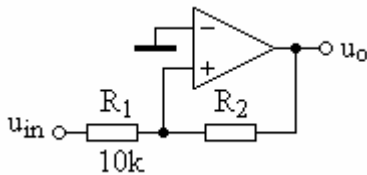


Fig. 8.22. Circuitul pentru exemplul 8.8

Rezolvare: a) Din relația (8.28) rezultă:

$$R_2 = \frac{U_{sat}}{U_p} R_1$$

Făcând înlocuirile: $R_1 = 10k$, $U_{sat} = 13V$ și $U_p = 5V$, se obține:

$$R_2 = \frac{13V}{5V} \cdot 10k = 26k$$

b) Forma de undă a semnalului de ieșire se prezintă în fig. 8.23. Pentru $u_{in} < 5V$ ieșirea se află în saturația negativă ($-13V$). Când u_{in} atinge valoarea de $+5V$, ieșirea comută în saturația pozitivă ($+13V$) și rămâne în această stare până când intrarea ajunge din nou la $-5V$. În acest moment, ieșirea comută din nou în saturația negativă.

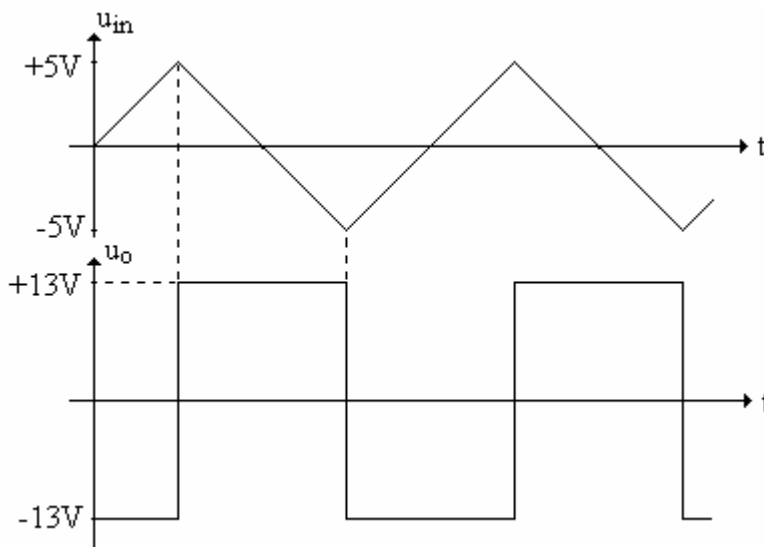


Fig. 8.23. Formele de undă pentru circuitul din exemplul 8.8

Exemplul 8.9. Utilizând rezistențe standard cu toleranța de 5%, să se proiecteze un trigger Schmitt inversor cu tensiunea de prag de aproximativ 50mV (valoare necritică). Se consideră tensiunea de saturație $\pm U_{sat} = \pm 13V$.

Rezolvare: Circuitul are forma celui din fig. 8.16, a. Din relația (8.22) rezultă:

$$50 \cdot 10^{-3} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot 13$$

Prin prelucrarea relației de mai sus, între R_2 și R_1 se găsește relația:

$$R_2 = 259R_1$$

Cu ajutorul valorilor standard de rezistoare din Anexa 1 se poate realiza un număr de combinații care să satisfacă cererea din enunțul problemei. O combinație favorabilă este, de exemplu, $R_1=150\Omega$ și $R_2=39k\Omega$. În acest caz $R_2 = 260R_1$ iar tensiunea de prag recalculată devine:

$$U_p = \pm \frac{150}{150 + 39 \cdot 10^3} = \pm 49,8 \text{mV}$$