

# 1. DIODE

Joncțiunea PN (semiconductor P, respectiv N) este componenta electronică activă cu rol fundamental în funcționarea dispozitivelor semiconductoare. O diodă constituită dintr-o joncțiune PN, a cărei funcționare se bazează pe efectul redresor, este numită *diodă redresoare*, spre deosebire de acelea care utilizează un efect special (Zener, avalanșă, tunel etc.), denumite *diode speciale*.

## 1.1. Diode redresoare

Diodele redresoare (rectifier diodes) sunt dispozitive electronice semiconductoare din siliciu, utilizate în circuitele de conversie c.a.-c.c., de limitare a amplitudinii tensiunilor etc.

*Dioda redresoare* este un dipol constituit dintr-o joncțiune PN abruptă, legată la doi electrozi externi, numiți *anod* (A) și *catod* (K). În fig. 1.1.1, sunt reprezentate simbolul grafic și structura schematică a unei diode redresoare.

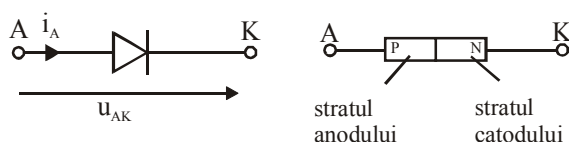


Fig. 1.1.1. Simbolul grafic și structura schematică a unei diode redresoare

În funcție de polaritatea tensiunii  $u_{AK}$  aplicate la bornele diodei, componenta se poate găsi în una din cele două stări și anume :

- *în stare de conducție*, atunci când dioda este polarizată în sens direct ( $u_{AK} > 0$ );
- *în stare de blocare*, atunci când dioda este polarizată în sens invers ( $u_{AK} < 0$ ).

În stare de conducție, dioda este caracterizată printr-un curent direct important, care circulă de la anod spre catod. Dimpotrivă, o diodă blocată este parcursă numai de un curent rezidual, de intensitate foarte scăzută, care circulă de la catod spre anod. Dioda redresoare se comportă ca o supapă semiconductoare, care permite trecerea curentului într-un singur sens, de la anod spre catod (sensul indicat de săgeata din simbolul grafic).

### 1.1.1. Caracteristica statică

Comportarea diodei în cele două stări poate fi descrisă printr-o singură relație funcțională, care leagă curentul prin diodă de tensiunea aplicată la bornele componente, de forma

$$i_A = I_S \cdot \left[ \exp\left(\frac{u_{AK}}{U_T}\right) - 1 \right]. \quad (1.1.1)$$

Relația (1.1.1), care evidențiază principiul de funcționare al unei diode redresoare, este denumită *ecuația caracteristică a diodei teoretice*.

Curentul  $I_S$  este *curentul invers de saturație al diodei*. O diodă ideală în stare de blocare este caracterizată prin curent rezidual nul. În mod practic, curentul invers de saturație al unei diode redresoare este neglijabil față de curenții direcți care apar în circuitele de utilizare. Pentru diodele redresoare din Si, curentul  $I_S$  este de ordinul picoamperilor-nanoamperilor, în cazul componentelor de mică putere, și poate atinge câțiva miliamperi, în cazul componentelor de putere mare.

În general, diodele reale nu respectă ecuația caracteristică a diodei teoretice. Ecuația caracteristică a unei diode reale este de forma

$$i_A = I_S \cdot \left[ \exp\left(\frac{u_{AK}}{n \cdot U_T}\right) - 1 \right]. \quad (1.1.2)$$

Întrucât factorul empiric  $n$  de corecție are valori între 1 și 2, din motive de simplificare a scrierii, se va folosi modelul diodei teoretice (1.1.1), pentru toate diodele.

În regim static, comportarea diodei redresoare este descrisă de ecuația caracteristică

$$I_A = I_S \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{AK}}{U_T}\right) - 1 \right], \quad (1.1.3)$$

în care curentul și tensiunea la borne sunt invariabile în timp.

Caracteristica statică a diodei teoretice se obține prin reprezentarea grafică a relației (1.1.3), pentru o temperatură constantă a mediului ambiant. Comportarea diodei în stare de conducție ( $U_{AK} > 4U_T$ ) poate fi descrisă cu ajutorul modelului simplificat,

$$I_A \cong I_S \cdot \exp\left(\frac{U_{AK}}{U_T}\right), \quad (1.1.4)$$

iar în cazul unei polarizări inverse, cu  $U_{KA} > 4U_T$ , dioda în stare de blocare poate fi descrisă prin relația

$$I_A \cong -I_S. \quad (1.1.5)$$

Caracteristica statică a unei diode reale se abate de la aceea a diodei teoretice. La polarizarea directă, diferențele sunt evidențiate în fig. 1.1.2. Prin aplicarea unor tensiuni inverse mari, curentul invers crește brusc și abrupt, datorită multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină. Tensiunea la care se produce acest fenomen se numește *tensiune de avalanșă* sau *de străpungere* și se notează cu  $V_{RA}$  (Reverse Avalanche Voltage) sau  $V_{BR}$  (Breakdown Voltage). Atunci când se produce efectul de avalanșă, curentul care parcurge dioda este

$$I_A = -M \cdot I_S, \quad (1.1.6)$$

Această străpungere electrică este distructivă pentru toate diodele redresoare reale, motiv pentru care tensiunea inversă permisă este limitată la o valoare inferioară celei de străpungere.

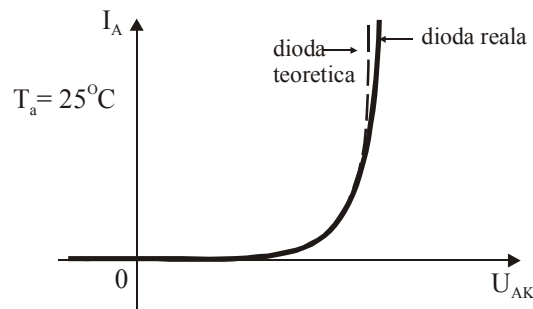


Fig. 1.1.2. Caracteristica statică a diodei reale

Caracteristica statică a diodei este foarte sensibilă la temperatură, ca urmare a dependenței puternice a curentului rezidual  $I_S$  și a tensiunii termice  $U_T$  de temperatura joncțiunii. Pentru diodele din Si, creșterea relativă a curentului  $I_S$  este de circa  $7\%/^{\circ}\text{C}$ . În practică, se admite că  $I_S$  își dublează valoarea, la fiecare creștere a temperaturii cu  $10^{\circ}\text{C}$ . Tensiunea termică crește liniar cu temperatura. La creșterea temperaturii, se constată o deplasare a caracteristicii statice a diodei ca în fig. 1.1.3a:

- ramura de conducție se deplasează în zona tensiunilor directe mai mici;
- ramura de blocare se deplasează în zona curenților reziduali mai mari.

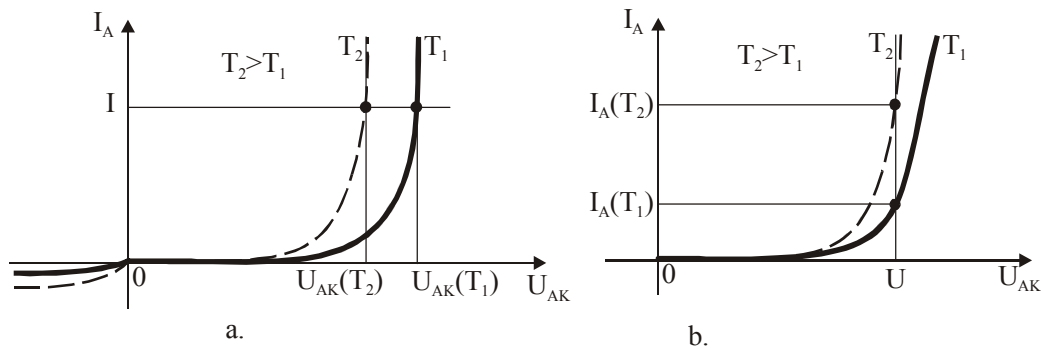


Fig. 1.1.3. Influența temperaturii joncțiunii asupra caracteristicii statice a diodei redresoare

Din fig. 1.1.3b, se observă că, dacă se menține constantă tensiunea de la bornele diodei, creșterea temperaturii provoacă o creștere a curentului direct. *Coefficientul de temperatură al tensiunii directe a diodei* are expresia

$$b = \left. \frac{\Delta U_{AK}}{\Delta T} \right|_{I_A = ct}, \quad (1.1.7)$$

iar pentru diodele din Si,  $b \cong -2\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

### 1.1.2. Modele

#### a) Modele de semnal mare

Modelul matematic al diodei redresoare (relația 1.1.1) arată că dioda este un element neliniar de circuit. În studiul circuitelor cu diode, sunt preferate modelele cu circuite echivalente liniare (dacă sunt îndeplinite condițiile precizate la deducerea acestora).

Fie circuitul din fig. 1.1.4.a, pentru care se presupun cunoscute: caracteristica statică a diodei, rezistența  $R_A$  și tensiunea continuă  $V_{AA}$  de alimentare. Punctul static de funcționare (p.s.f.) al diodei, notat cu Q și caracterizat prin perechea de valori  $(I_{AQ}, U_{AKQ})$ , se poate determina grafic. Pentru aceasta, se trasează, pe același grafic, caracteristica diodei și *dreapta de sarcină statică* ( $\Delta_s$ ), descrisă de ecuația

$$V_{AA} = R_A \cdot I_A + U_{AK}. \quad (1.1.8)$$

P.s.f. Q se găsește la intersecția acestei drepte cu caracteristica statică a diodei.

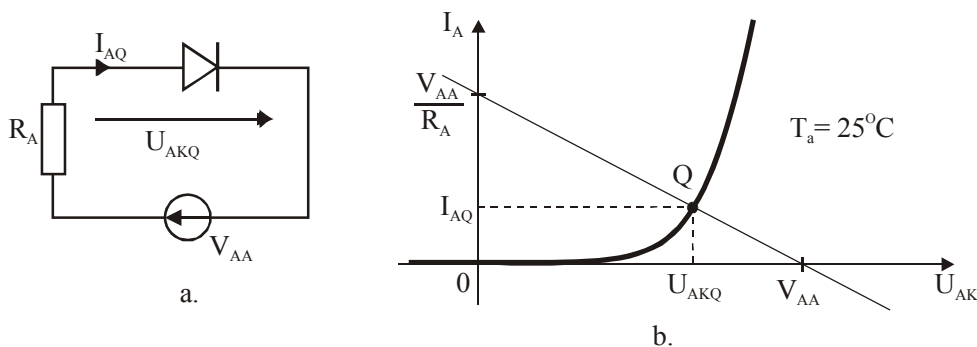


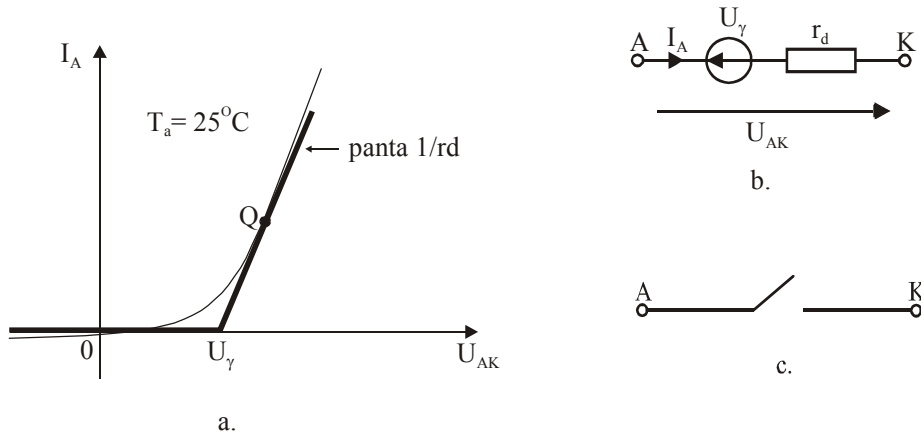
Fig. 1.1.4. a. Circuitul diodei; b. Determinarea grafică a p.s.f. Q

Dacă se trasează tangenta la grafic, în p.s.f. Q, caracteristica statică a diodei poate fi aproximată prin două semidrepte: semidreapta tangentă în Q și semidreapta suprapusă peste axa tensiunilor, cu originea în punctul  $(U_\gamma, 0)$ . Se admite, astfel, că o diodă polarizată direct se comportă ca o sursă de

tensiune continuă  $U_\gamma$ , în serie cu un rezistor  $r_d$  (fig. 1.1.5.b), iar o diodă polarizată invers se comportă ca un întrerupător deschis (fig. 1.1.5.c). Tensiunea  $U_\gamma$  se numește *tensiune de prag a diodei*. Rezistența  $r_d$ , dată de inversa pantei caracteristicii statice în punctul Q,

$$r_d = \frac{1}{\left. \frac{dI_A}{dU_{AK}} \right|_Q}, \quad (1.1.9)$$

este denumită *rezistență dinamică a diodei în conducție*. Atât  $U_\gamma$ , cât și  $r_d$  depind de parametrii constructivi ai diodei, de poziția p.s.f. și, evident, de temperatură. Astfel, dacă pentru diodele redresoare de mică putere, din Si,  $U_\gamma \cong 0,6V$ , pentru componentele de putere mare,  $U_\gamma \in (1..2)V$ .



a. *Fig. 1.1.5. a. Liniarizarea caracteristicii statice a diodei;*  
 b. *Modelul diodei în conducție;* c. *Modelul diodei blocate*

Adeseori, modelul liniar al diodei în conducție poate fi simplificat prin neglijarea fie a efectului sursei  $U_\gamma$ , fie a aceluia al rezistenței  $r_d$ . Modelele din fig. 1.1.5 sunt folosite în studiul circuitelor cu diode, atunci când regimul de funcționare al acestora este un regim static sau un regim variabil de semnal mare și frecvențe joase.

### b) Modele de semnal mic

În circuitele de procesare a semnalelor analogice, cum sunt unele divizoare de tensiune, detectoarele de semnal, dioda funcționează în regim de variații mici, în jurul unui punct Q de repaus (p.s.f.). Regimul variabil de semnal mic se suprapune întotdeauna peste un regim static ( $i_A = I_{AQ} + i_a$ ). Atunci când tensiunea de la bornele diodei suferă variații mici de frecvențe joase ( $\Delta u_{AK} = u_{ak}$ ), în jurul unei valori de repaus ( $U_{AKQ}$ ), caracteristica exponențială a diodei poate fi asimilată cu tangenta trasată în punctul Q de repaus. Astfel, poate fi stabilită o relație liniară între variația tensiunii anod-catod ( $u_{ak}$ ) și cea a curentului ( $i_a$ ):

$$i_a = \frac{u_{ak}}{r_d}. \quad (1.1.10)$$

Această dependență liniară apare dacă este îndeplinită *condiția de semnal mic*:

$$|u_{ak}(t)| \ll U_T \text{ pentru } \forall t. \quad (1.1.11)$$

În practică, această condiție devine  $|u_{ak}(t)| \leq 2,6mV$ . În (1.1.10),  $r_d$  este *rezistență dinamică* sau *diferențială a diodei*. Dacă p.s.f. Q este fixat pe ramura de caracteristică corespunzătoare regimului de conducție pronunțată, rezistența  $r_d$  are o valoare mică, iar dacă Q este fixat pe ramura de caracteristică corespunzătoare regimului de blocare,  $r_d$  are o valoare foarte mare.

Modelul matematic al diodei în regim variabil de semnal mic și frecvențe joase, exprimat prin relația (1.1.10), poate fi transpus direct în circuitul echivalent din fig. 1.1.6.a.

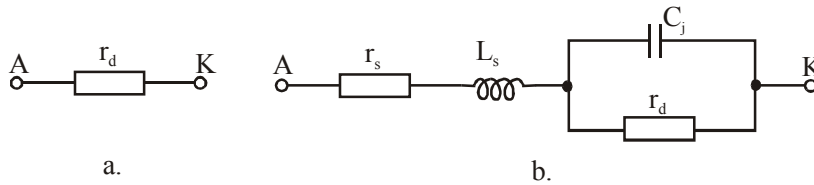


Fig. 1.1.6. Modele de semnal mic: **a.** pentru frecvențe joase;  
**b.** pentru frecvențe înalte

Când dioda funcționează într-un regim variabil de frecvențe înalte, modelul dispozitivului este cel din fig. 1.1.6.b, în care efectele inductivității serie  $L_s$  și rezistenței serie  $r_s$  pot fi neglijate. Ca urmare, dioda poate fi înlocuită cu un circuit echivalent, obținut prin punerea în paralel a rezistenței  $r_d$  cu capacitatea  $C_j$  a joncțiunii PN.  $C_j$  are valori foarte mici (zeci – sute de picofarazi) și este dată de suma dintre capacitatea de barieră ( $C_b$ ) și capacitatea de difuzie ( $C_d$ ).

## 1.2. Alte tipuri de diode

### a) Dioda cu capacitate variabilă

*Diodele cu capacitate variabilă* sau *varicap* sunt diode speciale, de mică putere, destinate acordului automat al unui circuit oscilant din circuite electronice oscilatoare, modulatori de fază și de frecvență și din anumite tipuri de amplificatoare și filtre. Efectul pe care se bazează construcția acestui tip de diode este acela de capacitate variabilă, comandată de tensiunea de polarizare inversă a joncțiunii PN. Simbolurile grafice utilizate pentru reprezentarea unei diode varicap evidențiază această proprietate a componentei (fig. 1.2.1).



Fig. 1.2.1. Simboluri grafice pentru dioda cu capacitate variabilă

Caracteristica statică a diodei varicap nu diferă ca alură de aceea a unei diode redresoare de aceeași putere. Pentru un p.s.f. fixat pe ramura caracteristicii din cadranul III (zona de blocare), capacitatea de barieră are expresia

$$C_b = \frac{C_{b0}}{\left(1 + \frac{U_{KA}}{U_0}\right)^2}, \quad (1.2.1)$$

fiind controlată de tensiunea inversă aplicată dispozitivului. Capacitatea joncțiunii,  $C_j \cong C_b$ , poate lua valori de la câțiva pF până la circa 100pF, în domeniul de variație al tensiunii inverse aplicate ( $\times 10V \div \times V$ ). Pentru creșterea capacității comandate pe cale electrică, pot fi utilizate mai multe diode identice, conectate în paralel.

### b) Dioda tunel

*Diodele tunel* sunt diode speciale, de mică putere, destinate oscilatoarelor de foarte înaltă frecvență. *Efectul tunel*, pe care se bazează construcția acestui tip de diode, se produce pentru tensiuni foarte mici de polarizare directă și inversă. Simbolurile grafice utilizate pentru reprezentarea unei diode tunel sunt date în fig. 1.2.2. Caracteristica statică a diodei tunel este net diferită de aceea a unei diode redresoare de aceeași putere (fig. 1.2.3.). Dioda tunel este un excelent

conductor atât pentru o polarizare directă, cât și pentru o polarizare inversă. O diodă cu o astfel de comportare nu poate fi folosită pentru redresarea unei tensiuni alternative.

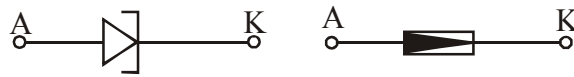


Fig. 1.2.2. Simboluri grafice pentru dioda tunel

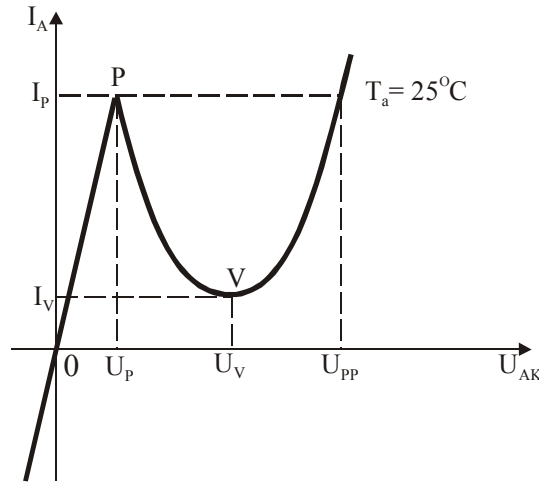


Fig. 1.2.3. Caracteristica statică a diodei tunel

Pentru o tensiune directă de polarizare, curentul prezintă două extreme: un maxim P ( $I_P$ ,  $U_P$ ) și un minim V ( $I_V$ ,  $U_V$ ). La tensiuni mici, apropiate de  $U_V$ , curentul direct este asigurat prin efect tunel, iar la tensiuni directe ridicate, curentul direct crește exponențial cu tensiunea aplicată, prin difuzia purtătorilor. Pe caracteristică, se observă o regiune de rezistență diferențială negativă, proprietate importantă a diodei tunel. Această regiune este porțiunea de caracteristică statică cuprinsă între cele două extreme P și V. Când dioda funcționează în regiunea P – V, modelul de semnal mic și frecvențe înalte este cel din fig. 1.1.6.b, în care rezistența  $r_d$  este înlocuită de o conductanță diferențială negativă  $g_j$ , al cărei modul are valori de ordinul  $\times 0,01\Omega^{-1}$ .

### c) Dioda stabilizatoare de tensiune

Diodele stabilizatoare de tensiune, denumite și diode Zener, sunt dispozitive electronice semiconductoare speciale din siliciu, destinate circuitelor de stabilizare a unei tensiuni la bornele unei sarcini, circuitelor de limitare a amplitudinii tensiunilor și de protecție a dispozitivelor etc.

Atunci când este polarizată invers, în zona de străpungeră, o astfel de diodă își menține tensiunea la borne aproape constantă, pentru o variație importantă a curentului invers ce o străbate. Tensiunea stabilizată  $U_Z$  poate avea valori de la câțiva volți, până la câteva sute de volți, în toată gama de puteri disipate. În fig. 1.2.4, sunt date trei simboluri grafice ce se utilizează pentru reprezentarea acestui tip de diode.

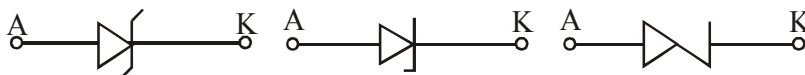


Fig. 1.2.4. Simbolurile grafice utilizate în reprezentarea diodelor stabilizatoare de tensiune

Comportarea diodei polarizate direct și invers (cu tensiuni inferioare tensiunii de străpungeră) poate fi descrisă cu ajutorul ecuației caracteristice a diodei redresoare. Caracteristica statică a unei diode stabilizatoare de tensiune este prezentată în fig. 1.2.5.

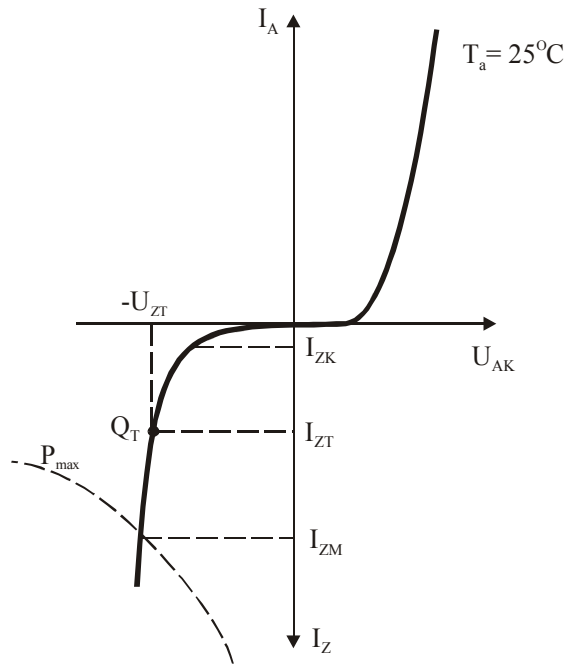


Fig.1.2.5. Caracteristica statică a unei diode stabilizatoare de tensiune

Tensiunea nominală de stabilizare,  $U_{ZT}$ , este valoarea absolută a tensiunii stabilizate (specificație de catalog, împreună cu toleranța), ce corespunde curentului invers  $I_{ZT}$ . Pe caracteristica statică a diodei, mărimile  $-U_{ZT}$  și  $I_{ZT}$  corespund p.s.f.  $Q_T$ . Zona utilă a caracteristicii statice este delimitată de valorile minimă ( $I_{ZK}$ ) și maximă ( $I_{ZM}$ ) ale curentului invers. La curenți mai mici decât  $I_{ZK}$ , nu mai este posibilă producerea străpunerii electrice a joncțiunii, iar pentru  $I_Z > I_{ZM}$ , sunt depășite valorile termice limită absolută.

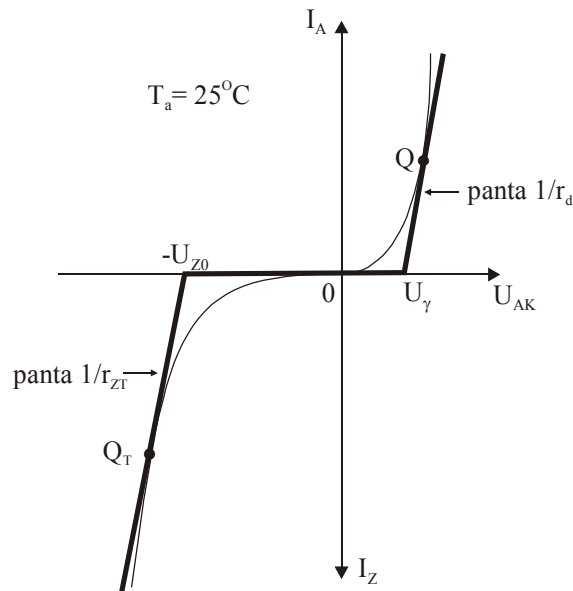


Fig. 1.2.6. Caracteristica statică liniarizată a unei diode stabilizatoare de tensiune

Tensiunea stabilizată este influențată de temperatură :

$$U_{ZT}(T) = (1 + \alpha_{VZ} \cdot \Delta T) \cdot U_{ZT}(T_0), \quad (1.2.2)$$

unde  $\alpha_{VZ}$  este *coeficientul de temperatură al tensiunii*  $U_{ZT}$ . Valoarea și semnul coeficientului  $\alpha_{VZ}$  depind de construcția diodei. Astfel, diodele cu  $U_{ZT} < 5V$  au  $\alpha_{VZ} < 0$ . Pentru diodele cu  $U_{ZT} > 8V$ ,  $\alpha_{VZ} > 0$ . Pentru  $U_{ZT} \in (5...8)V$ , coeficientul  $\alpha_{VZ}$  poate fi negativ sau pozitiv.

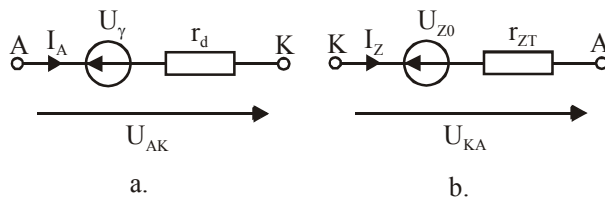


Fig. 1.2.7. Modelele liniare de semnal mare, cu circuit echivalent, ale unei diode stabilizatoare de tensiune: **a.** la polarizare directă ( $U_{AK} > U_\gamma$ ); **b.** la polarizare inversă ( $U_{KA} > U_{Z0}$ ).

Variații mici ale tensiunii în jurul valorii  $U_Z$  antrenează variații mari ale curentului invers. Această comportare a diodei la variații de frecvențe joase este caracterizată prin *rezistența dinamică* sau *diferențială*,

$$r_Z = \left. \frac{\Delta U_Z}{\Delta I_Z} \right|_{Q,T} \quad (1.2.3)$$

Caracteristica statică liniarizată pe porțiuni este prezentată în fig. 1.2.6, iar modelele liniare de semnal mare, cu circuit echivalent sunt cele din fig. 1.2.7.

### 1.3. Circuite cu diode

#### 1.3.1. Redresorul bialternanță în punte

*Redresorul* este un circuit capabil să convertească semnale periodice (tensiuni, curenți) cu valoare medie nulă, în semnale periodice cu valoare medie nenulă. În general, semnalele aplicate la intrarea circuitului redresor sunt semnale sinusoidale. Circuitele redresoare sunt convertoare c.a.-c.c. *Redresoarele monofazate* convertesc tensiunea unei singure faze a rețelei de c.a. într-o tensiune continuă. Funcția de redresare a unei tensiuni alternative este realizată în aproape toate sursele de alimentare cu tensiune continuă. Structura generală a unei surse de tensiune continuă (fig. 1.3.1), alimentată cu o tensiunea alternativă monofazată, conține următoarele blocuri:

- un transformator de rețea (TR), care convertește tensiunea rețelei într-o altă tensiune pur alternativă (sinusoidală), cu alți parametri;
- un circuit redresor (R);
- un filtru de netezire a undulațiilor (F), care micșorează pulsațiile tensiunii redresate;
- un stabilizator de tensiune continuă (ST), care oferă la ieșire o tensiune  $U_O$  aproximativ constantă.

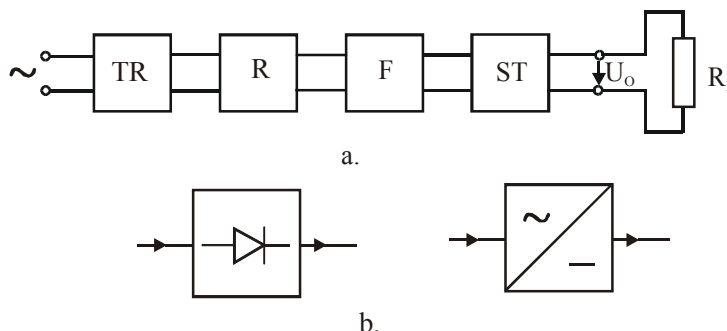


Fig. 1.3.1. **a.** Schema bloc a unei surse de alimentare cu tensiune continuă; **b.** Simbolurile grafice utilizate pentru reprezentarea unui circuit redresor.



În funcție de structură, circuitele redresoare cu diode pot converti o singură alternanță a tensiunii alternative sau ambele alternanțe. Din acest punct de vedere, rezultă o clasificare a redresoarelor monofazate, în: *redresoare monoalternanță* și *redresoare bialternanță*.

Pentru alegerea unor diode redresoare care să corespundă aplicației și pentru aprecierea calității procesului de conversie, se calculează următoarele mărimi și indicatori sau parametri de performanță:

- valoarea medie a tensiunii redresate ( $U_O$ ),
- valoarea medie a curentului redresat ( $I_O$ ),
- valoarea de vârf a curentului prin fiecare diodă în conducție ( $I_{om}$ ),
- valoarea efectivă a curentului redresat ( $I_{Oef}$  sau  $I_{Orms}$ ),
- valoarea de vârf a tensiunii inverse la bornele fiecărei diode blocate ( $U_{KAm}$ ),
- rezistența de ieșire a redresorului ( $R_o$ ),
- factorul de ondulație ( $r$ ),
- randamentul circuitului ( $\eta$ ).

Într-un circuit redresor, diodele trec periodic din starea de conducție în starea de blocare și invers, sub acțiunea tensiunii alternative de frecvență joasă (50 Hz), aplicată la intrare. În concluzie, diodele funcționând în regim variabil de semnal mare și de frecvență joasă, vor fi înlocuite cu modelele lor de semnal mare.

În redresoarele bialternanță, se procesează ambele alternanțe ale tensiunii de intrare. Există două configurații de redresoare bialternanță: redresorul cu transformator cu priză mediană și redresorul în punte. Varianta de redresor în punte este preferată din cauza simplității constructive a transformatorului, a tensiunii inverse maxime pe o diodă blocată și a posibilității de a alege o punte redresoare, realizată ca un circuit integrat. Prin conectarea a patru diode împerecheate, ca în fig. 1.3.2, se obține un redresor bialternanță în punte. În acest circuit, fiecare alternanță a tensiunii de intrare este procesată de două diode înseriate cu sarcina.

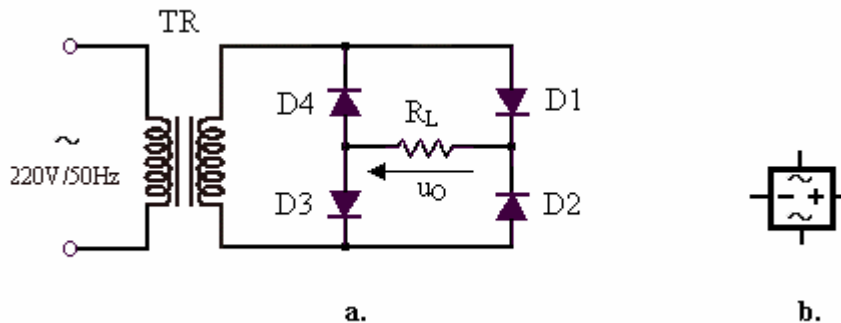


Fig. 1.3.2. **a.** Schema de principiu a redresorului bialternanță în punte;  
**b.** Reprezentarea simbolică a unei punți redresoare

Transformatorul de rețea reduce sau ridică tensiunea din secundar, față de tensiunea din primar. Rezistența totală a înfășurărilor transformatorului, reflectată în secundar, se notează cu  $r_T$ .

Analiza circuitului se bazează pe următoarele ipoteze:

- tensiunea din secundar are o amplitudine  $U_{sm} \gg 2U_\gamma$ , permițând neglijarea efectului tensiunii de prag a unei diode;
- rezistența totală de pierderi a circuitului este

$$R_o = r_T + 2r_d. \quad (1.3.1)$$

Pe durata alternanței pozitive a tensiunii din primar, diodele D1 și D3 sunt polarizate direct și conduc curentul  $i_{O1}$ , iar diodele D2 și D4 sunt blocate. În alternanța negativă a tensiunii de intrare, diodele D2 și D4 conduc curentul  $i_{O2}$ , iar diodele D1 și D3 sunt blocate. Circuitele echivalente ale redresorului bialternanță în punte, pe fiecare semiperioadă, se prezintă ca în fig.

1.3.3, iar formele de undă ale curenților prin cele două perechi de diode și a tensiunii redresate sunt arătate în fig. 1.3.4.

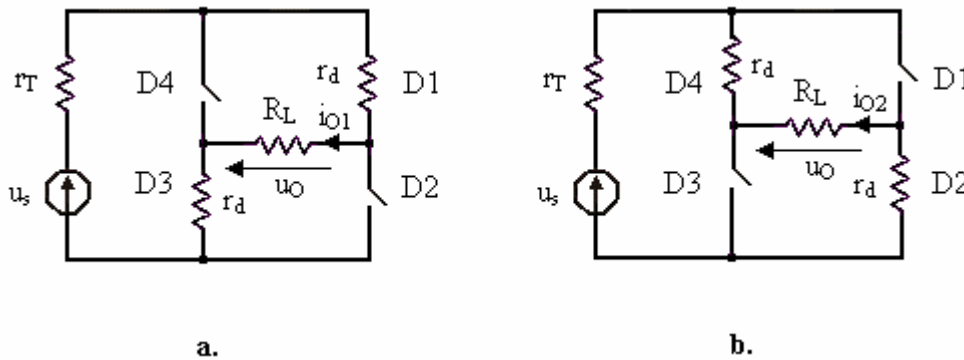


Fig. 1.3.3. Circuitele echivalente ale redresorului bialternanță în punte:  
**a.** pentru alternanța pozitivă; **b.** pentru alternanța negativă

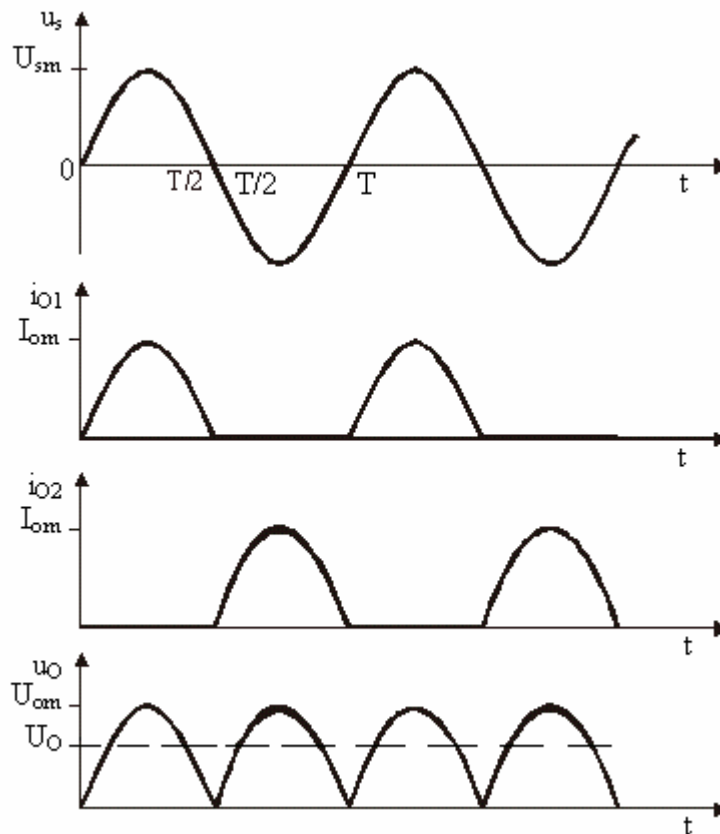


Fig. 1.3.4. Formele de undă ale curenților prin diode și tensiunii redresate

Valoarea de vârf a curențului direct printr-o diodă este

$$I_{om} = \frac{U_{sm}}{R_O + R_L} \quad (1.3.2)$$

Curentul redresat are o valoare efectivă

$$I_{Oef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_O^2(t) \cdot dt} = \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} \quad (1.3.3)$$

Tensiunea la ieșirea circuitului are aceeași formă de undă ca și curentul prin sarcina  $R_L$ , iar amplitudinea este

$$U_{om} = I_{om} \cdot R_L = \frac{U_{sm}}{1 + R_O / R_L}. \quad (1.3.4)$$

Curentul redresat  $i_O$  are valoarea medie,

$$I_O = \frac{1}{T} \int_0^T i_O(t) \cdot dt = \frac{2I_{om}}{\pi}, \quad (1.3.5)$$

iar valoarea medie a tensiunii de ieșire este

$$U_O = I_O \cdot R_L = \frac{2R_L \cdot I_{om}}{\pi} = \frac{2U_{om}}{\pi}. \quad (1.3.6)$$

Plecând de la ultima relație, în care se înlocuiesc  $U_{om}$  cu expresia (1.3.4) și  $R_L$  cu  $U_O/I_O$ , se obține ecuația caracteristicii de ieșire (externe) a redresorului bialternanță, de forma

$$U_O = \frac{2U_{sm}}{\pi} - I_O \cdot R_O. \quad (1.3.7)$$

Reprezentarea grafică a ecuației (1.3.7) este dată în fig. 1.3.5.a. Caracteristica externă poate fi transpusă direct, într-un circuit echivalent ca acela din fig. 1.3.5.b.

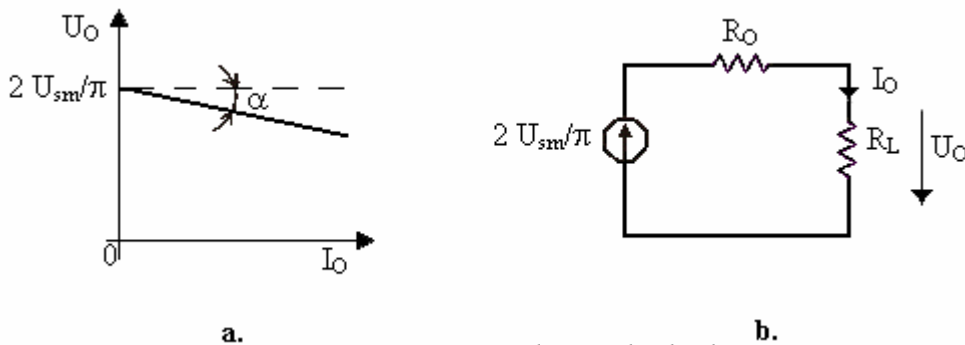


Fig. 1.3.5. **a.** Caracteristica externă a redresorului bialternanță în punte;  
**b.** Circuitul echivalent corespunzător caracteristicii externe.

Dacă ieșirea redresorului ar fi în gol ( $I_O=0$ ), valoarea medie a tensiunii de ieșire ar fi  $2U_{sm}/\pi$ . Rezistența  $R_O$  este rezistența de ieșire sau rezistența internă a circuitului redresor. Valoarea de vârf a tensiunii inverse la bornele unei diode blocate este practic  $U_{sm}$ .

Cele patru diode ale punții pot fi găsite și sub forma unor arii de diode conectate și realizate pe același strat semiconductor (punți redresoare integrate), în diverse variante, din punctul de vedere al valorilor limită absolută (curenți direcți și tensiuni inverse).

Factorul de ondulație sau de riplu este definit ca raportul dintre valoarea efectivă a componentei ondulatorii și valoarea medie a semnalului de ieșire (tensiunea redresată sau curentul redresat),

$$r = \frac{U_{oef}}{U_O} \text{ sau } r = \frac{I_{oef}}{I_O}. \quad (1.3.8)$$

Pentru un redresor bialternanță, factorul de ondulație are valoarea 0,482.

Randamentul circuitului redresor este definit ca raportul dintre puterea medie utilă la ieșire și puterea medie furnizată/absorbită la intrarea circuitului. În mod frecvent, acest raport care dă eficiența conversiei c.a.-c.c. este exprimat în procente,

$$\eta[\%] = 100 \frac{P_O}{P_I}, \quad (1.3.9)$$

iar pentru  $R_O \ll R_L$ , rezultă  $\eta_{max} \cong 80\%$ .

Pentru reducerea componentei ondulatorii a tensiunii redresate, se utilizează filtre pasive. În acest scop, se plasează un condensator în paralel cu sarcina (filtru capacitiv) sau o bobină în serie cu sarcina (filtru inductiv) sau o combinație bobină-condensator (filtru LC sau filtru  $\Gamma$ ), condensator-bobină-condensator (filtru în  $\Pi$ ) etc.

Schema de principiu a unui redresor în punte, cu filtru capacitiv, este dată în fig. 1.3.6. Acțiunea de filtrare se bazează pe proprietatea condensatorului de a înmagazina energie pe durata conducerii diodelor și de a restitui energie sarcinii, atunci când diodele sunt blocate. În acest mod, crește curentul mediu prin sarcină, iar ondulația se reduce.

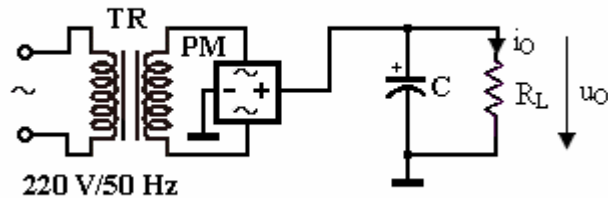


Fig. 1.3.6. Schema de principiu a redresorului în punte, cu filtru capacitiv

Un ciclu de funcționare al redresorului cu sarcină capacitivă conține două faze:

- faza de încărcare a condensatorului  $C$ , în care o pereche de diode este în conducție;
- faza de descărcare a condensatorului  $C$  pe rezistența de sarcină, în care toate diodele sunt blocate.

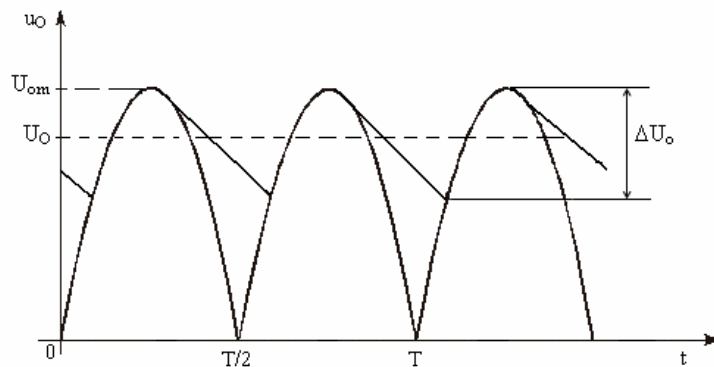


Fig. 1.3.7. Forma de undă a tensiunii de ieșire a redresorului cu filtru capacitiv

Factorul de ondulație al ansamblului redresor-filtru capacitiv este

$$r = \frac{U_{oef}}{U_O} \cong \frac{\Delta U_O}{2\sqrt{3} \cdot U_O} = \frac{I_O}{4\sqrt{3} \cdot f \cdot C \cdot R_L} \quad (1.3.10)$$

Cu cât  $R_L$  și  $C$  sunt mai mari, cu atât acțiunea de filtrare este mai accentuată și, deci, ondulația va fi mai redusă. Prin urmare, un filtru cu condensator este eficient la curenți slabi prin sarcină.

### 1.3.2. Stabilizatorul parametric de tensiune continuă

*Stabilizatoarele de tensiune continuă* sunt circuite electronice capabile să furnizeze la ieșire o tensiune continuă cu un nivel cvasiconstant, atunci când tensiunea de alimentare, curentul prin sarcină și temperatura mediului ambiant au variații precizate.

Configurația celui mai simplu stabilizator de tensiune continuă (fig. 1.3.8.a) conține o diodă stabilizatoare de tensiune (DZ) și un rezistor ( $R$ ), circuitul fiind alimentat de la o sursă de tensiune continuă ( $U_S$ ). Dioda DZ este polarizată invers de tensiunea  $U_S$  de alimentare, care provine de la un redresor cu filtru sau de la alt circuit stabilizator. Se presupune că sursa de alimentare este ideală (rezistența internă este nulă). Tensiunea de ieșire are un nivel cvasiconstant, atât timp cât variațiile

tensiunii de alimentare, curentului prin sarcină și temperaturii mediului ambiant nu deplasează punctul de funcționare al diodei în afara regiunii de stabilizare.

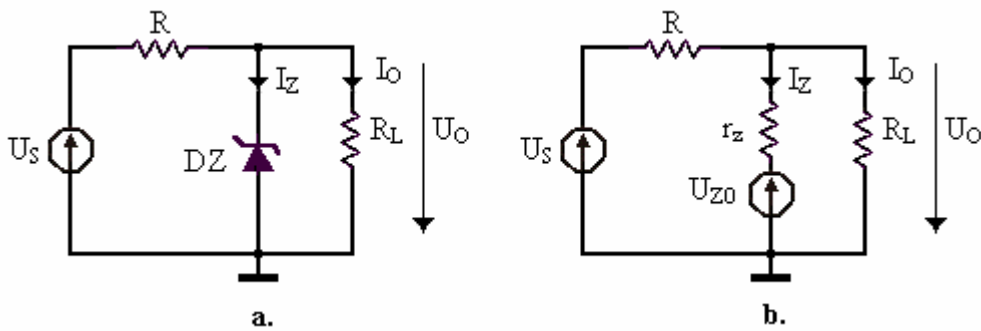


Fig. 1.3.8. a. Schema de principiu a stabilizatorului parametric de tensiune continuă.  
 b. Circuitul echivalent de c.c. al stabilizatorului.

Stabilizarea tensiunii de ieșire în acest tip de circuit se bazează pe următoarea proprietate a diodei \$DZ\$: la polarizare inversă, dioda își menține tensiunea la borne aproape constantă, atât timp cât curentul \$I\_Z \in [I\_{ZK}, I\_{ZM}]\$. Punctul nominal de funcționare, \$Q (I\_{ZQ}, U\_{ZQ})\$, corespunde valorilor nominale ale tensiunii de alimentare, curentului prin sarcină și temperaturii mediului ambiant (\$U\_s\$, \$R\_L\$ și \$T\_a\$). Prin înlocuirea diodei cu modelul de semnal mare, se obține circuitul echivalent de c.c. al stabilizatorului, din fig. 1.3.8.b. Din acest circuit, rezultă tensiunea de ieșire, de forma

$$U_O = \frac{r_z // R_L}{R + r_z // R_L} U_s + \frac{R // R_L}{r_z + R // R_L} U_{Z0}. \quad (1.3.11)$$

Expresia 1.3.11 arată că tensiunea de ieșire este sensibilă la variațiile tensiunii de alimentare, rezistenței de sarcină și temperaturii.

Pentru explicarea funcționării circuitului, se studiază, pe rând, efectul variației unei singure mărimi dintre acelea care influențează tensiunea de ieșire a stabilizatorului. În acest scop, se va urmări deplasarea punctului de funcționare, pe caracteristica statică a diodei, provocată de variația tensiunii de alimentare (\$T\_a = \text{ct.}\$), de variația curentului prin sarcină sau de variația temperaturii mediului ambiant. Aplicând teoremele lui Kirchhoff circuitului din fig. 1.3.8.a, se obține

$$U_s = R \cdot I_Z + (1 + R/R_L) \cdot U_{KA}. \quad (1.3.12)$$

Relația 1.3.12 reprezintă *ecuația dreptei de sarcină statică* (\$\Delta\$) a circuitului. În fig. 1.3.9, este trasată dreapta (\$\Delta\$) în planul caracteristicii statice a diodei, pentru valorile nominale ale tensiunii de alimentare, rezistenței de sarcină și temperaturii mediului ambiant.

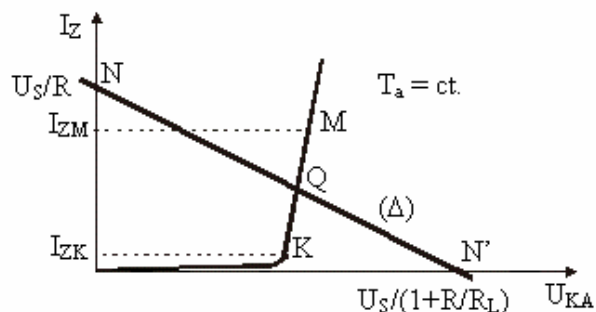


Fig. 1.3.9. Poziția dreptei de sarcină pentru valorile nominale ale parametrilor \$U\_s\$, \$R\_L\$ și \$T\_a\$

Se consideră, pe rând, variațiile celor trei mărimi (\$U\_s\$, \$R\_L\$ și \$T\_a\$) și se apreciază modificările de poziție ale dreptei de sarcină. Considerând tensiunea de ieșire a stabilizatorului ca o funcție de

cele trei variabile independente,  $U_O = f(U_S, I_O, T)$ , variația totală a tensiunii de ieșire a stabilizatorului poate fi exprimată prin relația

$$\Delta U_O = \frac{\partial U_O}{\partial U_S} \cdot \Delta U_S + \frac{\partial U_O}{\partial I_O} \cdot \Delta I_O + \frac{\partial U_O}{\partial T} \cdot \Delta T. \quad (1.3.13)$$

Ecuția 1.3.13 conține trei indicatori de performanță ai stabilizatorului prezentat, care sunt:

- *coeficientul (factorul) de stabilizare*, definit prin relațiile

$$\frac{1}{S_0} = \frac{\partial U_O}{\partial U_S} \text{ sau } \frac{1}{S_0} \cong \frac{\Delta U_O}{\Delta U_S} \Big|_{I_O=ct; T=ct}; \quad (1.3.14)$$

- *rezistența de ieșire a stabilizatorului*,

$$R_O = -\frac{\partial U_O}{\partial I_O} \text{ sau } R_O \cong -\frac{\Delta U_O}{\Delta I_O} \Big|_{U_S=ct; T=ct}; \quad (1.3.15)$$

- *coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate*,

$$K_T = \frac{\partial U_O}{\partial T} \text{ sau } K_T \cong \frac{\Delta U_O}{\Delta T} \Big|_{U_S=ct; I_O=ct}. \quad (1.3.16)$$

Cu cât  $S_0$  este mai mare, cu atât variația tensiunii de alimentare are un efect mai mic asupra ieșirii. Cu cât  $R_O$  este mai mică, cu atât tensiunea de ieșire va fi mai puțin sensibilă la variația curentului prin sarcină. În fine, coeficientul de temperatură măsoară influența temperaturii asupra tensiunii de ieșire. Folosind definițiile celor trei indicatori de performanță ai unui stabilizator de tensiune, relația 1.3.13 de estimare a variației totale a tensiunii de ieșire poate fi pusă sub forma

$$\Delta U_O = \frac{1}{S_0} \cdot \Delta U_S - R_O \cdot \Delta I_O + K_T \cdot \Delta T. \quad (1.3.17)$$

Coeficientul  $S_0$  și rezistența  $R_O$  de ieșire pot fi determinați din circuitul echivalent al stabilizatorului, în ipoteza unor variații mici și lente ale tensiunii de alimentare și curentului prin sarcină, în jurul valorilor nominale. Pentru calculul coeficientului de temperatură al tensiunii de ieșire, se folosește relația de definiție a coeficientului  $\alpha_{VZ}$ . Se obține, astfel,

$$K_T = \alpha_{VZ} \cdot U_{ZT}(T_{a \min}). \quad (1.3.18)$$

O valoare mai mică a coeficientului de stabilizare ar putea fi obținută prin conectarea în cascadă a două sau mai multe stabilizatoare simple. Valori îmbunătățite ale celor trei indicatori de performanță ai unui stabilizator de tensiune continuă se obțin în circuitele integrate stabilizatoare de tensiune.

### 1.3.3. Limitatoare de amplitudine

*Limitatoarele de amplitudine* realizează funcția de limitare a tensiunii de ieșire la o valoare prescrisă. Astfel de circuite sunt utilizate pentru schimbarea formei semnalelor și pentru protecția dispozitivelor electronice de putere, a intrărilor sau a ieșirilor circuitelor electronice, a aparatelor electronice de măsurare. Pentru realizarea limitatoarelor de amplitudine, se folosesc diode redresoare și/sau stabilizatoare de tensiune. În funcție de tipul și de numărul diodelor din structură, circuitul va avea un număr de praguri de limitare, respectiv niveluri de limitare. După numărul pragurilor și al nivelurilor de limitare, aceste circuite electronice se clasifică în:

- limitatoare de amplitudine *cu un prag și un nivel de limitare* (unilaterale);
- limitatoare de amplitudine *cu două praguri și două niveluri de limitare* (bilaterale), *simetrice* sau *asimetrice*.

Analiza unui limitator de amplitudine urmărește determinarea caracteristicii de transfer a circuitului,  $u_O=f(u_I)$ , și se bazează pe următoarele ipoteze:

- tensiunea de intrare are o variație oarecare în timp, lentă (semnal mare, de frecvență joasă), ipoteză care va permite utilizarea modelelor de semnal mare ale diodelor;

- ieșirea circuitului este în gol.

### a) Limitator unilateral cu diodă redresoare

Circuitul din fig. 1.3.10.a este un limitator de amplitudine, cu un prag și un nivel de limitare, realizat cu o diodă redresoare și un rezistor serie. Tensiunea de ieșire a circuitului este tensiunea de la bornele diodei ( $u_o = u_{AK}$ ). Atunci când tensiunea de intrare este pozitivă și  $u_i > U_\gamma$ , dioda este în conducție. Din circuitul echivalent al limitatorului, dat în fig. 1.3.10.b, se obține

$$u_o = \frac{r_d}{R + r_d} \cdot u_i + \frac{R}{R + r_d} \cdot U_\gamma. \quad (1.3.19)$$

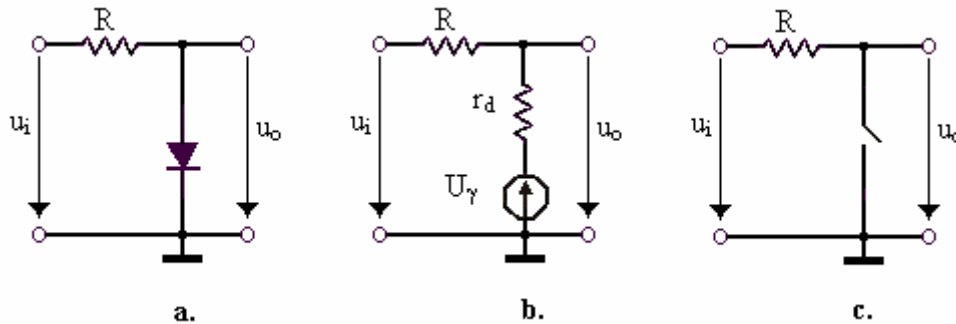


Fig. 1.3.10. Limitator cu o diodă redresoare. a. Schemă de principiu. Circuite echivalente: b. diodă în conducție; c. diodă blocată

Dacă  $R \gg r_d$ , se obține  $u_o \cong U_\gamma$ . Atunci când  $u_i \leq U_\gamma$ , dioda este blocată (fig. 1.3.10.c) și tensiunea de ieșire urmărește tensiunea de intrare ( $u_o = u_i$ ).

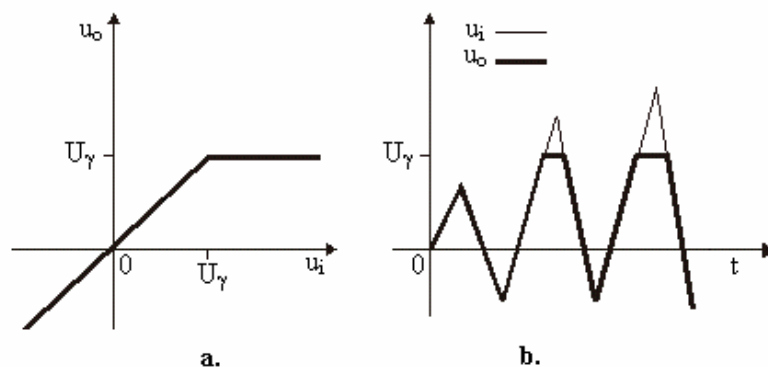


Fig. 1.3.11. a. Caracteristica de transfer a limitatorului de amplitudine din fig. 1.3.10.a. b. Formele de undă ale tensiunilor de intrare și de ieșire

Reprezentarea grafică din fig. 1.3.11.a evidențiază pragul de limitare ( $U_{ip}$ ) și nivelul de limitare ( $U_{ol}$ ) ale circuitului:  $U_{ip} = U_{ol} = U_\gamma$ . În fig. 1.3.11.b, este reprezentată forma de undă a tensiunii de ieșire, pentru o variație precizată a tensiunii de intrare. Alte configurații de limitatoare unilaterale pot fi obținute prin inversarea locului diodei cu rezistorul R și/sau prin introducerea unei surse de tensiune continuă în serie cu dioda.

### b) Limitator bilateral cu o diodă stabilizatoare de tensiune

Limitatoarele bilaterale pot fi realizate cu diode redresoare (interconectând două limitatoare unilaterale) sau cu diode stabilizatoare de tensiune. Structura stabilizatorului parametric cu diodă poate să funcționeze ca limitator bilateral de amplitudine, dacă tensiunea continuă de alimentare este înlocuită cu un semnal bipolar de intrare (fig. 1.3.12).

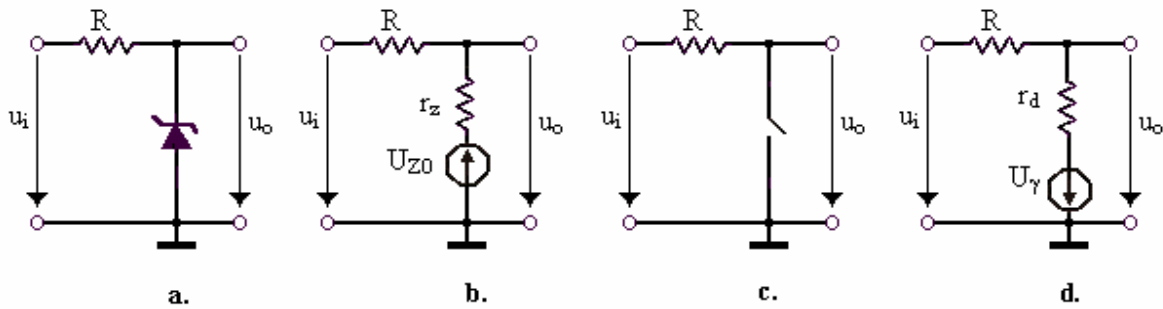


Fig. 1.3.12. Limitator bilateral cu o diodă stabilizatoare de tensiune.  
**a.** Schemă de principiu. **b,c,d.** Circuite echivalente: **b.** diodă în regim de stabilizare a tensiunii; **c.** diodă blocată; **d.** diodă în conducție directă

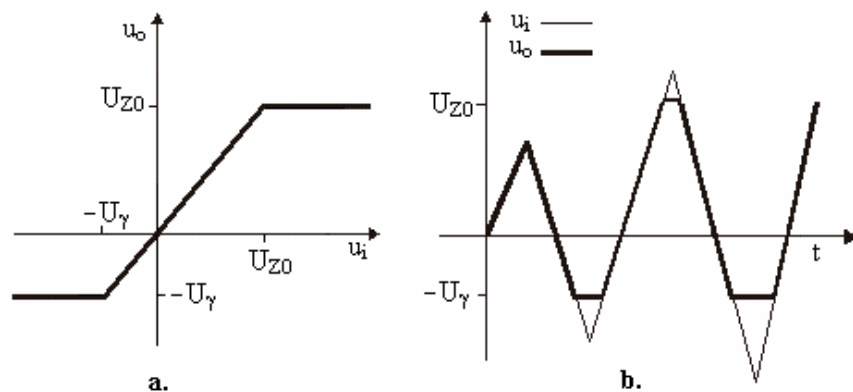


Fig. 1.3.13. **a.** Caracteristica de transfer a limitatorului bilateral asimetric; **b.** Formele de undă ale tensiunilor de intrare și de ieșire

Din analiza circuitului, rezultă că:

- pentru  $u_i > U_{Z0}$ , dioda stabilizează tensiunea de la borne (circuitul echivalent din fig. 1.3.12.b) și se obține

$$u_o = \frac{r_z}{R + r_z} \cdot u_i + \frac{R}{R + r_z} \cdot U_{Z0} \cong U_{Z0}; \quad (1.3.20)$$

- atunci când  $-U_\gamma \leq u_i \leq U_{Z0}$ , nici un curent nu circulă prin diodă (circuitul echivalent din fig. 1.3.12.c) și tensiunea de ieșire urmărește tensiunea de intrare,

$$u_o = u_i; \quad (1.3.21)$$

- atunci când  $u_i < -U_\gamma$ , dioda este în conducție directă (circuitul echivalent din fig. 1.3.12.d) și tensiunea de ieșire este

$$u_o = \frac{r_d}{R + r_d} \cdot u_i - \frac{R}{R + r_d} \cdot U_\gamma \cong -U_\gamma. \quad (1.3.22)$$

Caracteristica de transfer, reprezentată în fig. 1.3.13.a, arată că circuitul studiat realizează funcția de limitator bilateral cu praguri și niveluri asimetrice de limitare:  $U_{ip1} = U_{ol1} = U_{Z0}$  și  $U_{ip2} = U_{ol2} = -U_\gamma$ . Pentru scăderea celui de-al doilea prag și, respectiv, nivel de limitare, se introduce o a doua diodă stabilizatoare de tensiune, în serie și în opoziție cu prima diodă.

----- \* -----