

CAP. 2 DIODE SEMICONDUCTOARE ȘI APLICAȚII

2.1 NOȚIUNI FUNDAMENTALE DESPRE DIODE

Dioda semiconductoră (sau mai simplu, dioda) are la bază o joncțiune pn , joncțiune care se formează la contactul unei regiuni p cu o regiune n a aceluiași cristal semiconductor.

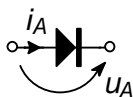


Fig. 2.1. Simbolul și mărimile electrice asociate diodei; Sensul săgeții indică sensul de circulație al curentului prin diodă.

Simbolul diodei din figura 2.1 este în esență o săgeată orientată de la zona p la zona n a semiconductorului, săgeată care arată sensul de referință al tensiunii și a curentului prin diodă.

Proprietatea principală a diodei este **conducția unilaterală**; dioda permite trecerea curentului în sensul săgeții și blochează curentul în celălalt sens.

Terminalul pozitiv al diodei (cel cu săgeată, zona p) se numește **anod**, iar cel negativ **catod**. În cazul diodelor de mică putere, catodul este marcat cu o bandă sau un grup de benzi colorate mai apropiate de catod,. Experimental, curentul iese din diodă prin terminalul marcat cu bandă (catodul diodei).

Proprietatea principală a diodei este pusă în evidență prin intermediul conceptului de diodă ideală.

2.1.1 Dioda ideală

Dioda ideală este un element neliniar de circuit cu simbolul și caracteristica statică din figura 2.2.

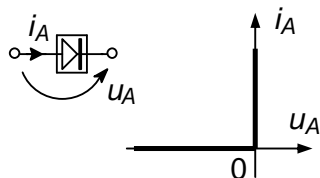


Fig. 2.2. Simbolul și caracteristica statică a diodei ideale;

Dioda ideală este un element (ideal) de circuit, cel mai simplu model al diodei, cu tensiunea nulă în conducție și curent nul în blocare.

Caracteristica statică este mulțimea (sau locul geometric al) punctelor statice de funcționare. Prin punct static de funcționare (psf) se înțelege punctul (din planul caracteristicii statice) definit de valoarea mărimilor electrice măsurate în curent continuu (cc) la bornele diodei (perechi curent-tensiune). Caracteristica statică a diodei ideale este neliniară și constă din două semidrepte în unghi de 90° care se întâlnesc în origine.

Comportarea diodei ideale poate fi descrisă analitic cu ecuațiile:

$$\begin{cases} i_A = 0 & \text{pentru } u_A < 0 & \text{(comutator deschis)} & \text{---} \circ \nearrow \circ \text{---} \\ u_A = 0 & \text{pentru } i_A > 0 & \text{(comutator închis)} & \text{---} \circ \rightarrow \circ \text{---} \end{cases} \quad (2.1).$$

Funcționarea diodei ideale poate fi explicată pe baza ecuațiilor de mai sus.

- Dacă se aplică diodei o tensiune negativă (față de direcția de referință) atunci prin diodă nu circulă nici un curent, dioda ideală se comportă ca o întrerupere de circuit și se spune că este polarizată invers. **În polarizare inversă**, curentul printr-o diodă ideală este nul și **dioda este blocată**.
- Dacă se aplică diodei un curent pozitiv (față de direcția de referință) căderea de tensiune pe diodă este nulă. În acest caz, numit **polarizare directă**, dioda ideală se comportă ca un scurt-circuit; **dioda este** în conducție sau **deschisă**.

Datorită modului de comportare a diodei, circuitul exterior acesteia trebuie să asigure limitarea curentului prin dioda în conducție și limitarea tensiunii inverse pe dioda blocată.

Oricare dintre modurile de descriere a diodei (prin caracteristica statică, prin ecuații sau prin analiza funcționării) reprezintă un model al diodei ideale.

În cazul unei diode reale curentul în blocare este nenul, dar foarte mic (cu valori uzuale de nanoamperi până la microamperi) iar căderea de tensiune în conducție este destul de mică (mai mică de 1V). Dacă valorile foarte mici ale curentului invers (pentru dioda blocată) pot fi considerate zero pentru majoritatea aplicațiilor practice, în schimb căderea de tensiune directă (pentru dioda în conducție) poate fi considerată ca fiind nulă (modelul diodei ideale) doar la o analiză de principiu a unui circuit sau dacă tensiunile din circuit sunt mult mai mari decât 1V. Pentru a ține cont și de căderea de tensiune care apare pe diodă în conducție se introduce un model mai complex al diodei, respectiv modelul diodei cu tensiune de prag.

2.1.2 Dioda cu tensiune de prag

Cea mai simplă modalitate de a ține seama de căderea de tensiune care apare pe diodă în conducție este considerarea unei surse de tensiune constantă U_D în serie cu dioda ideală. Circuitul echivalent și caracteristica statică a acestui model al diodei, numit model cu tensiune de prag, sunt prezentate în figura 2.3.

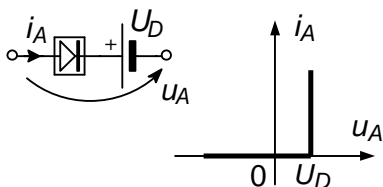


Fig. 2.3. Simbolul și caracteristica statică a diodei cu tensiune de prag.

Cel mai utilizat model al diodei, cu tensiunea constantă în conducție și curent nul în blocare.

Sursa de tensiune din schema echiv. nu poate furniza energie în exterior datorită diodei ideale, care nu permite trecerea curentului de la sursă spre circuitul extern.

Comportarea diodei cu tensiune de prag poate fi descrisă și analitic:

$$\begin{cases} i_A = 0 & \text{pentru } u_A < U_D \\ u_A = U_D & \text{pentru } i_A > 0 \end{cases} \quad (2.2).$$

Conform acestor ecuații:

- curentul prin diodă este nul dacă tensiunea este mai mică decât tensiunea de prag U_D (dioda blocată);
- tensiunea pe diodă are o valoare constantă dacă prin diodă circulă un curent (dioda în conducție).

Dacă se trasează experimental caracteristica statică a diodei, se pot constata următoarele:

- pentru o tensiune directă mai mică decât tensiunea de deschidere (circa 0,5V la dioda cu siliciu) curentul prin diodă are valori scăzute, apropiate de zero;
- pentru variații destul de mari ale curentului prin diodă (de la mA la sute de mA), tensiunea pe diodă se modifică puțin ($U_D=0,6\dots0,8V$ la dioda cu siliciu).

Ținând seama de aceste valori ale tensiunii, se consideră că tensiunea pe dioda în conducție are o valoare constantă, de exemplu $U_D=0,7V$ la siliciu. S-au prezentat valorile măsurate pentru dioda cu siliciu deoarece este dioda cea mai utilizată în practică.

Modelul diodei cu tensiune de prag poate fi utilizat în aproape toate cazurile practice. Ca metodă de analiză a circuitelor cu diode este de preferat adesea analiza funcționării circuitului considerând inițial modelul diodei ideale, pentru a pune în evidență ceea ce este esențial și apoi se analizează circuitul cu ajutorul modelului cu tensiune de prag. Cea de-a doua analiză este mai exactă, dar evident mai complicată și de aceea este posibil să se scape din vedere aspectele fundamentale ale funcționării circuitului.

Referitor la analiza unui circuit care include un dispozitiv cu o caracteristică liniarizată pe porțiuni se impun câteva precizări metodologice. Dacă semnalul aplicat dispozitivului intersectează doar una dintre porțiunile liniare, atunci dispozitivul poate fi considerat un element liniar; dacă însă semnalul trece prin punctul de frângere a caracteristicii, atunci analiza liniară a circuitului respectiv nu mai este posibilă. Pentru analiza circuitului în acest caz, se determină mai întâi nivelul semnalului la care are loc trecerea dintr-o regiune liniară în alta și apoi se analizează separat comportarea circuitului pentru fiecare porțiune liniară.

2.2 APLICAȚII ALE DIODELOR REDRESOARE

Redresoarele transformă energia de ca în energie de cc și pot fi utilizate ca circuite de conversie a puterii electrice sau ca circuite de prelucrare a semnalelor.

2.2.1 Redresorul monoalternanță

Redresorul monoalternanță este compus dintr-o simplă diodă conectată în serie între sursa de tensiune alternativă și sarcină ca în figura 2.4. Se analizează cazul sarcinii rezistive, R .

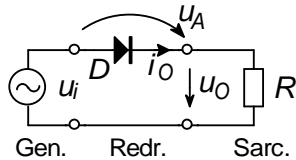


Fig. 2.4. Redresorul monoalternanță - dioda D ; Circuitul include sursa de tensiune la intrare și sarcina la ieșirea redresorului.

Cazul diodei ideale

Dacă se consideră dioda ca fiind ideală, atunci în timpul alternanței pozitive a tensiunii de intrare dioda va fi polarizată direct și va permite trecerea unui curent dinspre sursă spre sarcină. Căderea de tensiune pe dioda ideală deschisă va fi nulă și tensiunea pe sarcină va fi egală cu tensiunea sursei. În timpul alternanței negative a semnalului de intrare, tensiunea pe diodă va fi negativă, dioda (polarizată invers) va fi blocată și nu va permite trecerea curentului de la sursă spre sarcină. Formele de undă ale tensiunilor sunt prezentate în figura 2.5. Tensiunea de ieșire, u_o (u_o (ideal) în figură) are o valoare medie nenulă (componentă de curent continuu). Pentru o tensiune de intrare sinusoidală, $u_i = \sqrt{2} \cdot U_i \cdot \sin \omega t$, valorile medii ale tensiunii și curentului la ieșire sunt:

$$U_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} \cdot U_i \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} \cdot U_i}{\pi}, \quad I_o = \frac{U_o}{R} \quad (2.3).$$

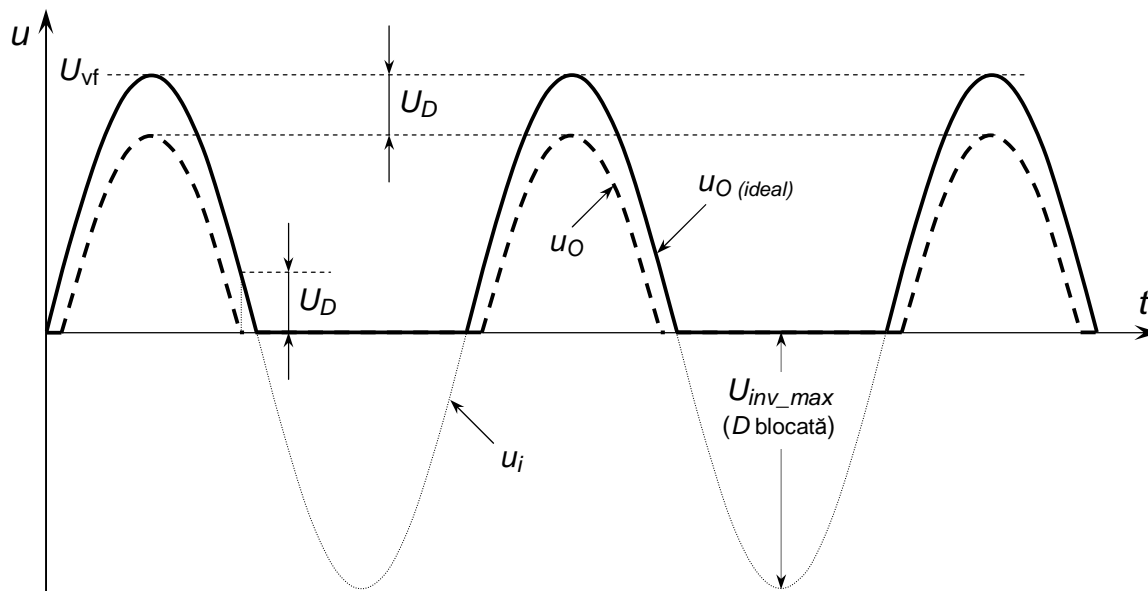


Fig. 2.5. Formele de undă pentru redresorul monoalternanță.

Dioda utilizată trebuie să suporte curentul direct I_o și tensiunea inversă

$U_{inv_max} = \sqrt{2} \cdot U_i = U_{vf}$; tensiunea maximă care apare pe dioda blocată este egală cu tensiunea de vârf a alternanței negative. Parametrii de catalog ai diodei: I_F (indicele provine de la cuvântul englez „forward” tradus prin „direct”) și V_{RRM} (reverse repetitive maximum voltage – tensiune inversă repetitivă maximă) trebuie să fie acoperitori față de valorile din circuit:

$$I_F \geq I_O, \quad V_{RRM} \geq \sqrt{2} \cdot U_i \quad (2.4).$$

Rezultatele obținute cu modelul diodei ideale sunt suficient de corecte pentru tensiuni redresate mari, de ordinul zecilor de volți. Dacă tensiunea redresată are valori mici (mai mici decât circa 10V) atunci erorile introduse de modelul diodei ideale sunt în general inacceptabile și se analizează circuitul considerând și căderea de tensiune pe diodă.

Efectul tensiunii de prag

Căderea de tensiune pe dioda în conducție U_D se va considera constantă, conform modelului diodei cu tensiune de prag. Dioda este în conducție pentru o tensiune de intrare mai mare decât tensiunea de prag, condiție din care se poate calcula unghiul de conducție al diodei, α :

$$u_i \geq U_D, \quad \sqrt{2} \cdot U_i \sin \alpha = U_D \Rightarrow \alpha = \arcsin \frac{U_D}{\sqrt{2} \cdot U_i} \quad (2.5).$$

Forma de undă a tensiunii la ieșirea redresorului este reprezentată cu linie întreruptă în figura 2.5. În conducție, tensiunea instantanee de ieșire este: $u_O = u_i - u_A = u_i - U_D$, iar tensiunea medie la ieșire se calculează prin integrarea tensiunii de ieșire pe o perioadă:

$$U_O = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (\sqrt{2} \cdot U_i \sin \omega t - U_D) d\omega t = \frac{\sqrt{2} \cdot U_i}{\pi} \cos \alpha - U_D \frac{\pi - 2\alpha}{2\pi} \quad (2.6).$$

Dacă $\alpha \ll \pi$, ceea ce înseamnă $U_D \ll U_i$, atunci ecuația precedentă se poate simplifica:

$$U_O \cong \frac{\sqrt{2} \cdot U_i}{\pi} - \frac{U_D}{2} \quad (2.7).$$

Exemplu

Să se determine tensiunea medie la ieșirea redresorului monoalternanță, calculată cu modelul diodei ideale și cu modelul diodei cu tensiune de prag ($U_D=0,7V$), pentru o tensiune sinusoidală de intrare cu valoarea de vârf de 5V și de 10V. Să se compare rezultatele obținute prin diferite metode.

Rezultatele calculelor sunt prezentate în tabelul următor. Pentru a evidenția cât mai exact erorile datorate diferitelor metode de calcul s-au calculat 4 cifre

semnificative. În practică, o astfel de precizie a calculelor nu se justifică datorită aproximărilor inerente dintr-un circuit concret, unde apar erori de cel puțin câteva procente (la exemplul prezentat eroarea tensiunii U_D poate fi de circa 0,1V iar tensiunea de intrare poate avea o eroare tipică de 5%).

$\sqrt{2} \cdot U_i$	U_O , rel.(2.6)	U_O , rel.(2.7)	ε_1 (%)	U_O , rel.(2.3)	ε_2 (%)
5 V	1,257 V	1,242 V	-1,24	1,592 V	+26,6
10 V	2,841 V	2,833 V	-0,28	3,183 V	+12

Erorile de calcul s-au considerat față de tensiunea U_O calculată cu relația (2.6). Se constată că erorile de calcul sunt mai mici dacă tensiunile din circuit sunt mai mari. Erorile ε_2 introduse cu modelul diodei ideale în cazul unor tensiuni mici sunt inacceptabile. Pentru tensiuni mai mari de 10V erorile sunt mai mici de 12% și pot fi acceptate uneori. Erorile ε_1 datorate relației simplificate de la modelul diodei cu tensiune de prag sunt mici și de aceea, în practică, nu se justifică utilizarea relației exacte (care presupune calcule trigonometrice).

2.2.2 Redresorul cu transformator

La circuitele de alimentare se utilizează adesea un transformator la intrare ca în figura 2.6. Înfășurarea primară a transformatorului este conectată la sursa de tensiune alternativă (de obicei rețeaua de ca) și înfășurarea secundară la redresor. Transformatorul permite modificarea tensiunii la intrarea redresorului în funcție de necesități și izolează electric sursa de energie de redresorul propriu-zis. Este vorba de așa-numita izolare galvanică (fără legătură directă între circuite) care reduce pericolul de electrocutare în cazul alimentării de la rețeaua de ca.

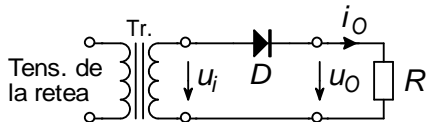


Fig. 2.6. Redresorul monoalternanță cu transformator (Tr.).

La un transformator fără sarcină (cu ieșirea în gol), tensiunea de ieșire u_{20} (de la înfășurarea secundară) depinde de raportul numărului de spire și de tensiunea din primar (de la rețea) u_1 conform relației:

$$u_{20} = \frac{n_2}{n_1} \cdot u_1 \quad (2.8),$$

n_1 și n_2 fiind numărul de spire al înfășurării primare, respectiv secundare.

La conectarea sarcinii, tensiunea din secundar scade datorită rezistenței înfășurărilor și datorită inductanțelor de pierderi. Într-o primă aproximație se poate neglija această modificare a tensiunii. La un calcul mai precis se ține seama de rezistența înfășurărilor. Dacă transformatorul este solicitat în limite normale, atunci se pot neglija inductanțele de pierderi iar rezistența echivalentă R_{tr} a

transformatorului (privită în secundar) permite calculul tensiunii secundare u_2 conform legii lui Ohm:

$$R_{tr} = r_2 + r_{1e} = r_2 + r_1 \cdot \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2, \quad u_2 = u_{20} - i_2 \cdot R_{tr} \quad (2.9).$$

Schema echivalentă a transformatorului, conformă cu aceste ecuații, este prezentată în figura 2.7.b.

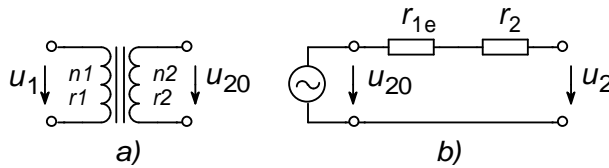


Fig. 2.7. Transformatorul în gol (cu parametrii înfășurărilor) și schema echivalentă în sarcină.

Curentul continuu I_0 care circulă prin înfășurarea secundară a transformatorului, în cazul redresorului monoalternanță, conduce la înrăutățirea condițiilor de funcționare ale transformatorului și la reducerea randamentului energetic (raportul între energia de cc de la ieșire și energia de ca absorbită la intrare) sub 40%. Datorită acestor dezavantaje, redresorul monoalternanță este utilizat numai pentru curenți mici de ieșire. În practică se utilizează redresoarele bialternanță cu transformator cu punct median sau în punte.

2.2.3 Redresorul în punte

La redresorul în punte, prezentat în figura 2.10.a, cele patru diode redresoare sunt conectate în punte, astfel încât curentul să treacă prin rezistența de sarcină totdeauna în același sens, indiferent de polaritatea tensiunii de intrare.

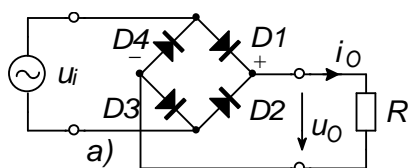
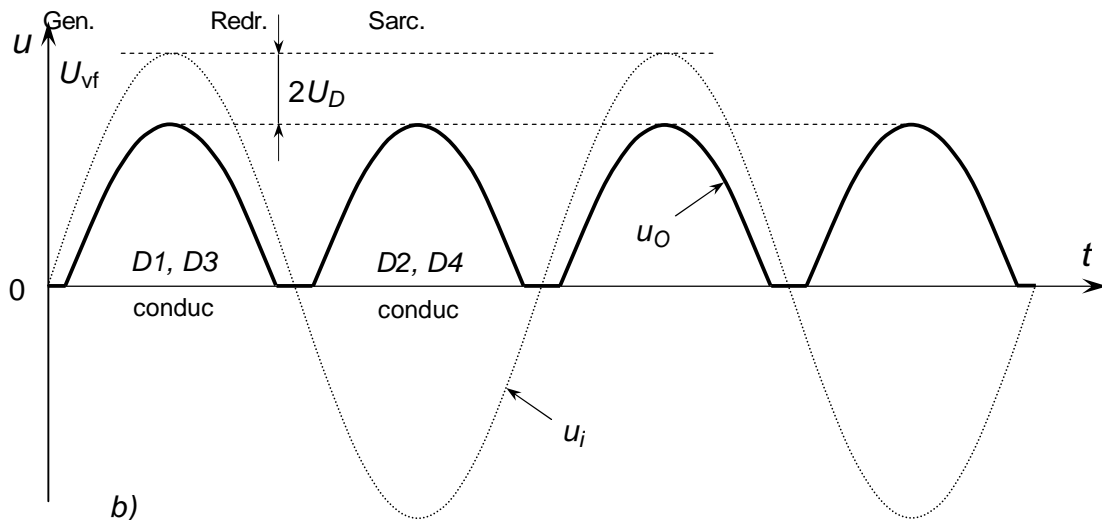


Fig. 2.10. Redresorul în punte – diodele $D1...D4$:

- a) Schema de principiu completată cu sursa de tensiune la intrare și cu sarcina la ieșire;
- b) Formele de undă ale redresorului în punte.



Pentru alternanța pozitivă a tensiunii de intrare ($u_i > 0$) diodele $D1$ și $D3$ sunt polarizate direct și curentul trece de la sursă spre sarcină prin aceste diode. În acest timp diodele $D2$ și $D4$ sunt blocate, fiind polarizate invers. În cazul alternanței negative a tensiunii de intrare curentul va trece prin diodele $D2$ și $D4$, polarizate direct, iar diodele $D1$ și $D3$ vor fi polarizate invers și deci blocate. Formele de undă ale tensiunilor sunt prezentate în figura 2.10.b. Deoarece sunt câte două diode înseriate între intrare și ieșire, tensiunea de ieșire u_O va fi mai mică față de cea de intrare cu căderea de tensiune pe două diode.

Tensiunea medie de ieșire se calculează prin integrarea pe o perioadă a semnalului de ieșire (o semiperioadă la intrare). Dacă se consideră diodele ideale:

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_i \sin \omega t \, d\omega t = \frac{2\sqrt{2} U_i}{\pi} = \frac{2U_{vf}}{\pi}, \quad I_O = \frac{U_O}{R} \quad (2.12).$$

Considerând modelul diodelor cu tensiune de prag se obține o tensiune medie:

$$U_O = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (U_{vf} \sin \omega t - 2U_D) \, d\omega t = \frac{2U_{vf}}{\pi} \cos \alpha - 2U_D \frac{\pi - 2\alpha}{\pi} \quad (2.13),$$

pentru un unghi de conducție al diodelor: $\alpha = \arcsin \frac{2U_D}{U_{vf}} \quad (2.14).$

Dacă $\alpha \ll \pi$, ceea ce înseamnă $2U_D \ll U_{vf}$, atunci ecuația precedentă se poate simplifica:

$$U_O \cong \frac{2U_{vf}}{\pi} - 2U_D \quad (2.15).$$

Analizând acest rezultat se constată că tensiunea calculată este tensiunea din cazul ideal, conform relației (2.12), din care se scade căderea de tensiune pe cele două diode aflate în conducție.

Tensiunea inversă pe dioda $D1$, de exemplu, poate fi determinată din bucla $D1 - R - D4$ ca fiind: $u_{D1}(\text{invers}) = u_O + u_{D4}(\text{direct})$.

Valoarea maximă a tensiunii u_{D1} apare la vârful tensiunii u_O și rezultă din relația:

$$U_{inv_max} = (U_{vf} - 2U_D) + U_D = U_{vf} - U_D \quad (2.16).$$

Diodele utilizate trebuie să suporte cel puțin jumătate din curentul direct, $I_O/2$ (fiecare diodă conduce câte o jumătate din timpul total de conducție) și o tensiune inversă mai mare decât U_{inv_max} :

$$I_F \geq I_O/2, \quad V_{RRM} \geq U_{inv_max} \left(\cong \sqrt{2} U_i \right) \quad (2.17).$$

Cele 4 diode conectate în punte sunt disponibile comercial încapsulate împreună ca „punți redresoare”. Pe capsulă cele 4 borne sunt marcate cu

simbolurile „~” pentru bornele de intrare și „+” respectiv „-” pentru bornele de ieșire. Curentul direct și tensiunea inversă suportate sunt date în catalog și uneori rezultă din numele componentei, de exemplu: „1PM8” suportă 1A și 800V.

Exemplu

Să se determine tensiunea medie la ieșirea redresorului în punte, calculată cu modelul diodei ideale și cu modelul diodei cu tensiune de prag ($U_D=0,7V$), pentru o tensiune sinusoidală de intrare cu valoarea de vârf de 5V, 10V și 20V. Să se compare rezultatele obținute prin diferite metode.

Rezultatele calculelor sunt prezentate în tabelul următor.

$\sqrt{2} \cdot U_i$	U_O , rel.(2.13)	U_O , rel.(2.15)	ε_1 (%)	U_O , rel.(2.12)	ε_2 (%)
5 V	1,91 V	1,78 V	-6,6	3,18 V	+67
10 V	5,03 V	4,97 V	-1,2	6,37 V	+27
20 V	11,36 V	11,33 V	-0,3	12,73 V	+12

Se constată că erorile de calcul sunt mai mici dacă tensiunile din circuit sunt mai mari. Erorile ε_2 introduse cu modelul diodei ideale în cazul unor tensiuni mici sunt inacceptabile. Pentru tensiuni mai mari de 20V erorile sunt mai mici de 12% și pot fi acceptate uneori. Erorile ε_1 datorate relației simplificate de la modelul diodei cu tensiune de prag sunt suficient de mici pentru ca în practică să se utilizeze relației aproximativă (2.15), care nu presupune calcule trigonometrice.

2.2.4 Redresorul monoalternanță cu filtru capacitiv

Tensiunea continuă pulsatorie obținută cu redresoarele anterioare poate fi folosită doar la încărcarea acumulatorilor, alimentarea motoarelor de cc și alte câteva aplicații. Pentru alimentarea circuitelor electronice, de exemplu, este necesară o tensiune cât mai constantă, cum este cea furnizată de baterii sau de acumulatori. Pentru a obține o astfel de tensiune, semnalele pulsatorii trebuie netezite (filtrate variațiile de ca ale semnalului pulsatoriu). În practica alimentării circuitelor electronice cele mai folosite filtre sunt filtrele capacitive, care constau dintr-o capacitate de valoare cât mai mare, conectată în paralel cu circuitul de sarcină. Se va analiza inițial cazul redresorului monoalternanță, din figura 2.11.a, pentru a ilustra principiul și apoi se va extinde conceptul la redresorul bialternanță.

Formele de undă ale tensiunii în regim permanent, pentru cazul unui semnal sinusoidal de intrare sunt prezentate în figura 2.11.b. Componentele circuitului (sursa, dioda și condensatorul) s-au considerat ideale iar sarcina s-a presupus a fi pur rezistivă, R).

În cazul în care rezistența de sarcină R lipsește, condensatorul se va încărca la valoarea maximă a tensiunii de intrare (în timpul primei alternanțe pozitive). După atingerea valorii de vârf, tensiunea de intrare scade și dioda se

blochează. Teoretic, sarcina înmagazinată în condensator și deci și tensiunea pe condensator rămân constante. Astfel, tensiunea de ieșire va fi egală cu valoarea de vârf pozitivă a intrării și de aceea circuitul se mai numește și redresor de vârf. Tensiunea inversă maximă pe diodă este dublul tensiunii de vârf de la intrare.

În cazurile practice, în care rezistența de sarcină are o valoare finită, condensatorul se încarcă tot la valoarea de vârf pozitivă a intrării, însă, o dată cu blocarea diodei (datorită scăderii tensiunii de intrare) condensatorul se va descărca prin rezistența de sarcină R . Condensatorul se descarcă până când tensiunea la intrare depășește tensiunea pe condensator. În acest moment dioda se deschide din nou și condensatorul se încarcă până la valoarea de vârf a tensiunii de intrare, după care procesul se repetă. Pentru a menține tensiunea la ieșire cât mai constantă condensatorul trebuie ales cât mai mare astfel încât constanta de timp RC să fie mult mai mare decât timpul de descărcare.

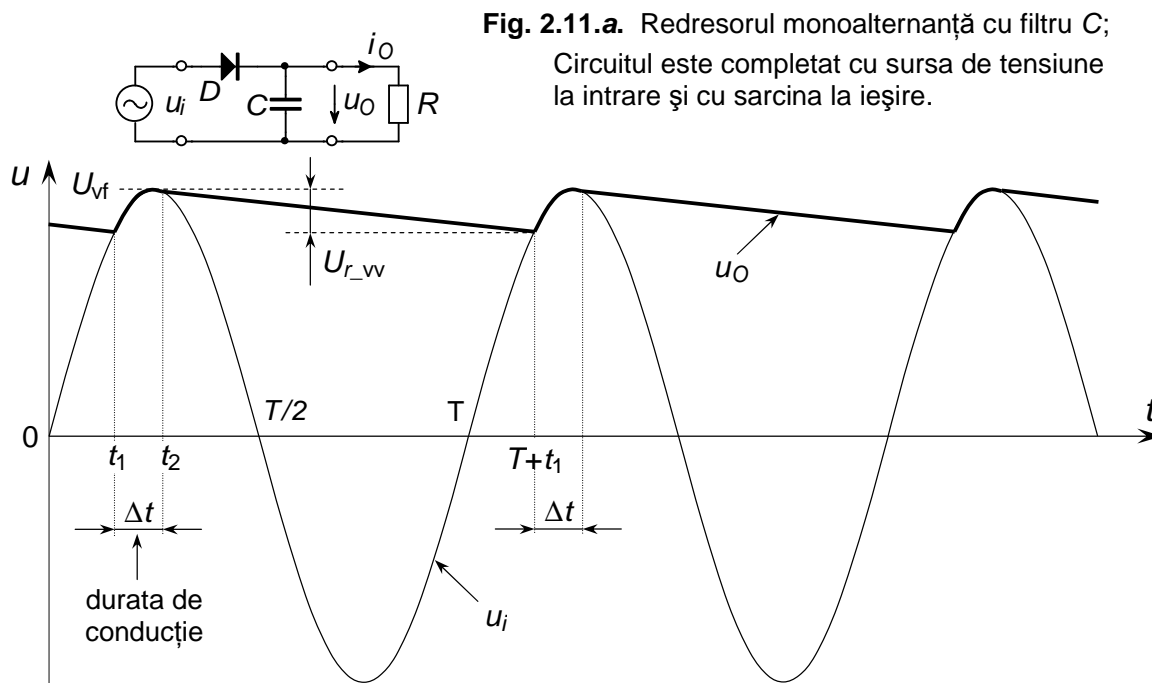


Fig. 2.11.b. Formele de undă de la redresorul monoalternanță cu filtru capacitiv (cazul ideal cu $RC=5T$)

Analiza în detaliu a circuitului permite determinarea mărimilor de interes: valoarea minimă și medie a tensiunii de ieșire și factorul de ondulație.

Dioda conduce în intervalul de conducție Δt între momentele t_1 și t_2 (conform figurii 2.11.b). În acest timp tensiunea de ieșire va fi egală cu cea de intrare (pentru o diodă ideală) și condensatorul se încarcă la valoarea de vârf a tensiunii de intrare. Deoarece $RC \gg T$, durata de conducție a diodei este mult mai mică decât perioada semnalului ($\Delta t \ll T$). Curenții din circuit sunt:

$$i_O = \frac{u_O}{R}, \quad i_A = i_C + i_O = C \frac{du_j}{dt} + i_O \quad (u_C = u_O = u_j) \quad (2.18).$$

Dioda se blochează la momentul t_2 , imediat după maximul tensiunii de intrare. Valoarea exactă a lui t_2 poate fi calculată anulând curentul i_A prin diodă, în ecuația (2.18). Între momentele t_2 și $T+t_1$ dioda blocată izolează sursa de sarcină și condensatorul se descarcă exponențial pe R :

$$u_O = \sqrt{2} U_j \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) = U_{vf} \cdot \exp\left(-\frac{t}{RC}\right) \quad (2.19).$$

Deoarece $\Delta t \ll T$, descărcarea condensatorului durează aproape întreaga perioadă a semnalului: $T+t_1-t_2 = T-\Delta t \cong T$. La sfârșitul perioadei de descărcare tensiunea la ieșire va fi minimă:

$$u_{O\min} = U_{vf} \cdot \exp\left(-\frac{T-\Delta t}{RC}\right) \cong U_{vf} \cdot \exp\left(-\frac{T}{RC}\right) \quad (2.20).$$

Întrucât $T \ll RC$, se poate utiliza aproximația: $\exp(-T/RC) \cong 1 - T/RC$ și se obține (din relația anterioară) valoarea vârf la vârf a tensiunii de ondulație (sau riplu):

$$u_{O\min} = U_{vf} - U_{r_vv} \cong U_{vf} \left(1 - \frac{T}{RC}\right) \Rightarrow U_{r_vv} \cong U_{vf} \frac{T}{RC} \quad (2.21).$$

Tensiunea medie la ieșire calculată ca medie a valorilor extreme ale u_O

este:

$$U_O = \frac{U_{vf} + u_{O\min}}{2} = U_{vf} - \frac{U_{r_vv}}{2} = U_{vf} \left(1 - \frac{T}{2RC}\right) \quad (2.22).$$

Factorul de ondulație al unei tensiunii se calculează ca fiind valoarea efectivă a componentei pulsatorii raportată la valoarea medie (componenta de cc) a acelei tensiuni. Componenta pulsatorie a tensiunii de la ieșirea redresorului cu filtru capacitiv are o formă aproximativ triunghiulară. Se poate demonstra că pentru o tensiune triunghiulară: $U_{vf}/U_{ef} = \sqrt{3}$ și factorul de ondulație γ este:

$$\gamma = \frac{U_{r_ef}}{U_O} = \frac{U_{r_vv}}{2\sqrt{3} \cdot U_O} \cong \frac{T}{\sqrt{3} \cdot (2RC - T)} \left(\cong \frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \frac{T}{RC} \right) \quad (2.23).$$

Se observă că pentru a obține un factor de ondulație cât mai mic trebuie maximizat produsul RC . Deoarece durata de blocare a diodei este de fapt mai mică decât perioada, rezultatele obținute sunt acoperitoare, deci factorul de ondulație real este mai mic decât cel calculat.

O altă metodă de calcul se bazează pe calcularea variației sarcinii primite de condensator în timpul încărcării și a variației sarcinii cedate de condensator în timpul descărcării:

$$\Delta Q_{\text{inc}} = C \cdot \Delta u_C = C \cdot U_{r_vv}, \quad \Delta Q_{\text{desc}} = I_O \cdot \Delta t_{\text{desc}} \cong I_O \cdot T \quad (2.24).$$

Din conservarea sarcinii electrice se obține variația tensiunii pe sarcină:

$$\Delta Q_{desc} = \Delta Q_{inc} \Rightarrow U_{r-w} = \frac{I_O \cdot T}{C} = \frac{2\pi \cdot I_O}{\omega C} = 2\pi \cdot I_O \cdot X_C \quad (2.25).$$

Calculând tensiunea de ieșire se obține **caracteristica externă a redresorului**, care arată dependența tensiunii medii de ieșire de curentul mediu de ieșire:

$$U_O = U_{vf} - \frac{U_{r-w}}{2} = U_{vf} - I_O \cdot \pi \cdot X_C = U_{vf} - I_O \cdot R_j \quad (2.26).$$

Caracteristica externă a redresorului, conformă cu ecuația precedentă, este reprezentată în figura 2.12. Rezistența internă a redresorului este proporțională cu reactanța capacitivă a condensatorului: $R_j = \pi X_C$.

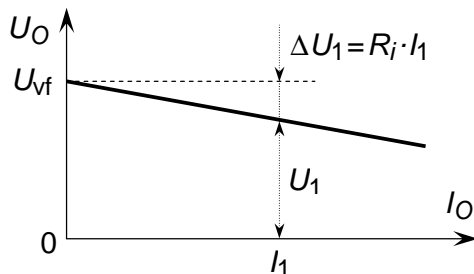


Fig. 2.12. Caracteristica externă a redresorului ideal cu filtru capacitiv;
S-au figurat tensiunea medie și căderea de tensiune pe R_j la un anumit curent I_1 .

Efectul rezistenței interne a sursei și a tensiunii de prag a diodei

În cazul cel mai des întâlnit în practică, al redresorului cu transformator de intrare, rezistența internă a sursei poate fi considerată egală cu rezistența echivalentă a transformatorului văzută în secundar, R_{tr} din relația (2.9):

$$R_j = R_{tr} \quad (2.27).$$

Pentru simplitate se va considera cazul unui condensator infinit și al unei diode ideale, caz în care ondulațiile la ieșire sunt nule, conform relației (2.23). Formele de undă pentru acest caz sunt prezentate în figura 2.13.a, în care s-au reprezentat tensiunile în funcție de unghiul ωt .

Dacă se notează cu θ semiunghiul de conducție al diodei (conform figurii) atunci tensiunea și curentul de ieșire se pot determina cu relațiile:

$$U_O = U_{vf} \cos \theta, \quad I_O = \frac{U_O}{R} = \frac{U_{vf} \cos \theta}{R} \quad (2.28).$$

Schema echivalentă în timpul încărcării, pentru $u_i > U_O$, este prezentată în figura 2.13.b. Pentru a calcula semiunghiul de conducție θ , se va folosi principiul conservării sarcinii electrice aplicat condensatorului de la ieșirea redresorului:

$$Q_{inc} = Q_{desc}, \quad I_{inc} \cdot T = I_{desc} \cdot T \Rightarrow I_{inc} = I_{desc}.$$

Curentul mediu primit de sursa echivalentă pe durata unei perioade este egal cu curentul mediu furnizat de aceeași sursă către sarcină într-o perioadă. Curentul mediu de încărcare (al condensatorului, primit de sursa echivalentă) se determină prin integrare conform schemei din figura 2.13.b:

$$I_{\text{inc}} = \frac{2}{2\pi} \int_0^\theta \frac{U_{\text{vf}} \cdot \cos \omega t - U_{\text{vf}} \cos \theta}{R_j} d\omega t = \frac{U_{\text{vf}}}{\pi \cdot R_j} (\sin \theta - \theta \cos \theta) \quad (2.29).$$

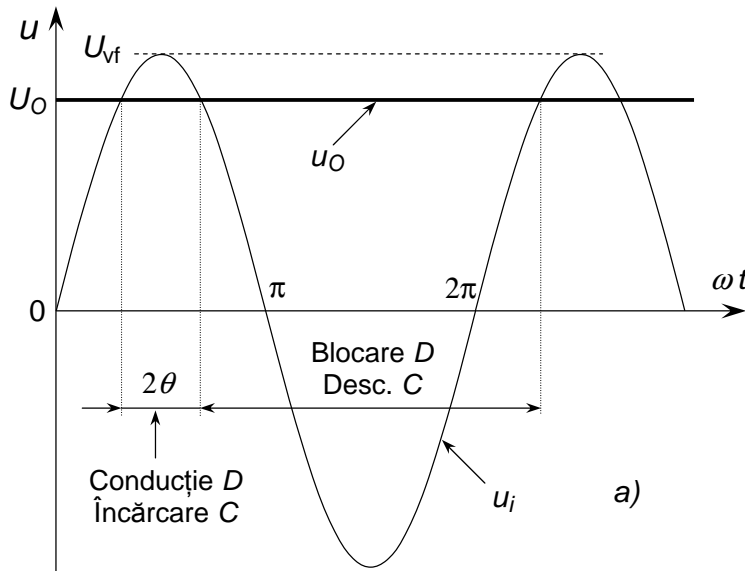
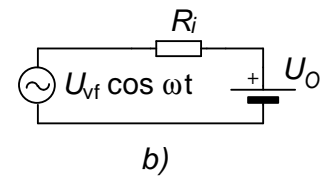


Fig. 2.13. Redresorul cu C infinit și R_j finită

- a) Formele de undă
b) Schema echivalentă valabilă în timpul încărcării capacității, pentru $u_i > U_o$.



Prin egalarea celor doi curenți $I_{\text{inc}} = I_{\text{desc}} (= I_o)$ se obține:

$$\frac{U_{\text{vf}}}{\pi \cdot R_j} (\sin \theta - \theta \cos \theta) = \frac{U_{\text{vf}} \cos \theta}{R} \Rightarrow \frac{R_j}{R} = \frac{\text{tg} \theta - \theta}{\pi} = k_j \quad (2.30).$$

Raportul dintre rezistența internă și rezistența de sarcină s-a notat cu k_j . Unghiul θ se poate determina din reprezentarea grafică a funcției $k_j(\theta)$. Explicitarea funcției inverse se poate face prin liniarizarea funcției reprezentată la scară logaritmică. Pentru $k_j = 0,03 \dots 0,4$ funcția aproximată este:

$$\theta = 0,96 \cdot \lg k_j + 2,4 \quad < \text{radiani} > \quad (2.31).$$

Pentru a ține seama de căderea de tensiune pe diodă U_D , se consideră o tensiune maximă redusă la intrarea redresorului ($U_{\text{vf}} - U_D$) în locul tensiunii U_{vf} .

2.2.5 Redresoare bialternanță cu filtru capacitiv

Pentru a obține un redresor în punte cu filtru capacitiv se completează circuitul din figura 2.10.a cu o capacitate C la ieșire, în paralel cu sarcina R . Capacitatea trebuie să fie cât mai mare, astfel încât constanta de timp a circuitului să fie mult mai mare decât perioada semnalului de la ieșire: $RC \gg T/2$. Frecvența ondulației de la ieșire este dublul frecvenței semnalului de intrare; forma semnalului la ieșire este prezentată în figura 2.14. Rezultatele de la redresorul monoalternanță se pot utiliza ținând seama de modificarea perioadei ondulațiilor de la ieșire; în principiu se înlocuiește perioada T cu $T/2$.

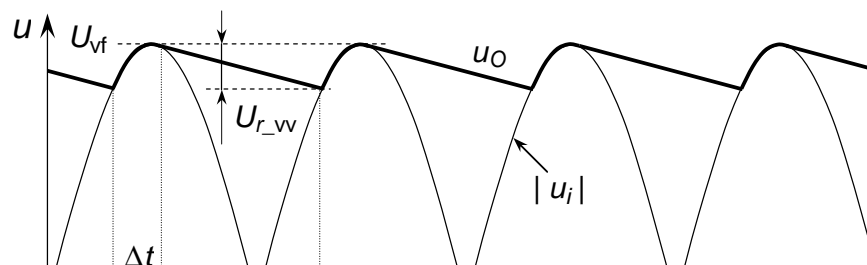


Fig. 2.14. Formele de undă la redresorul bialternanță cu filtru (cazul ideal cu $RC \cong 2,5T$)

Pe baza (2.21) tensiunea vârf la vârf a ondulației (riplului) rezultă:

$$U_{r_vv} \cong U_{vf} \frac{T}{2 \cdot RC}, \quad \text{iar valoarea efectivă este} \quad U_r \cong \frac{U_{r_vv}}{2\sqrt{3}} \quad (2.32).$$

Tensiunea medie și factorul de ondulație la ieșire sunt:

$$U_O = U_{vf} - \frac{U_{r_vv}}{2} = U_{vf} \left(1 - \frac{T}{4RC}\right), \quad \gamma = \frac{U_r}{U_O} \cong \frac{T}{\sqrt{3} \cdot (4RC - T)} \left(\cong \frac{1}{4\sqrt{3}} \cdot \frac{T}{RC}\right) \quad (2.33).$$

Dacă se compară aceste expresii cu cele de la redresorul monoalternanță se observă că este necesară o capacitate înjumătățită pentru a obține același efect.

Efectul tensiunii de prag a diodelor și al rezistenței interne a sursei

Analiza precedentă a presupus implicit un circuit realizat cu elemente ideale. Creșterea preciziei analizei se poate face ținând cont de căderea de tensiune pe diode, prin înlocuirea tensiunii de vârf a sursei U_{vf} cu $(U_{vf} - U_D)$ la redresorul cu punct median, respectiv cu $(U_{vf} - 2U_D)$ la redresorul în punte.

La redresoarelor cu transformator, dacă transformatorul nu este supradimensionat, rezistența internă a sursei ($R_i \cong R_{tr}$) devine un element definitoriu al tensiunii de ieșire:

$$U_O = U_{vf} \cos \theta \quad (2.34),$$

unde θ este semiunghiul de conducție al diodelor. Cu metoda de la redresorul monoalternanță, se obține o relație între k_i (raportul dintre rezistența internă și rezistența de sarcină) și θ :

$$k_i = \frac{R_i}{R} = 2 \cdot \frac{\text{tg} \theta - \theta}{\pi}, \quad \text{sau} \quad \theta \cong 0,48 \cdot \lg k_i + 1,2 < \text{radiani} > \quad (2.35).$$

Relația aproximativă este valabilă pentru $k_i = 0,04 \dots 0,3$ cu o eroare sub 2%.

Relațiile precedente, care presupun un condensator de filtrare de valoare foarte mare (teoretic infinit), se dovedesc a fi suficient de exacte și în cazul circuitelor uzuale (cu condiția ca $RC \gg T$).