

## LUCRAREA 1

# DIODE SEMICONDUCTOARE

### 1.1. Prezentare teoretică.

Diodele semiconductoare sunt dispozitive electronice formate, în marea lor majoritate, într-o joncțiune pn introdusă într-o capsulă din material plastic, metal sau sticlă, cu două terminale, denumite anod A și catod C. Simbolul diodei semiconductoare indicată în figura 1.1.a, este o săgeată orientată de la anod spre catod, în sensul convențional al curentului. Structura și profilul de dopare determină proprietăți specifice care stau la baza realizării unei variații de diode, cu un spectru larg de aplicabilitate (diode redresoare, Zener, de comutație, tunel, cu contact punctiform, varicap, fotodiode, diode electroluminisente, etc).

Dioda redresoare se folosește la transformarea curentului alternativ în curent continuu, bazându-se pe proprietatea joncțiunii pn de a conduce practic numai într-un singur sens; dioda Zener în stabilizare de tensiune, folosind proprietatea că la aplicarea unei tensiuni mai mari decât tensiunea de străpungere, dioda se comportă ca o sursă de tensiune constantă; dioda varicap la acordul circuitelor oscilante în gama undelor scurte și ultrascurte, utilizând proprietatea capacității de barieră a joncțiunii pn de a varia cu tensiunea invers aplicată; dioda cu comutație rapidă în circuitele numerice și de impulsuri pentru a produce impulsuri foarte rapide; dioda cu contact punctiform ca dioda detectoare de înaltă frecvență în demodulatoarele radioriceptoarelor, etc.

Diodele la care ne vom referi în această lucrare sunt formate dintr-o joncțiune pn.

**Regimul static** al diodelor semiconductoare se studiază pornind de la legea de variație a curentului prin dioda în funcție de căderea de tensiune pe dioda. Pentru o dioda ideală aceasta este:

$$|v_d(t)| \ll \frac{\gamma kT}{q} \text{ sau } V_d \ll \frac{\gamma kT}{q} \quad (1.1)$$

unde  $I_D$  reprezintă curentul prin dioda,  $V_D$  căderea de tensiune pe dioda,  $I_S$  curentul de saturație,  $q$  sarcina electronului,  $k$  constanta lui Boltzmann,  $T$  temperatura absolută a joncțiunii și  $\gamma$  un coeficient ce depinde de efectul recombinării purtătorilor de sarcină în regiunea de trecere cu valori între 1 și 2.

Ecuția (1.1.) descrie joncțiunea pn în cazul polarizării directe pentru nivele mici de injecție și în polarizare inversă pentru tensiuni de valori moderate, nefiind valabilă la tensiuni inverse mari și la nivele mari de injecție în polarizare directă.

În cazul polarizării directe (fig. 1.2.a) dioda nu conduce bine până când tensiunea aplicată nu depășește bariera de potențial; pentru primele zecimi de volt curentul prin dioda este mic. De la această valoare a tensiunii fiecare zecime de volt suplimentară produce o creștere netă a curentului. Tensiunea de la care curentul începe să crească rapid se numește tensiune de prag  $V_p$ . Pentru diodele cu siliciu tensiunea de prag este cuprinsă între 0,6V și 0,8V, iar pentru diodele cu germaniu ia valori între 0,1V și 0,3V. Căderile de tensiune pentru curenti mari pot atinge valori de 0,7V la Ge și 1,4V la Si. Odată depășită bariera de potențial, singurul obstacol pe care-l întâmpină curentul este rezistența  $r_B$  a regiunilor p și n, numită rezistența *extrinsecă*, de ordinul ohmilor.

Rezistența  $R$  serie se utilizează pentru menținerea curentului prin dioda sub valoarea maximă admisibilă  $I_F$ , specificată de catalog.

Pentru o tensiune  $V_D$  mai mare ca  $4\gamma kT/q$ , în relația (1.1.) predomină termenul exponențial și expresia curentului prin dioda devine :

$$I_D = I_S \exp \frac{qV_D}{\gamma kT} \quad (1.2.)$$

Reprezentând grafic la scara semilogaritmică, în planul  $I_D$ - $V_D$ , legea de variație de mai sus, obținem o dreaptă din a cărei contrapantă determinăm parametrul  $\gamma$ , iar prin extrapolare până la  $V_D$  zero curentul  $I_S$ .

Deviatiile de la aceasta lege apar la curenti mari ca un efect de nivel mare și ca un efect de rezistența serie, dar și la curnti mici datorita ponderii semnificative a curentului de recombinare.

În cazul polarizării inverse (fig.1.2.b) curentul prin dioda este foarte mic daca tensiunea pe dioda este mai mica decat tensiunea de strapungere  $V_{BR}$  și creste rapid daca tensiunea de strapungere este depasita. Mecanismul de strapungere poate fi multiplicarea în avalansa, pentru  $V_{BR} > 6V$ , sau efectul Zener pentru  $V_{BR} < 4V$ , ambele efecte intervenind pentru tensiuni de strapungere cuprinse între cele doua limite. Tensiunea de strapungere la diodele cu siliciu este mai mare decat la diodele cu germaniu.

Pentru  $V_D < -4\gamma kT/q$  termenul exponential din relatia (1.1.) devine neglijabil și legea diodei se poate scrie:

$$I_D = -I_S \quad (1.3.)$$

Legea diodei nu este bine verificata în conductie inversa datorita existentei unei componente a curentului dependenta de tensiune, astfel incat curentul de saturatie poate fi determinat numai din caracteristica directă. La diodele cu germaniu curentul invers prin dioda ramane practic constant.

În polarizarea inversa prin dioda circula un curent mic de ordinul nA la diodele cu siliciu și  $\mu A$  la diodele cu germaniu.

Caracteristica statica a unei diode este prezentata în fig. 1.1.b.

Putem concluziona acum modul de aproximare al unei diode, prima aproximatie (fig.1.3.a) foloseste numai conceptele esentiale ale diodei: în polarizare directă conduce bine și prost în polarizare inversa, comportandu-se ca un scurtcircuit cand curentul este pozitiv și ca un circuit deschis cand curentul este negativ. Chiar daca prima aproximatie este foarte simplificata, totusi, utilizand-o obtinem raspunsuri valabile pentru cea mai mare parte a circuitelor cu diode. Aproximatia de ordin secund modeleaza dioda ca un intrerupator ideal în serie cu o baterie de valoare tensiunii de prag  $V_p$  (fig.1.3.b). A treia aproximatie include și rezistența extrinseca corespunzatoare rezistentelor de volum ale domeniilor semiconductoare (fig.1.3.c).

Facand o comparatie între diodele redresoare cu siliciu și cele cu germaniu, rezulta ca singurul avantaj al diodelor cu germaniu este valoarea mai mica a tensiunii de prag. În prezent diodele redresoare cu Ge se folosesc la puteri mici, la puteri mari utilizandu-se numai diode fabricate din  $\text{Si}$ . IPRS Baneasa fabrica diode redresoare cu  $\text{Si}$  cu tensiuni de strapungere în domeniu 50V - 1300V și 50 - 100V pentru diodele cu Ge; curentul prin diodele cu  $\text{Si}$  este cuprins în gama 0,2 - 300A, iar diodele cu Ge sunt folosite pentru curenti mai mici de 7A. Diodele redresoare sunt dimensionate sa funcționeze într-un anumit domeniu de curenti și de tensiuni, indicat în catalog printr-un sistem de valori limita absolute(curentul în polarizare maxim admisibil  $I_{FM}$  - pana la sute de mA, tensiunea în polarizare inversa maxim admisibila  $V_{RM}$  - mai mica decat tensiunea de strapungere pana la mii de V).

*Diodele stabilizatoare* funcționează în zona de strapungere, asigurand o tensiune inversa aproximativ constanta la borne. Tensiunea stabilizatoare este chiar tensiunea de strapungere. Diodele stabilizatoare de tensiune se realizeaza din  $\text{Si}$  datorita avantajelor pe care le prezinta: curent invers mai mic la intrarea în zona de strapungere, o caracteristica de strapungere mai abrupta, rezistența la temperaturi mai ridicate,

Dupa cum se observa din caracteristica statica a diodei Zener (Fig. 1.4.), curentul este limitat superior la valoarea  $I_{ZM}$  și inferior la valoarea  $I_{Zm}$ . Curentul  $I_{ZM}$  este curentul pe care il poate suporta Zener fara a depasi puterea maxima specificata, relatia dintre cele doua marimi fiind:  $I_{ZM} = P_{ZMAX} / V_Z$ . Limitarea curentului la  $I_{Zm}$  se datoreaza valorii mari a rezisrentei dinamice  $r_Z$  ce apare la curenti mici din cauza variatiei pronuntate a tensiunii.

În regiunea de stabilizare voriatii mici ale tensiuni generează variatii mari ale curentului; cantitativ efectul se exprima prin rezistența  $r_Z = V_Z / I_Z$ , de ordinul unitati - zaci ohmi. Specificatia de catalog a rezistentei diodei Zener este  $r_{ZT}$  la curentul de test  $I_{ZT}$ , pentru care este data și tensiunea  $V_{ZT}$ .

Pentru aproximarea diodei Zener, la o prima analiza, vom admite caracteristica verticala a zonei de strapungere, ceea ce este echivalent cu o tensiune constanta, indiferent de variația de curent.

Pentru o analiza mai buna vom ține cont de panta caracteristicii, cedarea de tensiune în acest caz fiind  $V'_Z = V_Z + r_Z I_Z$ . IPRS Baneasa produce diode stabilizatoare cu parametru  $V_Z$  în domeniul 3V - 300V și puterea maxima disipata 0,125W - 100W.

**Regimul dinamic** reprezintă regimul de funcționare al dispozitivului în cazul aplicării unor semnale variabile în timp. Pentru studiul regimului dinamic cea mai frecventa metoda este inlocuirea structurii cu un model ce depinde de regimul de lucru.

Tensiunea aplicata la bornele diodei va avea o componenta continua  $V_D$  și o componenta variabila  $v_d(t)$ , astfel incat caderea de tensiune pe dioda va fi  $v_D(t) = V_D + v_d(t)$  (Fig.1.5).

Starea stationara este determinata de tensiunea continua de poliarizare. daca variatia în timp a componentei variabile este lenta (joasa frecventa), jonctiunea se comportă cvasistationar, ramanand valabila aceeași forma a legii de variație curent - tensiune ca și la dioda ideala în regim static:

$$I_D = I_S \left( \exp \frac{qv_d}{\gamma kT} - 1 \right) \quad (1.4.)$$

Dezvoltand în serie Taylor termenul  $\exp(\gamma v_D/kT)$ , pentru a neglija termenii de ordin superior trebuie indeplinita conditia:

$$|v_d(t)| \ll \frac{\gamma kT}{q} \text{ sau } V_d \ll \frac{\gamma kT}{q} \quad (1.5.)$$

pentru cazul în care componenta variabila este sinusoidala  $v_d(t) = V_d \sin \omega t$ . În acest caz putem spune ca este indeplinita conditia de semnal mic.

Curentul prin dioda va avea o componenta continua  $I_D$  și o componenta variabila  $i_d(t)$ , direct proportionala cu tensiunea variabila pe dioda  $v_d(t)$ .

$$i_D = I_D + \frac{V_d}{R_i} \quad (1.6)$$

unde  $R_i$  este rezistența interna a diodei la semnal mic și joasa frecventa.

Rezistența interna, conform relatiei de definitie, are semnificatia grafica a inversei pantei tangentei la caracteristica în punctul static de funcționare PSF, definit de coordonatele  $(I_D, V_D)$ .

$$R_i = \frac{1}{\frac{dI_D}{dV_D}} [PSF] \quad (1.7)$$

Relatia matematica de calcul devine:

$$R_i = \frac{\gamma kT}{q(I_D + I_S)} \quad (1.8)$$

Se observa ca rezistența interna depinde de valoarea curentului în punctul static de funcționare. În cazul polarizării directe rezistența este de ordinul ohmilor, devenind comparabila la curenti mari cu valoarea rezistentei extrinsece. În polarizarea inversa în cazul ideal, valoarea acestei rezistente este infinita. Datorita dependentei curentului de tensiune inversa aplicata obtinem o valoare infinita, de sute kΩ - MΩ.

Putem concluziona ca dioda se comportă rezistiv în regim de semnal mic și joasa frecventa caracteristica fiind aproximata liniar prin tangenta în punctul static de funcționare. Acest regim este frecvent intalnit în circuitele electronice analogice. Raspunsul diodei în conditii de semnal mic și joasa frecventa e prezentat în fig.1.6.

Pentru regimul de semnal mare dioda se comportă nelinier datorita neliniaritatii caracteristicii dispozitivului.

Cand componenta  $v_d(t)$  are variatii rapide, în jonctiune apar efecte dinamice, modelate prin capacitatea de difuzie  $C_d$  și capacitatea  $C_b$ .

Capacitatea de difuzie apare datorita excesului de purtatori minoritari din regimurile neutre perturbate, expresia acesteia fiind data de relatia:

$$C_d = C_{d_0} \exp \frac{v_D}{v_T} \text{ sau } C_d = C_{d_0} \left( 1 + \frac{I_D}{I_S} \right) \quad (1.9)$$

unde  $C_{d_0}$  reprezintă capacitatea de difuzie la tensiune zero.

Capacitatea de difuzie depinde de PSF-ul diodei. La polarizari directe  $C_d$  este mare și depinde direct proportional de componenta de curent continuu c.c.  $I_D$  și de timpul mediu de viața al purtătorilor minoritari ( $C_d R_i = t_p / 2$  - pentru o dioda pnp). Valoarea capacității de difuzie este de ordinul pF - sutimi  $\mu\text{F}$ .

Al doilea efect capacitiv care se manifesta la joncțiunea pn este datorat sarcinii spațiale care apare în regiunea golita de purtători. Capacitatea de bariera se exprima prin relația :

$$C_b = \frac{dQ}{dv_R}, V_R = \frac{C_{b_0}}{\sqrt{1 + \frac{V_R}{\Phi_{B_0}}}} \quad (1.10)$$

unde  $C_{b_0}$  reprezintă capacitatea de bariera la  $V_R=0$ , n un ordin ce depinde de profilul de dopare,  $\Phi_{B_0}$  diferența internă de potențial a joncțiunii și  $V_R = -V_D$  tensiunea pe dioda în cadrul polarizării inverse. Valoarea capacității  $C_{B_0}$  este cuprinsă între 1 - 10 pF.

Observăm ca  $C_b$  depinde neliniar de tensiunea  $V_R$  din PSF. Capacitatea  $C_b$  scade cu  $V_R$ ; în practica este folosită ca valoare de referință valoarea sa minimă care apare la tensiunea de strapungere  $V_{BR}$ .

Efectul acestei capacități este folosit în aplicații până la frecvențe de ordinul GHz. Ea nu depinde semnificativ de mecanisme care limitează răspunsul în timp al joncțiunii și nici de temperatură pentru  $V_R \gg \Phi_{b_0}$  și pentru un interval uzual de temperatură.

Capacitatea de bariera se mai întâlnește și sub denumirea de capacitatea joncțiunii, deoarece în cazul aplicațiilor ce se impun polarizarea inversă a joncțiunii pn contează practic numai efectul acestei capacități.

Circuitul echivalent de semnal mic al joncțiunii pn este prezentat în fig.1.7. În cele trei elemente  $R_i$ ,  $C_\phi$ ,  $C_b$  sunt conectate în paralel, deoarece la aplicarea semnalului  $v_d$  fiecare contribuie cu câte un curent. În serie apare rezistența  $r_B$ , de valoare foarte mică. Și acest parametru variază cu tensiunea continuă pe dioda datorită modificării lungimii zonelor neutre, dar această dependență se neglijează datorită valorii scăzute a lui  $r_B$ . La curenți mari sau în cazul funcționării la frecvențe ridicate vom considera și rezistența  $r_B$ .

Admitanța dată de relația (1.11) descrie deci comportarea joncțiunii pn la semnale armonice mici, până la frecvențe de ordinul MHz.

$$v = \frac{1}{R_i + j\omega C_d + j\omega C_b} \quad (1.11)$$

La polarizări directe predomină  $C_d$ , care apare în paralel pe rezistența internă  $R_i$ , de valoare mică. La polarizări inverse circuitul se reduce la  $C_b$  în serie cu  $r_B$ . Acest regim este specific diodei varicap, care funcționează ca o capacitate comandată prin tensiune inversă  $V_R$ .

**Regimul de comutație** este regimul de funcționare în care dispozitivul semiconductor trece din starea de blocare în cea de conducție (comutație directă) și din starea de conducție în cea de blocare (comutație inversă) și este întâlnit în aplicații legate de formarea și prelucrarea impulsurilor. Regimul de comutație este un caz particular al regimului variabil de semnal mare, în care dispozitivul se comportă neliniar. Performanțele dispozitivelor în acest regim sunt determinate de timpul de comutație direct și timpul de comutație invers. Timpii de comutare depind de tehnologia de fabricație a diodei și de schema de comutare. Fig.1.8 prezintă comportarea diodei semiconductoră în regim de comutație.

În comutație directă curentul se stabilește practic instantaneu la valoarea:

$$I_1 \cong \frac{E_1}{R} \quad (1.12)$$

cu condiția ca  $E_1 \gg V_D$ .

Caderea de tensiune pe dioda se modifica insa în timp; experimental se constata o crestere de tensiune. Definim timpul de comutație directă  $t_{cd}$  ca fiind timpul necesar ca tensiunea pe dioda sa atinga valoarea  $1,1 V_D$ . Prin modificarea unei capacitati  $C$  paralel pe rezistența  $R$  se poate reduce timpul de comutație directă, daca divizorul format de grupul  $RC$  și  $R_i C_d$  determinat de dioda, este compensat. Cand  $t_{cd}$  este nul semnalul la iesire nu are supracresteri și constanta de timp externa va fi  $RC=R_i C_d=t_1/2$ .

În comutație inversa curentul prin dioda se stabileste aproape instantaneu la valoarea:

$$I_2 = \frac{-E_2}{R} \quad (1.13)$$

Totusi, un interval de timp important dioda ramane deschisa, tensiunea directă pe dioda nu poate scadea instantaneu datorita excesului de purtatori minoritari la limita regiunii neutre. Se pune astfel în evidenta un timp necesar eliminarii acestui exces de sarcina, numit timp de stocare  $t_c$ . Mai este necesar un timp pentru incarcarea capacitatii de bariera  $C_b$ , timp în care  $i_D(t)$  scade exponential dupa legea  $I_2 \exp(-t/RC_b)$  catre  $-I_S$ , iar  $u_D(t)$  scade exponential la  $-E_2$ . Timpul de comutație inversa  $t_{ci}$  se defineste ca timpul necesar curentului invers prin dioda sa atinga valoarea  $0,1 I_2$ .

Timpul de comutație inversa este mai mare decat timpul de comutație directă și reprezintă principalul parametru al diodelor de comutație. Expresia  $t_{ci}$  este data de relatia :

$$t_{ci} = \tau_{ef} \ln \left( 1 + \frac{I_D}{I_S} \right) + 2,3RC_b \quad (1.14)$$

unde  $\tau_{ef}$  este timpul efectiv de viata al purtatorilor minoritari ce ține seama de recombinarea în volum și suprafata.

Timpul de comutație inversa poate fi redus prin reducerea capacitatii de bariera (ex: diodele cu contact punctiform), reducerea timpului de viata al purtatorilor minoritari și reducerea timpului de eliminare a sarcinii stocate (ex: diode Schottky, cu contact metal semiconductor, la care nu exista sarcina stocata). Dioda cu contact punctiform la care se formeaza o capacitate foarte mica (sub 1pF) se poate utiliza și la frecvente înalte.

Timpii de comutație se reduc fata de cazul unei diode care nu este construita sa funcționeze special în acest regim la valori de ordinul zecilor - unitatilor de ns.

## 1.2. Componente și aparate necesare

### Componente:

- Rezistoare: RCG 10kΩ  
cutie decadica de rezistente
- Condensatoare: CGP 32.10 10nF  
cutie decadica
- Diode: EFR 115  
1N4002  
D10Z

### Aparate:

- sursa de c.c. stabilizata cu tensiune reglabila
- multimetru numeric sau analogic
- generator de semnal sinusoidal
- generator de semnal dreptunghiular cu amplitudine reglabila
- osciloscop

## 1.3. Determinari experimentale

1. Cu ajutorul schemei din fig. 1.2.a. se ridica caracteristica  $I_D=I_D(V_D)$ , în conductie directă, pentru dioda redresoare cu Ge și dioda redresoare cu Si, regland sursa  $E_D$  conform indicatiilor din tabelul 1.1. Rezistența R are valoarea de 1 kΩ. Tensiunea  $V_D$  se va masura cu ajutorul unui voltmetru conectat paralel pe dioda, iar curentul  $I_D$  se va calcula cu relatia:  $I_D=(E_D-V_D)/R$ . Cu montajul din figura 1.2.b se ridica caracteristicile inverse ale celor doua diode. Valoarea rezistentei R este de 100 kΩ. Datele obtinute se vor centraliza într-un tabel de tipul 1.1, dar valoarea tensiunii E se va varia din 5 în 5V, de la 5V la 60V. Se reiau masuratorile pentru dioda Zener.
2. Pentru studiul regimului de semnal mic și joasa frecventa se utilizeaza configuratia din figura 1.5, pentru dioda redresoare cu Si. Sursa de tensiune continua se variaza conform tabelului 1.2. Generatorul de semnal sinusoidal furnizeaza un semnal de frecventa 10 kHz și amplitudine fixata astfel incat amplitudinea tensiunii sinusoidale pe dioda sa fie egala cu 10 mV. Cu osciloscopul se vizualizeaza formele de unda ale tensiunilor pe dioda  $u_2$  și pe rezistența  $R=1k\Omega(u_1)$  și se masoara amplitudinile semnalelor, notate  $U_2$ , respectiv  $U_1$ .  
Pentru calculul rezistentei  $R_i$  din tabelul 1.2. se vor folosi relatiile:

$$I_D = \frac{E - V_D}{R} \quad (1.15)$$

Se vor vizualiza formele de unda ale tensiunilor pe dioda și pe rezistența R în cazul în care  $V_d$  nu indeplineste conditia de semnal mic. Se va observa comportarea diodei ca redresor monoalternanta.

3. Pentru dioda redresoare cu Si se studiaza regimul de comutație cu schema din fig. 1.9.a, cu  $R=1k\Omega$ ,  $R_i=10\Omega$  și  $C_v$  condensatorul variabil (cutie decadica). Generatorul furnizeaza un semnal dreptunghiular cu frecventa 50 kHz și amplitudine 2,5V. Vom folosi un circuit de axare cu  $t=RC \gg T/2$  ( $R=10k\Omega$ ,  $C=10nF$ ), care modifica valoarea medie a semnalului (fig. 1.9.b). Se conecteaza condensatorul variabil  $C_v$  și se variaza astfel incat timpul de comutație directă sa fie nul. Se noteaza valoarea capacitatii. Se vizualizeaza formele de unda ale tensiunii  $e(t)$ ,  $i_d(t)$  și  $v_d(t)$  pentru cazul cu și fara  $C_v$ .
4. Se ruleaza programul d1.cir pentru ridicarea caracteristicii statice ale diodei 1N4002 în polarizare directă și d2.cir pentru cazul în care dioda este invers polarizata. Se identifica configuratiile

- folosite în scrierea programului. Se desenează caracteristica obținută și se compară rezultatele cu cele obținute experimental.
5. Se rulează programul d3.cir pentru studiul regimului dinamic de semnal mic al diodei. Se verifică prin vizualizarea tensiunii și a curentului prin diodă comportarea rezistivă a acestuia.
  6. Se rulează programul d4.cir pentru studiul comportării la semnal mare a diodei. Se desenează formele de undă obținute.
  7. Se studiază regimul de comutație al diodei rulând programul d5.cir. Se desenează formele de undă obținute pentru tensiunea de intrare, tensiunea și curentul prin diodă. Se modifică valoarea capacității  $C_V$  (0.10nF, 100nF) și se desenează pentru fiecare caz formele de undă obținute.

#### 1.4. Prelucrarea și interpretarea datelor experimentale

1. Cu ajutorul datelor determinate la punctul 1.3.1 se vor trasa, pe același grafic la scara liniară, caracteristicile  $I_D(V_D)$  pentru cele două tipuri de diode redresoare și pentru dioda Zener.
2. Se va comenta diferența dintre caracteristica statică a diodei redresoare cu Ge și a celei redresoare cu Si. Se va comenta, de asemenea, alura caracteristicii curent-tensiune în cazul diodei stabilizatoare de tensiune.
3. Pentru dioda stabilizatoare de tensiune se vor determina  $I_{zmm}$  și  $r_z$ .
4. Pe baza datelor din tabelul 1.1 se vor reprezenta, la scara semilogaritmică (scara logaritmică pe axa curentului), caracteristicile statice în polarizare directă ale celor două diode redresoare. Se vor determina constantele  $\gamma$  și  $I_D$ . Curentul rezidual astfel obținut se va compara cu cel determinat experimental.
5. Cu datele de la punctul 1.3.2 se vor reprezenta grafic valoarea măsurată și valoarea teoretică a rezistenței interne a diodei în funcție de curentul  $I_D$ . Se va explica eventuala neconcordanță între valorile măsurate și cele teoretice.
6. Se vor analiza și se vor compara formele de undă obținute la punctul 1.3.3 pentru cazul cu și fără  $C_V$ . Se vor determina  $t_\sigma$  și  $t_{cd}$ . Se va explica rolul condensatorului  $C_V$ .
7. Se comentează rezultatele obținute prin rularea programelor în PSPICE și se compară cu rezultatele obținute prin măsurători.  
Programele menționate sunt listate în anexa 2.

$E_D$ (V)	0,5	1	3	5	10	15	20
$V_D$ (V)							
$I_D$ (mA)							

Tabelul 1.1

$$I_D = \frac{E - V_D}{R}$$

$E_D$ (V)	0	3	5	10	15
$I_D$ (mA)					
$U_1$ (mV)					
$U_2$ (mV)					
$R_1$ ( $\Omega$ )					
$R_2$ ( $\Omega$ )					

Tabelul 1.2

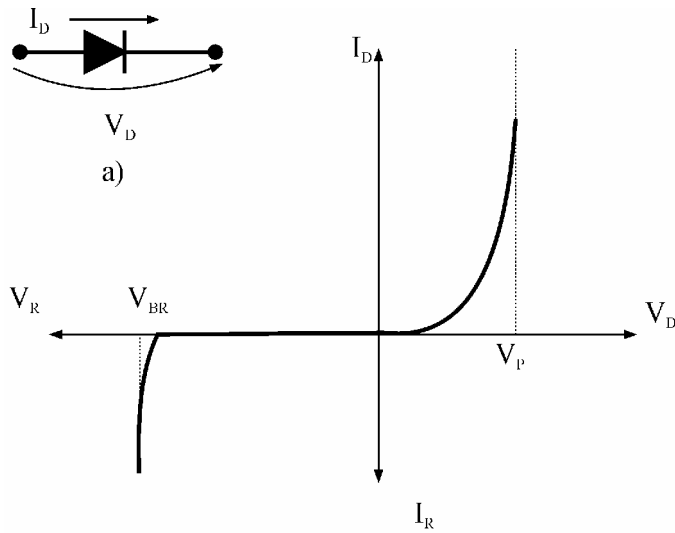


Figura 1.1

b)

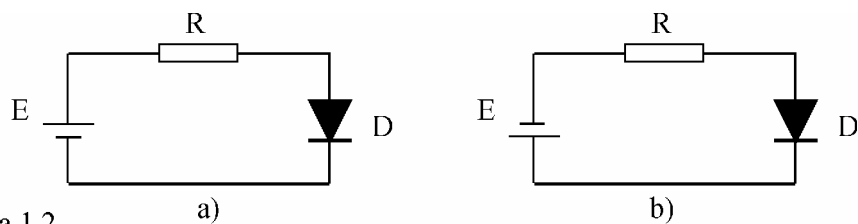


Figura 1.2

a)

b)



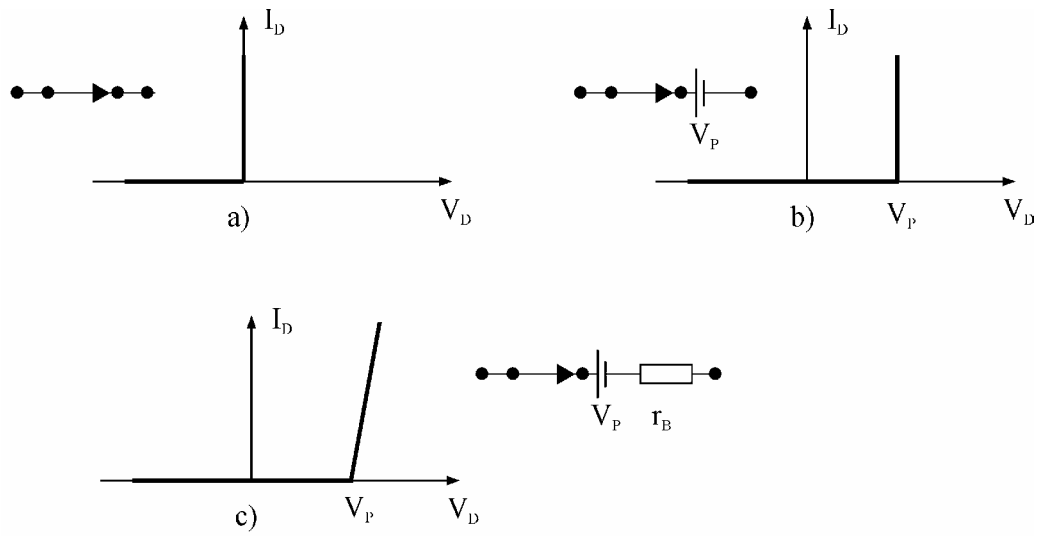


Figura 1.3

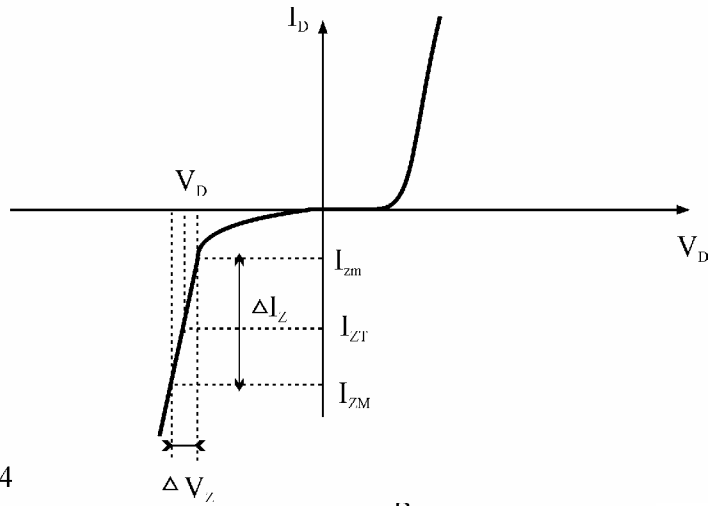


Figura 1.4

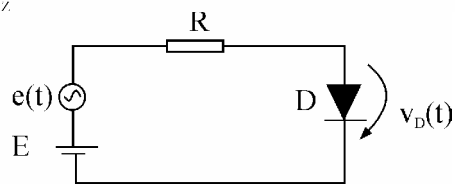


Figura 1.5

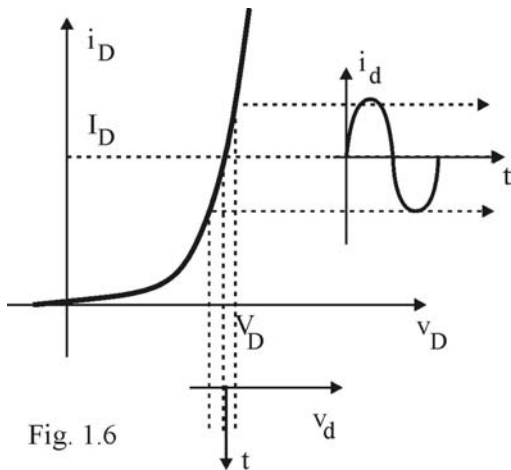


Fig. 1.6

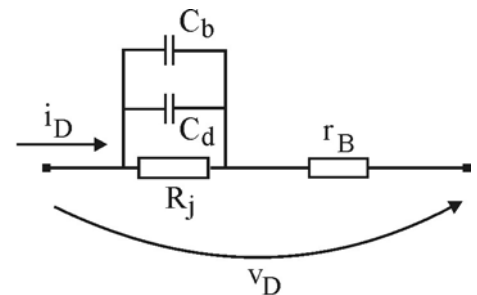


Fig. 1.7

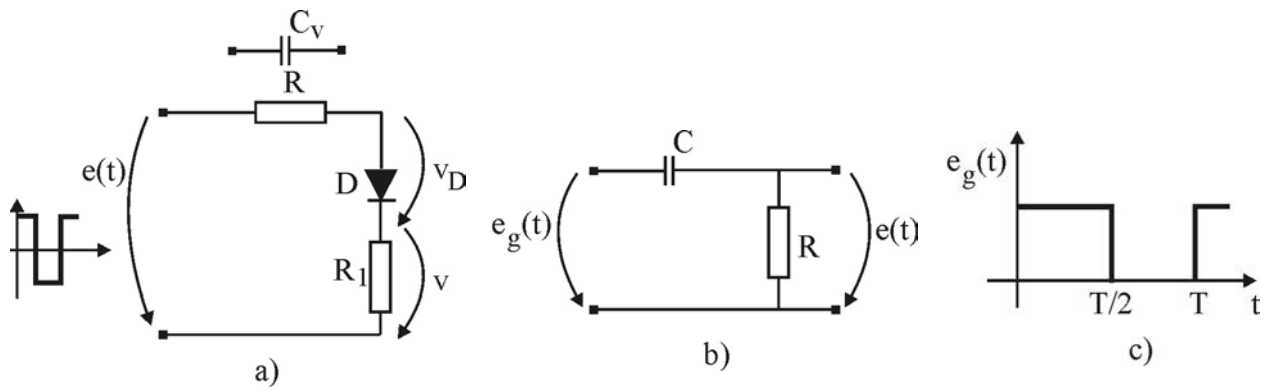
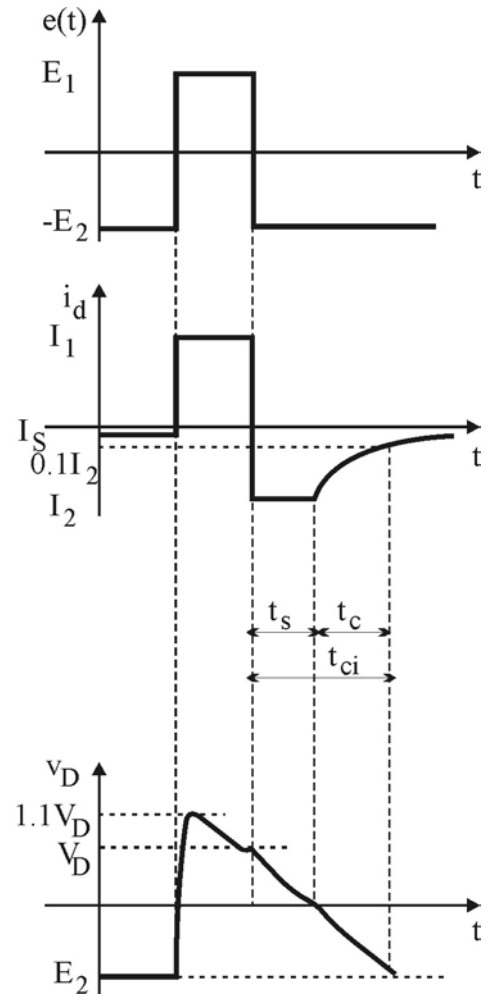
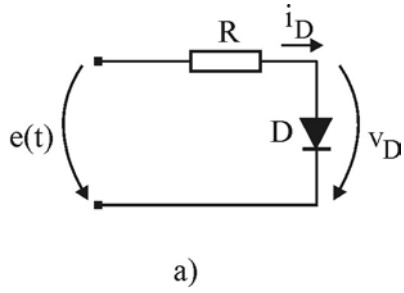


Fig. 1.9