

13 .

MASURAREA DISPOZITIVELOR ELECTRONICE

Dispozitivele electronice (bine cunoscute de la cursul “Dispozitive si circuite electronice”) sunt acele componente ale circuitelor electrice a caror comportare se bazeaza pe controlul miscarii purtatorilor de sarcina electrica în corpul solid (dispozitivele semiconductoare), în gaze (tuburile ionice) sau în vid (tuburile termo-electronice). Conductia electrica prin aceste dispozitive se bazeaza pe mecanismul electronic în regim electrocinetic, al miscarii purtatorilor de sarcina elementara: electroni liberi si goluri, în câmpul electromagnetic, ceea ce face ca dispozitivele electronice sa fie elemente neliniare, atribut pe care se bazeaza aproape toate aplicatiile de procesare a semnalelor realizata de circuitele electronice.

Caracterul neliniar al dispozitivelor electronice poate fi descris cantitativ prin: caracteristicile statice, parametrii dinamici, parametrii statici, parametri de comutatie, scheme echivalente, frecvente limita, caracteristici de frecventa etc. Desi, de cele mai multe ori, acesti parametri sunt indicati de fabricant pentru diversele tipuri de dispozitive electronice, se impune – chiar în repetate rânduri – masurarea dispozitivelor electronice ale diferitelor montaje, motivele necesitatii efectuarii acestor masurari fiind numeroase: lipsa unei depline reproductivitati a dispozitivelor electronice (chiar daca fac parte din aceeasi “sarja” de fabricatie), diferentele posibil sa existe între parametrii considerati la proiectarea circuitului si cei ai dispozitivelor efectiv utilizate la realizarea circuitului, încadrarea montajelor de acelasi fel în performantele declarate, îmbatrânirea dispozitivelor (mai ales la cele cu semiconductoare) etc.

În cadrul acestui capitol vor fi prezentate numai masurarile ce se efectueaza în mod uzual asupra dispozitivelor semiconductoare, cele mai utilizate în prezent (diode semiconductoare, tranzistoare de diverse tipuri si circuite integrate).

Pentru aceste masurari exista scheme si aparate cu caracter general, dar si metode si mijloace specializate, ceea ce va fi evidentiat în cele ce vor urma.

13.1. TRASAREA CARACTERISTICILOR STATICE

Caracteristicile statice sunt reprezentari grafice ale dependentei existente la o poarta (pereche de borne) a dispozitivului electronic, în curent continuu, între curentul si tensiunea la acea poarta: $I = f(U)$. Pentru dispozitivele de tip multiport (tranzistoare si circuite integrate) se pot trasa mai multe tipuri de caracteristici, în functie de modul cum se asociaza bornele, de borna comuna aleasa, de transferul de putere etc., ca de exemplu: caracteristici statice de intrare, caracteristici statice de iesire, caracteristici de transfer s.a.

Ridicarea caracteristicilor statice ale dispozitivelor electronice se poate face fie direct (v. fig. 13.3) si cu ajutorul unui **osciloscop catodic** (folosind o tehnica simpla, economica, dar nu prea expeditiva), procedeu indicat pentru încercările uzuale de laborator, fie cu aparate specializate – numite **trasoare de caracteristici** – (mai scumpe, dar cu o productivitate mare), folosite pe liniile de sortare si clasare a diverselor tipuri de dispozitive (în special tranzistoare).

Trasoarele de caracteristici, foarte diverse (mai ales din punctul de vedere al firmei producatoare), se bazeaza – toate – pe metoda baleiajului, adica pe aplicarea repetata (încât graficul rezultat pe ecranul unui tub catodic sa nu pulseze) a unui semnal de comanda (atac) – o tensiune variabila în timp – asupra dispozitivului analizat si pe vizualizarea raspunsului.

Schema de principiu a unui trasor de caracteristici (cu exemplificare pentru masurarea tranzistoarelor bipolare) este aratata în figura 13.1, în acest caz trasându-se (vizualizându-se) caracteristica statica $I_C = f(U_{CE})$, a unui tranzistor bipolar în montaj cu emitorul comun.

Acest aparat functioneaza în modul urmator:

- un redresor (blocul 2 din figura 13.1) alimenteaza colectorul tranzistorului analizat (indicata prin blocul 9) cu o tensiune redresata U_{CE} (mono sau dubla alternanta, de forma celei aratate în fig. 13.2,a) printr-un rezistor reglabil (potentiometrul R_C din figura 13.1), al carui rol este acela de a limita puterea disipata de tranzistor. Valoarea maxima a acestei tensiuni redresate se regleaza cu un variator de tensiune (1, figura 13.1), între zero si o valoare limita convenabila;

- sincronizat cu tensiunea de colector U_{CE} , un generator de semnale treapta (3, figura 13.1) produce un curent variabil în trepte (asa ca în figura 13.2,b), a carei polaritate poate fi inversata (în functie de tipul tranzistorului testat: *nnp* sau *pnp*) cu ajutorul comutatorului K_1 (fig. 13.1). Este posibila si introducerea în semnalul treapta a unei componente continue (prin adunare sau scadere, realizata de comutatorul K_2), generata de sursa 5 (fig. 13.1), prin intermediul sumatorului 8 (fig. 13.1);

- deoarece anumiți parametri ai tranzistorului testat variaza pronuntat cu temperatura, în schema trasorului de caracteristici este inclus si un generator de impulsuri 4, care este declansat de fiecare data când tensiunea U_{CE} (produsa de redresorul 2) ajunge la valoarea maxima, sub forma unui curent pe baza I_B , cu variatia în timp aratata în figura 13.2,c). Perioada acestor impulsuri este standardizata (80 μs în cazul redresarii dubla alternanta sau 300 μs pentru redresarea monoalternanta). Introducerea acestor impulsuri pe curentul de baza (care se poate face cu ajutorul comutatorului K_3 – figura 13.1) duce la micșorarea puterii medii disipata de tranzistorul supus testarii, cu câteva ordine de marime fata de cazul când I_B ar fi în trepte (K_3 conectat la 3), ceea ce reduce simțitor temperatura tranzistorului si limiteaza variatia nedorita a parametrilor sai.

Pentru vizualizarea caracteristicilor, trasorul are un tub catodic TC , pe fiecare pereche de plăci fiind plasat câte un amplificator reglabil (6 si 7 – figura 13.1), prin care se poate da caracteristici vizualizate scarile (k si k'') cele mai potrivite pentru analiza.

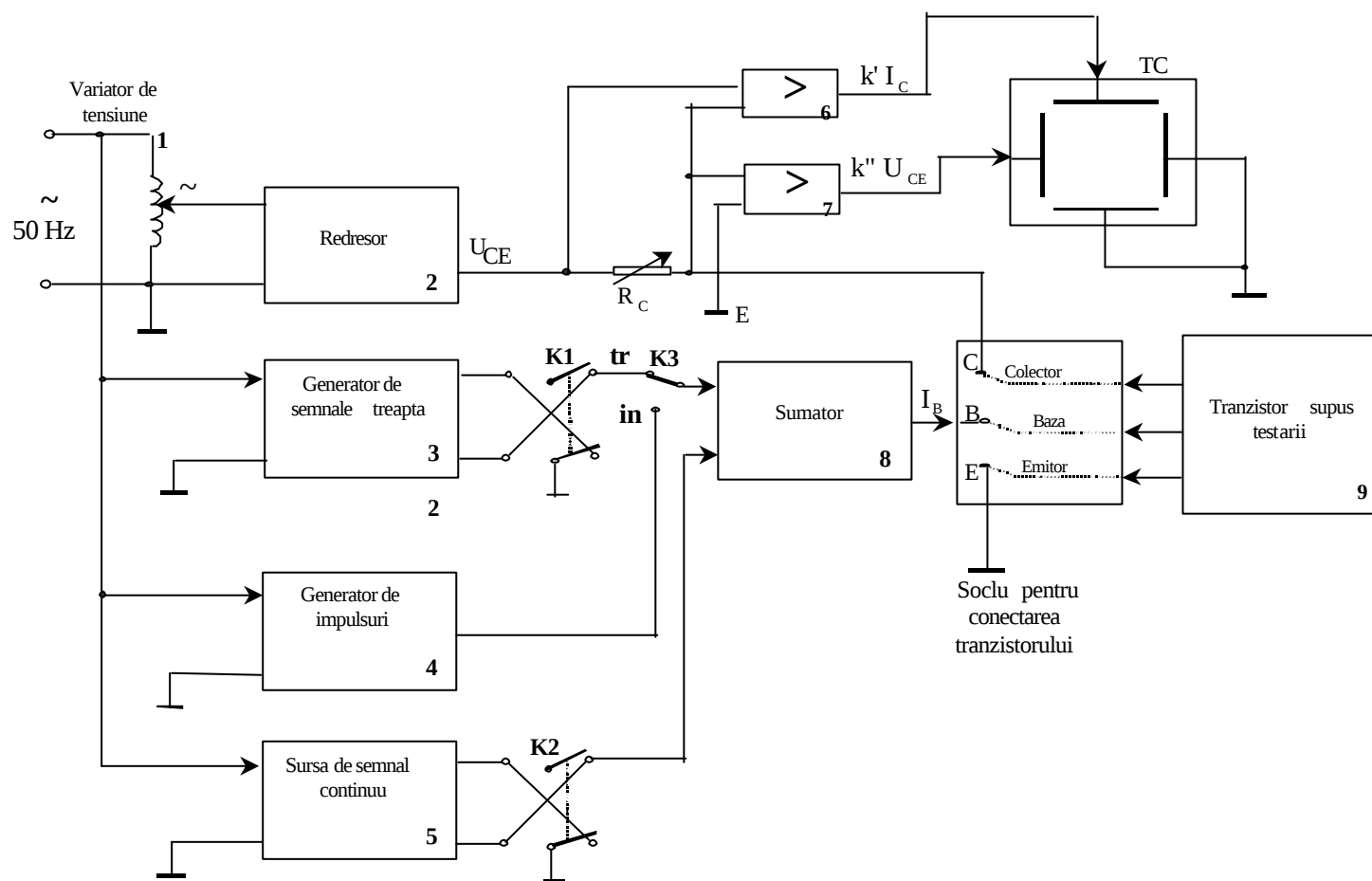


Fig. 13.1

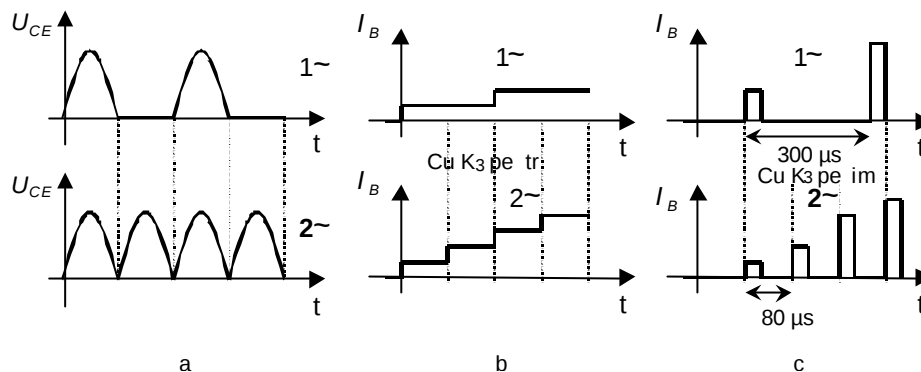


Fig. 13.2

În scopul de a putea analiza o varietate mare de tranzistoare (bipolare, TEC, MOS etc.), traserul de caracteristici este dotat cu un set de socluri de adaptare la diversele capsule standardizate ale tranzistoarelor.

13.2. MASURAREA DIODELOR SEMICONDUCTOARE

Oricât de mare este diversitatea diodelor semiconductoare, “masurarea diodelor” consta – în principal – numai în următoarele:

- ridicarea caracteristicii statice,
- masurarea parametrilor dinamici,
- masurarea parametrilor de comutație,
- masurarea comportării diodelor de înaltă frecvență,

care vor fi prezentate, fiecare în parte, în continuare.

13.2.1. Determinarea caracteristicii statice

Pentru calcule în scheme electrice cu diode, caracteristica statică a diodelor semiconductoare se poate modela prin următoarea *asa-zisă expresie matematică a caracteristicii statice*:

$$I_A = I_0 \left[\exp \frac{qU_A}{mkT} - 1 \right], \quad (13.1)$$

în care (v. fig. 13.3): I_A este curentul electric prin jonctiunea pn a diodei; U_A – tensiunea de polarizare aplicată la bornele diodei (tensiune electrică exterioară); I_0 – curentul de saturatie (denumire justificată de slaba dependență a acestui curent de tensiunea U_A); m – un coeficient ce ia valori cuprinse între 1 și 2 (în funcție de tipul diodei); q – sarcina electrică a electronului ($|q| = 1,60207 \cdot 10^{-19} \text{ C}$); k – constanta lui Boltzman ($k = 1,36 \cdot 10^{-23} \text{ jouli/grad}$); T – temperatura (în K).

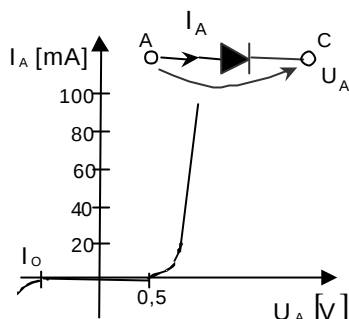


Fig. 13.3

În figura 13.3 este prezentată caracteristica statică a unei diode difuzate, cu siliciu, utilizată la demodularea semnalelor radio-video (dioda detectoare), cu $m = 1, 2$, care a fost obținută prin puncte aplicând expresia (13.1), în care $I_0 = 1 \text{ nA}$ la o temperatură de 75°C . S-au utilizat scări liniare atât pentru curent cât și pentru tensiune. Datorită modului rapid de variație a funcției exponențiale, se observă că – într-un domeniu limitat de curent – tensiunea pe joncțiunea în polarizare directă (U_{AC}) poate fi presupusă constantă (dioda ideală); valoarea tipică a acesteia este $0,7 \text{ V}$ pentru siliciu, $0,3 \text{ V}$ pentru germaniu și 1 V pentru Ga As.

Singura problemă care se pune la aplicarea formulei (13.1) constă în găsirea valorii pentru m și în determinarea lui I_0 (acest curent de saturație poate fi evaluat prin măsurarea lui cu un microampermetru, dioda fiind polarizată invers cu o tensiune $U_{CA} = 10\text{V} \div 100 \text{ V} < U_{str}$).

Ridicarea caracteristicii statice a diodelor semiconductoare se poate face și prin măsurare, fie cu ajutorul trasorului de caracteristici din figura 13.1 (caz în care dioda se conectează între bornele E – catodul C și C – anodul A) – blocul redresor 2 (fig. 13.1) putând fi suntat (ceea ce permite observarea caracteristicii simultan în ambele cadrane de lucru), fie prin puncte (“punct cu punct”) cu utilizarea unui miliampermetru și a unui voltmetru, într-un montaj foarte simplu ca cel din figura 13.4. Sensibilitatea aparatelor de măsurat și rezistențele lor interne limitează zonele din caracteristică ce pot fi studiate.

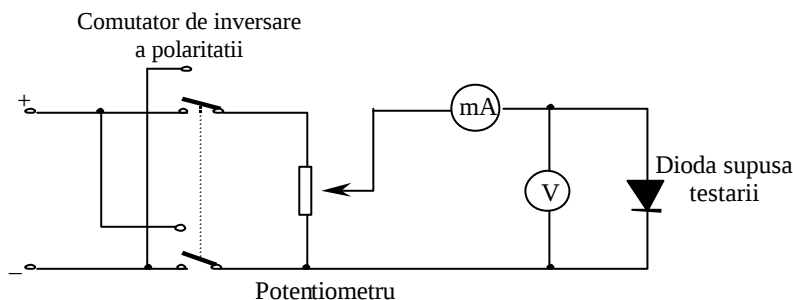


Fig. 13.4

Măsurarea diodelor de putere cu trasorul de caracteristici (fig. 13.1) se face în impulsuri scurte ($80\text{--}300 \mu\text{s}$), la un factor de umplere (v. cap. 4) mai mic sau egal cu $1/100$ (în acest scop se deconectează blocul 2 și borna de la ieșirea blocului 4 se conectează la intrarea în rezistorul R_C). Se evită astfel variația tensiunii directe din cauza ridicării temperaturii diodei testate.

13.2.2. Masurarea parametrilor dinamici

Prin parametrii dinamici ai diodei se înțeleg parametrii de circuit (de tip R , L , C) care intervin în schema echivalentă a diodei semiconductoare în curent alternativ. Parametrii dinamici se definesc, pentru fiecare punct M al caracteristicii statice, prin rapoartele $R = du/di|_M$ și $L = d\Phi/di|_M$; în cazul cel mai general, o schema echivalentă a unei diode semiconductoare, valabilă la orice frecvență, arată așa ca în figura 13.5.

În această schema: C_A reprezintă capacitatea proprie a capsulei (monturii), L_s este inductivitatea terminalelor diodei, C_B – capacitatea între metalizările structurii semiconductoare, R_s – rezistența serie a semiconductorului, C_j – capacitatea jonctiunii și R_j – rezistența de pierderi aferentă acestei capacități.

Pentru frecvențe mai mici (până la câțiva zeci de MHz se poate folosi cu o bună aproximație o schema echivalentă simplificată (așa ca în figura 13.6), în care: C_d integrează toate capacitățile din schema echivalentă completă (fig. 13.5) și R_d este rezistența echivalentă de pierderi. Să neglijăm, deci, inductivitatea L_s care are valori de ordinul 10^{-19} H, ce dau reactanțe $L_s\omega$ neglijabile la frecvențe mai mici.

Măsurarea parametrilor schemei echivalente se poate face cu o punte (v. cap. 12), care – însă – trebuie să fie prevăzută cu posibilitatea de a polariza dioda testată în curent continuu, potrivit punctului M de pe caracteristica statică în care vrem să facem determinările (deoarece atât R_d cât și C_d depind de acest punct de funcționare). Semnalul alternativ care se aplică diodei (în jurul componentei continue corespunzătoare punctului static M) trebuie să fie cât mai mic (de ordinul mV), pentru ca $R_d = du/di|_M$ să fie cât mai bine aproximat de $\Delta u/\Delta i|_M$, unde Δu este variația vârf-vârf a semnalului alternativ în jurul punctului M . O variație prea mare a lui Δu face ca să se depășească porțiunea mică de liniaritate a caracteristicii statice în jurul punctului de funcționare M .

Capacitatea C_d (v. fig. 13.6) și rezistența echivalentă de pierderi R_d a diodei se poate măsura printr-o metodă de rezonanță folosind montajul prezentat în figura 13.7, în care: u_s este tensiunea de alimentare cu o frecvență $f = \text{const.}$; R și C_c sunt elemente de cuplaj; D este dioda supusă măsurării; L – inductivitatea unei

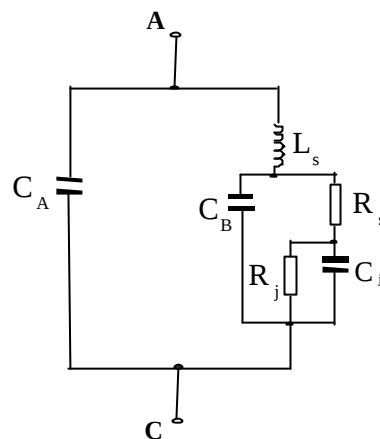


Fig. 13.5

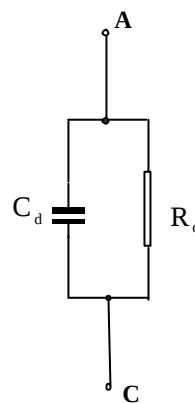


Fig. 13.6

bobine a circuitului de rezonanta; C_{sr} – capacitatea unui condensator semireglabil (cu rolul de compensare a capacității parazite a monturii diodei, notate cu C_A pe schema din figura 13.5); C_v – capacitatea unui condensator etalon reglabil fin; V – un voltmetru ce indică (prin deviația sa maximă) momentul de rezonanță al circuitului paralel $L, C_e = (C_{sr} + C_v)_{max}$.

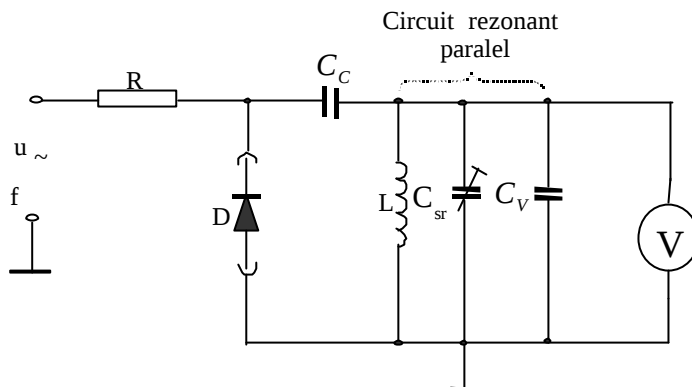


Fig. 13.7

Modul de lucru este următorul:

– se fixează frecvența de lucru f , a sursei de alimentare $u_{\sim}$, la valoarea:

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_e}};$$

– fără a fi conectată dioda D , se plasează C_v pe maximum și se reglează C_{sr} până ce se obține rezonanța (V are deviație maximă). Astfel se compensează capacitatea parazită a monturii diodei;

– se introduce dioda D în circuit și se reacordează circuitul (la rezonanță), prin micșorarea valorii C_v , de la maximum la o valoare C_{vD} (pentru care V are o deviație maximă);

– se calculează capacitatea diodei testate, prin $C_d = C_{vmax} - C_{vD}$;

– se estimează rezistența de pierderi a diodei prin măsurarea factorului de calitate al circuitului, cu și fără dioda D .

Această metodă de rezonanță duce la precizii mari de măsurare, într-o gamă largă de frecvențe (zeci de kHz la zeci de MHz).

13.2.3. Măsurarea parametrilor de comutație

Diodele de comutație (de exemplu dioda Schottky) sunt folosite în circuitele de impulsuri, principalii parametri fiind timpii de comutație din polarizarea directă – d în polarizarea inversă – i (și în sens contrar $i-d$). Acești timpi se determină trasând răspunsul în timp (de curent i_A prin dioda) la un semnal treaptă (de tensiune u_A ,

aplicata din exterior diodei), asa cum se arata în figura 13.8, unde: U_d si U_i sunt valorile treptei de tensiune aplicate diodei (în polarizare directa – d si inversa – i); t_{cd} este timpul de comutatie directa; t_{ci} – timpul de comutatie inversa; t_s – timpul de stocare (al purtatorilor de sarcina); t_c – timpul de cadere.

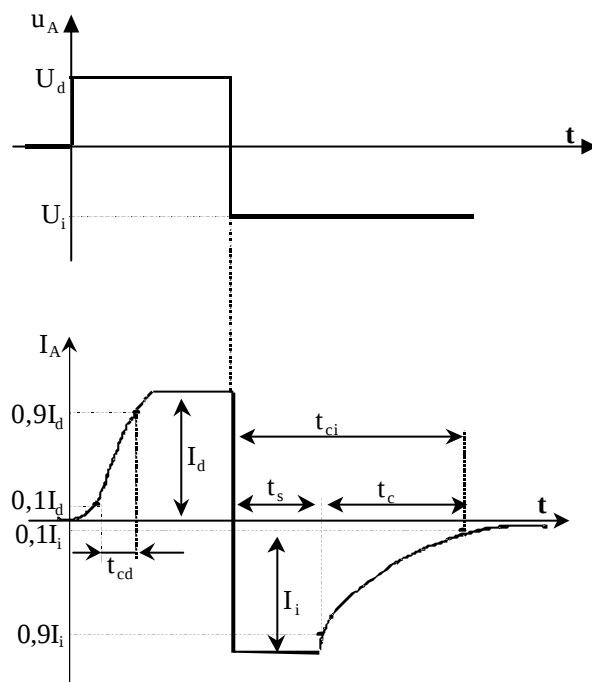


Fig. 13.8

Timpul de comutatie directa (t_{cd}) se poate masura cu ajutorul unui montaj ca cel prezentat în figura 13.9,a, iar timpul de comutatie inversa (t_{ci}) cu montajul din figura 13.9,b.

În montajul din figura 13.9: e_g este un generator de impulsuri; R_g – rezistenta de generator; R_L – rezistenta de lucru (de obicei se ia $R_g = R_L = 50$ ohmi), L – o bobina (a carei inductivitate se alege suficient de mare pentru ca, pe durata comutarii, curentul i_A introdus în circuit de generatorul de impulsuri e_g sa circule numai prin dioda D – supusa testarii; C_1 , C_2 – capacitati de cuplare, iar OC este un osciloscop catodic ce preia, printr-o sonda de atenuare (cu atenuarea 1/10 daca impedanta de intrare în osciloscop este de 1 M Ω), tensiunea la bornele rezistorului de sarcina R_L (tensiune proportionala cu raspunsul i_A).

Pentru masurarea timpului t_{cd} (fig 13.9,a) dioda D este polarizata în conductie inversa cu o tensiune U_p , care se aplica prin inductorul L . Pentru masurarea lui t_{ci} , dioda D este polarizata cu un curent I_p în conductie directa. În ambele cazuri, curentul I_A se regleaza prin variatia lui e_g .

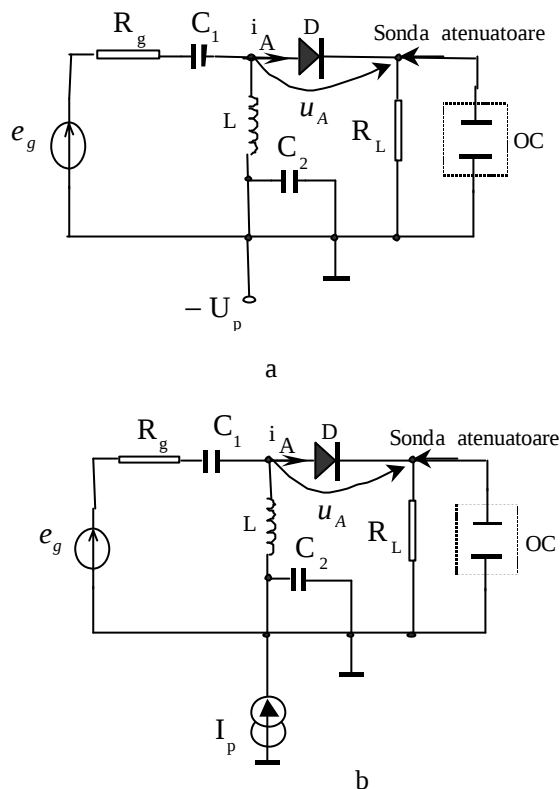


Fig. 13.9

13.2.4. Masurari la înalta frecventa

Pentru masurarea diodelor semiconductoare ce pot lucra în domeniul microundelor, se utilizeaza tehnici speciale bazate pe folosirea ghidurilor de unda (v. cap. 14).

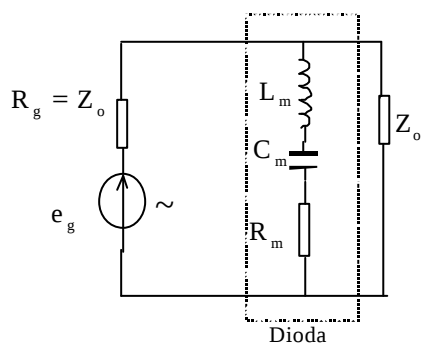


Fig. 13.10

Masurarea rezistentei R_s (v. fig. 13.5) se realizeaza prin metoda transmisiei la rezonanta. În acest scop, dioda se monteaza într-un ghid de unda cu înaltimea redusa la dimensiunea corpului ceramic al capsulei diodei. Pentru acest caz, schema echivalenta a diodei se reduce la un circuit serie L_m , C_m , R_m , ca cel din figura 13.10.

Circuitul este adus la rezonanta prin alegerea corespunzatoare a tensiunii de polarizare e_g sau prin baleiajul frecventei,

caz în care schema echivalentă a diodei arată așa ca în figura 13.11.

Măsurările constau în determinarea următoarelor mărimi:

- raportul pierderilor de transmisie la rezonanță, T , definit prin câtul dintre puterea transmisă în absența diodei și puterea transmisă cu dioda montată, la rezonanță;

- frecvențele f_1 și f_2 , de o parte și de altă a frecvenței de rezonanță, la care puterea transmisă se dublează.

Pentru $T \gg 2$ (caz frecvent), parametrii circuitului echivalent sunt dați de formulele (preluate din [9]):

$$R_m = \frac{Z_0}{2\sqrt{T}-1}, \quad C_m = \frac{f_1 - f_2}{f_1 \cdot f_2} \cdot \frac{1}{2pR_m}, \quad L_m = \frac{1}{4p^2 f_1 f_2 C_m},$$

în care Z_0 este impedanța caracteristică a ghidului de undă cu înălțime redusă care este dată de expresia:

$$Z_0 = 754 \frac{b}{a} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda_0},$$

în care: λ_g și λ_0 sunt lungimile de undă, în ghid și – respectiv – în aer, corespunzătoare frecvenței de măsurat, a – lățimea și b – înălțimea ghidului de undă.

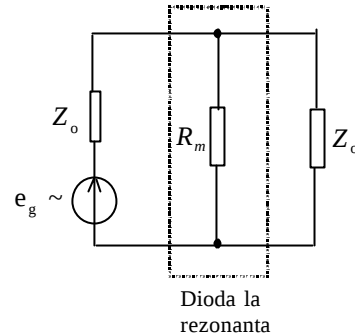


Fig. 13.11

13.3. MASURAREA TRANZISTOARELOR

Ne vom limita, în cadrul acestui capitol, numai la tranzistoarele bipolare, care sunt utilizate ca dispozitive individuale, neintegrate.

13.3.1. Masurarea parametrilor statici

Caracteristicile statice ale tranzistoarelor reprezintă legăturile dintre curenții și tensiunile aplicate pe electrozi, în regim staționar – continuu sau lent variabil.

Ridicarea acestor caracteristici prin metoda punct cu punct se face cu montajul prezentat în figura 13.12. Măsurările reprezintă dependența dintre două mărimi, cu o a treia ca parametru. Metoda prezintă câteva dezavantaje: este lentă, valorile semnalelor sunt limitate de puterea pe care o poate disipa tranzistorul, numărul de puncte (rezoluția) nu poate fi prea mare etc.

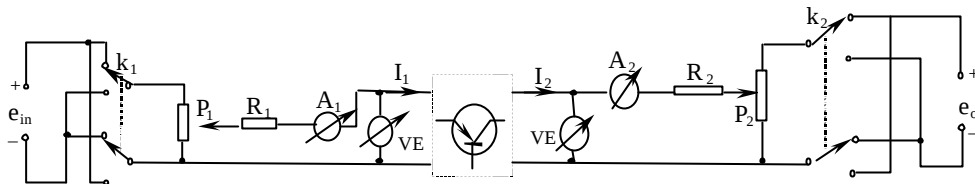


Fig. 13.12

Mai mult, aceste semnale trebuie sa nu modifice temperatura jonctiunilor. Acest inconvenient se poate elimina printr-o metoda de compensare ca în figura 13.13. Tensiunea U_{BE} este masurata indirect, prin aducerea galvanometrului G la zero, prin intermediul rezistorului R . În acest fel, voltmetrul nu absoarbe curent din circuitul de alimentare al emitorului.

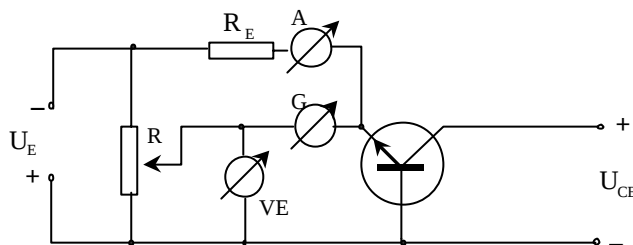


Fig. 13.13

Masurarile în impulsuri, la un factor de umplere mic, asigura un regim aproape izoterm; pentru o buna precizie, trebuie sa se tina seama de urmatoorii factori:

- la tranzistoarele cu constante de timp termice mici se aplica impulsuri de frecventa joasa si durata redusa, pentru evitarea încălzirii;
- durata impulsurilor este astfel încât sa se poata neglija efectul timpilor de tranzit;
- fronturile impulsurilor trebuie sa fie destul de mari, pentru a nu avea raspunsuri cu supracresteri la vizualizarea cu osciloscopul;
- cuplajele si elementele parazite trebuie reduse la minimum.

Folosirea trasorului de caracteristici permite, si aici, o buna precizie si o economie importanta de timp. Pentru ca acesta lucreaza în regim de curent variabil, se elimina si problema puterii disipate de tranzistor.

13.3.2. Masurarea parametrilor la semnal mic

Privind tranzistorul ca pe un clasic cuadripol (fig. 13.14), functionarea lui va fi caracterizata de patru marimi variabile. Deoarece doar doua din acestea pot fi independente, se obtin sase moduri diferite de a le relationa. În practica, cei mai folositi sunt parametrii hibrizi (h_{ij}), impedanta (z_{ij}) si admitanta (y_{ij}).

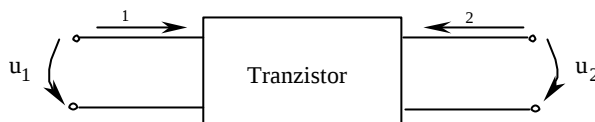


Fig. 13.14

Acești parametri se definesc într-un regim în care semnalul de masurat are amplitudinea mica în comparatie cu semnalele din punctul static de functionare sau cu kT/e tratat anterior.

Masurarea parametrilor de cuadripol trebuie sa tina seama de urmatoarele restrictii:

- rezultatele nu trebuie sa fie influentate de conectarea generatorului si a instrumentelor de masurat;
- semnalul de lucru trebuie sa mentina tranzistorul în zona liniara a caracteristicilor;
- elementele parazite trebuie eliminate.

În continuare se prezinta masurarea parametrilor hibrizi, definiti matriceal astfel:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \end{bmatrix}.$$

Circuitul echivalent cu parametri h este reprezentat în figura 13.15.

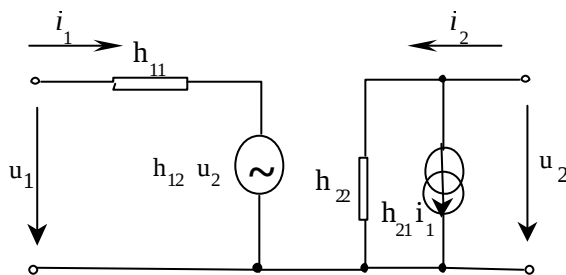


Fig. 13.15

13.3.3. Masurarea impedantelor de intrare si de iesire

Impedanta de intrare a tranzistorului, h_{11} , se masoara cu iesirea în scurtcircuit (pentru $u_2 = 0$):

$$h_{11} = u_1 / i_1.$$

La frecvente joase (sub 1 kHz), efectul capacitatilor interne ale tranzistorului se neglijeaza, astfel încât formula de mai sus furnizeaza rezultatul corect.

În figura 13.16 sunt prezentate montajele pentru masurarea parametrului h_{11} în conexiune BC (fig. 13.16,a) și EC (fig. 13.16,b).

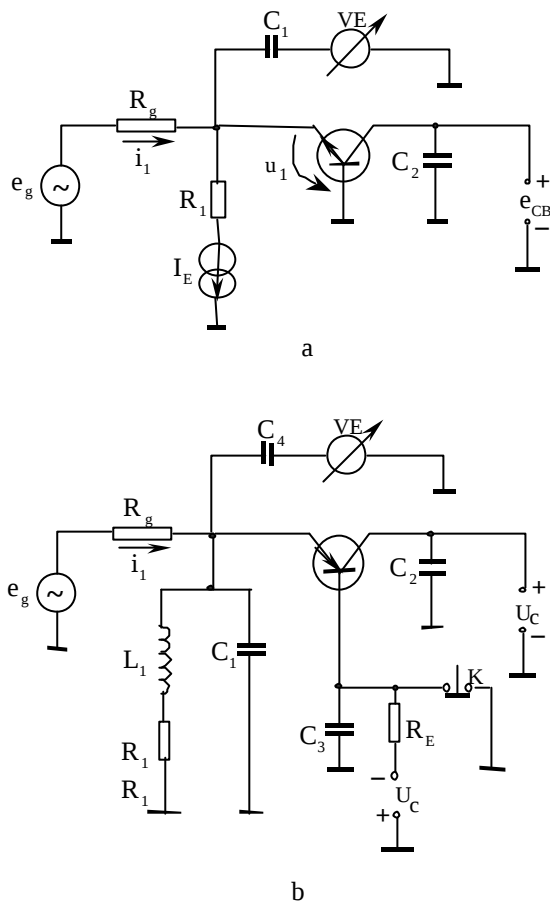


Fig. 13.16

Condiția de scurtcircuit la ieșire se realizează prin condensatorul C_2 , a cărui reactanță este mult mai mică decât impedanța de ieșire a tranzistorului. Rezistența internă R_g a generatorului, ideal infinită, trebuie să fie cât mai mare.

Curentul I_1 rezulta din relația:

$$I_1 = (E_g - U_1)/R_g.$$

Baza se alimentează în curent continuu printr-un circuit derivatie cu un factor de calitate ridicat, acordat pe frecvența generatorului.

Întreținătorul K se deschide numai după ce tranzistorul a fost introdus în circuit. Altfel curentul de descărcare al condensatorului C_3 poate distruge jonctiunea emitor-bază.

Admitanta de iesire h_{22} se definește cu intrarea în gol (pentru $i_1 = 0$):

$$h_{22} = i_2/u_2 .$$

Tensiunea u_2 este aplicată tranzistorului de la un generator cu impedanță de ieșire foarte mică (fig. 13.17).

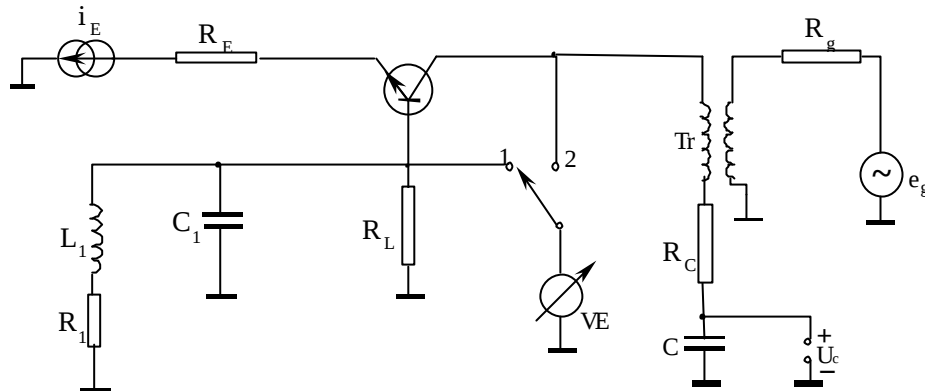


Fig. 13.17

Măsurând tensiunea pe rezistorul R_L , se deduce $I_2 = U_{RL}/R_L$.

Condiția de gol la intrare se realizează cu un circuit acordat paralel.

La tranzistoarele de mică putere, în conexiune BC , $1/h_{22}$ are valori de ordinul megaohmilor, iar amplitudinea tensiunii u_2 este de 0,1-1 V. Aceasta impune utilizarea unui voltmetru (VE) foarte sensibil pentru măsurarea U_{RL} .

La frecvențe mai mari, elementele reactive interne ale tranzistorului nu se mai pot neglija, ceea ce conduce la scheme de măsurare complicate.

13.3.4. Măsurarea parametrilor de transfer

Factorul de transfer direct în curent, h_{21} , se măsoară cu ieșirea în scurtcircuit (pentru $u_2 = 0$):

$$h_{21} = i_2/i_1 .$$

În figura 13.18 este prezentată schema de măsurare pentru conexiunea EC . Condiția de scurtcircuit la ieșire se obține alegând R_L în intervalul 5-50 Ω . Trebuie ca $1/\omega C_2 \ll R_L$ și $\omega L \gg h_{11e}$. Reactanța $1/\omega C_1$ trebuie să fie cât mai mică. Măsurând U_1 și U_g , se deduc $I_1 = (U_g - U_1)/R_g$ și $I_2 = U_2/R_L$.

Pentru a măsura h_{21} în conexiune BC , se preferă metode de nul, mult mai precise, ca în schema din figura 13.19.

Rezistența internă a detectorului se alege astfel încât $R_{det} \gg R_{1max}$, iar relația de calcul devine :

$$h_{21b} = 1/(1 + R_2/R_1 + j\omega C_1 R_2) .$$

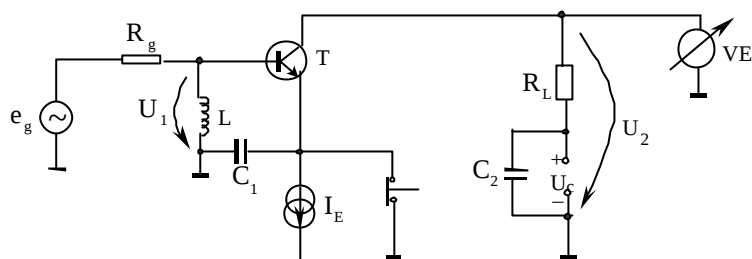


Fig. 13.18

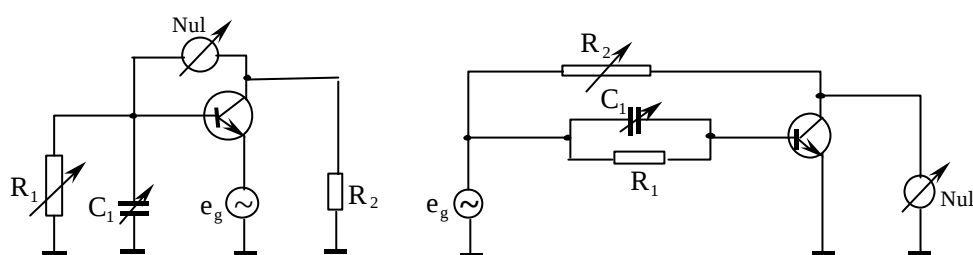


Fig. 13.19

Factorul de transfer în tensiune de la ieseire la intrare, sau factorul de reacție internă h_{12} , se masoara cu intrarea în gol (pentru $i_1 = 0$):

$$h_{12} = u_1/u_2 .$$

În figura 13.20 sunt prezentate doua scheme pentru masurarea h_{12} în conexiune EC.

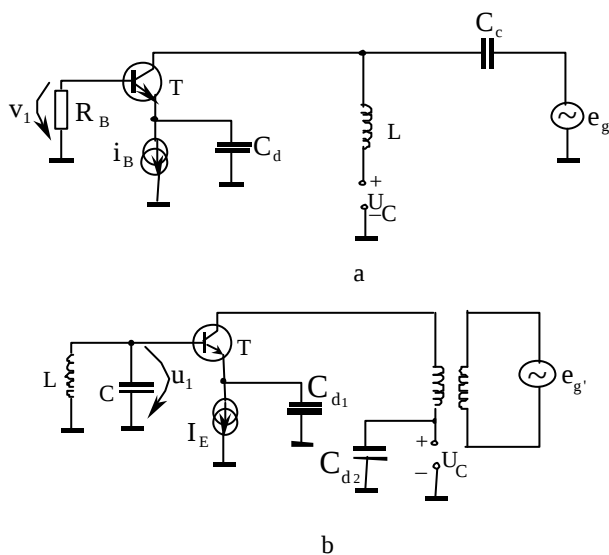


Fig. 13.20

În schema 13.20,a, rezistorul R_B trebuie sa fie mult mai mare decât $h_{11e \max}$. Polarizarea bazei se poate face si printr-un circuit rezonant, ca în schema 13.20,b.

Deoarece h_{12e} poate avea valori de ordinul 10^{-3} - 10^{-4} , iar impedantele de la intrarea tranzistorului sunt foarte mari, se impune o ecranare cât mai buna între intrare si iesire.

Parametrul h_{12e} se obtine din relatia: $|h_{12e}| = U_1/U_g$.

13.3.5. Masurarea elementelor schemei echivalente

Schema echivalenta a tranzistorului cu parametri Giacoletto (circuitul echivalent natural), prezentata în figura 13.21, își pastreaza valabilitatea pâna la frecvente apropiate de f_T , parametri ei fiind dependenti de frecventa pentru $f < (0,3 \dots 0,4)f_T$.

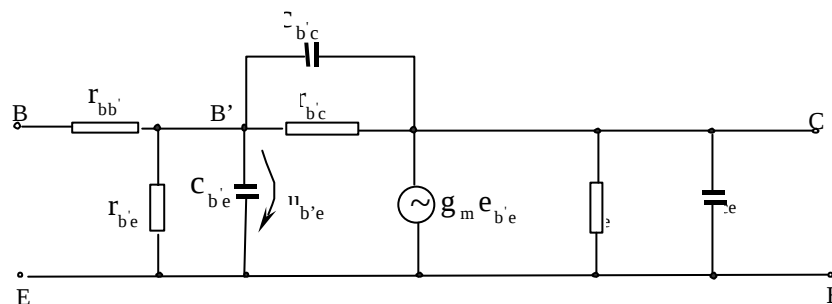


Fig. 13.21

Rezistența de baza r_{bb} se determina prin măsurarea rezistenței de intrare h_{11e} la frecvente cât mai ridicate, de exemplu prin procedeele cunoscute – în punte sau cu voltmetrul, ca în figura 13.22.

Montajul din figura 13.23 permite măsurarea simultană a elementelor $r_{bb'}$, $r_{b'e}$ și $C_{b'e}$.

Deoarece tranzistorul are colectorul la masa, în curent alternativ, schema sa echivalentă se simplifică (fig. 13.23,b). Între elementele punții sunt impuse relațiile: $R_3 = R_4$ și $R_5 = R_6$. La frecvente înalte, echilibrul se realizează prin reglarea R_2 , iar la frecvente joase prin R_1 și C . Se obțin:

$$r_{bb'} = R_2; \quad r_{b'e} = R_1;$$

$$C_{b'e} + C_{b'c} = C.$$

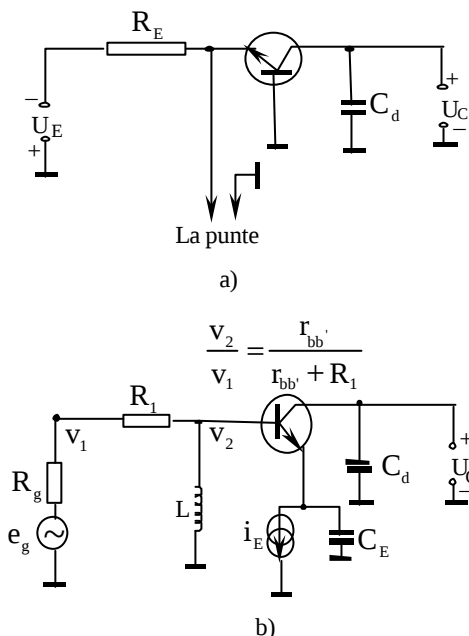


Fig. 13.22

Capacitatea $C_{b'e}$ se masoara în conexiune BC cu intrarea în gol, la o frecvență f pentru care reactantele celor două capacitati sunt foarte mici.

În figura 13.24 se prezintă o schema pentru măsurarea $C_{b'c}$.

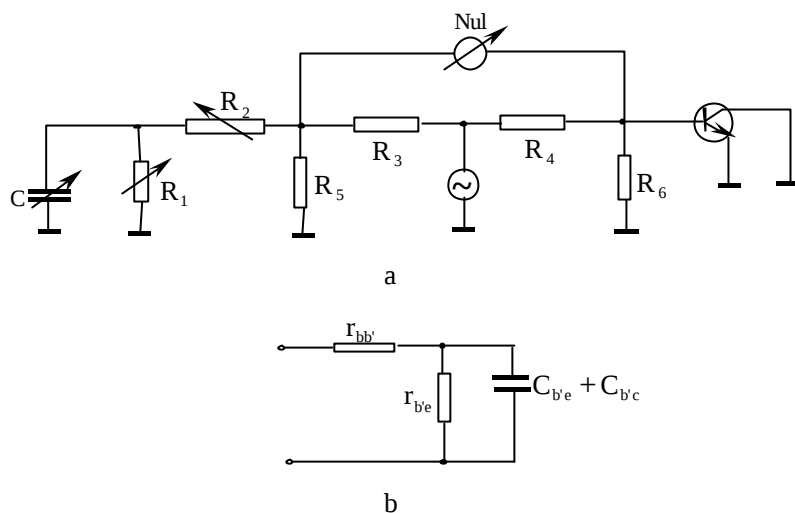


Fig. 13.23

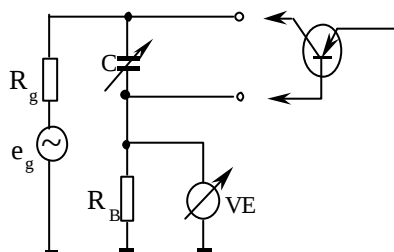


Fig. 13.24

Se stabilește, pe voltmetrul VE , o tensiune pentru o valoare oarecare a capacității, notată C_1 , apoi se introduce tranzistorul și se micșorează C până când, pentru C_2 , se reobține valoarea tensiunii inițiale pe voltmetru.

Se deduce:

$$C_{b'c} = C_1 - C_2 .$$

13.4. MASURAREA CIRCUITELOR INTEGRATE DIGITALE

Datorită dezvoltării explozive a tehnologiilor, tipurilor și structurilor circuitelor integrate logice, este imposibilă o metodă unitară de măsurare a parametrilor acestora.

Cum, în cadrul familiilor uzuale de astfel de circuite (TTL și MOS), poarta fundamentală este poarta logică NAND (SI-NU), vor fi analizați parametrii acesteia. Exemplele ce urmează sunt aplicate pe o poartă NAND din familia TTL, pentru că valorile tensiunilor de lucru sunt compatibile cu cele ale familiei MOS.

13.4.1. Caracteristica de transfer

Se definesc nivelurile logice :

- U_{IL} – valoarea maxima a tensiunii la intrare pentru starea 0 la intrare;
- U_{IH} – valoarea minima a tensiunii la intrare pentru starea 1 la intrare;
- U_{OL} – valoarea maxima a tensiunii la iesire pentru starea 0 la iesire;
- U_{OH} – valoarea minima a tensiunii la iesire pentru starea 1 la iesire.

Caracteristica de transfer a portii NAND este prezentata în figura 13.25.

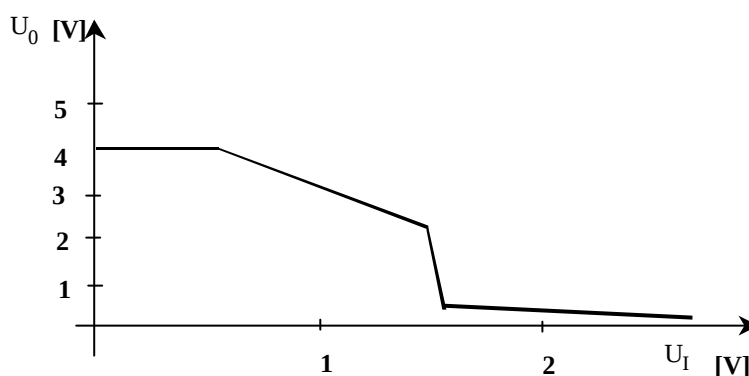


Fig. 13.25

13.4.2. Caracteristica de intrare

Figura 13.26,a prezinta dependenta dintre curentul si tensiunea de intrare. Masurarea curentului de intrare pentru starea 0 (I_{IL}), respectiv curentului de intrare pentru starea 1 (I_{IH}) se face ca în figura 13.26,b, respectiv 13.26,c.

În cazul functionarii corecte, se vor regasi valorile de maximum 1,6 mA, respectiv 0,04 mA.

13.4.3. Caracteristica de iesire

Figura 13.27 reprezinta aceasta caracteristica, deci dependenta între curentul si tensiunea de iesire (I_O si U_O).

Pe caracteristica (a) cel puțin una din intrari este în 0 , asadar $U_O = 1$, iar pe caracteristica (b) toate intrarile sunt în 1, ceea ce conduce la $U_O = 0$.

Pentru ridicarea caracteristicii si determinarea valorilor importante ale curentilor se utilizeaza montaje simple, ca cel din figura 13.28.

Montajul 13.28,a permite masurarea I_{Osc} , adica a curentului de iesire cu intrarea în scurtcircuit. Pentru o poarta TTL, $|I_{Osc}|$ trebuie sa fie cuprins între 20 mA si 55 mA.

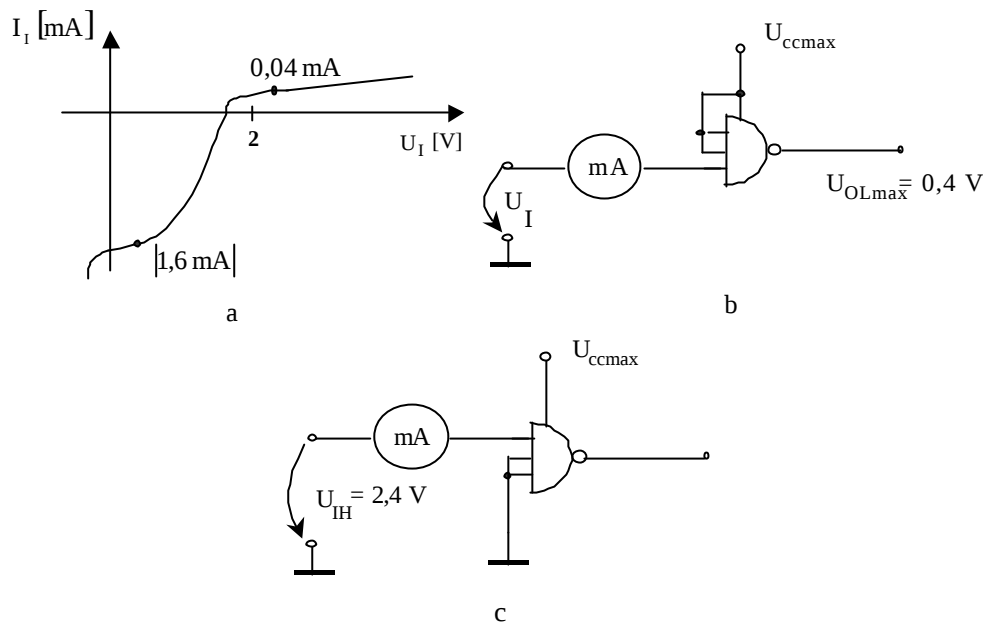


Fig. 13.26

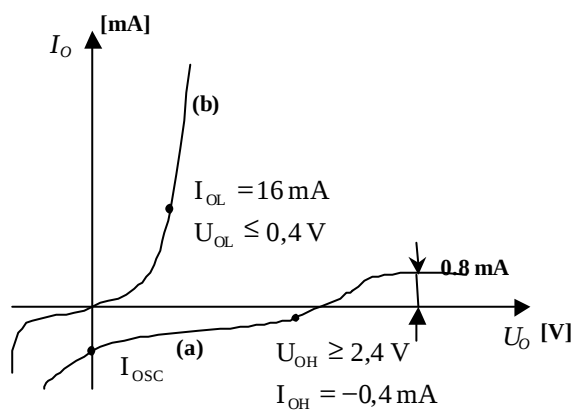


Fig. 13.27

Masurarea I_{OH} se face ca în figura 13.28,b. Prin injectarea $I_{OH} = 400 \mu A$, va trebui sa gasim $U_O > 2,4 V$.

Verificarea punctului de pe caracteristica din figura 13.27 (b) se face ca în figura 13.28.c. Injectând $I_{OL} = 16 mA$, va trebui ca $U_{OL} < 0,4 V$.

Tinând seama de valorile specificate ale curenților de intrare si iesire se determina un parametru important – capacitatea maxima de încărcare (“fan-out”) – adica numarul maxim de intrari ce pot fi comandate de iesirea unei porti. În cazul nostru:

- pentru starea 0: $16 mA / 1,6 mA = 10$ porti;
- pentru starea 1: $0,8 mA / 0,04 mA = 20$ porti.

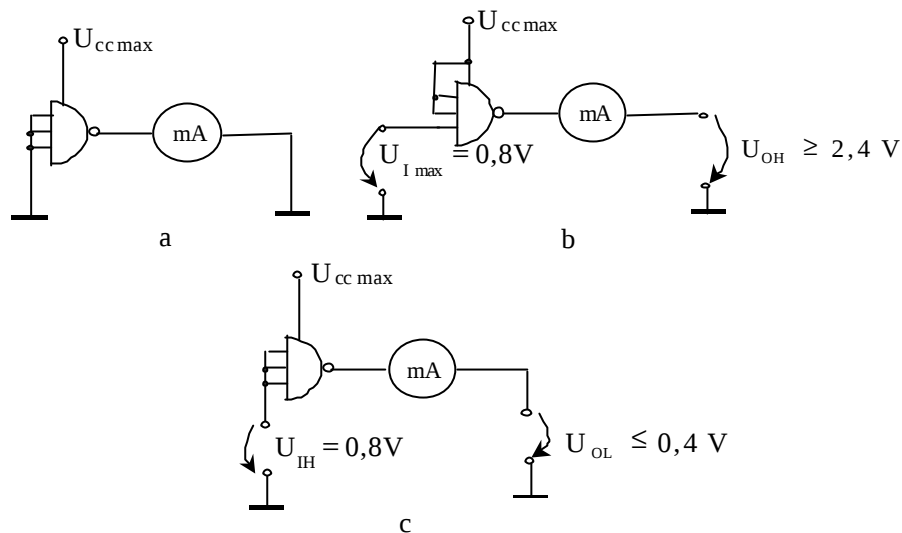


Fig. 13.28

13.4.4. Timpul de propagare (t_{pd})

Acesta reprezintă intervalul de timp în care o comandă aplicată la intrare creează valoarea logică aferentă, la ieșire și mai este denumit *timp de întârziere* (t_{pd} ? « propagation delay »). Semnalul tipic aplicat la intrarea porții NAND este cel din figura 13.29 și are ca parametri tipici pentru circuitele TTL : t_r = timpul de creștere = 8 ns și t_f = timpul de descreștere = 5 ns.

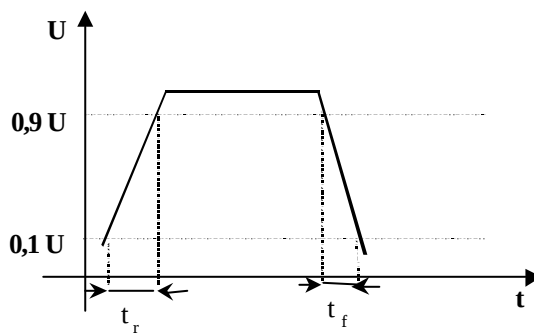


Fig. 13.29

Răspunsul tipic la acest semnal este :

– la trecerea din 1 în 0: $t_{pd\ HL} = 8\text{ ns}$;

– la trecerea din 0 în 1: $t_{pd\ LH} = 12\text{ ns}$.

Se deduce logic: $t_{pd\ mediu} = (8 + 12)/2 = 10\text{ ns}$.

Pentru orice altă familie sau subfamilie de circuite integrate, parametrii care interesează sunt aceiași sau similari, ca și metodele de măsurare a lor.