

CAP.7. INTRODUCERE ÎN ELECTRONICĂ

În acest capitol se va prezenta principalele dispozitive electronice de circuit (diode, tranzistoare, tiristoare, circuite integrate etc.) precum și schemele electronice realizate cu aceste elemente, insistând în special asupra funcționării principalelor circuite electronice întâlnite mai frecvent în instalații electronice industriale.

În prezent, în țara noastră, industria electrotehnică și ramura ei, electronica, are un ritm de dezvoltare mai înalt față de alte ramuri industriale. Dezvoltarea cu precădere a industriei electronice în țara noastră cât și creșterea ponderii electronicii industriale în raport cu electronica bunurilor de larg consum, reclamă o atenție sporită pregătirii specialiștilor din alte domenii de activitate, inclusiv cei din industria alimentară, pentru a utiliza și exploata în cele mai bune condiții instalațiile și aparatura electronică.

7.1. Dispozitive electronice de circuit

7.1.1. Tuburi electronice cu vid

Întrucât în prezent, tuburile cu vid și cu gaz sunt întâlnite doar în unele cazuri particulare, ne vom ocupa doar de **tubul catodic**, care este un tip special de tub cu vid și este întâlnit în special în construcția aparatelor de vizualizat și oscilografiat. În cazul tubului catodic fasciculul de electroni emis de catod lovește un ecran fluorescent (ecran prevăzut cu o substanță numită luminofor), care are proprietatea de a emite radiații luminoase la lovirea de către electroni. În locul de incidență al fascicolului, apare pe ecran un punct sau **spot** luminos. Poziția și luminozitatea spotului pe ecran pot fi comandate electric.

Tubul catodic este alcătuit din următoarele părți principale: - balonul de sticlă în care are loc deplasarea electronilor; - sistemul electrono-optic sau tunul electronic care accelerează electronii și îi strânge în fascicul; - ecranul fluorescent; - dispozitivul de deviere sau deflexie, prin intermediul căruia se poate comanda traiectoria electronilor și poziția punctului luminos pe ecran.

Există două tipuri de tuburi catodice: - tubul catodic cu comandă electrostatică; - tubul catodic cu comandă magnetică.

Tubul catodic cu comandă electrostatică: este reprezentat schematic în fig.7.1

Modulatorul M și anozii A_1, A_2 au forma unor cilindri metalici de diferite diametre, prevăzuți cu diafragme circulare interioare (discuri

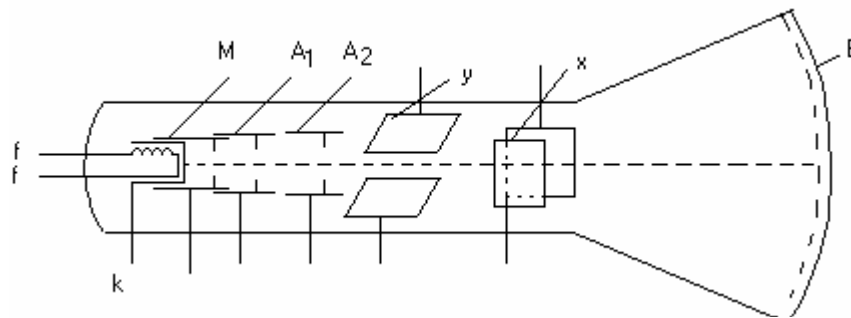


Fig.7.1

plane cu un orificiu central). Modulatorul M, care are rol de grilă de comandă, funcționează la un potențial negativ de ordinul zecilor de volți. Prin variația acestui potențial se controlează intensitatea curentului în fasciculul de electroni și deci se realizează comanda luminozității spotului pe ecranul fluorescent E. Pentru o anumită tensiune negativă, numită tensiune de tăiere, toți electronii emiși de catodul K sunt respinși și spotul luminos se stinge.

Anodul A_1 , numit anod de focalizare, funcționează la un potențial pozitiv de ordinul sutelor de volți, iar anodul A_2 , funcționează la un potențial pozitiv mai mare, de ordinul $0,5 \div 5$ KV. Câmpul electric produs de anozii A_1 și A_2 accelerează electronii spre ecranul fluorescent și totodată formează un sistem de lentile electrostatice convergente, care concentrează electronii într-un fascicul îngust.

Potențialul anodului A_1 este variabil, pentru a se putea regla focalizarea spotului luminos, care trebuie să aibă o suprafață cât mai mică și o strălucire cât mai mare.

Dispozitivul de deviere a fasciculului de electroni este alcătuit din două perechi de plăci metalice, fixate în interiorul tubului. Câmpurile electrice dintre plăci pot devia fasciculul pe cele două direcții perpendiculare, deplasând spotul luminos pe întreaga suprafață a ecranului.

Un fascicul de electroni dirijat printr-un cilindru metalic prevăzut cu diafragma circulară poate fi comparat cu un fascicul de raze luminoase ce străbate o lentilă după cum vom vedea.

Dacă se reprezintă un fascicul de raze luminoase care străbat o lentilă convergentă, divergentă sau o prismă optică și un fascicul de electroni care străbat spațiul dintre două plăci supuse la diferite potențiale (fig.7.2) se constată că:

- în cazul plăcilor încărcate cu sarcini negative electronii sunt respinși pe direcția axei orizontale, iar sistemul electric este analog cu o lentilă optică convergentă (fig.7.2a);

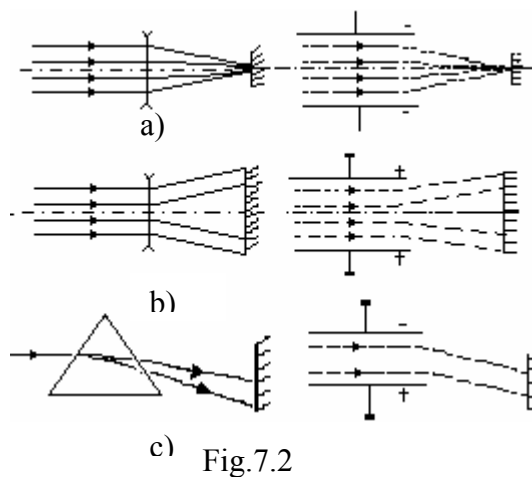


Fig.7.2

- în cazul plăcilor încărcate cu sarcini pozitive electronii se depărtează, iar sistemul acționează ca o lentilă divergentă (fig.7.2.b);

a)- în cazul când plăcile sunt încărcate cu sarcini diferite, fasciculul de electroni deviază spre placa încărcată cu sarcini pozitive, acțiunea unui astfel de sistem fiind echivalentă Fig.7.2cu acțiunea unei prisme optice (fig.7.2c).

Cu cât este mai mic timpul în care electronii sunt supuși acțiunii câmpului electric, cu atât mai redusă va fi acțiunea de deviere a lor față de direcția orizontală.

Deplasarea spotului luminos pe ecranul fluorescent corespunzătoare unei tensiuni deflectoare de 1V, definește sensibilitatea tubului. Tuburile catodice de tensiune joasă sau medie au sensibilitatea de $0,2 \div 0,5 \text{ mm/V}$. Dacă semnalul aplicat dispozitivului de deviere este mic, el este în prealabil amplificat.

De obicei fața interioară a balonului se acoperă cu un strat subțire de grafit coloidal care este supus la același potențial ca și anodul A_2 . Acest strat colectează electronii secundari și ecranează tubul față de câmpurile electrice și magnetice exterioare.

Parametrii principali ai tubului catodic sunt: - diametrul ecranului fluorescent; - tensiunea de lucru a electrozilor; - sensibilitatea; - culoarea radiației; - persistența.

Tuburile catodice se construiesc și cu două, patru sau mai multe sisteme electrooptice, adică se formează mai multe fascicule de electroni fiecare putând fi comandat în mod independent. Aceste tuburi se folosesc la construcția osciloscopelor cu destinație specială.

Tubul catodic este folosit la construcția osciloscopelor catodice.

7.1.2. Elemente semiconductoare

Din punct de vedere al conducției electrice materialele sunt: conductoare (conducătoare), izolatoare (dielectrice) și semiconductoare.

Semiconductoarele au o rezistivitate cuprinsă în ordinul de mărime $10^{-4} \div 10^{+4} \Omega \cdot m$. Dintre acestea se disting: siliciul, germaniul, sele-

niul, casiul, arseniul, fosforul, borul, telurul, precum și o serie de compuși chimici.

Conductivitatea electrică a semiconductoarelor se realizează prin două categorii de purtători: **electroni și goluri**. Aceasta se explică pe baza teoriei zonale, care înlocuiește teoria clasică aproximativă a conductivității electrice, bazată pe modelul atomic a lui Bohr, prin mecanica cuantică, unde electronii nu mai sunt acceptați ca simple corpuscule ce gravitează în jurul nucleului, ci, sunt luate în considerare și proprietățile lor ondulatorii. Astfel, starea unui electron în atom este caracterizată prin patru „numere cuantice”, dintre care unul se referă la nivelul energetic conținut de electron în stare considerată. În cazul unui atom izolat, teoria stabilește că electronii nu pot avea orice nivel energetic, ci un număr discret și finit de stări compatibile cu echilibrul lor și că în stările de echilibru posibile se poate găsi cel mult un electron, conform principiului de excludere a lui Pauli. Teoria zonală înlocuiește ipoteza electronilor liberi, proveniți din electronii periferici, în formația unui gaz electronic ipotetic, cu posibilitatea pe care o au electronii de a ocupa anumite nivele energetice „permise”, numite benzi sau zone permise. Astfel electronii tind să ocupe nivelul energetic corespunzător zonei de valență și de îndată ce se transmite metalului o formă de energie, electronii pot trece pe nivelele energetice superioare, formând zona de conducție, devenind electroni de conducție sau electroni liberi, capabili de a se deplasa prin rețeaua cristalină (fig.7.3a). În cazul conductoarelor, zona de conducție se

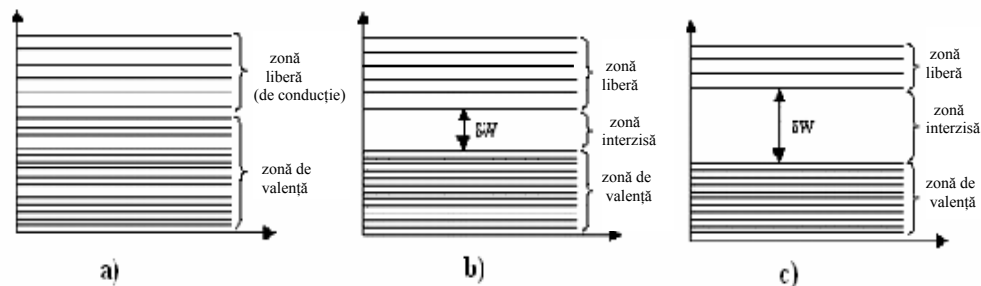


Fig.7.3

întrepătrunde cu zona de valență sau se învecinează direct. Numărul electronilor liberi în această situație fiind foarte mare, un câmp electric oricât de slab orientează mișcarea electronilor în sens invers liniilor de câmp electric, formând ceea ce se numește curent electric de conducție.

La izolanți și semiconductoare, între banda de valență și banda de conducție se află o bandă (zonă) interzisă (fig.7.3.b și c). La izolanți lățimea zonei interzise δW este de $5 \div 10$ eV și conducția electrică apare

numai dacă unii electroni din banda ocupată (de valență) capătă, datorită agitației termice sau datorită unui câmp electric intens, energie suficient de mare pentru a deveni liberi, deci pentru a trece din banda de valență în banda de conducție prin banda interzisă. Numărul acestor electroni liberi este în general mic și deci asemenea corpuri nu conduc. În locul unui electron care trece din zona ocupată în zona liberă rămâne un gol de nivel energetic, care poate fi ocupat de un alt electron situat pe un nivel energetic mai apropiat de nucleu. Prin creșterea temperaturii unui izolat, energia pe care o capătă electronii nu este suficientă pentru a le permite să treacă din banda de valență în cea de conducție.

După modul de generare a purtătorilor, semiconductoarele pot fi de conductibilitate **intrinsecă** și **extrinsecă**. Semiconductoarele pure sau intrinseci se comportă ca izolanti dar au o bandă interzisă relativ îngustă (lățimea benzii este aproximativ un electron-volt; de exemplu: - la germaniu $\delta W = 0,72 eV$; - la siliciu $\delta W = 1,12 eV$; - la seleniu $\delta W = 1,6 eV$; etc.). În practică semiconductoarele au impurități care influențează conductivitatea lor electrică și la temperatură obișnuită, unii electroni reușesc să treacă în banda de conducție formându-se astfel perechi de electroni liber-gol energetic. Totodată alte perechi se recombina prin întoarcerea electronilor în banda ocupată, stabilindu-se un echilibru funcție de temperatură.

Conductivitatea semiconductoarelor intrinsece se explică prin deplasarea golurilor, care se comportă ca sarcini pozitive, în sensul câmpului electric și a electronilor în sens invers. La temperatura de $0^{\circ}K$ electronii nu dispun de energii suficiente pentru saltul zonei interzise, dar, de îndată ce temperatura crește, densitatea volumică de electroni din zona de conducție crește primind valoarea:

$$n_e = 2,5 \cdot 10^{19} e^{-\frac{\delta W}{kT}} \quad (7.1)$$

unde: - δW este lățimea zonei interzise în electron-volți;

- $K = 8,62 \cdot 10^{-5} eV/^{\circ}K$ – constanta lui Boltzmann; - T este temperatura în $^{\circ}K$.

Semiconductoarele intrinsece dispun deci de o conductivitate mixtă (electronică și prin goluri), dând o densitate de curent:

$$J = (\mu^+ + \mu^-) n_e \cdot e \cdot E = \lambda E, \quad (7.2)$$

unde: μ^+ și μ^- sunt mobilitățile golurilor, respectiv ale electronilor, date de raportul dintre viteză și intensitate câmp (la germaniu $\mu^+ = 1700 cm^2 / Vs$ și $\mu^- = 3600 cm^2 / Vs$); n_e - densitatea purtătorilor

(electronilor) pe 1 cm^3 ; e - sarcina electronului, $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$; E - intensitatea câmpului electric, în V/cm ; λ - conductivitatea electrică, în $[\Omega \text{ cm}]^{-1}$.

Conductibilitatea semiconductoarelor rezultă din relațiile (7.2) și

$$(7.1) \quad \lambda = 2,5 \cdot 10^{19} e (\mu^+ + \mu^-) e^{\frac{\delta W}{2kT}}. \quad (7.3)$$

Densitatea electronilor în zona de conducție pentru germaniu la $T=300^0\text{K}$ este $n_e=2,5 \cdot 10^{13} \text{ [1/cm}^3\text{]}$, ceea ce corespunde unei rezistivități de $50 \Omega \text{ cm}$ (densitatea electronilor liberi crește cu 5% pentru fiecare ^0C). Comparând cu valorile corespunzătoare la cupru, $n_e = 2,5 \cdot 10^{22} \text{ [1/cm}^3\text{]}$ și $\rho = 1,7 \cdot 10^{-6} \text{ [}\Omega \text{ cm]}$, se observă că rezistivitatea cuprului este de cca. 10^8 ori mai mică decât cea a semiconductorului pur.

Semiconductoarele de conductivitate intrinsecă se mai numesc **semiconductoare de tip i**. Funcționarea unor dispozitive semiconductoare simple, cum sunt: termistoarele, fotorezistențele și varistoarele se bazează pe proprietățile semiconductoarelor de tip i.

Termistorul – este dispozitivul semiconductor a cărui rezistență variază în mod substanțial cu temperatura (rezistența scade mult cu creșterea temperaturii, după o curbă exponențială). În fabricarea termistoarelor se întrebuințează oxidul cupric, sulfura de argint, oxizi de nichel, mangan sau cobalt etc.. Materialul semiconductor, sub forma unei pastile sinterizate, se montează într-un balon de sticlă cu vid sau cu gaz inert (azot). În fig.7.4 se reprezintă variația rezistivității unui termistor în funcție de temperatură: curba 1 pentru oxid de uraniu și curba 2 pentru oxid de nichel și mangan. Termistoarele se folosesc ca traductoare și ca elemente de reglare în circuitele electronice sau electrice pentru a menținerea constantă a unor tensiuni, a unor temperaturi, ca relee de întârziere etc.

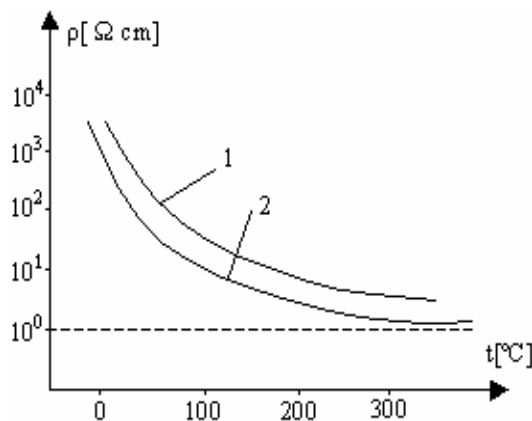


Fig.7.4

Fotorezistența este dispozitivul semiconductor la care rezistența variază cu fluxul luminos incident. Energia primită de semiconductor, pentru formarea perechilor electron-gol, este în acest caz energia unei radiații în spectrul infraroșu. Corespunzător spectrului radiațiilor incidente, în care variația rezistenței cu fluxul luminos este însemnată, fotorezistențele pot fi:

pentru spectrul vizibil și pentru spectrul infraroșu.

Varistorul: este dispozitivul semiconductor la care formarea perechilor electron-gol se realizează pe seama energiei unui câmp electric în care este plasat semiconductorul. Aceste elemente semiconductoare au caracteristica statică $i=f(u)$ neliniară și poate fi aproximată printr-o relație de forma $I=KU^\alpha$, de unde α are valori diferite, funcție de material și tehnologie.

Cele mai multe dispozitive semiconductoare utilizează conductibilitate extrinsecă, produsă prin impurificarea semiconductoarelor cu mici adausuri. Procesul conductivității se schimbă când în semiconductor apar impurități, chiar și în proporție foarte mică de $1/10^8$. Se știe că germaniu și siliciu sunt tetravalente. În rețeaua cristalină fiecare atom de germaniu, de exemplu, care are patru electroni de valență, este așezat la distanță egală de patru atomi învecinați, împărțind cu fiecare din aceștia

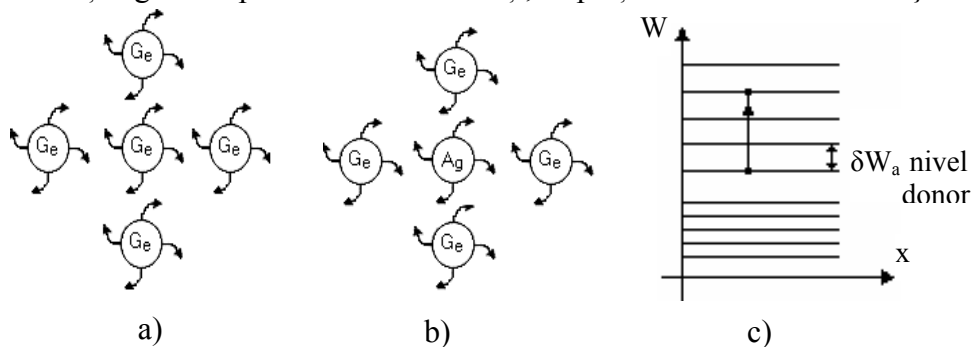


Fig.7.5

câte unul dintre cei patru electroni de valență. În fig.7.5.a este indicat modul rețelei cristaline a germaniului, în reprezentare plană.

Să presupunem că s-a introdus ca impuritate arseniul sau fosforul, care sunt pentavalente. Intrând în rețea, fiecare nucleu al impurității se cuplează cu patru nuclee vecine de germaniu și introduce câte un electron liber (fig.7.5.b). Aceste elemente se numesc **donore**. În reprezentarea zonală, impuritățile donore, care în rețea intervin ca sarcini pozitive fixe, introduc noi nivele energetice așezate la distanța δW_a micșorând lățimea benzii interzise (fig.7.5.c). Electronii suplimentari ai impurităților pentavalente se plasează pe aceste nivele energetice și trec cu ușurință în banda de conducție. În acest caz avem un semiconductor de **tip n**, în care conducția este datorată sarcinilor negative (electronilor). Cei mai mulți din acești electroni sunt puși în libertate de atomii donori, totuși în banda de conducție mai există un anumit număr de electroni corespunzând conductivității semiconductorului pur.

Dacă impuritatea este trivalentă (bor, indiu, taliu, aluminiu), atomii respectivi intră în rețea numai cu trei electroni de valență. Legătura a patra, rămasă neocupată, poate fi completată cu un electron de la un atom vecin de germaniu (fig.7.6); acest atom devenind ion pozitiv, atrage la rândul lui un alt electron. Astfel se formează un „gol” de nivel energetic, care se deplasează în mod dezordonat în rețea, ca și electronii liberi. Dacă însă există un câmp electric aplicat, golurile se vor deplasa în sensul câmpului electric și se vor comporta ca sarcini pozitive. Impuritățile de acest tip se numesc acceptoare și dau naștere în rețea la sarcini negative fixe. Potrivit teoriei zonale, atomii acceptori introduc nivele suplimentare, așezate la distanța δW_a deasupra limitei de sus a benzii de valență (fig.7.7). Pe aceste nivele trec din banda de valență, electronii captați de atomii impurității. Semiconductoarele de tipul acesta se numesc de tip „p”, iar conducția se realizează prin deplasarea golurilor, în

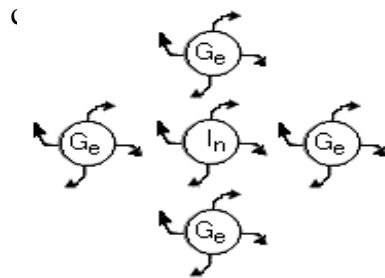


Fig.7.6

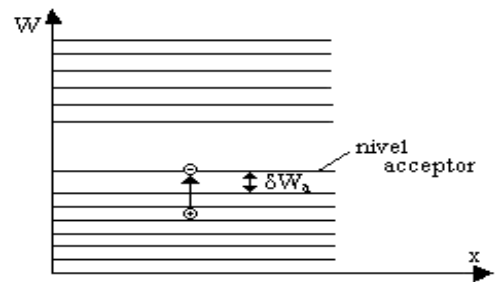


Fig.7.7

purtători majoritari, în banda de valență. Conducția determinată de electronii din banda liberă (de purtătorii minoritari) este neglijabilă.

Jonctiunea p-n. Dioda semiconductoare. Dacă două semiconductoare de tip p și n sunt aduse în contact direct se formează o **jonctiune p-n**. Notând cu N_a concentrația atomilor acceptori și cu N_d concentrația atomilor donori, se constată că în vecinătatea suprafeței de separației a celor două zone există o variație puternică a concentrației purtătorilor majoritari. Datorită acestei variații a concentrației (gradient al concentrației), se produce un fenomen de **difuzie** a purtătorilor majoritari dintr-o zonă în alta. Golurile din zona „p”, difuzează în zona „n” și se recombina cu electronii din această zonă, formând atomii neutri. În același mod, electronii din zona „n” difuzează în zona „p” recombinaându-se cu golurile din această zonă. Ca urmare, în vecinătatea suprafeței de separație are loc o micșorare a concentrației purtătorilor majoritari. În consecință, sarcina ionilor imobilizați în rețeaua cristalină nu va fi compensată de sarcina purtătorilor majoritari și în vecinătatea suprafeței de sepa-

rație va apare o sarcină spațială fixată în rețeaua cristalină (negativă în zona „p” și pozitivă în zona „n” – fig.7.8a).

În acest fel, în vecinătatea suprafeței de separație se formează două straturi cu sarcini egale și de semn contrar, reprezentând regiunea de trecere a joncțiunii p-n. Sarcina spațială din regiunea de trecere produce un câmp electric intern, îndreptat înspre zona „p” și determină o distribuție a potențialului electric ca în fig. 7.8 b. Câmpul electric intern tinde să se opune difuziei purtătorilor majoritari dintr-o zonă în alta. Va exista totuși un curent de difuzie i_d , produs de acei purtători care au o

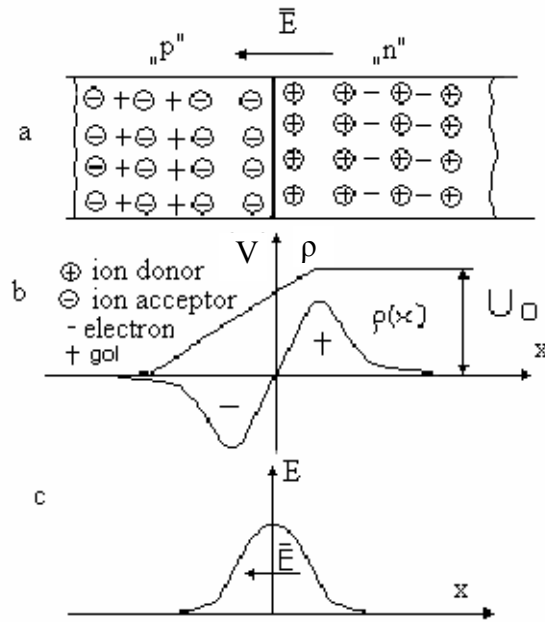


Fig.7.8

energie suficient de mare pentru a învinge **bariera de potențial** U_0 din regiunea de trecere.

Curentul de difuzie, format prin difuzarea purtătorilor majoritari dintr-o zonă în alta, depinde foarte mult de mărimea barierei de potențial (mărimea intensității câmpului electric intern ce se opune difuziei). La o joncțiune nealimentată, în echilibru termic, bariera de potențial U_0 este mai mare și curentul de difuzie este foarte mic.

Câmpul intern al joncțiunii p-n se opune **curentului de conducție** i_c de sens opus curentului de difuzie. Curentul

de purtători minoritari i_c este foarte mic, deoarece concentrația purtătorilor minoritari este foarte mică. În regimul staționar termic al joncțiunii p-n nealimentate, curentul de difuzie i_d este egal și de sens contrar cu curentul de conducție i_c , astfel încât curentul rezultat prin joncțiune este egal cu zero.

Distribuția sarcinii spațiale ρ , în funcție de distanța de la suprafața de contact este reprezentată în fig.7.8b.

Cunoscând distribuția sarcinii spațiale se poate deduce variația potențialului și a intensității câmpului electric în zona joncțiunii p-n, conform relației:

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{dE}{dx} = -\frac{\rho}{\epsilon}$$

Pe extremitățile semiconductoarelor p și n se aplică de obicei două contacte metalice de suprafață mare (electrozi). Dacă electrozii se pun în scurtcircuit (fig 7.9.a) prin joncțiune nu mai trece curent deoarece nu mai există sursă de energie, practic diferența de potențial U_0 este echilibrată de diferența de potențial de contact la suprafața electrozilor.

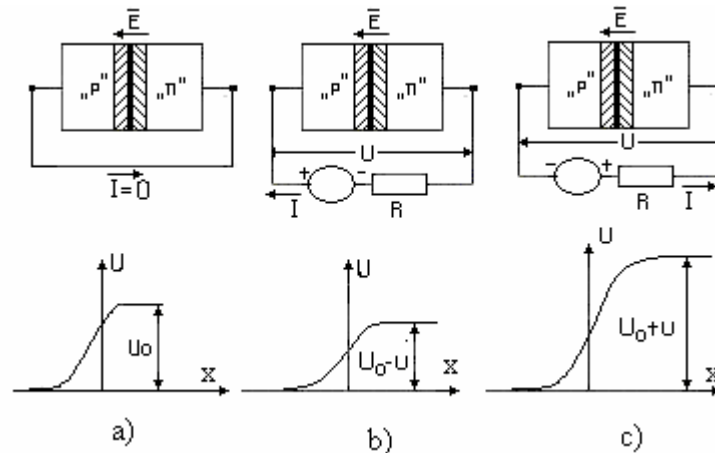


Fig.7.9

Dacă conectăm cele două semiconductoare la o sursă de curent continuu ca în fig.7.9b, diferența de potențial U_0 scade la valoarea $U_0 - u$. Dacă t.e.m. a sursei este mare, trecerea purtătorilor de sarcini este ușurată și curentul crește ajungând să fie limitat de rezistența circuitului exterior (câmpul electric se suprapune peste câmpul intern E , iar electronii și golurile se vor deplasa spre suprafața de contact). În acest caz trecerea curentului se numește directă.

Dacă se inversează polaritatea sursei (fig.7.9c) electronii și golurile se depărtează mai mult de suprafața de contact și grosimea stratului de trecere (de blocare) se mărește, iar prin circuit va trece un curent foarte mic datorat purtătorilor minoritari.

Datorită comportării inegale a joncțiunii p-n din punct de vedere al proprietăților de conductivitate, circuitul electric se abate de la legea lui Ohm (rezistența ohmică în sens direct este de cca. 1000 ori mai mică decât în sens invers) și deci joncțiunea p-n se va comporta ca o rezistență neliniară.

Diodele semiconductoare sunt, în esență, joncțiuni p-n. În fig.7.10 se reprezintă caracteristica curent-tensiune, numită și caracteristica volt-ampere, a unei diode semiconductoare. Ea se trasează luând scări diferite pentru curent și tensiune la sens direct și la sens invers. Se observă, în

cazul aplicării unei anumite tensiuni în sens invers, numită **tensiune de străpungere**, curentul în sens invers are o creștere bruscă.

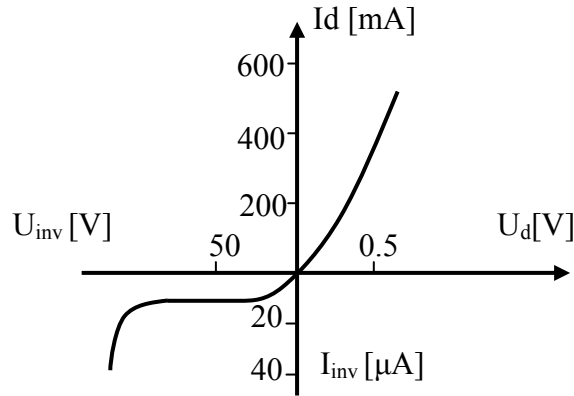


Fig.7.10

Dacă în circuitul semiconductorului nu este un rezistor de protecție, valoarea curentului invers crește foarte mult, ducând prin efect termic la depășirea disipației de căldură admisibilă. În acest caz în semiconductor au loc procese ireversibile care duc la deteriorarea joncțiunii.

Cele mai întâlnite diode cu elemente semiconductoare sunt cu siliciu, seleniu și cu oxid cupros. Datorită caracteristicilor lor diodele semiconductoare sunt utilizate la redresare, detecție, în circuitele de comutație, la modulația în frecvență etc.

Diodele stabilizatoare mai sunt numite și **diode Zener**. Ele lucrează în domeniul tensiunilor inverse, pe porțiunea în care curentul are o creștere bruscă. În fig.7.11 se arată reprezentarea simbolică și caracteristica volt-ampere a unei diode Zener.

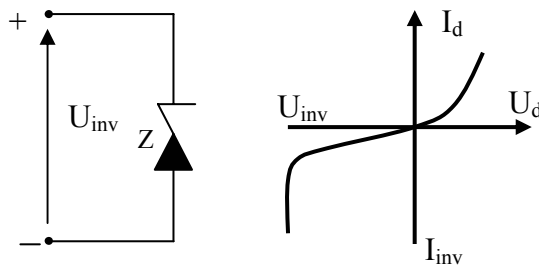


Fig.7.11

Deoarece lucrează pe porțiunea practic verticală a caracteristicii, porțiune pe care tensiunea la borne variază foarte puțin (din această cauză este folosită ca stabilizatoare de tensiune), este obligatoriu ca în serie cu diode Zener să se conecteze un rezistor.

Diodele de comutație sânt de putere mică și au proprietatea că, viteza de stabilire a curentului la schimbarea polarității tensiunii de alimentare este mare. Aceste diode se utilizează frecvent în realizarea circuitelor logice de comandă, cât și în alte circuite electronice.

Fotodiodele au o construcție aparte, fiind alimentate în sens invers. În fig.7.12 este reprezentată schematic o fotodiodă și caracteristica volt-ampere. Dacă joncțiunea p-n (dioda propriu-zisă) 1, este expusă

unui flux luminos incident focalizat pe jonctiune cu ajutorul lentilei 2, curentul invers, fiind un curent de purtători minoritari, depinde de energia primită de jonctiune, din exterior. În consecință curentul invers depinde de fluxul luminos incident.

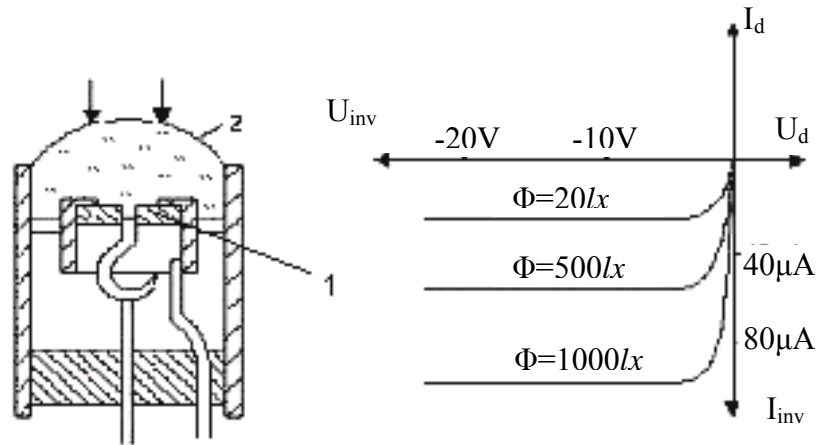


Fig.7.12

7.1.3. Tranzistoare

7.1.3.1. Tranzistoare bipolare

Tranzistoarele bipolare sunt dispozitive semiconductoare cu două jonctiuni, în care conducția se realizează prin electroni și goluri. Ele se pot realiza în două forme distincte: **p-n-p** (fig.7.13) și **n-p-n** (fig.7.15).

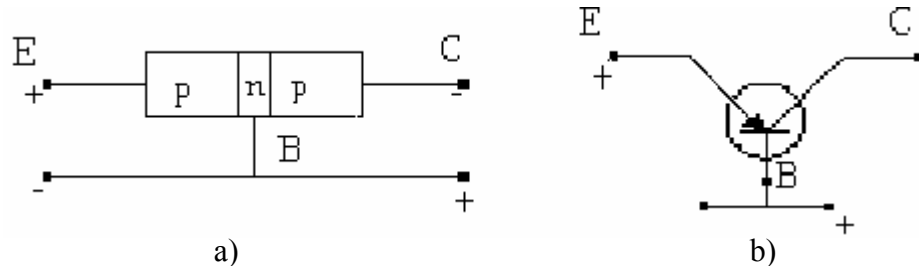


Fig.7.13

Tranzistorul de tip p-n-p format dintr-un cristal de germaniu prezintă, din punct de vedere al dotării cu impurități, trei regiuni distincte (fig.7.14 a).

Cele trei regiuni ale monocristalului sunt numite: emitor (E), bază (B) și colector (C). În funcționarea normală jonctiunea p-n dintre emitor și baza lucrează în sens direct, iar jonctiunea n-p dintre bază și colector, lucrează în sens invers. Regiunea centrală de tip „n” este foarte îngustă,

grosimea ei fiind 0,001-0,02 mm. Dotarea cu impurități a acestei regiuni (deci, concentrația purtătorilor majoritari) este mai mică decât la regiunile laterale de tip „p”. În fig.7.13 b este dat simbolul de reprezentare al unui tranzistor de tip p-n-p.

Joncțiunea E-B fiind alimentată în sens direct, un număr mare de goluri difuzează din E în B determinând un curent I_e , numit curent de goluri din emitor (fig.7.14.). Deoarece baza are o grosime mică, numai un număr foarte mic de goluri emise se vor recombină în bază, majoritatea însă, sunt preluate de câmpul electric intern și transportate în zona colectorului, ca și golurile deja existente în bază care reprezintă pentru bază purtători minoritari de sarcină. Se notează cu α raportul curentului de goluri, provenit din emitor, care traversează zona baza-colector și curentul de emitor.

La joncțiunea B-C, alimentată în sens invers, circula un curent invers notat cu I_{CB0} .

$$\text{Din fig.7.14 rezultă relațiile: } I_c = \alpha I_e + I_{CB0}, \quad (7.4)$$

$$\text{pentru curentul de colector și } I_b = (1 - \alpha) I_e - I_{CB0}, \quad (7.5)$$

pentru curentul de bază. Evident se obține: $I_e = I_c + I_b$ (7.6)

Ținând seama ca $\alpha = 0,98 \div 0,995$ și că I_{CB0} este cu mult mai mic decât curentul de colector se poate folosi relația aproximativă: $I_c = I_e$

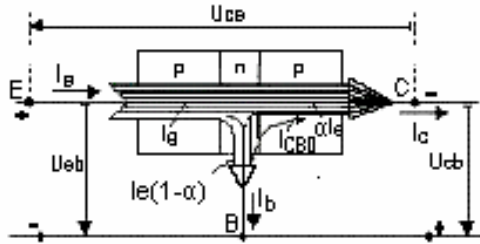


Fig.7.14

același mod ca și tranzistoarele p-n-p descrise anterior, însă polaritatea tensiunilor aplicate și sensurile curenților sunt inversate. Reprezentarea simbolică a unui tranzistor n-p-n este dată în fig.7.15. Relația dintre tensiunile aplicate electrozilor unui tranzistor este:

$$U_{ce} = U_{cb} + U_{be}. \quad (7.7)$$

Din relațiile scrise anterior se observă că există patru mărimi distincte, care caracterizează funcționarea unui tranzistor: I_e ; I_c ; U_{eb} (tensiunea emitorului față de bază) și U_{cb}

(tensiunea colectorului față de bază).

Relațiile dintre tensiunile și curenții unui tranzistor, necesare pentru calculul circuitelor în care este utilizat tranzistorul se determină

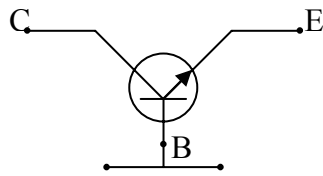


Fig.7.15

pe baza caracteristicilor statice, care se ridică experimental (prin măsurători). În general se folosesc două familii de caracteristici statice. Alegerea acestor două familii de caracteristici din mulțimea celor posibile se face în funcție de modul cum sunt conectate și utilizate tranzistoarele în circuitele. Pentru exemplificare, în fig.7.16 a și b sunt indicate două din familiile de caracteristici statice mai utilizate. În diagrama a) este prezentată familia de caracteristici $I_c(U_{ce})$, pentru diferiți curenți $i_b = \text{constant}$, numite și caracteristicile de ieșire, iar în diagrama b) familia $I_b(U_{be})$ pentru diferite tensiuni $U_{ce} = \text{constant}$, numite și caracteristicile de intrare. Aceste caracteristici s-au trasat pentru un tranzistor p-n-p în schema cu emitorul la masă.

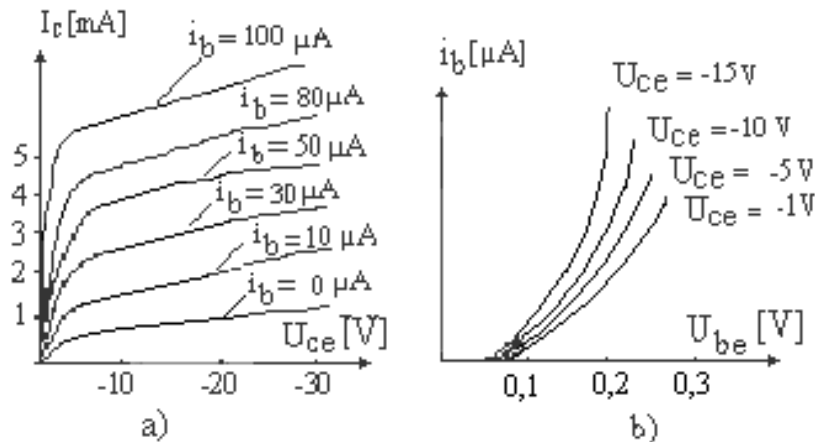


Fig.7.16

Tranzistoarele pot fi utilizate ca elemente amplificatoare, în schemele logice, la modulația semnalelor, la autooscilatoare, în circuitele de comutație etc. Printre avantajele utilizării tranzistoarelor se citează: alimentarea cu tensiunea scăzută, consum mic de energie, randament ridicat, volum mic, lipsa de inerție (întrucât nu are filament), durată foarte mare de serviciu (peste 50.000 ore) etc. Ca dezavantaje, tranzistoarele au un zgomot de fond și un consum de energie la intrare (emitor) mai ridicat decât la tuburile cu vid; temperatura influențează defavorabil proprietățile tranzistoarelor (limita maximă admisă în explorare este de 80°C pentru germaniu și CO₂ 120°C pentru siliciu, iar peste aceasta limita proprietățile semiconductoare dispar și curenții cresc foarte mult).

7.1.4. Dispozitive de comutație specială

Cele mai importante dispozitive semiconductoare construite special pentru funcționarea în calitate de întrerupător comandat sunt tiristorul și triacul.

7.1.4.1. Tiristoare

Tiristoarele sunt dispozitive semiconductoare cu trei joncțiuni, de tip p-n-p-n. Acestea au proprietatea de comutator – de trecere bruscă, la comanda printr-un impuls, din starea blocată (rezistență interioară foarte mare, 10^8 - 10^9 ohmi) la starea de conducție (rezistență interioară foarte mică). În fig.7.17 se reprezintă structura schematică și simbolizarea unui tiristor p-n-p-n. Zonele terminale p și n se numesc anod (A) sau colector și catod (K) sau emitor, deoarece în regimul de conducție al tiristorului anodul este supus unui potențial pozitiv și catodul unui potențial negativ.

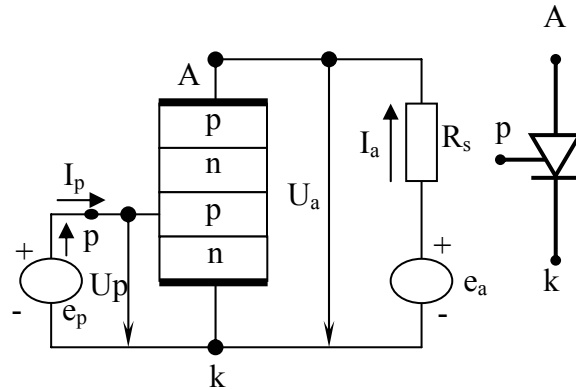


Fig.7.17

Pe zona p centrală există un contact chimic la care se leagă electrodul de comandă numit poartă (P) sau grilă de comandă. Tiristoarele se fabrică din cristale de siliciu, care au o stabilitate foarte bună față de variațiile de temperatură.

În ceea ce privește principiul de funcționare al tiristorului, dacă ne referim la reprezentarea schematică, constatăm că atunci când anodul este supus la un potențial pozitiv și catodul la un potențial negativ, joncțiunile laterale sunt polarizate în sens direct, iar joncțiunea centrală în sens invers. În acest caz dacă U_a nu este prea mare, prin tiristor va trece un curent foarte mic, determinat de curentul invers al joncțiunii centrale. Dacă menținem tensiunea între poartă și catod U_p egală cu zero și mărim tensiunea U_a , în joncțiunea centrală se injectează din ce în ce mai mulți purtători minoritari care lovind atomii rețelei cristaline, smulg, pe măsura creșterii lui U_a , din ce în ce mai mulți purtători liberi suplimentari. Din cauza acestui efect de multiplicare, curentul prin tiristor crește o dată cu creșterea lui U_a . La o anumită valoare a tensiunii U_a pe care o notăm cu U_{am0} (numită tensiune de amorsare la $U_p=0$), efectul de multiplicare a curentului devine atât de intens încât, prin căderea de tensiune produsă în joncțiunile laterale, polarizarea joncțiunii centrale se inversează și devine directă. În acest moment, toate joncțiunile fiind polarizate în sens direct, se produce amorsarea tiristorului care începe să

Pe zona p centrală există un contact chimic la care se leagă electrodul de comandă numit poartă (P) sau grilă de comandă. Tiristoarele se fabrică din cristale de siliciu, care au o stabilitate foarte bună față de variațiile de temperatură.

În ceea ce privește principiul de funcționare al tiristorului,

conducă brusc; tensiunea U_a scade de la valoarea U_{am0} la o valoare mică (1,5-2 V), iar curentul I_a , determinat de sursa e_a , va fi limitat de rezistența de sarcină R_s . Variația $I_a(U_a)$, reprezintă caracteristica anodică a tiristorului,

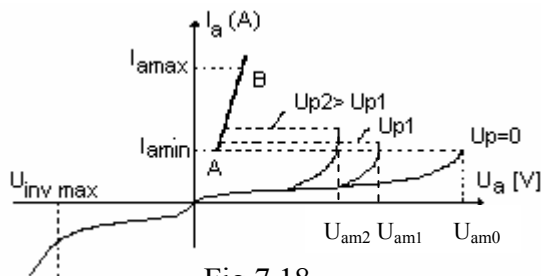


Fig.7.18

pentru $U_p = \text{const.}$ și este dată în figura 7.18. Dacă inițial se aplică porții P un potențial pozitiv față de catod, multiplicarea putărilor liberi în jonțiunea centrală este accelerată și amorsarea se va produce la o tensiune U_{am} cu atât mai mică cu cât U_p , va fi mai mare ($U_{am2} < U_{am1}$). După amorsare poarta nu mai are nici un efect de control, tiristorul revenind la starea de blocare numai atunci când U_a se micșorează atât de mult încât I_a scade sub o anumită limită minimă, denumită curent de menținere. Dacă t.e.m. este alternativă, rezultă că tiristorul nu se va amorsa dacă valoarea maximă E_m este mai mică decât U_{am0} (pentru $U_p = 0$). Dacă însă în circuitul porții aplicăm impulsuri pozitive cu o durată de cel puțin $10\mu s$, atunci amorsarea va avea loc în momentul apariției impulsului. Reglând durata dintre două impulsuri, putem regla durata de conducție, deci putem regla componenta continuă a curentului I_a . Comanda amorsării se poate face și cu o t.e.m. e_p sinusoidală al cărei defazaj față de e_a poate fi reglat.

În fig. 7.19 se dă caracteristica de comandă a unui tiristor, reprezentând dependența tensiunii anodice U_{am} , de amorsare (de basculare) în funcție de tensiunea de poartă u_p . În stare de blocare tiristorul poate fi considerat ca un contact deschis, în stare de conducție el se consideră practic ca un contact închis.

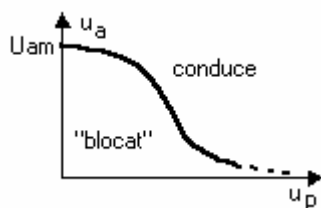


Fig.7.19

Tiristoarele se construiesc pentru valori ale tensiunilor inverse admisibile de sute sau chiar de mii de volți și curenți până la sute de amperi. Ele sunt utilizate în schemele de redresoare comandate, care au aplicații în acționarea motoarelor de curent continuu, la excitarea mașinilor electrice de curent continuu, etc. De asemenea tiristoarele sunt folosite la construcția convertizoarelor statice de frecvență, ca rele, etc.

Tiristoarele prezintă următoarele avantaje: volum mic, viteză foarte mare de comutație (de ordinul μs); randament ridicat; stabilitate

termică mare; siguranță ridicată în funcționare; cădere de tensiune (directă) relativ mică (sub 3 volți) și tensiune inversă mare.

7.1.4.2. Triacul

Triacul este un dispozitiv semiconductor cu cinci straturi. Structura și simbolizarea sa este dată în fig. 7.20.

Făcând abstracție de unele particularități constructive, în structura zonelor semiconductoare, se poate arăta că un triac este echivalent cu două tiristoare montate în opoziție. Porțile P_1 și P_2 ale acestor tiristoare sunt legate între ele, deci tensiunea de comandă u_p poate fi pozitivă sau negativă, astfel încât caracteristica statică a triacului are forma din fig.7.21. Tensiunea anodică de amorsare (adică valorile pozitive sau

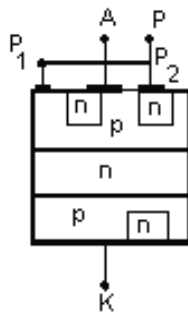


Fig.7.20

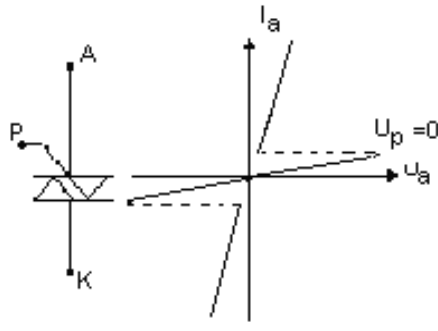


Fig.7.21

negative ale acestei tensiuni) depinde de tensiunea de poartă U_p , la fel ca în cazul tiristorului.

Având în vedere aceste proprietăți, triacul poate fi întrebuințat ca un întreruptor de c.a. În general triacul se utilizează la tensiuni

și curenți mai mici decât ale tiristoarelor, având o structură mai complexă și mai delicată decât acestea.

7.2. Redresoare

7.2.1. Generalități

Redresoarele au rolul de a transforma energia de c.a în energie de c.c.. Ele fac parte dintr-o gamă mai largă de instalații numite mutatoare. Mutatoarele transformă, prin elemente neliniare unidirecționale, energia electromagnetică primită la intrare cu anumiți parametri, în energie electromagnetică debitată la ieșire cu alți parametri. Principalele circuite care intră în categoria mutatoarelor sunt:

- **redresoarele** (fig.7.22a) transformă c.a în c.c.
- **invertoarele sau onduloarele** (fig.7.22b) au rolul de a obține, pornind de la o sursă de tensiune continuă, un curent alternativ cu o formă suficient de apropiată de cea sinusoidală pentru a fi utilizat industrial.

Un ondulator poate fi autonom, atunci când debitează într-un circuit independent de alte circuite de c.a. sau neautonom, atunci când debitează într-o rețea cu frecvență constantă (cum sunt rețelele din sistemul energetic național). Un ondulator neautonom poate îndeplini și funcția de redresor, după regimul de lucru care se impune circuitului (fig.7.22c).

- **convertizoarele statice de frecvență** transformă c.a. de o anumită frecvență, în c.a. de altă frecvență. Dacă se urmărește obținerea unei tensiuni cu o frecvență variabilă, pornind de la rețeaua industrială cu frecvența de 50 Hz, ceea ce corespunde celor mai frecvente aplicații ale acestor circuite, se utilizează o schemă cu ondulator autonom (fig.7.22d).

- **convertizoarele de curent continuu** transformă tensiunea continuă prin următoarele operații: tensiunea continuă de intrare este transformată de un inverter în tensiune alternativă, care se aplică la înfășurarea primară a unui transformator, iar tensiunea secundară se aplică unui redresor, obținându-se o tensiune continuă diferită de cea de intrare (fig.7.22e).

Redresoarele sunt cele mai răspândite circuite din categoria muta-toarelor. Ele pot fi: **necomandate**, atunci când tensiunea continuă obținută la ieșire nu poate fi reglată prin elementele componente ale redresorului, sau **comandate**, când redresorul este conceput cu elemente și după scheme ce permit ajustarea tensiunii continue de ieșire.

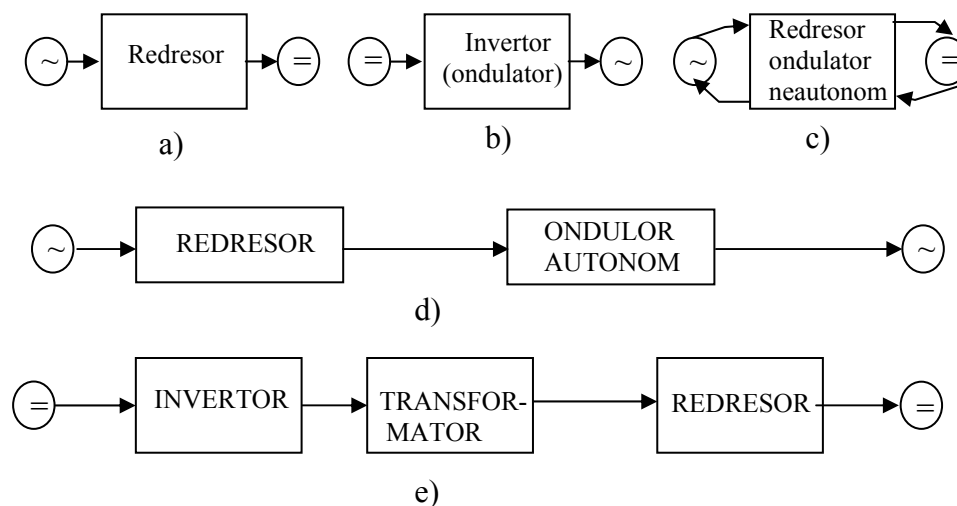


Fig. 7.22

Redresoarele electrice sunt formate din doi electrozi: un anod și un catod, separați printr-un mediu cu proprietăți speciale (permite ca sarcinile negative să circule numai de la catod la anod, circulația în sens invers fiind oprită, iar sarcinile pozitive pot circula numai de la anod la catod, circulația în sens invers fiind de asemenea oprită).

Reprezentarea simbolică a unui redresor electric este dată în fig.7.23 (A-anodul și K-catodul). Prin redresor curentul circulă de la anod la catod, sens direct.

După felul tensiunii alternative de intrare, redresoarele pot fi monofazate sau polifazate. Redresoarele monofazate se construiesc de obicei la puteri mici. Redresoarele polifazate (trifazate, hexafazate, etc.), de regulă comandate, se construiesc la puteri medii și mari, care în general sunt utilizate la alimentarea motoarelor de c.c..

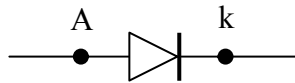


Fig.7.23

Mărimile ce caracterizează un redresor sunt: - tensiunea redresată, în sarcină U_o ; - curentul redresat, în sarcină I_o ; - tensiunea de străpungere, definită ca tensiunea limită în

perioada de ne-conducție (deci tensiunea inversă, care străpunge spațiul dintre anod și catod); - curentul invers, definit drept curent limită admis în perioada de ne-conducție; - randamentul, definit ca raportul dintre puterea dată sarcinii și puterea primită de redresor în perioada de conducție.

Principalele caracteristici ale unui redresor de uz general sunt:

- **puterea nominală a redresorului** - egală cu puterea pe care o poate debita în sarcină, în regim nominal de funcționare, fără a exista pericolul deteriorării redresorului datorită depășirii temperaturii de funcționare sau a unor valori maxime admise pentru elementele schemei;

- **tensiunea nominală a redresorului** - egală cu tensiunea la bornele de ieșire atunci când redresorul funcționează la puterea nominală. Cunoscând puterea nominală și tensiunea nominală rezultă curentul nominal al redresorului:

$$I_{on} = \frac{P_n}{U_{on}} \quad (7.8)$$

- **caracteristica externă a redresorului** – reprezintă dependența tensiunii redresate U_o , în funcție de curentul redresat I_o , atunci când curentul variază între zero și I_{on} . Modificând rezistența de sarcină R_s (fig.7.24) se obține dependența $U_o(I_o)$ a cărei formă de variație este reprezentată în fig.7.25.

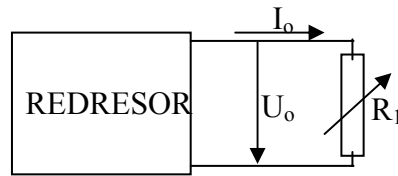


Fig.7.24

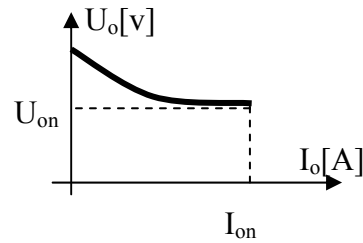


Fig.7.25

7.2.2. Redresoare monofazate

După modul de utilizare a celor două semialternanțe, redresoarele monofazate pot fi: monoalternanță și dublă alternanță.

Schema redresorului monoalternanță este dată în fig.7.26. În timpul semialternanței pozitive prin elementul redresor R curentul trece în sens direct, iar în timpul semialternanței negative curentul va fi zero (în cazul unui element redresor ideal). Curbele de variație a tensiunilor $u_2(t)$ și $u_0(t)$ și a curentului $i_0(t)$ sunt date în fig.7.27.

Tensiunea u_2 fiind de forma:

$$u_2 = U_{2m} \sin \omega t, \quad (7.9)$$

valoarea medie (componenta continuă) a tensiunii redresate va fi:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u_2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_2 \sqrt{2} \sin \omega t dt = \frac{U_2 \sqrt{2}}{\pi} \approx 0,45 U_2 \quad (7.10)$$

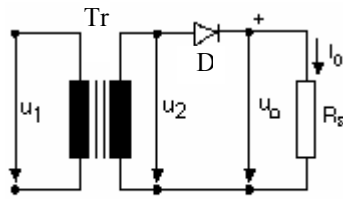


Fig.7.26

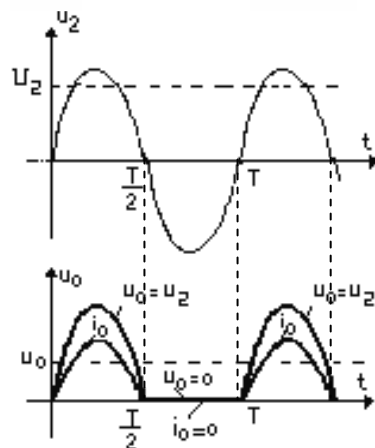


Fig.7.27

Transformatorul intermediar, montat în majoritatea schemelor de redresare, are rolul să schimbe valoarea tensiunii alternative a sursei de alimentare, astfel ca după redresare aceasta să aibă valoarea dorită.

Pentru redresarea ambelor alternanțe ale curentului se utilizează două scheme fundamentale:

- schema cu priză mediană la transformator (fig.7.28)

- schema în punte (fig.7.29).

Se observă că cele două tensiuni ale înfășurărilor secundare,

U_{0a} și U_{0b} se află în opoziție de fază. Pentru una din semiperioade când

tensiunea din înfășurarea ab acționează în sens pozitiv, borna „b” este pozitivă față de punctul 0 și prin urmare, curentul trece prin elementul redresor 1 (săgeata figurată cu linie continuă). În această semiperioadă borna „a” a înfășurării 0a este negativă față de priza mediană și prin urmare, elementul redresor 2 nu conduce. În perioada următoare, când tensiunile din înfășurarea primară și cea secundară își inversează sensul, curentul va trece prin elementul redresor 2 (săgeata figurată cu linie întreruptă), iar elementul redresor 1 se blochează.

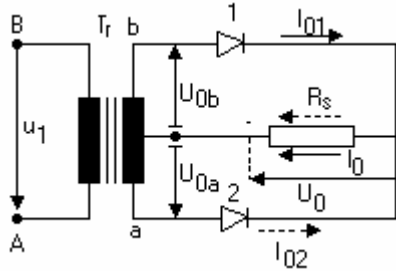


Fig.7.28

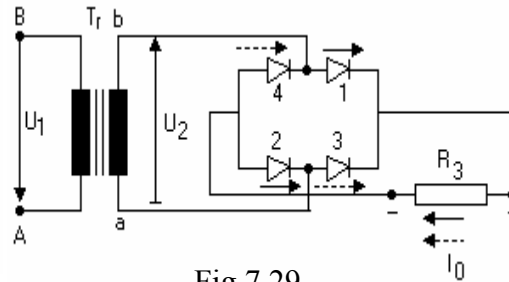


Fig.7.29

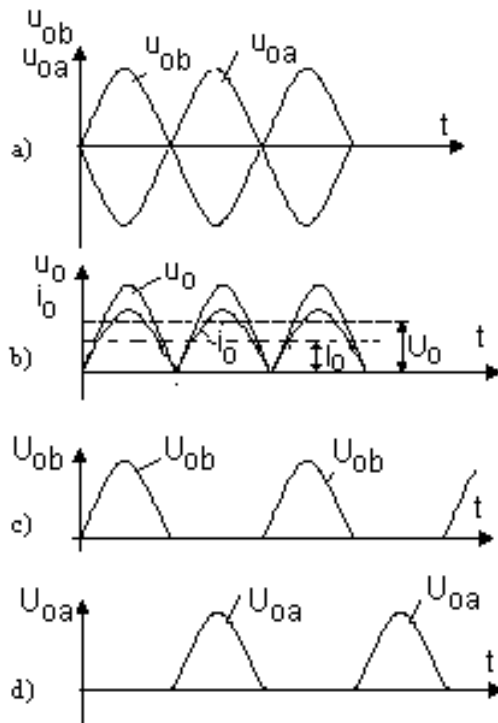


Fig.7.30

Variația tensiunilor și a curenilor din circuitul reprezentat în fig.7.28 este dat în fig. 7.30. Curentul care trece prin rezistența de sarcină (I_0) are o variație dublu pulsativă în intervalul unei perioade și constituie curentul redresat.

Valoarea medie a tensiunii redresate U_0 se calculează în mod analog, ca în cazul redresării unei singure alternanțe și rezultă evident:

$$U_0 = \frac{2U_2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9U_2 \tag{7.11}$$

unde $U_2=U_{0b}=U_{0a}$ reprezintă valoarea efectivă a tensiunii de la bornele celor două porțiuni ale înfășurării secundare

a transformatorului.

În cazul schemei în punte există patru elemente redresoare, care pot fi legate direct la rețea, fără intermediul transformatorului, cu condiția ca tensiunea inversă admisibilă a elementelor redresoare să fie mai mare decât $U\sqrt{2}$ (U este valoarea efectivă a tensiunii rețelei).

Elementele redresoare se conectează astfel încât într-o semiperioadă să conducă redresoarele 1 și 2 (sensul curentului este figurat cu săgeată cu linie continuă), iar în cealaltă semiperioadă să conducă redresoarele 3 și 4 (sensul curentului este figurat cu săgeată cu linie întreruptă). Curentul I_o trece prin rezistența de sarcină R_s tot timpul în același sens, variația fiind dublu pulsativă (fig.7.30.b).

Valorile medii ale tensiunii redresate sunt aceleași ca și în schema precedentă ($U_2=U_{ab}$).

Redresoarele dublă alternanță au următoarele avantaje față de cele monoalternanță:

- tensiunea redresată U_o este de două ori mai mare față de tensiunea dată de redresorul monoalternanță;
- componenta alternativă din tensiunea redresată este mai mică și are frecvența dublă față de frecvența tensiunii redresate.

7.2.3. Filtrarea tensiunii redresate

Netezirea pulsațiilor tensiunii redresate se face cu ajutorul filtrelor. Filtrele se conectează după blocul redresor propriu zis și au rolul de a pondera cât mai mult componenta alternativă din tensiunea redresată.

Cea mai simplă schemă de redsoare cu filtru este cea din fig.7.31 (filtru compus dintr-un condensator legat în paralel față de sarcină). Funcționarea schemei se poate urmări

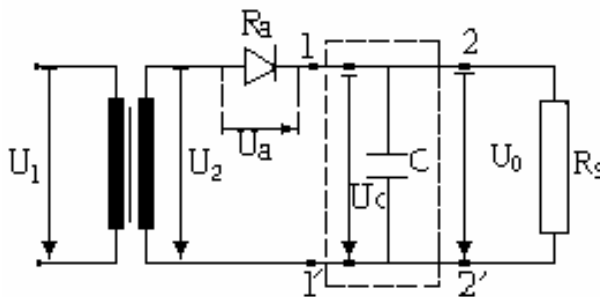


Fig.7.31

din diagrama dată în fig.7.32.

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul secundarului transformatorului rezultă:

$$u_2 = u_a + u_c$$

în care tensiunea de la bornele condensatorului u_c este egală cu tensiunea de la bornele rezistenței de sarcină R_s .

Tensiune anodică u_a , de la bornele elementului redresor este

$$u_a = u_2 - u_c$$

Urmărind funcționarea schemei din momentul aplicării tensiunii de alimentare, se constată că pe porțiunea de creștere a tensiunii u_2 din prima semiperioadă, avem $u_2 > u_c$ și deci $u_a > 0$. Elementul redresor va

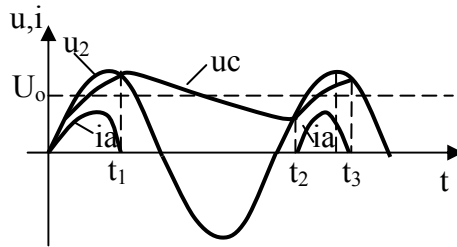


Fig.7.32

conduce și condensatorul C se încarcă de la secundarul transformatorului. Rezistența de încărcare a condensatorului fiind foarte mică (intervine numai rezistența ohmică a înfășurării secundare a transformatorului și rezistența în sens direct a elementului redresor, considerată egală cu zero, prin idealizare), constanta de timp a

circuitului este mică și deci încărcarea condensatorului se va face foarte rapid, urmărind îndeaproape tensiunea u_2 . În momentul t_1 avem $u_2 = u_c$, deci $u_a = 0$, iar în momentul următor u_2 scade sub u_c , deci $u_a < 0$. Elementul redresor se blochează și condensatorul C se va descărca pe rezistența de sarcină R_s . Constanta de timp la descărcare $\tau_d = R_s C$, este mai mare și rezultă o scădere lentă a tensiunii u_c .

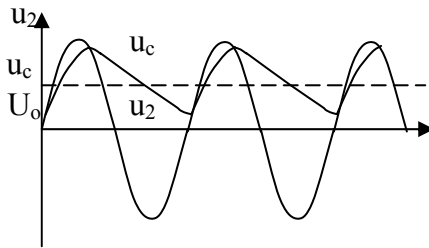
În momentul $t = t_2$ avem din nou $u_2 = u_c$, deci $u_a = 0$, iar în momentul următor tensiunea u_a devine pozitivă și elementul redresor va conduce, permițând încărcarea rapidă a condensatorului C, până la $t = t_3$. În continuare condensatorul se descarcă, până când elementul redresor va conduce din nou, și așa mai departe.

Tensiunea u_c are mici oscilații în jurul valorii constante U_0 , care reprezintă, în același timp, tensiunea continuă de la bornele rezistenței de sarcină. Se remarcă faptul că U_0 are o valoare mai mare decât tensiunea U_0 din schema redresorului monoalternanță fără filtru (vezi fig.7.27). În același timp, în cazul redresorului cu filtru, componenta alternativă (oscilație în jurul valorii U_0) rezultă mult mai mică.

În schema redresorului cu filtru capacitiv, elementul redresor conduce numai în intervalul de timp când u_2 mai mare decât u_c ($0-t_1$; t_2-t_3 ; etc.), iar curentul prin elementul redresor i_a are forma dată în fig.7.32.

Performanțele redresorului cu filtru depind de valoarea rezistenței de sarcină R_s . În fig.7.33 este reluată diagrama din fig.7.32 pentru o rezistență R_s mai mică. Constanta de timp de descărcare ($\tau_d = R_s C$) este mai mică, deci descărcarea condensatorului se face mai rapid.

Tensiunea U_0 scade, iar componenta alternativă crește față de cazul precedent. Pentru același tip de filtru performanțele sunt mult mai bune în cazul redresorului dublă alternanță. Acest lucru se poate remarca în fig.7.34, unde se dă variația tensiunii u_c în cazul redresării ambelor alternanțe când constanta de timp de descărcare a condensatorului are aceeași valoare



ca în cazul diagramei din fig.7.33.

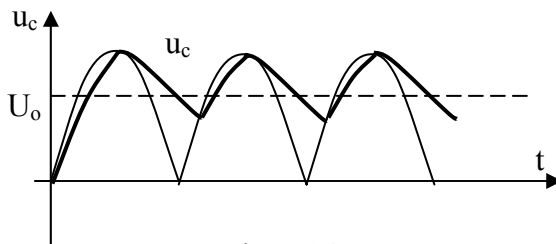


Fig..7.34

Pentru ca eficiența filtrării să fie bună este necesar ca valoarea capacității condensatorului de filtrare să fie cât mai mare. Din acest motiv, în schemele filtrelor se utilizează condensatoare electrolitice, care

pot funcționa la valori mari ale capacităților.



Fig.7.35

În afara filtrelor cu un condensator se pot utiliza filtre cu inductanțe de filtraj. În acest caz blocul de filtraj din fig.7.31 cu bornele de intrare 1-1' și bornele de ieșire 2-2', se înlocuiește cu un bloc având schema dată în fig.7.35. Bobina are o rezistență ohmică practic neglijabilă, însă reactanța inductivă fiind mai mare va duce la diminuarea transducerii la

sarcină a componentei alternative din tensiunea redresată. Bobina de filtraj se mai numește și bobină de șoc sau drosel.

Filtrele cu condensator și inductanță sunt filtre elementare, fără performanțe deosebite. Principalul criteriu de apreciere a calității unui

filtru este factorul de ondulație a tensiunii de la ieșirea filtrului: $\gamma = \frac{U_{1m}}{U_0}$,

în care U_{1m} este amplitudinea primei armonici din tensiunea de ieșire, iar U_0 este componenta continuă. Pentru obținerea unor factori de ondulație mai mici se utilizează filtre combinate: L-C sau C-L-C (fig.7.36). Deoarece bobinele de filtraj sunt elemente costisitoare, în multe scheme care

nu necesită performanțe deosebite ele se înlocuiesc cu rezistoare, obținându-se filtre de tip R-C sau C-R-C (fig.7.37).

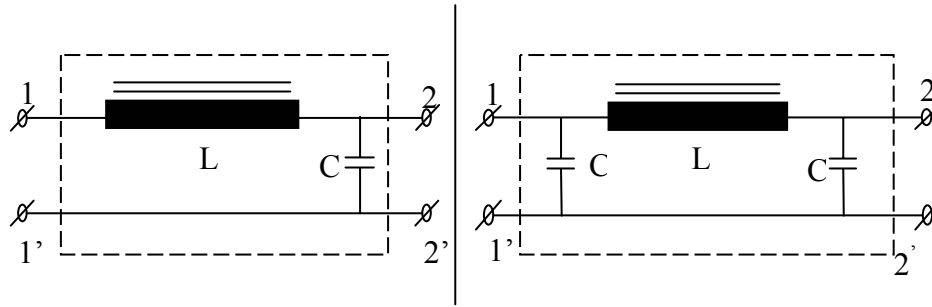


Fig.7.36

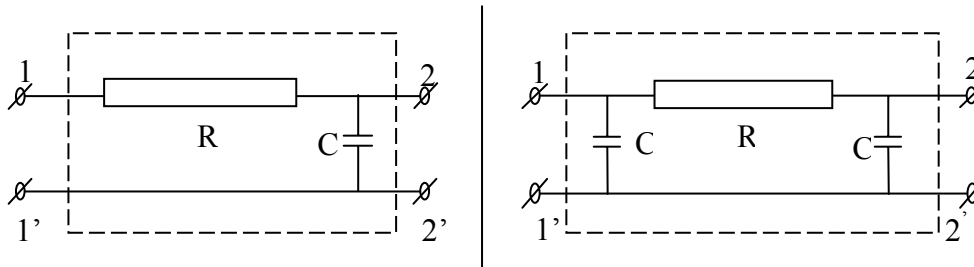


Fig.7.37

7.2.4. Redresoare trifazate

Redresoarele trifazate se construiesc pentru puteri nominale mari. Cea mai simplă schemă de redresor trifazat (fig.7.38) utilizează un transformator trifazat, având secundarul conectat în stea. Funcționarea sche-

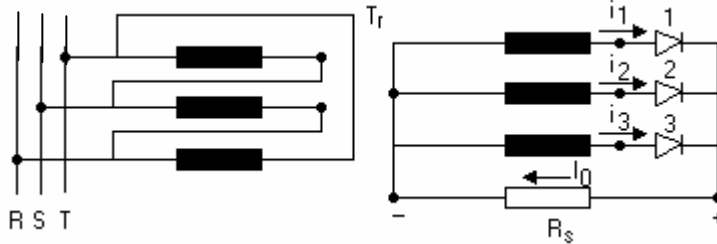


Fig.7.38

mei se poate urmări în diagrama din (fig 7.39). La un moment oarecare conduce elementul redresor care are anodul la potențialul cel

mai ridicat.

Curentul de sarcină este:

$$i_0 = i_1 + i_2 + i_3 \tag{7.12}$$

și are, în cazul sarcinii rezistive, o formă pulsatorie.

Tensiunea redresată u_0 , de la bornele rezistorului R_s , este egală cu tensiunea pe fază în care elementul redresor conduce și are forma curbei cu linie întărită (în intervalul unei perioade există trei pulsuri) din fig.7.39. În momentele t_1, t_2, t_3 se produce comutarea conducției de pe o fază pe alta.

Valoarea medie a tensiunii redresate U_0 , de la bornele rezistorului R_s , se obține din relația:

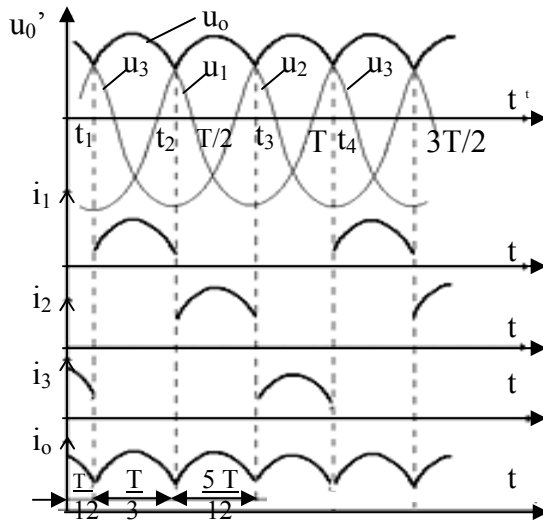


Fig.7.39

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_{T/12}^{5T/12} U_f \sqrt{2} \sin \omega t dt$$

Rezultă:

$$U_0 = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_f \cong 1,17 U_f \quad (7.13)$$

unde U_f este valoarea efectivă a tensiunii pe fază de la bornele secundarului transformatorului.

În schema considerată, tensiunea inversă la bornele unui element

redresor este determinată de tensiunea între fazele înfășurării secundare.

Valoarea maximă a tensiunii inverse este egală cu valoarea maximă a tensiunii între faze:

$$U_{i_{\max}} = \sqrt{3} U_f \sqrt{2} = 2,09 U_0 \quad (7.14)$$

Înfășurarea primară a transformatorului trifazat se leagă fie în stea, fie în triunghi. Fiecare din aceste conexiuni introduce anumite particularități în funcționarea schemei.

O altă schemă foarte des folosită în practică datorită performanțelor superioare pe care le prezintă, este schema de **redresare trifazată în punte** (fig.7.40). În această schemă, la un moment oarecare conduc două elemente redresoare: elementul redresor cu anodul supus la potențialul cel mai ridicat și elementul redresor cu catodul supus la potențialul cel mai scăzut. Astfel, în intervalul t_1-t_2 conduc elementele redresoare 1 și 5 ; în intervalul t_2-t_3 conduc redresoarele 1 și 6 ; în intervalul t_3-t_4 conduc redresoarele 2 și 6 etc. Se remarcă faptul că frecvența comutărilor este de două ori mai mare decât în cazul redresorului trifazat obișnuit, deci perioada pulsațiilor tensiunii redresate este de două ori mai mică.

În fig.7.41 sunt prezentate diagramele de variație ale tensiunilor pe

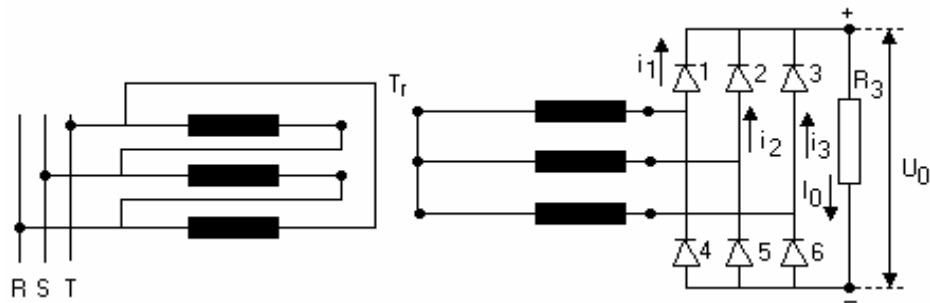


Fig.7.40

fază de la secundarul transformatorului, ale curenților i_1 , i_2 , i_3 prin elementele redresoare, diagrama curentului redresat și a tensiunii redresate.

Tensiunea redresată u_o , de la bornele rezistenței de sarcină R_s corespunde diferenței potențialelor între acele borne ale înfășurării secundare la care sunt legate elementele redresoare în conducție (u_o corespunde segmentelor verticale cuprinse între curbele trasate cu linie întărită în fig.7.41).

Valoarea medie a tensiunii continue U_o este de două ori mai mare decât în cazul redresorului trifazat simplu:

$$U_o = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_f \cong 2,34 U_f \quad (9.15)$$

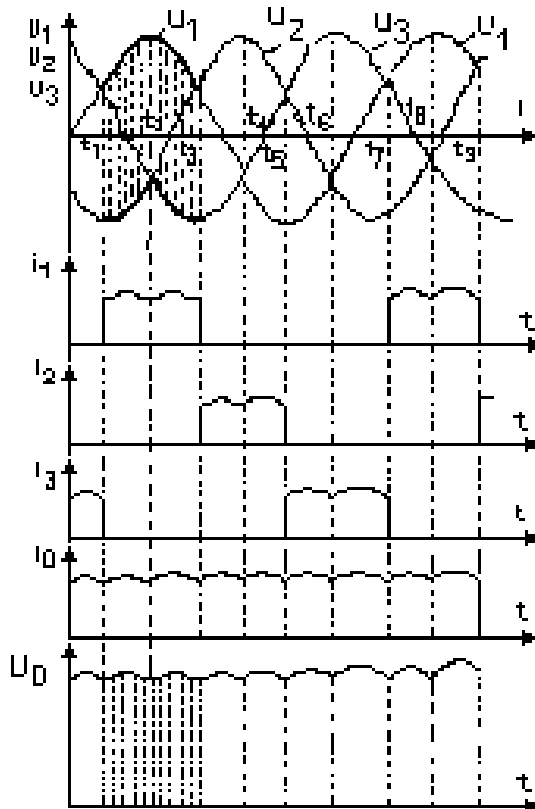


Fig.7.41

7.3. Amplificatoarele electronice

7.3.1. Parametrii și caracteristicile amplificatoarelor

Un amplificator poate fi reprezentat printr-un ansamblu având două borne de intrare la care se aplică un semnal ce urmează a fi amplificat, două borne ieșire - la care se conectează sarcina pe care se obține semnalul amplificat, precum și două borne (reprezentate punctat în fig.7.42) la care se face alimentarea amplificatorului de la o sursă exterioară. De obicei, în reprezentarea amplificatoarelor prin scheme bloc nu se mai figurează bornele de alimentare, astfel amplificatorul apare ca un cuadripol. Proprietățile unui amplificator sunt date de un ansamblu de parametri și caracteristici cum sunt:

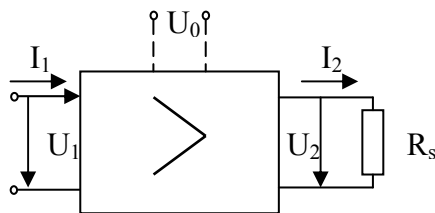


Fig.7.42

- amplificările în tensiune, în putere și în curent;
- caracteristica externă;
- caracteristica de frecvență;
- impedanța de intrare și impedanța de ieșire;
- zgomotul propriu;

În cele ce urmează se prezintă succint parametrii mai importanți și caracteristicile amplificatoarelor.

Amplificarea în putere este definită prin relația:

$$A_p = \frac{P_2}{P_1} \quad (7.16)$$

unde P_2 este puterea semnalului de ieșire, iar P_1 este puterea semnalului la intrare. Principala proprietate a unui amplificator constă în faptul că are amplificarea în putere supraunitară. Câștigul de putere obținut la ieșirea amplificatorului rezultă pe seama consumului de energie de la sursa de alimentare a acestuia. Amplificarea în putere a semnalului se obține prin amplificarea în tensiune și (sau) în curent a acestuia.

Amplificarea în tensiune se numește, simplu, amplificarea și se definește prin relația:

$$A = \frac{U_{2m}}{U_{1m}} \quad (7.17)$$

Frecvent se utilizează pentru amplificare, o unitate logaritmică, numită decibel [db]. Amplificarea măsurată în decibeli se definește prin relația:

$$A_{db}=20 \log \frac{U_2}{U_1} = 20 \log A \quad (7.18)$$

Amplificarea în curent se definește prin relația:

$$A_1 = \frac{I_2}{I_1} \quad (7.19)$$

Caracteristica externă, numită și caracteristica intrare-ieșire, reprezintă relația: $U_2 = f(U_1)$ și are forma dată în fig. 7.43. Dependența este practic liniară pentru $U_1 \leq U_{1M}$. Dacă $U_1 > U_{1M}$ se obține o saturație, adică tensiunea U_2 variază foarte puțin la creșterea tensiunii de intrare U_1 .

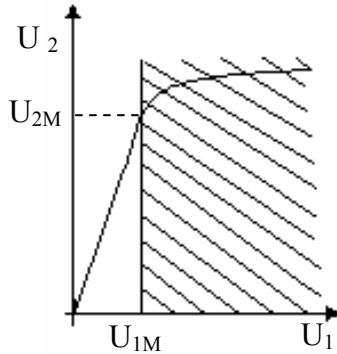


Fig.7.43

La amplificatoarele obișnuite, regiunea utilă din caracteristica externă este regiunea liniară. Pe această porțiune este valabilă relația $U_2 = AU_1$ dedusă din formula de definiție a amplificării în tensiune.

În consecință, semnalul de intrare nu trebuie să depășească valoarea maximă U_{1M} , corespunzătoare limitei regiunii liniare. Pentru a justifica această condiție subliniem că un amplificator trebuie să realizeze amplificarea unui semnal fără a-i modifica forma de variație în timp (fără distorsiuni).

Atâta timp cât $U_1 < U_{1M}$, elementele active din circuit (tuburile electronice sau tranzistoarele) lucrează în regiunea liniară a caracteristicilor statice și semnalului de ieșire al amplificatorului este reprodus fără distorsiuni. Dacă $U_1 > U_{1M}$ se lucrează în zona de saturație a caracteristicii externe (hașurată în fig. 7.43) și în acest caz semnalul de ieșire va fi distorsionat, ca urmare a faptului că tranzistoarele sau tuburile electronice vor lucra și în regiunile neliniare ale caracteristicilor statice.

Pentru obținerea unei zone de liniaritate cât mai largi în caracteristica externă a unui amplificator, este necesar ca fiecare tranzistor sau tub electronic să lucreze într-un punct static de funcționare din mijlocul domeniului de liniaritate de pe dreapta de sarcină.

Distorsiunile semnalului de ieșire, ca urmare a funcționării amplificatorului în regiunea neliniară a caracteristicii externe, se numesc distorsiuni de neliniaritate. Pentru aprecierea acestor distorsiuni se consideră

că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal sinusoidal de amplitudine U_1 . Semnalul la ieșire, periodic însă nesinusoidal, se poate descompune într-o sumă de armonici de amplitudini $A_1, A_1, A_3, A_4 \dots$. Factorul de distorsiuni de neliniaritate se definește prin relația:

$$d = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \dots}}{A_1} 100\% \quad (7.20)$$

și reprezintă procentul armonice care apar datorită deformării semnalului amplificat față de componenta fundamentală cu amplitudinea A_1 . Un amplificator liniar ideal are tensiunea de ieșire U_2 de aceeași formă cu tensiunea de intrare U_1 , deci $A_1 = U_2$, $A_2 = 0$, $A_3=0, \dots$ și în consecință $d=0$. În audiofrecvență, distorsiunile sub 1% se consideră ca fiind sub limitele de apreciere a urechii, iar de la 5% în sus audiția pierde sensibilitate din punct de vedere calitativ; limita maximă acceptabilă este de 10%.

Caracteristica de frecvență a unui amplificator reprezintă dependența amplificării A de frecvența semnalului amplificat. Un amplificator ideal are aceeași amplificare la orice frecvență a semnalului U_1 . Amplificatoarele au caracteristici de frecvență de diferite forme (fig.7.44), adică amplificarea variază cu frecvența semnalului. În practică interesează în mod deosebit domeniul frecvențelor în care amplificarea este aproximativ constantă. Acest domeniu se numește bandă de trecere a amplificatorului și se definește ca fiind intervalul pe axa frecvențelor în interiorul căruia amplificarea A_{dB} nu variază cu mai mult de 3 dB (adică A nu variază mai mult de $\sqrt{2}$ ori). În fig.7.44.c se arată modul de determinare grafică a benzii de trecere a unui amplificator, pentru o caracteristică de frecvență de tipul celei din fig. 7.44a. Frecvențele pentru care amplificarea scade la $A_0/\sqrt{2}$, unde A_0 este amplificarea la frecvențele medii, se numesc frecvențe de tăiere.

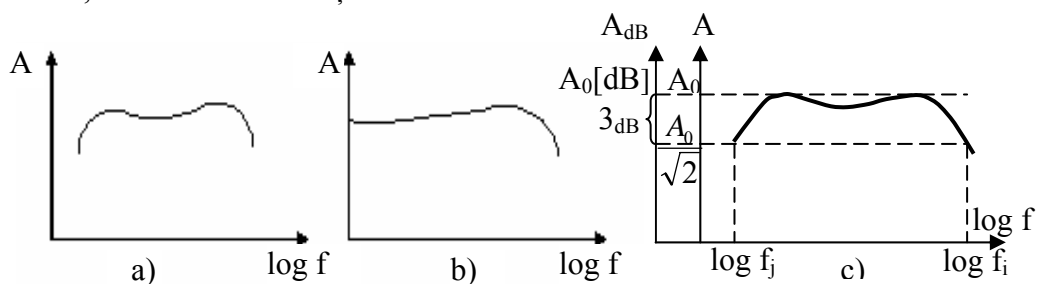


Fig.7.44

Frecvența f_j este frecvența joasă de tăiere, iar f_i este frecvența înaltă de tăiere. Intervalul (f_j, f_i) reprezintă banda de trecere a amplificatorului. Se știe că un semnal de o formă oarecare poate fi considerat ca o însumare a unor semnale sinusoidale, numite armonici, de

însurmare a unor semnale sinusoidale, numite armonici, de diferite amplitudini și frecvențe. Ansamblul armonicilor unui semnal formează spectrul semnalului respectiv. Teoretic spectrele cuprind armonici cu frecvențe mergând până la infinit, practic însă spectrele semnalelor sunt cuprinse între o frecvență minimă f_{\min} și o frecvență maximă f_{\max} . Pentru amplificarea unui semnal fără distorsionarea acestuia este necesar ca toate armonicile din spectrul semnalului respectiv să fie amplificate în aceeași măsură. Deci, amplificarea trebuie să fie practic constantă în domeniul (f_{\min}, f_{\max}) . Această condiție este îndeplinită atunci când spectrul semnalului amplificat este inclus în banda de trecere a amplificatorului. Dacă nu este satisfăcută această condiție, unele armonici vor fi amplificate mai mult altele mai puțin, astfel încât prin însurarea lor se obține un semnal la ieșire de o formă diferită de cea a semnalului de intrare. Asemenea distorsiuni se numesc distorsiuni de frecvență.

Impedanța de intrare este un parametru important al amplificatoarelor electronice. Ea poate avea valori în limite foarte largi (de la zeci de ohmi până la 10^{11} ohmi). În cele mai multe situații se cere ca impedanța de intrare a amplificatorului să fie foarte mare (de ordinul megaohmilor), ceea ce se realizează ușor la amplificatoarele electronice cu tuburi și cu tranzistoare unipolare. În unele aplicații, cum sunt traductoarele de pH și alte tipuri de traductoare, impedanța de intrare a amplificatorului din componența aparatului respectiv trebuie să fie de ordinul 10^{10} - 10^{12} ohmi. În aceste situații, amplificatorul are primul etaj realizat fie cu tranzistoare MOS, fie cu tuburi electronice speciale (tuburi electromerice).

Impedanța de ieșire a unui amplificator trebuie să fie mică, pentru a se putea debita pe rezistența de sarcină o putere utilă cât mai mare.

Zgomotul propriu al unui amplificator reprezintă tensiunea fluctuantă de la ieșirea amplificatorului, atunci când nu se aplică semnal de intrare. Evident, zgomotul propriu al unui amplificator electronic trebuie să fie cât mai mic cu putință.

Într-un amplificator, cel mai mult sunt amplificate zgomotele de la intrarea primului etaj. Prin urmare, nivelul semnalului util aplicat primului etaj trebuie să fie mai mare decât nivelul zgomotului produs la intrarea primului etaj. Rezultă de aici că amplificatoarele sunt caracterizate prin sensibilitate, determinată de pragul inferior deasupra căruia trebuie să se situeze semnalul util.

Zgomotele sunt inerente în amplificatoare și sunt datorate următoarelor cauze principale:

- agitația termică din orice conductor electric;

- caracterul discret al curentului anodic și al emisiunii catodice (în cazul amplificatoarelor cu tuburi electronice);
- zgomotul produs de rețeaua de alimentare, atât din cauze de filtraj a curentului redresat cât și prin inducție electromagnetică (transformatoarele de rețea, circuitele de alimentare ale filamentelor tuburilor electronice etc.);
- zgomote produse de vibrațiile mecanice ale electrozilor tuburilor. Acest efect este denumit curent microfonic.

În general, în amplificatoarele cu tranzistoare apar zgomote importante provocate de variația conductivității semiconductorului datorită fluctuațiilor concentrației de purtători minoritari. Aceste zgomote sunt mult mai importante decât cele care ar putea fi deduse prin analiza zgomotelor de natură termică.

Clasificarea amplificatoarelor se poate face după mai multe criterii:

- după forma caracteristicii de frecvență: amplificatoare de c.a. și amplificatoare de c.c..
- după ordinul de mărime al frecvențelor de lucru: amplificatoare de joasă frecvență sau audiofrecvență (amplificatoarele care lucrează în banda de audiofrecvență $20 \div 20.000$ Hz); amplificatoare de radiofrecvență (în radiodifuziune); amplificatoare de bandă largă (de exemplu, în televiziune); amplificatoare de frecvențe foarte înalte etc.. Amplificatoarele utilizate în tehnica impulsurilor sunt denumite amplificatoare de impulsuri, iar amplificatoarele utilizate în calculatoare analogice sunt denumite amplificatoare operaționale (sumatoare, sumatoare-integratoare etc.).

Amplificatoarele electronice de care ne vom ocupa în acest capitol sunt realizate cu ajutorul tranzistoarelor (cele construite cu tuburi electronice fiind realizate în trecut, se întâlnesc mai rar și în această cauză nu vor fi tratate).

- după lărgimea benzii de trecere, amplificatoarele pot fi: selective (de bandă îngustă); obișnuite (cum sunt amplificatoarele de joasă frecvență); de bandă largă.

- după regimul de amplificare a dispozitivului electronic: amplificatoare în clasă A; în clasă B; în clasă C și în clasă AB.

Regimul de funcționare a dispozitivului electronic este dat de poziția punctului static de funcționare și de amplitudinea semnalului la intrare. Analiza acestor regimuri se va face în cadrul funcționării tranzistorului în regim dinamic.

După destinație, amplificatoarele pot fi foarte diverse atât prin proprietăți specifice, cât și prin principiul constructiv. Având în vedere marea diversitate a amplificatoarelor, în cele ce urmează se vor prezenta problemele principale la amplificatoarele clasice cu tranzistoare.

7.3.2. Amplificatoare cu tranzistoare

7.3.2.1. Tranzistorul în circuit. Stabilirea punctului static de funcționare

Existența a două surse pentru alimentarea unui tranzistor, reprezintă o soluție incomodă și neutilizată în practică. Pentru asigurarea unui punct static de funcționare la un tranzistor în conexiune EC, funcționând ca amplificator, este necesar să se stabilească un curent de bază i_{b0} , o tensiune colector – emitor u_{ce0} și un curent de colector i_{c0} , atunci când tranzistorul are în circuitul de ieșire o rezistență de sarcină R_s , conectată în serie cu tranzistorul și cu sursa de alimentare.

Pentru obținerea curentului de bază i_{b0} se poate renunța la o sursă separată, alimentarea bazei făcându-se de la sursa de colector, printr-o rezistență R_b aleasă corespunzător (fig.7.45a - pentru tranzistorul p-n-p și fig.7.45.b-pentru tranzistorul n-p-n); se obține

cea mai simplă schemă a unui etaj de amplificare cu tranzistor. Pentru determinarea punctului static de funcționare se scrie teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul de alimentare a bazei. Pentru

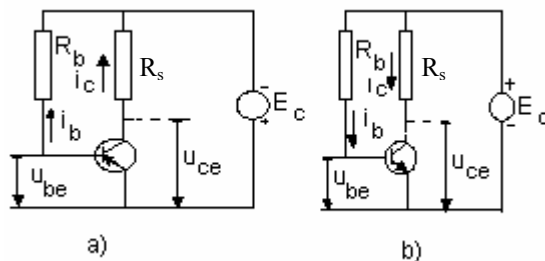


Fig.7.45

schema din fig.7.45.a rezultă:

$$E_c = R_s i_c - u_{ce} \quad (7.21)$$

$$E_c = R_b i_b - u_{be} \quad (7.22)$$

Pentru schema din fig.7.45b rezultă:

$$E_c = R_s i_c + u_{ce} \quad (7.23)$$

$$E_c = R_b i_b + u_{be} \quad (7.24)$$

Dar $|u_{be}| \ll E_c$ și deci relațiile (7.22) și (7.24) devin

$$E_c \cong R_b i_b \quad (7.25)$$

Ecuatiile scrise se completează cu relația:

$$I_c = f(u_{ce}); i_b = \text{const.} \quad (7.26)$$

dată grafic sub forma familiei caracteristicilor de ieșire.

Pentru deducerea punctului static de funcționare al tranzistorului în schemele din fig.7.45 se rezolvă grafic sistemul ecuațiilor (7.21),

(7.25) și (7.26) pentru tranzistorul p-n-p sau sistemul (7.23), (7.25) și (7.26) pentru tranzistorul n-p-n. Din ecuația (7.25) rezultă:

$$i_{bo} \cong \frac{E_c}{R_b} \quad (7.27)$$

În planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului se face reprezentarea grafică a dreptei de sarcină, corespunzătoare relațiilor (7.24) sau (7.26). Subliniem ca la familia caracteristicilor $i_c(u_{ce})$ ale unui tranzistor p-n-p, în abscisă se consideră $-u_{ce}$, iar la un tranzistor n-p-n se consideră $+u_{ce}$. Din această cauză, cu toate că ecuațiile (7.24) și (7.26) diferă prin semnul termenului u_{ce} , reprezentarea dreptei de sarcină are același aspect.

În fig.7.46 s-a reprezentat dreapta statică de sarcină și modul de stabilire a punctului static de funcționare M. Intersecția dreptei statice de sarcină cu caracteristica $i_c(u_{ce})$ pentru $i_b=i_{be}=\text{const.}$ ne dă punctul static de funcționare M al tranzistorului, având coordonatele $-u_{cec}$ și i_{co} . Utilizarea circuitelor din fig.7.45 prezintă un dezavantaj important: punctul static de funcționare se modifică cu temperatura tranzistorului. Acest lucru se datorează faptului că în componenta curentului i_c intră curentul invers al diodei bază-colector i_{CBo} , care este un curent de purtători minoritari, iar numărul purtătorilor minoritari variază exponențial cu temperatura, ducând la creșterea curentului de colector i_c și la modificarea familiei de curbe $i_c(u_{ce})$, așa cum sunt prezentate curbele cu linie întreruptă din fig.7.47, pentru 40°C - curbele cu linie continuă. La creșterea temperaturii, punctul de funcționare al tranzistorului se modifică din M în M', deci

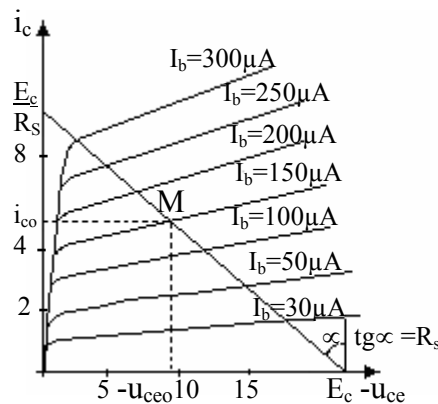


Fig.7.46

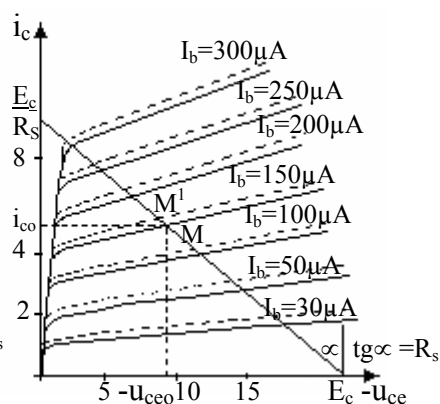


Fig.7.47

u_{ce} scade, iar i_c crește. Există două căi pentru diminuarea efectului variației temperaturii asupra funcționării unui tranzistor:

1. Utilizarea unor tranzistoare la care ponderea curentului i_{CB0} este mai mică decât la celelalte tranzistoare. Deoarece tranzistoarele cu siliciu au curentul i_{CB0} cu un ordin de mărime mai mic decât la tranzistoarele cu germaniu, iar temperatura limită de funcționare a tranzistoarelor cu siliciu este destul de ridicată, în prezent tranzistoarele cu siliciu sunt cele mai utilizate în circuitele electronice din industrie.

2. Utilizarea unor montaje pentru alimentarea tranzistoarelor care să asigure stabilitatea punctului static de funcționare la variația temperaturii. În fig. 7.48a se prezintă un circuit simplu de polarizare a

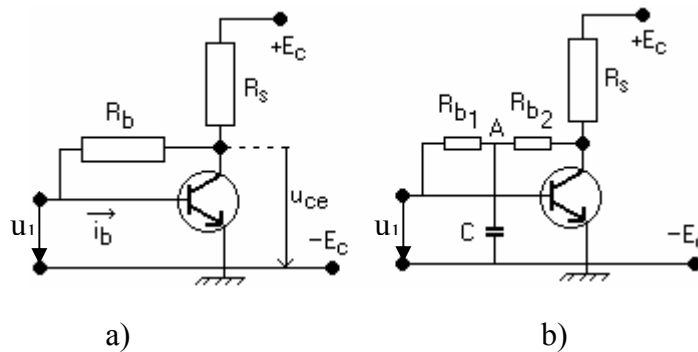


Fig.7.48

tranzistorului în care se asigură stabilizarea punctului static de funcționare. Creșterea temperaturii duce la creșterea curentului de colector și la scăderea tensiunii u_{ce} . Curentul de bază i_b este asigurat de rezistența R_b , alimentată de la colectorul tranzistorului ($i_b \cong u_{ce}/R_b$). Când scade u_{ce} , scade și curentul i_b , ceea ce duce la o scădere a curentului i_c , compensând creșterea acestuia datorită variației temperaturii. La utilizarea acestei scheme într-un etaj de amplificare, prin rezistența R_b se realizează reînnoarea la intrare a unei părți din semnalul de ieșire al amplificatorului. Acest fenomen este numit reacție. Pentru înlăturarea reacției, rezistența R_b se divizează în două rezistențe R_{b1} și R_{b2} , iar punctul comun de conexiune A se leagă la borna comună (masa montajului), prin intermediul condensatorului C (fig.7.48.b). Deoarece reactanța condensatorului este neglijabilă, punctul A stă practic legat la masă în curent alternativ, astfel încât se elimină reacția din amplificator.

Variația temperaturii are mai multe influențe asupra funcționării tranzistorului. Pe lângă mărimea curentului de colector, ca urmare a creșterii curentului i_{CB0} , crește și curentul de emitor. Pe baza acestui efect funcționează schema de stabilizare a punctului static de funcționare, dată în fig.7.49. Dacă se aplică teorema a II-a a lui Kirchhoff pe conturul închis din circuitul de bază-emitor, rezultă:

$$u_{be} = u_1 - R_e i_e \quad (7.28)$$

La creșterea temperaturii va crește i_c (deci scade u_{ce}) și crește curentul emitor i_e . Deoarece tensiunea u_1 este constantă și i_e crește, tensiunea u_{be} scade, conducând la scăderea curentului i_b . În consecință se va micșora și i_c , deci se obține un efect de compensare a efectului inițial al variației temperaturii.

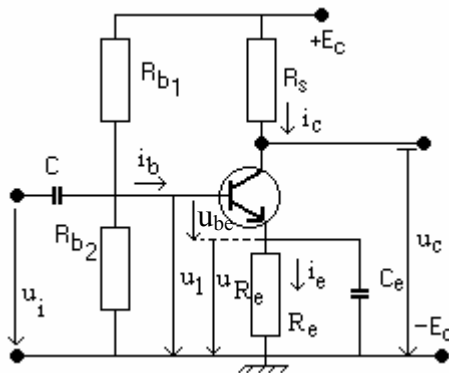


Fig.7.49

Condensatorul C_e are o reactanță neglijabilă la frecvența de lucru a circuitului, astfel încât emitorul tranzistorului este în curent alternativ, practic conectat la masă. Schema din fig.7.49 este cel mai frecvent utilizată ca etaj elementar de amplificare cu tranzistor.

7.3.2.2. Regimul dinamic al tranzistorului. Funcționarea unui etaj de amplificare cu tranzistoare.

Se consideră cel mai simplu etaj de amplificare fig.7.50, ce lucrează cu un tranzistor pentru care familia caracteristicilor de ieșire $i_c(u_{ce})$, dreapta statică de sarcină și punctul static de funcționare sunt date în fig 7.51. Când etajul primește la intrare un semnal alternativ u_i , curentul de bază va avea, pe lângă componenta continuă de regim staționar i_{b0} ,

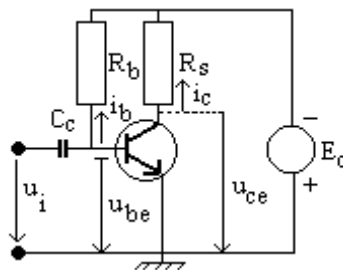


Fig.7.50

o componentă alternativă produsă de tensiunea u_i . Considerând că amplitudinea tensiunii u_i este 0,5 mV iar amplitudinea componentei alternative a curentului de bază este de $50 \mu A$, puterea de intrare a semnalului la intrare este:

$$P_i = \frac{1}{2} U_{im} \cdot I_{im} = 0,5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^{-6} W = 0,0125 \cdot 10^{-6} W$$

În fig.7.51 este ilustrat principiul de funcționare al etajului în regim dinamic. Punctul de funcționare M se deplasează pe porțiunea AB a drepte de sarcină în așa fel încât se obține câte o componentă alternativă a tensiunii u_{ce} și a curentului i_c . Măsurând amplitudinile semnalelor de ieșire (tensiune și curent), în diagrama dată în fig.9.65, rezultă:

$$P_e = \frac{1}{2} U_{em} I_{em} = \frac{1}{2} \cdot 4,7 \cdot 2 \cdot 10^{-3} \text{ W} = 4,7 \cdot 10^{-3} \text{ W}$$

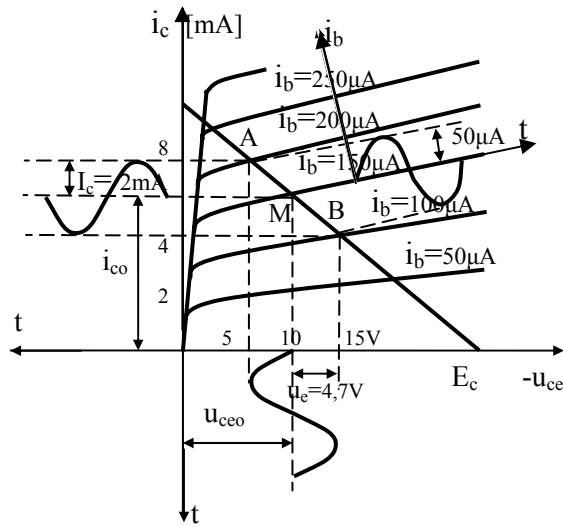


Fig.7.51

În fig. 7.52 s-a reluat diagrama regimului dinamic, dată în fig.7.51, pentru diferite valori ale amplitudinii semnalului de intrare. Se remarcă faptul că, pentru valorile mici ale semnalului de intrare, semnalul de ieșire este reprodus corect. Dacă amplitudinea semnalului are o valoare pentru care punctul de funcționare ajunge în punctele extreme P și Q ale dreptei de sarcină, semnalul de ieșire apare trunchiat, deci distorsionat. În punctul P tranzistorul lucrează în regim de saturație, tensiunea pe tranzistor u_{ce} fiind practic egală cu zero, iar curentul de colector are valoare maximă pentru rezistența respectivă de sarcină R_s . În punctul Q tranzistorul lucrează în regim de tăiere, curentul de colector i_c fiind practic egal cu zero, iar $-u_{ce}$ este foarte apropiată de E_c . Domeniul amplitudinii semnalului de intrare, pentru care punctul de funcționare nu intră în regim de saturație sau de tăiere, corespunde regiunii liniare din caracteristica externă a amplificatorului. Pentru ca domeniul de liniaritate să fie cât mai larg, este necesar ca punctul static de funcționare al fiecărui tranzistor din amplificator să fie corect alege. Acest regim de funcționare este în clasă A. Dacă punctul static de funcționare se alege în Q, regimul de funcționare a amplificatorului va fi în clasă B, iar dacă punctul M se alege pentru o tensiune $|-u_{c0}| > |-E_c|$ regimul de funcționare va fi în clasă C.

Din acest exemplu numeric se constată că etajul realizează o considerabilă amplificarea a semnalului aplicat la intrare.

În paragraful 1 s-a specificat că este necesar pentru a înlătura distorsiunile de neliniaritate ca fiecare tranzistor și îndeosebi cele din etajele finale de amplificare, să lucreze într-un punct static de funcționare din mijlocul domeniului de liniaritate de pe dreapta de sarcină.

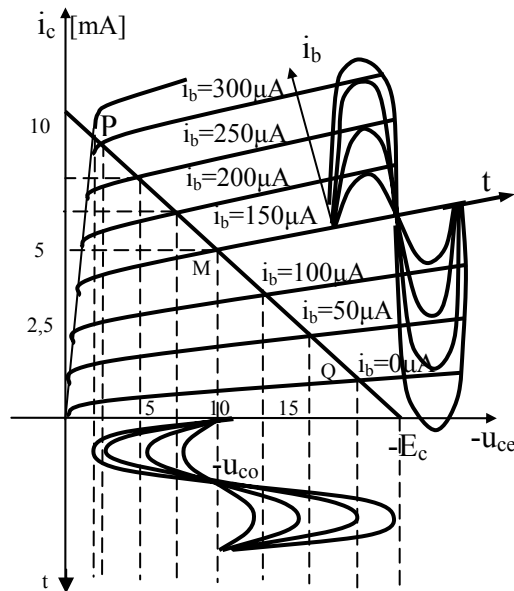


Fig.7.52

Regimul de funcționare în clasă A este folosit la amplificatoarele liniare de tensiune și puteri mici. Folosirea unui tranzistor funcționând în clasă B va introduce distorsiuni excesive (tranzistorul lucrează în regim de tăiere). Pentru a înlătura acest neajuns se folosesc două tranzistoare care lucrează pe rând (în contra-timp), semialternanța pozitivă a semnalului fiind amplificată de un tranzistor, iar cea negativă de celălalt tranzistor.

În acest fel se face sinusoida completă, iar distorsiunile devin de același ordin de mărime ca la regimul în clasă A. Din această clasă fac parte, de obicei, amplificatoarele de putere de joasă frecvență.

În cazul regimului de funcționare în clasă C se amplifică numai vârfurile semiperioadei pozitive a semnalului aplicat, și din această cauză la ieșire se obține un semnal puternic distorsionat. În acest regim funcționează, de exemplu, amplificatoarele de putere de radiofrecvență.

Există și regimul de funcționare în clasă AB, care se caracterizează prin aceea că punctul de funcționare M se alege în apropierea punctului de tăiere Q, în așa fel încât pentru un semnal de intrare de mică amplitudine funcționarea va fi în clasă A, iar pentru un semnal de amplitudine mare regimul de funcționare va fi în clasă B.

7.3.3. Reacția la amplificatoare

În schema dată în fig.7.49, care reprezintă un etaj elementar de amplificare, se remarcă sensul unidirecțional al efectelor electrice de la intrare spre ieșirea fiecărui etaj: o variație de tensiune la ieșire, eventual aplicată din afară, nu produce nici un efect în circuitul de intrare. Se poate însă, ca din circuitul de ieșire după unul sau mai multe etaje de amplificare, să se introducă la intrare printr-un circuit de reacție CR

(fig.7.53) o tensiune de reacție u_r , în serie cu semnalul de intrare u_i , aplicat din exterior. Tensiunea u_1 la intrarea amplificatorului va fi:

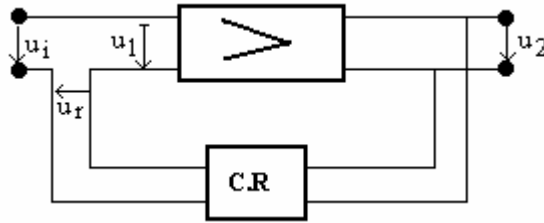


Fig.7.53

$$u_1 = u_i - u_r \text{ sau}$$

$$\underline{U}_1 = \underline{U}_i - \underline{U}_r \quad (7.29)$$

Această tensiune se va amplifica și o parte din ea va trece din nou la intrare ș.a.m.d..

Dacă tensiunea de reacție u_r este în fază cu semnalul aplicat u_i atunci se spune că avem o reacție

pozitivă, iar dacă u_r este în opoziție de fază cu u_i se spune că avem o reacție negativă. Reacția pozitivă mărește amplificarea, pe când cea negativă o micșorează. În unele cazuri între u_r și u_i apare un defazaj oarecare, care este de obicei funcție de frecvența de lucru.

Tensiunea de reacție u_r poate fi proporțională cu tensiunea de ieșire u_2 și în cazul acesta avem reacție de tensiune (fig.7.54.a), sau cu intensitatea curentului de ieșire i_2 -reacție de curent (fig.7.54.b).

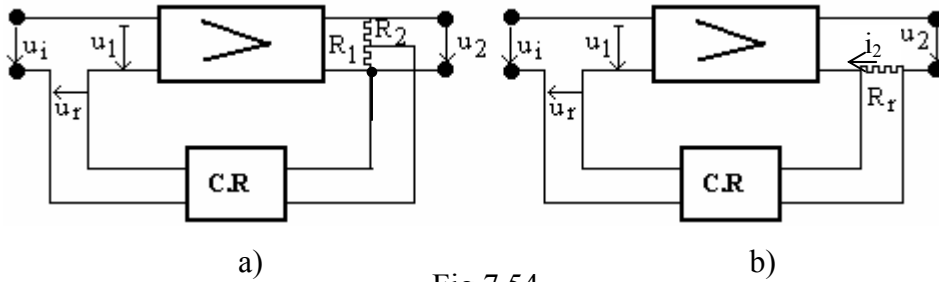


Fig.7.54

Dacă considerăm tensiunile de intrare și ieșire exprimate în complex, amplificarea se poate defini ca o mărime complexă \underline{A} , al cărui modul ne arată de câte ori este mai mare valoarea eficace a tensiunii de ieșire U_2 decât valoarea eficace a tensiunii de intrare și al cărui argument este egal cu defazajul tensiunii de ieșire față de tensiunea de intrare, deci se poate scrie:

$$\underline{U}_2 = \underline{A} \underline{U}_1 \quad (7.30)$$

Tensiunea de reacție \underline{U}_r este proporțională cu tensiunea de ieșire a amplificatorului:

$$\underline{U}_r = \underline{\beta} \underline{U}_2 \quad (7.31)$$

Unde β este coeficientul de transfer al circuitului de reacție, definit în reprezentarea simbolică ca și mărimea \underline{A} . Mărimea β depinde de structura și valoarea elementelor circuitului de reacție.

Amplificarea amplificatorului cu reacția negativă, atunci când se cunoaște amplificarea \underline{A} a amplificatorului fără reacție și coeficientul β al legăturii inverse se calculează ținând cont de relația (7.13) - scrisă pentru reacție negativă - și înlocuind \underline{U}_r și \underline{U}_1 . Se obține:

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{A}} + \beta \underline{U}_2 = \underline{U}_i$$

sau:

$$\underline{A}_r = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_i} = \frac{\underline{A}}{1 + \beta \underline{A}} \quad (7.32)$$

În care \underline{A}_r este amplificarea amplificatorului cu reacție negativă.

Se constată că la un amplificator cu reacție negativă amplificarea scade cu atât mai mult, cu cât reacția este mai puternică (coeficientul β este mai mare). În afara acestui efect, există și alte consecințe, deosebit de importante, în privința modificării caracteristicilor amplificatorului la introducerea reacției negative. Dintre acestea amintim:

- lărgirea benzii de trecere a amplificatorului și micșorarea distorsiunilor de frecvență cauzate de neuniformitățile caracteristicii de frecvență;

- îmbunătățirea liniarității caracteristicii externe și prin urmare, micșorarea distorsiunilor de neliniaritate;

- micșorarea zgomotului propriu al amplificatorului.

În concluzie, prin introducerea reacției negative la un amplificator, toți indicatorii calitativi ai acestuia se îmbunătățesc. Din acest motiv, în amplificatoarele de performanță reacția negativă este foarte frecvent utilizată. Atât la amplificatoarele de c.a., cât și la amplificatoarele de c.c..

În schema etajului amplificator prezentată în fig.7.49 dacă se scoate condensatorul de capacitate C_e , funcționarea va fi cu reacție negativă de curent. În acest caz tensiunea pe rezistența R_e are două componente: o componentă continuă $R_e i_{e0}$, corespunzătoare curentului de regim staționar i_{e0} și o componentă alternativă $u_r = R_e i_e \cong R_e i_c$. Tensiunea între baza și emitorul tranzistorului va fi $u_{be} = u_1 = u_i - u_r$. Rezultă că din tensiunea de intrare se scade o tensiune de reacție proporțională cu curentul din circuitul de ieșire al amplificatorului.

În fig.7.55 se prezintă schema unui amplificator de c.a. cu reacție negativă de tensiune. Transformatorul T_r are două înfășurări secundare la care se obțin tensiunile de ieșire u_e și de reacție u_r . Coeficientul de

proporționalitate dintre cele două tensiuni depinde de raportul numărului de spire din cele două înfășurări secundare:

$$\underline{U}_r = \beta \underline{U}_e \cong (N'_2/N'_2) \cdot \underline{U}_e$$

Tensiunea de reacție este adusă la intrare în așa fel încât să fie în opoziție de fază față de tensiunea \underline{U}_i . Deoarece \underline{U}_r este în opoziție de fază cu \underline{U}_i reacția este negativă.

În cazul reacției pozitive tensiunea de reacție se însumează cu tensiunea de intrare, iar amplificarea amplificatorului devine:

$$A_r = \frac{\underline{A}}{1 - \beta \cdot \underline{A}} \quad (7.33)$$

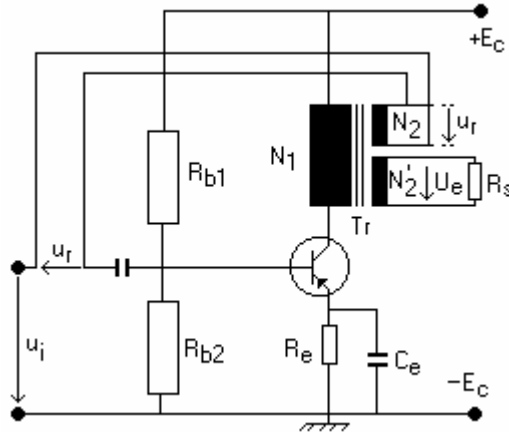


Fig.7.55

Reacția pozitivă se utilizează numai în acele situații când se urmărește transformarea unui amplificator într-un circuit cu alte funcții. Astfel, dacă amplificatorul este de c.c. și $\beta \underline{A} \geq 1$, reacția pozitivă transformă amplificatorul într-un circuit basculant. Dacă amplificatorul este de c.a. și se îndeplinește condiția $\beta \underline{A} = 1$ amplificarea A_r devine teoretic infinită, ceea ce înseamnă că circuitul electronic va da la ieșire un semnal diferit de zero, chiar dacă nu primește la intrare nici un semnal. Un asemenea circuit se numește generator sau oscilator electronic.

7.3.4. Amplificatoare de curent alternativ

Un exemplu tipic de amplificator de curent alternativ este amplificatorul de audiofrecvență, cu banda de trecere între 20Hz și 20kHz. În general, un amplificator de c.a. are frecvența minimă de tăiere f_{\min} diferită de zero, deci caracteristica de frecvență are forma de la fig.7.44a.

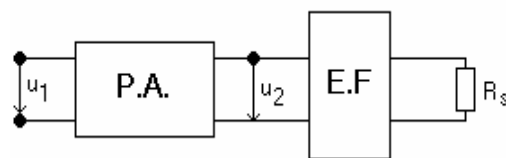


Fig.7.56

Structura unui amplificator de c.a. ca de altfel a oricărui amplificator, este dată în fig.7.56. El conține un preamplificator PA, numit și amplificator de tensiune, urmat de un etaj final E.F. Etajul final are rolul de a debita în rezistența de

sarcină R_s o putere utilă dată semnalului amplificat. Preamplificatorul trebuie să realimenteze o amplificare în tensiune suficient de mare, pentru ca la aplicarea semnalului de intrare u_1 să rezulte la ieșire, deci la intrarea etajului final, o tensiune u_2 suficient de mare pentru obținerea puterii dorite în rezistența de sarcină.

Preamplificatorul, numit frecvent și amplificator de tensiune, este realizat de obicei cu mai multe etaje de amplificare conectate în cascadă.

Se știe că tensiunea de la ieșirea unui etaj amplificator conține două componente:

- componentă continuă, corespunzătoare punctului static de funcționare al tranzistorului sau tubului electronic;
- componentă alternativă, reprezentând semnalul amplificat de etajul respectiv (componenta utilă).

Legarea etajelor în cascadă se face prin intermediul unor elemente de cuplaj, care au rolul să permită trecerea componentei alternative (componenta utilă) și să blocheze transmiterea de la un etaj la altul a componentei continue. După natura elementelor de cuplaj dintre două etaje succesive putem avea:

- amplificatoare de tensiune cu cuplaj prin rezistență și condensator, denumite uzual amplificatoare RC;
- amplificatoare de tensiune cu bobină de reactanță;
- amplificatoare de tensiune cu transformator.

Amplificatoare de tensiune RC. În fig.7.57 se dă schema unui amplificator de tensiune RC, cu două etaje. Cuplajul celor două etaje se realizează prin condensatorul C_2 . Condensatoarele C_1 și C_3 servesc la blocarea componentelor continue ale semnalelor ce intră în etajul de amplificare și ce iese din etajul de amplificare. Caracteristica de frecvență a amplificatorului, la frecvențe joase, este influențată de condensatoarele C_1, C_2, C_3 și de condensatoarele din circuitul emitorului (C_4, C_5).

În fig.7.58 este dată schema unui amplificator cu două etaje, cu cuplaj prin transformator. Transformatorul Tr_1 transmite la al doilea etaj numai componenta alternativă a tensiunii de la ieșirea primului etaj. Tensiunea de ieșire U_e a amplificatorului se culege la secundarul transformatorului Tr_2 .

Etajul final, numit și etaj amplificator de putere, trebuie să debiteze în rezistența de sarcină R_s (de exemplu un difuzor) o putere utilă semnalului amplificat. Etajul poate fi reprezentat, la bornele sale de ieșire, printr-un generator cu o anumită t.e.m. și cu o rezistență internă egală cu rezistența de ieșire a amplificatorului. Se știe că transferul maxim de putere într-o rezistență de sarcină R_s se obține atunci când $R_s = R_i$, R_i fiind

rezistența internă a generatorului. Deci pentru un etaj final dat, puterea maximă se obține atunci când R_s este egală cu rezistența de ieșire a etajului. Valoarea puterii maxime este cu atât mai mare, cu cât rezistența de ieșire este mai mică.

Din cele arătate mai sus rezultă că cuplarea sarcinii la etajul final trebuie să se facă astfel, încât să se asigure un transfer maxim de putere în sarcină. Acest lucru se poate realiza pe două căi:

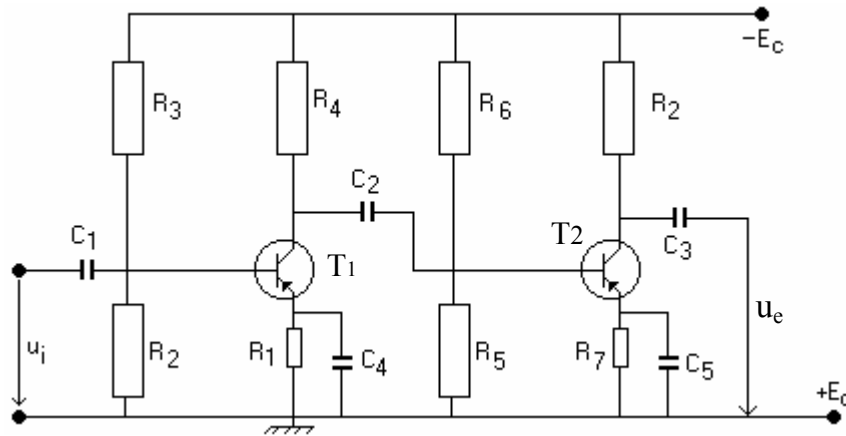


Fig.7.57

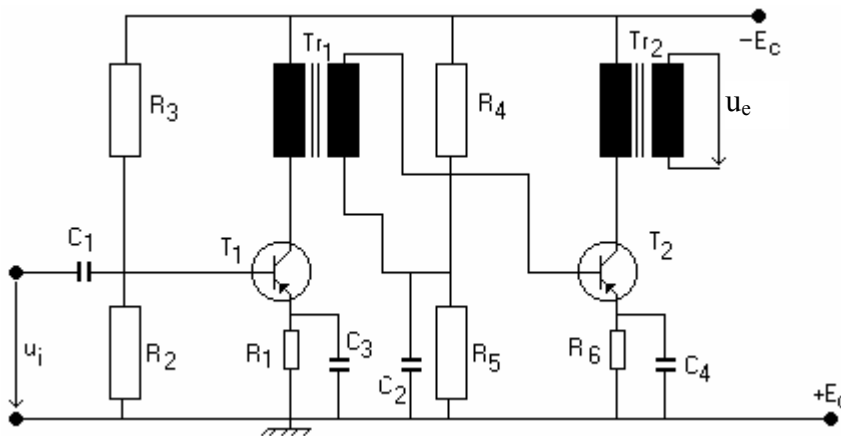


Fig.7.58

- utilizând un transformator de adaptare, pentru cuplajul sarcinii la etajul final;

- utilizând schema de conexiuni a tranzistorului în etajul final, prin care se asigură adaptarea sarcinii la etajul final, adică egalitatea rezistenței de ieșire cu R_s .

Prima soluție este ilustrată de schema din fig.7.59 a unui etaj final. Transformatorul T_r , numit transformator de ieșire, are raportul de transformare astfel ales, încât rezistența la bornele primarului – pentru o valoare a sarcinii R_s – să fie egală cu rezistența de ieșire a etajului. Punctul static de funcționare al tranzistorului trebuie ales la mijlocul domeniului de liniaritate în planul caracteristicilor tranzistorului, în așa fel încât să se obțină valori maxime pentru amplitudinile tensiunii de colector, fără a se depăși o valoare dată a factorului de distorsiune de neliniaritate

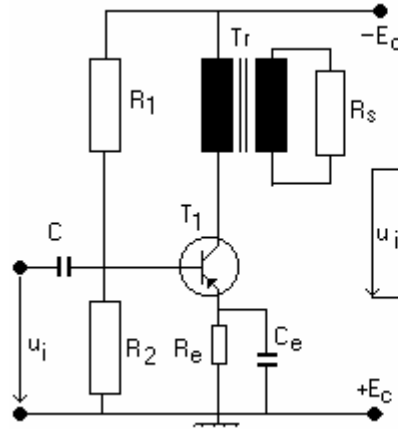


Fig.7.59

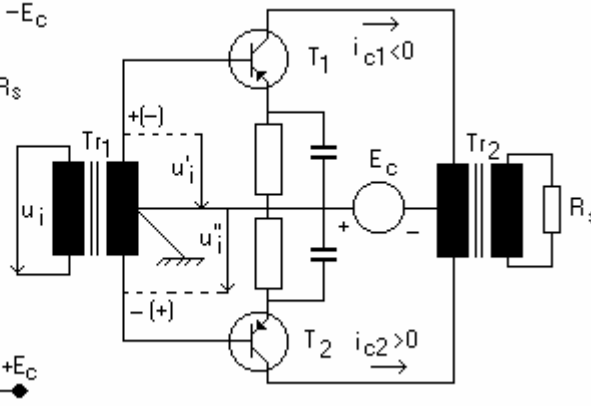


Fig.7.60

(adică tranzistorul trebuie să funcționeze în clasă A).

În practică însă se utilizează amplificatoare de putere în clasă B care au avantaje nete în comparație cu cele care funcționează în clasă A. Astfel, randamentul lor este mai bun (teoretic până la 78,5% în comparație cu 40-50% pentru montajul cu tranzistorul în clasă A), iar distorsiunile sunt mai mici. În afară de aceste avantaje, în clasă B curentul de repaus - curentul în lipsa semnalului – este foarte mic, așa că în pauze consumul amplificatorului este redus. Schema cea mai simplă a unui etaj amplificator în clasă B, realizat cu două tranzistoare p-n-p, lucrând în contratimp este reprezentat în fig.7.60 Tensiunea u_i se aplică pe baza celor două tranzistoare prin intermediul transformatorului ridicător de tensiune T_{r1} . Datorită prizei mediane a secundarului transformatorului T_r vom avea $u'_i = u''_i$.

Rezultă că pe baza celor două tranzistoare se vor aplica potențiale egale ca amplitudine, dar opuse ca semn. Sensul curentului în circuitul colectorului într-un moment când u'_i este pozitiv este indicat pe figură

(T_2 conduce iar T_1 este blocat). Când u'_i este negativ, funcționarea tranzistoarelor se schimbă: T_1 conduce iar T_2 este blocat. În felul acesta, regimul de funcționare a tranzistoarelor va fi în clasă B, iar distorsiunile semnalului amplificat vor fi de același ordin de mărime ca la funcționarea în clasă A.

Există și scheme de amplificatoare în clasă B fără transformator de ieșire (folosesc a doua soluție pentru asigurarea transferului maxim de

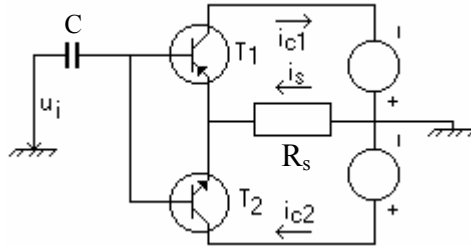


Fig.7.61

putere în sarcină). Acestea au avantajul că au un volum redus, sunt foarte simple și ieftine. În fig. 7.61 s-a reprezentat o schemă de principiu realizată cu tranzistoare cu caracteristici identice, însă de structuri diferite: p-n-p, n-p-n. Aceste tranzistoare se numesc complementare. Sarcina R_s este conectată în emitor; deci tranzistoarele nu sunt conectate în

schema EC, ci într-o schemă care asigură o rezistență de ieșire foarte mică (schema cu colector comun). În acest fel se rezolvă problema transferului de putere în rezistența de sarcină R_s , pentru obținerea unei puteri utile dorite. Când nu se mai aplică semnal la intrare, punctul static de funcționare al tranzistoarelor complementare corespunde regimului de tăiere (punctul Q din fig.7.61). La aplicarea unui asemenea semnal de intrare (de exemplu, un semnal sinusoidal), cele două tranzistoare vor conduce succesiv în cele două semialternanțe ale semnalului. În semialternanța pozitivă conduce tranzistorul n-p-n, iar în semialternanța negativă conduce tranzistorul p-n-p. Semialternanțele curenților de colector trec prin rezistența de sarcină R_s , astfel încât ele se compun rezultând un semnal de ieșire de aceeași formă cu semnalul de intrare.

7.3.5. Amplificatoare de curent continuu

7.3.5.1. Noțiuni generale

Amplificatoarele de c.c. permit să se amplifice curenți cu frecvențe foarte mici (sub 1 Hz, cum ar fi de exemplu cazul amplificării tensiunii la bornele reci ale unui termocuplu, care variază lent în timp). La aceste amplificatoare nu mai este posibilă cuplarea diferitelor etaje între ele prin condensatoare sau bobine de reactanță deoarece componenta alternativă a semnalului este foarte mică. Din această cauză cuplajul între etaje se face direct, fără condensatoare sau inductanțe. Această situație duce la apariția unui fenomen foarte dăunător, numit **derivă a nulului**.

Se știe că modificarea temperaturii mediului ambiant produce modificarea punctului static de funcționare al unui tranzistor dintr-un etaj de amplificare (schemele de stabilizare perfectă). Variația tensiunii colector-emitor din primul etaj, ca urmare a modificării punctului static de funcționare, este amplificată de etajele următoare din amplificator. În acest mod, chiar dacă tensiunea de intrare a amplificatorului este egală cu zero, tensiunea de ieșire nu rămâne zero, ci se modifică în timp datorită variației temperaturii mediului ambiant. Acest fenomen poartă numele de derivă a nulului.

Deoarece variațiile parazite ale tensiunii de ieșire, datorită derivei nulului, se suprapun peste variațiile semnalului util, cele două componente având proprietăți asemănătoare, nu se poate discerne semnalul util de componentă parazită dată de derivă. Este clar că un amplificator de c.c.

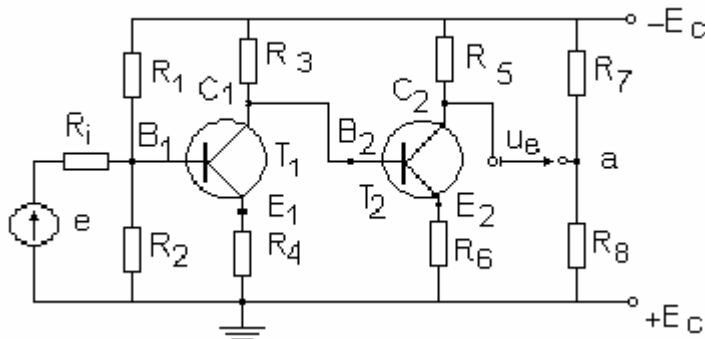


Fig.7.62

cu derivă mai mare este practic inutilizabil, deoarece forma semnalului de ieșire nu corespunde întru totul formei semnalului de intrare datorită componentei parazite produ-

să de fenomenul de derivă.

În fig.7.62 este dată schema de principiu a unui amplificator cu cuplaj direct, cu două tranzistoare T_1 și T_2 . Conform notațiilor din figură, în absența semnalului de la intrare, trebuie să avem:

$U_e = V_{C2} - V_a = 0$, deci $V_{C2} = V_a$, ceea ce se realizează cu divizorul de tensiune R_7, R_8 . La intrare trebuie aplicată o sursă de semnal mare pentru R_1 pentru a micșora deriva provocată de variația tensiunii bază-emitor.

7.3.5.2. Amplificatoare diferențiale.

Pentru reducerea derivei datorită variației tensiunii bază-emitor cu temperatura se utilizează frecvent montajele diferențiale cu intrarea simetrică. În fig.7.63 este arătată schema de principiu a unui **amplificator diferențial**. Se constată că într-un etaj diferențial există două tranzistoare de același tip. Acestea sunt selecționate pentru a avea proprietăți cât mai apropiate. Etajul diferențial este simetric, adică: $R_3=R_4$, $R_1=R_6$, $R_2=R_7$,

Însă rezistența de emitor R_5 este comună. Diminuarea substanțială a fenomenului de derivă se poate modifica în felul următor: dacă temperatura variază se vor modifica curenții i_{c1} și i_{c2} și, în consecință, se vor modifica potențialele bornelor A și B, ale etajului; deoarece etajul este simetric, bornele A și B își modifică potențialele în aceeași măsură, deci tensiunea de ieșire u_e , fiind diferența potențialelor celor două borne, va rămâne constantă. Dacă etajul este perfect simetric și $u_{i1}=ct$, $u_{i2}=ct$, la variațiile temperaturii, variațiile potențialilor bornelor A și B vor fi egale și deci deriva nul este complet eliminată. În realitate, cu toate că tranzistoarele care compun etajul diferențial sunt selecționate, astfel încât să aibă caracteristici cât mai apropiate, deriva nu poate fi anulată, deoarece practic vor exista întotdeauna mici diferențe între cele două ramuri ale etajului diferențial.

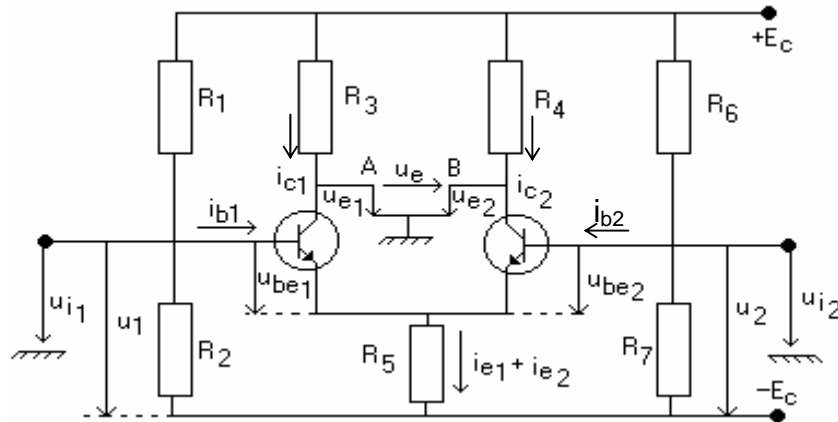


Fig.7.63

La un amplificator diferențial se poate utiliza fie ieșirea simetrică (între bornele A și B), fie una din cele două ieșiri nesimetrice (între borna A, respectiv B și pământ). S-a arătat că deriva nulului la ieșirea simetrică este foarte mică. La ieșirile nesimetrice deriva este mai mare decât la ieșirea simetrică, însă mai mică decât în cazul unui etaj simplu, cu un singur tranzistor și cu stabilizarea punctului static de funcționare prin intermediul unei rezistențe în circuitul emitorului (ca în fig.7.49 fără condensatoarele C și Ce). Pentru a arăta acest lucru, se observă că în schema din fig.7.63 tensiunile u_{be1} și u_{be2} sunt:

$$u_{be1} = u_1 - R_5(i_{e1} + i_{e2}) \quad (7.34)$$

$$u_{be2} = u_2 - R_5(i_{e1} + i_{e2}) \quad (7.35)$$

Atunci când $u_{i1} = ct$ și $u_{i2} = ct$ iar temperatura variază, se modifică curenții de colector și de emitor. Astfel, dacă temperatura crește, vor crește și curenții i_{e1} și i_{e2} , căderea de tensiune $R_5(i_{e1} + i_{e2})$, crește, deci

tensiunile u_{be1} și u_{be2} scad. Se vor micșora și curenții de bază i_{b1} și i_{b2} ai tranzistoarelor și în consecință, scad curenții de colector, obținându-se efectul invers celui inițial (creșterea curentului de colector datorită temperaturii). Efectul de stabilizare este mai puternic decât în schema din fig.7.49 deoarece variația căderii de tensiune pe rezistența R_5 , care duce la obținerea efectului de stabilizare, este de două ori mai mare la etajul diferențial.

Dacă $u_{i2}=0$ și u_{i1} crește, va crește curentul de bază i_{b1} , deci și curentul de colector i_{c1} . Deoarece $u_{i2}=0$, rezultă că $u_2=ct$ și din (7.35) se constată că la creșterea curentului i_{c1} , deci și a lui i_{e1} , tensiunea u_{be2} scade. În consecință, curentul i_{b2} scade, ducând la scăderea curentului de colector i_{c2} . Rezultă că la creșterea tensiunii de intrare u_{i1} , atunci când $u_{i2}=0$, curentul i_{c1} crește iar i_{c2} scade (curenții de colector variază în antifază). Se știe că la un etaj cu tranzistor, atunci când curentul de colector crește, tensiunea de colector scade, și invers. Deci la creșterea tensiunii u_{i1} , tensiunile de colector precum și tensiunile de ieșire u_{e1} și u_{e2} vor varia în antifază: u_{e1} scade și u_{e2} crește, curenții de colector și tensiunile de ieșire vor avea variații de sensuri opuse față de cazul anterior.

Caracteristicile statice ale amplificatorului diferențial reprezintă relații dintre tensiunile de ieșire și tensiunile de intrare. Utilizând numai o

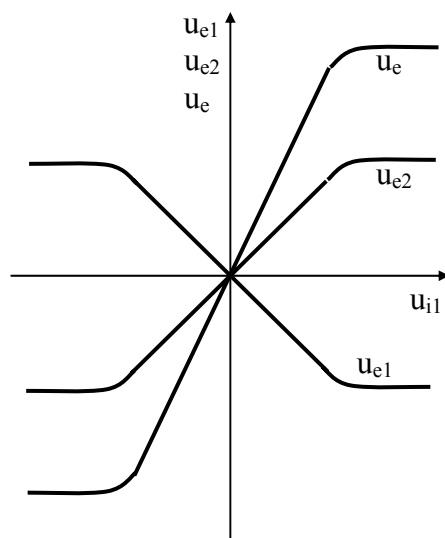


Fig.7.64

intrare nesimetrică, fie cea cu semnalul de intrare u_{i1} (fig.7.63), dependențele $u_{e1}(u_{i1})$ și $u_{e2}(u_{i1})$ sunt date în fig.7.64. Se remarcă faptul că tensiunile u_{e1} și u_{e2} variază în antifază, atunci când se modifică tensiunea de intrare. Caracteristicile sunt liniare numai într-un domeniu relativ îngust de variație a tensiunii de intrare. Zonele în care tensiunile de ieșire sunt practic constante se numesc zone de saturație și trebuie evitate în funcționarea amplificatorului. Utilizând ieșirea simetrică, tensiunea u_e este diferența tensiunilor u_{e1} și u_{e2} și, în consecință, se obține o caracteristică $u_e(u_{i1})$ cu o pantă dublă (fig.7.64), ceea ce înseamnă o amplificare dublă a

amplificatorului, față de cazul ieșirii nesimetrice. Dacă se aplică simultan semnalele de intrare u_{i1} și u_{i2} , se poate constata că tensiunea u_e depinde

de diferența $u_{i1}-u_{i2}$, astfel caracteristica statică a amplificatorului diferențial se poate pune sub forma: $u_e = f(u_{i1} - u_{i2})$

Deci, la utilizarea ieșirii simetrice, un amplificator diferențial amplifică diferența semnalelor aplicate la intrare.

7.3.5.3. Amplificatoare de c.c. cu modulare-demodulare.

Pentru diminuarea fenomenului de derivă a nulului foarte adesea, în special în construcția aparaturii de automatizare, sunt folosite amplificatoarele de c.c. cu modulare-demodulare. Ele au derivă extrem de mică în comparație cu toate celelalte tipuri de amplificatoare de c.c.

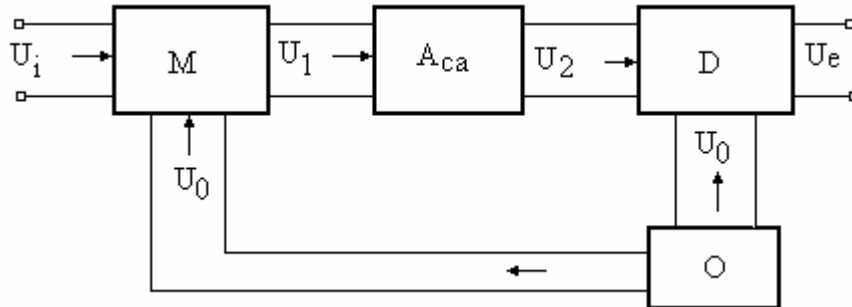


Fig.7.65

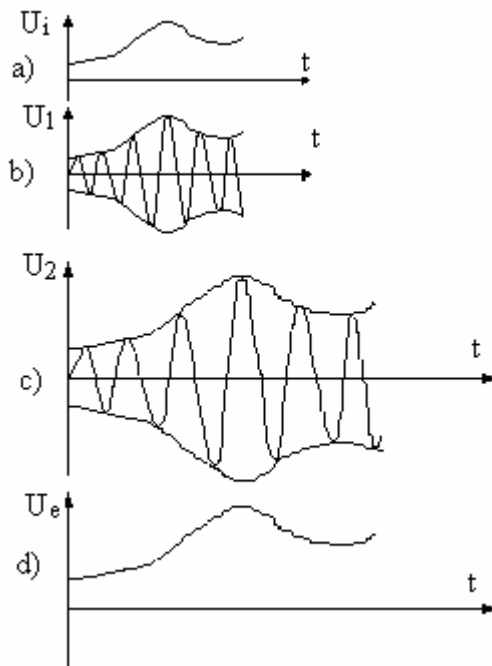


Fig.7.66

Schema bloc a unui amplificator cu modulare-demodulare este dată în fig.7.65 în care **M** este un modulator, **A c.a** un amplificator de curent alternativ, **D** este un demodulator, iar **O** este un oscilator, adică un montaj care generează un semnal sinusoidal. Semnalul de intrare u_i (fig.7.66.a) se aplică modulatorului **M** care dă la ieșire o tensiune sinusoidală modulată (fig.7.66.b). Înfășurătoarea tensiunii modulate u_1 corespunde tensiunii de intrare u_i . Semnalul u_i este amplificat într-un amplificator de curent alternativ (la care nu există fenomenul de derivă a nulu-

lui), obținându-se semnalul u_2 (fig.7.66.c). Demodulatorul D extrage înfășurătoarea semnalului u_2 , deci dă la ieșire un semnal u_e care este, de fapt semnalul de intrare amplificat

În fig 7.67 și 7.68 sunt prezentate schema în detaliu și schema bloc pentru un amplificator de curent continuu diferențial, cu trei etaje, cu reacția negativă. Se știe că tensiunea de ieșire a unui etaj de amplificare în schema EC este în opoziție de fază cu tensiunea de intrare. Întrucât fiecare etaj inversează faza semnalului amplificat, la un număr par de etaje semnalul de ieșire u_{e1} este în fază cu semnalul de intrare și u_{e2} este în opoziție de fază, iar la un număr impar de etaje u_{e1} este în opoziție de fază și u_{e2} este în fază. Legătura de reacție se realizează prin intermediul

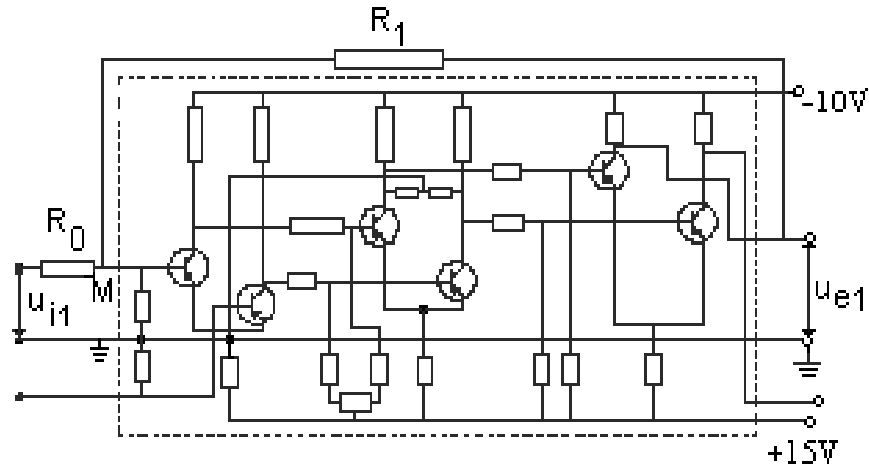


Fig.7.67

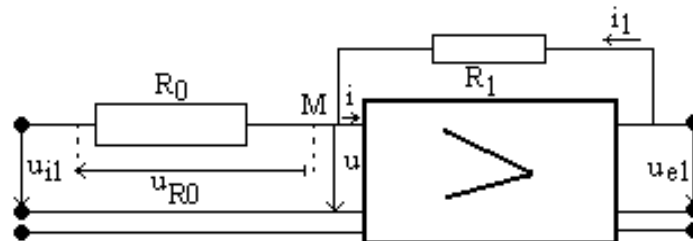


Fig.7.68

rezistențelor R_0 și R_1 . Presupunând că impedanța de intrare a amplificatorului este foarte mare, adică curentul i absorbit este neglijabil, se poate considera că prin R_1 va trece același curent ca și prin R_0 . Curentul i_1 se obține scriind teorema a II-a a lui Kirchhoff pe circuitul de reacție negativă:

$$u_{e1} - u_{i1} = R_1 i_1 + R_0 i_1, \text{ sau: } i_1 = \frac{u_{e1} - u_{i1}}{R_1 + R_0} \quad (7.36)$$

Tensiunea pe rezistența R_c este:

$$u_{R_0} = R_0 i_1 = \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_{e1} - \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_{i1} \quad (7.37)$$

Deci pe rezistența R_0 se obține o componentă a scăderii de tensiune, proporțională cu tensiunea de ieșire u_{e1} . Această componentă reprezintă

mărimea de reacție a amplificatorului: $u_r = \frac{R_0}{R_1 + R_0} u_{e1} = \beta u_{e1}$ unde

$$\beta = \frac{R_0}{R_1 + R_0} \quad (7.38)$$

Coeficientul de reacție β se poate ajusta prin rezistențele R_0 și R_1 . Dacă se mărește rezistența R_0 sau se micșorează rezistența R_1 , reacția negativă devine mai puternică. În fig.7.69 sunt date caracteristicile statice ale amplificatorului diferențial, pentru diferite valori ale coeficientului de reacție β . Curba 1 corespunde cazului când amplificatorul nu are reacție, iar la curbele 2, 3 și 4 se obțin pentru valori crescătoare ale coeficientului β . Se remarcă faptul că pe măsură ce reacția negativă devine mai puternică, amplificarea scade însă domeniul de liniaritate al caracteristicii statice se lărgeste.

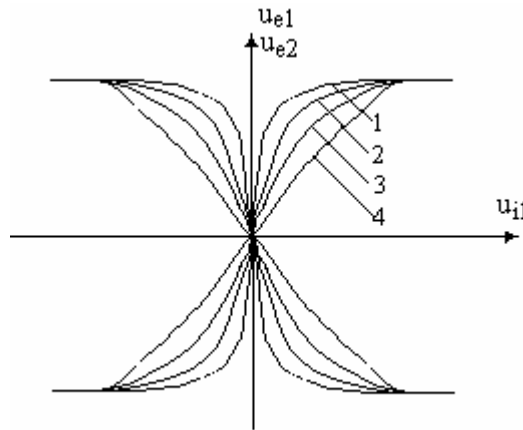


Fig.7.69