

Ecaterina-Liliana MIRON Mihai MIRON
Gheorghe PANĂ

ELECTRONICĂ

- partea I -

Editura Academiei Forțelor Aeriene „Henri Coandă”

DISPOZITIVE ELECTRONICE

1. INTRODUCERE ÎN ELECTRONICĂ

1.1. COMPONENTE DE CIRCUIT

În perioada actuală de dezvoltare, electronica ocupă un loc foarte important, fiind prezentă în toate domeniile activității umane. Electronica a început ca o ramură a electrotehnicii - numindu-se „electrotehnica curenților slabi”, având ca domeniu principal de acțiune telecomunicațiile. Datorită avantajelor oferite de miniaturizare, amplificare, memorare, viteză de calcul, precum și de posibilitățile de automatizare, electronica poate satisface orice cerință. Diversitatea și pretențiile sunt tot mai mari, astfel că este necesar să se creeze echipamente cu funcțiuni specifice prin interconectarea corespunzătoare a unor componente performante. Realizarea echipamentelor electronice a început prin utilizarea componentelor discrete, conectate în circuite care să realizeze funcțiile dorite. Dezvoltarea actuală a electronicii a permis realizarea unor funcții, direct cu ajutorul dispozitivelor electronice speciale.

Se definesc următoarele noțiuni:

1. Circuitul electric – succesiune de medii conductoare prin care circulă curent electric, care realizează o anumită funcție în cadrul unui montaj complex. Este caracterizat de parametrii de circuit (rezistență, inductivitate, capacitate). Acesta conține mai multe componente discrete.

Termenul de circuit se poate asocia cu:

- Circuit integrat – grup de elemente electronice conectate inseparabil, capabil să îndeplinească una sau mai multe funcții. Poate fi:
 - analogic (mărimea de ieșire variază cu mărimea de intrare);
 - numeric (circuitul folosește cele două nivele, ale codului binar, 0 și 1).
- Circuit activ – este circuitul care conține cel puțin un element activ.
- Circuit pasiv – circuitul care nu conține nici o sursă de energie.

Tehnica de realizare a circuitelor electrice a evoluat, ajungându-se de la tehnologia de fabricare a circuitelor cu tuburi electronice la tehnologia microelectronicii (realizarea de circuite integrate monolitice), de concentrare a unui număr mare de elemente de circuit într-un volum redus.

Realizarea unui circuit electronic implică stabilirea funcțiunilor circuitului și interconectarea elementelor componente pentru realizarea acestor funcțiuni. De asemenea, este necesară anticiparea comportării circuitelor obținute prin această interconectare, prin realizarea modelului matematic pe schemele echivalente ale componentelor fizice din cadrul circuitului, operații obținute prin modelare și simulare.

2. Componente electronice. Clasificare

În cadrul circuitelor electronice, în funcție de modul în care intervin, se deosebesc următoarele tipuri de componente:

- Componente electronice pasive
- Componente electronice active

2.1. Componentele electronice pasive

Sunt elemente de circuit care pot îndeplini funcții de prelucrare a semnalelor electrice, precum filtrare, integrare, derivare. Astfel de componente nu pot acționa asupra energiei semnalelor. Componentele pasive se împart, la rândul lor, în:

- Componente pasive de tip dipol (circuite uniport): rezistoare, bobine, condensatoare, diode semiconductoare;
- Componente pasive de tip circuite diport: linia lungă și linia de întârziere;
- Componente pasive de tip circuite n-port: transformatoare electrice.

2.2. Componentele electronice active

Spre deosebire de componentele pasive, acestea sunt capabile să modifice energia semnalului. Se găsesc cel mai des în circuitele de comandă, afișare, înregistrare. Se mai întâlnesc sub denumirea de dispozitive semiconductoare. Astfel de componente funcționează atunci când sunt alimentate, ele consumând energie de la o sursă electrică. Un exemplu de astfel de componente îl reprezintă tranzistoarele.

Componentele active sunt componente neliniare de circuit.

3. Semnale electronice

În circuitele electrice semnalele se manifestă ca variații ale marimilor:

- Tensiune $u(t)$;
- Curent $i(t)$.

La rândul lor pot fi - constante;
- variabile.

Cele mai des întâlnite în circuitele electrice sunt semnalele continue și alternative (figura 1.1).

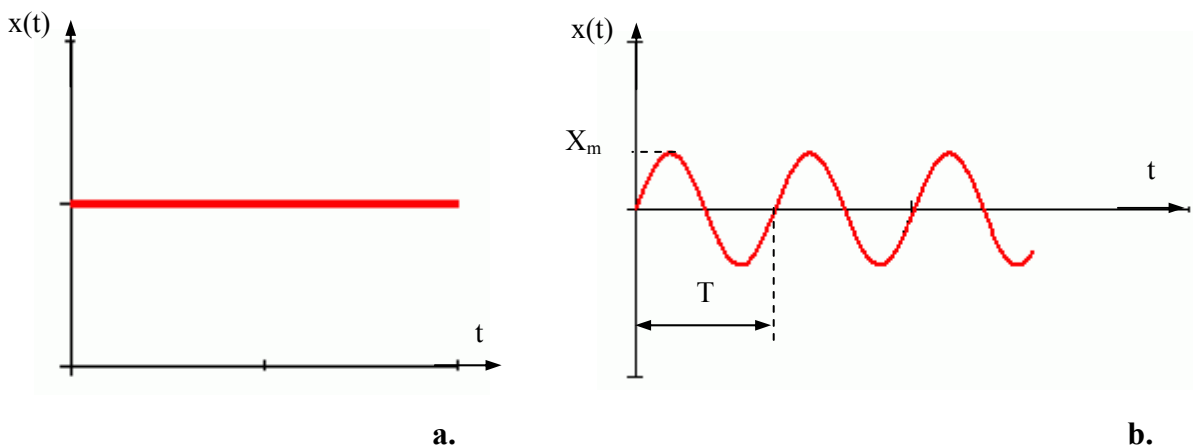


Fig. 1.1 Semnale electrice: a. continue; b. alternative

Pentru un semnal alternativ, $x(t)$ se definesc următoarele:

1. Valoare instantanee:

$$x(t) = X\sqrt{2} \sin(\omega \cdot t \pm \varphi)$$

pentru care:

- $X_m = X\sqrt{2}$ valoarea maximă a semnalului;
- $\omega = 2\pi f$ viteza unghiulară;
- f frecvența semnalului;
- φ unghiul de defazaj între două marimi ale aceluiași circuit.

2. Valoarea medie pe o perioadă:

$$X_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt$$

3. Valoarea efectivă:

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [x(t)]^2 dt}$$

Aparatele de măsură, în general, pun în evidență valoarea efectivă a semnalului.

De asemenea, pentru un circuit electric se definesc:

4. *Puterea electrică:*

- Puterea la borne (instantanee)

$$p(t) = u(t)i(t)$$

- Puterea medie:

$$P_{med} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt$$

4. **Surse de semnale**

Semnalele electrice sunt obținute în urma introducerii în circuit a uneia sau mai multe surse de semnale. Sursele se clasifică în:

1. Surse de tensiune
2. Surse de curent

La rândul lor acestea pot fi: - ideale;
- reale.

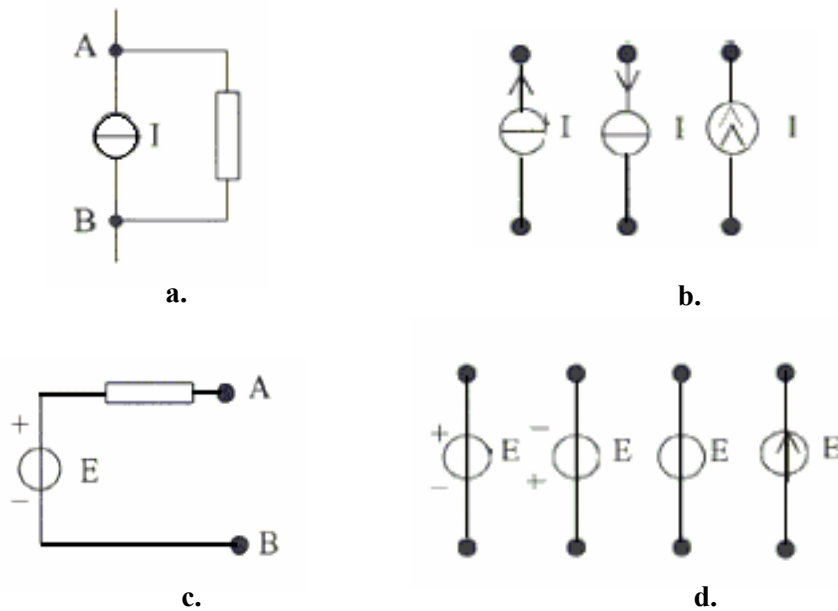


Fig.1.2. Surse de semnal: a. sursă de curent reală; b. surse de curent - simbol;
c. sursă de tensiune reală; d. surse de tensiune - simbol;

În figura 1.2 se prezintă câteva simboluri ale surselor. Sursele ideale sunt părți componente ale circuitelor utilizate în modelarea matematică a acestora. În montajele practice ele nu există. Sursele ideale de tensiune sunt elemente de circuit care au tensiunea la borne independentă de curentul prin acestea. Sursele ideale de curent sunt cele la care curentul ce le străbate este independent de tensiunea la borne.

5. **Caracteristicile și parametrii componentelor electronice**

În studiul circuitelor electronice pasive intervin termenii:

- Impedanță (în c.a.) sau rezistență (în c.c.) – raportul tensiune/curent;
- Admitanță (în c.a.) sau conductanță (în c.c.) – raportul curent/tensiune.

În cazul reprezentării acestora în planurile U-I și I-I sub formă liniară atunci elementele se numesc liniare. Practic astfel de elemente nu există.

- Caracteristici electrice: reprezentarea grafică a dependenței diferitelor mărimi electrice. Pot fi:
 - Caracteristici teoretice: aproximează funcționarea unei componente sau a unui circuit;
 - Caracteristici experimentale: reprezentarea grafică a rezultatelor experimentale. Acest tip de caracteristică poate fi:
 - Reprezentare prin puncte;
 - Reprezentare continuă.

În general, funcționarea unei componente este dependentă de una sau mai multe variabile electrice sau neelectrice. Această dependență a unei mărimi în funcție de altă mărime conduce la obținerea unei familii de caracteristici. Există mai multe moduri și categorii de caracteristici:

- Caracteristici și parametri statici, sau de curent continuu;
- Caracteristici și parametri de curent alternativ;
- Caracteristici și parametri pentru regim tranzitoriu;
- Caracteristici și parametri pentru influența mediului;
- Caracteristici și parametri pentru puterea disipată.

Caracteristicile și parametrii enumerați mai sus sunt cei care se specifică în cataloagele de specialitate.

În continuare se vor prezenta principalele componente de circuit.

1.2. COMPONENTE PASIVE

În acest capitol se prezintă câteva din componentele de circuit utilizate cel mai des în aplicațiile electronice.

1.2.1. REZISTOARE

Rezistorul este componenta de circuit cel mai des întâlnită în circuitele electrice. Principalul parametru al rezistoarelor este *rezistența electrică* iar unitatea de măsură în sistemul internațional este ohm-ul (Ω).

Termenul de rezistență electrică este în strânsă legătură cu fenomenul de conducție electrică (curentul electric – mișcarea ordonată a purtătorilor de sarcină). Rezistența electrică este fenomenul de opunere trecerii curentului electric printr-un conductor. Mărima prin care se poate măsura fenomenul de rezistență electrică, la un material conductor se numește *rezistivitate electrică* (ρ) și se măsoară în Ω/m .

Pentru un conductor de lungime l și cu o arie a secțiunii S , rezistența electrică se poate exprima:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{S}$$

Simbolul rezistorului este prezentat în figura 1.3.

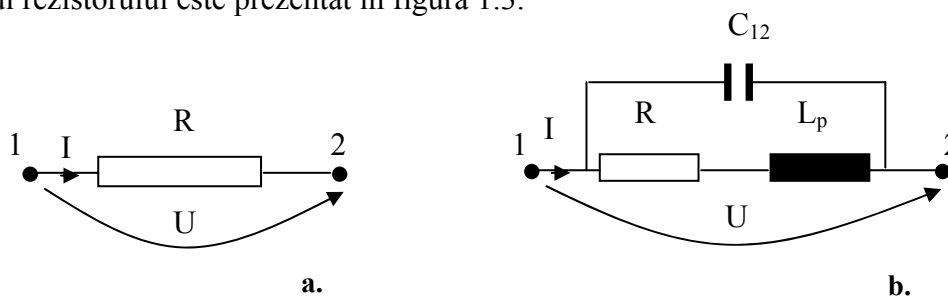


Fig. 1.3 Simbolizarea rezistorului:
a. ideal; b. real

Rezistorul ideal este caracterizat printr-un singur parametru – rezistența electrică. În cazul rezistorului real apar inductivități și capacități parazite, cu schema reală din figura 1.3.b.

Pentru rezistorul electric ideal sunt valabile următoarele:

- Legea lui Ohm:
Rezistența electrică este raportul dintre tensiunea electrică aplicată la bornele rezistorului și intensitatea curentului determinat prin rezistor.

$$R = \frac{U}{I}$$

- La trecerea curentului electric printr-un rezistor, puterea electrică disipată se transformă în putere calorică prin efect Joule:

$$P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{I}$$

Puterea disipată determină încălzirea rezistorului. Această încălzire conduce la stabilirea unei temperaturi de echilibru termic, dependentă de puterea disipată și de temperatura mediului ambiant. Dacă temperatura de echilibru termic depășește temperatura maximă admisibilă prescrisă pentru rezistorul respectiv atunci apar modificări ale proprietăților acestuia.

Rezistoarele se utilizează în circuitele electrice sub forma divizoarelor de tensiune și curent (figura 1.4).

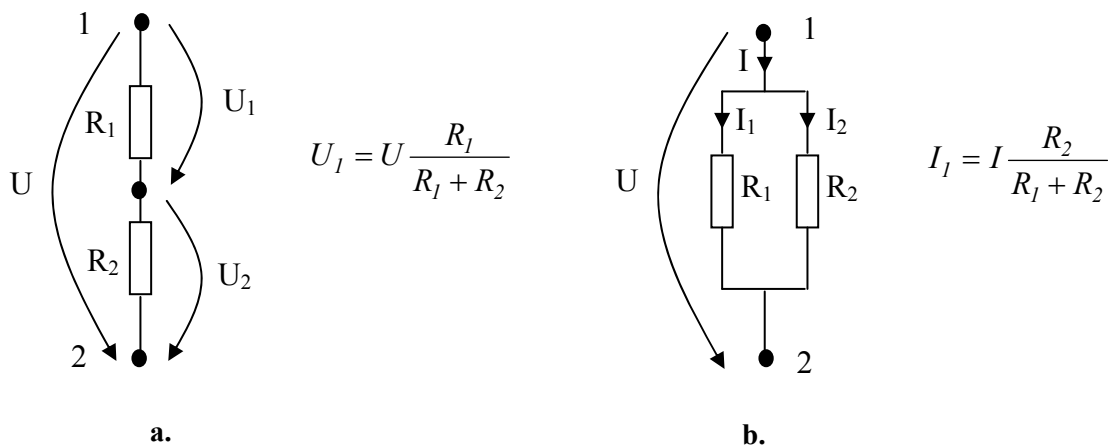


Fig.1.4. a. Divizor de tensiune; b. divizor de curent.

Clasificarea rezistoarelor

1. După mărimea curentului pe care-l suportă:
 - Rezistoare pentru curenți slabi;
 - Rezistoare pentru curenți tari.
2. Din punct de vedere constructiv:
 - Rezistoare fixe;
 - Rezistoare variabile:
 - Reglabile;
 - Potențiometre.
3. Din punct de vedere al destinației:
 - Rezistoare de uz general;
 - Rezistoare profesionale.
4. În funcție de forma caracteristicii:
 - Liniare;
 - Neliniare.
 - Termistoare (rezistența variază cu temperatura);
 - Varistoare (rezistența variabilă cu tensiunea);
 - Fotorezistoare (rezistența variabilă cu iluminarea).
5. După elementul rezistiv utilizat:
 - Pentru curenți slabi:
 - Peliculare;
 - De volum.
 - Pentru curenți tari:
 - Rezistoare bobinate;
 - Rezistoare ștanțate din tablă;
 - Rezistoare spiralate din benzi metalice.
6. După posibilitatea conectării în circuit:
 - Cu terminale axiale;
 - Cu terminale radiale;
 - Circuite integrate hibride;
 - Arii de rezistoare.

Marcarea rezistoarelor

Valoarea rezistoarelor se poate marca în două moduri:

- În clar
Acest mod de marcăre este mai rar întâlnit. Se marchează pe corpul rezistorului valoarea rezistenței nominale, inclusiv simbolul. Exemple de marcăre: 0,1Ω; 100Ω.
- Diferite coduri:
 - Cod numeric-alfanumeric – varianta 1. Pentru rezistoarele cu valori de ordinul ohmilor, se marchează cifrele semnificative cu virgula pusă în mod corespunzător fără a se inscripționa simbolul Ω. Pentru valori nominale mai mari de 1KΩ, se marchează cifrele semnificative, iar în locul virgulei se pune simbolul de multiplicare. Acesta poate fi K, M, ș.a. (tabelul 1.1)

Tabelul 1.1

Marcare	2,2	62	1K2	1K	1M	1M8
R _N [Ω]	2,2	62	1200	1000	10 ⁶	1,8·10 ⁶

- Cod alfanumeric – varianta 1. Este asemănător cu cel prezentat anterior, cu diferența că pentru rezistență, în locul virgulei se pune litera R (tabelul 1.2).

Tabelul 1.2

Marcare	2R2	62R	1K2	1K0	1M0	1M8
R _N [Ω]	2,2	62	1200	1000	10 ⁶	1,8·10 ⁶

- Cod numeric-alfanumeric – varianta 2, utilizat în special pentru marcărea rezistoarelor SMD sub formă de chip, la care se marchează uneori doar rezistența nominală, (datorită dimensiunilor mici). Codul este format din cifrele semnificative ale rezistenței nominale, litera R pusă în locul virgulei pentru valori mici ale rezistenței și ordinul de multiplicare (puterea lui zece) pentru valori mari ale rezistenței. Pentru toleranțe de ±20%, ±10% și ±5%, sunt necesare două cifre semnificative. În cadrul codului se folosește: *x* prima cifră semnificativă; *y* a doua cifră semnificativă; *m* ordinul de multiplicare.

- **Rxy**, pentru R_N < 1Ω;
- **xRy**, pentru R_N = 1... 9,1Ω;
- **xyR**, pentru R_N = 10...99Ω;
- **xym**, pentru R_N > 100Ω.

Pentru toleranțe mici de ±2,5%, ±2% și ±1%, etc. sunt necesare trei cifre semnificative, codul devenind:

- **Rxyz**, pentru R_N < 1Ω;
- **xRyz**, pentru R_N = 1... 9,1Ω;
- **xyRz**, pentru R_N = 10...99,9Ω;
- **xyzR**, pentru R_N = 100...999Ω.
- **xyzm**, pentru R_N > 1000Ω.

Tabelul 1.3

Marcare	1R2	56R	681	913	1R62	26R7	1781	4873
R _N [Ω]	1,2	56	680	91·10 ³	1,62	26,7	1780	487·10 ³

- Cod alfanumeric - varianta 2. Pentru rezistoare SMD de dimensiune foarte mică se utilizează un cod alfanumeric conform tabelelor 1.4 și 1.5

Tabelul 1.4

Cod	Valoare	Cod	Valoare	Cod	Valoare	Cod	Valoare
01	100	25	178	49	316	73	562
02	102	26	182	50	324	74	576
03	105	27	187	51	332	75	590
04	107	28	191	52	340	76	604
05	110	29	196	53	348	77	619
06	113	30	200	54	357	78	634
07	115	31	205	55	365	79	649
08	118	32	210	56	374	80	665
09	121	33	215	57	383	81	681
10	124	34	221	58	392	82	698
11	127	35	226	59	402	83	715
12	130	36	232	60	412	84	732
13	133	37	237	61	422	85	750
14	137	38	243	62	432	86	768
15	140	39	249	63	442	87	787
16	143	40	255	64	453	88	806
17	147	41	261	65	464	89	825
18	150	42	267	66	475	90	845
19	154	43	274	67	487	91	866
20	158	44	280	68	499	92	887
21	162	45	287	69	511	93	909
22	165	46	294	70	523	94	931
23	169	47	301	71	536	95	953
24	174	48	309	72	549	96	976

Tabelul 1.5

Cod literal	S	R	A	B	C	D	E	F
Multiplicator	10^{-2}	10^{-1}	10	10^1	10^2	10^3	10^4	10^5

Codul se utilizează pentru toleranțe de $\pm 0,1\%$, $\pm 0,5\%$, $\pm 1\%$. Această marcă, față de varianta anterioară (cod alfanumeric varianta 3) reduce marcarea cu un digit. Exemplu: 10C înseamnă $R_N=12,4 \text{ k}\Omega$.

Codul culorilor este prezentat în tabelul 1.6. Utilizând codul culorilor se poate marca rezistența nominală, toleranța, coeficientul de variație cu temperatura și uneori fiabilitatea. Pentru marcarea rezistenței nominale, în funcție de toleranță sunt necesare două sau trei cifre semnificative. Toleranța și coeficientul de variație cu temperatura pot fi marcate sau nemarcate.

Ordinea de citire a culorilor este de la capătul cel mai apropiat (figura 2.4 a și b) sau ultima culoare este de aproximativ două ori mai lată decât celelalte (figurile 2.4 c, d, e, f).

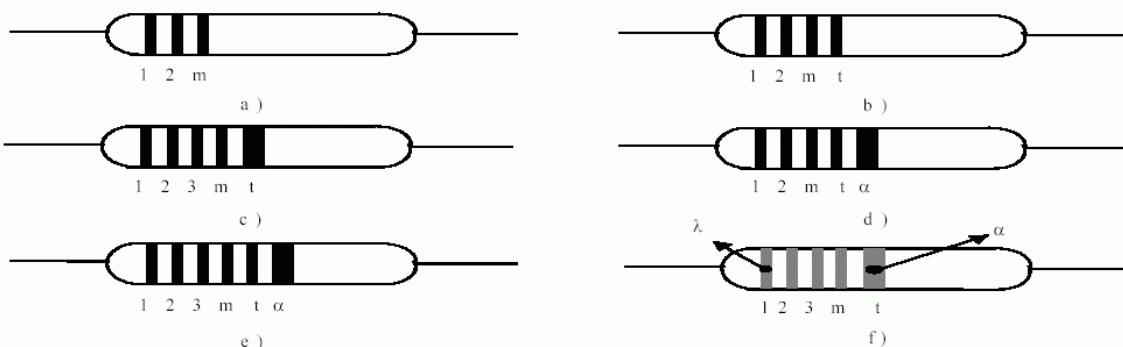


Fig. 1.5. Marcarea rezistoarelor în codul culorilor. 1 - prima cifră semnificativă; 2 - a doua cifră semnificativă; 3 - a treia cifră semnificativă; m – multiplicator; t – toleranță; α - coeficient de temperatură; λ - fiabilitate.

Tabelul 1.6

Culoare	Cifră semnificativă	Multiplicator	Toleranță (%)	Coefficientul de variație cu temp. (ppm/°C)
Negru	0	1	-	±250
Maro	1	10	±1	±100
Roșu	2	10 ²	±2	±50
Portocaliu	3	10 ³	-	±15
Galben	4	10 ⁴	-	±25
Verde	5	10 ⁵	±0,5	±20
Albastru	6	10 ⁶	±0,25	±10
Violet	7	10 ⁷	±0,1	±5
Gri	8	10 ⁸	±0,05	±1
Alb	9	10 ⁹	-	-
Auriu	-	10 ⁻¹	±5	-
Argintiu	-	10 ⁻²	±10	±200
Fără culoare	-	-	±20	-

Toleranța rezistoarelor se poate marca:

- În procente:

Pentru toleranțe de ±20%, se marchează numai rezistența nominală cu trei inele colorate (figura 2.4. a) ;

- Cu codul culorilor:

La rezistoare cu toleranță de ±10% și ±5% (fără marcarea coeficientului de variație cu temperatura). În acest caz se marchează rezistența nominală (culorile C1, C2, m) și toleranța. De exemplu, fiind marcate culorile roșu (C1), galben (C2), maro (m) și auriu, rezultă $R_N = 24 \cdot 10\Omega = 240\Omega$ cu toleranța $t = \pm 5\%$.

Marcarea din figura 2.4.c este utilizată pentru marcarea rezistenței nominale și a toleranței, toleranța fiind mai mică decât ±2,5%. În acest caz apare ca necesară a treia cifră semnificativă C3. Coeficientul de variație cu temperatura, atunci când este marcat este ultima culoare.

- În cod literal conform tabelului 1.7.

Tabelul 1.7

Codul literal	L	P	W	B	C	D	F	G	H	J	K	M
t [%]	±0,01	±0,02	±0,05	±0,1	±0,25	±0,5	±1	±2	±2,5	±5	±10	±20

În cataloagele de specialitate trebuie să se regăsească:

- Rezistența nominală, R_N , fiind valoarea rezistenței înscrisă pe rezistor.
- Domeniul de valori, fiind mulțimea valorilor nominale disponibile sau realizabile pentru un anumit tip.
- Toleranța, exprimă procentual abaterea maximă admisibilă a valorii reale de la valoarea nominală (marcată pe corpul rezistorului):

$$t = \pm \max \left| \frac{R - R_n}{R} \right| \cdot 100 \text{ [%]}$$

- Puterea disipată nominală, P_n [W], puterea pe care o poate dezvolta un rezistor în timpul funcționării la temperatura ambiantă fără a-și modifica proprietățile.
- Tensiunea nominală limită, U_{nlim} [V], tensiunea continuă sau valoarea efectivă a tensiunii alternative aplicată la bornele rezistorului:

$$U_{nlim} = \sqrt{P_n R_N}$$

- Rezistența critică, valoarea maximă a rezistenței căreia i se poate aplica tensiunea nominală limită. Coeficientul de temperatură a rezistenței, raportul dintre variația reală a rezistenței și variația de temperatură care a determinat această diferență:

$$\alpha_R = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\Delta T} \quad [^{\circ}\text{K}^{-1}]$$

- Coeficientul de variație a rezistenței sub acțiunea unui factor extern:

$$K_k = \frac{\Delta R}{R_0} \cdot 100 \quad [\%]$$

De asemenea se mai pot prezenta: temperatura ambiantă, domeniul nominal de temperatură, rigiditatea dielectrică, rezistența de izolație, categoria climatică și precizia rezistoarelor.

1.2.2. BOBINE

Bobina este componenta de circuit a cărei principal parametru este inductanța electrică [L]. În Sistemul Internațional aceasta se măsoară în Henry [H].

Bobina este elementul la care curentul care străbate componenta și tensiunea la bornele acesteia îndeplinesc relația:

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

Realizarea unei bobine se face prin înfășurarea unui fir conductor pe carcasa având diferite secțiuni și proprietăți dielectrice foarte bune. Există mai multe tipuri de bobinaje (într-un singur strat, multistrat, piramidal, secționat, fagure) fiecare imprimând anumite caracteristici bobinei.

Bobinajul poate fi realizat din fir de aluminiu sau cupru, monofilar sau multifilar (pentru frecvențe mari). Pentru frecvență ultraînaltă (datorită efectului pelicular) se folosesc conductoare de cupru argintat (curentul trecând prin pelicula de argint) sau conductoare de aluminiu (pentru puteri mari).

Aluminiul prezintă anumite dezavantaje față de cupru, din cauza problemelor pe care le ridică lipirea sa, respectiv rezistivitatea electrică mai ridicată în comparație cu cuprul care impune mărirea secțiunii conductoarelor conducând la soluții constructive necorespunzătoare.

Conductoarele pentru bobine pot avea *secțiune circulară* sau *dreptunghiulară (pătrată)* și pot fi *izolate* sau *neizolate*.

În curent alternativ bobina este caracterizată de reactanța inductivă (X_L) definită de relația:

$$X_L = \omega L$$

Cu ajutorul acesteia se poate defini factorul de calitate ca fiind:

$$Q_L = \frac{X_L}{R}$$

Bobinele se clasifică astfel:

- Bobine fixe (inductanța constantă pe timpul funcționării), cu reprezentarea din figura 1.6.a. Dacă sunt fără miez atunci sunt realizate pentru inductivități mici.
- Bobine variabile (prin poziționarea unui miez magnetic), reprezentate ca în figura 1.6.b;
- Bobine fixe cu miez magnetic, figura 1.6.c. Miezurile magnetice ale bobinelor pot avea diferite forme (bară, tor, oală și alte forme închise).
- Bobine fixe cu miez magnetic și întrefier, figura 1.6.d.

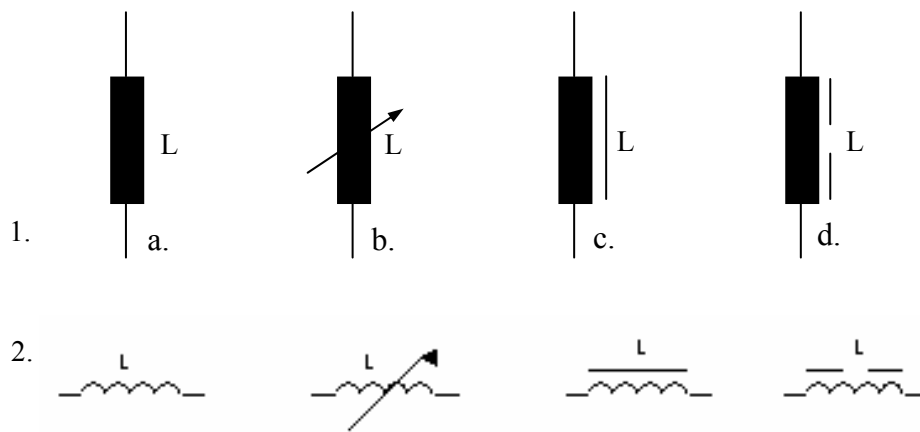


Fig.1.6: 1. Simbolurile bobinelor; 2. Simboluri tolerate: a. Bobină, inductanță; b. Bobină, inductanță variabilă; c. Bobină, inductanță cu miez magnetic; d. Bobină, inductanță cu miez magnetic și întrefier.

Pentru bobine, în catalog se prevăd principalele caracteristici:

- Inductanța (L)
- Rezistența proprie (R_L);
- Factorul de calitate (Q_L) sau tangenta unghiului de pierderi ($\text{tg}\delta$), reprezintă raportul dintre puterea activă disipată în bobină și puterea reactivă;
 - Capacitatea parazită a bobinei;
 - Coeficientul de temperatură, caracterizează modificarea relativă a inductanței sub influența temperaturii;
 - Puterea, tensiunea și curentul maxim admis pentru a nu produce transformări ireversibile în bobină;
 - Domeniul de ajustare a inductivității.

La bobine pot apărea câmpuri electromagnetice exterioare. Pentru aceasta este necesară *ecranarea*. Aceasta se face prin ecranarea cu materiale feromagnetice pentru câmpuri perturbatoare de joasă frecvență și materiale bune conducătoare de electricitate pentru frecvențe înalte.

Un tip special de bobine sunt *variometrele*, ansamblu de două bobine (una fixă și alta mobilă cu același ax) fără miez, care asigură modificarea cuplajului magnetic (inductanța mutuală) dintre ele. Se utilizează în circuitele de acord de ieșire ale emițătoarelor radio și cele de intrare ale radioreceptoarelor gonio.

Inductivitatea bobinei poate avea mai multe interpretări:

1. Proprietate a unui circuit de a se opune variației curentului electric care îl parcurge. Astfel inductivitatea bobinei este coeficientul de proporționalitate între fluxul magnetic și curentul electric:

$$L = \frac{\phi(t)}{i(t)} \rightarrow H = \frac{Wb}{A}$$

2. Proprietatea bobinei de a acumula energie magnetică. La conectarea unei bobine la o sursă electrică apare o tensiune electromotoare care se opune creșterii curentului prin bobină. Aceasta nu se realizează în totalitate, astfel că este necesară energie suplimentară pentru a învinge opoziția bobinei, exprimată cu relația:

$$W_L = \frac{LI^2}{2}$$

Inductivitatea bobinei este dependentă de formă, dimensiuni și structură.

Exemplu:

1. Pentru o bobină fără miez, de lungime l , secțiune S și număr de spire N , inductivitatea bobinei este calculată cu relația:

$$L = 4\pi \cdot N \cdot \frac{S}{l}$$

2. Pentru o bobină amplasată pe un miez magnetic închis de secțiune medie a miezului magnetic, S_m și D_m :

$$L = \mu \cdot N^2 \cdot \frac{S_m}{2\pi \cdot D_m}$$

Comportarea în frecvență a bobinei

Schema echivalentă a bobinei conține o rezistență de pierderi în conductor R_c , o rezistență de pierderi în miez R_m , o rezistență de izolație R_{iz} și capacitatea parazită între două spire alăturate C . Astfel se poate obține un model cu parametri concentrați ca în figura 1.7.

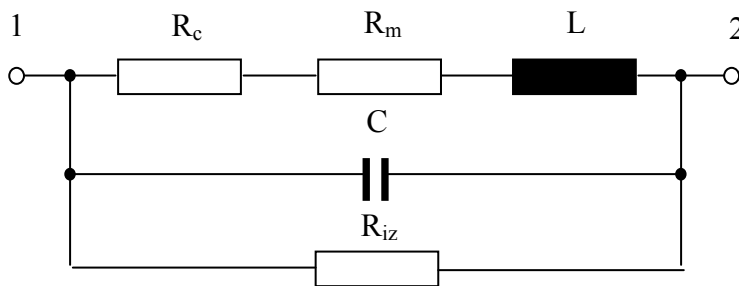


Fig. 1.7. Schema echivalentă cu parametri concentrați a bobinei

În cazul real, o bobină se reprezintă prin schema serie sau paralel ca în figura 1.8.

Diagramele fazoriale ale celor două metode de echivalare a bobinei arată faptul că defazajul real între curentul prin bobină și tensiunea aplicată la borne nu este de 90° . De asemenea schemele pun în evidență unghiul de pierderi, pe baza căruia se calculează factorul de pierderi ($\text{tg}\delta$) sau factorul de calitate (Q):

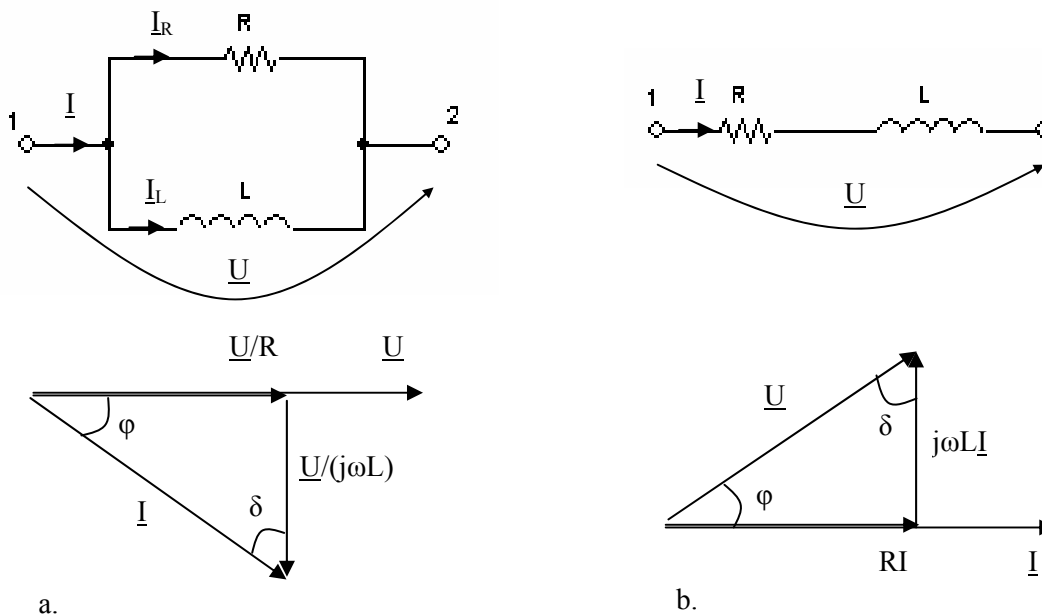


Fig. 1.8. Schema echivalentă a bobinei cu diagramele fazoriale:
a. paralel; b. serie

- Pentru schema paralel:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\omega L}{R} = \frac{I}{Q}$$

- Pentru schema serie:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{\omega L} = \frac{I}{Q}$$

Factorul de pierderi depinde de frecvența curentului prin bobină, respectiv de pierderile în conductor, în rezistența de izolație sau prin histerezis.

În circuitele practice se utilizează schema echivalentă serie, pentru care impedanța echivalentă serie se obține în urma aplicării legii lui Ohm de forma:

$$\underline{Z}_S = R + j\omega L = \frac{I}{Y}$$

unde Y se numește admintanță.

1.2.3. CONDENSATOARE

Condensatorul este un sistem de două conductoare despărțite de un dielectric. Cele două conductoare se numesc armături. Condensatorul se caracterizează prin capacitate (C).

Atunci când se aplică o tensiune (diferență de potențial) la bornele unui condensator, acesta acumulează o sarcină electrică (Q) proporțională cu tensiunea aplicată, conform relației:

$$Q = C \cdot U$$

Unitatea de măsură a capacității în Sistemul Internațional este faradul (F).

Din punct de vedere energetic un condensator de capacitate C înmagazinează o energie a câmpului electric dintre armături conform relației:

$$W = \frac{1}{2} C U^2$$

Energia acumulată se măsoară în Joule (J).

Pentru un condensator cu două armături cu suprafața S, cu distanța d între ele și constanta dielectricului ϵ , capacitatea se poate calcula cu relația:

$$C = \frac{\epsilon \cdot S}{d}$$

Condensatoarele pot fi clasificate:

➤ În funcție de natura dielectricului utilizat în condensatoare:

- cu mică,
- cu hârtie;
- cu pelicule plastice;
- electrolitice.

Există un alt tip de condensatoare, ceramice, care se realizează din materiale ceramice cu polarizare spontană sau temporară.

➤ Din punct de vedere constructiv:

- fixe;
- variabile;
- semireglabile;
- de trecere.

Principalele caracteristici electrice ale condensatoarelor sunt:

- Capacitatea nominală (C_n) și toleranța acesteia, specificate la o anumită frecvență (50, 800 sau 1000 Hz);
- Tensiunea nominală (U_n) care reprezintă valoarea maximă a tensiunii continue sau a tensiunii efective care nu produce străpungerea condensatorului în funcționare îndelungată;

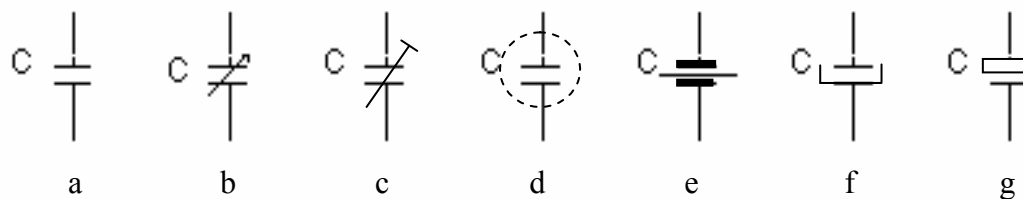


Fig. 1.9. Representarea condensatoarelor: a. fixe; b. variabile; c. semireglabile; d. f. g. electrolitice; e. de trecere.

- Rezistența de izolație (R_{iz}), care reprezintă valoarea raportului tensiune-curent continuu la un minut după aplicarea tensiunii;
- Tangenta unghiului de pierderi, care reprezintă raportul dintre puterea activă și cea reactivă, măsurate la aceeași frecvență la care a fost măsurată capacitatea nominală;
- Toleranța, reprezintă abaterea relativă maximă a capacității de la valoarea nominală. La fel ca la rezistoare valorile nominale sunt cuprinse în seriile de valori în funcție de toleranța condensatorului. Pentru capacități mari (condensatoare electrolitice) se pot fabrica și în afara seriilor. La acest tip de condensatoare toleranțele sunt în general nesimetrice. Ex. $-20\% \dots +80\%$;
- Coeficientul de variație cu temperatura [K^{-1}]

$$\alpha = \frac{1}{C} \cdot \frac{dC}{dT}$$

Alături de parametri enumerați mai sus, există și alți parametri, dar nu la fel de importanți. Condensatoarele variabile mai au următorii parametri:

- *Capacitatea minimă* (C_{min});
- *Legea de variație a capacității* dată de funcția:

$$C = f(C_{min}, C_{max}, \varphi),$$

unde φ este unghiul de rotație, variabil între 0 și φ_{max} .

Astfel, legile de variație a capacității pot fi: legi liniare, exponențiale etc.

Comportarea condensatoarelor în c.a.

În cazul ideal, un condensator este reprezentat prin capacitatea condensatorului. În caz real schema echivalentă a lui este formată dintr-o capacitate și o rezistivitate, ca în figura 1.10. Pentru condensatoarele electrolitice schema echivalentă se complică datorită electrolitului.

Impedanța echivalentă a circuitului (cu R și C rezistența și capacitatea serie a condensatorului) este:

$$Z_s = R + \frac{1}{j\omega C}$$

Există o valoare a frecvenței, numită *frecvență de rezonanță* ω_r , care dacă este depășită, condensatorul real își pierde caracterul de condensator. Alături de rezistoare, condensatoarele sunt cele mai folosite componente. Defecte la condensatoare apar numai în cazul folosirii incorecte a acestora.

Cele mai frecvente defecte ale condensatoarelor constau în micșorarea rezistenței de izolație, pierderea capacității condensatorului, ruperea terminalelor, iar în cazul condensatoarelor ceramice, spargerea acestora.

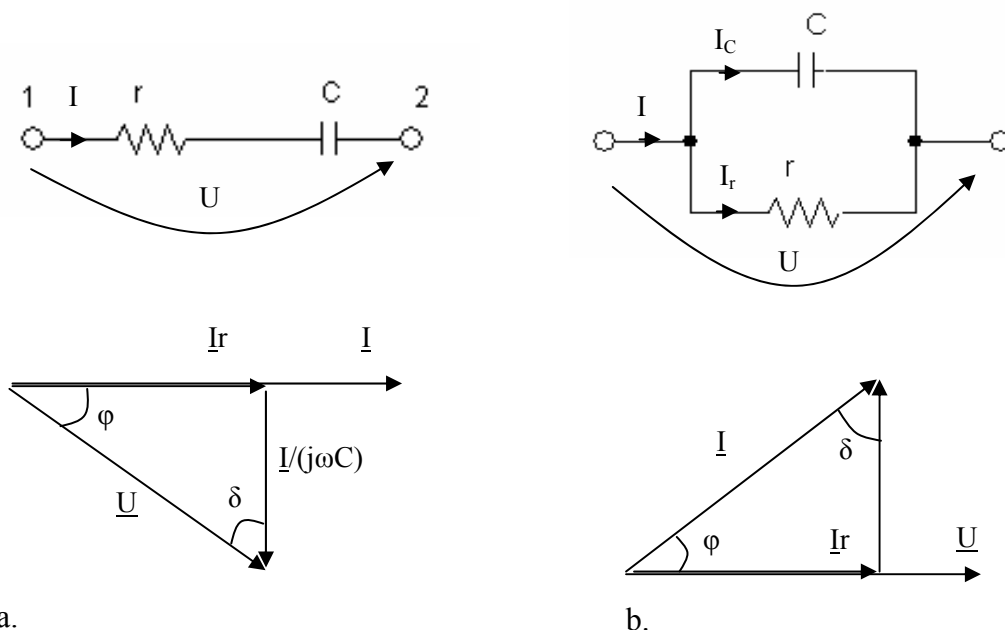


Fig. 1.10. Schema echivalentă a condensatorului și diagrama fazorială:
a. serie; b. paralel.

În cazul condensatoarelor electrolitice, scăderea capacității se poate remedia printr-un procedeu numit *reformare*. Acesta constă în menținerea o perioadă de timp a condensatorului la tensiunea nominală. Această menținere favorizează refacerea stratului de oxid.

Marcarea condensatoarelor

Valoarea condensatoarelor se poate marca în următoarele moduri:

- Marcarea în clar. Este exemplificată în tabelul următor:

Tabelul 1.8

Marcare	220pF	100nF	3,3μF
C_n [F]	$22 \cdot 10^{-11}$	10^{-7}	$3,3 \cdot 10^{-6}$

- Codul alfanumeric utilizat pentru marcarea capacității nominale este prezentat în tabelul 1.9; în locul virgulei se utilizează simbolurile literale p, n, μ. În unele țări p este înlocuit cu U, n cu T sau K, μ cu M. Exemplificare se face în tabelul 1.8.

Tabelul 1.9

Marcare	3p3	100p	4n7	1M	2M2
C_n	3,3pF	100pF	4,7nF	1μF	2,2μF

- Codul numeric pentru marcarea capacității nominale este format din trei cifre. Primele două cifre reprezintă cifrele semnificative a capacității, iar a treia cifră este factorul de multiplicare. Un exemplu este prezentat în tabelul 1.10.

Tabelul 1.10

Factor de multiplicare	1	10	10^2	10^3	10^4
Cod	9(R)	1	2	3	4
Marcare	109	221	102	223	474
C_n	10pF	220pF	1nF	22nF	470nF

➤ Codul culorilor. Capacitatea nominală este marcată cu trei culori, pentru seriile de valori nominale E6, E12 și E24 și cu patru culori pentru seriile E48, E96, E192, etc. Culorile sunt inscripționate pe corpul condensatorului sub formă de inele, linii sau puncte. Codul culorilor este prezentat în tabelul 1.11, iar semnificația este după cum urmează :

- a - coeficientul de variație cu temperatura;
- b - prima cifră semnificativă a capacității nominale;
- c - a doua cifră semnificativă a capacității nominale;
- d - factorul de multiplicare;
- e - toleranța (de fabricație);
- f - tensiunea nominală;
- h - terminalul conectat la armătura exterioară;
- j - a treia cifră semnificativă a capacității nominale;
- k - gama temperaturilor de lucru, folosită numai la condensatoarele cu mică: negru pentru $[-5, 100]^{\circ}\text{C}$, roșu pentru $[-55, -180]^{\circ}\text{C}$ și galben pentru $[-55, 125]^{\circ}\text{C}$;
- m - clasa condensatorului, specifică fiecărei firme.

Deși prezentarea este făcută pentru 10 inele, pe corpul condensatoarelor se vor găsi, de cele mai multe ori, 5, 4 sau 3 inele. Reprezentarea este dată în figura 1.11.

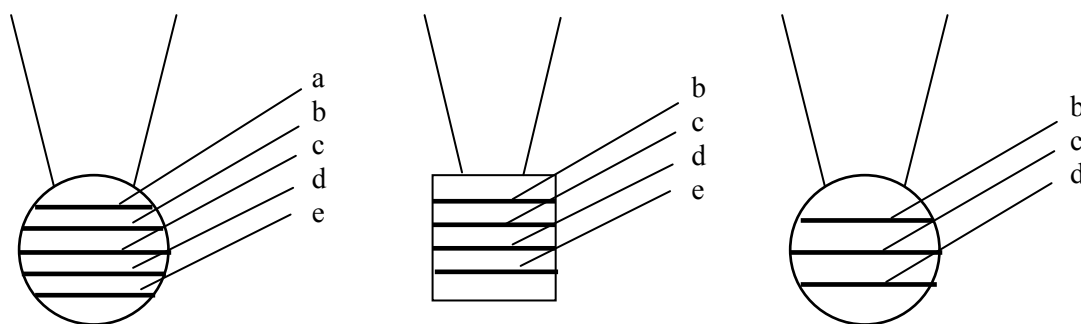


Fig. 1.11. Marcarea condensatoarelor în codul culorilor

În tabelul 1.11. se utilizează următoarele notații:

CC - condensatoare ceramice monostrat;

CM - condensatoare cu mică;

CH - condensatoare cu hârtie;

CP - condensatoare cu poliester;

CS - condensatoare cu stiroplex (polistiren);

CTa - condensatoare electrolitice cu Tantal.

Toleranța poate fi marcată :

- în clar,
- codul culorilor,
- cod literal.

Tabelul 1.11.

Linii	b, c, j.	d			e				a	f		
Culoare	Cifre semnificative	Factor de multiplicare			Toleranța				Coef. temperatură	Tensiune nominală (V)		
		CC CT a	C M	CH CM	$C_N \leq 10$ pF(pF) CC	$C_N > 10$ pF (%) CC	(%) CM	(%) CH	(ppm/ °C) CC	CH CM	CS	CT a
Negru	0	1	1	1	±2	±20	±20	±20	0		630	10
Maro	1	10	10	10	±0,1	±1	±1		-33	100		1,6
Roșu	2	10 ²	10 ²	10 ²	±0,25	±2	±2	±2	-75	250	160	4
Portocaliu	3	10 ³	10 ³	10 ³		±2,5	±3		-150	300		40
Galben	4	10 ⁴	10 ⁴	10 ⁴					-220	400	63	6,3
Verde	5	10 ⁵		10 ⁵	±0,5	±5	±5	±5	-330		250	16
Albastru	6	-		10 ⁶					-470	630	25	
Violet	7	-		10 ⁷					-750	700		
Gri	8	10 ⁻²		10 ⁸			+0,5		-2200	800		25
Alb	9	10 ⁻¹		10 ⁹	±1	±10		±10	+120	900		2,5
Auriu	-	-	10 ⁻¹	10 ¹			±5		+100	1000		
Argintiu	-	-					±10			2000		

La marcarea în clar a toleranței se inscripționează pe corpul condensatorului cifrele toleranței, cu sau fără simbolul %. La condensatoarele cu capacitatea nominală $C_n < 10\text{pF}$, toleranța este dată în pF.

Marcarea în codul culorilor este conform tabelului 1.11 și figurii 1.11.

Marcarea în cod literal a toleranței este conform tabelului 1.12.

Tabelul 1.12. Partea întâi

Cod		AH	AQ	B	C	D	E	F	G	H	J
Toleranța	$C_n > 10\text{pF}$ (%)	-20 +100	±15	±0,1	±0,25	±0,5	±25	±1	±2	±2,5	±5
	$C_n \leq 10\text{pF}$ (pF)			±0,1	±0,25	±0,5		±1			

Tabelul 1.12. Partea a doua

Cod		K	M	N	P	Q	S	T	X	Z
Toleranța	$C_n > 10\text{pF}$ (%)	±10	±20	±30	0 +100	-10 +30	-20 +30	-10 +50	20 +40	20 +80
	$C_n \leq 10\text{pF}$ (pF)							-	-	-

1.3. COMPONENTE ACTIVE

Componentele active sunt cele care contribuie la mărirea puterii semnalului (adică a mărimii fizice care poartă informație, fără a altera informația). Mărirea puterii semnalului se face pe seama puterii absorbite de la sursa de alimentare. Din categoria componentelor active fac parte atât tuburile cu vid cât și dispozitivele semiconductoare.

1.3.1. TUBURI ELECTRONICE

Tuburile electronice sunt componente de circuit a căror funcționare se bazează pe fluxul de electroni. Acesta este produs de un electrod special numit catod.

Fenomenul de „generare” a electronilor de către catod poartă numele de *emisie electronică*. Emisia electronică, poate fi:

- emisia termoelectronică - se realizează prin încălzirea catodului metalic la o temperatura suficient de mare, astfel încât, energia cinetică a electronilor liberi să fie suficientă pentru ca o parte dintre aceștia să părăsească definitiv catodul;
- emisia prin câmp electric puternic - se obține ca urmare a aplicării unui câmp electric tubului;
- emisia secundară – înseamnă smulgerea unui număr de electroni din catod și din alți electrozi ca urmare a bombardării acestora cu particule sau a excitării lor cu radiații electromagnetice;
- emisia fotoelectronică, etc.

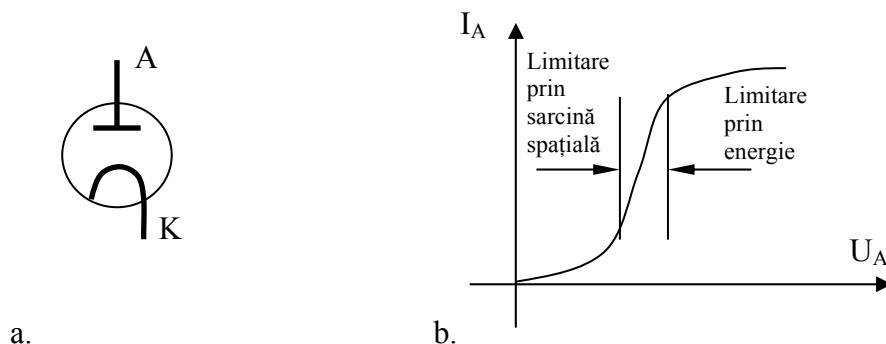
Emisia electronică se produce în vid. Nu se poate utiliza emisia electronică în aer deoarece electronii emiși nu pot parcurge distanțele corespunzătoare. De asemenea, în cazul tuburilor electronice trebuie să se țină cont de temperaturile mari care sunt necesare pentru obținerea unei emisii electronice corespunzătoare, care accelerează reacția metalelor de a se transforma în oxizi în prezența aerului.

Dintre tuburile electronice, în acest capitol se prezintă:

1.3.1.1. Dioda cu vid (kenetronul)

Este un dispozitiv electronic neliniar cu doi electrozi: anod (A) și catod (K), introdus într-un balon vidat. Semnul convențional este prezentat în figura 1.12.

Fenomenele fizice care au loc în funcționarea diodei se evidențiază ca fenomene de bază și pentru restul tuburilor convenționale.



Presupunem că se alimentează anodul, în timp ce catodul este nealimentat. Prin alimentarea cu tensiune a catodului se produce o emisie termoelectrică. Catodul încălzit va emite electroni care îl vor înconjura sub forma unui nor de *sarcină spațială* negativă. Față de norul de sarcină spațială negativă, catodul se încarcă pozitiv.

Starea de echilibru constă în menținerea în preajma catodului (la o anumită temperatură a catodului) a norului de sarcină spațială (existența unei forțe coulombiene care atrage norul spre catod). Starea de echilibru se menține atât timp cât anodul nu este conectat la o sursă de tensiune. Dacă potențialul anodului în raport cu catodul este negativ, electronii din sarcina spațială sunt respinși de către anod și se vor aduna cu densitate mare în jurul catodului.

Dacă anodul va avea un potențial pozitiv față de catod, electronii din sarcina spațială sunt atrași de anod și intră în circuitul exterior anod-catod, dând naștere unui curent anodic. Numărul de electroni care străbat spațiul dintre electrozi în unitatea de timp depinde de diferența de potențial dintre anod și catod.

Funcționarea diodei cu vid este caracterizată de două mărimi:

- Tensiunea anodică - tensiunea anod-catod (U_A);
- Curentul anodic - curentul din circuitul exterior tubului (I_A).

Dependența între aceste două mărimi se numește „legea 3/2” având expresia analitică (în funcționare ideală) de forma:

$$I_A = K \cdot U_A^{3/2}$$

K – se numește *perveanță*, având valoarea dependentă de geometria electrozilor. Caracteristica statică ideală a diodei cu vid este prezentată în figura 1.13. La valori diferite de încălzire se obțin valori diferite ale tensiunii, respectiv caracteristici diferite.

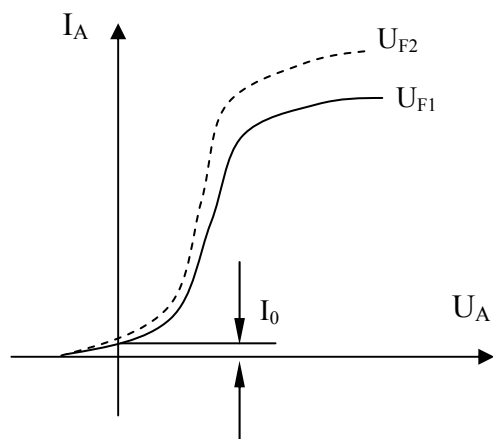


Fig. 1.13. Caracteristica tensiune-curent ($U_{F2} > U_{F1}$).

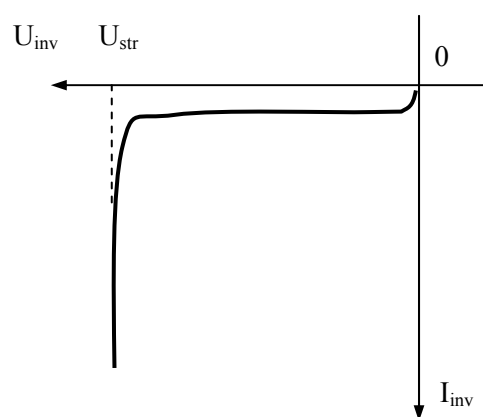


Fig. 1.14. Caracteristica inversă tensiune-curent.

În vecinătatea originii variația curentului anodic respectă o lege exponențială și nu legea 3/2. La o anumită tensiune anodică, apare limitarea prin emisie, astfel curentul anodic corespunde valorii curentului de emisie, care are o valoare limitată pentru o temperatură de încălzire dată. Zona caracteristicii aproximativ orizontală, care se abate total de la legea 3/2, se numește *zonă de saturație*. Chiar și în zona de saturație, curentul crește ușor cu creșterea tensiunii anodice datorită intensificării câmpului electric între cei doi electrozi, favorizându-se apariția unei emisii prin câmp electric (efect Schottky).

Dioda cu vid se utilizează în scheme de redresare, limitare, detecție. Diodele prezintă anumite proprietăți, a căror apreciere se face pe baza parametrilor și valorilor caracteristice. Parametrii diodei rezultă din legea reală de variație a curentului anodic în raport cu tensiunea anodică:

- *parametri diferențiali specifici fiecărui punct* de pe caracteristica $I_A = f(U_A)$, numiți și *parametri statici*;
- *parametri diferențiali medii*, care indică proprietățile globale ale diodei și nu pe cele punctuale, numiți și *parametri de curent continuu*.

Dintre parametrii se amintesc:

- *Rezistența internă* R_i , - raportul dintre variația tensiunii anodice și variația corespunzătoare a curentului anodic;
- *Puterea de disipație anodică* - puterea rezultată din cedarea energiei cinetice de către electronii ajunși la anod care se transformă în energie calorică și puterea provenită din căldura filamentului sau catodului și radiată de acesta.
- *Curentul invers* (I_{inv}).

Legea curentului anodic corespunde regimului direct de funcționare a diodei (unei tensiuni cu plusul pe anod și minusul pe catod). Există însă un regim invers de funcționare cu plusul la catod și minusul la anod, situație întâlnită când dioda îndeplinește funcția de redresare, în cazul alternanței negative a tensiunii. Acest regim este caracterizat prin aceea că tensiunea aplicată între anod și catod întrerupe conducția în tub. Aceasta înseamnă apariția unei rezistențe interne numită *rezistența inversă*, R_{inv} de ordinul zecilor de $M\Omega$. În consecință există un *curent invers* I_{inv} , (foarte mic). Pe măsură ce *tensiunea inversă* U_{inv} crește, rezistența inversă scade. Crescând tensiunea inversă, la atingerea *tensiunii de străpungere* a spațiului anod-catod curentul invers prin diodă crește foarte mult, ceea ce produce distrugerea tubului.

1.3.1.2. Trioda

Trioda este un tub electronic în care există un al treilea electrod, grila, plasat între anod și catod. Rolul grilei este unul de comandă. În figura 1.15. este prezentat simbolul triodei.

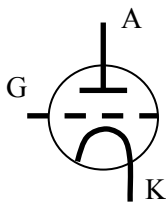


Fig. 1.15. Semnul convențional al triodei.

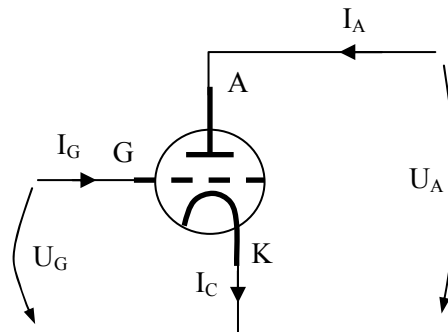


Fig. 1.16. Circuitele triodei.

Spre deosebire de dioda cu vid, la triode se pot pune în evidență două circuite:

- Circuitul anodic – între anod și catod (caracterizat de tensiunea U_A);
- Circuitul de grilă – între grilă și catod (caracterizat de tensiunea de grilă U_G . Când această tensiune este pozitivă, o parte din electronii din sarcina spațială sunt atrași de grilă, deci apare un *curent de grilă* I_G).

Grila, prin potențialul ei, controlează circulația electronilor în tub.

Există următoarele situații:

1. $U_G > 0$. În acest caz electronii sunt accelerați spre anod într-o măsură mai mare, deci curentul anodic crește.

2. $U_G = 0$. Atragerea electronilor din sarcina spațială de către grilă dispare. Curentul de grilă I_G continuă să existe datorită captării de către grilă a electronilor emiși cu energie cinetică ridicată și a celor proveniți din respingerile de electroni care au loc în norul sarcinii spațiale.

3. $U_G < 0$. Grila are rol de frână față de electronii din sarcina spațială, precum și față de cei emiși de catod, respingându-i înapoi către catod.

Trioda este asociată cu proprietatea de amplificare (produce o tensiune anodică de valoare mare pentru tensiuni de grilă reduse). Aceasta duce la concluzia că trioda poate fi considerată atât *amplificator de putere* cât și *de tensiune*.

Câmpul electric în triodă este influențat mai puternic de potențialul grilei decât de cel anodic.

Se definește „efectul de ecranare” al anodului de către grilă. Acesta se caracterizează prin *factorul de pătrundere* D , al grilei (o tensiune U_A aplicată între anod și catod produce în tub același efect ca și o tensiune DU_A aplicată între grilă și catod). Inversul factorului de pătrundere se numește *factor de amplificare în tensiune*, μ .

$$\mu = \frac{1}{D}$$

Curentul total din tub este:

$$I_C = I_G + I_A$$

Legea de variație a curentului este:

$$I_C = K(U_G + DU_A)^{3/2}$$

Dacă tensiunea de grilă este negativă, se poate aproxima $I_G \approx 0$. Legea devine:

$$I_A = K(U_G + DU_A)^{3/2}$$

pentru care K este perveanța triodei, dependentă de forma și dimensiunile electrozilor.

Pentru triodă se pot determina următoarele caracteristici:

- caracteristica anodică sau de ieșire $I_A = f(U_A)|_{U_G=ct}$
- caracteristica de transfer $I_A = f(U_G)|_{U_A=ct}$
- caracteristica de intrare $I_G = f(U_G)|_{U_A=ct}$
- caracteristica de reacție $I_G = f(U_A)|_{U_G=ct}$

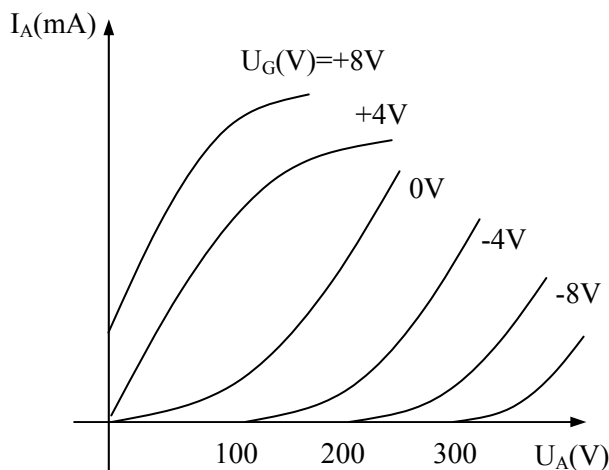


Fig. 1.17. Caracteristica statică de ieșire.

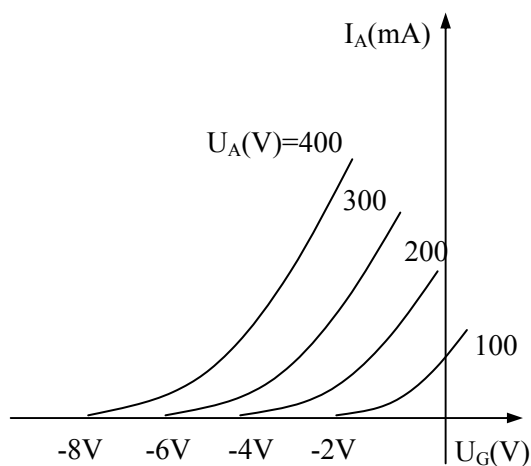


Fig. 1.18. Caracteristica statică de transfer.

Proprietățile triodelor se apreciază prin valorile parametrilor lor. Plecând de la funcția $I_A = f(V_G, V_A)$ se pot defini următorii parametri:

- *Panta* (statică) triodei, denumită *conductanța mutuală* sau *transconductanța* - variația curentului anodic raportată la variația corespunzătoare a tensiunii de grilă în jurul unui punct de funcționare M , la tensiune anodică constantă.

- *Factorul de amplificare* (static) - raportul dintre variația tensiunii anodice și variația corespunzătoare a tensiunii de grilă în jurul unui punct de funcționare M, menținând curentul anodic constant.
- *Rezistența internă* (statică) - raportul dintre variația tensiunii anodice și variația corespunzătoare a tensiunii de grilă în jurul punctului M, menținând constantă tensiunea de grilă.

Clasificarea triodelor

1. În funcție de valorile factorului de amplificare static:

- triode de mică amplificare, cu $\mu < 20$;
- triode de amplificare medie, cu $\mu = 30 \div 60$;
- triode de amplificare mare, cu $\mu > 60$, dar nu mai mare de aproximativ 100.

2. În raport cu rezistența internă:

- triode de putere, cu $R_i < 2 \text{ k}\Omega$;
- triode amplificatoare de tensiune, cu $R_i = 2 \div 5 \text{ k}\Omega$;
- triode amplificatoare de tensiune, cu $R_i = 5 \div 50 \text{ k}\Omega$.

1.3.1.3. Tetroda

Tetroda este tubul cu patru electrozi, dintre care două grile aflate între anod și catod. Acestea se numesc: *grilă de comandă (grila)* și *grilă ecran (ecranul)*.

Ecranul reduce distanța dintre cei doi electrozi. Grila ecran se face cu atât mai deasă, cu cât ecranarea trebuie să fie mai completă.

Tensiunea (continuă și pozitivă) care se aplică între ecran și catod se numește *tensiune de ecran*, și în general este mai mică sau cel mult egală cu tensiunea anodică. O parte din electronii plecați de la catod sunt atrași de ecran, formându-se un *curent de ecran* (de câteva ori mai mic decât curentul anodic).

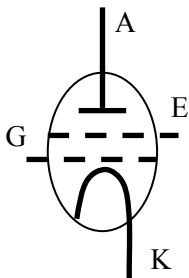


Fig. 1.19. Semnul convențional al tetrodei.

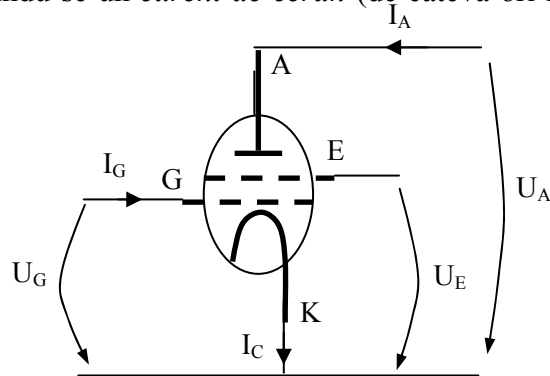


Fig. 1.20. Circuitele tetrodei.

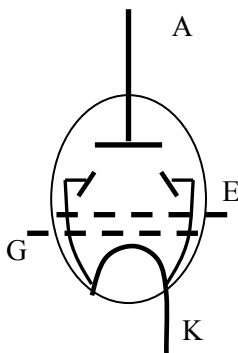


Fig. 1.21. Tetroda cu fasciculul dirijat.

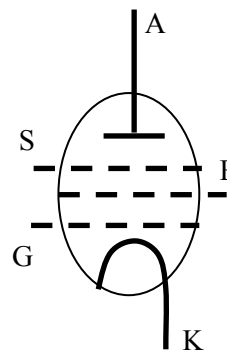


Fig. 1.22. Semnul convențional al pentodei.

Un caz particular al tetrodei este *tetroda cu fascicul dirijat*. Proprietatea acesteia constă în înlăturarea efectului deranjant dintre ecran și anod (el dispare și dacă distanța dintre ecran și anod este de 8-10 ori mai mare decât distanța dintre catod și ecran). Pentru a mări densitatea de sarcină în spațiul ecran-anod, electronii care circulă de la catod la anod sunt dirijați în fascicule înguste, de unde și denumirea tubului.

Pentru a realiza concentrarea electronilor în fascicule și pentru ca aceștia să nu treacă spre pantele marginale ale anodului, tubul se prevede cu două plăci de deflexie, diametral opuse, situate în spațiul dintre anod și catod (figura 1.21). Plăcile au același potențial cu catodul.

1.3.1.4. Pentoda

Este un tub electronic cu 5 electrozi. În plus față de tetrodă, se introduce un electrod numit grilă de oprire (supresare), cu rol de a opri schimbul de electroni secundari între anod și ecran.

Supresorul poate fi polarizat:

- negativ în raport cu catodul;
- la același potențial cu el.

Polarizarea se face astfel încât electronii de emisie secundară anodică să fie respinși de câmpul de frânare dintre anod și supresor și întorși spre anod. Prin urmare curentul anodic nu mai scade, iar curentul de ecran nu mai crește.

Pentoda se utilizează în circuitele de amplificare.

1.3.1.5. Tuburi schimbătoare de frecvență

Au rolul de a schimba frecvența unui semnal. Acest fenomen de schimbare de frecvență este folosit într-o serie de echipamente radioelectronice (receptoare superheterodină). Există două tipuri de schimbătoare a frecvenței:

- multiplicativ;
- aditiv.

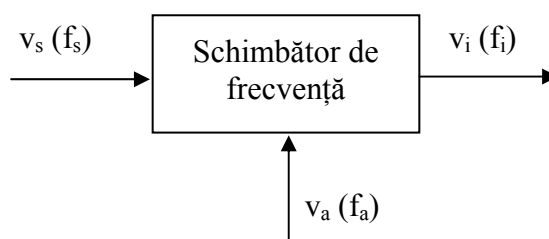


Fig. 1.23. Schema bloc a schimbătorului de frecvență.

1. Schimbător multiplicativ

Semnalul util v_s de frecvență f_s (la care se dorește schimbarea frecvenței) se aplică schimbătorului de frecvență pe un electrod, iar semnalul auxiliar v_a de frecvență f_a , provenind de la un oscilator local pe alt electrod. Tubul schimbător de frecvență este polarizat astfel încât să funcționeze neliniar. La ieșirea din schimbător se obține un semnal v_i cu frecvența f_i (frecvență intermediară, mai mică decât frecvența f_s). Acest dispozitiv se folosește la frecvențe obișnuite.

Pentru funcția de schimbare de frecvență se utilizează pentodele, dar fără rezultate foarte bune. De aceea, s-au construit tuburi electronice speciale multigrilă (hexoda, heptoda, octoda).

2. Schimbător aditiv

Semnalul v_s și semnalul v_a se aplică la același electrod al tubului. Schimbarea de frecvență aditivă poate fi realizată cu triode sau pentode la care ambele semnale v_s și v_a se aplică pe grila de comandă. Acest tip de schimbare de frecvență se folosește în domeniul frecvențelor ultraînalte.

2. NOȚIUNI DE FIZICA SEMICONDUCTORILOR

Semiconductorii sunt materiale cu proprietăți plasate între proprietățile izolatoarelor și cele ale conductorilor. Deși tuburile electronice sunt de foarte multă vreme utilizate, în ultimul timp cele mai des întâlnite dispozitive sunt diodele semiconductoare și tranzistoarele, cunoscute în sens larg sub denumirea de dispozitive semiconductoare.

Dispozitivele semiconductoare funcționează pe principiul mișcării electronilor în interiorul cristalului descrisă de legile mecanicii cuantice.

Deoarece tehnica semiconductorilor se dezvoltă rapid și se pare că nu există limite în această direcție, se dezvoltă proporțional și dispozitivele care au la bază materiale semiconductoare cu proprietăți ca: eficiență, caracter compact și adaptabilitate. Dezvoltarea tehnicii semiconductorilor a însemnat apariția, pe baza structurii diodelor semiconductoare, de noi dispozitive ca diodele Zener, fotodiodele, tranzistoarele cu efect de câmp, ajungându-se la circuitele integrate, la rândul lor cu formă din ce în ce mai miniaturizată. Circuitul integrat este o bucată de material semiconductor cu posibilitatea de a realiza funcțiile unui întreg circuit electronic.

Începutul dispozitivelor semiconductoare se poate considera a fi în anii 1800, când M. Faraday a descoperit *coeficientul de temperatură negativ* al sulfurii de argint. Aceasta înseamnă că rezistența la trecerea curentului electric scade cu creșterea temperaturii. În opoziție există termenul de coeficient de temperatură pozitiv, acesta, în cazul materialelor conductoare. Câțiva ani mai târziu s-au descoperit proprietățile de redresare (Munk Rosenshold) ale materialelor semiconductoare, proprietăți redescoperite câțiva ani mai târziu de F. Braun. Următoarea descoperire a fost proprietatea peliculară a seleniului (sensibilitatea la lumină – rezistența scade odată cu creșterea intensității luminii).

Această descoperire i-a permis lui Alexander Graham Bell să inventeze „telefonul fotografic” (convertirea variației luminii în sunet), predecesorul receptorului radio.

Alături de seleniu, siliciul s-a dovedit un al doilea material semiconductor, considerat a fi cel mai stabil. De asemenea, germaniul (descoperit de Carl Beredicks) este materialul semiconductor utilizat în electronica de mică putere și aplicațiile ei la frecvențe joase.

Deși descoperite, materialele semiconductoare nu au fost utilizate până în timpul celui de-al doilea război mondial, când a fost necesar un dispozitiv care să lucreze la frecvențele ultra-înalte ale radarului (tuburile electronice puteau să amplifice, să redreseze dar nu lucrau la frecvențe ultra-înalte). Utilizarea dispozitivelor semiconductoare a luat amploare odată cu descoperirea funcției de amplificare a semnalului (realizată de tranzistor).

Descoperirile au continuat prin realizarea diodei Zener (Carl Zener), a diodei tunel (Leo Esaki) și mai târziu a circuitelor integrate.

Dezavantajele dispozitivelor semiconductoare constau în dependența proprietăților lor de temperatură, umiditate și iradiere mai mult decât proprietățile tuburilor.

Pentru a înțelege funcționarea dispozitivelor semiconductoare este necesar să se cunoască structura și natura materialelor semiconductoare. După cum se știe universul se împarte în *materie și energie*.

Materia este ceea ce ocupă spațiu și are o greutate. Materia se poate împărți în trei forme de existență: solid, lichid și gaz. Când vorbim de materie ne referim la un element chimic sau la o combinație de elemente. În studiu, se consideră ca bază atomul. Este cea mai mică particulă care păstrează proprietățile originale. Un atom se compune din electroni, protoni și neutroni. Numărul și aranjamentul electronilor și protonilor fac diferența dintre diferitele elemente chimice. Electronii sunt purtătorii de sarcini electrice negative, în timp ce protonii sunt purtători de sarcini pozitive. Calea pe care merge electronul se numește orbită. Pentru a extrage electronul este necesară o cantitate de energie (nivel energetic). Pentru a menține electronul pe orbita sa

este necesar un echilibru energetic (să nu se piardă și să nu se câștige energie). Pentru o clasificare a materialelor se ține seama de nivelele energetice. Astfel materialele se împart în:

- Izolatoare;
- Semiconductoare;
- Conductoare.

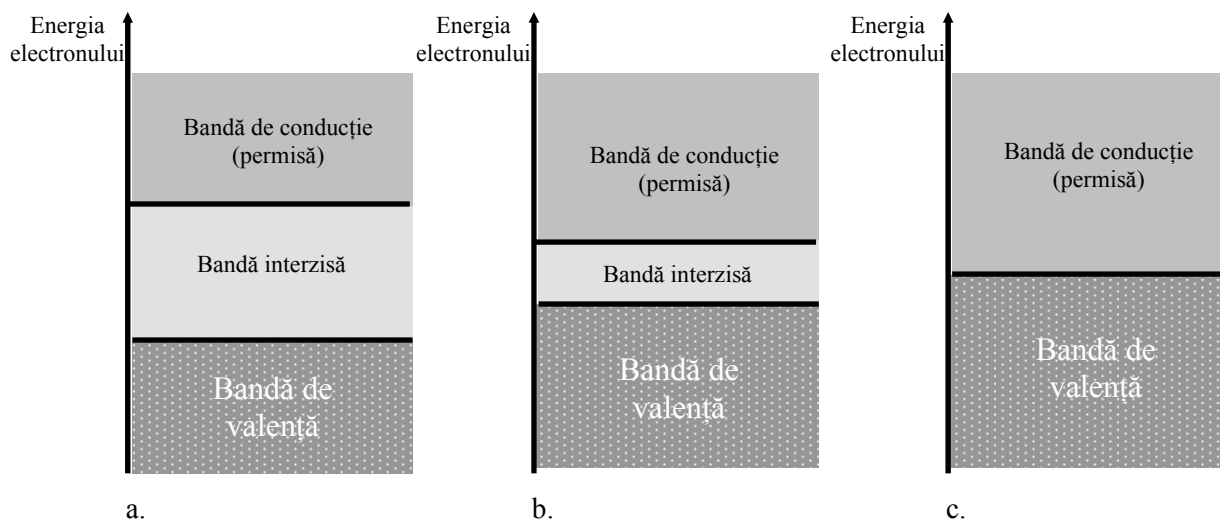


Fig. 2.1. Diagrama nivelelor energetice pentru: a. izolator; b. semiconductor; c. conductor.

Activitatea unui atom este determinată de numărul de electroni din învelișul de valență. Dacă învelișul de valență este complet, atomul este stabil și nu are tendințe de combinare cu alți atomi. Un atom este stabil dacă are pe învelișul de valență 8 electroni (atomi inactivi). Dacă este necesar un anumit număr de electroni pentru a completa învelișul de valență, activitatea atomului crește (este cazul siliciului și germaniului).

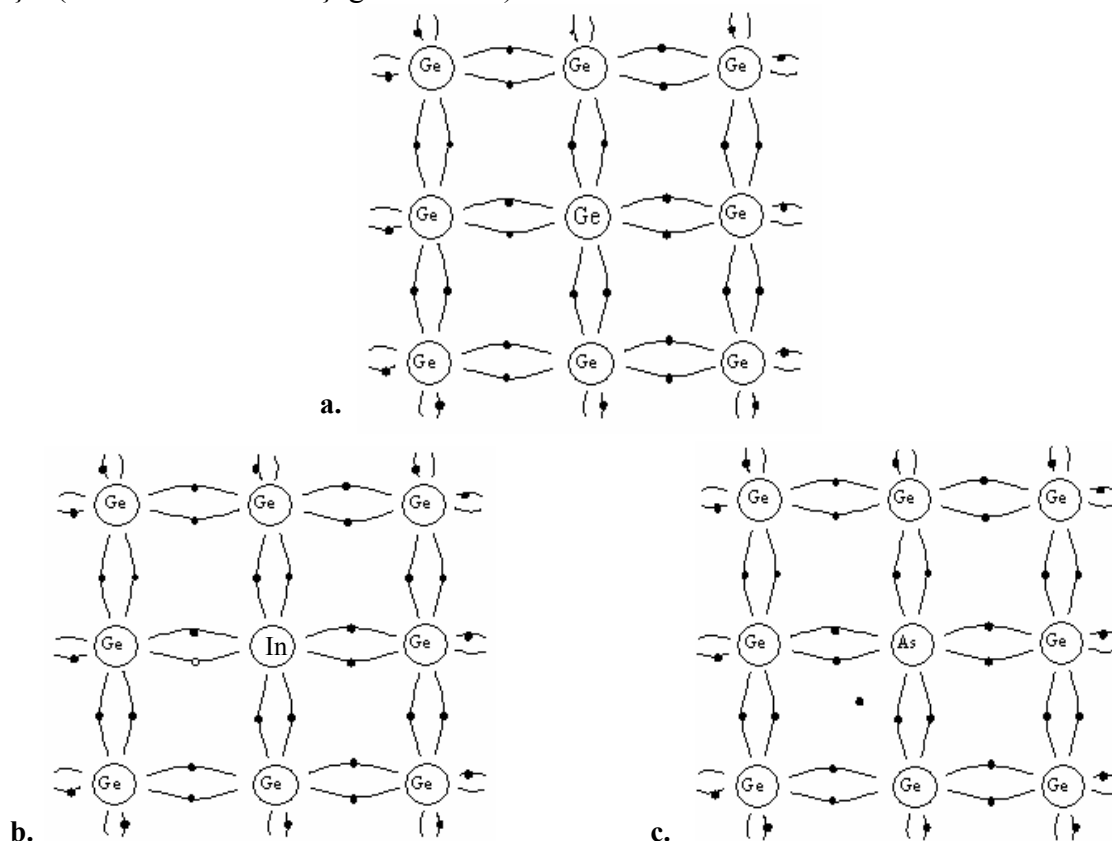


Fig. 2.2. Tipuri de semiconductoare: a. intrinseci; b. extrinseci tip P; c. extrinseci tip N.

Pentru descrierea fenomenelor macroscopice de conducție s-au realizat modele care folosesc particule fictive.

Mișcarea acestor particule este caracterizată astfel:

- mișcarea electronului din banda de conducție este descrisă de o particulă fictivă, numită tot electron, cu aceeași sarcină ca și particula reală $(-q)$;
- mișcarea electronului din banda de valență care se desprinde dintr-o legătură covalentă spre a ocupa un loc liber din altă legătură covalentă ruptă, este descrisă de o altă particulă fictivă, numită „gol”, cu sarcină electrică egală cu cea a electronului dar de sens opus „ $+q$ ”.

În concluzie, în semiconductoare conducția curentului electric este asigurată de două tipuri de purtători de sarcină mobili, *electroni și goluri*.

Electronii de conducție și golurile apar în perechi, proces numit *generare de perechi electron-gol*. Concentrația $[cm^{-3}]$ electronilor se notează cu n , iar a golurilor cu p . În condiții de echilibru termic, concentrațiile n_0 și p_0 , la semiconductorul fără impurități, sunt egale. Valoarea lor comună se notează cu n_i și se numește *concentrație intrinsecă de purtători*.

Realizarea dispozitivelor electronice semiconductoare impune obținerea unor semiconductoare extrinseci (figura 2.2):

- Cu exces de electroni ($n > p$), numit *semiconductor de tip N* (folosesc impurități pentavalente, numite impurități donoare). Un atom de impuritate donoare substituie un atom de semiconductor din rețea. Patru dintre electronii de valență formează legăturile covalente cu atomii vecini, iar al cincilea este slab legat. Acesta la temperatura ambiantă primește suficientă energie pentru a se desprinde de atomul donor devenind electron de conducție. Electronii de conducție sunt *purtători de sarcină (negativă) majoritari*, iar golurile sunt *purtători de sarcină (pozitivă) minoritari*.
- Cu exces de goluri ($p > n$), numit *semiconductor de tip P* (folosesc impurități trivalente, impurități acceptoare). Atomul de impuritate trivalentă satisface trei din cele patru legături covalente cu atomii vecini. Legătura rămasă liberă se poate completa cu un electron dintr-o legătură covalentă vecină, lăsând în urma sa un gol. Golurile sunt *purtători de sarcină (pozitivă) majoritari* și electronii de conducție sunt *purtători de sarcină (negativă) minoritari*.

2.1. JONCTIUNEA PN

Dacă la un material semiconductor de tip N se alipește un material semiconductor de tip P se obține un dispozitiv numit *joncțiunea pn*. Suprafața unde regiunea tip P se întâlnește cu regiunea tip N se numește joncțiune. Acest dispozitiv este cunoscut în practică ca dioda redresoare.

Deoarece, dioda permite trecerea curentului electric într-un singur sens, ea este utilizată în redresarea curentului alternativ în curent continuu.

Reprezentarea diodei este dată în figura 2.3. Dioda are două terminale: anodul (A, material de tip P) și catodul (K, material de tip N).

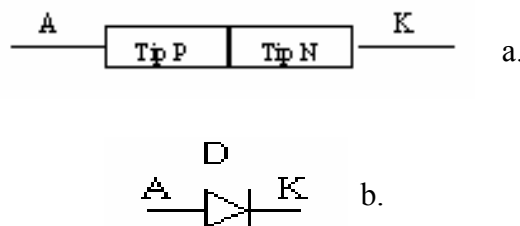


Fig. 2.3. Simbolul grafic al diodei cu joncțiune pn.

Pentru a înțelege funcționarea joncțiunii pn trebuie să se studieze trecerea curentului prin cele două tipuri de material.

Pentru semiconductorul de tip N, prin aplicarea unei tensiuni la capete, electronii vor avea direcția indicată în figura 2.4. Potențialul pozitiv va atrage electronii liberi. Electronii vor părăsi cristalul și vor ajunge la terminalul pozitiv al sursei. În timp ce un electron părăsește cristalul, un alt electron (de la terminalul negativ al sursei) va intra în cristal, dând naștere unei căi de curent. Purtătorii majoritari în regiunea de tip N (electroni) sunt respinși de terminalul negativ și atrași de terminalul pozitiv al sursei.

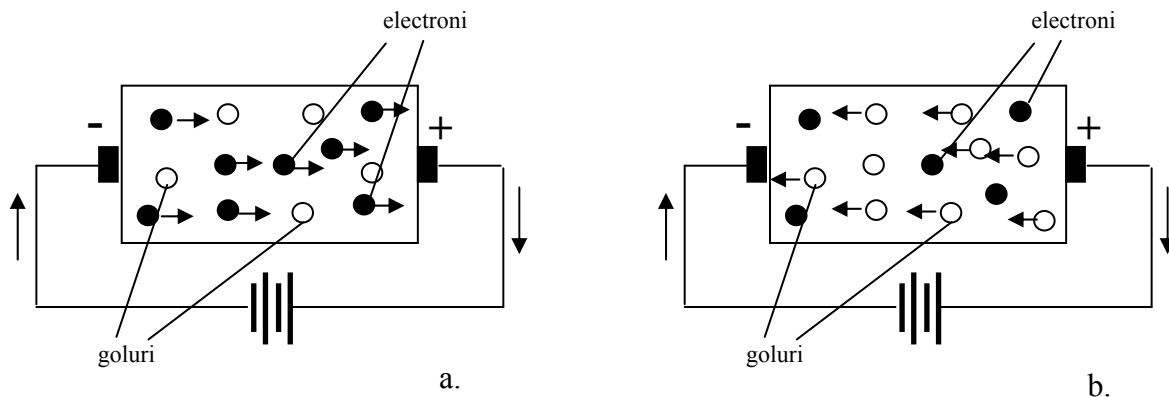


Fig. 2.4. Sensul curentului prin: a. material tip N; b. material tip P.

Pentru semiconductorul de tip P, purtătorii majoritari (golurile) sunt respinși de terminalul pozitiv al sursei și împinși spre terminalul negativ. Electronii din circuitul extern întâlnesc, în apropierea terminalului negativ al materialului, golurile din vecinătatea acestui terminal, formând legături covalente. În apropierea terminalului pozitiv electronii sunt desprinși din legăturile covalente, formând noi goluri. Procesul continuă cât timp există curent de goluri.

În materialul de tip N electronii sunt în exces, dar pentru fiecare există un atom cu sarcină pozitivă care să-l compenseze din punct de vedere electric. Din acest motiv regiunea de tip N este neutră din punct de vedere electric. Asemănător, în cazul materialului de tip P golurile care sunt în exces se combină cu electronii, regiunea P devenind de asemenea neutră.

Mișcarea particulelor în cele două regiuni poate fi descrisă prin două fenomene:

- *Generarea:*
 - fenomenul de trecere a unui electron al rețelei cristaline în banda de conducție - duce la generarea de electroni de conducție;
 - părăsirea benzii de valență - generarea de goluri.
- *Recombinarea:*
 - procesul prin care un electron al rețelei cristaline părăsește banda de conducție - dispare un electron de conducție;
 - trecerea în banda de valență - dispare un gol.

Dacă printr-un proces unim cele două regiuni, electronii din regiunea N difuzează spre regiunea P (unde se întâlnesc cu golurile din această regiune). Limita de demarcație dintre cele două regiuni se numește *joncțiune metalurgică de interfață*.

Pierderea de electroni din regiunea N și de goluri din regiunea P creează ioni pozitivi în regiunea N și ioni negativi în regiunea P. Acești ioni sunt ficși și sunt plasați în apropierea limitei de demarcație. Prin formarea a două tipuri de sarcini se produce un câmp electrostatic (reprezentat sub forma unei baterii), figura 2.5. Difuzia electronilor și golurilor continuă până când amplitudinea câmpului electrostatic crește suficient de mult, astfel încât electronii și golurile nu mai au energie pentru a-l depăși. În acest moment se stabilește punctul de echilibru. Din acest motiv câmpul electrostatic se numește barieră de potențial.

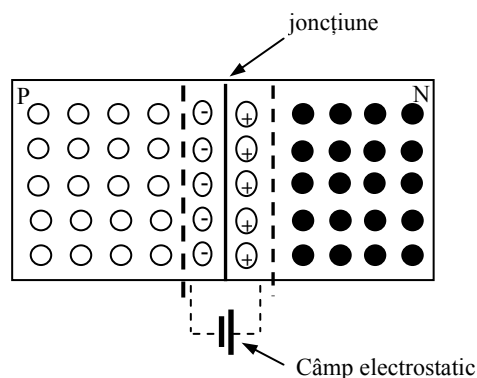


Fig. 2.5. Câmpul electrostatic la jonctiune.

Formarea de ioni pozitivi și negativi nu afectează existența golurilor și electronilor din cele două regiuni.

Dacă se aplică o tensiune externă jonctiunii pn atunci înseamnă că putem discuta despre polarizarea diodei. Aceasta poate fi:

- Directă;
- Inversă.

2.1.1. TIPURI DE POLARIZARE A JONCTIUNII PN

2.1.1.1. Polarizarea directă

Se consideră o jonctiune la care se aplică o tensiune care se opune câmpului electrostatic, care va reduce bariera de potențial și va mări curentul prin barieră. Figura 2.6 prezintă polarizarea directă.

Potențialul pozitiv aplicat pe regiunea P va forța golurile spre ionii negativi, cu care se vor combina. Potențialul negativ aplicat pe regiunea N va trimite electronii spre ionii pozitivi, cu care se vor combina. Cât timp ionii pozitivi și negativi vor fi astfel neutralizați, bariera de potențial se va micșora.

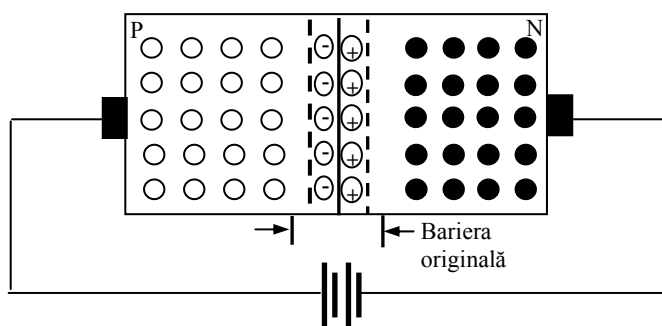


Fig. 2.6. Câmpul electrostatic la polarizarea directă a jonctiunii.

În concluzie, prin aplicarea polarizării directe se obține reducerea barierei de potențial și se permite purtătorilor majoritari să traverseze jonctiunea. Conducția la acest tip de polarizare este asigurată de purtătorii majoritari: golurile în regiunea de tip p și electronii în regiunea de tip n. Odată cu creșterea tensiunii aplicate, crește fluxul de curent prin creșterea numărului de purtători majoritari care străbat jonctiunea. În cazul în care tensiunea aplicată depășește valoarea admisibilă, jonctiunea se poate deteriora.

2.1.1.2. Polarizarea inversă

Se consideră o sursă de tensiune conectată cu terminalul negativ la regiunea p și terminalul pozitiv la regiunea n, figura 2.7.

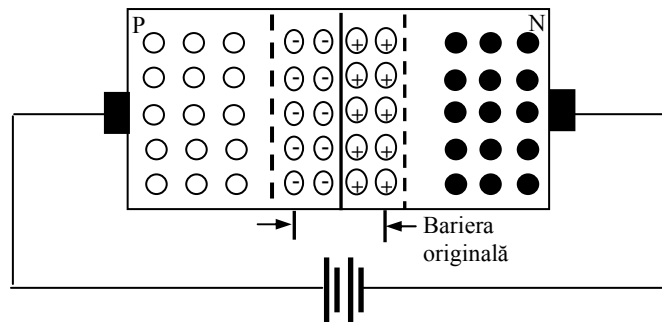


Fig. 2.7. Câmpul electrostatic la polarizarea inversă a joncțiunii.

Terminalul negativ atrage golurile din preajma joncțiunii (pe partea regiunii p), în timp ce terminalul pozitiv atrage electronii din preajma joncțiunii, pe partea regiunii n. Prin acest tip de conectare a sursei, se obține o creștere a barierei de potențial, care se opune fluxului de curent.

Curentul care traversează joncțiunea nu este nul datorită purtătorilor minoritari, golurile în regiunea n și electronii în regiunea p, care sunt respinși spre terminalul pozitiv (golurile), respectiv spre terminalul negativ (electronii). Această mișcare a purtătorilor minoritari se numește flux de curent minoritar (curent invers).

Funcționarea joncțiunii pn în cele două moduri de polarizare este reprezentată de caracteristica statică a diodei, dependența curentului anodic în funcție de tensiunea anodică. Pentru joncțiunea pn ideală se poate stabili o expresie analitică a curentului I_A în funcție de V_A . Această expresie, cunoscută sub numele de *ecuația joncțiunii pn ideale*, este:

$$I_A = I_0 \left(e^{\frac{V_A}{V_T}} - 1 \right)$$

pentru care

$$V_T = \frac{kT}{q} \text{ mV } (\approx 26 \text{ mV la } 300^\circ\text{C})$$

Ecuația joncțiunii pn ideale este o relație fundamentală pentru dispozitivele electronice cu joncțiuni semiconductoare. Caracteristica din figura 2.8 reflectă următoarele proprietăți:

- 1) dependența neliniară între variabilele electrice de la terminale (I_A și V_A);
- 2) conducția unidirecțională (când este polarizată direct, $V_A > 0$).

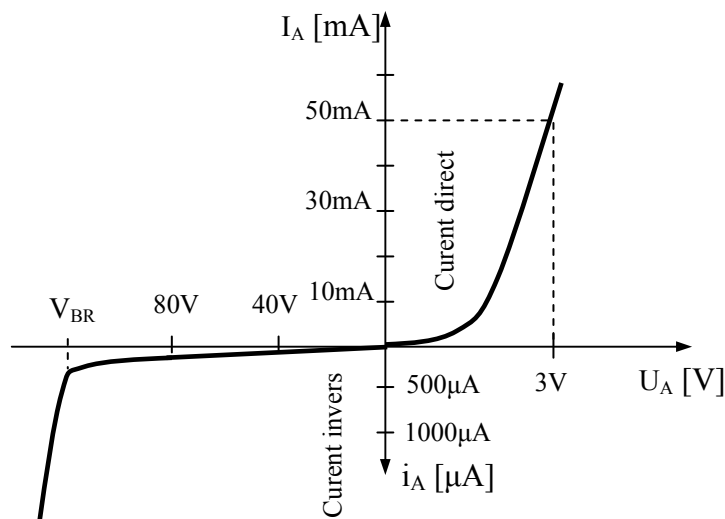


Fig. 2.8. Caracteristica statică reală a joncțiunii pn

În rezumat, proprietatea diodei cu joncțiune pn este capacitatea de a nu opune rezistență în cazul polarizării directe și de a se opune trecerii curentului electric în cazul polarizării inverse. Datorită acestei proprietăți dioda cu joncțiune pn (dioda semiconductoră) se utilizează în aplicații cu circuite redresoare, circuite stabilizatoare, circuite de detecție sau de limitare (exemplificate mai jos).

Caracteristica reală este caracterizată mai corect de relația:

$$I_A = I_0 \left(e^{\frac{V_A}{mV_T}} - 1 \right) \text{ cu } m \in (1; 2)$$

și ia în considerare:

- creșterea valorii curentului rezidual la valoarea I_S , respectiv reducerea curentului la polarizarea directă;
- La creșterea curentului prin joncțiunea polarizată direct se trece la *regimul de nivel mare de injecție*. Creșterea curentului I_A cu V_A nu mai este exponențială, ci cu pantă mai mică, iar la curenți deosebiți de mari, când lărgimea regiunii de trecere tinde către zero, caracteristica $V_A - I_A$ devine cvasiliniară, comportarea joncțiunii apropiindu-se de cea a unei rezistențe.
- În cazul în care tensiunea inversă aplicată este de valoare foarte mare (atinge punctul V_{BR} de pe caracteristică), experimental se constată o creștere bruscă a curentului invers, cu consecințe asupra funcționării joncțiunii. Se produce fenomenul de *străpungere*. Există trei mecanisme de bază responsabile pentru străpungere (figura 2.9):
 - Instabilitatea termică;
 - Efectul tunel (Zener): pentru concentrații mari de impurități ($> 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) străpungerea joncțiunii se face prin *efect Zener* - apariția unui număr crescut de purtători de sarcină prin ruperea unor legături covalente sub acțiunea directă a câmpului electric. Efectul Zener apare la joncțiunile cu tensiuni mici de străpungere ($< 5 \text{ V}$).
 - Multiplicarea în avalanșă: apare la aplicarea unor tensiuni inverse ridicate, când câmpul electric din regiunea de sarcină spațială atinge valori mari și imprimă purtătorilor de sarcină care o străbat o energie crescută. În urma ciocnirii cu atomii rețelei cristaline, un purtător de sarcină poate avea energie suficientă pentru a forma o pereche electron-gol prin ruperea unei legături covalente. Acești purtători suplimentari sunt antrenați la rândul lor de câmpul electric și pot forma noi perechi electron-gol ducând la creșterea curentului. La tensiunea de străpungere, V_{BR} , multiplicarea purtătorilor de sarcină este practic infinită, ducând la creșterea nelimitată a curentului.

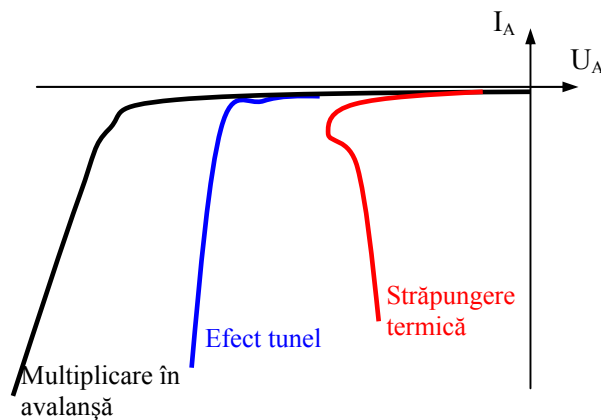


Fig. 2.9. Tipuri de străpungere ale joncțiunii pn.

2.2. TIPURI DE DIODE SEMICONDUCTOARE

2.2.1. DIODA REDRESOARE

O diodă redresoare ideală are o caracteristică statică ideală de forma celei din figura 2.10, și se comportă ca un scurtcircuit (rezistență nulă) în sens direct și ca un întrerupător deschis (rezistență infinită) în sens invers (figura 2.11). Simbolul (același cu cel al diodei semiconductoare, figura 2.3) sugerează că dispozitivul conduce într-un singur sens, cel direct (de la A la K), indicat de săgeată.

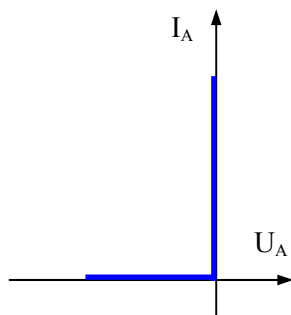


Fig. 2.10. Caracteristica statică ideală a diodei ideale redresoare.

Pentru verificarea diodei se utilizează un ohmetru ca în figura 2.11.

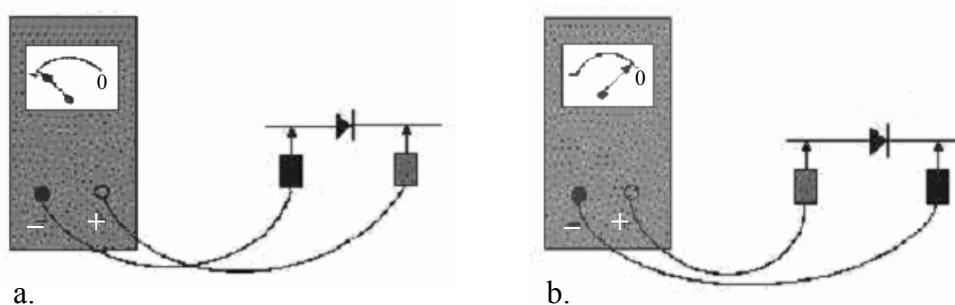


Fig. 2.11. Verificarea practică a diodei semiconductoare: a. polarizare inversă-valoare mare a rezistenței; b. polarizare directă-valoare nulă a rezistenței.

2.2.2. DIODA STABILIZATOARE

Diodele stabilizatoare (diode Zener) sunt diode care funcționează normal în zona de străpungere, deci polarizată invers. Scopul este acela ca la terminalele diodei să se mențină practic constantă o tensiune când curentul variază în limite relativ largi. În figura 2.12 sunt date simbolurile diodei Zener, iar în figura 2.13 caracteristica diodei.

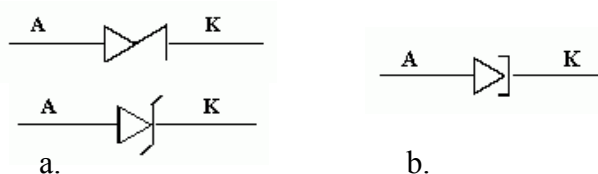


Fig. 2.12. Simbolurile grafice ale principalelor tipuri de diode: a. dioda Zener; b. dioda tunel

Forma caracteristicii statice este cea a unei diode obișnuite. Dacă se aplică o tensiune inversă, la o valoare V_Z , numită *tensiune Zener*, apare fenomenul de străpungere, curentul invers prin diodă crescând brusc. Străpungerea este nedistructivă pentru că, datorită rezistenței din circuitul exterior, curentului nu i se permite să depășească valoarea maximă admisibilă I_{ZM} . În cazul diodei Zener nu apar efecte termice care să producă străpungerea distructivă.

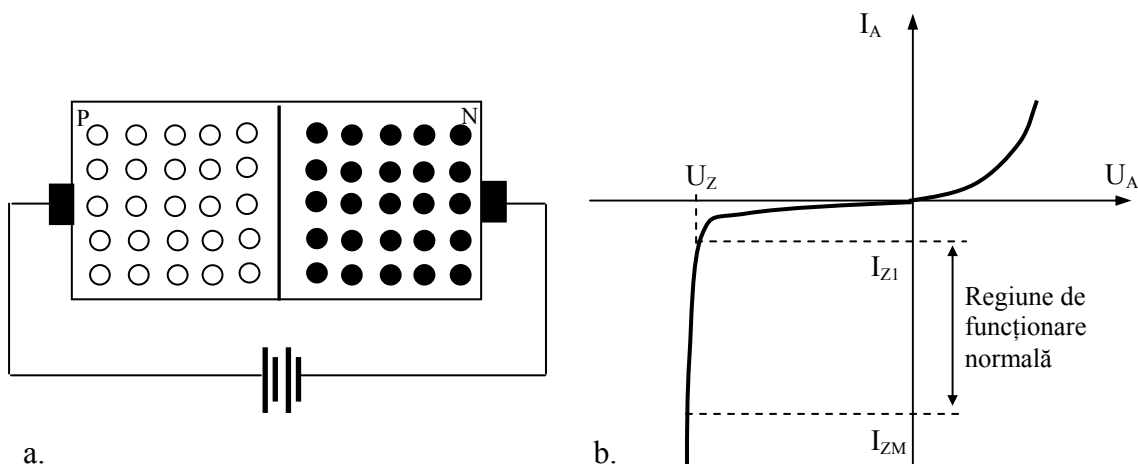


Fig. 2.13. a. Polarizarea diodei Zener; b. Caracteristica statică a diodei Zener.

Se observă că, dacă punctul de funcționare al diodei Zener ramâne în zona delimitată de un punct inițial cu valoarea curentului I_{Z1} , punct care marchează instalarea străpungerii și un punct cu valoarea curentului I_{ZM} , tensiunea pe dioda Zener nu se modifică practic, deși curentul poate să se modifice în limite largi. Această zonă se numește *regiune Zener* sau *regiune de stabilizare* sau *regiune normală de funcționare*.

2.2.3. DIODA TUNEL

La baza funcționării diodei tunel se găsește *efectul tunel*. Simbolul diodei este dat în figura 2.12.

În anii 1950-1960 Leo Esaki a descoperit că prin mărirea concentrației de impurități atât în zona p cât și în zona n (joncțiune de tip p^+n^+) se obține o regiune de trecere foarte îngustă în raport cu diodele obișnuite. Caracteristica diodei tunel este prezentată în figura 2.14.

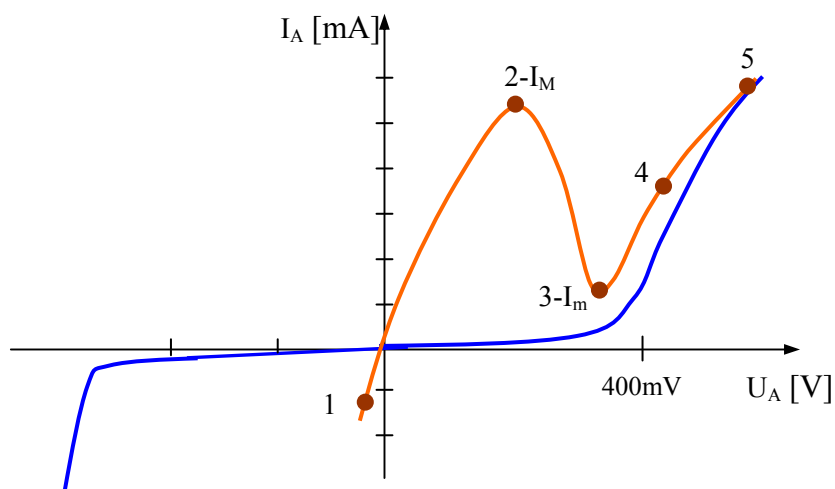


Fig. 2.14. Caracteristica diodei tunel comparativ cu cea a diodei obișnuite.

Dioda tunel se caracterizează prin următoarele:

- Curentul direct crește până la o valoare de vârf I_M (2) după care scade la o valoare minimă I_m (pe măsura creșterii tensiunii de polarizare directă - 3). Caracteristica continuă cu o creștere suplimentară odată cu creșterea polarizării directe (4, 5).
- La polarizarea directă caracteristica are o regiune de rezistență negativă (porțiunea 2-3 de pe caracteristică). La polarizarea inversă dioda tunel nu are regim de saturație, ci are o rezistență internă foarte mică, ceea ce implică distrugerea diodei în cazul aplicării unei tensiuni inverse.

Dioda tunel se utilizează la construcția amplificatoarelor (în domeniul microundelor) și la construcția oscilatoarelor armonice (datorită rezistenței negative).

2.2.4. DIODA DETECTOARE

Diodele detectoare se folosesc pentru demodularea semnalelor radio, video etc. Funcția lor este asemănătoare diodelor redresoare, dar semnalele prelucrate au frecvențe mari (sute de kHz – MHz – GHz) și puteri ne semnificative.

2.2.5. DIODA DE COMUTAȚIE

Diodele de comutație sunt folosite în circuitele de impulsuri, principalii parametri fiind timpii de comutație din polarizare directă în polarizare inversă și în sens contrar. Pentru mărirea vitezei de comutație trebuie redus timpul de viață al purtătorilor mobili de sarcină, care se realizează tehnologic prin impurificarea structurii cu diverse materiale (ex. - la Si se folosește Au). Diodele de comutație au timpii minimi de comutație de circa 5 ns.

2.2.6. APLICAȚII ALE DIODELOR ÎN MICROUNDRE

În domeniul microundelor se utilizează o multitudine de diode într-o largă gamă de aplicații care se pot clasifica după anumite criterii.

În funcție de domeniul de aplicație, diodele pot fi împărțite în trei mari grupe:

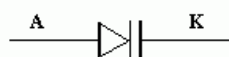
- conversie de frecvențe
- control al semnalului
- generatoare de semnal

Din punct de vedere al principiului de funcționare, diodele pot fi clasificate în:

- diode varistor (cu neliniaritate rezistivă)
- diode varactor (cu neliniaritate reactivă)
- diode active (au partea reală a impedanței negativă)

2.2.6.1. Dioda varicap (varactor)

Diodele varicap servesc drept condensatoare cu capacitate variabilă realizată pe cale electrică. Se utilizează în circuite acordate, oscilatoare, filtre etc. În astfel de circuite dioda varicap trebuie polarizată invers. Mărimea capacității de barieră este dependentă de valoarea tensiunii inverse aplicate. Simbolul diodei varicap este cea din figura 2.15.a.



a.



b.

Fig. 2.15. Simbolurile grafice ale principalelor tipuri de diode: a. dioda varicap; b. dioda Schottky

2.2.6.2. Dioda Schottky

Denumită după fizicianul Walter Schottky, dioda se caracterizează printr-o tensiune de polarizare directă de valori reduse și printr-o viteză mare de comutare (frecvențe mari și timpi de comutație mici). Dioda Schottky se utilizează în detectoarele de frecvențe foarte înalte, în redresoarele de putere care lucrează la frecvențe ridicate, în circuitele integrate (TTL – Schottky) pentru creșterea vitezei de comutare. Simbolul diodei Schottky este prezentat în figura 2.15.b.

Pentru dioda Schottky se utilizează contactul metal-semiconductor. Contactul metal-semiconductor este o structura care intră în componența majorității dispozitivelor electronice. Contactul metal-semiconductor are două forme:

- Contact ohmic – contactul care prezintă rezistență foarte mică în ambele sensuri de polarizare. Este contactul metal-semiconductor de tip p;
- Contact redresor – contactul care are conducție unilaterală și este contact de tipul metal-semiconductor de tip n.

Pentru dioda Schottky se utilizează contactul redresor.

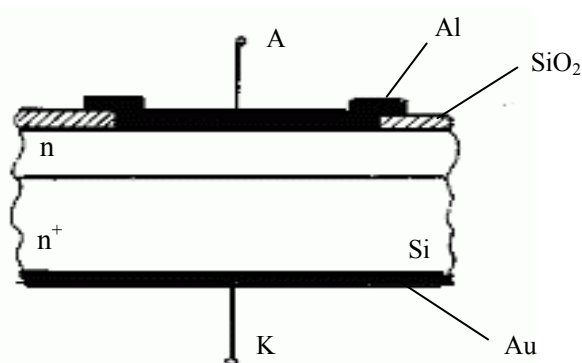


Fig. 2.16. Structura diodei Schottky.

Pentru metalizarea superioară se utilizează aluminiul, iar pentru metalizarea inferioară aurul. Aluminiul împreună cu semiconductorul de tip n realizează structura metal – semiconductor cu caracter redresor. Contactul dintre aur și semiconductorul n⁺ (puternic impurificat) realizează contactul ohmic.

2.2.6.3. Dioda Gunn

Din familia diodelor de microunde fac parte de asemenea diodele Gunn, IMPATT, TRAPATT și BARRIT, prezentate pe scurt în continuare.

Diodele **Gunn** se bazează pe fenomenul transferului de electroni care apare în anumite semiconductoare (dintre care cel mai mare interes prezintă galiul-arsen). Efectul Gunn se produce la anumite materiale semiconductoare (GaAs, InP etc.) atunci când, local, intensitatea câmpului electric depășește o anumită valoare critică.

Teoria corpului solid arată că anumite materiale semiconductoare (cum ar fi galiul-arsen) au două benzi de conducție și două categorii de electroni liberi:

- electroni “ușori” (cu mobilitate mare);
- electroni “grei” (cu mobilitate mică) – sunt mai energici (banda energetică respectivă corespunde unor energii mai mari).

Distribuția energetică a electronilor se modifică cu intensitatea câmpului electric. La intensități mai mari ale câmpului, crește energia cinetică a electronilor și crește ponderea electronilor grei. Ca urmare, viteza medie de drift a electronilor liberi începe la un moment dat să scadă cu câmpul electric. La intensități mari ale câmpului, practic toți electronii sunt “grei”, iar pe de altă parte viteza lor tinde să se satureze.

Diodele Gunn se realizează în prezent sub formă de structuri metale – nn^+ sau n^+nn^+ . Aceste dispozitive *nu au joncțiuni pn* și la început au fost numite “cu efect de volum”.

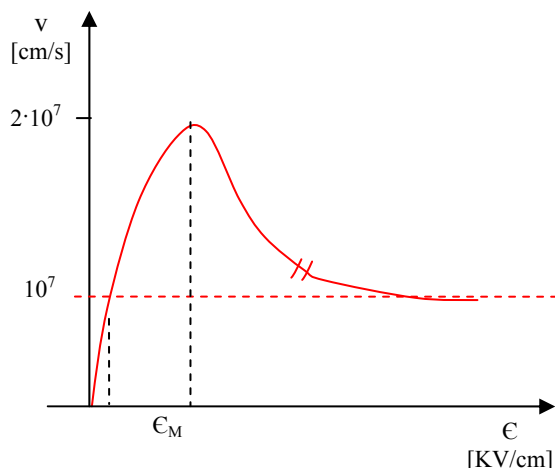


Fig. 2.16. Caracteristica viteză de drift-câmp electric a diodei Gunn.

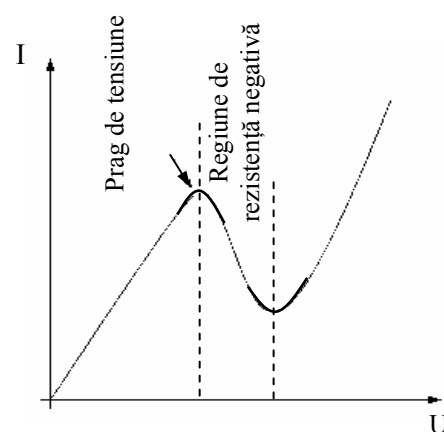


Fig. 2.17. Caracteristica I-U a diodei Gunn.

Curentul este proporțional cu viteza, iar câmpul electric (presupus uniform) este proporțional cu tensiunea aplicată. Când intensitatea câmpului depășește valoarea “de vârf” ϵ_M (figurile 1.40 și 1.41), în semiconductor au loc însă fenomene calitativ noi. Remarcăm mai întâi că în structura n^+nn^+ , la limitele zonei n , apare o sarcină spațială datorită difuziei electronilor din zonele n^+ .

Astfel Dioda Gunn este un dispozitiv activ în domeniul microundelor, care funcționează ca un convertor a unei tensiuni continue într-o tensiune oscilantă de înaltă frecvență, prin utilizarea caracteristicii de rezistență negativă de volum pe care o prezintă o categorie de semiconductori compuși de tipul GaAs și InP.

Dioda Gunn este una din cele mai importante surse de energie cu corp solid din domeniul microundelor, care se caracterizează prin nivel scăzut de zgomot și un domeniu larg de frecvență. Acest tip de diodă este uneori utilizată ca amplificator de microunde, dar în general este folosită în special ca oscilator de mică sau medie putere.

2.2.6.4. Dioda IMPATT

Este dispozitivul care *se bazează pe ionizarea prin șoc și timp de tranzit*. Ea generează puteri de câțiva wați în regim continuu de oscilație, iar frecvențele de lucru pot ajunge la câteva sute de gigaherți.

Datorită necesității de a fixa punctul static de funcționare al diodei în zona de avalanșă, polarizarea diodelor IMPATT se face cu o sursă de curent constant.

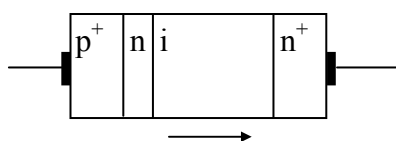


Fig. 2.18. Structura diodei IMPATT.

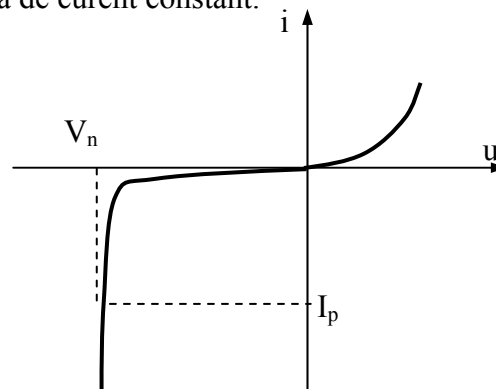


Fig. 2.19. Polarizarea statică a diodei IMPATT.

Funcționarea dispozitivului este explicată pe o structură de tip p^+nip^+ , unde i (de mare rezistivitate) este o zonă intrinsecă (concentrația efectivă de impurități este neglijabilă). Structura diodei este prezentată în figura 2.18.

Se aplică o tensiune inversă (cu plus pe n^+) suficient de mare pentru a provoca străpungerea prin multiplicare în avalanșă la joncțiunea p^+n . Vom admite că dispozitivul este polarizat în avalanșă cu o sursă de curent constant. Dacă presupunem ca la bornele dispozitivului apare o tensiune sinusoidală de foarte înaltă frecvență care oscilează în jurul tensiunii de străpungere V_n , atunci constatăm generarea internă a unor “pachete” de purtători de sarcină care dau un curent în antifază cu tensiunea menționată mai sus.

La dioda IMPATT efectul de rezistență dinamică negativă se obține datorită timpului de tranzit al purtătorilor de sarcină, în urma ionizării în avalanșă a materialului semiconductor. Efectul de rezistență dinamică negativă se manifestă numai în regim dinamic și numai într-o anumită bandă de frecvență, bandă determinată de particularitățile constructive ale diodei.

Acest tip de diode au, în domeniul microundelor, un comportament similar cu acela al dispozitivelor cu rezistență negativă (de tip S).

În ceea ce privește structura diodelor IMPATT, ele pot fi realizate în multe variante, începând cu structura clasică PN și până la structuri mai puțin obișnuite cum ar fi: P^+NIN^+ , P^+IPNIN^+ . Printre materialele utilizate se enumeră Si, GaAs.

Diodele IMPATT sunt folosite ca oscilatoare de mică sau medie putere, cu randament mediu ($\approx 10\%$). Inconvenientul diodelor IMPATT este zgomotul lor, sensibil mai mare decât al diodelor Gunn.

2.2.6.5. Dioda BARITT

Dioda BARITT (Barrier Injection Transit Time) are o structură P^+NP^+ , semănând cu structura unui tranzistor a cărui bază nu este accesibilă din exterior. În funcționarea acestui dispozitiv timpul de tranzit al purtătorilor de sarcină joacă un rol important.

Oscilatoarele cu acest tip de diode au puteri mai mici, dar prezintă avantajul unui zgomot mult mai redus decât oscilatoarele cu diode IMPATT. Diodele BARITT sunt potrivite pentru realizarea amplificatoarelor de microunde, precum și pentru realizarea oscilatoarelor cu automixare din sistemele de radiolocație cu efect Doppler.

2.2.6.6. Dioda TRAPATT

Dioda TRAPATT (TRApped Plasma Avalanche Triggred Transit) poate funcționa în regim de semnal mare în două moduri:

- modul IMPATT fundamental
- modul IMPATT de mare randament - denumit TRAPATT – caracterizat prin randament foarte ridicat ($\eta \approx 60\%$) și puteri mari de ieșire.

Structurile TRAPATT cele mai utilizate sunt P^+NN^+ sau N^+PP^+ cu joncțiunea abruptă, polarizate invers în care la procesele din regiunea activă participă ambele tipuri de purtători: electroni și goluri.

2.2.6.7. Dioda PIN

Denumirea provine de la structura de tip PIN, regiunea intrinsecă fiind încadrată de două regiuni, p și n puternic dopate. Datorită prezenței regiunii intrinseci, frecvența limită de lucru - ca diodă - a structurii PIN este joasă. Domeniul frecvențelor de lucru la microunde este mult peste această frecvență limită, prin urmare dioda PIN nu poate fi folosită ca redresor de microunde.

La tensiune de polarizare nulă, regiunea centrală este complet lipsită de purtători, iar în regiunile adiacente se formează sarcini spațiale egale dar de semn opus, la fel ca la joncțiunea pn .

În dispozitivele reale, regiunea centrală nu poate fi intrinsecă, ci numai slab dopată. Aici regiunea centrală va fi complet golită de purtători prin aplicarea unei tensiuni negative (minus pe regiunea p).

La aplicarea unei tensiuni de polarizare directă diodei pin , regiunea p^+ injectează goluri în regiunea centrală, în timp ce regiunea n^+ injectează electroni. Rezistența regiunii centrale se micșorează foarte mult.

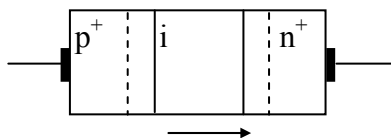


Fig. 2.20. Structura diodei PIN.

Dioda PIN are particularitatea că la polarizarea în sens direct este practic echivalentă cu o rezistență pură, invers proporțională cu curentul continuu al diodei, iar la o polarizare în sens invers schema ei echivalentă se reduce la o mică capacitate, practic independentă de mărimea tensiunii de polarizare.

Dioda PIN este folosită mai ales în funcția de comutator foarte rapid și drept rezistență variabilă, comandată prin polarizare. De asemenea, se utilizează în:

- atenuatoare programabile;
- sisteme de control automat al nivelului generatoarelor de microunde (ALC-automatic levelling control).

2.2.6.8. Dioda STEP-RECOVERY

Dioda STEP-RECOVERY este o diodă cu o structură pin optimizată în vederea funcționării ei ca generator de impulsuri scurte.

Generarea impulsurilor este legată de fenomenele specifice ce apar în diodă la comutarea ei din starea de conducție în starea de blocare. Datorită prezenței regiunii de semiconductor intrinsec, sarcina spațială dispare după un anumit timp astfel că dioda va conduce în sens invers un timp, până se epuizează sarcina spațială, după care curentul dispare brusc.

Dioda step-recovery este utilizată în special în:

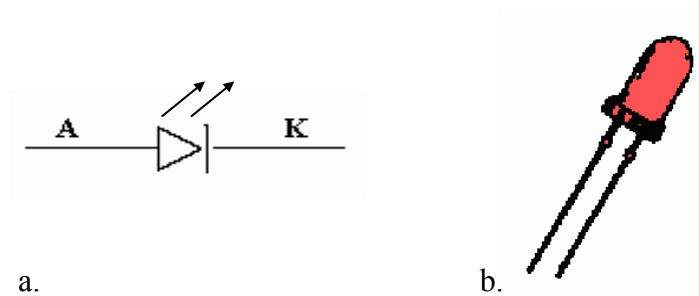
- generatoare de armonici cu un foarte bogat conținut de armonici;
- în circuitele de multiplicare a frecvenței cu rapoarte de multiplicare de ordinul $4 \div 10$, cu randament acceptabil.

2.2.7. DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

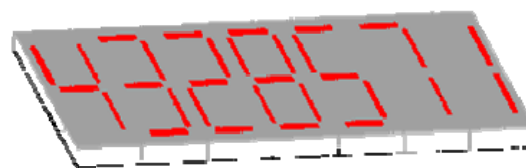
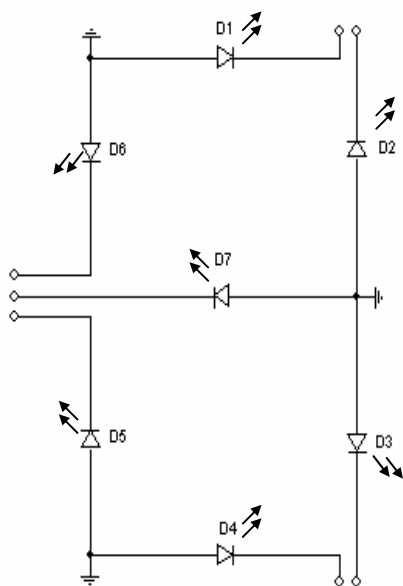
Dispozitivele optoelectronice sunt dispozitive care produc sau utilizează lumina pentru funcționare. În cadrul capitolului de diode, se prezintă pe scurt led-ul și fotodioda.

2.2.7.1. LED

Acest tip de dispozitive au fost realizate pentru a înlocui becurile (cu viață de scurtă durată și relativ fragile) utilizate la panourile de comandă pentru semnalizarea stărilor închis/deschis. Un LED (light-emitting diode) este o diodă care în polarizare directă produce o lumină vizibilă, de culoare roșie, galbenă sau portocalie, dependentă de tipul materialului din care este realizată dioda. Simbolul acestui tip de diodă este prezentat în figura 2.21.



Astfel de dispozitive se utilizează la fișaj, în combinații de 7 segmente (pentru vizualizarea unui număr), figura 2.22.



Afișajul cu 7 segmente este disponibil în varianta catod comun, toate terminalele catod sunt legate la același potențial. În cazul defectării unui LED, pentru înlocuirea lui este necesar un același tip de LED. Prin combinarea a mai multor afișaje cu 7 segmente, se poate vizualiza o serie de numere, figura 2.23.

2.2.7.2. Fotodioda

Spre deosebire de LED care produce lumină, fotodioda funcționează prin consum de lumină. Fotodioda este de fapt un fotorezistor variabil. Dacă jonctiunea pn este supusă acțiunii unei surse de lumină externă, rezistența internă scade iar fluxul de curent crește. Acest tip de diodă funcționează în polarizare inversă.

În figura 2.24 este prezentată fotodioda și simbolul acesteia.

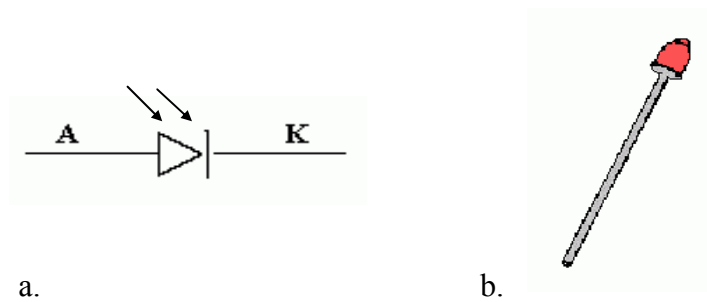


Fig. 2.24. a. Semnul convențional al fotodiodei; b. Fotodioda.

Schimbând intensitatea luminii sursei se obține variația fluxului de curent, proporțional cu intensitatea luminoasă. Pentru că fotodioda răspunde rapid la variația luminii, este des utilizată în aplicațiile digitale sau la echipamentele de scanare optice.

2.2.7.3. Optocuplor

Acest tip de dispozitiv (optocuplor cu fotodiodă și LED) se utilizează la frecvențe mici (din gama megahertzilor). În figura 2.25 este prezentat schematic un optocuplor cu diode.

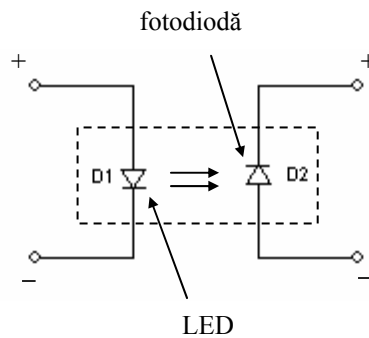


Fig. 2.25. Structura optocuplorului cu fotodiodă și LED

Optocuploarele înlocuiesc transformatoarele utilizate în aplicațiile de joasă tensiune și curent mic. De asemenea, se pot utiliza în circuitele de reglare a tensiunii și curentului cu nivele logice de joasă tensiune.

Optocuploarele se pot realiza și în variante constructive cu fototranzistoare cu diode, sau fototranzistoare cu tiristoare, variante care vor fi prezentate în capitolele următoare.

3. TRANZISTOARE BIPOLARE

Din cele studiate anterior concluzionăm: *polarizarea directă a joncțiunii pn înseamnă echivalarea acesteia cu o rezistență de valoare mică (pentru o tensiune dată, circuitul este parcurs de un curent mare), în timp ce polarizarea inversă a joncțiunii determină echivalarea acesteia cu o rezistență de valoare mare.*

Folosind legea lui Ohm pentru calculul puterii ($P = I^2R$) și presupunând că avem curent constant, se poate concluziona că puterea dezvoltată de-a lungul unei rezistențe mari este mai mare decât cea dezvoltată pe o rezistență mică. Astfel, în cazul unui cristal cu două joncțiuni pn (una în polarizare directă și una în polarizare inversă), injectarea unui semnal de mică putere în joncțiunea polarizată direct va conduce la un semnal de putere mare la ieșirea din joncțiunea polarizată invers. Acest concept este teoria de bază despre amplificarea cu ajutorul unui tranzistor.

Un tranzistor bipolar este un monocristal cu două joncțiuni cuplate în opoziție. Această dispunere nu este echivalentă cu două joncțiuni independente, montate în același circuit, motiv pentru care este valabilă definiția:

Tranzistoarele bipolare (TB) sunt dispozitive semiconductoare alcătuite dintr-o succesiune de trei regiuni realizate prin impurificarea aceluiași cristal semiconductor, regiunea centrală fiind mult mai îngustă și de tip diferit față de regiunile laterale.

De altfel, regiunea centrală este mai slab dopată cu impurități decât celelalte regiuni și se numește *bază* (B). Celelalte două regiuni, una puternic dopată cu impurități, denumită *emitor* (E), iar cealaltă, mai săracă în impurități decât emitorul, este *colectorul* (C). Direcția săgeții indică sensul curentului în emitor când tranzistorul conduce normal.

În figura 3.1 sunt reprezentate cele două tipuri de TB și simbolurile acestora.

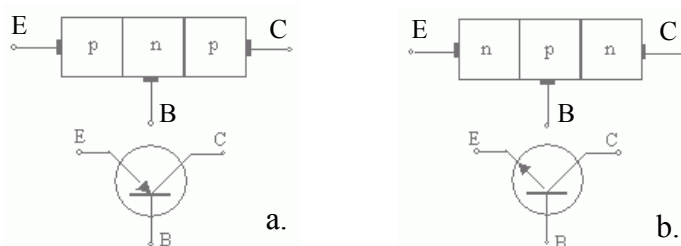


Fig. 3.1. Structura și simbolul TB de tip:
a) pnp; b) npn

Emitorul este sursa de purtători, care determină în general curentul prin tranzistor, iar colectorul colectează purtătorii ajunși aici. Baza are rolul de a controla intensitatea curentului prin tranzistor în funcție de tensiunea dintre aceasta și emitor. Tranzistorul bipolar transferă curentul din circuitul de intrare de rezistență mică în circuitul de ieșire de rezistență mare, de unde și denumirea de tranzistor (TRANSISTOR = TRANSfer reSISTOR).

Cele două joncțiuni ale tranzistorului sunt:

a) *joncțiunea de emitor* sau:

- emitor-bază (EB) pentru transistorul bipolar pnp;
- bază-emitor (BE) pentru transistorul bipolar npn.

b) *joncțiunea de colector* sau:

- colector-bază (CB) pentru transistorul bipolar pnp;
- bază-colector (BC) pentru transistorului bipolar npn.

Pentru tranzistorul bipolar se pot defini curenți și tensiuni ca în figura 3.2:

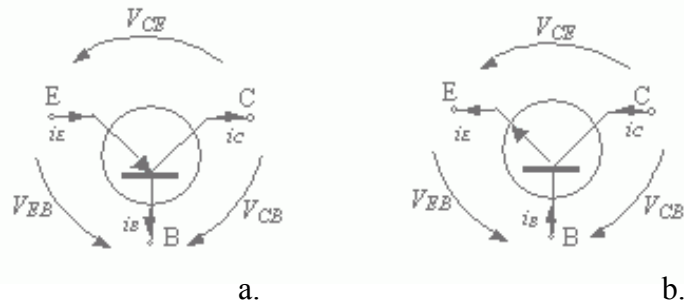


Fig. 3.2. Curenții și tensiunile la tranzistorul bipolar: a) tip pnp; b) tip npn.

3.1. FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI npn

La tranzistorul *npn* există două regiuni de tip „n” extreme, care conțin electroni liberi, în timp ce regiunea de tip „p” centrală, are un exces de goluri. Conform teoriei de la joncțiunea *pn* între regiunile de tip „n” și „p”, se dezvoltă o zonă de sarcină spațială și apare o barieră de potențial.

Un tranzistor este utilizat de cele mai multe ori în etajele de amplificare. Pentru a folosi un tranzistor ca amplificator, fiecare din joncțiunile sale trebuie controlată (comandată) cu o tensiune externă. Astfel, prima joncțiune (emitor-bază) este polarizată direct, în timp ce joncțiunea bază-colector este polarizată invers (rezistență mare). Emitorul este conectat la terminalul negativ al bateriei în timp ce baza este conectată la borna pozitivă. Tensiunea pe colector trebuie să fie mai mare decât în bază. Toate acestea sunt prezentate în figura 3.3.

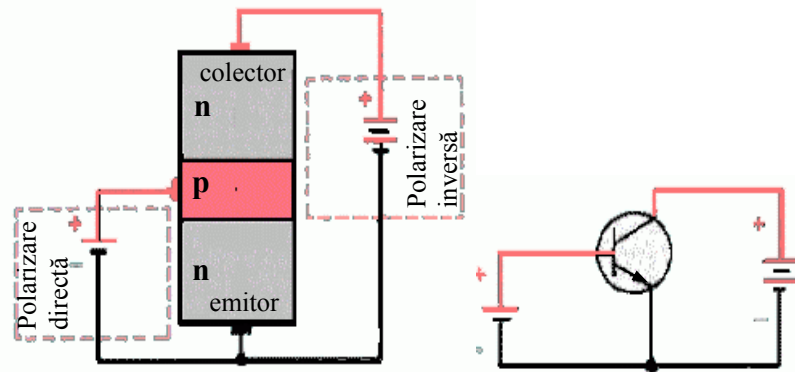


Fig. 3.3. Polarizarea tranzistorului bipolar de tip npn.

În **concluzie**, baza tranzistorului npn trebuie să respecte sensul de polarizare a emitorului, în timp ce colectorul trebuie să se afle la un potențial mai mare decât cel din bază.

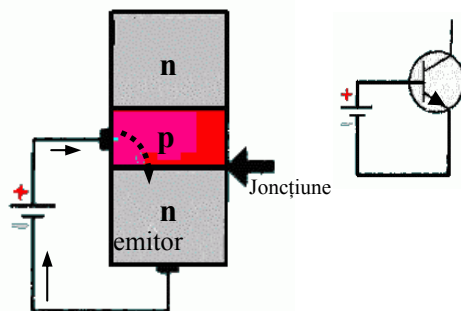


Fig. 3.4. Polarizarea directă a joncțiunii emitorului. (— flux de electroni, flux de goluri)

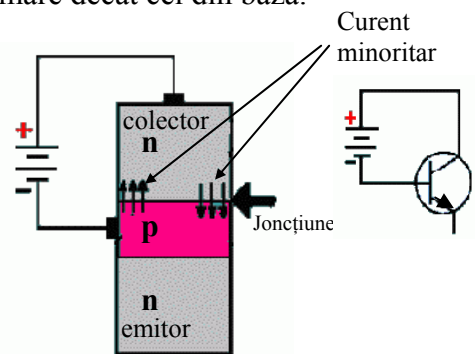


Fig. 3.5. Polarizarea inversă a joncțiunii colectorului.

3.1.1. Polarizarea directă a joncțiunii emitorului la tranzistorul npn

Pentru că regiunea „n” pe una din părțile joncțiunii este mai puternic dopată decât pentru regiunea „p”, curentul produs de purtătorii majoritari (electroni) în regiunea n este mai mare decât cel produs de golurile din regiunea p .

Astfel, conducția prin joncțiunea polarizată direct, ca în figura 3.4, este asigurată în principal de purtătorii majoritari, electronii, de la materialul n (emitor).

Cu polarizarea joncțiunii bază-emitor din figura 3.4, electronii părăsesc terminalul negativ al bateriei și ajung la materialul n (emitorul). Electronii, fiind purtătorii majoritari în materialul n , trec ușor prin emitor, traversează joncțiunea și se combină cu golurile din bază (material p). Pentru fiecare electron care se combină în regiunea p , alt electron va părăsi materialul p , creând un nou gol care se va deplasa către terminalul pozitiv al sursei.

3.1.2. Polarizarea inversă a joncțiunii colectorului la tranzistorul npn

A doua joncțiune pn (bază-colector), polarizată invers conform figurii 3.5, se caracterizează printr-un curent care traversează joncțiunea de valoare mică. Acest curent se numește curent minoritar, sau curent invers și este produs de perechile electron-gol. Purtătorii minoritari pentru joncțiunea polarizată invers sunt electronii în materialul p și golurile în materialul n .

Observație

A doua joncțiune pn (bază-colector) nu este polarizată direct cum este prima joncțiune pn (bază-emitor). Dacă ambele joncțiuni ar fi polarizate direct, electronii ar avea tendința să treacă din fiecare regiune n a tranzistorului npn (emitor și colector) spre centru, regiune p (bază). În esență am putea avea 2 diode cu aceeași bază, astfel eliminându-se orice amplificare și scopul tranzistorului. Dacă se greșește polarizarea celei de a doua joncțiuni (se polarizează direct), se poate dezvolta un curent excesiv, suficient pentru încălzirea și distrugerea joncțiunii, făcând tranzistorul neutilizabil.

Concluzie

Trebuie asigurată polarizarea corectă înainte de conectarea electrică a tranzistorului.

În figura 3.6 se prezintă fenomenele ce apar ca urmare a alimentării celor 2 joncțiuni ale tranzistorului în același timp. În figură sunt reprezentate sensurile convenționale ale curenților I_C , I_E , I_B deși sensurile reale sunt în sensurile opuse acestora.

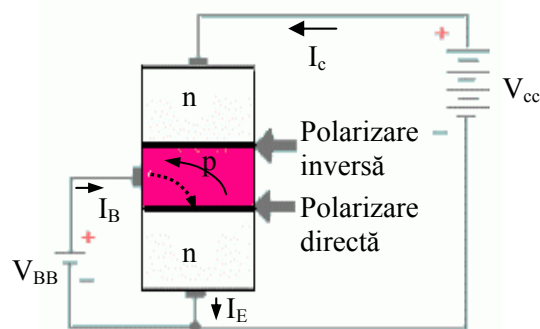


Fig. 3.6. Funcționarea tranzistorului npn.

_____ flux de electroni;
..... flux de goluri.

Sursele de polarizare sunt notate V_{CC} pentru tensiunea de alimentare a colectorului, V_{BB} pentru tensiunea de alimentare a bazei.

Exemplu: Tensiunea de alimentare a bazei este relativ mică, până la 1V. Tensiunea de alimentare a colectorului este în general mai mare decât cea de alimentare a bazei, în general 6V. Această diferență de tensiune este necesară pentru a avea un flux de curent de electroni de la emitor la colector.

Fluxul de curent în circuitul extern este datorat mișcării electronilor liberi, ceea ce înseamnă că electronii trec dinspre terminalul negativ al sursei spre emitorul de tip n . Această mișcare combinată a electronilor este denumită curent de emitor I_E .

În timp ce electronii sunt purtători majoritari în materialul n , ei se vor deplasa direct de la emitorul de tip n la joncțiunea bază-emitor. Prin polarizare directă a acestei joncțiuni, electronii continuă să se adune în regiunea bazei. Odată ajunși în bază, aceasta fiind de tip p , electronii devin purtători minoritari. O parte din electronii ajunși în bază se recombina cu golurile. Pentru fiecare electron recombinat, un alt electron traversează baza (ca și curent de bază I_B , creându-se un nou gol pentru o eventuală recombinare) și se reîntoarce la sursa de alimentare V_{BB} .

Pentru curentul de bază electronii recombinați sunt neimportanti, ei se consideră a fi pierduți. Pentru eficientizarea tranzistorului, regiunea bazei este foarte subțire și slab dopată. Astfel se reduce posibilitatea ca un electron să se recombine cu un gol și să se piardă. Cei mai mulți electroni care se mișcă în regiunea bazei sunt sub influența unui colector polarizat puternic, invers. Acest mod de polarizare, ca și polarizarea directă a bazei (pentru purtătorii minoritari, electroni), accelerează electronii prin joncțiunea bază-colector și îi trimite spre colector. Cât timp colectorul este realizat din material de tip n , electronii care îmbogățesc colectorul devin purtători de curent majoritari dând naștere unui curent de colector I_C .

Colectorul este realizat fizic mai mare decât baza din două motive:

- 1) pentru mărirea șansei purtătorilor de sarcină de a traversa ușor regiunea bazei;
- 2) pentru evacuarea căldurii mai ușor.

Observație

Curentul principal al tranzistorului npn este dinspre colector spre emitor (sensul convențional). Discutând în procente, curentul I_E se consideră a fi 100 %. Pe de altă parte, atât timp cât baza este îngustă și slab dopată, un procentaj mic din curentul total (I_E) va circula în circuitul bazei față de circuitul de colector. În mod normal, curentul de bază nu este mai mare de 2–5% din curentul total, în timp ce 95–98% este curentul de colector.

Relația de bază existentă între cei trei curenți este:

$$I_E = I_B + I_C$$

În concluzie, un semnal mic în joncțiunea bază-emitor va produce un curent mare de la emitor la colector.

3.2. FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI pnp

În principiu, funcționarea tranzistorului pnp este asemănătoare funcționării tranzistorului npn . Deoarece emitorul, baza și colectorul la tranzistorul pnp sunt din materiale diferite față de tranzistorul npn , fluxul purtătorilor de sarcină va fi diferit de cel al tranzistorului de tip npn . Purtătorii majoritari de curent în pnp sunt golurile, în contrast cu purtători majoritari de la npn care erau electronii. Pentru a suporta diferența curentului (flux de goluri), sursele de alimentare sunt în polarizare inversă față de tranzistorul npn . O polarizare tipică a tranzistorului pnp este indicată în figura 3.7.

În succesiunea $p-n-p$ se pot considera următoarele definiții:

- p indică polaritatea cerută de emitor pentru tensiune (pozitivă)
- n indică polaritatea tensiunii bazei (negativă)

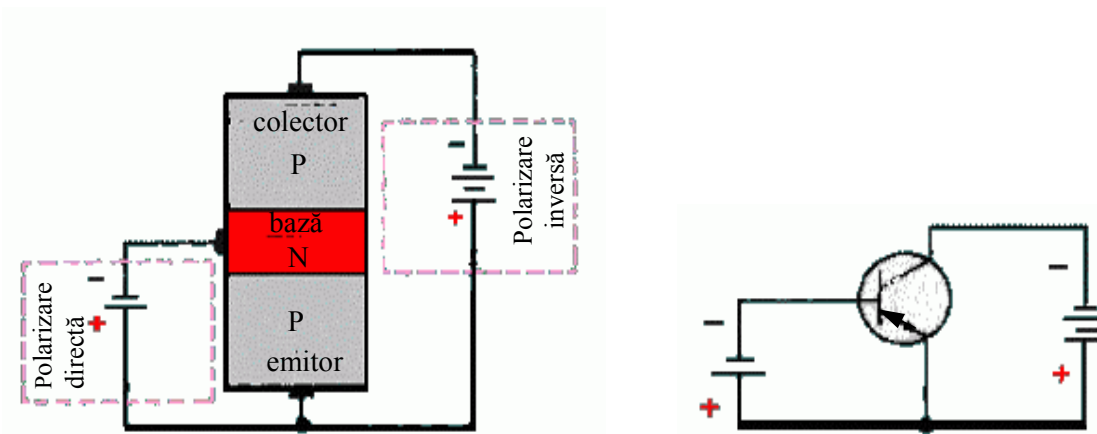


Fig. 3.7. Polarizarea tranzistorului bipolar de tip *pnp*.

Cât timp joncțiunea colector-bază este polarizată (întotdeauna) invers, terminalul de polaritate negativă a tensiunii va fi utilizat de către colector. Colectorul va fi conectat la un potențial mai negativ decât cel al bazei. Această diferență în tensiunea de alimentare este necesară pentru a avea flux de curent (flux de goluri) de la emitor la colector. Fluxul de goluri se face prin interiorul tranzistorului (în cazul tranzistorului *pnp*), în timp ce fluxul de electroni se realizează prin circuitul extern.

Trebuie făcută precizarea: *Golul este o particulă echivalentă electronului dar care se mișcă în sens opus acestuia, astfel că fluxul de goluri se definește ca mișcarea în sens invers a electronilor de valență.*

3.2.1. Polarizarea directă a joncțiunii emitorului la tranzistorul *pnp*

Pentru a studia ce se întâmplă când joncțiunea emitor-bază este polarizată direct se prezintă figura 3.8. Cu polarizarea din figură, terminalul pozitiv al sursei de alimentare atrage golurile din emitor spre bază, iar terminalul negativ conduce electronii din bază spre emitor. Ca urmare are loc un proces de recombinare. Pentru fiecare electron care se recombina cu un gol, un alt electron părăsește terminalul negativ al sursei și se îndreaptă spre bază. În același timp, un electron pleacă din emitor creând un gol care ajunge la terminalul pozitiv al sursei. Această mișcare de electroni prin bază și în afara emitorului constituie curentul de bază I_B .

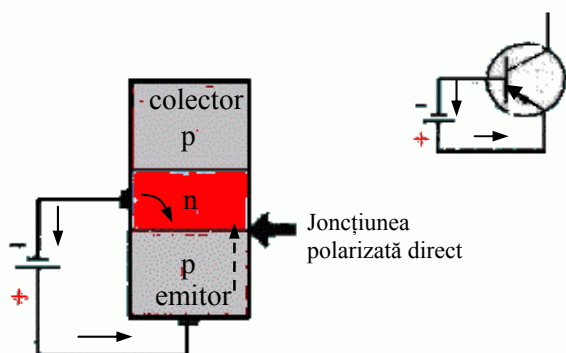


Fig. 3.8. Polarizarea directă a joncțiunii emitorului. (— flux de electroni, flux de goluri).

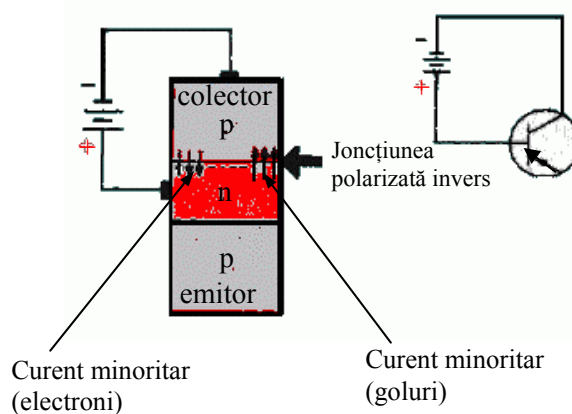


Fig. 3.9. Polarizarea inversă a joncțiunii colectorului.

3.2.2. Polarizarea inversă a joncțiunii colectorului la tranzistorul *pnp*

În cazul joncțiunii colectorului polarizată invers, figura 3.9, potențialele negativ din colector, respectiv mai pozitiv din bază interzic purtătorilor de curent majoritari să traverseze joncțiunea.

Tensiunea de colector negativă atrage golurile din bază (purtători minoritari), care traversează joncțiunea și ajung la colector, alcătuind curentul de colector I_C . În colector, electronii (purtători minoritari), datorită tensiunii de bază pozitivă, tind spre bază iar golurile sunt atrași de electronii care provin de la terminalul negativ al bateriei. Deși curentul prin joncțiunea polarizată invers este dat numai de purtătorii minoritari, datorită numărului redus al acestora acesta este foarte mic.

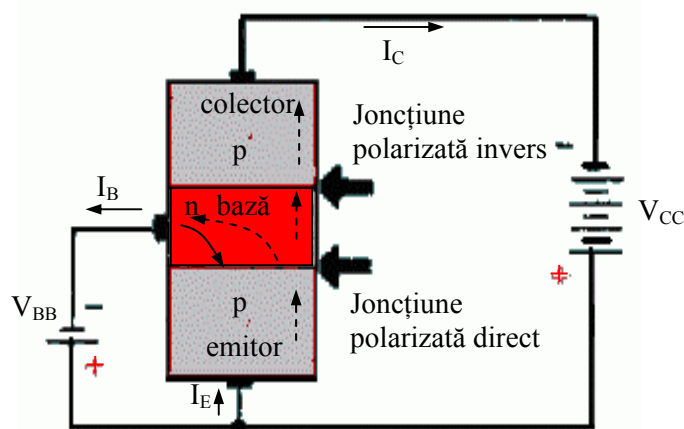


Fig. 3.10. Funcționarea tranzistorului PNP
_____ flux de electroni
..... flux de goluri

Prin lansarea în funcționare a celor două joncțiuni în același timp (figura 3.10 la care se păstrează reprezentarea sensurilor convenționale și nu reale ale curenților I_C , I_E , I_B), se observă o interacțiune între cele două joncțiuni similară celei de la tranzistorul *nnp* (exceptând faptul că la tranzistorul *pnp* purtătorii majoritari sunt golurile). La tranzistorul *pnp*, figura 3.10, tensiunea pozitivă din emitor ajută la transferul golurilor spre bază. Odată ajunse aici, golurile se combină cu electronii din bază. Pentru a preveni procesul de recombinare goluri-electroni, baza este foarte îngustă. Mai mult de 90% din golurile care ajung în bază sunt atrase de colector (puternic negativ). Pentru fiecare electron și gol care se recombina, un alt electron părăsește terminalul negativ al sursei (V_{BB}) și intră în bază ca și curent de bază (I_B). În același timp un alt electron părăsește emitorul ca I_E (creând un gol) ajungând la terminalul pozitiv V_{BB} . În circuitul de colector, electronii de la sursa V_{CC} intră în colector ca I_C și se recombina cu golurile în exces din bază. Pentru fiecare gol neutralizat în colector de un electron, un alt electron părăsește emitorul urmând să ajungă la terminalul pozitiv al V_{CC} .

Deși fluxul de curent în circuitul extern tranzistorului *pnp* are sensul opus față de tranzistorul *nnp*, purtătorii majoritari trec de la emitor spre colector. Acest flux de purtători majoritari divizează circuitul tranzistorului sub forma a două bucle individuale de curent. O buclă este pentru curentul de bază și o a doua buclă este pentru curentul de colector. Combinația dintre cei doi curenți determină curentul total din tranzistor:

$$I_E = I_B + I_C$$

Cea mai importantă asemănare pentru cele două tipuri de tranzistoare este că ambele se comandă în curent.

Concluzie

Mărind tensiunea de polarizare directă a tranzistorului se reduce bariera joncțiunii emitor-bază. Această acțiune permite mai multor purtători să îmbogățească colectorul, determinând o mărire a fluxului de curent de la emitor spre colector și prin circuitul extern. În consecință, o scădere a tensiunii de polarizare directă reduce curentul de colector.

Din cele prezentate anterior se observă că joncțiunile bază-colector și bază-emitor pot fi polarizate direct sau invers, astfel că tranzistorul se poate afla în una din stările prezentate în figura 3.11.

		Joncțiunea B-E	
		Invers	Direct
Joncțiunea B-C	Invers	1 Regiune de tăiere	2 Regiune activ normală
	Direct	4 Regiune activ inversă	3 Regiune de saturație

Fig. 3.11. Modurile de funcționare ale tranzistorului bipolar.

Funcționarea în regiunea activ inversă este rar folosită, fiind întâlnită la porțile TTL.

Un tranzistor se poate conecta în circuit după unul din montajele fundamentale prezentate în figura 3.12, denumite *conexiuni fundamentale*.

Cele două circuite ale montajelor se numesc: circuit de intrare și circuit de ieșire. Unul dintre terminalele tranzistorului face parte din ambele circuite. Terminalul tranzistorului comun celor două circuite și "văzut" în curent alternativ dă numele conexiunii în care se află montat tranzistorul. Se disting trei conexiuni: conexiunea emitor comun (EC), conexiunea bază comună (BC) și conexiunea colector comun (CC).

Pentru identificarea conexiunii unui tranzistor trebuie urmați trei pași:

1. Identificarea terminalului la care se aplică semnalul (emitor, bază, colector);
2. Identificarea terminalului la care se culege semnalul de ieșire (emitor, bază, colector);
3. Elementul rămas, elementul comun, este elementul care dă numele configurației.

Fiecare tip de conexiune are anumite particularități care o face potrivită pentru aplicații specifice.

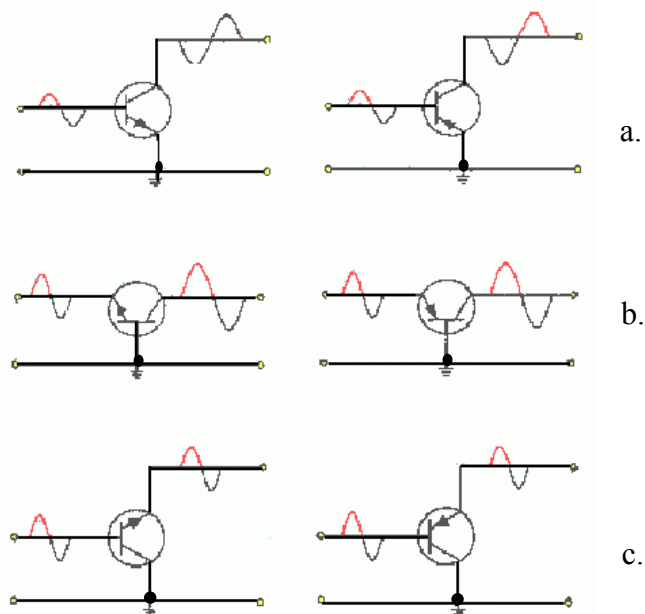


Fig. 3.12. Conexiunile tranzistorului bipolar (NPN și PNP): a. emitor comun (EC); b. bază comună (BC); c. colector comun (CC).

3.3. CONEXIUNILE TRANZISTORULUI

3.3.1. Conexiunea emitor comun

Acest tip de conexiune (EC) este tipul cel mai des întâlnit în cazul circuitelor de amplificare, de comutație sau digitale, deoarece furnizează valori bune pentru tensiune, curent, respectiv putere. Circuitul de intrare (la care se aplică semnalul de intrare) este circuitul bază-emitor, iar circuitul de ieșire este colector-emitor. Conexiunea EC se caracterizează prin:

- Rezistență de intrare de valoare mică ($500-1500\Omega$), intrarea realizându-se pe joncțiunea polarizată direct;
- Rezistență de ieșire de valoare destul de ridicată ($30k\Omega-50k\Omega$ sau chiar mai mult), ieșirea realizându-se pe joncțiunea polarizată invers.

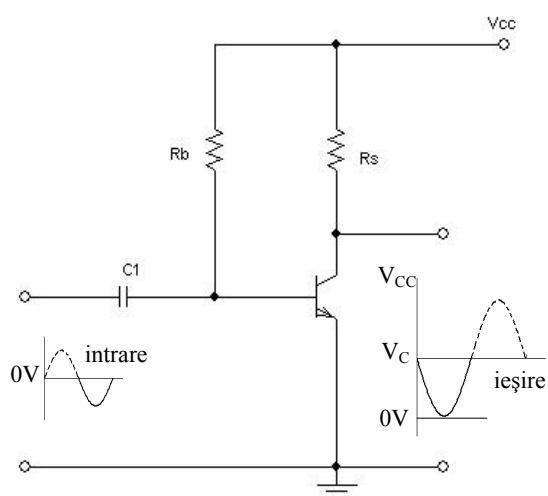


Fig. 3.13. Schema de bază a amplificatorului cu tranzistor npn.

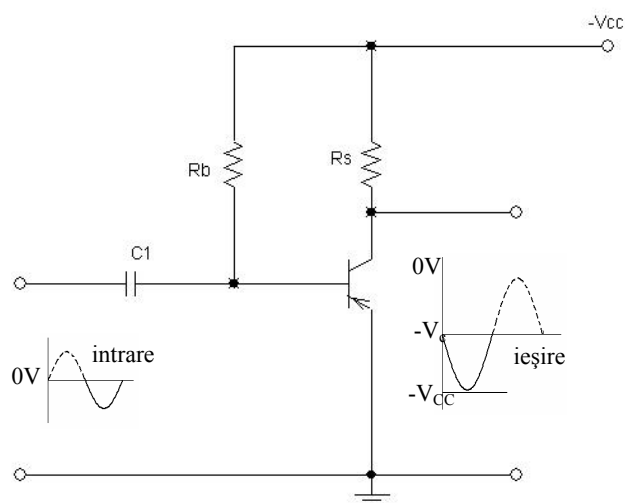


Fig. 3.14. Schema de bază a amplificatorului cu tranzistor pnp.

În cazul schemei cu tranzistor *nnp* (fig. 3.13), în timpul alternanței pozitive a semnalului de intrare curentul de bază crește față de situația fără semnal. Astfel crește și curentul de colector iar tensiunea colector-emitor scade. În timpul alternanței negative a semnalului de intrare curentul de bază scade față de situația fără semnal, curentul de colector va scădea și el iar tensiunea colector-emitor va crește. Rezultă o relație în antifază între tensiunea de intrare și cea de ieșire din amplificator.

În cazul celuilalt amplificator realizat cu tranzistor *ppn* (fig. 3.14), în timpul alternanței pozitive a semnalului de intrare, baza devine mai pozitivă față de situația fără semnal. Curentul de colector scade și crește tensiunea de colector spre valori negative. Acest lucru echivalează cu alternanța negativă a semnalului din colector. Pe timpul semialternanței negative baza se negativează în raport cu emitorul, ceea ce produce o mărire a polarizării directe și eliberarea unui număr mai mare de purtători de curent de la emitor, producând o creștere a curentului de colector și o micșorare a tensiunii în colector. În acest mod curentul de colector care trece printr-o rezistență de valoare mare (joncțiune polarizată invers) produce o amplificare mare.

Pentru semialternanța pozitivă a semnalului de intrare ieșirea va fi pe semialternanța negativă. Conexiunea EC este singurul tip de conexiune care produce un defazaj între intrare și ieșire de -180° .

Prin scrierea ecuațiilor pe cele două circuite, de intrare și de ieșire, se observă că cei doi curenți importanți sunt curentul de colector I_C și curentul de bază I_B . Ecuația caracteristică de funcționare devine:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{C0} \quad (3.1)$$

Unde α reprezintă factorul de amplificare în curent în conexiunea bază comună.

Câștigul (amplificarea) este dat(ă) de raportul între ieșire și intrare. Pentru conexiunea EC se definește factorul de amplificare β conform relației:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \text{ sau} \quad (3.2)$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \quad (3.3)$$

Se obține:

$$I_C = \beta I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{C0} \quad (3.4)$$

Variabila β pune în concordanță modificările curentului de bază cu cele ale curentului de colector. Dacă se ignoră termenul I_{C0} , câștigul în c.c. este raportul dintre curentul de colector și cel de bază.

3.3.2. Conexiunea bază comună

Acest tip de conexiune (BC) este preferată datorită valorilor impedanțelor de intrare / ieșire ($30-160\Omega / 250k\Omega-550k\Omega$). Utilizarea acestui tip de conexiune este limitată de:

- Rezistența de intrare mică;
- Câștigul în curent mai mic decât 1.

Altfel, conexiunea BC este utilizată în aplicațiile în care se cere amplificare în tensiune mare și rezistență de intrare mică (exemplu: amplificator de voce).

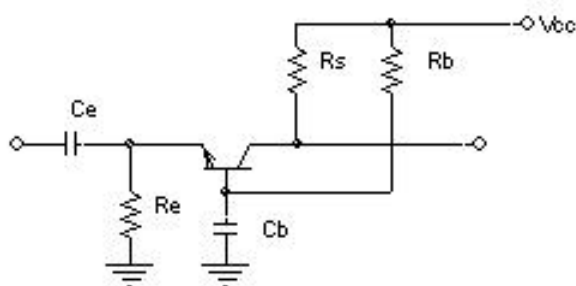


Fig. 3.15. Conexiunea bază-comună

La acest tip de conexiune, semnalul de intrare este aplicat emitorului, în timp ce semnalul de ieșire se culege pe colector. În acest mod, un semnal care ajută la polarizare va crește valoarea curentului prin tranzistor, iar semnalul care se opune polarizării va micșora curentul prin tranzistor.

Semnalele de intrare și de ieșire sunt în fază.

Prin aplicarea pe emitor a unui semnal care ajută la polarizare, curentul de colector se va mări, căderea de tensiune pe R_S va crește, tensiunea V_C va scăde, astfel că tensiunea de colector va deveni pozitivă și în fază cu ieșirea.

Amplificarea în curent se calculează asemănător conexiunii EC (semnal de ieșire pe semnal de intrare). Se definește α :

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad (3.5)$$

În timp ce o parte din curentul de emitor intră în bază și nu apare ca și curent de colector, acesta va fi mai mic decât curentul de emitor care-l produce. Între curenții prin tranzistor există relația:

$$I_E = I_B + I_C \quad (3.6)$$

Între α și β există relația:

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} \quad (3.7)$$

3.3.3. Conexiunea colector comun

Conexiunea colector comun (CC) este utilizată datorită impedanței sale. Este folosită ca regulator de curent, având câștigul de valoare mare. Este utilizat în circuitele de comutație, având posibilitatea de a permite trecerea semnalului în ambele direcții (funcționarea bidirecțională).

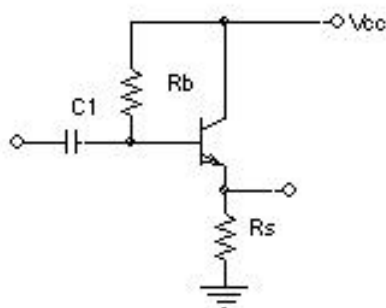


Fig. 3.16. Conexiunea colector-comun (repetorul pe emitor)

La acest tip de conexiune semnalul de intrare este aplicat pe bază, iar semnalul de ieșire este cules pe emitor, în timp ce colectorul este comun ambelor circuite. În cazul conexiunii CC, rezistența de intrare are valoare mare ($2k\Omega$ - $500k\Omega$), iar rezistența de ieșire valoare mică (50 -

1500Ω). Deși câștigul în curent are valoare ridicată, câștigul de putere este mai mic decât în cazul conexiunilor EC, BC. Semnalul de ieșire este în fază cu semnalul de intrare.

Amplificarea de curent este:

$$\gamma = \frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} \tag{3.8}$$

iar legătura între amplificarea în curent a conexiunii EC și amplificarea în curent a conexiunii CC este:

$$\gamma = \beta + 1 \tag{3.9}$$

Un tranzistor care se află montat în oricare dintre cele trei tipuri de conexiuni este definit de cele trei relații:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}, \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \gamma = \beta + 1 \tag{3.10}$$

În tabelul 3.1 sunt prezentate comparativ caracteristicile celor trei tipuri de conexiuni ale tranzistorului.

Tabelul 3.1

TIPUL AMPLIFICATORULUI	BAZĂ COMUNĂ	EMITOR COMUN	COLECTOR COMUN
Relația între fazele semnalului de intrare/ieșire	0°	180°	0°
Amplificarea în tensiune	mare	medie	mică
Amplificarea în curent	mică(α)	medie(β)	mare(γ)
Amplificarea în putere	mică	mare	medie
Rezistența de intrare	mică	medie	mare
Rezistența de ieșire	mare	medie	mică

3.3.4. APLICAȚII ALE TRANZISTORULUI

Un tranzistor poate funcționa în una din cele patru regiuni prezentate în figura 3.11. Se consideră un tranzistor npn și conexiunea BC a acestuia ca în figura 3.17.

Pentru a funcționa în **regiunea de tăiere** ambele joncțiuni trebuie să fie polarizate invers. În acest caz toți curenții se presupun zero, curenții de dispersie asociați polarizării inverse fiind foarte mici, astfel că pot fi ignorați.

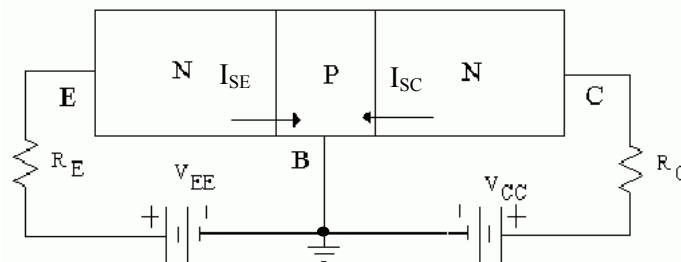


Fig. 3.17. Polarizarea tranzistorului în conexiunea BC pentru funcționarea în regiunea de tăiere.

Pentru funcționarea în regiunea **activ normală directă** joncțiunea bază-emitor este polarizată direct, în timp ce joncțiunea bază-colector este polarizată invers (figura 3.18).

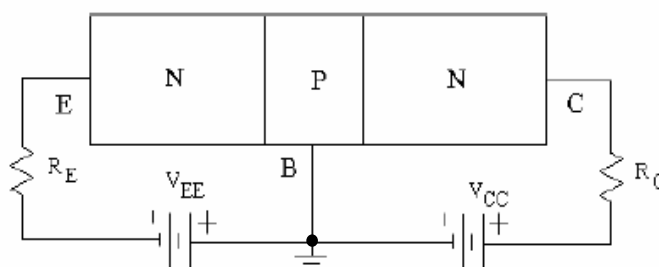


Fig. 3.18. Polarizarea tranzistorului în conexiunea BC pentru funcționarea în regiunea activ normală.

Pentru studiul tranzistorului purtătorii care interesează sunt electronii. Aceștia sunt injectați în regiunea bazei, unde devin purtători minoritari, chiar dacă sunt numeric mai mulți. Se adună în zona joncțiunii BE, de unde prin difuzie traversează regiunea bazei. Deși unii se recombină, majoritatea vor îmbogăți joncțiunea BC. La joncțiunea BC, electronii întâmpină rezistență datorită regiunii de golire, dar vor reuși să traverseze regiunea spre colector.

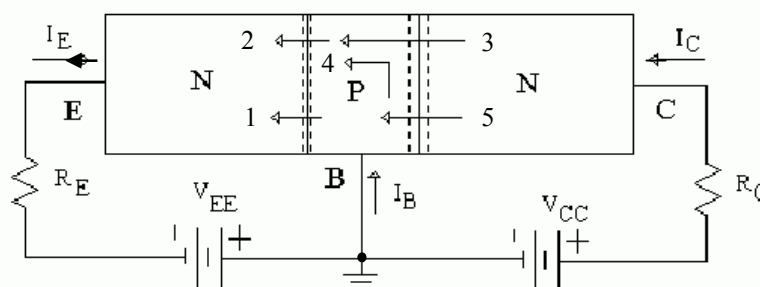


Fig. 3.19. Vedere internă pentru configurația BC, în funcționarea în regiunea activ normală

Figura 3.19 prezintă componentele curentului în conexiunea BC. Astfel există:

- 1-goluri injectate din B-E. Este un curent mic care poate fi ignorat.
- 2-electroni injectați de bază în emitor. Curent aproximativ egal cu I_E .
- 3-electroni care îmbogățesc regiunea colectorului. Curent aproximativ egal cu αI_E .
- 4-curent de recombinare. Este egal cu $-(1-\alpha) I_E$.
- 5-curentul invers de saturație, I_{C0} . Este în general neglijat.

α_F este factorul de transfer a curentului direct. Acest factor se referă la acea parte a electronilor care îmbogățesc colectorul, dar care sunt injectați în regiunea bazei, ajungând în final la joncțiunea emitorului.

La cele mai multe tranzistoare α se apropie de 1, fiind între 0,9 și 0,99. Diferența între curentul injectat în regiunea bazei și cel care ajunge la colector este curentul de bază. Acesta este foarte mic, se poate neglija, astfel că se consideră curentul de colector egal cu cel de emitor.

Sunt valabile următoarele relații:

$$I_B + I_C + I_E = 0 \quad (3.11)$$

Ținând cont de componentele 3 și 5 ale curentului de colector, avem:

$$I_C = -\alpha_F I_E + I_{C0} \quad (3.12)$$

Cele două relații descriu curenții în conexiunea BC, în regiunea activ normală de funcționare.

Întoarcerea la regiunea de tăiere se poate face prin reducerea tensiunii de polarizare între bază și emitor. Atât timp cât joncțiunea B-E este o joncțiune PN, acest curent este considerat a fi curentul prin diodă. Reducând tensiunea de polarizare la 0, curentul de emitor va fi 0, iar relația între curenți va fi:

$$-I_B = I_C = I_{C0} \quad (3.13)$$

În timp acest curent va deveni zero.

În regiunea de **saturație**, curentul de colector va deveni proporțional cu curentul de emitor plus curentul rezidual I_{C0} . Aceasta înseamnă că tensiunea de polarizare a joncțiunii bază-colector este neimportantă. Conform figurii 3.19, în serie cu terminalul colectorului este un rezistor.

Dacă curentul de colector crește până la un punct la care tensiunea pe rezistor plus tensiunea de alimentare a colectorului tinde să polarizeze direct joncțiunea colectorului, golurile vor fi injectate dinspre bază spre colector. Acest curent de goluri va contracara curentul de electroni (venit de la emitor) limitând efectiv curentul prin tranzistor. Tensiunea V_{BC} la care începe efectul de limitare este de aproximativ 0,4V, efectul de limitare ajungând maxim la 0,6V. Acest mod de funcționare este cunoscut sub numele de regim de saturație.

Observație

Terminologia de *saturație* se referă în acest caz, la circuit și nu la tranzistor. Tranzistorul poate produce mai mulți purtători de sarcină, dar circuitul exterior (sursa de tensiune și rezistorul) limitează curentul.

Pentru a funcționa în regiunea **activ normală inversă** joncțiunea colectorului este polarizată direct, în timp ce joncțiunea emitorului este polarizată invers. Funcționarea în acest caz este asemănătoare funcționării în regiunea activ normală directă, cu diferențierea surselor de tensiune, ceea ce duce la inversarea curenților de emitor și colector. În această funcționare α_F (F=Forward) se înlocuiește cu α_R (R=Reverse). Astfel, ecuația curenților devine:

$$I_E = -\alpha_R I_C + I_{E0} \quad (3.14)$$

Această configurație este rareori folosită. Motivul este acela că majoritatea tranzistoarelor sunt astfel dopate ca factorul de amplificare, α , să fie aproape egal cu 1, aceasta însemnând un curent invers de valoare foarte mică.

Observație

Studiul realizat este o aproximare a fenomenelor care se petrec în timpul funcționării unui tranzistor. Multe dintre acestea sunt neglijate. Astfel, pentru aplicațiile curente nu se iau în considerare printre altele: curentul datorat golurilor injectate din bază în emitor, generarea termică a perechilor electron-gol, rezistența internă a tranzistorului sau generarea în avalanșă.

3.3.4.1. Funcționarea tranzistorului ca amplificator

Una din aplicațiile tranzistorului este utilizarea acestuia în etajele de amplificare. Pentru studiul funcționării tranzistorului în acest mod este necesar să se definească noțiunile de amplificare și amplificator.

Amplificarea este un proces de mărire a puterii unui semnal fără a modifica modul de variație a mărimii în timp și folosind energia unor surse de alimentare. Termenul de semnal este folosit pentru curent, tensiune sau putere în circuit. În acest capitol studiul se realizează pentru amplificatoarele ideale. În realitate semnalele sunt distorsionate, adică forma semnalului de ieșire diferă de forma de undă a semnalului de intrare.

Un *amplificator* este circuitul care produce amplificarea semnalului original (creșterea amplitudinii curentului și tensiunii sau mărimii puterii).

Câteva din circuitele care se pot realiza cu tranzistoare sunt:

- amplificatoare de curent (cu rezistență mică),
- amplificatoare de tensiune (cu rezistență mare),
- amplificatoare de putere.

Pentru a observa cum se utilizează un tranzistor pe post de amplificator se consideră figura 3.16, pentru care se presupune că V_{EE} este mărit cu 1mV.

Creșterea tensiunii va produce o creștere a curentului în joncțiunea bază-emitor. Cea mai mare parte a curentului se va regăsi în creșterea curentului de colector, ceea ce presupune o modificare a căderii de tensiune pe rezistorul R_C . Dacă R_C este de valoare mult mai mare decât rezistorul R_E , atunci se obține o amplificare de tensiune.

Fie amplificatorul din figura 3.13 realizat cu tranzistor *npn*, în conexiune EC.

La funcționarea amplificatorului, pentru polarizarea joncțiunilor sunt necesare două surse (separate). La alegerea surselor (a valorii acestora) trebuie să se țină cont de tipul tranzistorului din schema amplificatorului, astfel pentru polarizarea directă la tranzistorul cu germaniu sunt suficienți 0,2V, în timp ce pentru tranzistorul cu siliciu sunt necesari aproximativ 0,6V. Pentru că bateriile uzuale nu permit tensiuni atât de mici, în schemele de polarizare ale tranzistorului se utilizează divizorul rezistiv.

Prin inserarea în circuit a unuia sau mai multor rezistori, se obțin metode de polarizare cu ajutorul cărora se pot elimina sursa de tensiune de pe joncțiunea emitor-bază și efectele negative produse de variațiile de temperatură asupra polarizării.

Curentul în circuitul bază-emitor circulă de la masă la emitor, prin afara bazei, și prin R_B spre sursa V_{CC} . Curentul în bază este foarte mic (zeci - sute de microamperi) și rezistența directă a tranzistorului este mică, astfel că numai câteva zecimi de volți din tensiunea pozitivă vor ajunge în baza tranzistorului. Acestea sunt suficiente pentru polarizarea corectă a tranzistorului.

Dacă tranzistorul este polarizat corect, prin circuit există curent cu sau fără semnal de intrare. Aceasta înseamnă existența unei tensiuni de colector V_C atât timp cât există curent prin tranzistor și R_S . Aceasta este notată pe graficul de ieșire. Atât timp cât existența tensiunii V_C este independentă de existența unui semnal de intrare, semnalul de ieșire începe la nivelul V_C și poate crește sau descrește. Tensiunea și curentul (continue) care există în circuit înainte de aplicarea unui semnal sunt cunoscute sub numele de curent și tensiune de „menținere” (reziduale).

Rezistorul R_S , rezistorul de sarcină din colector, se conectează în circuit pentru a menține efectul tensiunii de alimentare a colectorului în circuitul exterior acestuia. Ca urmare tensiunea V_C se modifică cu semnalul de intrare, permițând tranzistorului să amplifice tensiunea. Fără R_S în circuit, tensiunea de colector va fi egală cu V_{CC} .

Condensatorul C_1 este un element de cuplaj pentru circuit. El permite trecerea semnalului de c.a. și blochează componenta de c.c. a semnalului de intrare în bază. Acest condensator împiedică modificarea polarizării de c.c. a tranzistorului fie datorită rezistenței interne mici a sursei de semnal fie datorită potențialului de c.c. de la ieșirea etajului de amplificare anterior.

Semnalul de intrare în amplificator este de formă sinusoidală și variază cu câțiva milivolți față de valoarea 0. Semnalul se aplică prin condensatorul de cuplaj între bază și emitor. Prin aplicarea acestui semnal (alternanța pozitivă), tensiunea pe joncțiunea bază-emitor devine mai mare în valoare pozitivă. Polarizarea directă crește, astfel că în bază curentul crește odată cu intrarea sinusoidală. Curenții de emitor și colector cresc, dar mult mai mult decât curentul de bază. Odată cu creșterea curentului de colector, tensiunea pe rezistența R_S crește. Deoarece tensiunea pe R_S și tensiunea colector-emitor formează împreună tensiunea V_{CC} , creșterea tensiunii R_S înseamnă micșorarea tensiunii pe tranzistor. Tensiunea de ieșire a amplificatorului, culeasă la colector, este alternanța negativă a tensiunii de amplitudine mai mare decât intrarea, dar având același caracter sinusoidal.

Pe durata alternanței negative a semnalului de intrare, acesta se opune polarizării directe. Ca rezultat scade curentul de bază, respectiv curenții de emitor și colector. Scăderea curentului prin R_S micșorează căderea de tensiune pe acest rezistor. Aceasta implică creșterea căderii de tensiune colector-emitor. Tensiunea de ieșire este o alternanță pozitivă a tensiunii, mai mare ca valoare decât intrarea, cu formă sinusoidală.

Prin examinarea unei perioade complete a intrării, se observă că ieșirea amplificatorului este o reproducere exactă a intrării, exceptând inversarea polarității și mărirea amplitudinii (intrare - câțiva milivolți, ieșire - câțiva volți).

La **versiunea pnp a amplificatorului**, figura 3.14, există câteva diferențe față de amplificatorul cu tranzistor *nnp*. Una din diferențe este polaritatea tensiunii. Tensiunea V_{CC} este negativă pentru a se putea realiza polarizarea directă între emitor și bază.

1. Când semnalul de intrare la *pnp* devine pozitiv, acesta se opune polarizării directe a tranzistorului. Acțiunea va anula o parte din tensiunea negativă de pe jonctiunea emitor-bază, reducând curentul prin tranzistor. Rezultă că, tensiunea pe rezistorul R_S scade și tensiunea pe tranzistor crește.

Pentru V_{CC} negativ, tensiunea din colector V_C tinde să devină negativă (după cum se vede în figură) până la V_{CC} . Ieșirea devine alternanța negativă a tensiunii, de formă sinusoidală dar de valoare mai mare și cu polaritate opusă.

2. Pe alternanța negativă a semnalului de intrare, curentul prin tranzistor crește (tensiunea ajută fenomenul de polarizare directă). Tensiunea pe rezistența R_S crește și în consecință tensiunea pe tranzistor scade sau trece spre valoare pozitivă (ex. -5V spre -3V). Rezultă o tensiune de ieșire pozitivă care are aceleași caracteristici ca și tensiunea de intrare exceptând valoarea (este amplificată) și polaritatea inversată.

Rezumând, semnalul de intrare din circuitul precedent a fost amplificat; micile modificări în bază produc modificări majore în curentul de colector. Prin plasarea rezistenței în serie cu colectorul, se produce amplificare de tensiune.

3.3.4.2. Modelele circuitelor pentru tranzistor în conexiune emitor comun

Circuitul bază emitor

Relațiile între curentul de bază și tensiunea bază-emitor sunt în corelație cu caracteristicile jonctiunii bază-emitor, considerând această jonctiune că funcționează ca o diodă. Aceasta înseamnă că modelul acestei jonctiuni va fi similar unei diode. Dacă se vorbește de porți logice, se consideră că nu există curent de bază atât timp cât tensiunea bază-emitor este mai mică de 0,50V. În cazul în care baza conduce greu se presupune că tensiunea bază-emitor se apropie de tensiunea de saturație:

$$V_{BE} = V_{BEsat} = 0,80V$$

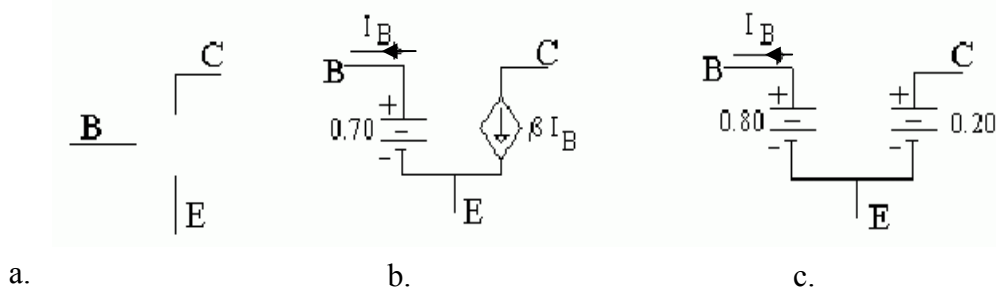


Fig. 3.20. Modelele circuitului în conexiunea EC la tranzistorul *nnp*.

a. Regiune de tăiere: $V_{BE} < 0,5V$, $V_{BC} < 0,5V$.

b. Regiune activă: $I_B > 0$, $V_{CE} > 0,2V$.

Circuitul colector emitor c. Regiune de saturație: $I_B > 0$, $I_C < \beta I_B$

Acest tip circuit este mai greu de modelat. Aceasta din cauza existenței celor trei regiuni care intervin în funcționare. Pentru că funcționarea tranzistorului în regiunea activ normală inversă este rar utilizată, în continuare se va considera cazul funcționării în regiunea activ normală directă. În figura 3.21 se prezintă caracteristicile de ieșire $I_C = I_C(V_{CE})$ pentru câteva valori ale curentului de bază.

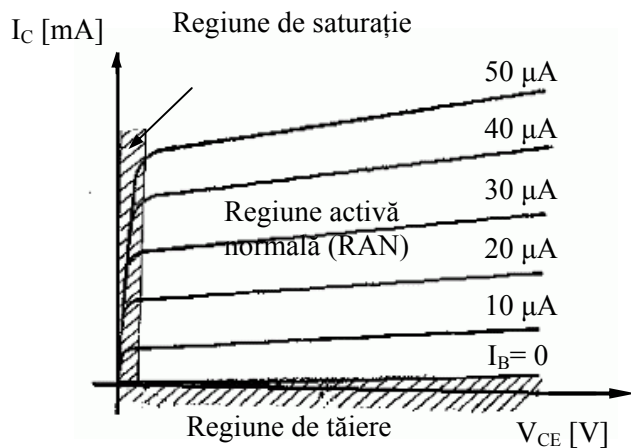


Fig. 3.21. Caracteristicile de ieșire $I_C = I_C(V_{CE})$ pt. $I_B = ct.$

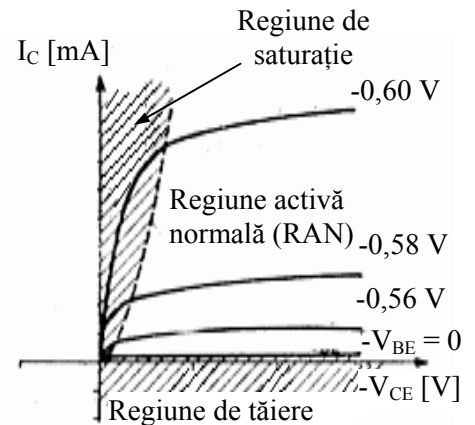


Fig. 3.22. Caracteristicile de ieșire $I_C = I_C(V_{CE})$ pt. $V_{BE} = ct.$

Dacă tensiunea bază emitor este mai mică decât valoarea de prag, atunci curentul de bază este 0. Drept urmare, singurul curent prin circuit este curentul de menținere, care în general este neglijat. Din acest motiv, funcționarea tranzistorului în regiunea de tăiere se modelează printr-un circuit deschis (figura 3.20). Regiunea de tăiere este prezentată prin dreapta pentru care $I_B = 0$, figura 3.21, sau $V_{BE} = 0$, figura 3.22.

Regiunea activ normală corespunde ecuației:

$$I_C = \beta I_B + \frac{1}{1 - \alpha} I_{C0} \quad (3.15)$$

pentru care se observă că avem o dependență a curentului de colector în funcție de curentul de bază. Modelarea tranzistorului pentru acest tip de funcționare este prezentată în figura 3.20.b. Modelarea joncțiunii bază-emitor se face printr-o sursă de tensiune, iar circuitul emitor-colector printr-o sursă reglabilă de curent βI_B , limitele de demarcare a acestei regiuni fiind: $I_B > 0$, $V_{CE} > 0.2V$.

Trebuie menționat faptul că acest model al tranzistorului este doar o aproximare. Modelul real trebuie să ia în considerare faptul că variația curentului de colector se face lent cu tensiunea V_{CE} , ceea ce înseamnă că spațiul dintre caracteristici nu este constant. De asemenea, există o variație a factorului β cu curentul de colector.

Pentru a fi valabil modelul mai sus prezentat, în majoritatea aplicațiilor, se consideră cazul tranzistorului ideal la care se adaugă un parametru adițional r_0 .

Pentru modelarea tranzistorului în regiunea de saturație se face o aproximare a tranzistorului ca fiind dispozitiv ideal, astfel că circuitul este modelat printr-o tensiune fixă $V_{CE} = 0.2V$. În această regiune circuitul bazei este considerat a fi o sursă de tensiune $V_{BE} = 0.8V$ (figura 3.20.c). Limitele acestei regiuni sunt $I_B > 0$, $I_C < \beta I_B$.

Ca o concluzie, în figura 3.23 se prezintă efectele modelării tranzistorului. Compararea figurilor 3.21 și 3.23 indică faptul că modelele mai sus prezentate sunt o aproximare a modelului real al tranzistorului. Aproximarea permite simplificarea analizei circuitului în contextul mai larg al circuitelor de comutație.

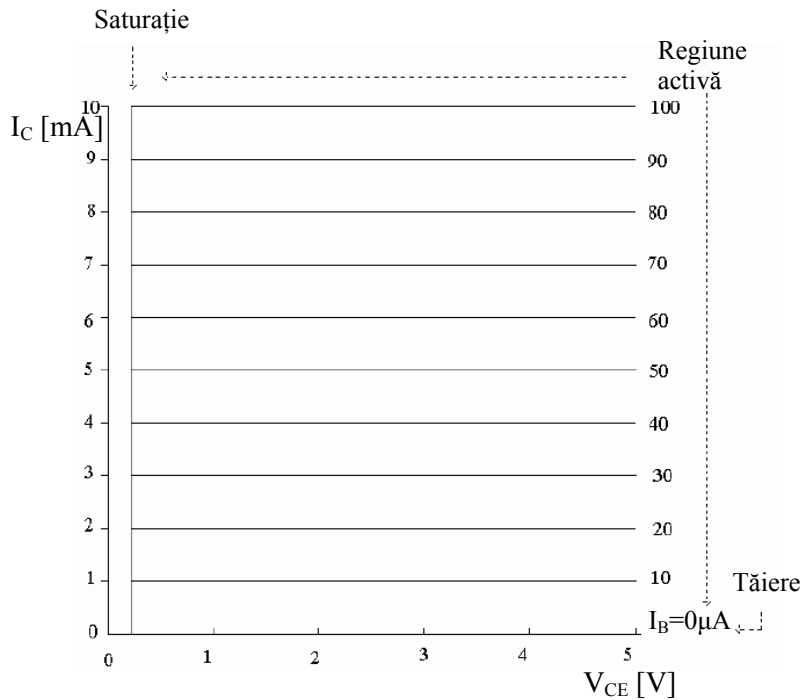


Fig. 3.23. Caracteristicile obținute prin modelarea tranzistorului.

3.3.4.3. Funcționarea tranzistorului ca inversor / comutator

Utilizarea tranzistorului în circuitele digitale se poate realiza datorită posibilității tranzistorului de a bloca sau conduce curentul cu ajutorul unui semnal de curent de valoare mică. Din acest motiv cele mai importante moduri de funcționare sunt în regiunile de tăiere și de saturație.

Pentru a studia funcționarea tranzistorului ca inversor sau comutator sunt utile modelele prezentate anterior.

În figura 3.24 care reprezintă un comutator clasic, funcționarea tranzistorului este comandată de curentul din circuitul bazei. Analiza circuitului se realizează pentru $V_{in} = 0V$, $5V$ respectiv $10V$.

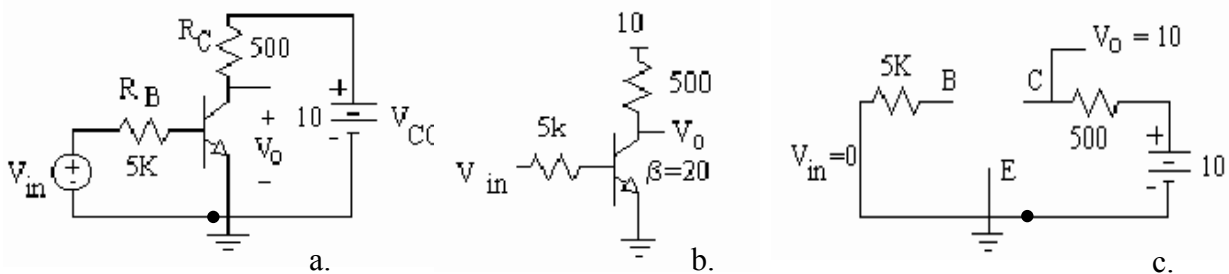


Fig. 3.24. a. Funcționarea tranzistorului ca și comutator. b. Schema simplificată. c. Înlocuirea tranzistorului cu modelul în regim de tăiere

Ex. 1. $V_{in} = 0$

Pentru că joncțiunea BE este o diodă, această parte a circuitului se va analiza ca fiind un circuit în componența căruia este o diodă. Fără sursa de alimentare care să furnizeze tensiune de

deschidere a diodei, nu va exista circulație de curent, iar fără curent de bază tranzistorul se află în regiunea de tăiere, drept pentru care nu va exista curent de colector.

În lipsa unui curent de colector, căderea de tensiune pe rezistorul R_C va fi nulă, ceea ce înseamnă $V_{CE} = V_0 = 10V$ (fig. 3.24.c.).

Ex. 2. $V_{in} = 5V$

Prin introducerea unei surse de tensiune cu 5V se obține un curent de bază diferit de 0 (figura 3.25).

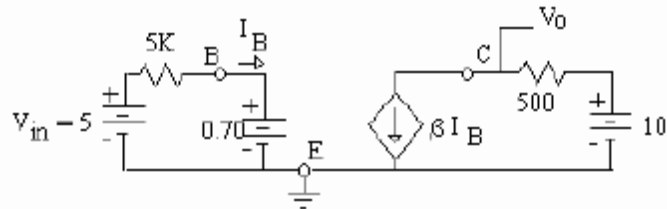


Fig. 3.25. Circuitul tranzistorului pentru $V_{in} = 5V$.

Curentul de bază se obține ca fiind:

$$I_B = \frac{5 - 0.7}{5k} = 0.86mA$$

Atât timp cât există curent de bază, există și curent de colector. Dacă se presupune că tranzistorul funcționează în regiunea activ normală, se poate rezolva circuitul pentru aflarea curentului de colector:

$$I_C = \beta I_B = 20 \cdot 0.86 = 17.2mA$$

De asemenea, rezolvarea circuitului înseamnă aflarea tensiunii de ieșire și a căderii de tensiune pe rezistorul R_C .

$$V_0 = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 17.2mA \cdot 0.5k\Omega = 1.4V$$

Atât timp cât $V_{CE} > V_{CEsat}$ (0,2V), acest rezultat arată că tranzistorul funcționează în regiunea activ normală.

Ex. 3. $V_{in} = 10V$

Pentru o tensiune de intrare de 10V curentul de bază devine:

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_B} = \frac{10 - 0.7}{5k} = 1.86mA$$

$$I_C = \beta I_B = 37.2mA$$

Tensiunea de ieșire devine:

$$V_0 = V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 37.2mA \cdot 0.5k\Omega = -8.6V$$

În realitate un astfel de rezultat nu este posibil, neexistând sursă de tensiune negativă. Aceasta înseamnă că tranzistorul este proiectat ca o sursă de curent comandată în curent, dar nu este generator de curent.

Se observă că pe caracteristicile de colector, tensiunea de colector nu poate deveni negativă pentru un curent de colector pozitiv. Singura concluzie posibilă este că tranzistorul este saturat și prelungirea regiunii active nu este valabilă.

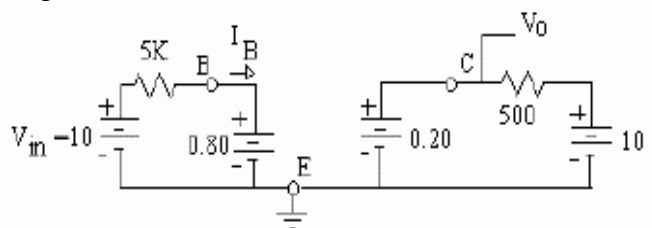


Fig. 3.26. Circuitul tranzistorului pentru $V_{in} = 10V$.

În regim de saturație modificarea este în circuitul de bază, $V_{BE} = 0,8V$. Această modificare influențează valoarea curentului de bază.

$$I_B = \frac{10 - 0.8}{5k} = 1.84mA \Rightarrow I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{10 - 0.2}{0.5k} = 19.6mA$$

Tensiunea de ieșire este V_{CEsat} . Rămâne de verificat dacă modelul considerat este sau nu apropiat de realitate. Verificarea se realizează prin demonstrarea relației:

$$I_{Csat} < \beta I_B$$

Cât timp $\beta I_B = 36.8mA > 19.6mA$, este valabil modelul tranzistorului în saturație.

Rezumat

Este bine de lămurit criteriul după care se alege modul de funcționare al tranzistorului.

Regiunea de tăiere:

$$V_{BE} < V_{BE\gamma} \text{ și } V_{BC} < V_{BC\gamma}$$

Dacă apare această condiție atunci curenții de bază și colector sunt zero. Se ignoră curentul de menținere. Se consideră posibilitatea utilizării tranzistorului cu colectorul și emitorul polarizate invers. Se presupune că tensiunea de colector este mai mare decât tensiunea bazei.

Regiunea activă

$$I_B > 0, V_{BE} = 0,70V, I_C = \beta I_B, V_{CE} > 0,2V$$

Regiunea de saturație

$$I_B > 0, V_{BE} = 0,70V, I_C < \beta I_B, V_{CE} = 0,2V$$

Valoarea $V_{BE\gamma}$ se alege astfel încât să existe o posibilitate de orientare asupra tranziției între regiunea de tăiere și regiunea activă. Pentru circuitele logice această valoare se alege de aproximativ 0,5V. Pentru o valoare mai mică tranzistorul funcționează în regiunea de tăiere. La saturație,

$V_{BE} = 0,80V$. La sistemele logice orice valoare între cele două menționate mai sus duc tranzistorul într-o stare de nedeterminare, care însă nu cauzează probleme.

Funcționarea tranzistorului ca inversor

Pentru prezentarea modului în care funcționează în mod real tranzistorul, se consideră cazul unui inversor la intrarea căruia se aplică tensiune sinusoidală. În acest caz tranzistorul va trece prin toate cele trei stări prezentate anterior. Se presupune că:

$$V_{BE\gamma} = 0.75 = V_{BEact} = V_{BEsat}$$

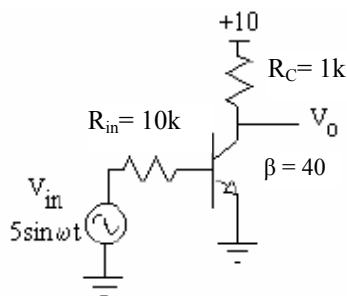


Fig. 3.27. Tranzistorul funcționând ca amplificator inversor.

Studiul începe cu determinarea regiunii de utilizare a tranzistorului. Prima regiune de funcționare care trebuie determinată este *regiunea de tăiere*. Acest mod de funcționare se realizează pentru tensiune de intrare sub $V_{BE\gamma}$. În cazul schemei din figura 3.27 acest lucru se întâmplă când tensiunea de intrare parcurge alternanța negativă, spre $-5V$. În tot acest timp tranzistorul se poate înlocui cu modelul din figura 3.28.

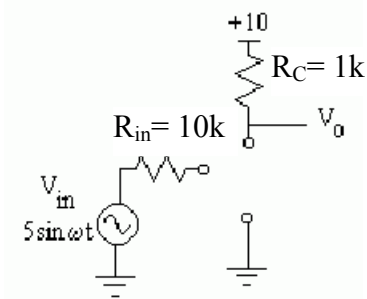


Fig. 3.28. Modelul tranzistorului în regiunea de tăiere.

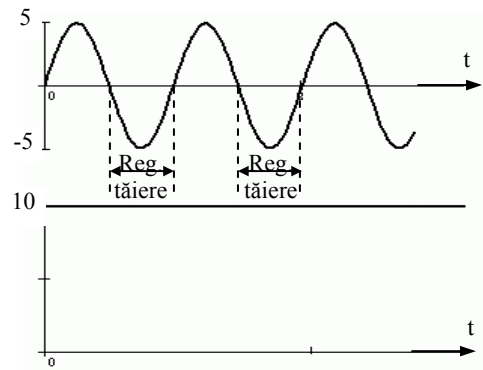


Fig. 3.29. Tensiunea de ieșire pentru funcționarea tranzistorului în regiunea de tăiere.

Funcționarea în acest regim înseamnă: curentul de colector este zero, curentul prin rezistorul R_C este zero, căderea de tensiune pe R_C este zero, ceea ce înseamnă că tensiunea de ieșire este 10V.

Dacă tensiunea de alimentare este pe alternanța pozitivă și depășește 0,75V, tranzistorul va intra în funcționare în regiunea activă.

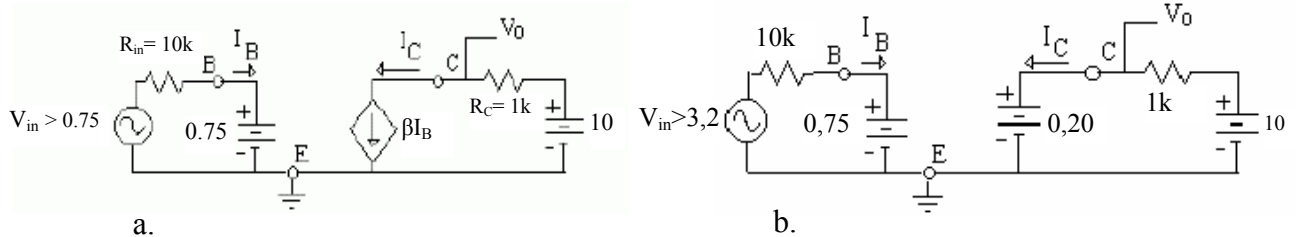


Fig. 3.30. a. Funcționarea tranzistorului ca inversor în regiunea activă;
b. Modelul tranzistorului la saturație.

Analiza circuitului se realizează pe baza figurii 3.30.a, obținându-se următoarele:

Curentul de bază:

$$I_B = \frac{V_{in} - V_{BE}}{R_B} = \frac{5 \sin \omega t - 0.75}{10k}$$

Ecuția este valabilă dacă se îndeplinește condiția: $V_{in} > V_{BE}$.

Tensiunea de ieșire este tensiunea de alimentare minus căderea de tensiune pe rezistorul din colector.

$$V_0 = V_{CC} - I_C R_C = 10 - 40 \cdot 1k\Omega \cdot \frac{5 \sin \omega t - 0.75}{10k}$$

În același timp curentul $I_C = \beta I_B = 40 I_B$.

Din nou există condiții de valabilitate:

- Tensiunea $V_{in} > 0,75V$
- Circuitul să nu fie saturat, $V_0 = V_{CE} > 0,2V$.

Tensiunea de ieșire este sinusoidală numai pentru o parte din ciclu. Se observă că dacă tensiunea de intrare este 0,75V tensiunea de ieșire este 10V, ceea ce corespunde regiunii de tăiere.

Tranzistorul va funcționa în regiunea de saturație dacă tensiunea colector-emitor atinge valoarea de 0,2V. Pentru a afla ce tensiune de intrare poate duce tranzistorul în regiunea de saturație considerăm modelul dispozitivului la saturație.

Pentru circuitul în saturație se determină:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{CEsat}}{R_C} = \frac{10 - 0.2}{1k} = 9.8mA$$

Tensiunea de intrare minimă necesară pentru un astfel de curent de bază este:

$$V_{min} = V_{BEsat} + I_{Bsat} \cdot R_B = 3.2V$$

Tranzistorul este în saturație pe perioada de ciclu când $V_{in} > 3.2V$.

În figura 3.31 se prezintă întregul ciclu parcurs de tranzistor. Se observă că regiunea activă este prezentă un timp relativ scurt, pe parcursul căruia tensiunea de ieșire are formă sinusoidală.

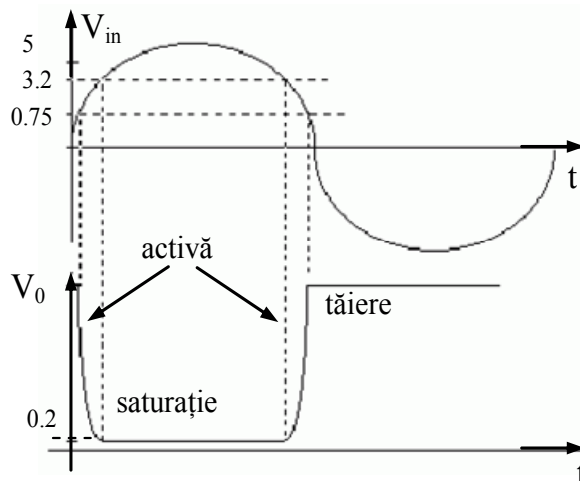


Fig. 3.29. Ciclu parcurs la funcționarea ca inversor a tranzistorului

3.4. TIPURI DE POLARIZARE A TRANZISTOARELOR

Una din problemele de bază ale funcționării tranzistorului în cadrul circuitelor electrice este stabilirea și menținerea valorilor corecte pentru tensiune și curent în circuit, aceasta fiind în strânsă legătură cu selectarea corectă a metodei de polarizare în funcție de condițiile de ambient și temperatură (acestea pot produce modificări ale funcționării tranzistorului sau eventuale schimbări nedorite în forma semnalului) și determinarea punctului static de funcționare.

Rezultă necesitatea aflării curentului de colector al tranzistorului I_C și a tensiunii U_{CE} dintre colector și emitor (respectiv U_{EC} pentru *pnp*) în regim activ normal (RAN) atunci când se cunosc parametrii β_0 și U_{BE} (respectiv U_{EB} pentru *pnp*). Coordonatele punctului static de funcționare sunt mărimile I_C și U_{CE} și se găsesc pe caracteristica statică de ieșire a tranzistorului în conexiune EC, $i_C = i_C(u_{CE})$ pentru $I_B = \text{constant}$.

În acest capitol se prezintă câteva dintre metodele de polarizare.

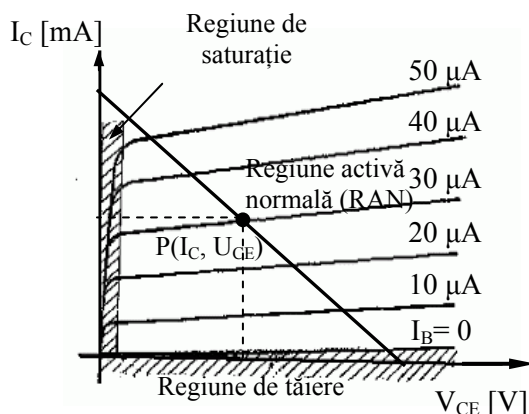


Fig. 3.32. Caracteristicile de ieșire $I_C = I_C(V_{CE})$ cu $I_B = \text{ct}$.

3.4.1. Polarizarea în curent a bazei – polarizare fixă

Prima metodă de polarizare, polarizarea în curent a bazei, este prezentată în figura 3.13. După cum s-a văzut, această metodă constă în conectarea unui rezistor R_b între tensiunea de alimentare a colectorului și bază. Din nefericire această metodă are dezavantajul instabilității termice. Dacă temperatura tranzistorului crește din orice motiv, curentul de colector va crește. Această creștere va afecta punctul de funcționare în c.c. (deplasându-l din poziția stabilită). Această reacție a temperaturii este nedorită, afectând amplificarea și producând distorsiuni.

3.4.2. Autopolarizarea

O metodă mai corectă de polarizare a tranzistorului se obține prin introducerea unei rezistențe R_b între bază și colector ca în figura 3.33. Prin această metodă, de legare a colectorului la bază, tensiunea de reacție necesară polarizării directe se obține de la colector spre bază. Acum, dacă temperatura crește producând o creștere a curentului de colector, tensiunea V_C va scădea, ca rezultat a căderii de tensiune pe rezistorul R_s . Saltul de tensiune V_C se va resimți în bază prin scăderea curentului de bază. Scăderea se va opune efectului inițial de creștere a curentului de colector, stabilizând funcționarea. Fenomene asemănătoare se produc și la scăderea temperaturii.

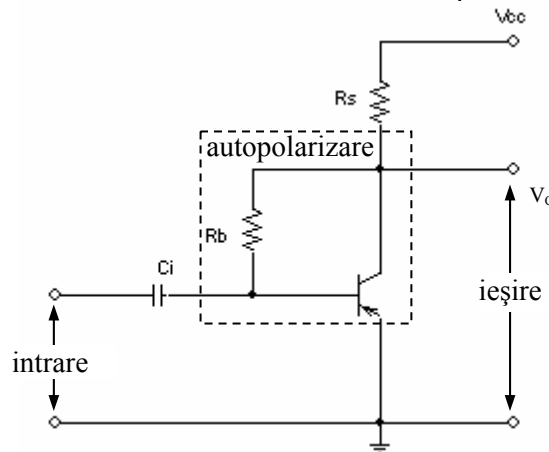


Fig. 3.33. Autopolarizarea tranzistorului bipolar

Această metodă are în schimb două dezavantaje:

- 1) este eficientă parțial, fiind folosită numai în cazul unor modificări moderate (așteptate) ale temperaturii ambiante;
- 2) se reduce amplificarea pe perioada cât semnalul din colector afectează tensiunea din bază.

Acest efect este urmare a faptului că semnalele pe colector și bază sunt în opoziție de fază și parte din semnalul din colector care afectează semnalul din bază anulează o parte din semnalul de intrare. Procesul se numește *reacție negativă*. Sunt cazuri în care se dorește acest proces, pentru prevenirea distorsiunilor în amplitudine.

3.4.3. Polarizarea combinată

Pentru îmbunătățirea stabilității și eliminarea dezavantajelor celor două metode prezentate anterior se utilizează o metodă de polarizare care combină cele două metode.

Aceasta constă în polarizarea cu divizor de tensiune în bază, ca în figura 3.34. Polarizarea în curent este reprezentată de $R_1 - R_2$ și tensiunea V_{CC} . Fluxul de c.c. prin divizorul de tensiune polarizează direct baza în raport cu potențialul emitorului. Rezistorul R_e , care se conectează în serie cu emitorul, asigură autopolarizarea emitorului.

Dacă I_E crește, căderea de tensiune pe R_e crește, reducând U_C . Acest efect de creștere a I_e respectiv a tensiunii pe R_e este o altă formă a degenerării, care constă într-un semnal de ieșire

mai mic. Pentru a obține o stabilitate termică în același timp cu realizarea unei degenerări mici, se utilizează un condensator de decuplare C_e în paralel cu R_e . Dacă C_e este suficient de mare, variația rapidă a semnalului nu va afecta sarcina și nu vor apărea degenerări ale semnalului.

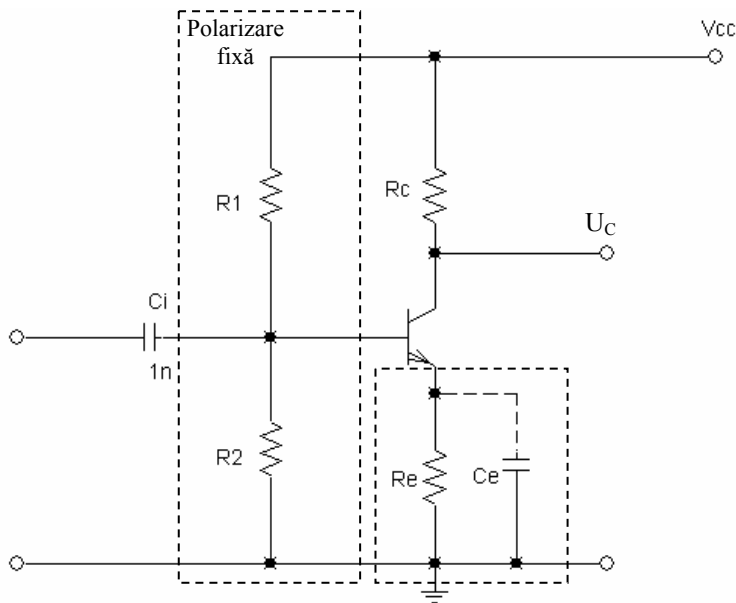


Fig. 3.34. Schema de polarizare a tranzistorului cu divizor de tensiune.

R_1 și R_2 tind să mențină potențialul bazei constant în timp ce potențialul emitorului variază. Acest tip de polarizare oferă o bună stabilitate termică odată cu menținerea punctului static de funcționare a tranzistorului la valoarea dorită.

3.5. CARACTERISTICILE STATICE ALE TRANZISTORULUI BIPOLAR

Pentru calcule practice ale circuitelor cu tranzistoare se utilizează *caracteristicile statice* ridicate experimental. Există trei tipuri de caracteristici pentru tranzistorul bipolar:

1. *caracteristicile de intrare* descriu dependența a două mărimi de intrare, parametru fiind o mărime de ieșire;
2. *caracteristicile de transfer* descriu dependența dintre o mărime de ieșire și una de intrare, ca parametru putând fi, în principiu, oricare altă mărime;
3. *caracteristicile de ieșire* descriu dependența dintre două mărimi de ieșire, având ca parametru o mărime de intrare.

Întrucât caracteristicile statice depind de tipul schemei de conectare, în cele ce urmează le prezentăm pe cele corespunzătoare conexiunii *emitor-comun*.

Caracteristicile statice ale tranzistoarelor bipolare în conexiune emitor comun

Vom considera cazul unui tranzistor bipolar *pnp* de mică putere. În schema *emitor-comun*, tensiunile au ca nivel de referință potențialul *emitorului*. Ca mărimi de intrare avem: $V_{BE} = -V_{EB}$ și I_B , iar ca mărimi de ieșire pe V_{CE} și I_C .

O relație între curenți este:

$$I_C = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N \alpha_I} I_B - \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} \left(\exp\left(\frac{eV_{CB}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (3.16)$$

Coefficientul de amplificare bază-colector

$$\beta_N = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N} \quad (3.17)$$

are valori mult mai mari ca unitatea, fiind cuprins între 20 și 1000.

Pentru un tranzistor *pnp*, pot fi scrise următoarele relații

$$I_C = \beta_N I_B - (\beta_N + 1) I_{CB0} \left(\exp\left(\frac{eV_{CB}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (3.18)$$

$$-I_E = \beta_I I_B - (\beta_I + 1) I_{EB0} \left(\exp\left(\frac{eV_{EB}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (3.19)$$

Expresia curentului de bază în funcție de tensiunile aplicate joncțiunilor rezultă ca fiind:

$$I_B = \frac{(\beta_N + 1) I_{EB0}}{1 + \beta_N + \beta_I} \left(\exp\left(\frac{eV_{EB}}{kT}\right) - 1 \right) + \frac{(\beta_N + 1) I_{CB0}}{1 + \beta_N + \beta_I} \left(\exp\left(\frac{eV_{CB}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (3.20)$$

Caracteristici de intrare

Expresia acestei caracteristici este $I_B = I_B(V_{BE})$ cu $V_{CE} = \text{ct.}$ În figura 3.35 sunt reprezentate caracteristicile de intrare tipice pentru un tranzistor bipolar cu Si. În conexiunea EC normală, curentul de bază este dat de relația:

$$I_B = I_E - I_C = I_E(1 - \alpha_N) - I_{CB0} = \frac{I_E}{1 - \beta_N} - I_{CB0} \quad (3.21)$$

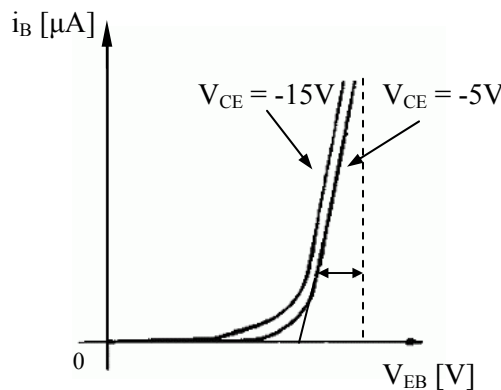


Fig. 3.35. Caracteristica statică de intrare

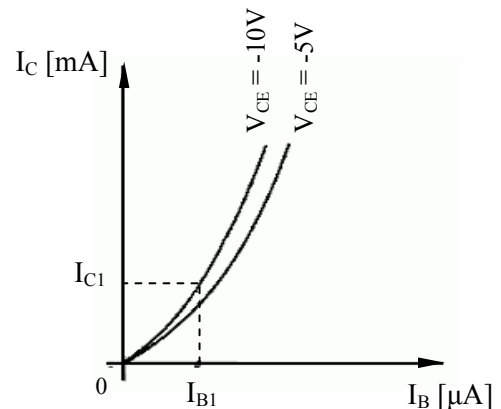


Fig. 3.36. Caracteristica de transfer în curent

Pentru valori mici ale tensiunii de polarizare directă a joncțiunii emitorului, caracteristica de intrare apare în cadranul IV, întrucât în circuitul bazei predomină curentul rezidual I_{CB0} . La tranzistoarele din siliciu, curentul rezidual I_{CB0} este foarte mic, astfel încât caracteristica de intrare se poate considera că trece prin origine. Pentru diferite valori ale parametrului $U_{CE} = \text{ct} < 0$, la tranzistorul *pn*p, caracteristicile rezultă distincte dar foarte apropiate.

Caracteristici de transfer în curent

Expresia caracteristicii este $I_C = I_C(I_B)$ pentru $V_{CE} = \text{ct.}$

În regiunea valorilor medii ale curenților dependența experimentală $I_C = I_C(I_B)$ este cvasiliniară, astfel încât în zona acestor curenți (figura 3.36):

$$\beta = \frac{I_{C1}}{I_{B1}} \quad (3.22)$$

poate fi considerat constant.

Caracteristici de ieșire

În figura 3.37 sunt prezentate mărimile caracteristice unui tranzistor *npn*, iar caracteristicile de ieșire de forma $I_C = I_C(V_{CE})$ cu $V_{BE} = ct$ sunt reprezentate în figura 3.38.

În figura 3.39 este reprezentată familia caracteristicilor experimentale de ieșire, $I_C = I_C(V_{CE})$ cu $I_B = ct$ pentru un tranzistor *npn*

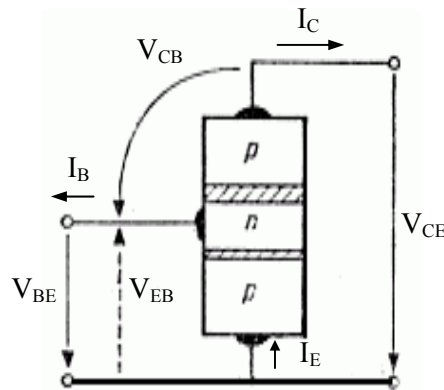


Fig. 3.37. Tensiuni și curenți în conexiune EC

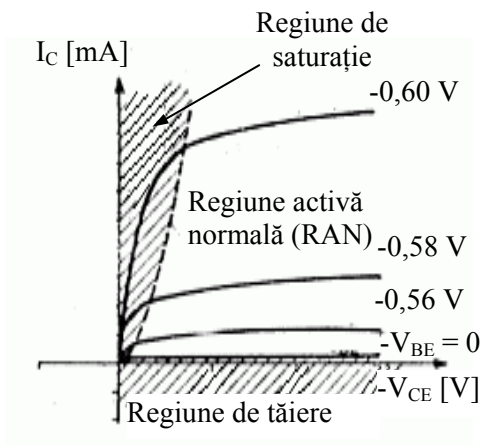


Fig. 3.38. Caracteristicile de ieșire $I_C = I_C(V_{CE})$ cu $V_{BE} = ct$.

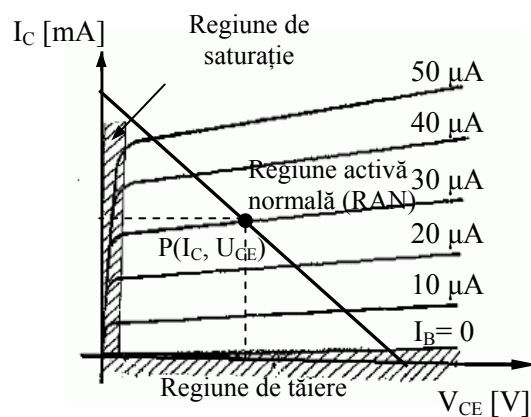


Fig. 3.39. Caracteristicile de ieșire $I_C = I_C(V_{CE})$ cu $I_B = ct$.

Caracteristica $I_B = 0$ (figura 3.39) nu este, de fapt, limita regiunii de tăiere. Pentru a bloca tranzistorul este necesară blocarea joncțiunii emitorului. În acest caz I_C devine egal cu I_{CE0} . Funcționarea tranzistorului bipolar în regim de saturatie este întâlnită frecvent în circuitele digitale, deoarece în această regiune se asigură o tensiune de ieșire bine specificată care reprezintă o stare logică. În circuitele analogice se evită în mod uzual regiunea de saturatie, deoarece factorul de amplificare al tranzistorului bipolar este foarte mic.

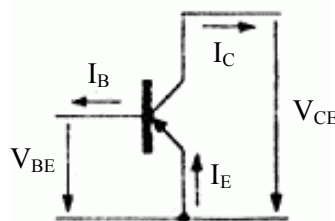


Fig. 3.40. Tensiuni și curenți la tranzistorul *pnp* în conexiune EC.

Joncțiunea emitorului este polarizată direct dacă $U_{BE} = -U_{EB} < 0$. Joncțiunea colectorului este polarizată invers dacă colectorul este situat la un potențial mai negativ decât baza, potențiale considerate în raport cu emitorul (figura 3.40). Acest mod de polarizare corespunde regiunii active normale.

$$I_C = \alpha_N I_{ES} \left(\exp\left(\frac{eV_{EB}}{kT}\right) - 1 \right) - I_{CS} \left(\exp\left(\frac{eV_{CB}}{kT}\right) - 1 \right) \quad (3.23)$$

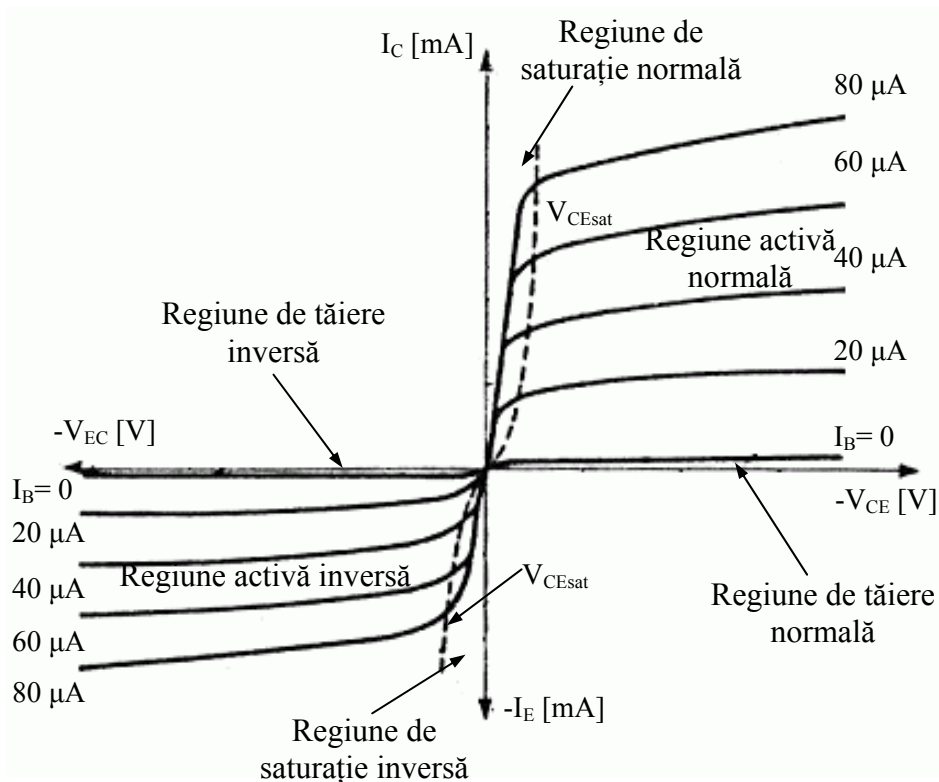


Fig. 3.41. Caracteristicile de ieșire la tranzistorul *pnp*.

Curentul de intrare I_B are același sens atât în conexiune normală, cât și în conexiune inversă. Deoarece acest curent are valori mici, curenții de colector și emitor rezultă apropiați ca valoare, adică $I_E \approx I_C$, respectiv $-I_E \approx -I_C$. Tensiunile de ieșire în cele două conexiuni sunt legate prin relația $V_{CE} = -V_{EC}$, astfel că ele reprezintă cele două semiaxe ale tensiunii. Cu aceste precizări, dacă se reprezintă caracteristicile de ieșire în conexiune EC normală în cadranul I (fig. 3.41), caracteristicile de ieșire în conexiune EC inversă este justificat să se reprezinte în cadranul III. Caracteristicile de ieșire sunt trasate pentru aceleași valori ale parametrului I_B , astfel că se poate face o comparație directă între cele două regimuri de funcționare.

În regim normal, pentru tensiuni negative V_{CE} , care determină $|V_{CE}| \geq (3 \div 4) \frac{kT}{e}$, se poate neglija termenul exponențial din relația (3.18), astfel încât:

$$I_C = \beta_N I_B + I_{CE0} \quad (3.24)$$

unde

$$I_{CE0} = (\beta_N + 1) I_{CB0} \quad (3.25)$$

pentru $I_B = 0$, prin circuitul de ieșire circulând curentul rezidual de colector cu baza în gol, I_{CB0} ; acest curent are o valoare de $(\beta_N + 1)$ ori mai mare decât curentul rezidual I_{CB0} din

cazul conexiunii BC cu emitor în gol. Curentul I_{CE0} are valori mai importante la tranzistoarele cu germaniu și nu poate fi neglijat la calculul circuitelor echipate cu asemenea tranzistoare.

Frontiera dintre regiunea activă normală și regiunea de tăiere normală este determinată din condiția $V_{EB} = 0$. Pentru tensiuni de polarizare inversă $|V_{CE}| \geq (3 \div 4) \frac{kT}{e}$ rezultând

$$I_C = I_{CS} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_N \alpha_I} = \frac{(\beta_N + 1)(\beta_I + 1)}{1 + \beta_N + \beta_I} (\beta_N + 1) I_{CB0} \quad (3.26)$$

Caracteristica pentru $I_B = 0$ este situată în regiunea activă normală a curenților mici, deci foarte aproape de frontiera cu regiunea de tăiere normală. În calculele practice, se poate considera ca frontieră între regiunea activă normală și regiunea de tăiere normală chiar caracteristica pentru $I_B = 0$.

Creșterea curentului I_C cu tensiunea U_{CE} pe caracteristicile de $I_B = ct$ este mult mai pronunțată față de creșterea curentului I_C cu tensiunea U_{CB} pe caracteristicile de $I_E = ct$. Aceasta este determinată de variația diferită a coeficienților $\beta_N(U_{CE})$ și $\alpha_N(U_{CB})$.

Pentru conexiunea EC sunt valabile relațiile:

$$I_E = I_C + I_B. \quad (3.27)$$

Conform $I_C = \alpha_F I_E + I_{CB0}$

$$I_E = \frac{I_C - I_{CB0}}{\alpha_F} \quad (3.28)$$

Introducând (3.28) în (3.27), rezultă:

$$\frac{I_C - I_{CB0}}{\alpha_F} = I_C + I_B \quad (3.29)$$

$$I_C - I_{CB0} = \alpha_F I_C + \alpha_F I_B$$

$$I_C(1 - \alpha_F) = \alpha_F I_B + I_{CB0} \quad (3.30)$$

$$I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B + \frac{1}{1 - \alpha_F} I_{CB0} \quad (3.31)$$

$$\text{Notând cu } \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (3.32)$$

factorul de amplificare în curent în conexiunea emitor comun (EC), și cu

$$I_{CE0} = \frac{1}{1 - \alpha_F} \quad (3.33)$$

curentul rezidual de colector în conexiunea emitor comun (EC) (măsurat cu baza în gol), se obține relația:

$$I_C = \beta_F I_B + I_{CE0}. \quad (3.34)$$

Noul factor de amplificare în curent poate fi mult mai mare decât 1 (zeci, sute). De asemenea $I_{CE0} \gg I_{CB0}$

Pentru un tranzistor *npn*, reunirea celor 3 tipuri de caracteristici este prezentată în figura 3.42.

Acestea se reprezintă astfel:

Cadrantul I conține familia *caracteristicilor de ieșire*, care reprezintă dependența: $i_C = i_C(v_{CE})$ pentru $I_B = \text{constant}$

Cadrantul II conține familia *caracteristicilor de transfer în curent*, care reprezintă dependența $i_C = i_C(i_B)$ pentru $V_{CE} = \text{constant}$

Cadrantul III conține familia *caracteristicilor de intrare*, care reprezintă dependența $i_B = i_B(v_{BE})$ pentru $V_{CE} = \text{constant}$

Cadrantul IV conține familia *caracteristicilor de transfer în tensiune*, care reprezintă dependența $v_{BE} = v_{BE}(v_{CE})$ pentru $I_B = \text{constant}$.

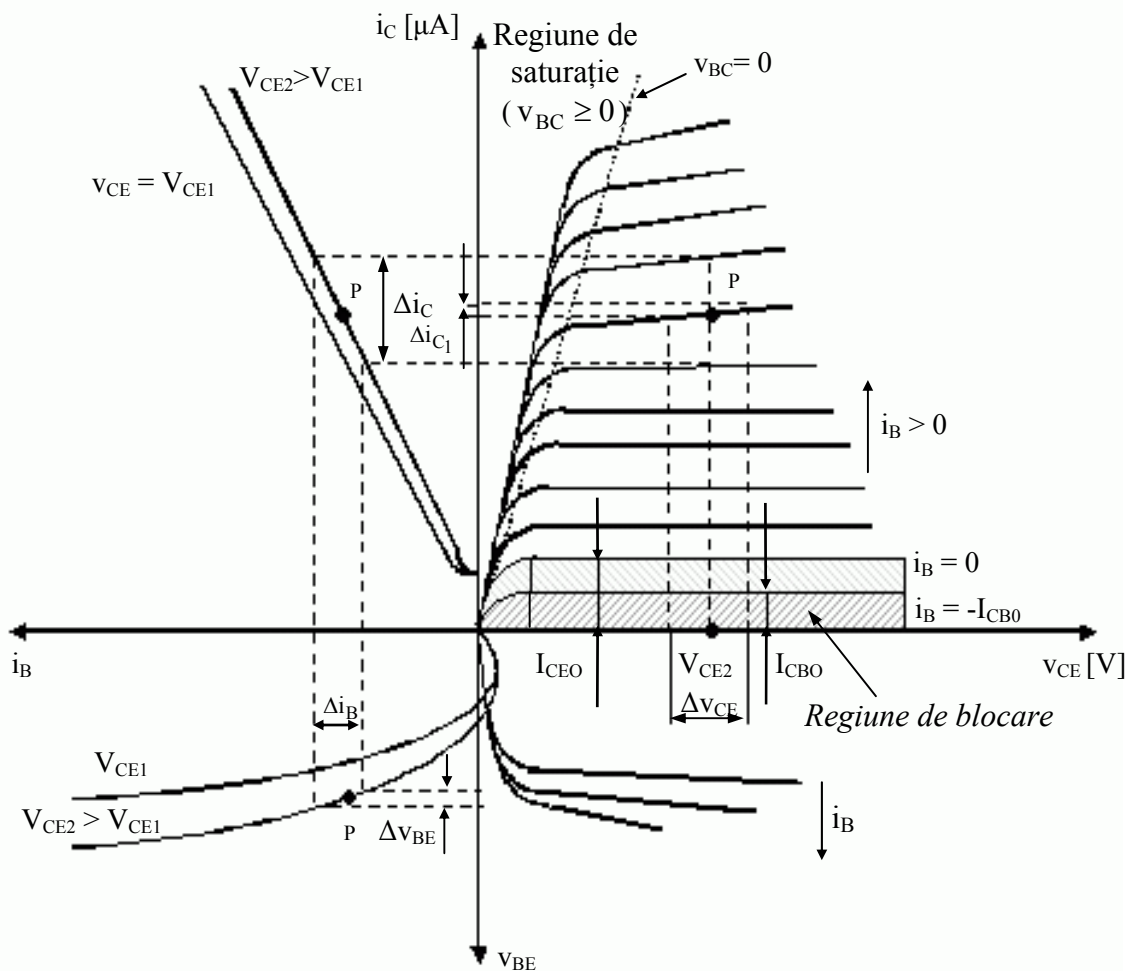


Fig. 3.42. Caracteristicile tranzistorului *npn*.

3.6. CLASE DE FUNCȚIONARE ALE AMPLIFICATOARELOR CU TRANZISTOARE

În continuare se prezintă clasele de funcționare ale amplificatoarelor cu tranzistoare.

Una din întrebările care se pun este cea care face referire la tipul componentelor din structura amplificatoarelor. Există audiofili care susțin utilizarea tuburilor electronice în defavoarea dispozitivelor semiconductoare, pe motive de fidelitate a redării sunetelor.

Se pot aduce argumente pro și contra pentru ambele tipuri de componente. Tuburile de slabă calitate sunt lente și au adesea zgomot de fond spre deosebire de cele de bună calitate care sună spectacular. Aceleași observații se pot face și pentru dispozitivele semiconductoare. De asemenea, există cazuri chiar de amplificatoare cu dispozitive semiconductoare care au o întârziere mare în redarea sunetului.

Ce sunt amplificatoarele? Sunt circuite care amplifică semnalul de la intrarea sa. Există o varietate mare de scheme de amplificator. Cele mai cunoscute sunt clasele A, AB și C. Există clase speciale cum ar fi clasa G (Hitachi), clasa H (Soundcraftsman), clasa D (numită și amplificator digital) și clasa T.

În cele prezentate anterior, s-a presupus că pentru orice punct de pe sinusoida semnalului de intrare există un semnal de ieșire. În cazul utilizării tranzistorului ca *amplificator*, se dorește ca acesta să conducă pentru anumite zone ale sinusoidii de intrare. Clasele de funcționare ale amplificatoarelor sunt determinate de porțiunile din sinusoida de intrare pentru care există semnal la ieșire.

Clasa A

Clasa A utilizează unul sau mai multe tranzistoare care conduc pe ambele alternanțe ale semnalului. Un amplificator lucrează în clasă A când alimentarea acestuia se face astfel încât variația polarității semnalului de intrare să nu producă blocarea sau saturarea tranzistorului. S-au introdus noțiunile de:

- Blocare: la tranzistorul *pnp*, dacă baza devine pozitivă (se respectă polarizarea joncțiunii emitorului) golurile sunt respinse spre joncțiunea pn astfel că nu există curent în circuitul colectorului.
- Saturarea: intervine în momentul în care negativarea bazei este atât de puternică încât modificările semnalului de intrare nu modifică fluxul curentului de colector.

Prin polarizarea tranzistorului în acest mod se obține un punct de funcționare pe caracteristica statică în c.c. (PSF) cuprins între regiunea de blocare și cea de saturație. În acest fel pentru o variație completă (de 360°) a semnalului de intrare se obține la ieșire un semnal care este replica semnalului de intrare.

Un exemplu de amplificator în clasă A este cel din figura 3.43. Un astfel de montaj este utilizat ca amplificator de frecvență audio și radio, la sistemele radar și audio.

Deși cu distorsiuni reduse, acest tip de amplificator este inefficient și generează relativ multă căldură. În același timp se observă că indiferent dacă utilizezi frecvența FM sau vizionezi un film amplificatorul va consuma putere proporțional cu cât modifici potențiometrul de volum.

Clasa B

În sensul creșterii al eficienței, următoarea clasă de amplificatoare este clasa B. Pentru montajele în această clasă se utilizează două tranzistoare care conduc alternativ, unul pe alternanța pozitivă iar celălalt pe alternanța negativă. Cam 99% din amplificatoarele care se utilizează sunt în clasă B, cu performanțe bune din punct de vedere al distorsiunilor.

Polarizarea tranzistorului se face astfel încât curentul de colector este zero pentru o alternanță completă a semnalului de intrare. Punctul de funcționare este astfel ales încât curentul de bază este zero când nu există semnal de intrare.

Specific funcționării în clasă B este faptul că fiecare tranzistor lucrează pe jumătate de ciclu. În urma funcționării în acest mod apare o distorsiune între momentul blocării unui tranzistor și a intrării în conducție a celuilalt.

Amplificatoarele care funcționează în clasă B sunt utilizate cu precădere ca amplificatoare audio de putere mare.

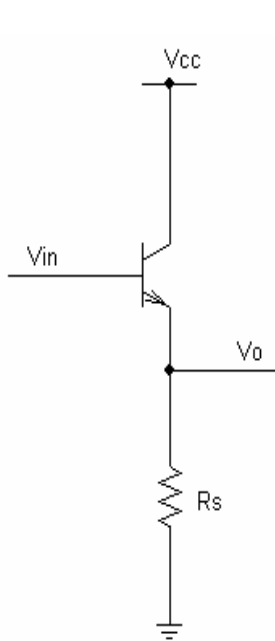


Fig. 3.43. Amplificator în clasă A

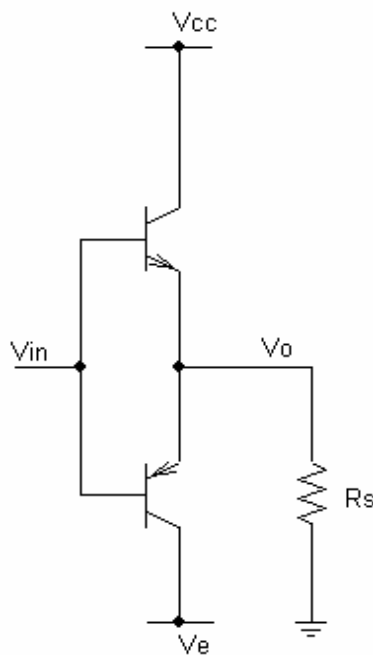


Fig. 3.44. Amplificator în clasă B

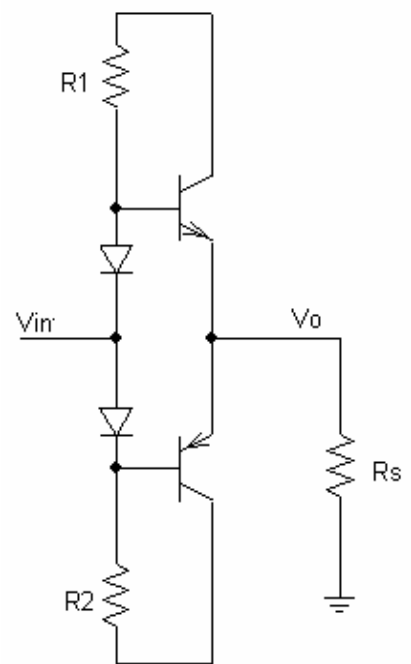


Fig. 3.45. Amplificator în clasă AB

Clasa AB

Clasa AB dorește să elimine această problemă. Astfel în clasă AB un tranzistor își începe conducția în timp ce celălalt tranzistor este încă în conducție. Deși se elimină distorsiunea clasei B apare o alta, prin suprapunerea pentru un timp a celor două semnale. Aceasta se traduce prin faptul că semnalul o ia înainte.

În cazul funcționării în clasă AB, curentul de colector este zero pentru (zona de blocare) pentru o porțiune a uneia din alternanțele semnalului de intrare. În acest caz tensiunea de polarizare directă are valoarea mai mică decât valoarea semnalului de intrare. Joncțiunea bază-emitor va fi polarizată invers pe perioada unei alternanțe, atât timp cât semnalul de intrare se opune și este mai mare decât valoarea tensiunii de polarizare directă. Rezultă că există circulație de curent de colector mai mult de 180° dar mai puțin de 360° . PSF-ul în acest caz este mai aproape de regiunea de blocare.

Printre amplificatoarele audio clasice existente cele din clasa A au o eficiență de 50% în timp ce amplificatoarele din clasele B, AB îmbunătățesc procentul până la 70-80%, restul pierzându-se prin disipare de căldură. A fost necesară o îmbunătățire a eficienței amplificatoarelor ajungându-se la clasa D, cea care a pus bazele funcționării în comutație a montajelor de amplificare, atingându-se teoretic pragul de eficiență de 100%.

Cele mai multe elemente de circuit pot fi clasificate ca fiind rezistive, capacitive, dispozitive magnetice (incluzând bobina și transformatorul) și dispozitive semiconductoare (pot opera liniar sau în comutație).

Un circuit funcționând liniar, are funcționarea în regim clasic în care frecvența nu este un parametru decisiv. La funcționarea în regim liniar ieșirea este dependentă de intrare printr-o relație liniară, cu distorsiuni minime ale semnalului de ieșire. Aceasta înseamnă că se evită funcționarea elementelor magnetice în regim liniar.

Pe de altă parte, tranzistorul funcționând în regiunea liniară a caracteristicii duce la pierderi mari de putere (prin disipație de căldură). Prin acesta se afectează randamentul circuitului.

Amplificatoarele clasice cum sunt cele în clasă A și AB operează în regim liniar.

La funcționarea în regim de comutație pierderile de putere sunt nesesizabile. Din acest motiv rezistoarele și elementele semiconductoare funcționând în regim liniar se utilizează mai puțin, luând amploare elementele funcționând în regim de comutație. Se reamintește că la funcționarea în comutație dispozitivele se pot găsi în două stări: ON (în regiunea de saturație)

sau OFF (în regiunea de tăiere). De asemenea, se știe că în regiunea de saturație nu există cădere de tensiune în semiconductor iar în regiunea de tăiere nu există flux de curent. Din acest motiv pierderile la funcționarea în comutație sunt date de pierderile la tranziția dintr-o regiune de funcționare în alta (dintr-un regim de funcționare în altul).

Deși amplificatoarele în clasă A sunt ineficiente, sunt mai ușor de proiectat și au o calitate bună a sunetului. Un amplificator în clasă A bine proiectat este aproape la fel de complex ca un amplificator în clasă B, dezavantajul fiind cel al costului, cel în clasă A fiind mai scump.

În figura 3.46 este prezentat comparativ semnalul de ieșire pentru diferitele clase de amplificatoare.

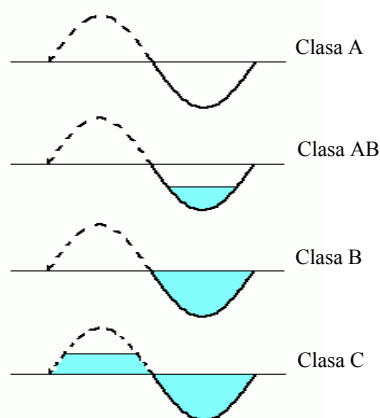


Fig. 3.46. Clasele de funcționare ale amplificatoarelor cu tranzistoare.
 zonă de conducție.

Clasa C

În acest caz, curent de colector există prin circuit pentru mai puțin de jumătate dintr-o alternanță a semnalului de intrare.

Funcționarea în clasă C se realizează prin polarizarea inversă a joncțiunii emitor-bază, care duce punctul de funcționare sub regiunea de blocare.

Amplificatoarele în clasă C sunt utilizate ca amplificatoare de radiofrecvență.

Clasa D de amplificatoare utilizează tranzistoarele care pot comuta ON sau OFF (asemănător tehnicii de modulație în durată). Avantajele acestui tip de amplificator sunt: eficiența mărită și cantitatea de cădură degajată redusă comparativ cu clasa AB. Dezavantajul constă în distorsiunile introduse în momentul comutării tranzistorului între cele două stări, acesta neputându-se afla în același timp în ambele stări. Aceste distorsiuni sunt neimportante în utilizările cele mai frecvente ale clasei D anume cele de amplificatoare pentru difuzoare de joasă frecvență.

Alte tipuri de clase sunt:

Clasa E este asemănătoare clasei C, o clasă de radiofrecvență, cu avantajul reducerii disipației de putere în tranzistor. Nu este aplicabilă la amplificatoarele de audiofrecvență.

Clasa G combină două etaje de clasă B într-unul singur. Scopul acestei clase este de a mări eficiența. Teoretic, etajul în clasă B de joasă putere preia întreaga sarcină, în timp ce etajul în clasă B de mare putere se află în stand-by intrând în funcție în momentul apariției proceselor tranzitorii, a existenței vârfurilor sau a nivelelor prea ridicate pentru ieșirile audio. Trecerea automată se realizează în urma proceselor de comutație prin intermediul diodelor de comutație.

Pentru că mărirea eficienței nu este la nivelul dorit, nu se poate justifica complexitatea schemei prin introducerea circuitelor adiționale de comutație.

Clasa H este o încercare de a mări eficiența amplificatoarelor în clasă B. Se obțin aceleași rezultate ca în cazul clasei G, cu deosebirea că funcția de comutație între cele două etaje de alimentare de la clasa G este realizată de dinamica arhitecturii clasei H. Aceasta înseamnă posibilitatea măririi valorii tensiunii de alimentare când este dorită o valoare mai mare de putere la ieșire. Structura clasei H compensează costurile suplimentare și complexitatea structurii celor două etaje a clasei G. Chiar și cu aceste îmbunătățiri eficiența se menține în limite modeste, astfel că nu se justifică efortul de a realiza un amplificator în clasă G.

Clasa S cuprinde un amplificator de joasă putere în clasă A care alimentează o sarcină dintr-un etaj de amplificare în clasă B. Aceasta înseamnă ca etajul în clasă B face ca sarcina să pară a avea impedanță mare care poate fi comandată mai ușor cu ajutorul unui amplificator în clasă A.

Clasa T sunt amplificatoarele în comutație cele mai perfecționate, proiectate de Tripath. Se utilizează procesarea semnalelor astfel încât să se elimine distorsiunile la comutație din clasa D. Avantajul oferit de eliminarea distorsiunilor nu duce la un sunet mai bun decât în clasă A sau AB ci obținerea unui preț mai bun pentru amplificatoare mai performante.

3.7. VERIFICAREA TRANZISTOARELOR

Tranzistorul se consideră, conform celor prezentate anterior, un dispozitiv fără probleme în funcționare și datorită capsulării și stratului protector, cu durată lungă de funcționare. Teoretic, un tranzistor poate fi folosit un timp infinit. Practic, dacă un tranzistor este supus unui supracurent, joncțiunile pot suferi avarii, sau chiar se pot distruge total. Aceleași urmări le poate avea și funcționarea tranzistorului la tensiuni peste cele admisibile sau în cazul apariției unui curent invers peste valorile admise. Alți factori de deteriorare îi constituie: temperatura, umiditatea sau radiațiile care dacă sunt peste o anumite valori duc la distrugerea tranzistorului.

Verificarea tranzistorului se poate face astfel:

- Cu ajutorul ohmmetrului;
- Prin înlocuirea tranzistorului suspectat a nu funcționa corect cu unul care se știe a fi în parametri. În acest caz trebuie să se verifice în prealabil circuitul în care se va introduce tranzistorul, pentru a elimina eventualele defecțiuni din circuit și a nu distruge noul tranzistor.

De asemenea, la utilizarea tranzistoarelor în circuit trebuie să se verifice montarea acestora prin identificarea corectă a terminalelor.

Cu ajutorul ohmmetrului se pot realiza două tipuri de verificări: a amplificării și a rezistenței joncțiunii. Verificarea joncțiunii tranzistoarelor furnizează informații cu privire la eventualele scurtcircuitări, întreruperi sau scurgerile de curent.

Metoda cea mai simplă de verificare a tranzistorului se realizează cu ajutorul unui ohmmetru și a unui circuit simplu de testare, care conține o serie de rezistori cuplați printr-un întrerupător. În principiu, curentul prin tranzistor, de la emitor la colector, înainte de polarizarea directă a joncțiunii emitor-bază este nul sau neglijabil.

În figura 3.47, cu întrerupătorul pe poziția deschis, baza nu este alimentată, iar joncțiunea emitor-bază nu este polarizată. În acest caz, ohmmetrul trebuie să indice o rezistență de valoare mare (ca în figură). Dacă se închide întrerupătorul, joncțiunea emitor-bază este polarizată direct de tensiunea prin divizorul de tensiune R_1 , R_2 . Curentul circulă prin circuitul emitor-colector, rezistența pe ohmmetru trebuind să aibă valoare mică.

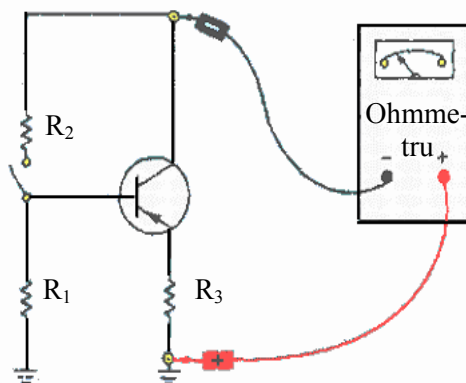


Fig.3.47. Verificarea amplificării tranzistorului cu ajutorul ohmmetrului

Pentru verificarea unui tranzistor de tip *nnp* (în figură tranzistorul este de tip *npn*) se inversează polaritățile bornelor (respectiv a terminalului ohmmetrului) la emitorul și colectorul tranzistorului și se aplică același algoritim ca cel anterior.

Ohmmetrul se poate utiliza pentru verificarea fluxului de curent, prin măsurarea rezistenței joncțiunilor bază-emitor, bază-colector și circuitului bază-emitor în polarizare directă și inversă. Pentru simplificarea măsurărilor, tranzistorul se consideră ca fiind format din două diode conectate în opoziție. Montate în acest mod, diodele vor avea: rezistență directă mică și rezistență inversă mare. Prin aceste măsurători se evită utilizarea rezistenței R_1 .

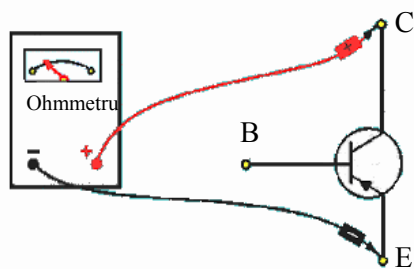


Fig. 3.48. Verificarea emitor-colector.

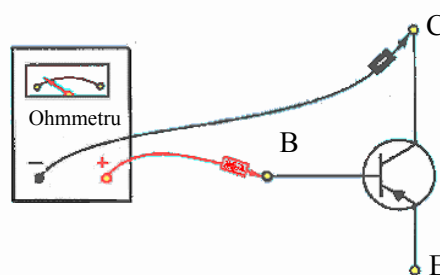


Fig. 3.49. Verificarea bază-colector

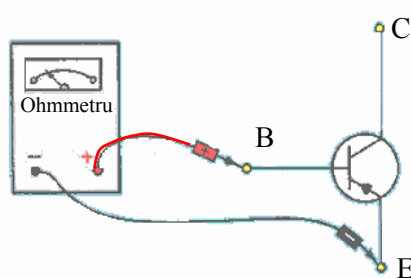


Fig. 3.50. Verificarea bază-emitor

4. TRANZISTOARE CU EFECT DE CÂMP

Prin apariția tranzistorului, proiectarea electronică a făcut un pas important în dezvoltarea sa. Totuși, tranzistorul bipolar are ca dezavantaj impedența de cuplare între două etaje de amplificare. Astfel, s-a căutat o soluție care să combine impedența mare de intrare cu unele avantaje ale tranzistorului bipolar. S-a realizat tranzistorul cu efect de câmp, TEC (FET-field effect transistor).

Comparativ cu tranzistorul bipolar care realizează reglarea conductivității prin variația unui curent între bază și emitor, la TEC se utilizează o tensiune pentru controlul câmpului electrostatic din interiorul tranzistorului.

Funcționarea tranzistoarelor cu efect de câmp are la bază variația conductanței unui strat de material semiconductor, numit canal, la acțiunea câmpului electric creat de tensiunea aplicată unui electrod de comandă numit grilă (G) sau poartă (cu rol asemănător bazei tranzistorului bipolar). Curentul prin TEC se datorează deplasării numai a purtătorilor majoritari, electroni sau goluri, în funcție de tipul canalului (de tip n, respectiv p).

Clasificare:

- TEC cu joncțiune (sau cu grilă joncțiune) – TECJ (JFET);
- TEC cu grilă izolată - TEC metal – oxid (izolator) – semiconductor; TECMOS (MOSFET) sau TECMIS (MISFET)

4.1. TEC CU JONCTIUNE

Structura și simbolurile tranzistorului sunt prezentate în figura 4.1.

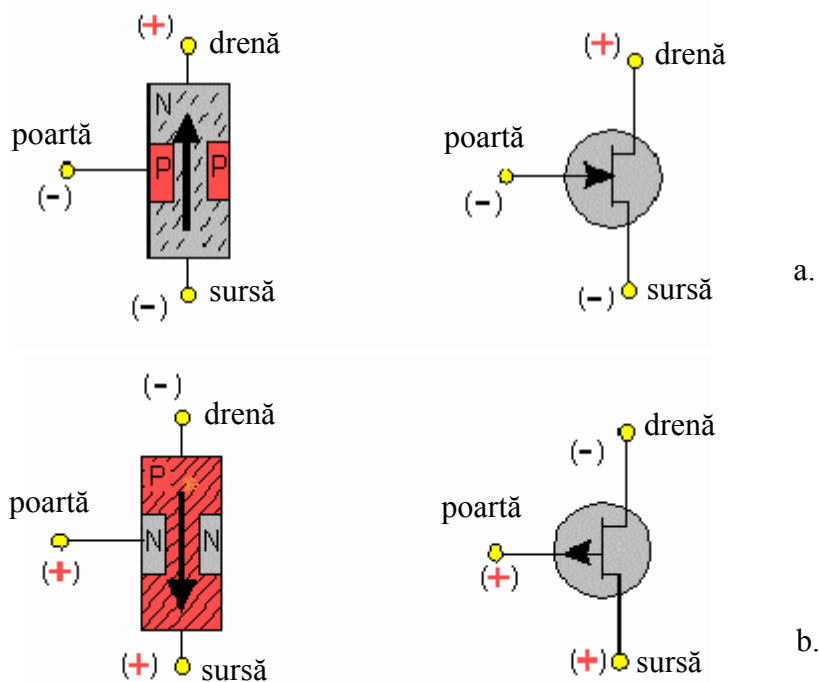


Fig. 4.1. Structura și simbolurile TEC:

- TECJ cu canal de tip n;
- TECJ cu canal de tip p;

Multe tranzistoare cu efect de câmp au o structură în care canalul este mărginit de regiunile de sarcină spațială a două joncțiuni, așa cum se poate vedea în figura 4.2, unde s-a ilustrat cazul unui tranzistor cu canal n (acesta este prezentat mai pe larg în cele ce urmează). Cele două regiuni de *tip p* sînt conectate între ele formând electrodul porții.

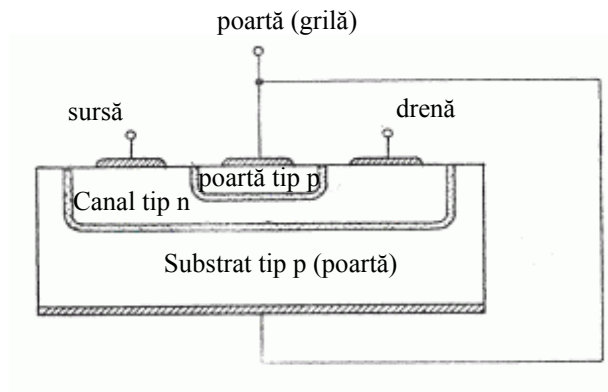


Fig. 4.2. Structura TECJ cu canal tip n.

Se consideră modelul din figura 4.3. Canalul este de cel puțin 10 ori mai lung decât larg, putând fi chiar de câteva sute de ori mai lung.

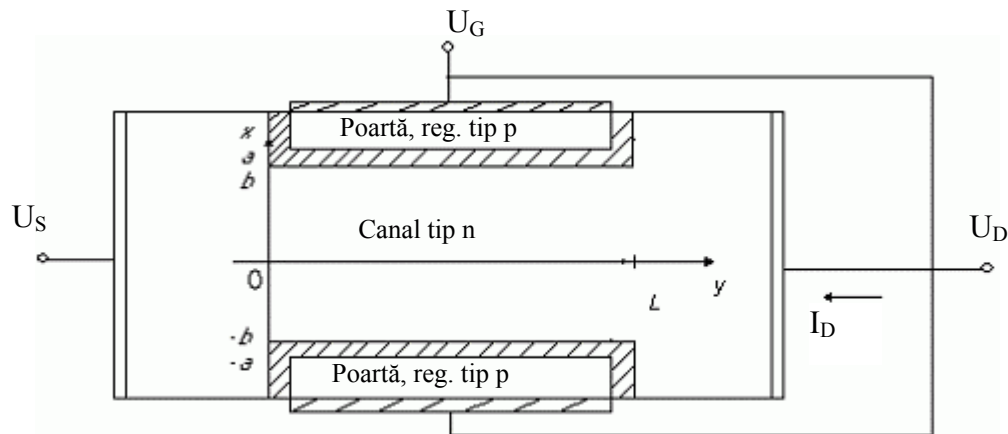


Fig. 4.3. Model fizic pentru un tranzistor cu efect de câmp cu poartă-joncțiune, cu canal n.

Se presupune canalul uniform dotat și având o lungime L . Distanța dintre regiunile de tip p ale porților, regiuni ce se presupun a fi mult mai puternic dopate în comparație cu canalul, este $2a$. Deoarece regiunile de sarcină spațială asociate celor două joncțiuni pătrund în canal, lărgimea sa este mai mică decât $2a$. Lărgimea canalului se va nota $2b$, figura 4.3 indicând dispozitivul la echilibru, când lărgimea canalului este uniformă.

Se consideră tranzistorul nepolarizat din figura 4.4.a, nepolarizat pe poartă. Dacă se aplică o tensiune (ex. 5V) pe drenă, va circula un curent în direcția indicată de săgeată (măsurat cu miliampermetru mA). Terminalul porții este legat la masă. În aceste condiții canalul va prezenta o rezistență de aproximativ 500Ω . Cu drenea alimentată, miliampermetrul va indica valoarea curentului de drenă (10 mA). În acest caz tranzistorul este caracterizat de valorile (U_{DD} , I_D).

Se consideră tranzistorul din figura 4.4.b, la care se polarizează invers poarta cu o tensiune de valoare mică. Aplicarea unei tensiuni pe poartă, U_{GS} (ex. 1V, cu polarizarea din figură), polarizează invers joncțiunea pn. Această polarizare crează o „regiune de golire” (de sarcină spațială) în jurul joncțiunii, care micșorează numărul purtătorilor de sarcină. De asemenea, un efect al polarizării inverse este reducerea secțiunii de trecere a „canalului” ($2b$). Reducerea secțiunii de trecere implică creșterea valorii rezistenței sursă-drenă și micșorarea valorii curentului.

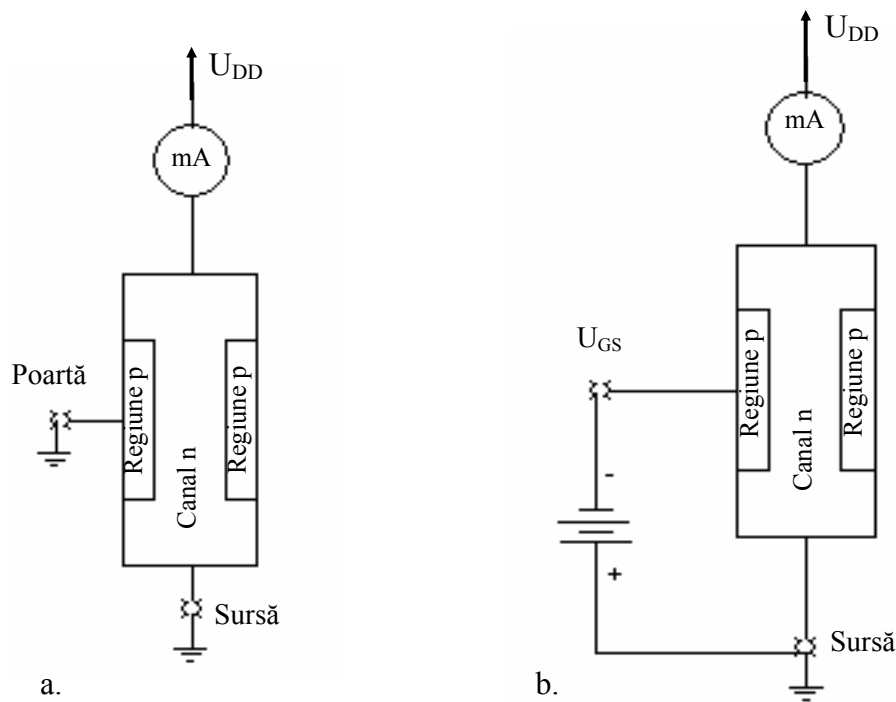


Fig. 4.4. Referitoare la funcționarea TECJ.

Prin mărirea substanțială a tensiunii negative aplicată grilei, regiunea de golire se mărește iar curentul de drenă devine zero. Tensiunea care anulează curentul de drenă se numește „tensiune de tăiere, (de prag = V_P)”. Plaja tensiunilor la care lucrează tranzistorul este:

$$V_P < V_{GS} < V\gamma$$

Limita superioară, $V\gamma$, este *tensiunea de deschidere a joncțiunii pn*. În mod obișnuit se asigură funcționarea la $V_{GS} < 0$.

4.1.1. Caracteristicile TECJ

TECJ are următoarele tipuri de caracteristici statice:

- caracteristici de ieșire $I_D = I_D(V_{DS})$ cu $V_{GS} = ct.$;
- caracteristici de transfer $I_D = I_D(V_{GS})$ cu $V_{DS} = ct.$

Analiza funcționării se face pentru TECJ cu canal n. Pentru aceasta se va utiliza modelul simetric idealizat din figura 4.5.

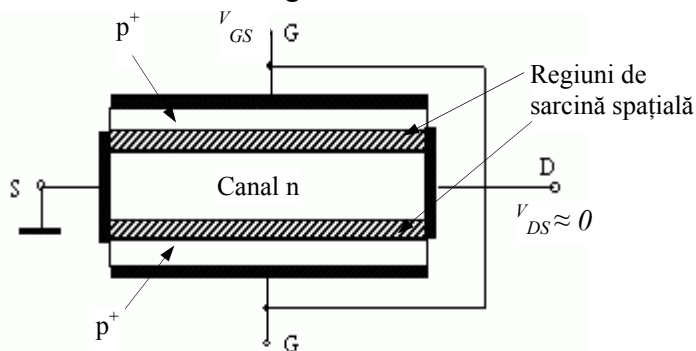


Fig. 4.5. Modelul simetric idealizat al TECJ

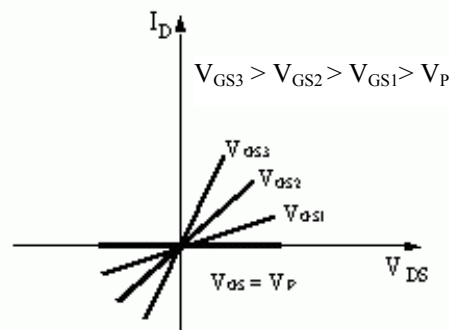


Fig. 4.6. Caracteristicile $I_D = I_D(V_{DS})$ cu $V_{GS} = ct.$ la V_{DS} mic

Caracteristicile de ieșire

Caracteristicile statice $I_D = I_D(V_{DS})$ cu $V_{GS} = ct.$, la V_{DS} mic sunt reprezentarea funcției exprimată de relația:

$$I_D = G_0 \left[1 - \left(\frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \right] V_{DS} \quad (4.1)$$

fiind reprezentate în figura 4.6.

TECJ este folosit în regiunea liniară la tensiuni V_{DS} mici (orientativ sub 0,1 V), dar nu ca amplificator, ci ca rezistență controlată în tensiune.

În figura 4.7 sunt reprezentate caracteristicile experimentale de drenă $I_D = I_D(V_{DS})$ pentru $V_{GS} = ct.$ ale unui tranzistor cu canal n. Aceste caracteristici sunt liniare numai la tensiuni V_{DS} foarte mici. Pentru tensiuni V_{DS} mai mari se disting: o *zona neliniară*, o *zona de saturație* în care I_D este foarte slab dependent de V_{DS} și o *zonă de străpungere*, caracterizată printr-o creștere abruptă a curentului.

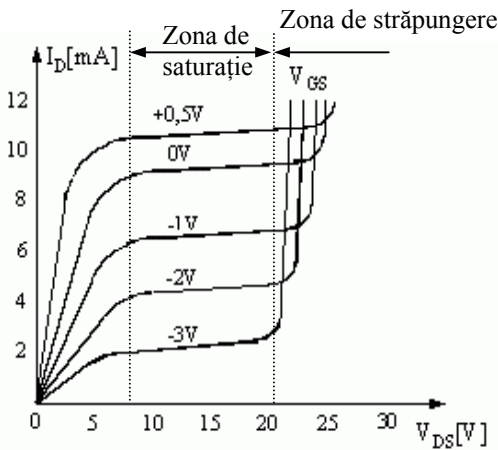


Fig. 4.7. Caracteristicile de drenă

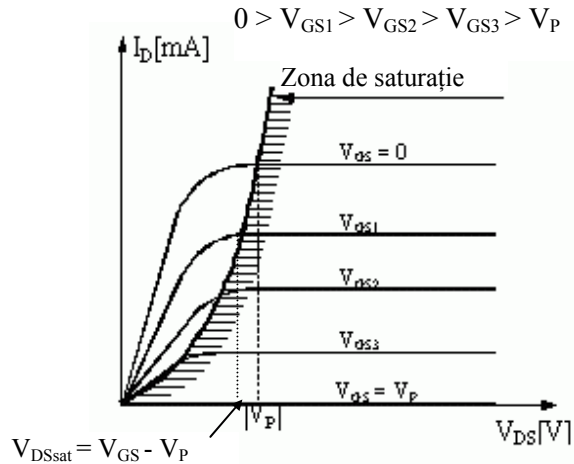


Fig. 4.8. Caracteristicile „ideale” de drenă

În figura 4.9 se arată o schiță a profilului de sarcină spațială din canal la o tensiune $V_{DS} < V_{DSsat}$, unde V_{DSsat} este tensiunea V_{DS} la care apare saturația curentului de drenă. Potențialul canalului crește treptat de la sursă la drenă, polarizând invers din ce în ce mai puternic porțiunea corespunzătoare a jonctiunii p^+n poartă-canal. Ca urmare, canalul se îngustează treptat pe măsură ce ne apropiem de drenă. Datorită neuniformității grosimii canalului, acesta nu se mai comportă ca o rezistență liniară.

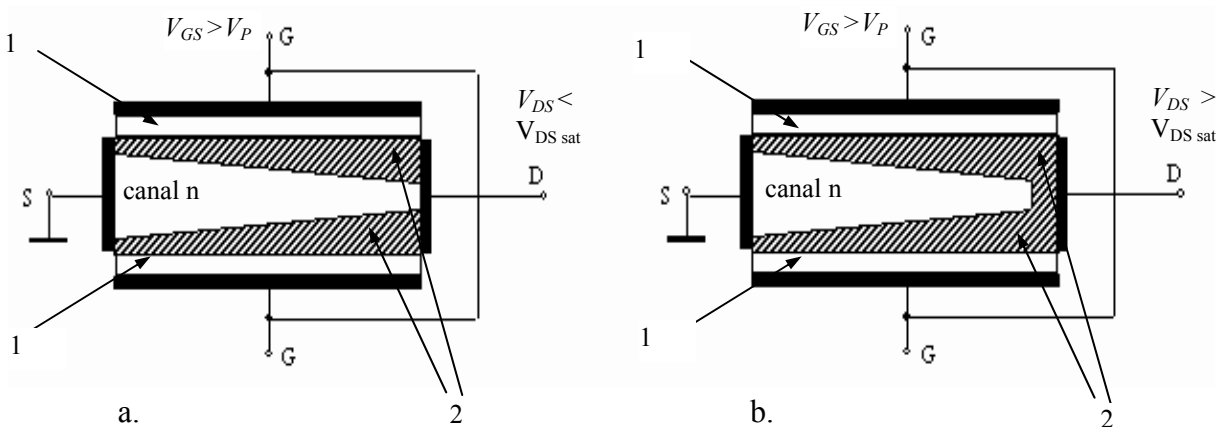


Fig. 4.9. Profilul sarcinii spațiale din canal:
a. pentru tensiuni $V_{DS} < V_{DSsat}$; b. pentru tensiuni $V_{DS} > V_{DSsat}$.
1. regiune tip p^+ ; 2. regiune de sarcină spațială.

Acest lucru explică forma neliniară a caracteristicilor, curbarea caracteristicilor fiind în sensul creșterii rezistenței, deoarece căderea de tensiune V_{DS} micșorează secțiunea conductivă a canalului.

Urmărind mai departe o curbă $V_{GS} = ct.$ în sensul creșterii lui V_{DS} , se constată că de la o anumită valoare, I_D nu mai crește apreciabil cu V_{DS} . Aceasta corespunde saturației curentului ($V_{DS} \geq V_{DSsat}$, $I_D = I_{Dsat}$). Saturația corespunde cazului în care canalul este strangulat lângă drenă. Această strangulare apare când diferența de potențial între poartă și extremitatea de lângă drenă a canalului este egală cu tensiunea de prag.

La tensiuni V_{DS} mari apare o creștere abruptă a lui I_D datorită străpungerii prin multiplicare în avalanșă, care apare la capătul de lângă drenă al jonctiunii poartă-canal.

Caracteristicile de transfer

Fiind utilizat cel mai des în montaje de amplificare, se ia în studiu cazul când tranzistorul este utilizat ca amplificator, aceasta întâmplându-se în zona $v_{DS} > V_{DSSat}$, cu $i_D = I_{Dsat}$. Tranzistorul lucrează în zona de saturație a curentului și are o unică caracteristică de transfer $I_D = I_D(V_{GS})$, independentă de V_{DS} . Pentru calcule de circuit se folosește aproximația parabolică:

$$I_D = I_{Dsat} = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \quad (4.2)$$

cu

$$I_{DSS} = I_{Dsat} |_{V_{GS} = 0} \quad (4.3)$$

Caracteristica de transfer este prezentată în figura 4.10

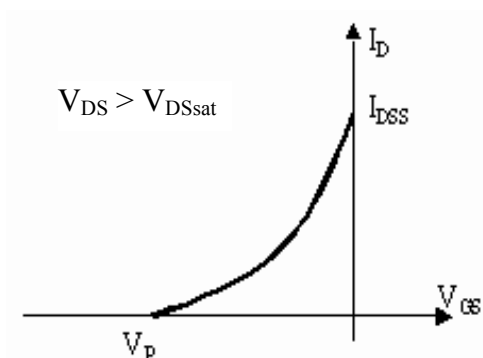


Fig. 4.10. Caracteristica de transfer.

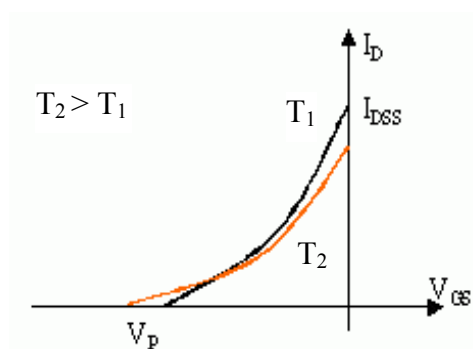


Fig. 4.11. Dependența de temperatură a caracteristicii de transfer.

Observație

Curentul I_{DSS} și V_P variază invers proporțional cu temperatura. La creșterea acesteia, scad atât curentul cât și tensiunea în cauză, figura 4.11.

În figura 4.12 se prezintă comparativ tranzistorul bipolar cu tranzistorul TECJ.

La tranzistorul TECJ cu canal P, canalul este realizat de material de tip P iar la TECJ cu canal N, canalul este din material de tip N. Diferența între TECJ și TB este dată de tipul tensiunilor de polarizare.

Asemănarea dintre cele două tipuri de tranzistoare constă în direcția indicată de săgeata din simbolul de reprezentare, aceasta indicând regiunea de tip N.

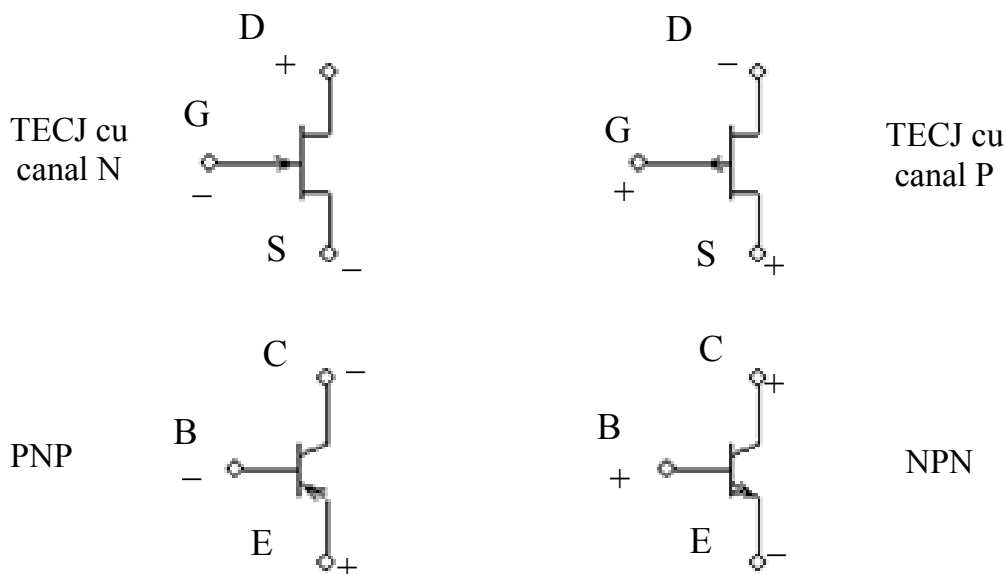


Fig. 4.12. Simbolurile și tensiunile de polarizare pentru TECJ și TB

4.1.2. Polarizarea TECJ

Există mai multe tipuri de polarizare.

1. Polarizarea automată a porții

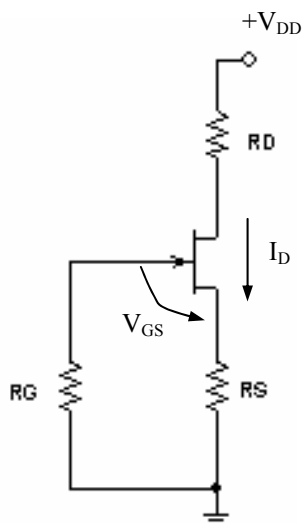


Fig. 4.13. Schema de polarizare automată a porții

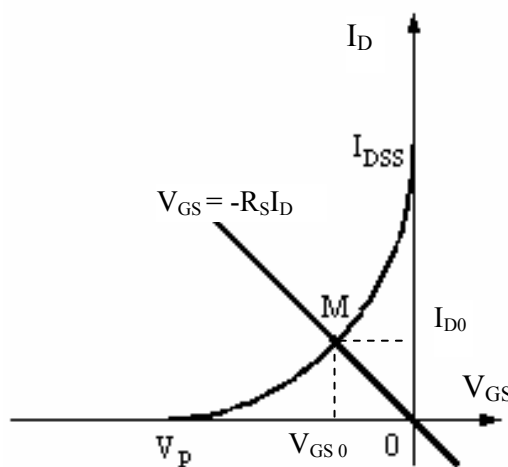


Fig. 4.14. Determinarea PSF-ului la polarizarea automată a porții.

Polarizarea automată a porții față de sursă este asigurată de căderea de tensiune pe rezistența R_S . Această tensiune se aplică pe poartă prin rezistența R_G , (valori de ordinul $M\Omega$).

Prin aplicarea legii lui Ohm se obține punctul static de funcționare (PSF), la intersecția caracteristicii de transfer cu dreapta de polarizare a cărei ecuație este:

$$V_{GS} = -R_S I_D \quad (4.4)$$

2. Polarizarea cu divizor de tensiune

La calculul PSF-ului tranzistorului TECJ trebuie luate în considerare diferențele caracteristicilor de la un tip de tranzistor la altul, cât și dependența caracteristicii de temperatură. Impunem ca variația lui I_D , corespunzătoare punctului static de funcționare, să fie tolerată numai

între I_A și I_B (punctele A și B pe caracteristicile limită). Ca urmare, linia de polarizare trebuie să treacă printre A și B și prin origine, așa cum se vede în figura 4.15.

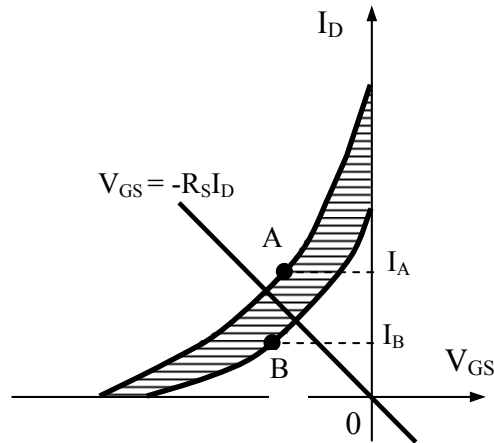


Fig. 4.15. Determinarea PSF al TECJ în condițiile cunoașterii unor limite ale curentului de drenă.

Atunci când variația $I_B - I_A$ impusă este prea mică și nu se poate găsi o dreaptă de polarizare care să treacă corect printre punctele A și B și în același timp prin origine, se folosește circuitul de polarizare din figura 4.16.

Cu acesta se asigură:

$$V_{GS} = V_{GG} - I_D R_S, \quad (4.5)$$

unde

$$V_{GG} = \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2} \quad (4.6)$$

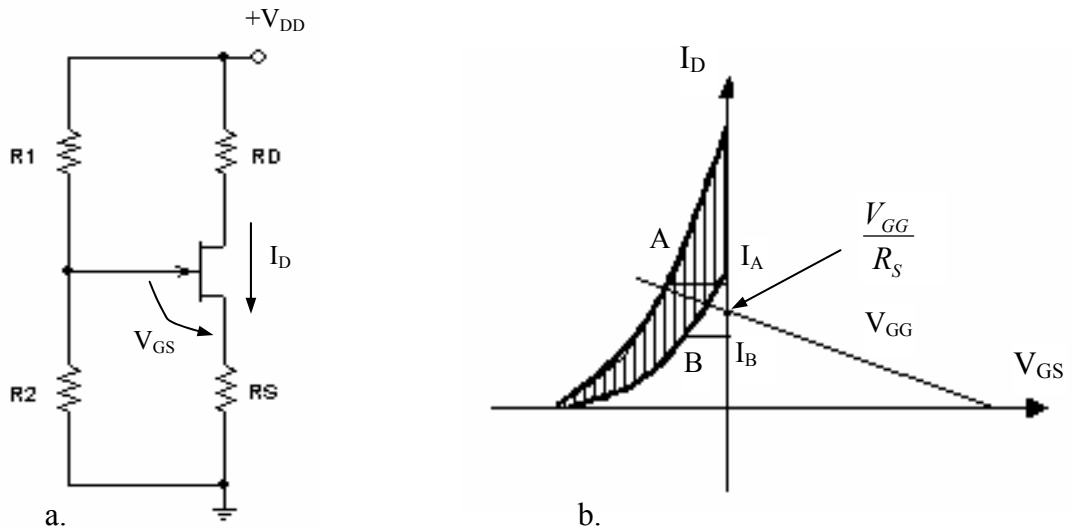


Fig. 4.16. Schema de polarizare cu divizor rezistiv.

Tranzistorul TECJ poate fi utilizat în condiții foarte bune în schemele de amplificare. Un astfel de montaj este prezentat în figura 4.17.

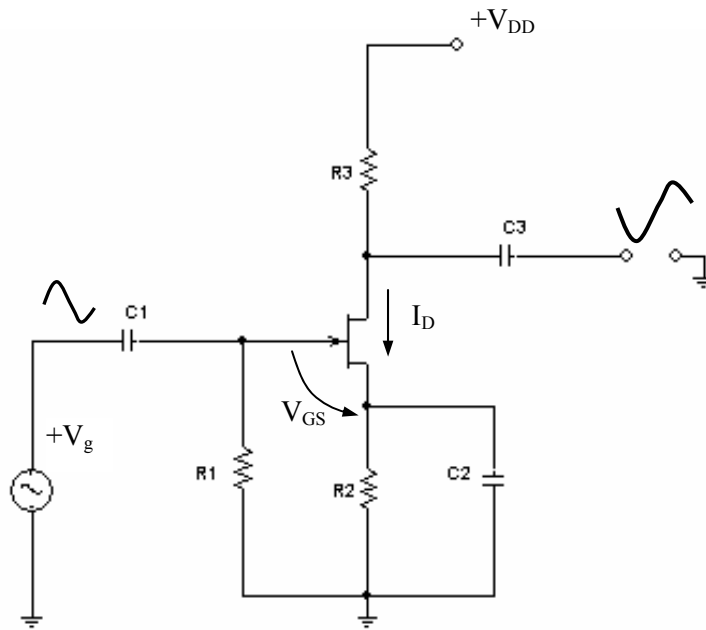


Fig. 4.17. Schema unui amplificator cu TECJ.

Părțile componente ale montajului (amplificator cu sursă comună) sunt asemănătoare montajului amplificatorului cu tranzistor bipolar. C_1 și C_3 sunt condensatoare de intrare și ieșire de cuplaj. R_1 este un rezistor cu rol de a preveni creșterea numărului de sarcini pe poartă prin descărcarea condensatorului C_1 .

Ca și la amplificatorul cu tranzistor bipolar, există defazaj de 180° între cele două semnale, de intrare și de ieșire.

Pe alternanța pozitivă a semnalului de intrare polarizarea inversă a regiunii de tip p a porții este redusă, astfel că va crește aria secțiunii transversale a canalului și odată cu aceasta scade rezistența sursă-drenă. Rezistența scade, crește valoarea curentului prin tranzistor, căderea de tensiune pe R_3 crește, ceea ce implică scăderea tensiunii de drenă.

Pe alternanța negativă, polarizarea inversă a porții crește, scade aria secțiunii transversale a canalului, crește rezistența drenă-sursă, scade valoarea curentului și crește tensiunea de drenă.

4.2. TEC CU GRILĂ IZOLATĂ

Tranzistorul este constituit dintr-un substrat semiconductor de siliciu de tip p în care s-au format prin difuzie două regiuni de tip n puternic dopate. Aceste regiuni se află la o distanță stabilită una față de alta, constituind regiunile de *sursă* și *drenă* ale tranzistorului. Suprafața semiconductorului cuprinsă între sursă și drenă se acoperă cu un strat izolator (de obicei dioxid de siliciu). Peste stratul izolant se depune o peliculă metalică care constituie *grila*. Contactul la substrat constituie *baza* care în funcționare obișnuită se leagă la sursă, aceasta din urmă constituind și referința de potențial.

Canalul poate fi:

- indus în substrat prin aplicarea unei tensiuni electrice între grilă și acesta (tranzistorul TECMOS cu canal indus);
- format inițial prin doparea corespunzătoare a suprafeței semiconductorului de substrat de SiO_2 (tranzistor TECMOS cu canal inițial).

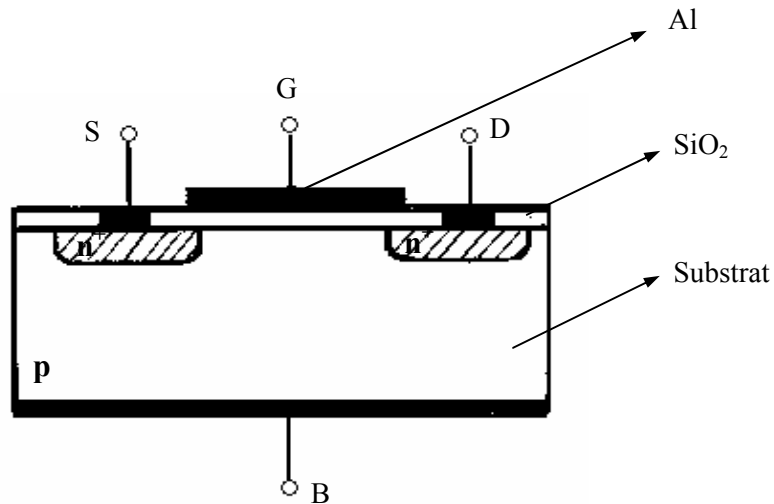


Fig. 4.18. Structura tranzistorului TECMOS.

Simbolurile tranzistoarelor sunt prezentate în figura 4.19.

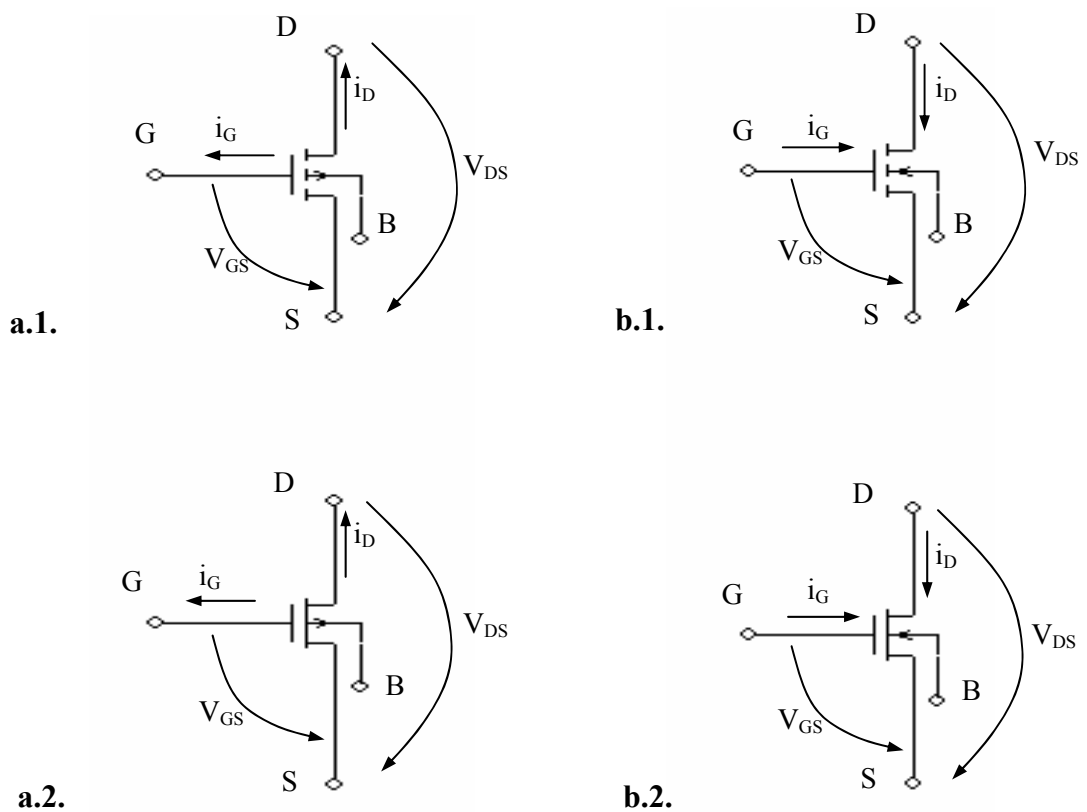


Fig. 4.19. Simbolurile tranzistoarelor TECMOS:

- a.1. TECMOS cu canal indus de tip P; a.2. TECMOS cu canal inițial de tip P;
- b.1. TECMOS cu canal indus de tip N; b.2. TECMOS cu canal inițial de tip N.

TEC cu poartă -jonțiune și TECMOS sunt asemănătoare în ceea ce privește principiul lor de funcționare și caracteristicile electrice, deși există două mari deosebiri:

1. TEC cu poartă-jonțiune lucrează prin golire. Dacă jonțiunea porții este polarizată direct, are loc injecția de purtători în exces iar curentul de poartă devine important. Deși

conductanța canalului este mărită într-o oarecare măsură de prezența purtătorilor în exces, tranzistorul nu lucrează niciodată în acest mod deoarece apare curentul de poartă.

2. Când TEC cu poartă jonctiune lucrează cu polarizarea inversă a jonctiunii, curentul de poartă este mai mare decât ar fi la un TECMOS. Curentul produs prin extragerea de purtători minoritari la o jonctiune polarizată invers este mai mare, pe unitatea de arie, decât curentul determinat de rezistența stratului de oxid într-un TECMOS. Ca urmare, tranzistorul cu poartă izolată este mult mai util în aplicațiile de electrometrie decât TECJ.

Avantajele enumerate și faptul că într-o oarecare măsură sunt mai ușor de fabricat, face ca TECMOS să fie mai larg răspândite decât TECJ. TECMOS-urile sunt folosite în amplificatoarele și mixerele din echipamentele radio de IF sau în echipamentele de testare.

Tranzistoarele TECMOS sunt realizate să funcționeze în două moduri de bază:

1. Cu polarizare inversă pe poartă (grilă);
2. Cu polarizare directă, pentru creșterea numărului de purtători de sarcină în canal.

Ca și TECJ, tranzistoarele TECMOS se găsesc în două variante constructive: cu canal N sau cu canal P, fiecare putând fi cu canal indus sau cu canal inițial. La tranzistoarele cu canal inițial, canalul există chiar dacă tensiunea V_{GS} este nulă.

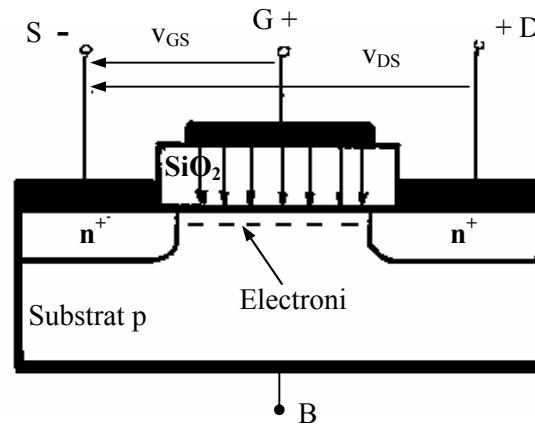


Fig. 4.20. Funcționarea tranzistorului TECMOS cu canal indus.

4.2.1. TEC cu canal indus

Conducția se realizează la suprafața substratului de Si, între cele două zone: *sursa* (S) și *drena* (D).

În figura 4.20 substratul se consideră de tip p, sursa și drenă fiind de tip n^+ . Pentru a se putea stabili un curent electric între sursă și drenă, suprafața semiconductorului trebuie inversată ca tip, adică să devină de tip n. În acest fel, la suprafață apare un *canal* de tip n care leagă sursa de drenă.

Inversarea tipului de conductivitate a suprafeței, precum și controlul rezistivității canalului se face prin câmpul electric ce ia naștere la aplicarea tensiunii pe poartă.

Când electrodul poartă este lăsat în gol sau i se aplică o tensiune negativă ($v_{GS} < 0$) în raport cu sursa, nu există practic conducție între sursă și drenă, deoarece regiunile sursei și drenei, împreună cu regiunea din substratul semiconductor cuprinsă între aceste regiuni, formează două jonctiuni pn^+ legate în opoziție, astfel că, indiferent de polaritatea tensiunii aplicate între sursă și drenă, una din jonctiuni va fi polarizată invers, blocând calea de conducție între sursă și drenă.

Când poarta este pozitivată ($v_{GS} > 0$) față de sursă și drenă, în stratul de oxid de sub electrodul poartă ia naștere un câmp electric orientat dinspre metal (grilă) spre semiconductor (substrat). Are loc fenomenul de respingere a golurilor de la suprafața semiconductorului (mărind concentrația electronilor minoritari), deci formarea unei regiuni golite (de sarcină spațială). Acest regim de lucru al tranzistorului MOS se numește *regim de golire*. Peste o anumită valoare V_P a tensiunii v_{GS} , numită *tensiune de prag*, concentrația electronilor la interfață

devine mai mare decât concentrația golurilor, adică s-a inversat tipul de conductibilitate. Stratul superficial de la interfață în care, sub acțiunea câmpului electric generat de tensiunea de grilă, a fost inversat tipul de conductibilitate a semiconductorului (în cazul de față de la plan) se numește *strat de inversie* sau *canal indus* (aici, canal n). Formându-se stratul de inversie între D și S, cu același tip de conductibilitate ca și regiunile respective, se asigură conducția electrică între drenă și sursă.

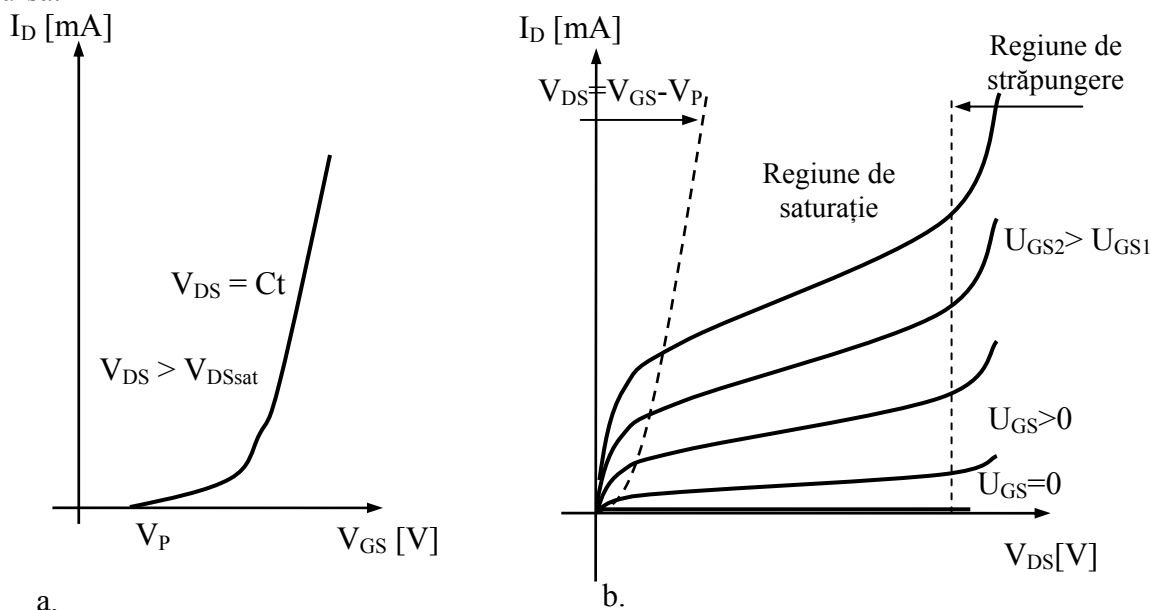


Fig. 4.21. Caracteristicile tranzistorului MOS cu canal indus.
 a. Caracteristica de transfer; b. Caracteristica de ieșire.

4.2.2. TEC cu canal inițial

În figurile 4.22 și 4.23 se arată structura unui TECMOS cu canal inițial, iar în figura 4.24 caracteristicile sale statice de ieșire. Canalul inițial poate fi realizat prin intermediul unei anumite sarcini la suprafața semiconductorului sau modificând prin difuzie de impurități tipul conductibilității pe o mică adâncime la suprafața substratului.

La tranzistoarele cu canal inițial, tensiunea de grilă poate lua atât valori pozitive cât și negative. Când $v_{GS} = 0$, între sursă și drenă există o anumită conductanță. Dacă $v_{GS} < 0$ conductanța canalului scade. Pentru o anumită valoare $v_{GS} = V_P < 0$, numită *tensiune de prag*, canalul este complet golit de purtători mobili de sarcină (electroni), iar conductanța canalului se anulează.

La creșterea tensiunii drenă-sursă (v_{DS}) pentru $v_{GS} = ct.$ la TEC-MIS cu canal inițial au loc aceleași fenomene ca la TECMOS cu canal indus: scăderea concentrației purtătorilor mobili din canal, închiderea canalului lângă drenă și în final scurtarea canalului.

Tranzistorul MOS cu canal inițial lucrează în două regimuri: de sărăcire și de îmbogățire, prezentate schematic mai jos. Regimul de îmbogățire se instalează la aplicarea unei tensiuni $V_{GS} > 0$ iar regimul de sărăcire (golire) în momentul aplicării unei tensiuni $V_{GS} < 0$.

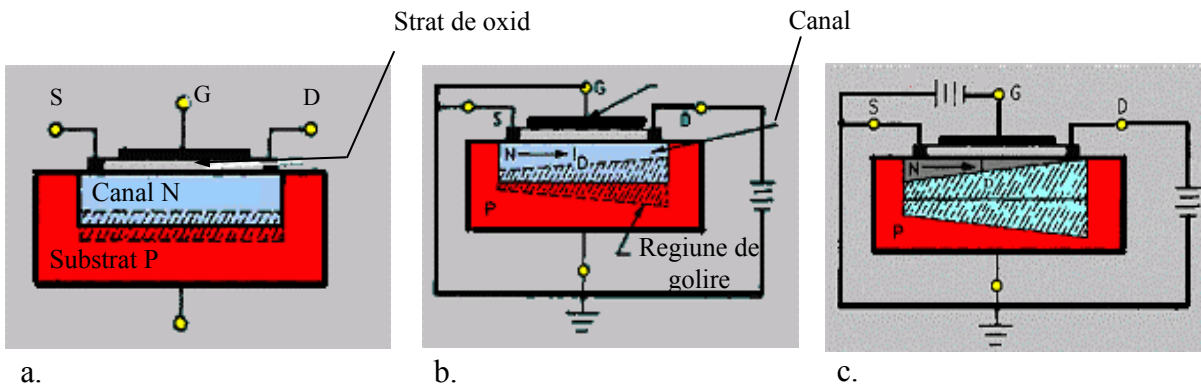


Fig. 4.22. Efectele regimului de golire: a. forma inițială a tranzistorului; b. polarizarea tranzistorului (aplicarea unei tensiuni sursă-drenă); c. polarizare inversă a tranzistorului.

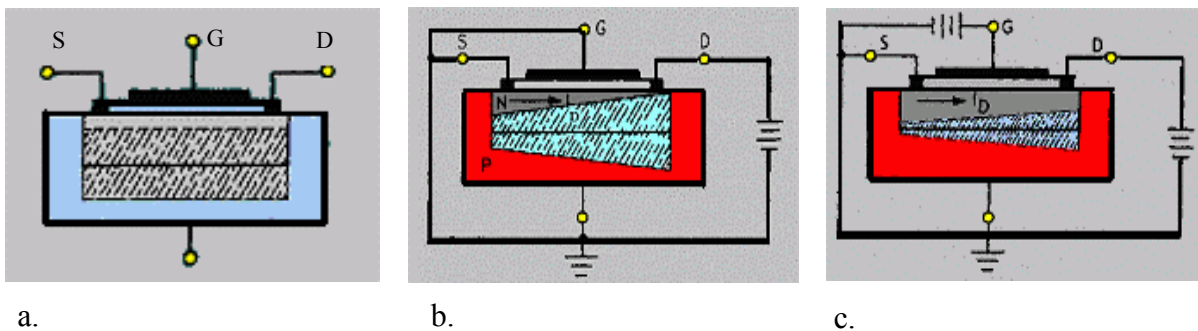


Fig. 4.23. Efectele regimului de îmbogățire: a. forma inițială a tranzistorului; b. polarizarea tranzistorului (aplicarea unei tensiuni sursă-drenă); c. polarizare inversă a tranzistorului.

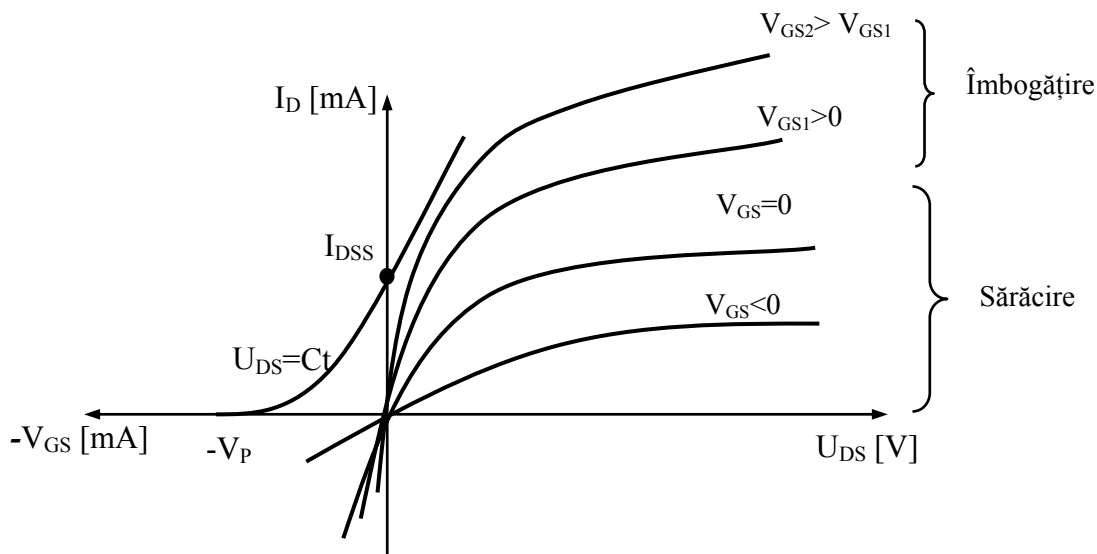


Fig. 4.24. Caracteristicile tranzistorului MOS cu canal inițial.

4.2.3. Polarizarea tranzistorului TECMOS

În cazul tranzistoarelor MOS cu canal indus polarizarea se face cu un circuit simplu, fiind necesară o singură sursă de tensiune. Tensiunile de drenă și poartă au aceeași polaritate. Schema de polarizare este prezentată în figura 4.25.

Scopul polarizării tranzistorului MOS este de a obține un punct static de funcționare. Alegerea punctului static (PSF) se face în funcție de scopul dorit: funcționarea într-o anumită zonă a caracteristicii, obținerea unei anumite pante.

Polarizarea *tranzistorului cu canal indus* se realizează printr-un divizor de tensiune. Tensiunea aplicată pe poartă are valoarea:

$$V_{GS} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.7)$$

În consecință curentul de drenă va fi determinat pe baza caracteristicii de transfer. Prin calcul, tensiunea de drenă va fi:

$$V_{DS} = V_{DD} - R_D I_D \quad (4.8)$$

Polarizarea tranzistorului cu canal inițial trebuie să ofere posibilitatea obținerii pentru tensiunea de poartă atât valori pozitive cât și negative. Tensiunea pe poartă se determină cu relația:

$$V_{GS} = V_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - R_S I_D \quad (4.9)$$

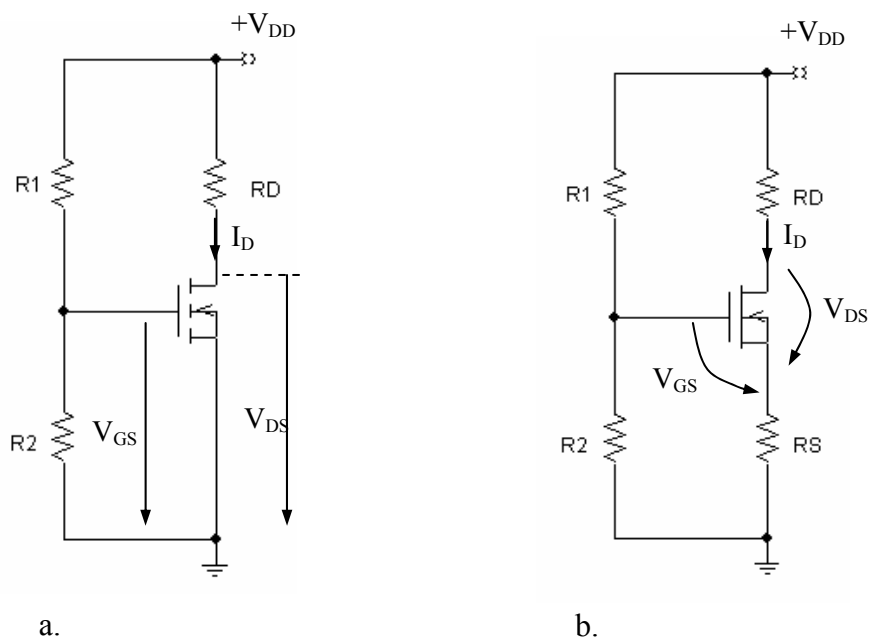


Fig. 4.25. Schema de polarizare a tranzistoarelor MOS: a. tranzistoare MOS cu canal indus; b. Tranzistoare MOS cu canal inițial.

Tranzistoarele MOS sunt utilizate în circuitele de amplificare. Pentru aceasta tranzistorul MOS funcționează în regiunea de saturație a caracteristicilor statice.

4.3. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE MULTIJONȚIUNE

Sub această denumire se reunesc dispozitivele semiconductoare caracterizate prin mai mult de două jonțiiuni. Aceste structuri permit obținerea unor dispozitive cu proprietăți deosebite, cum ar fi: curenți mari în conducția directă, tensiuni mari în cazul structurii blocate, caracteristici specifice dispozitivelor cu două stări stabile (bistabile).

Structurile semiconductoare pnpn se deosebesc între ele prin numărul și dimensiunile domeniilor interne și prin numărul de terminale exterioare cu care sunt prevăzute. Astfel de structuri se utilizează în circuitele electronice de putere (redresoare comandate, invertoare), în general în electronică și energetică.

4.3.1. DIODA PNPN

Structura unei diode pnpn este dată în figura 4.26. Aceasta cuprinde între cele patru regiuni cu conductibilitate alternantă, create într-un semiconductor de Si, trei jonțiiuni pn: J_1 , J_2 , J_3 . Regiunile extreme sunt puternic dopate, iar cele mediane au o dopare mai slabă. Domeniul n central se mai numește baza groasă, iar domeniul p central se numește baza subțire.

Dacă între anod și catod se aplică o tensiune $U_{AC} > 0$, jonțiiunile extreme J_1 și J_3 sunt polarizate direct, iar jonțiiunea mediană J_2 este polarizată invers, astfel încât structura nu conduce atât timp cât U_{AC} este sub o valoare limită.

Zonele extreme, mai puternic dopate, se numesc *emitoare*, iar zonele interioare, mai slab dopate, se numesc *baze*. Emitorul p_1^+ se numește *anod*, iar emitorul n_4^+ se numește *catod*. Jonțiiunea vecină anodului are rolul de injecție a golurilor, iar cea vecină catodului de injecție a electronilor (din acest motiv se numesc jonțiiuni emitoare).

Jonțiiunea centrală a diodei se mai numește jonțiiune colectoare, întrucât ea este echivalentă celor două jonțiiuni colectoare care înlocuiesc dispozitivul.

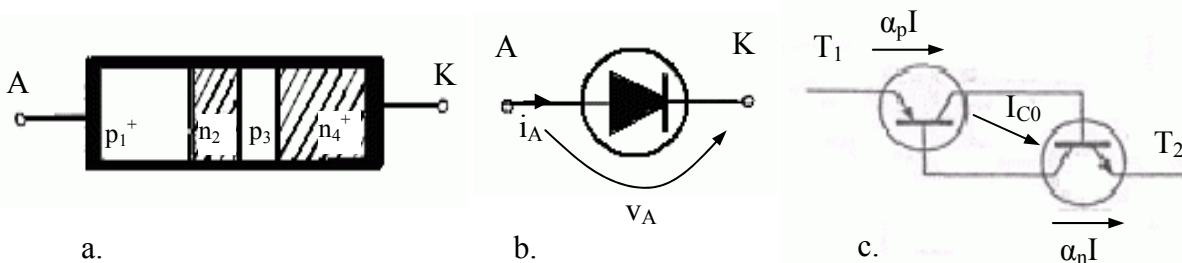


Fig. 4.26. Dioda pnpn. a. Structura diodei; b. Simbolul grafic; c. Schema echivalentă

Dioda pnpn mai este cunoscută ca: *dinistor*, *dioda Shockley*, *dioda cu patru straturi*.

Schema echivalentă care utilizează două tranzistoare evidențiază bucla de reacție pozitivă specifică dispozitivelor bistabile. T_1 poate fi considerat ca etaj amplificator, având drept sarcină jonțiiunea de emitor a lui T_2 . Tranzistorul T_2 formează al doilea etaj amplificator care are legată ieșirea cu intrarea primului etaj. Fiecare etaj schimbă faza cu 180° , deci ambele etaje vor schimba faza cu 360° rezultând astfel o tensiune de reacție în fază cu cea de intrare, aplicată jonțiiunii bază-emitor a lui T_1 , deci o reacție pozitivă.

Caracteristicile diodei pnpn evidențiază cele două stări principale ale dispozitivului:

- *starea blocată*, ce corespunde porțiunii OA a caracteristicii, când curentul este foarte mic ($10^{-8}A$) și rezistența între anod și catod foarte mare ($10^8 \Omega$);
- *starea de conducție*, când căderea de tensiune pe structură este foarte mică (1-2 V), iar curentul este foarte mare, el fiind limitat doar de rezistența circuitului exterior în care este introdusă dioda (figura 4.27).

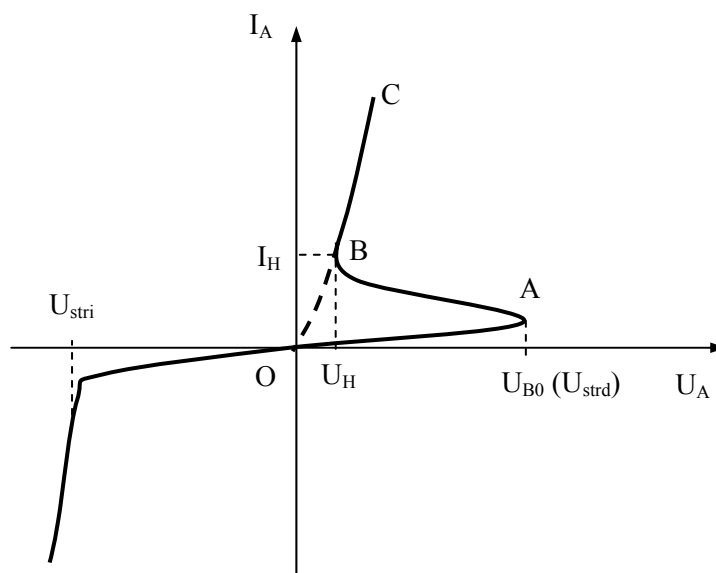


Fig. 4.27. Caracteristica diodei pnpn: U_{B0} = tensiune de aprindere; U_H = tensiune de menținere; I_H = curent de menținere; U_{stri} = tensiune de străpungere inversă.

Starea de conducție corespunde porțiunii BC a caracteristicii. Porțiunea AB a caracteristicii corespunde unei rezistențe diferențiale negative, du/dt , cauzată de reacția pozitivă, fapt ce determină instabilitatea funcționării în acest domeniu. Porțiunea BC a caracteristicii se aproximează cu o dreaptă de ecuație:

$$U_A = U_0 + R_d I \quad (4.10)$$

unde U_0 este tensiunea de prag, iar R_d rezistența dinamică corespunzătoare acestei porțiuni a caracteristicii.

4.3.2. DIACUL

Diacul este un dispozitiv multijuncțiune care are proprietățile diodei pnpn în ambele sensuri de conducție. Dispozitivul are cinci straturi și patru joncțiuni, reprezentate schematic în figura 4.28.

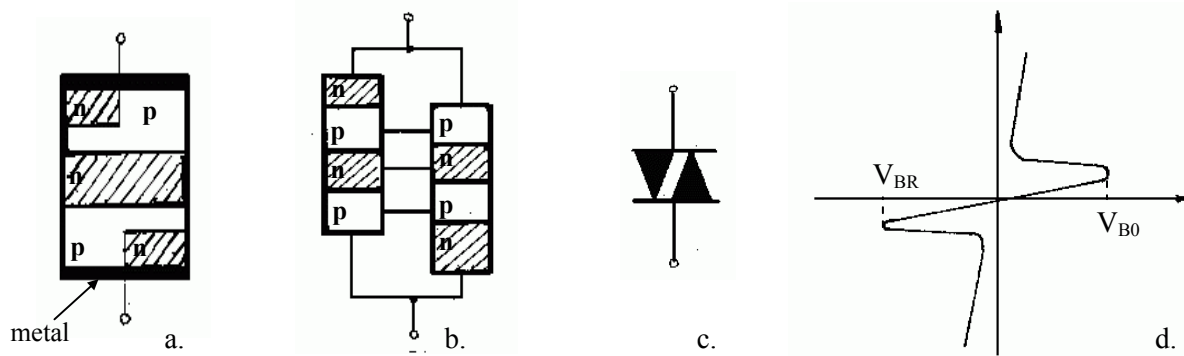


Fig. 4.28. Diacul: a) structura; b) structura echivalenta; c) simbol; d) caracteristica statică.

Diacul poate fi considerat ca fiind realizat din două structuri pnpn așezate antiparalel în același monocristal de siliciu. Diacul are conducție bidirecțională, cei doi electrozi între care se stabilește curentul putând fi numiți electrodul 1 și electrodul 2.

Diacul se folosește de regulă pentru comanda tiristorului și a triacului.

4.3.3. TIRISTORUL

Acest dispozitiv are structura diodei *pnpn*, la care zona *p* adiacentă catodului se conectează la un electrod de comandă numit poartă sau grilă (notată cu *G*). Tiristorul este echivalent în aplicații cu tubul tiratron. Funcționarea sa, în cazul când poarta este în gol, este similară diodei *pnpn*.

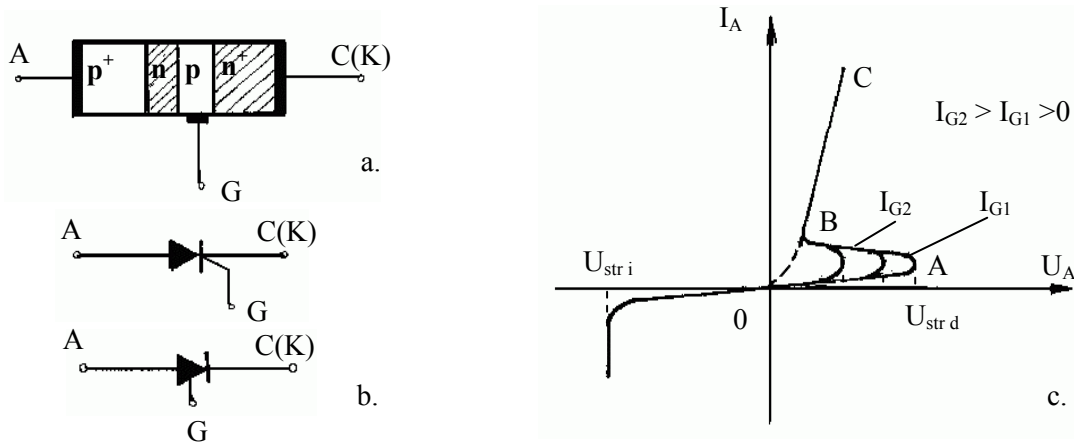


Fig. 4.29. Tiristorul: a) structura; b) simboluri; c) caracteristicile statice.

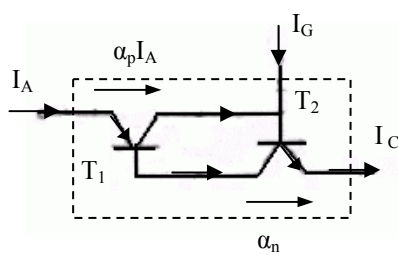


Fig. 4.30. Schema echivalentă a tiristorului.

Curentul în regiunea de conducție BC trebuie să fie limitat exterior pentru a preveni distrugerea dispozitivului prin încălzire. Dacă curentul de poartă este mare, amorsarea poate avea loc la tensiuni anodice mici, iar peste o anumită valoare a curentului de poartă amorsarea se poate efectua direct pe curba punctată OB, ca la o joncțiune pn. În funcționare normală tensiunea anodică V_A trebuie să fie mai mică decât tensiunea de autoaprindere V_{BO} .

Pentru comutare directă se aplică pe poartă un curent i_G căruia îi corespunde o tensiune de aprindere $V_{BO1} < V_A$. În polarizare inversă tiristorul se comportă ca o diodă *pnpn*, prin el trecând un curent mic. La tensiunea inversă V_B are loc străpungerea tiristorului ($U_{str i}$).

Pentru a bloca tiristorul curentul i_A trebuie să scadă sub valoarea de menținere I_H sau să scadă tensiunea anodică sub valoarea V_H . Este larg acceptată ideea că după amorsare poarta își pierde rolul de comandă (nu poate acționa în sensul blocării tiristorului), ea reluându-și rolul doar după blocarea tiristorului.

Prin comparație cu un tranzistor, rolul porții unui tiristor este de comandă a intrării în conducție, în timp ce rolul jucat de baza unui tranzistor este de control a valorii curentului de colector.

4.3.4. TRIACUL

Triacul este un dispozitiv cu cinci straturi, echivalent cu două tiristoare așezate antiparalele în același monocristal de siliciu, având un singur electrod de comandă. În consecință, triacul posedă proprietatea de *conducție bidirecțională*. Astfel, prin tensiunile de comandă aplicate pe poarta acestui dispozitiv se poate comanda intrarea sa în conducție pentru ambele sensuri ale curentului ce-l străbate.

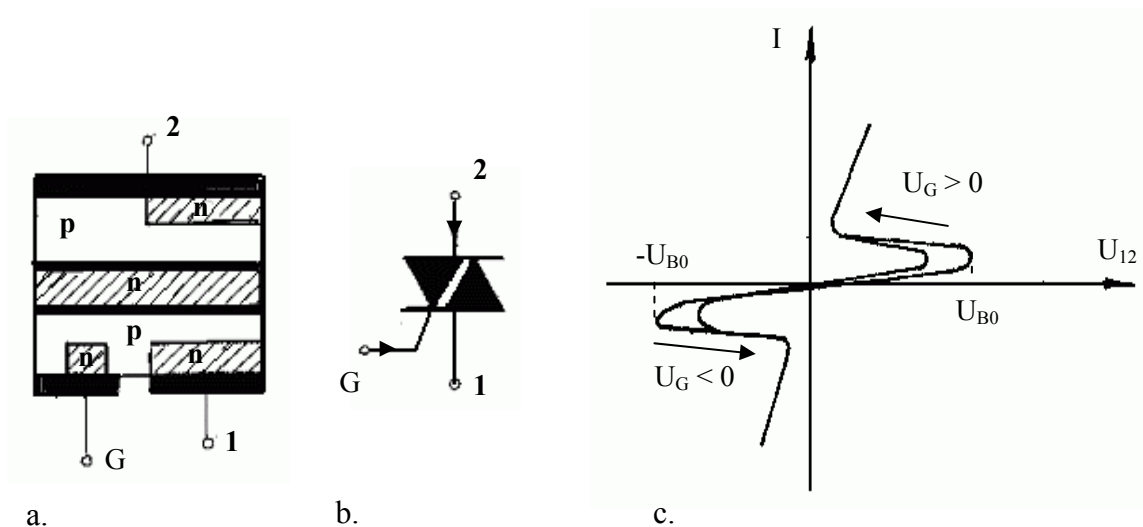


Fig. 4.31. Triacul: a) structura; b) simboluri; c) caracteristicile statice.

Comanda pe poartă se poate face cu semnale de ambele polarități pentru fiecare dintre cele două sensuri ale curentului principal.

Triacul se folosește în circuitele de comandă și reglare a puterii de curent alternativ.

4.3.5. TRANZISTORUL UNIJONȚIUNE (TUJ)

Un tranzistor unijonțiune este format dintr-un bloc semiconductor având la capetele opuse două contacte ohmice numite *baze*. Unica jonțiune *pn*, situată între baze, este formată între semiconductor și un domeniu mic, cu conductibilitate de tip opus, care face contact cu un terminal numit *emitor*. Emitorul formează cu fiecare din baze diode obișnuite.

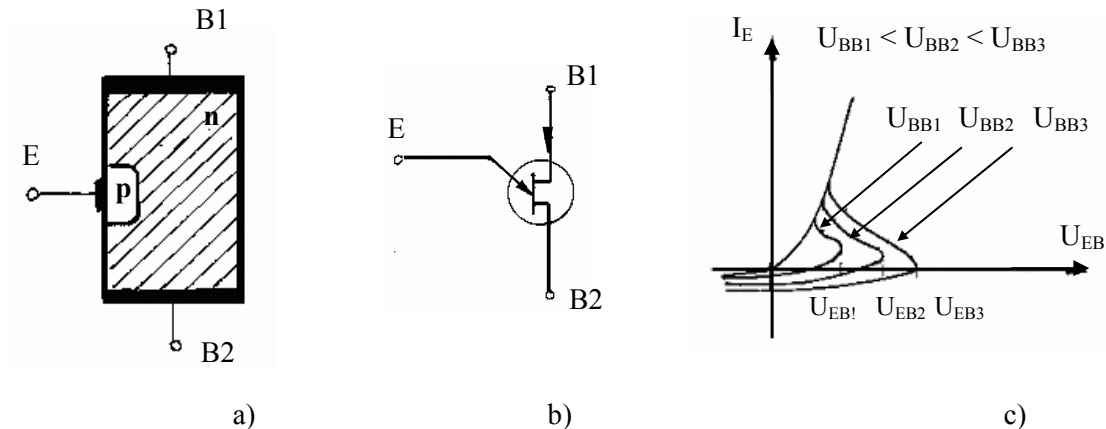


Fig. 4.32. Tranzistorul unijonțiune de tip p: a) structura; b) simboluri; c) caracteristicile statice.

Pe caracteristica statică, la polarizarea directă a emitorului în raport cu B₁, se disting regiunile:

- de blocare (AB),
 - de rezistență dinamică negativă (BC),
 - de conducție (CD),
- specifice dispozitivelor de comutație.

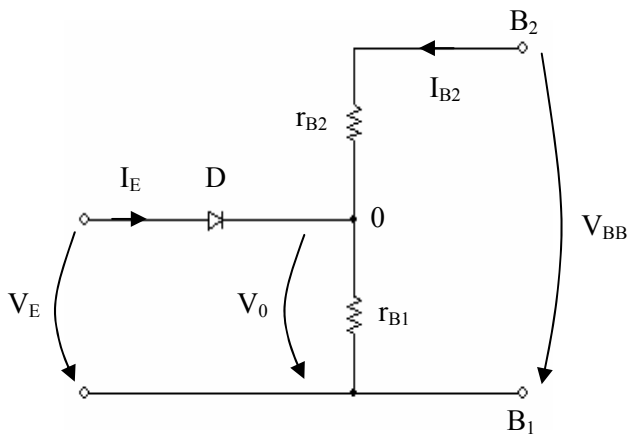


Fig. 4.33. Schema echivalentă a TUJ în regim static.

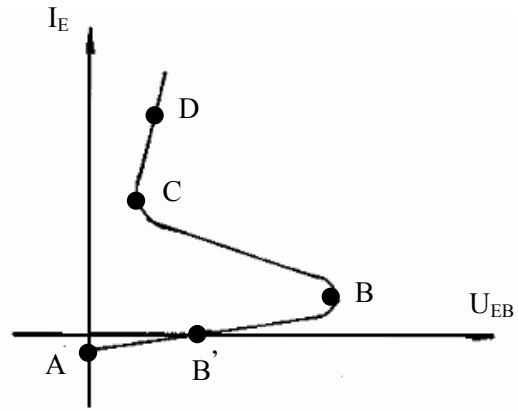


Fig. 4.34. Explicativă la forma caracteristicii statice.

În funcționarea cu emitorul nepolarizat, dacă baza B₂ are o polarizare pozitivă în raport cu baza B₁ ($V_{BB} > 0$), prin corpul dispozitivului trece un curent mic determinat de tensiunea V_{BB} aplicată pe *rezistența interbază* $r_{BB} = r_{B1} + r_{B2}$.

Se definește termenul de *raport de divizare intrinsec* ca fiind raportul: $\eta = r_{B1} / r_{BB}$.

Presupunem că se aplică o tensiune $V_E < V_0$, ceea ce face ca dioda D să fie polarizată invers.

Curentul I_E rezultat, negativ, este de valoare foarte mică (ne situăm în regiunea AB' de pe caracteristică). Dacă tensiunea $V_E > V_0$, dar insuficientă pentru deschiderea diodei D, curentul I_E este pozitiv dar de valoare foarte mică.

Dacă $V_E = V_0 + V_D$ (V_D tensiunea de deschidere a diodei), dioda D se deschide. Curentul care o traversează (I_E) are valoare mare și este limitat de rezistența circuitului exterior. Curentul de emitor injectează purtători de sarcină în zona cuprinsă între punctul O și baza B₁, unde are loc un proces de multiplicare în avalanșă însoțită de o scădere a rezistenței r_{B1} și a tensiunii V_0 , care devin $r'_{B1} \ll r_{B1}$ și $V'_0 \ll V_0$. Tensiunea de amorsare (punctul B) se determină cu relația:

$$V_B = V_D + \eta V_{BB} \quad (4.11)$$

TUJ-urile se folosesc, în general, în aplicațiile în regim de comutație. Ele se caracterizează prin tensiuni inverse maxime mai mari, căderi de tensiune în regim de conducție mici și timpi de comutație mici. Tensiunile de alimentare pot fi foarte mici.

Exemple de aplicații sunt: oscilatoare, relee cu viteze mari de comutație, etc.

CIRCUITE ELECTRONICE

Așa cum s-a prezentat în primul capitol, circuitele electronice sunt succesiuni de medii conductoare prin care circulă curent electric și care realizează o anumită funcție în cadrul unui montaj complex. Acestea conțin mai multe componente discrete și sunt caracterizate de parametrii de circuit (rezistență, inductivitate, capacitate).

5. REDRESOARE

Redresoarele fac parte din categoria mutatoarelor. Acestea sunt aparate sau instalații statice care, transformă energia electromagnetică de o anumită „formă” în energie electromagnetică de altă „formă”. Sub denumirea de mutatoare electronice se cunosc redresoarele, invertoarele, variatoarele de c.c. sau de c.a.

Redresorul este o parte componentă a surselor electronice de c.c. Redresarea este un proces neliniar, realizat cu ajutorul tuburilor electronice, ionice (cu gaz) sau a dispozitivelor semiconductoare.

Schema bloc a unui redresor (fig. 5.1) conține următoarele elemente:

- un transformator de rețea, coborâtor sau ridicător de tensiune;
- elemente de redresare;
- filtru pentru netezirea tensiunii redresate.

În cazul în care consumatorul R_S nu admite fluctuații ale tensiunii continue de alimentare, se introduce și un stabilizator S care menține tensiunea de ieșire constantă, în cazul variațiilor tensiunii rețelei sau curentului pe sarcină.

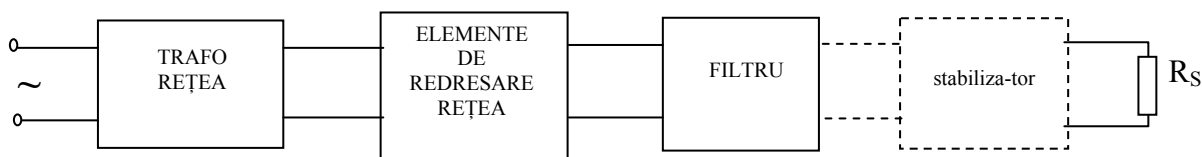


Fig. 5.1. Schema bloc a redresorului de tensiune.

Clasificare

1. În funcție de tipul elementelor de redresare:

- Redresoare necomandate: realizate cu diode cu vid, diode cu gaz sau diode semiconductoare;
- Redresoare comandate: realizate cu ignitroane, tiratroane, tiristoare, tranzistoare etc. (au posibilitatea reglării tensiunii prin modificarea comenzilor transmise elementelor redresoare).

2. În funcție de modul de utilizare al celor două alternanțe:

- Redresoare monoalternanță;
- Redresoare bialternanță.

3. În funcție de numărul de faze:

- Redresoare monofazate;
- Redresoare polifazate.

5.1. REDRESOARE MONOFAZATE

Redresoarele necomandate se pot regăsi în oricare din clasele enumerate anterior, astfel că ele pot fi atât comandate cât și necomandate, dar și monoalternanță sau bialternanță.

5.1.1. Redresoare necomandate

În figura 5.2.a este prezentat cel mai simplu tip de redresor necomandat, redresorul monoalternanță și forma tensiunii obținută în urma procesului de redresare.

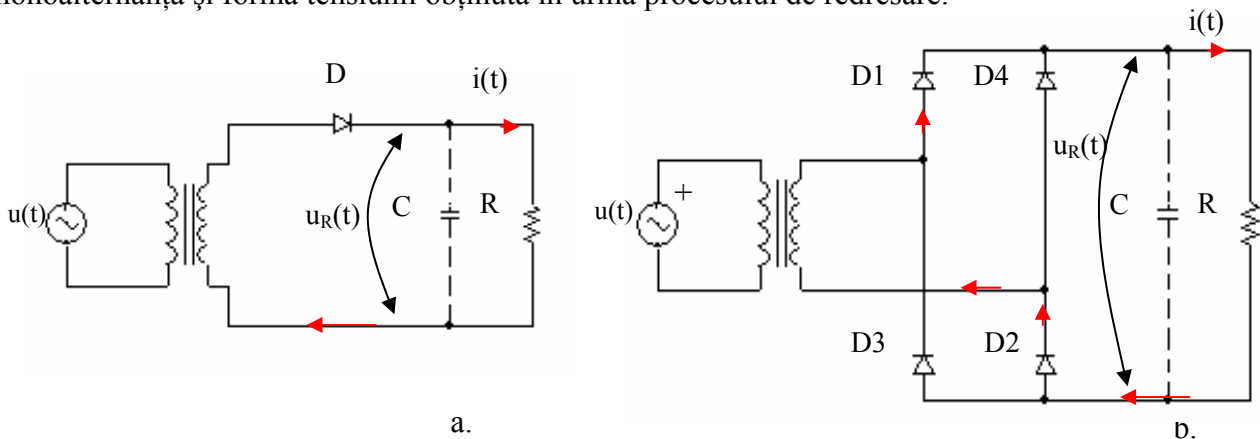


Fig. 5.2. Structuri de redresoare necomandate, monofazate: a. redresor monoalternanță; b. redresor bialternanță.

Atunci când dioda semiconductoră este polarizată direct, însemnând potențialul pozitiv al sursei de alimentare conectat la anod, adică alternanța pozitivă a tensiunii de alimentare, dioda va conduce, iar curentul va avea sensul indicat în figură. Pe alternanța negativă datorită polarizării inverse a diodei semiconductoră nu există circulație de curent. Ciclul se repetă la fiecare $2k\pi$ radiani (20ms).

Datorită suprimării alternanțelor negative, curentul redresat este pulsatoriu. Sarcina fiind rezistivă, tensiunea la ieșire (U_s) are aceeași formă de undă ca și curentul redresat.

$$\text{Deci } i_A(t) = \begin{cases} I_{AM} \sin \omega t & \text{dacă } t \in \left[\frac{2k\pi}{\omega}, \frac{(2k+1)\pi}{\omega} \right] \\ 0 & \text{dacă } t \in \left[\frac{(2k+1)\pi}{\omega}, \frac{2(k+1)\pi}{\omega} \right] \end{cases} \quad (5.1)$$

În cazul în care tensiunea la bornele diodei în conducție este neglijabilă față de U (valoarea maximă a tensiunii alternative u), curentul redresat are, în intervalele conducției, expresia:

$$i_s = \frac{U \sin \omega t}{R_s + r_T} \quad (5.2)$$

unde r_T este valoarea rezistenței echivalente a transformatorului. Dacă valoarea tensiunii pe dioda în conducție, U_{AM} nu poate fi neglijată în raport cu U , la calculul curentului se va considera și rezistența internă a diodei R_i :

$$i_s = \frac{U \sin \omega t}{R_s + r_T + R_i} \quad (5.3)$$

Având în vedere caracteristica reală a diodelor semiconductoră, se poate considera că dioda conduce dacă tensiunea aplicată depășește tensiunea de prag (de deschidere, V_D).

Pentru diode cu Si, $V_D = 0,5 \dots 0,7$ V și poate fi neglijată pentru tensiuni redresate mai mari decât 10V.

Dacă se realizează o redresare dublă alternanță, fenomenele sunt identice, dar valoarea tensiunii redresate se dublează. De asemenea, frecvența tensiunii redresate (care este și în acest caz pulsatorie) este dublă față de frecvența tensiunii alternative.

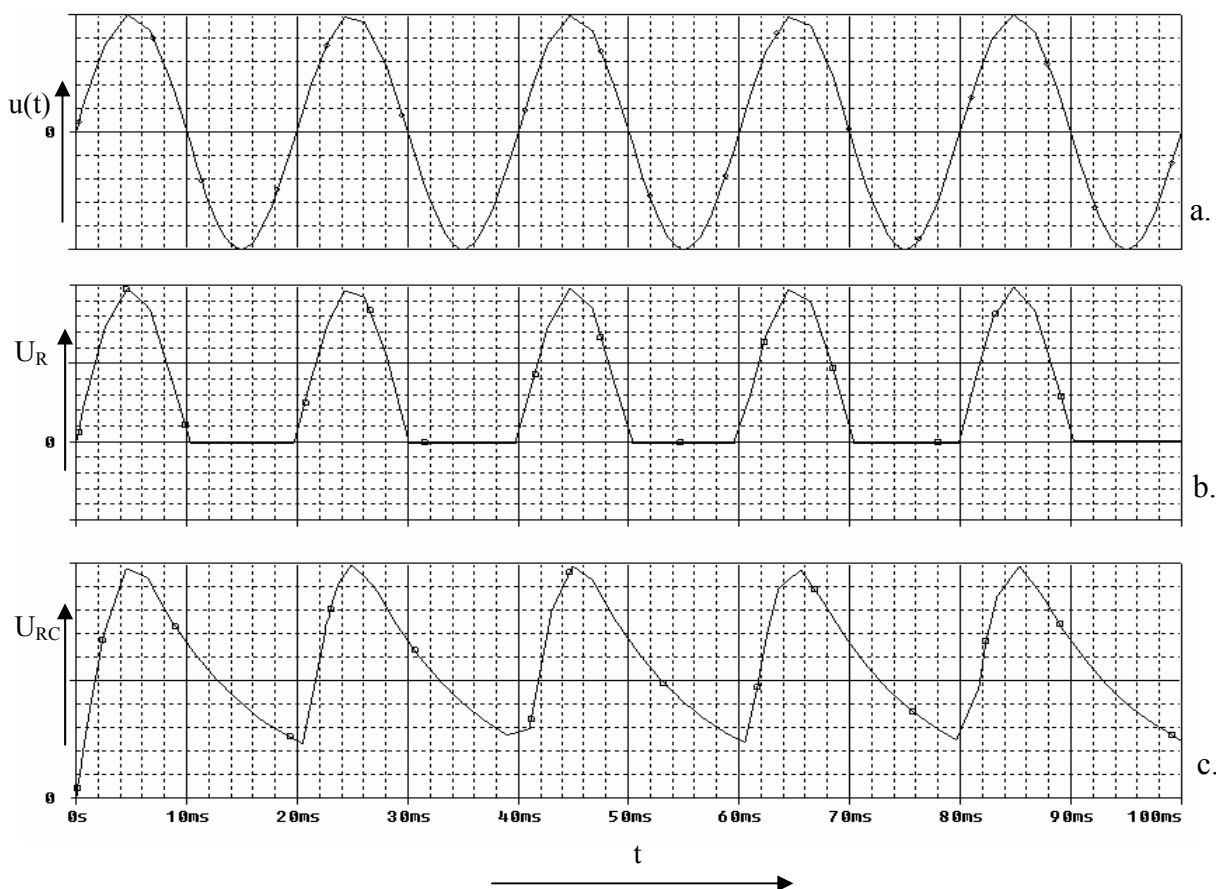


Fig. 5.3. Formele de undă (obținute în PSpice) la redresorul monofazat, monoalternanță: a) tensiunea de alimentare; b) tensiunea redresată fără filtru; c) tensiunea redresată cu filtru.

Din varietatea de scheme de redresare dublă alternanță se prezintă schema punte, figura 5.2 cu formele de undă corespunzătoare din figura 5.4

În alternanța pozitivă a tensiunii (plusul indicat în figura 5.4.a.) curentul trece prin diodele D_1 și D_2 , iar în alternanța negativă conduc D_3 și D_4 . În acest fel, tensiunea pe sarcină este pulsatorie și are forma (în cazul sarcinii rezistive) din figura 5.4.b.

Deoarece în fiecare alternanță conduc două diode în serie (în cazul redresorului în punte) tensiunea de prag V_D și rezistența internă a diodei R_i vor avea valori duble față de cazul redresorului monoalternanță. În schimb se dublează valoarea medie a tensiunii redresate și frecvența armonicii fundamentale.

Dacă se urmărește eliminarea componentelor alternative ale tensiunii redresate, se intercalează între redresor și sarcină un circuit de filtrare, de tip FTJ (filtru trece jos).

Se poate folosi fie un singur condensator, fie un filtru LC în π ca în figura 5.5.

Celula de filtrare π (figura 5.5) realizează o dublă filtrare: condensatoarele, datorită reactanței capacitive $\left(X_C = \frac{1}{\omega C}\right)$ care se micșorează odată cu creșterea frecvenței, vor scurtcircuita la masă componentele alternative, iar bobina, datorită reactanței inductive $(X_L = \omega L)$ care se mărește cu frecvența, realizează o cale de rezistență mare între componentele alternative și sarcină. Prin coroborarea celor două elemente, sarcina va fi practic izolată față de componentele alternative cu frecvența mai mare decât frecvența de tăiere a filtrului LC.

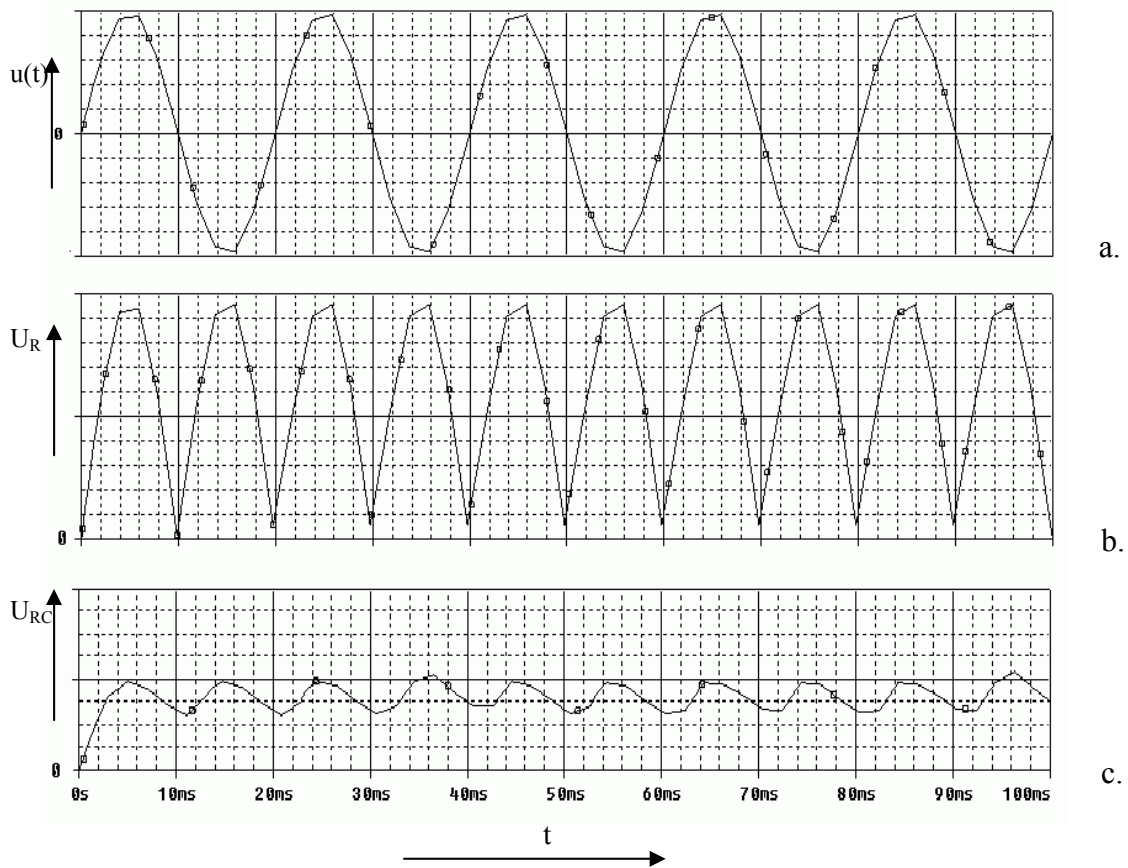


Fig. 5.4. Formele de undă (obținute în PSpice) la redresorul monofazat, bialternanță: a) tensiunea de alimentare; b) tensiunea redresată fără filtru; c) tensiunea redresată cu filtru.

Filtrul capacitiv realizează numai scurtcircuitarea componentelor alternative. În momentele când tensiunea redresată depășește valoarea tensiunii pe condensator, acesta se încarcă (prin dioda D), absorbind curent din secundarul transformatorului. Dacă se pot neglija R_i și r_T (acestea determină constanta de timp la încărcarea condensatorului ($\tau_{inc} = C(R_i \parallel r_T)$)), atunci se poate considera că la încărcarea condensatorului u_{RC} este o porțiune din sinusoidă.

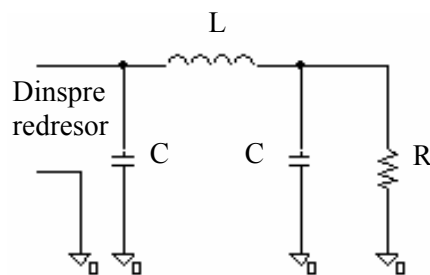


Fig. 5.5. Celulă de filtrare în π .

Când tensiunea redresată scade sub valoarea tensiunii pe condensator, dioda se blochează și condensatorul se descarcă pe R.

În acest fel se poate obține pe sarcină o tensiune cu un grad mai mic de pulsație. Astfel, ponderea armonicilor superioare este mai mică. Ca urmare, valoarea medie a tensiunii redresate va fi mai mare, deoarece condensatorul are tendința să se încarce până la valoarea maximă U_R a tensiunii redresate. Valoarea amplitudinii vârf la vârf a ondulației se poate calcula cu relația simplificată :

$$\Delta U = U_R \left[1 - \exp\left(-\frac{T}{CR}\right) \right] \quad (5.4)$$

Dacă

$$RC \gg T \Rightarrow \Delta U \cong U \frac{T}{RC} \quad (5.5)$$

S-au utilizat notațiile :

U_R = amplitudinea tensiunii redresate;

T = perioada tensiunii redresate;

R = rezistența de sarcină;

C = capacitatea condensatorului de filtrare.

Funcționarea filtrelor este principial identică pentru redresoarele dublă alternanță.

5.1.2. Redresoare comandate

În practică este necesar ca tensiunea continuă aplicată sarcinii conectate la un redresor să poată fi reglată (variabilă). Pentru aceasta se pot utiliza următoarele metode:

- Introducerea unor rezistoare variabile montate potențiomtric sau în serie la ieșire. În cazul puterilor mari această metodă prezintă dezavantaje cum ar fi: pierderi mari de putere activă și înrăutățirea caracteristicii de ieșire a redresorului.
- Utilizarea de transformatoare sau autotransformatoare cu raport de transformare reglabil, care să poată regla tensiunea de intrare alternativă. Dezavantajul constă în imposibilitatea de modificare a raportului de transformare. Acesta se modifică numai în trepte, în funcție de prizele de pe înfășurare, iar modificarea nu se poate realiza în sarcină, în timpul funcționării redresorului.
- Utilizarea de dispozitive semiconductoare comandate (tiristoare, tranzistoare) care permit varierea valorii tensiunii continue prin modificarea momentului de intrare în conducție (procedeul se numește comanda prin control de fază). Deși este cel mai utilizat procedeu, prezintă însă dezavantajul scăderii factorului de putere odată cu micșorarea perioadei de conducție a elementului redresor.

Un exemplu de redresor monoalternanță comandat este dat în figura 5.6.

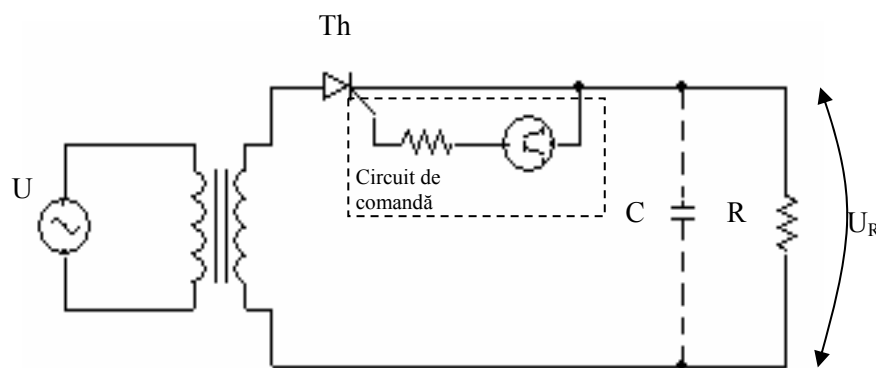


Fig. 5.6. Structura redresorului comandat monofazat, monoalternanță.

Tiristorul intră în conducție numai la aplicarea impulsurilor de comandă în grilă. Ca urmare, forma de undă a tensiunii pe sarcină este cea arătată în figura 5.7. Valoarea medie a acestei tensiuni (deci componenta continuă) este dependentă de valoarea unghiului de comandă α (adică de momentul aplicării comenzii). Se observă că nu se comandă aprinderea tiristorului decât în alternanțele pozitive, când acesta este capabil să intre în conducție deoarece $U_A > 0$.

Valoarea medie a tensiunii redresate este :

$$U_d = \frac{U_2}{\pi} \cos^2 \frac{\alpha}{2} = U_d(\alpha) \quad (5.6)$$

S-a neglijat căderea de tensiune pe tiristorul în conducție, U_A .

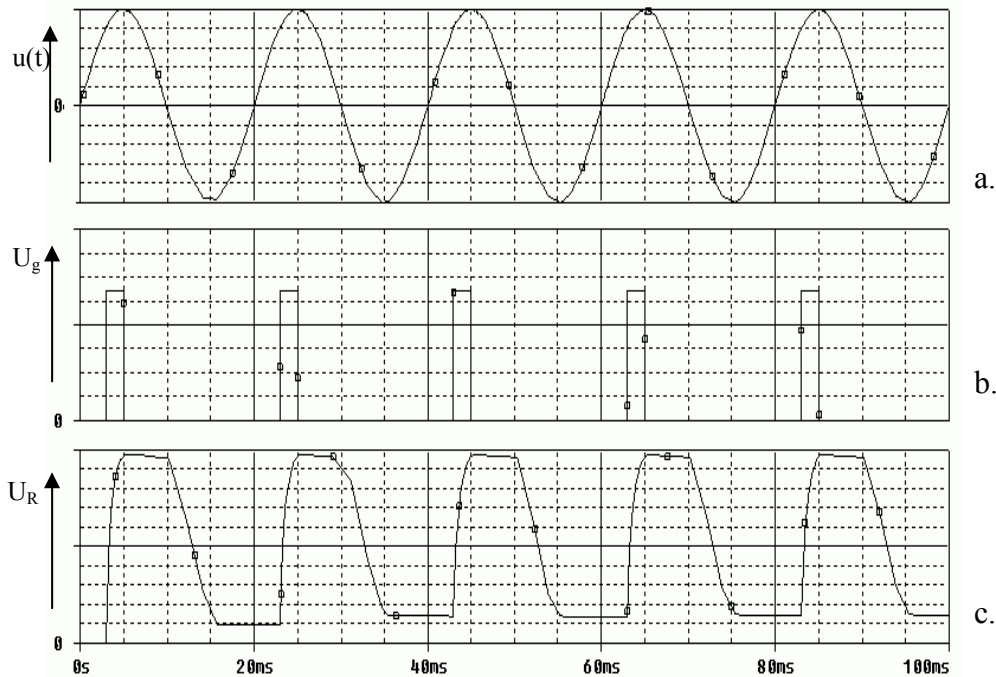


Fig. 5.7. Formele de undă (obținută în PSpice) la redresorul comandat, monofazat, monoalternanță (cu filtru): a) tensiunea alternativă a sursei; b) impulsurile de comandă ale tiristorului; c) tensiunea la ieșire (redresată).

Prin diverse montaje de tip punte se poate obține un redresor comandat dublă alternanță. În figură sunt prezentate astfel de scheme.

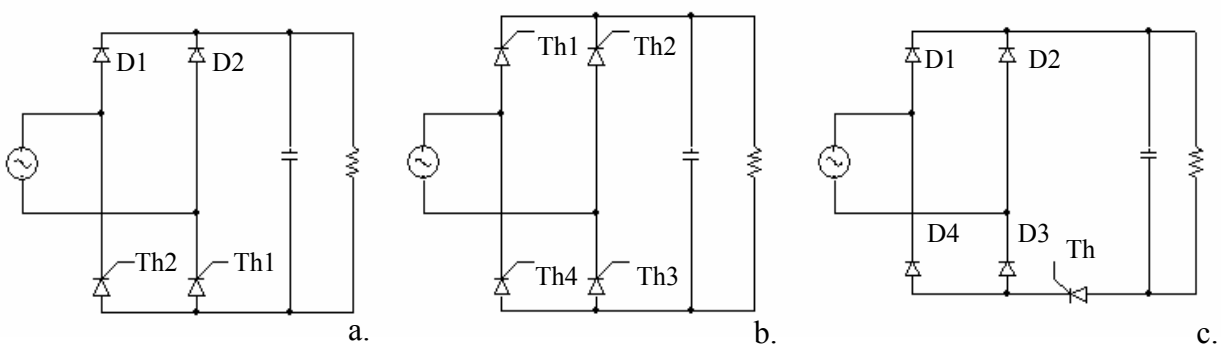


Fig. 5.8. Scheme de redresoare comandate, monofazate, bialternanță.

Figura 5.8.b prezintă un redresor complet comandat. Th1 și Th3 trebuie comandate simultan, în alternanța pozitivă, iar Th2 și Th4 în alternanța negativă. Dacă cele două unghiuri de comandă sunt egale, atunci frecvența tensiunii redresate și valoarea ei medie sunt duble față de cazul redresorului monoalternanță.

Se observă că două dintre tiristoare pot fi înlocuite cu diode, obținându-se varianta mai economică din figura 5.8.a.

Dacă unghiurile de comandă $\alpha_1 = \alpha_2$ (cazul cel mai întâlnit în practică), atunci se poate folosi varianta din figura 5.8.c.

5.1.3. Caracteristicile redresorului monofazat

Ca elemente de calcul, în cazul redresorului monofazat, se consideră următoarele:

1. Schema în c.c. a redresorului este prezentată în figura 5.9:

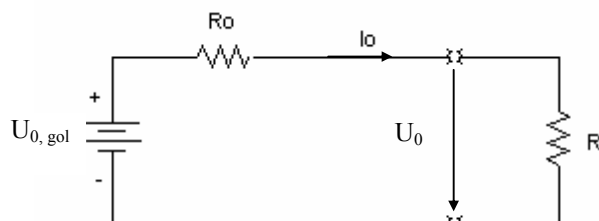


Fig. 5.9. Redresorul privit ca sursă de tensiune.

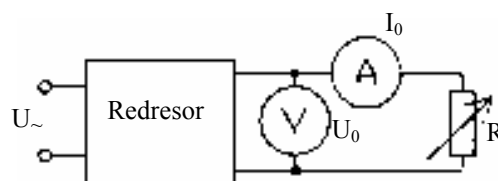


Fig. 5.10. Schema de montaj pentru ridicarea caracteristicii redresorului.

2. Se pot defini următoarele:

Caracteristica externă: dependența tensiunii continue redresate U_0 de curentul de sarcină I_0 . Poate fi neliniară caz în care rezistența de ieșire R_0 nu este constantă și este asociată tangentei la caracteristica externă pentru un curent de sarcină I_0 dat. Caracteristica poate fi determinată prin măsurări cu un montaj ca cel din figura 5.10. Forma căzătoare se datorează căderii de tensiune pe rezistența internă R_i (echivalentă) a sursei de alimentare, depășirii limitelor etajelor stabilizatoare, fluxului de scăpări din transformatorul de rețea, rezistențelor de contact etc.

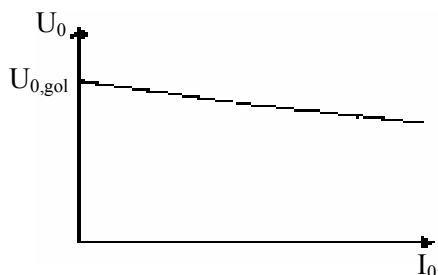


Fig. 5.11. Caracteristica externă

Rezistența internă

$$R_i = \frac{\Delta U}{\Delta I} \Big|_{U \approx ct} \quad (5.7)$$

Randamentul redresării

$$\eta = \frac{U_0 I_0}{P_{\text{absorbitaretea}}} \quad (5.8)$$

Factorul de ondulație

$$\gamma = \frac{\text{valoarea eficace a tensiunii alternative}}{\text{componenta continua}} \quad (5.9)$$

5.2. REDRESOARE POLIFAZATE

Pentru puteri mari ($> 1\text{kW}$) se utilizează redresoare polifazate datorită unor avantaje, din care se amintesc:

- asigură încărcarea simetrică a rețelei de alimentare trifazate, factorul de utilizare al transformatorului de rețea este mai mare, ceea ce reprezintă o caracteristică esențială la redresoarele de putere,
- tensiunea redresată are pulsații de amplitudine mai mică
- iar filtrele de netezire vor putea lipsi.

Dintre schemele de redresare polifazată se prezintă schema cu alimentarea în stea.

Prezentarea redresoarelor polifazate se face cu următoarele ipoteze simplificatoare:

- transformatorul de rețea este simetric, fără pierderi în miez și în înfășurări, fără inductanță de scăpări și fără curent de magnetizare;
- elementele redresoare sunt ideale;
- inductanța de filtraj este de valoare infinită ($\omega L \gg R$), deci curentul prin sarcină este constant.

Între rezultatele experimentale și cele teoretice obținute în aceste ipoteze simplificatoare, există o bună apropiere și justifică această analiză.

Cea mai simplă schemă de redresor polifazat este redresorul trifazat, pentru care faza 1 este considerată ca origine de fază, iar celelalte două faze sunt situate în sistemul direct de tensiuni, la 120° .

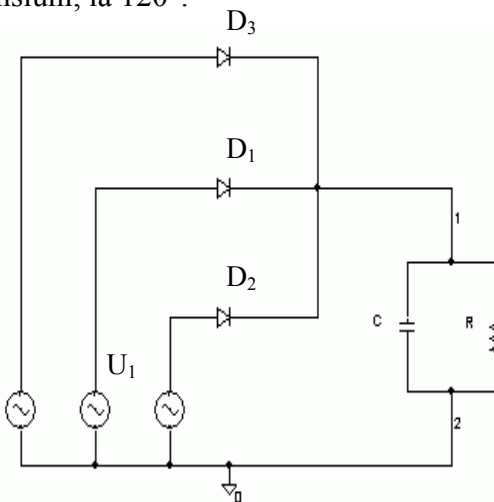


Fig. 5.12. Schema redresorului necomandat, trifazat cu punct median.

În circuitul diodei D_1 acționează tensiunea de pe faza 1 și tensiunea u_s care apare pe sarcină, datorată celorlalte diode. În același mod se determină și tensiunile care acționează în circuitul celorlalte diode. Funcționarea redresorului trifazat cu secundarul în stea se prezintă în figura 5.13. La un moment ωt , tensiunile de fază au valorile u_{22} și $u_{23} > 0$ și satisfac condiția $u_{23} > u_{22}$. Pe anozii diodelor D_2 și D_3 potențialul rezultă pozitiv în raport cu punctul neutru (N), considerat ca punct de referință. Fiecare diodă conduce un interval pentru care tensiunea fazei la care este conectat anodul are valoarea cea mai mare. Durata perioadei de conducție a unei diode este de $2\pi/3$ radiani la sistemul trifazat și de $2\pi/m$ la un sistem general, în stea cu m faze.

Valoarea medie a tensiunii redresate se calculează în cazul mai general al redresorului cu secundarul în stea și cu un număr de m faze, când pulsațiile tensiunii redresate se repetă de m ori într-o perioadă. Calculul se face pe durata unei pulsații, astfel că funcția $u_s(t) = U_{\max} \cos(\omega t)$ este simetrică față de axa ordonatelor.

Măsura în care valoarea medie a tensiunii redresate se apropie de amplitudinea tensiunii din secundar, se determină cu ajutorul noțiunii de „factor de redresare”, definit cu relația:

$$D_r = U_0 / U_{\max} \quad (5.10)$$

U_0 este componenta continuă a tensiunii redresate, calculată cu relația:

$$U_0 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{m}} U_{max} \cos(\omega t) d(\omega t) = U_{max} \frac{\sin \frac{\pi}{m}}{\frac{\pi}{m}} \quad (5.11)$$

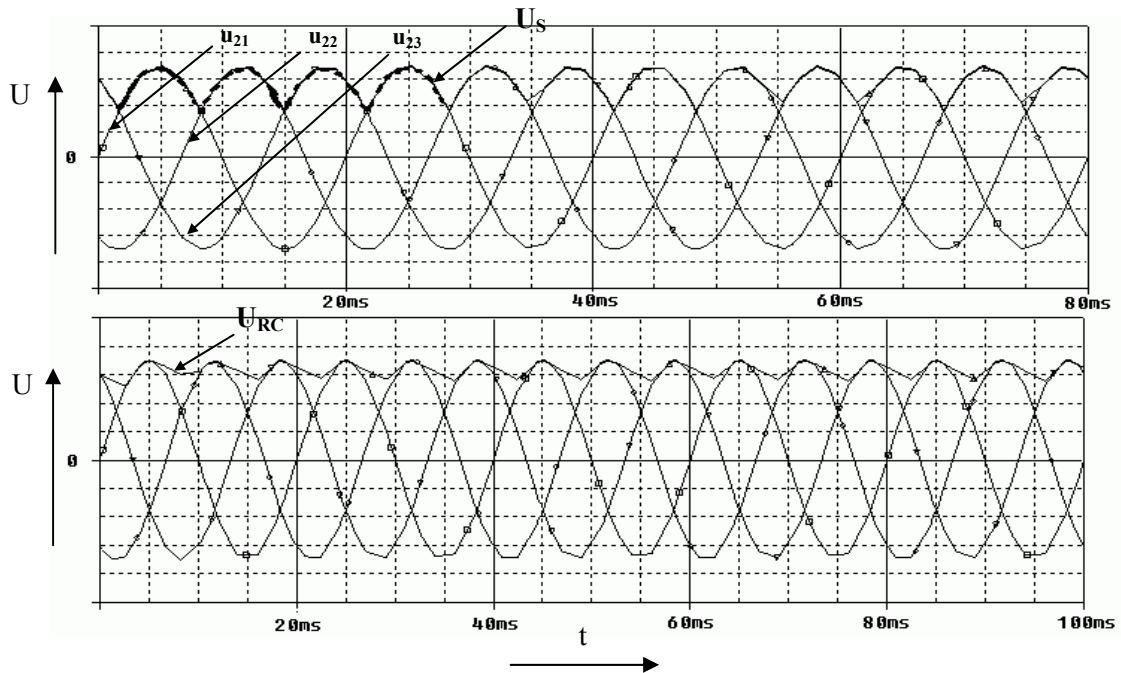


Fig. 5.13. Formele de undă (obținute în PSpice) ale tensiunii pe sarcină la redresorul trifazat: a) redresor fără filtru; b) redresor cu filtru.

Pentru un sistem cu un număr mare de faze rezultă că valoarea medie a tensiunii redresate devine egală cu amplitudinea tensiunii de alimentare. Din acest punct de vedere este necesar să se lucreze cu un număr cât mai mare de faze în secundar. În cazul redresoarelor de putere mare este necesar să se studieze influența armonicilor introduse de acestea:

- Pentru sistemul trifazat, într-o perioadă sunt trei pulsații ale tensiunii redresate, rezultă că armonica cea mai importantă este armonica a treia (150 Hz); armonicile superioare vor fi de ordinul 6, 9, 12 etc.
- Pentru sistemul hexafazat apar șase pulsații ale tensiunii redresate într-o perioadă, deci prima armonică este armonica a șasea (300 Hz).

O a doua schemă de redresor trifazat este cea a redresorului trifazat în punte - larg folosit în aplicațiile industriale, prezentată în figura 5.14 iar formele de undă în figura 5.15.

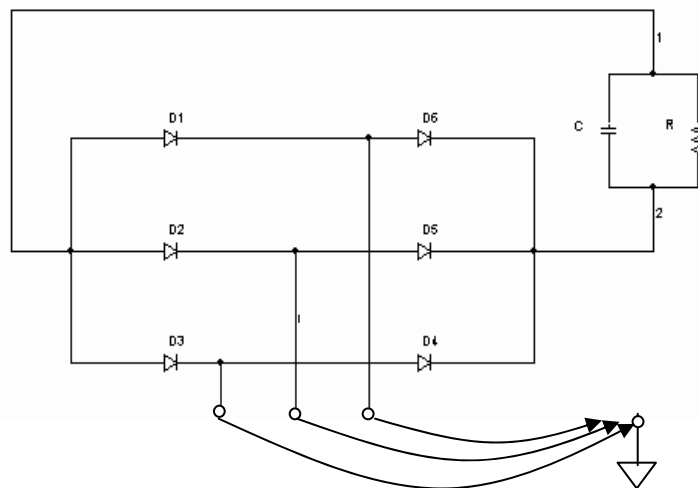


Fig. 5.14. Structura redresorului trifazat punte.

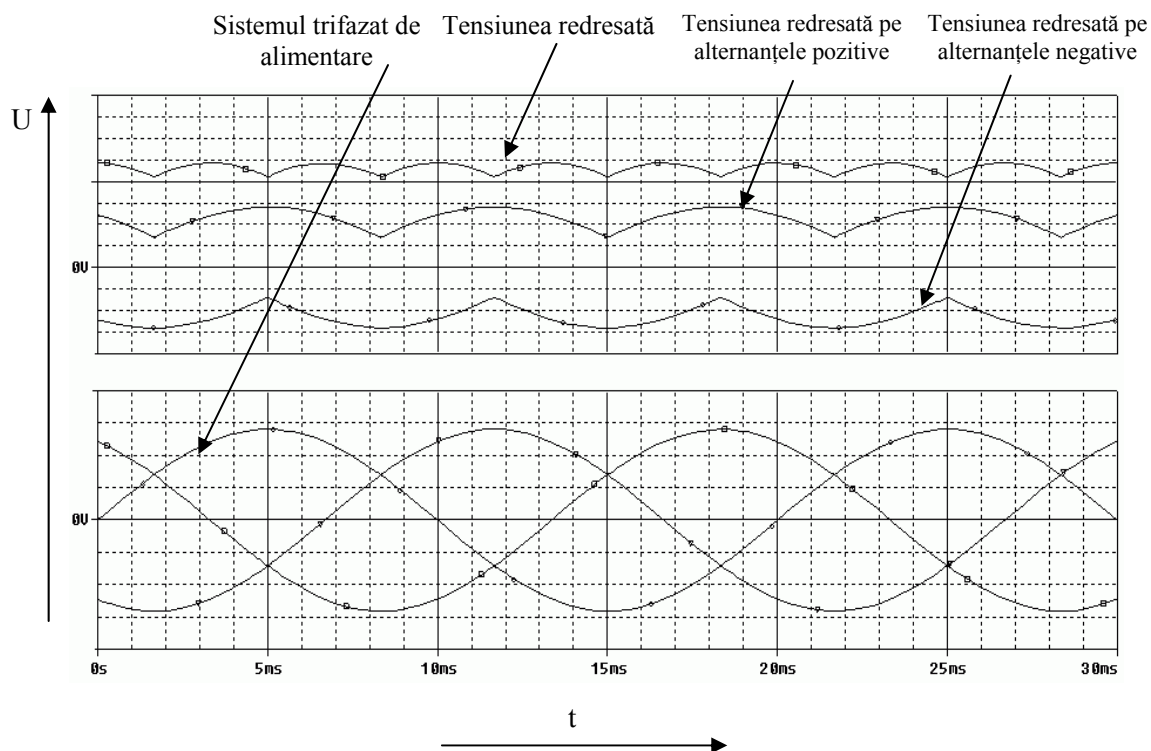


Fig. 5.15. Formele de undă specifice redresorului trifazat punte.

Tensiunea care apare la bornele sarcinii se culege între punctele 1 și 2 ale punții redresoare. Modul cum rezultă tensiunea $u_s(t)$ din sumarea tensiunilor de fază în oricare interval este prezentat în figura 5.15. Valoarea tensiunii redresate este dublă față de cazul redresorului trifazat cu punct median. Durata pulsațiilor scade la $\pi/3$ sau în general la π/m iar amplitudinea pulsațiilor se reduce. Într-o perioadă T vor exista un număr de șase pulsații, deci se obține o comportare echivalentă unui redresor hexafazat cu punct median.

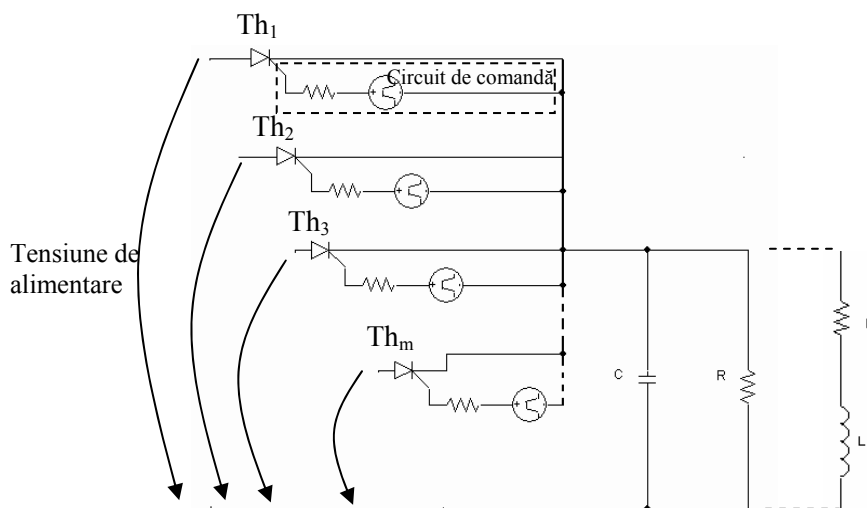


Fig. 5.16. Redresor comandat polifazat (m faze) cu punct median

Schema redresorului comandat polifazat echipat cu tiristoare este prezentată în figura 5.16. Deschiderea tiristoarelor se realizează cu impulsurile de comandă aplicate grilei la momentul $\frac{\alpha}{\omega}$ (α - unghi de comandă).

Curentul prin faze și prin tiristoare are forma unor pulsuri de curent de amplitudine I_0 și durată $2\pi/m$.

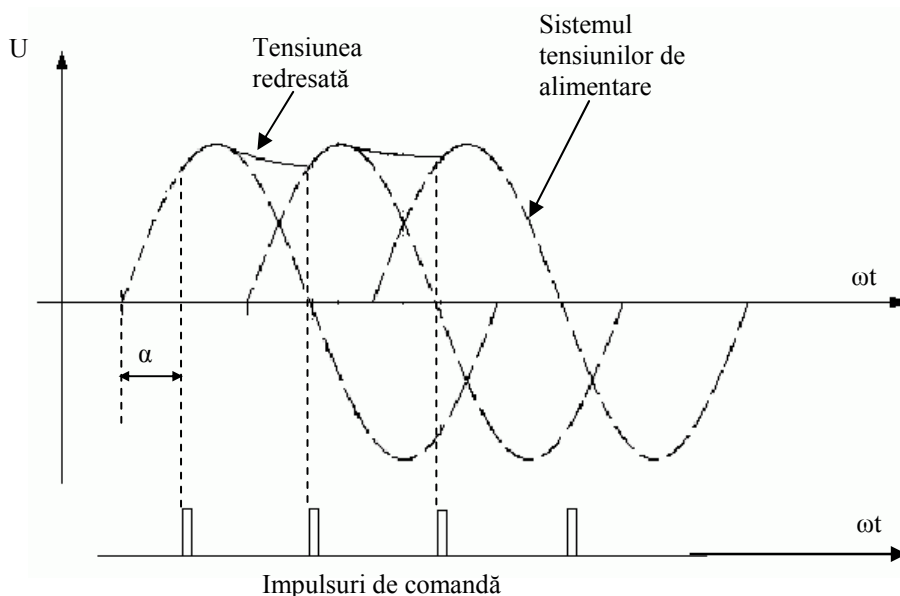


Fig. 5.17. Formele de undă specifice unui redresor comandat polifazat (cu condensator de filtrare).

Intervalul de conducție al unui tiristor este $2\pi/m$, dar el este deplasat cu unghiul α față de cazul redresorului necomandat cu punct median din figura 5.18.

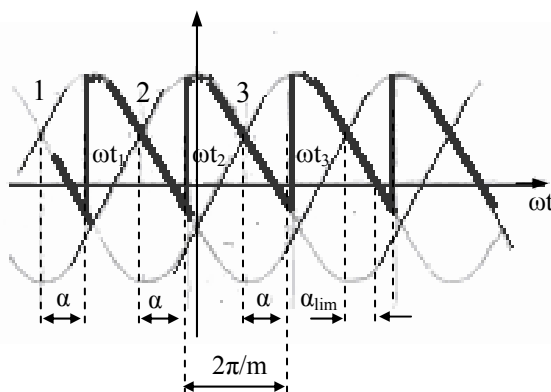


Fig. 5.18. Formele de undă specifice unui redresor comandat trifazat (cu sarcină RL-fără filtru).

La „momentul” ωt_1 , se aplică impulsul de comandă tiristorului T_1 care se deschide. La bornele sarcinii apare o tensiune, care variază în timp asemănător fazei 1. Începând din momentul corespunzător punctului 2, faza cu potențialul cel mai ridicat este faza 2 și întrucât nu s-a aplicat impuls de comanda tiristorului T_2 , acesta rămâne blocat și va continua să conducă tot tiristorul T_1 . În momentul când u_{21} devine negativă inductanța din circuitul sarcinii, L , se opune variației acestui curent. La bornele ei apare o tensiune contraelectromotoare care compensează efectul tensiunii negative de pe faza 1 și asigură polarizarea directă a tiristorului T_1 .

În „momentul” ωt_2 se aplică impuls de comandă tiristorului T_2 , acesta se deschide și determină apariția la bornele sarcinii a tensiunii $u_s = u_{22}$. Catodul tiristorului T_1 are potențial pozitiv, în timp ce anodul are potențialul negativ, astfel că tiristorul T_1 , se blochează. Tiristorul T_2 conduce până în „momentul” ωt_3 , când se aplică impuls de comanda tiristorului T_3 . Anularea

fazei u_{22} se face în momentul $\omega t = \pi/2$, astfel că pentru cazul general al redresorului cu m faze rezultă

$$\alpha_{lim} = \pi/2 - \pi/m$$

Unghiul de comanda α_{lim} caracterizează faptul că pentru $\alpha > \alpha_{lim}$ în componența tensiunii redresate intervin porțiuni negative, valoarea unghiului limită depinzând de numărul de faze.

În cazul sarcinii inductive prezența porțiunilor negative în tensiunea redresată determină mărirea amplitudinii pulsațiilor și constituie un dezavantaj al acestui tip de redresor comandat. Aceste porțiuni negative se pot elimina prin conectarea unei diode în paralel cu sarcina, figura 5.19.

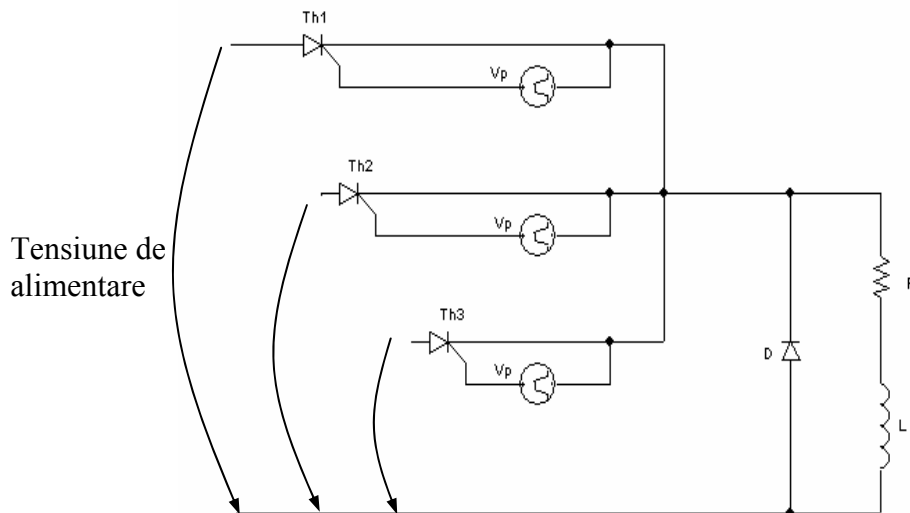


Fig. 5.19. Redresor comandat trifazat cu diodă de nul.

Porțiunea negativă a pulsului tensiunii redresate se datorează tensiunii contraelectromotoare care apare la bornele inductanței sarcinii. În prezența diodei, această tensiune determină polarizarea directă a diodei, astfel că, prin circuitul sarcinii curentul este menținut constant și în cazul $\alpha > \alpha_{lim}$. Căderea de tensiune pe dioda polarizată direct este foarte mică, astfel că în circuitul tiristorului T_1 acționează tensiunea de pe faza 1; ea polarizând invers tiristorul T_1 începând din momentul când $u_{21} < 0$.

Pe baza schemelor prezentate în figurile anterioare se pot realiza diferite scheme de redresare, în funcție de cerințele beneficiarului și de tipul sarcinii redresorului. În funcție de natura sarcinii, redresoarele pot fi: redresoare cu sarcină rezistivă (prezentate în schemele anterioare), redresoare cu sarcină inductivă (RL) și redresoare cu sarcină capacitivă (RC). După cum se observă s-au prezentat scheme cu dispozitive semiconductoare, acestea impunându-se în fața dispozitivelor cu vid prin avantajele oferite:

- Durată de funcționare, teoretic nelimitată;
- Cădere de tensiune directă mică;
- Gabarit redus.

6. STABILIZATOARE

Pentru a funcționa corect, aparatura electronică necesită tensiuni de alimentare continue constante, eventualele abateri de la valoarea nominală determinând funcționarea incorectă.

Tensiunea obținută la ieșirea unui redresor cu filtru are:

- componentă continuă, dependentă de tensiunea rețelei;
- componentă variabilă (ondulațiile).

Valoarea tensiunii obținute prin redresare este invers proporțională cu valoarea curentului de sarcină (caracteristică externă căzătoare) și este dependentă de temperatură.

Pentru menținerea constantă a tensiunilor sau curenților de alimentare se utilizează un circuit electronic cu rol de stabilizare, denumit *stabilizator*.

În prezent există un număr relativ mare de circuite destinate stabilizării tensiunii sau curentului, cu valori continue sau alternative. Clasificarea acestor circuite se poate face după mai multe criterii: puterea pe care o controlează, principiul de funcționare, tipul elementelor utilizate pentru stabilizare, gradul de stabilizare sau natura sarcinii.

Stabilizatoarele de tensiune constituie unul dintre blocurile componente ale surselor de alimentare, după cum se observă în figura 6.1, prezentând avantajul unui reglaj comod al mărimii de ieșire precum și performanțe tehnice ridicate.

Stabilizatorul de tensiune ideal este un circuit care asigură la ieșire o tensiune independentă de tensiunea de intrare, de curentul de sarcină și de temperatură. Stabilizatorul de tensiune real nu poate realiza o independență totală a tensiunii de ieșire de factorii menționați mai sus, micșorând însă dependența.

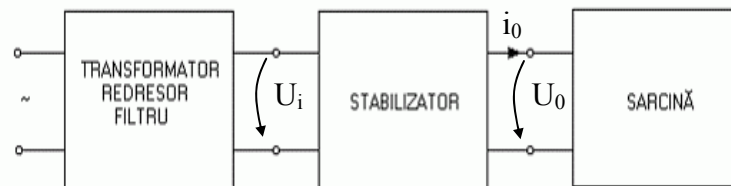


Fig. 6.1. Componenta sursei stabilizate de alimentare.

În principiu, stabilizarea unei tensiuni continue se poate realiza:

- înainte de redresor, prin menținerea constantă a tensiunii alternative de alimentare. Dezavantaj: preia numai variațiile de rețea.
- după redresor, prin intercalarea între acesta și sarcină a unui element capabil să preia variațiile de tensiune. Avantaj: menține constantă tensiunea de sarcină, indiferent de cauzele care tind să o modifice. Din acest motiv dispozitivele din a doua categorie sunt preferate în practică.

Stabilizatorul de tensiune este un aparat conectat între sursă și consumatorul de energie electrică și servește la micșorarea variațiilor tensiunii de alimentare până la limitele impuse de performanțele consumatorului.

Stabilizatorul de curent este asemănător stabilizatorului de tensiune, cu deosebirea că micșorează (până la anumite limite) variațiile curentului.

Clasificarea stabilizatoarelor

1. După principiul de funcționare stabilizatoarele de tensiune se împart în:

- stabilizatoare parametrice;
- stabilizatoare cu reacție;
- stabilizatoare în regim de comutație.

Stabilizatorul parametric are structura cea mai simplă. La baza funcționării acestuia stă neliniaritatea caracteristicii curent – tensiune a dispozitivului electronic folosit (în general o diodă stabilizatoare - Zener).

Stabilizatoarele cu reacție realizează funcția de stabilizare printr-o reacție negativă, dispozitivele electronice folosite funcționând liniar. Acest tip de stabilizatoare se consideră circuite liniare.

Stabilizatoarele în regim de comutație sunt stabilizatoare cu reacție la care elementul regulator al tensiunii de ieșire nu lucrează liniar, ci în regim de comutație. În acest regim crește randamentul stabilizatorului.

2. După modul de amplasare a elementului regulator în raport cu ieșirea stabilizatorului, stabilizatoarele de tensiune pot fi:

- stabilizatoare serie;
- stabilizatoare derivație.

3. După metoda de stabilizare există următoarele tipuri principale de stabilizatoare:

- Stabilizatoare electromagnetice (în general transformatoare cu prize), utilizate de obicei pentru reglarea tensiunilor alternative în instalațiile de mare putere. Acțiunea de stabilizare se bazează pe proprietățile miezurilor magnetice saturate.
- Stabilizatoare electronice prin compensație (reglare automată). Elementul neliniar preia variațiile de tensiune sau curent ale sarcinii, ca urmare a unei comenzi primite prin intermediul unei bucle de reacție. Aceste stabilizatoare sint denumite adesea prescurtat „stabilizatoare electronice”.
- Stabilizatoare parametric, care folosesc o impedanță neliniară în serie sau în paralel cu sarcina, capabilă să compenseze variațiile parametrului de ieșire. Stabilizatoarele parametric sunt, de asemenea, stabilizatoare electronice.

Indiferent de categoria din care face parte, un stabilizator de tensiune continuă poate fi reprezentat sub forma unui cuadripol, ca în figura 6.2. Consumatorul de energie electrică de la ieșirea stabilizatorului se consideră de forma unei rezistențe echivalente de sarcină, R_s .

Tensiunea U_0 de la ieșirea stabilizatorului este dependentă de tensiunea de intrare în stabilizator, U_i (tensiunea obținută de la redresor).

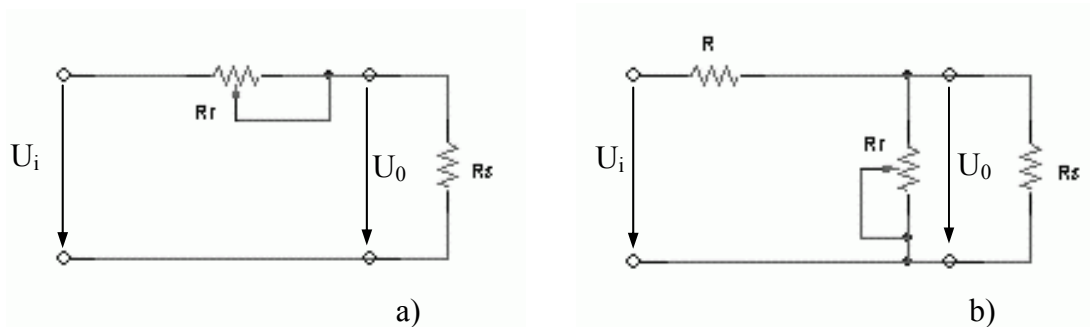


Fig. 6.2. Stabilizatorul privit ca un cuadripol

Se consideră $U_0 = f(U_i, R_s)$. Variațiile tensiunii de ieșire provocate de variațiile tensiunii redresate și ale rezistenței de sarcină, se exprimă prin relația:

$$dU_0 = \frac{\partial U_0}{\partial U_i} \cdot dU_i + \frac{\partial U_0}{\partial R_s} \cdot dR_s. \quad (6.1)$$

Cele două modalități de reglare de bază, serie și paralel, sunt prezentate în figura 6.3. În practica electronică însă, circuitul de reglare este mult mai complex decât varianta prezentată în figură.



6.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE

6.1.1. STABILIZATOARE PARAMETRICE

În figura 6.4 este prezentată schema unui stabilizator parametric cu diodă stabilizatoare. Funcționarea schemei se bazează pe caracteristica neliniară a diodei stabilizatoare. Se știe că dioda Zener admite variații relativ mari de curent la variații mici ale tensiunii pe diodă. Tensiunea la ieșirea stabilizatorului este chiar tensiunea pe diodă, adică $U_0 = U_Z$. Din acest motiv (se cere $U_0 = ct.$) dioda trebuie să fie alimentată cu un curent în plaja de stabilizare $I_{Zm} \div I_{ZM}$. I_{Zm} este determinat de ieșirea din regiunea de stabilizare, iar I_{ZM} este determinat din considerente de putere ($I_{ZM} = P_{ZM}/U_Z$).

Caracteristica neliniară a diodei stabilizatoare se poate liniariza pe porțiuni (figura 6.6). Caracteristica liniarizată acceptă relația:

$$U_Z = U_{Z0} + R_Z I_Z \quad (6.2)$$

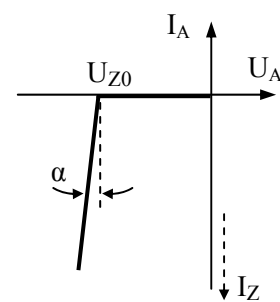
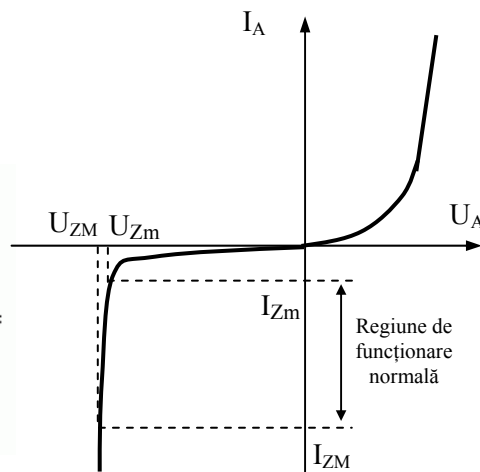
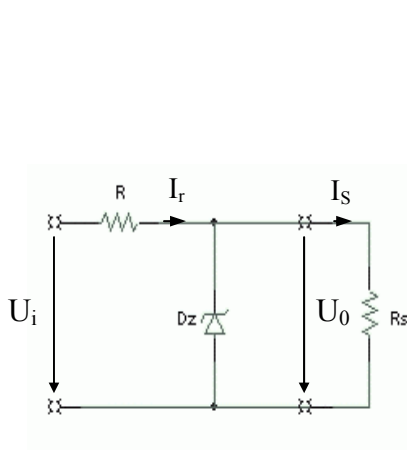


Fig. 6.4. Schema stabilizatorului parametric cu diodă Zener.

Fig. 6.5. Caracteristica diodei Zener.

Fig. 6.6. Liniarizarea caracteristicii diodei Zener; $tg \alpha = R_Z$

Valorile nominale sunt cuprinse:

- pentru U_Z între câțiva volți și zeci de volți;
- pentru I_Z între miliamperi și zeci de miliamperi;
- pentru R_Z între câțiva Ω și zeci de Ω .

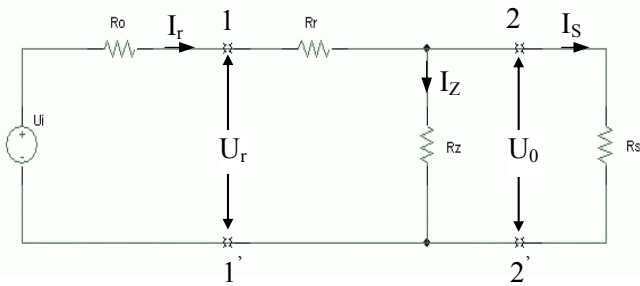


Fig. 6.7. Schema echivalentă a stabilizatorului parametric pentru regimul dinamic.

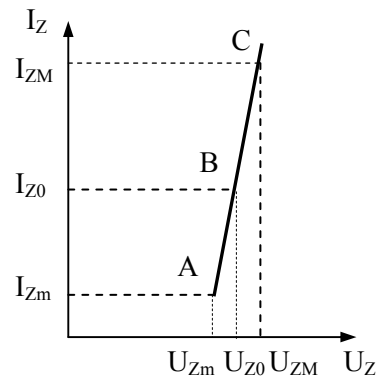


Fig. 6.8. Caracteristica diodei Zener în zona de străpungere.

Dacă la bornele receptoare 2-2' (fig.6.7) nu se conectează nici un consumator ($R_s = \infty$), curentul prin diodă este maxim $I_{z \max}$, punctul de funcționare se stabilește în C, iar tensiunea pe element este de asemenea maximă $U_0 \max = U_z \max$. Conectând sarcina, aceasta va absorbi un curent în dauna curentului prin diodă, care scade; punctul de funcționare se deplasează în jos spre B. Mărind consumul prin sarcină (R_s scade, I_s crește) punctul de funcționare se deplasează din ce în ce mai jos. La un anumit curent maxim prin sarcină $I_{s \max}$, punctul de funcționare tinde spre limita inferioară, punctul A – curentul prin Z devine minim, iar tensiunea la bornele de ieșire devine de asemenea minimă.

Se observă că variația curentului de sarcină aduce implicit o variație a curentului prin diodă; crește curentul de sarcină, iar curentul prin diodă scade. Același mecanism acționează și în cazul variației tensiunii de rețea, reprezentată în schemă prin sursa U_i , (tensiunea debitată de redresor în gol), R_0 fiind rezistența internă a redresorului.

Creșterea tensiunii de rețea se reflectă prin creșterea tensiunii U_i , ceea ce va conduce la creșterea tensiunii de intrare în stabilizator U_r , și a curentului I_r . Variațiile curentului I_r vor fi preluate însă, în cea mai mare parte, de dioda Zener, astfel că tensiunea și curentul prin sarcină vor rămâne aproximativ constante.

Pentru stabilizatorul din figura 6.7 se pot defini următorii parametri:

- Coeficientul de stabilizare:

$$S_0 = \left. \frac{\Delta U_r}{\Delta U_0} \right|_{I_s = ct} = 1 + \frac{R_r}{R_Z} \quad (6.3)$$

- Rezistența internă a stabilizatorului:

$$R_{ies} = R_Z \parallel (R_0 + R_r) = \frac{R_Z (R_0 + R_r)}{R_0 + R_r + R_Z} \quad (6.4)$$

Din cele două relații se observă că pentru obținerea unui coeficient de stabilizare mai bun trebuie mărită valoarea așa numitei *rezistențe de balast*, notată R_r . Însă, la creșterea rezistenței R_r apare *dezavantajul* unei pierderi suplimentare de tensiune și totodată posibilitatea ieșirii din plaja de stabilizare a diodei ($I_{Zm} < I_Z < I_{ZM}$).

Observație

În cazul necesității de a obține tensiuni stabilizate de valori ridicate, se pot lega în serie mai multe diode stabilizatoare. În figura 6.9 sunt prezentate câteva scheme de stabilizatoare cu diode Zener.

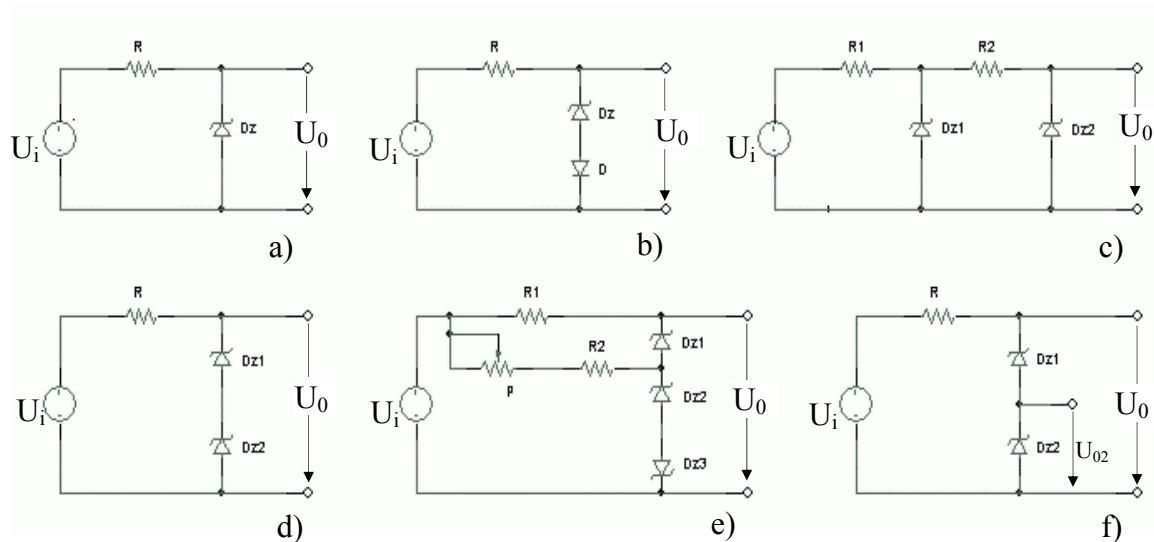


Fig. 6.9. Scheme electrice de stabilizoare parametrice cu diode Zener:
 a) stabilizator format dintr-o celulă simplă de stabilizare;
 b) stabilizator prevăzut cu diodă pentru stabilizare termică;
 c) stabilizator constituit din două celule în cascadă;
 d) stabilizator pentru tensiune ridicată, cu două diode Zener în serie;
 e) stabilizator constituit din diode Zener în serie, prevăzut cu diodă (Z_3) pentru compensare termică;
 f) stabilizator cu diode Zener în serie, care furnizează două tensiuni la ieșire.

6.1.2. STABILIZATOARE CU REACȚIE

6.1.2.1. Stabilizator de tensiune cu element de reglaj serie

Datorită performanțelor și randamentului, acest tip de stabilizator are cea mai largă răspândire în practică.

Schema bloc de principiu a unui stabilizator cu element de reglaj serie este reprezentată în figura 6.10. Aceasta conține aceleași blocuri componente ca și schema stabilizatorului cu element de reglaj derivație, deosebirea constând în locul de amplasare a elementului de reglaj, care este de obicei un tranzistor.

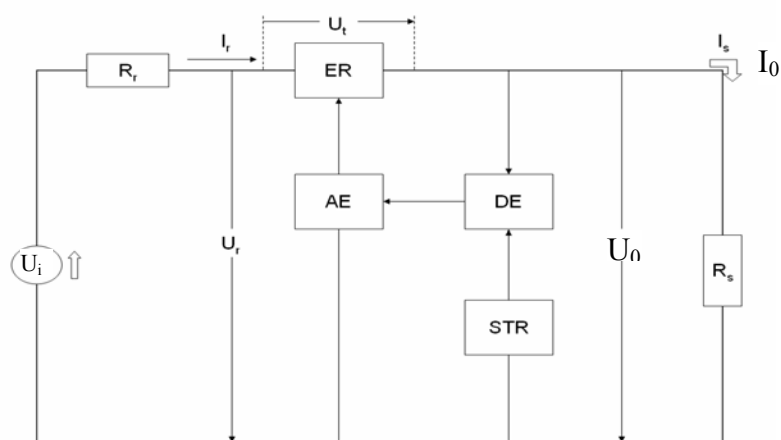


Fig. 6.10. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune continuă cu element de reglaj serie: ER-element de reglaj; AE-amplificator de eroare; DE-detector de eroare; STR-sursă de tensiune de referință.

Funcționarea stabilizatorului: Variația tensiunii de ieșire U_0 într-un anumit sens, atrage după sine prin intermediul buclei de reacție o variație în același sens a căderii de tensiune U_t , de pe elementul de reglaj. Tensiunea de ieșire fiind egală cu diferența dintre tensiunea de intrare și cea de pe elementul de reglaj, tendința inițială este astfel contracarată.

Stabilizatoarele de tensiune serie pot fi întâlnite în practică sub două forme:

1. Stabilizatoare fără amplificator de eroare, figura 6.11;
2. Stabilizatoare cu amplificator de eroare, figura 6.12.

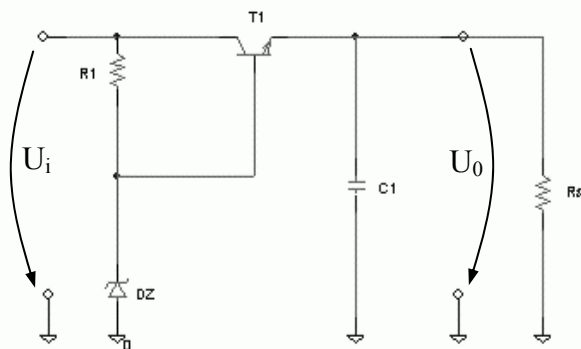


Fig. 6.11. Schema stabilizatorului cu element de reglaj serie fără amplificator de eroare.

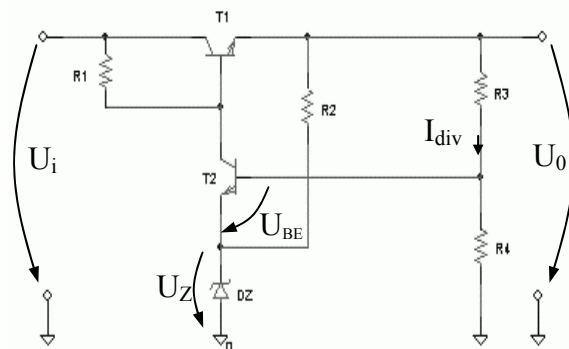


Fig. 6.12. Schema stabilizatorului cu element de reglaj serie cu amplificator de eroare.

Elementul de reglaj (rezistorul variabil) din figura 6.3 este înlocuit de tranzistorul T1. Alături de tranzistor, elementele principale ale unui stabilizator sunt rezistorul de limitare a curentului (R_1) și dioda Zener. După cum se știe, proprietatea diodei Zener este de a bloca trecerea curentului atât timp cât tensiunea aplicată la bornele diodei nu depășește o valoare stabilită constructiv (tensiune Zener). În cazul în care tensiunea aplicată depășește tensiunea Zener, prin diodă apare curent datorat conducției inverse (de la catod la anod).

Tranzistorului i se aplică o tensiune constantă pe bază, numită (în general) tensiune de referință. Presupunând că tensiunea în circuitul de ieșire suferă modificări, emitorul tranzistorului va prelua variația și corespunzător vor avea loc modificări în polarizarea tranzistorului.

Exemplu

Fie cazul unei scheme în care dioda Zener are valoarea tensiunii Zener de 15V și la care tensiunea de intrare este de 20V (fig.6.13).

Dioda Zener stabilește valoarea tensiunii pe baza tranzistorului T. Polarizarea directă a joncțiunii bază-emitor determină o cădere de tensiune pe joncțiune de 0,7V, caz în care căderea de tensiune pe tranzistor va fi de 5,7V și tensiunea de ieșire va avea valoarea de 14,3V.

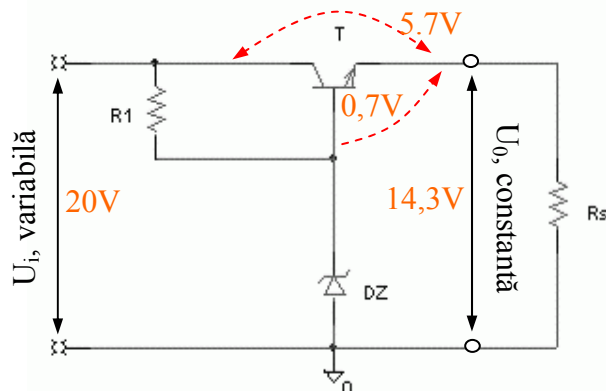


Fig. 6.13. Schema simplificată a unui stabilizator cu element de reglaj serie (fără amplificator de eroare).

Mecanismul de reglare:

1. Să presupunem că tensiunea de intrare variază, fiind 20,1V. Corespunzător, tensiunea de ieșire va crește lavalooarea de 14,4V, ceea ce înseamnă o deviație de la tensiunea cerută la ieșire de 0,1V. Deoarece tensiunea în baza tranzistorului este menținută constantă (15V) de către dioda DZ, tensiunea de polarizare directă BE va fi de 0,6V, mai mică decât cea normală de 0,7V. Rezistența tranzistorului va crește însă, având ca rezultat creșterea căderii de tensiune pe tranzistor la 5,8V și implicit readucerea tensiunii de ieșire la valoarea de 14,3V.

2. Presupunem că tensiunea la ieșire scade la 14,2V. Pentru că dioda DZ menține tensiunea în baza tranzistorului T la valoarea de 15V, tensiunea de polarizare directă BE va crește la 0,8V. Aceasta înseamnă o micșorare a rezistenței tranzistorului, reducându-se căderea de tensiune pe acesta la valoarea de 5,7V, respectiv tensiunea de ieșire la 14,3V.

6.1.2.2. Stabilizator de tensiune cu element de reglaj derivație

În cazul stabilizatorului de tensiune continuă cu element de reglaj derivație, variațiile tensiunii de ieșire U_0 sunt sesizate de detectorul de eroare DE prin comparare cu tensiunea de referință furnizată de sursa de tensiune de referință STR. Amplificatorul de eroare AE comandă curentul elementului de reglaj ER, care compensează tendințele de variație ale tensiunii de sarcină. Prin urmare, o tendință de variație într-un sens a tensiunii de ieșire atrage după sine o (comanda de) variație în sens opus.

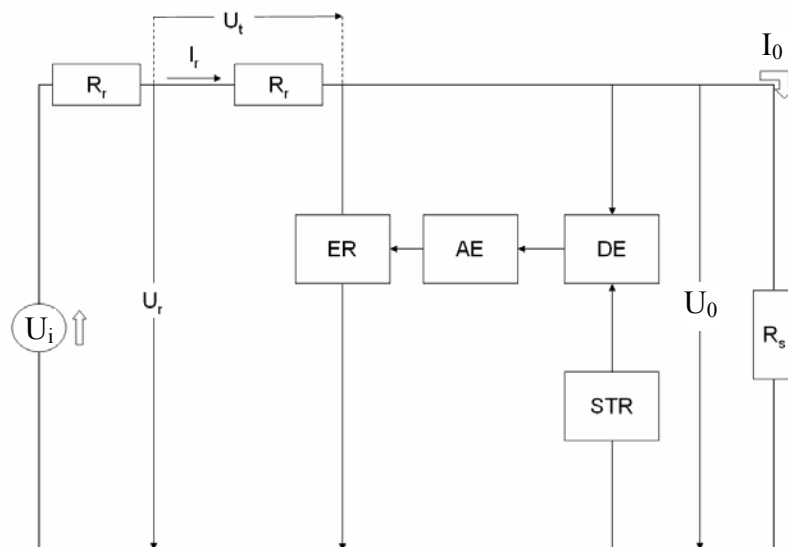


Fig. 6.14. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune continuă cu element de reglaj derivație.

Exemplu

Fie un stabilizator cu element de reglaj derivație cu tensiunea de intrare de 20V (fig.6.15). Căderea de tensiune pe dioda Zener este constantă, în valoare de 5,6V. Din schemă, rezultă o cădere de tensiune pe rezistorul R de 14,4V. Pentru o cădere de tensiune pe joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T de 0,7V, căderea de tensiune pe rezistorul R1 este de 13,7V și tensiunea de ieșire U_0 va fi de 6,3V.

Mecanismul de reglare:

1. Fie o variație a tensiunii de intrare în sens crescător de 0,1V, ceea ce înseamnă creșterea tensiunii la ieșire la 6,4V. Pentru că dioda Zener își menține tensiunea la borne constantă în valoare de 5,6V, creșterea tensiunii de intrare conduce la creșterea căderii de tensiune pe joncțiunea BE (polarizată direct) a tranzistorului la valoarea de 0,8V. Rezistența

tranzistorului scade, curentul prin ea crește și căderea de tensiune pe R1 devine 13,8V. Totodată, căderea de tensiune pe rezistența de sarcină va reveni la valoarea de 6,3V.

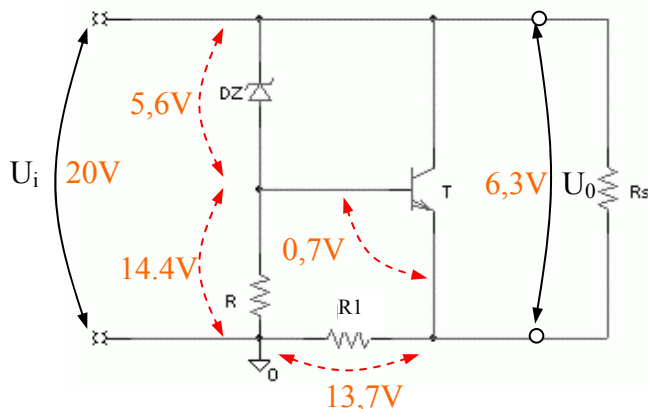


Fig. 6.15. Schema simplificată a unui stabilizator cu element de reglaj derivație.

2. Să presupunem că are loc o micșorare a rezistenței de sarcină, respectiv o scădere a tensiunii de ieșire la valoarea de 6,2V. Datorită diferenței de tensiune la ieșire de 0,1V, tensiunea de polarizare directă a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului va fi de 0,6V. Această scădere conduce la creșterea rezistenței tranzistorului, reducerea curentului prin tranzistor și în final, la creșterea curentului de sarcină la o valoare care să stabilească tensiunea pe sarcină la 6,3V.

Observație

Atât în cazul stabilizatorului serie cât și în cazul stabilizatorului derivație, aceste variații, respectiv aceste cicluri de aducere a tensiunii la valoarea dorită, durează câteva fracțiuni de secundă.

Alegerea elementului de reglaj

Elementul de reglaj se alege astfel încât să satisfacă parametrii de funcționare impuși stabilizatorului:

- variațiile procentuale pozitive (b) și negative (a) ale tensiunii de rețea;
- tensiunea maximă de sarcină, ($U_s \max$);
- tensiunea minimă de sarcină ($U_s \min$);
- curentul maxim prin sarcină ($I_s \max$).

Situațiile extreme în funcționare sunt determinate de:

$$U_{r \min} = U_{T \min} + U_{0 \max} = (1 - a)U_r; \quad (6.5)$$

$$U_{r \max} = U_{T \max} + U_{0 \min} = (1 + b)U_r. \quad (6.6)$$

În relațiile anterioare $U_{T \min}$ este tensiunea minimă pe elementul de reglaj în cazul tensiunii de rețea scăzute, iar $U_{T \max}$ este tensiunea maximă pe elementul de reglaj în cazul tensiunii de rețea crescute. Rezultă:

$$U_{T \max} = \frac{1 + b}{1 + a} (U_{T \min} + U_{0 \max}) - U_{0 \min} \quad (6.7)$$

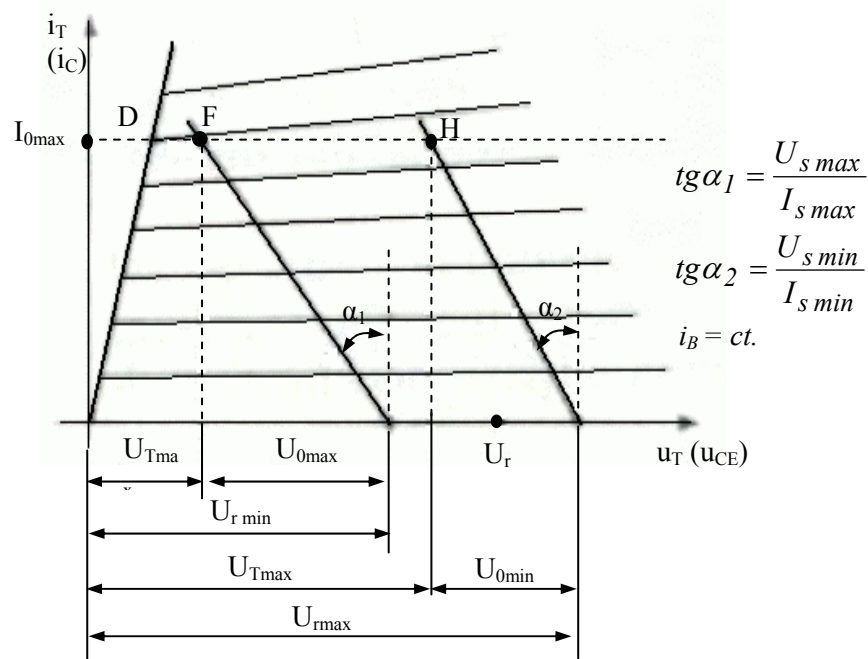


Fig. 6.16. Caracteristica curent-tensiune a elementului de reglaj și situațiile extreme întâlnite în funcționarea stabilizatorului cu ER serie.

Dacă în cazul $U_{r \min}$ și $U_{0 \max}$ se solicită curentul maxim $I_{0 \max}$, puterea pe care trebuie să o disipe elementul de reglaj devine maximă, valoarea acesteia fiind:

$$P_{d \max} = U_{T \max} I_{0 \max} = \left[\frac{I + b}{I + a} (U_{T \min} + U_{0 \max}) - U_{0 \min} \right] \cdot I_{0 \max} \quad (6.8)$$

S-a aproximat curentul maxim prin elementul de control cu $I_{0 \max}$. În relația anterioară, singurul element necunoscut este $U_{T \min}$. Pentru tranzistoare de medie și mare putere, această tensiune se poate impune ca fiind de $(1 \div 4)V$, valoarea maximă reprezentând o rezervă pentru pulsațiile tensiunii de alimentare, un coeficient de siguranță pentru ca în prezența acestora tranzistorul să nu fie adus la saturație (punctul D) nici chiar de vârfurile pulsațiilor.

Cunoscând puterea disipată maximă, tensiunea maximă colector-emitor (această tensiune se ia egală cu $U_{r \max}$) și curentul de colector maxim (aproximativ egal cu cel maxim de sarcină), din catalog se alege tranzistorul care poate îndeplini rolul de element de reglaj.

6.1.3. STABILIZATOARE DE TENSIUNE ÎN REGIM DE COMUTAȚIE

Schema stabilizatorului în regim de comutație (figura 6.17) conține două părți:

- convertorul cc-cc cu posibilitate de comandă externă;
- circuitul de comandă și control.

Pentru ca tensiunea la ieșire să fie menținută constantă, circuitul de comandă compară tensiunea de ieșire cu o tensiune de referință și, în funcție de eroarea rezultată, modifică raportul de conducție al convertorului cc-cc.

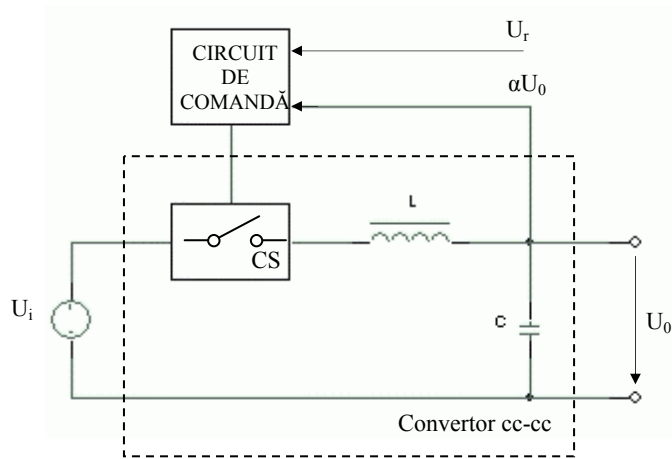


Fig. 6.17. Schema de principiu a stabilizatorului în comutație.

Modificarea componentei continue a tensiunii de ieșire se realizează prin modificarea raportului de conducție. Metoda cea mai utilizată în acest scop este modulația în durată. Această metodă menține spectrul de armonici al tensiunii de ieșire într-o relație strânsă cu celelalte frecvențe ale sistemului alimentat de sursa respectivă, permițând și o filtrare bună.

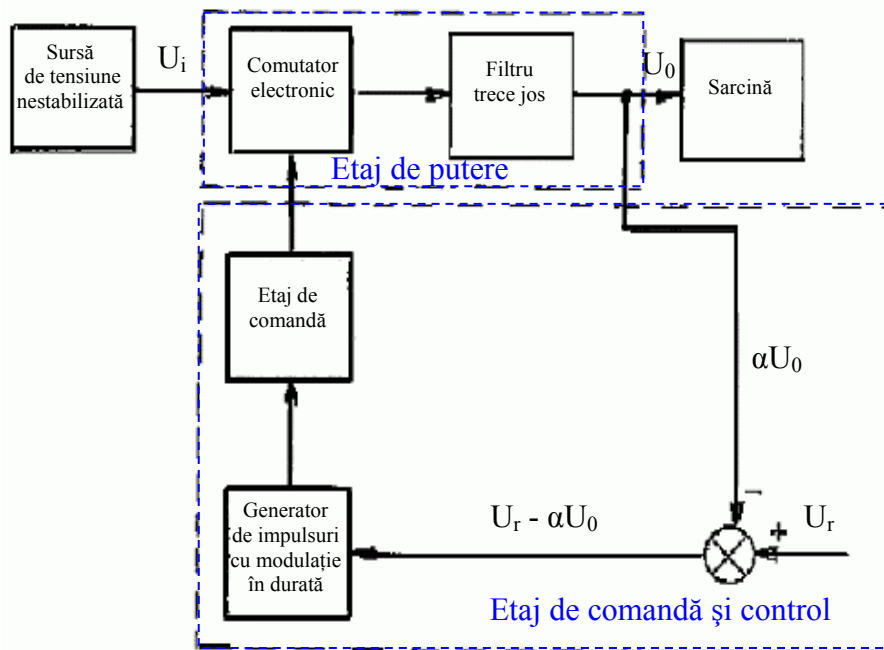


Fig. 6.18. Schema bloc a stabilizatorului de tensiune continuă în regim de comutație: U_i – tensiune de intrare; U_0 – tensiunea la ieșire; U_r – tensiunea de referință.

Convertoarele folosite la realizarea stabilizatoarelor de tensiune în regim de comutație pot fi grupate în:

- convertoare directe;
- convertoare cu revenire;
- convertoare cu funcționare în contratimp.

Filtrele de netezire

Etajul de filtrare este o parte importantă a stabilizatorului în regim de comutație, tensiunea de ieșire având un spectru bogat în armonici superioare. Randamentul stabilizatorului

depinde de modul de realizare a filtrului, de performanțele dinamice, zgomotul și ondulația tensiunii de la ieșire. Dintre tipurile de filtre cunoscute RC, RL sau LC, cel mai des utilizate sunt cele de tipul LC. Folosirea acestui tip de filtru oferă avantaje, precum:

- putere disipată redusă;
- menținerea amplitudinii curentului prin tranzistorul comutator la o valoare acceptabilă;
- valorile inductanței și condensatorului sunt relativ mici atunci când frecvența de lucru a convertorului depășește 10 – 20 KHz.

Circuitul de comandă și control are rolul de a modifica raportul de conducție al convertorului, astfel ca valoarea medie a tensiunii de la ieșire să fie menținută constantă. Pentru aceasta, cu ajutorul unui comparator sau al unui amplificator diferențial, o fracțiune din tensiunea de la ieșirea stabilizatorului este comparată cu o tensiune de referință, riguros stabilită. Schema unui generator pentru impulsuri modulate în durată este prezentată în figura 6.19.

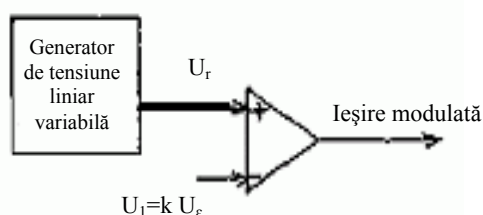


Fig. 6.19. Schema bloc a generatorului de impulsuri modulate în durată.

Tensiunea de eroare de la ieșire este proporțională cu diferența dintre cele două tensiuni. Semnalul de eroare de la ieșire este apoi amplificat și aplicat la intrarea unui generator de impulsuri modulate în durată. Durata impulsurilor de comandă a convertorului cc-cc este modificată în sensul anulării semnalului de eroare.

Prin utilizarea stabilizatoarelor în regim de comutație (sunt tot stabilizatoare cu reacție, la care elementul regulator al tensiunii de ieșire nu lucrează liniar, ci în regim de comutație) crește randamentul stabilizatorului.

6.2. STABILIZATOARE DE CURENT

În unele circuite este necesară stabilizarea valorii curentului de ieșire. Un astfel de circuit care furnizează curent constant se numește stabilizator de curent. Schema simplificată a unui stabilizator de curent este prezentată în figura 6.20.

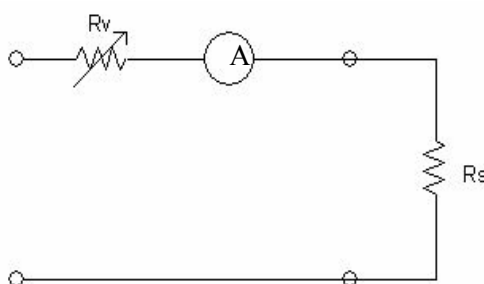


Fig.6.20. Schema simplificată a stabilizatorului de curent

Prezența rezistorului variabil din figură indică conceptul de stabilizator de curent, deși este cunoscut faptul că această componentă nu este suficient de rapidă pentru modificările care au loc în circuit. Pentru o funcționare corectă a circuitului ampermetrul trebuie să indice o valoare constantă a curentului prin rezistorul de sarcină. Astfel, rezistorul variabil R_v compensează modificările apărute la valoarea sarcinii sau la tensiunea de alimentare. Conform

schemei, orice modificare a valorii rezistenței de sarcină produce un salt în valoarea curentului, astfel că pentru a menține curentul constant este necesară:

- Reducerea valorii rezistenței R_V - dacă rezistența de sarcină crește;
- Mărirea valorii rezistenței R_V - dacă rezistența de sarcină scade.

Utilizarea unui rezistor variabil nu este o metodă practică de reglare a valorii curentului. Schema stabilizatorului de curent este prezentată în figura 6.21 și cuprinde alături de rezistor un tranzistor și o diodă Zener.

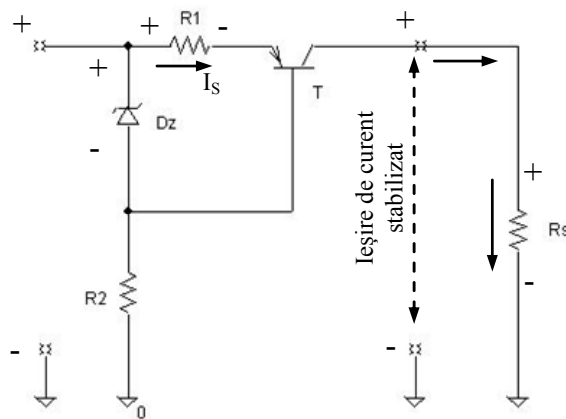


Fig.6.21. Schema stabilizatorului de curent

Circuitul prezentat în figura 6.21 este similar cu cel al stabilizatorului de tensiune. În plus față de schema stabilizatorului de tensiune, apare rezistorul R_1 care sesizează orice modificare a curentului de sarcină. Căderea de tensiune pe R_1 împreună cu tensiunea la bornele DZ se aplică joncțiunii BE a tranzistorului T. Polaritatea tensiunii aplicate acestei joncțiuni este consecință a fluxului de curent prin rezistorul R_1 , căderea de tensiune pe R_1 opunându-se polarizării directe a joncțiunii tranzistorului. Valoarea tensiunii de polarizare a joncțiunii BE a tranzistorului este dată de diferența dintre cele două tensiuni (U_{DZ} ; U_{R1}). Funcția rezistorului R_2 este de limitare a curentului prin dioda Zener.

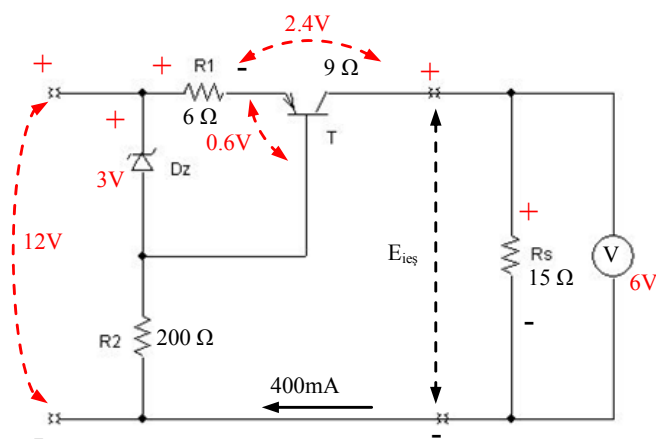


Fig. 6.22. Funcționarea stabilizatorului de curent.

Fie schema din figura 6.22, care trebuie să asigure la funcționarea corectă, un curent prin sarcină constant cu valoarea de 400mA. Tensiunea pe care voltmetrul conectat la ieșirea schemei o indică, ajută la înțelegerea funcționării stabilizatorului de curent. Diferența dintre tensiunea de pe dioda Zener și căderea de tensiune pe rezistorul R_1 este de 0,6V, suficient pentru polarizarea directă a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului. Căderea de tensiune pe rezistorul de sarcină este

de 6V, rezistența tranzistorului este de 9Ω , astfel că avem un curent de 400mA, verificat prin legea lui Ohm:

$$0.4V = \frac{12V}{30\Omega}$$

Reglarea valorii curentului este prezentată în figura 6.23.

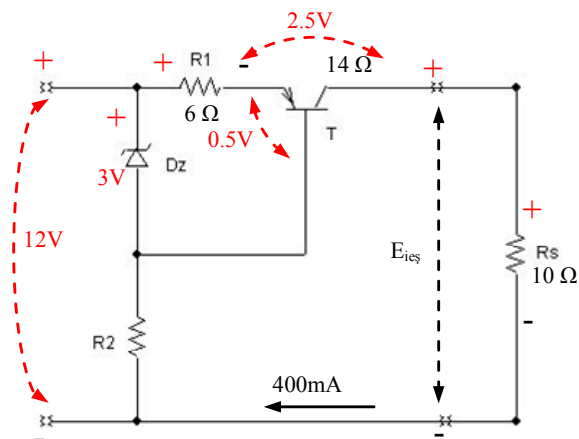


Fig. 6.23. Reglarea valorii curentului.

O scădere a rezistenței de sarcină produce o mărire a valorii curentului prin circuit. Presupunând că valoarea R_S scade de la 15Ω la 10Ω , rezultă o creștere a căderii de tensiune pe tranzistor de la 2,4V la 2,5V, în timp ce valoarea tensiunii pe dioda Zener rămâne constantă la 9V. Valoarea tensiunii de polarizare a joncțiunii tranzistorului devine 0,5V, în timp ce valoarea rezistenței tranzistorului se modifică de la 9Ω la 14Ω . Creșterea de 5Ω a rezistenței tranzistorului implică o scădere cu 5Ω a rezistenței de sarcină, astfel că rezistența echivalentă a circuitului rămâne constantă, implicit valoarea curentului prin circuit.

7. AMPLIFICATOARE

Caracteristici generale ale amplificatoarelor

Amplificatoarele electronice sunt circuite cu foarte multe aplicații în practică. Se întâlnesc în aparatele de măsură (de laborator și industriale), în aparatura electronică de telecomunicații, în aparatura electronică de larg consum (electrocasnică), etc.

Gama foarte largă de aplicații a condus la realizarea de amplificatoare cu performanțe foarte diferite, bazate pe tehnologii diferite, și bineînțeles, având costuri diferite în funcție de destinație și performanțe.

Un amplificator este un dispozitiv care primește semnal de la o sursă pe la bornele de intrare și furnizează semnalul amplificat unei sarcini pe la bornele de ieșire. Amplificatoarele pot fi privite ca un cuadripol. Mărimile de ieșire (u_o , i_o) sunt dependente de cele de intrare (u_i , i_i). Nu întotdeauna ambele variabile, tensiunea și curentul, sunt luate în considerare la utilizarea unui amplificator. Există cazuri în care contează la intrare numai tensiunea sau numai curentul, sau puterea aplicată. Această considerație este valabilă și în raport cu ieșirea amplificatorului. Rezultă că accentul din punct de vedere al semnalului util aplicat la intrare sau dorit la ieșire, cade numai asupra uneia dintre mărimile de intrare sau ieșire ale amplificatorului. Mărimile de intrare (ieșire) sunt legate între ele prin structura amplificatorului sau a sarcinii conectate la ieșirea acestuia.

Circuitul amplificatorului, cu două borne de intrare și două borne de ieșire, caracterizat la intrare prin perechea de mărimi u_i , i_i și la ieșire prin perechea u_o , i_o , satisface următoarele condiții:

- corespondența dintre tensiunea și curentul de ieșire, față de tensiunea și curentul de intrare, este de tip biunivoc, (pentru un amplificator conectat ca în figura 7.1) adică stabilirea unor valori pentru mărimea de la intrare determină în mod univoc mărimile de la ieșire, și reciproc - unei perechi (u_o , i_o) îi corespunde o pereche (u_i , i_i);
- dependența inversă între mărimile de la intrarea amplificatorului și cele de la ieșirea acestuia, trebuie să fie cât mai redusă, aproximativ nulă. În majoritatea cazurilor tensiunea și curentul de la intrarea unui amplificator nu depind de tensiunea și curentul de la ieșirea sa.
- în raport cu mărimea care constituie semnalul util aplicat la intrare, circuitul realizează o amplificare, respectiv domeniul de variație a semnalului la ieșire este mai extins decât la intrare.

Clasificare

1. din punct de vedere al mărimii semnalelor pe care le amplifică:
 - amplificatoare de semnal mic, la care variațiile de tensiune și curent produse de semnalul de intrare în dispozitivele active ale amplificatorului (tuburi, tranzistoare) sunt mici în comparație cu valorile tensiunilor și curenților din punctul static de funcționare, putându-se considera că toate aceste dispozitive lucrează în regim liniar;
 - amplificatoare de semnal mare (de putere), la care variațiile de tensiune și curent din dispozitivele active sunt suficient de mari pentru ca funcționarea acestora să prezinte abateri de la liniaritate ce trebuie luate în considerație, iar puterea semnalului de ieșire este apreciabilă (de ordinul kW).
2. din punct de vedere al tipului semnalului pe care îl pot amplifica:
 - amplificatoare de c.c. – pot amplifica semnale cu variație în timp oricât de lentă (începând de la c.c. la care $f = 0$ până la o frecvență limită superioară);
 - amplificatoare de c.a. – pot amplifica numai semnalele variabile în timp; sub o frecvență limită minimă, respectiv peste o frecvență limită maximă, semnalul nu mai poate fi amplificat.
3. din punct de vedere al frecvenței pe care o poate avea semnalul de intrare pentru ca el să poată fi redat corect la ieșire:

- amplificatoare de joasă frecvență - J.F. (până la 100 kHz);
 - amplificatoare de înaltă frecvență - Î.F. (până la zeci de MHz);
 - amplificatoare de foarte înaltă frecvență - F. Î. F. (pentru telecomunicații terestre și spațiale, Radiolocație, etc. → $10^2 - 10^4$ MHz);
4. din punct de vedere al lărgimii de bandă a semnalului amplificat:
- amplificatoare de bandă îngustă (spectrul semnalului este concentrat într-o bandă îngustă în jurul unei anumite frecvențe; ex. AFI - amplificatoare de frecvență intermediară pentru radioreceptoare 451 ÷ 459 kHz);
 - amplificatoare de bandă largă (ex. AVF – amplificatoarele de videofrecvență ale camerelor videocaptoare 0 ÷ 6 MHz).
5. din punct de vedere al modului de realizare:
- amplificatoare cu tuburi;
 - amplificatoare cu tranzistoare;
 - amplificatoare cu circuite integrate (CI).

Există încă multe alte criterii de clasificare a amplificatoarelor electronice, însă cele prezentate sunt semnificative.

În funcție de tipul semnalelor de intrare și ieșire se deosebesc mai multe tipuri de amplificatoare. Cele mai utilizate sunt:

- *amplificatorul de tensiune*, la care atât mărimile de intrare cât și cele de ieșire sunt tensiuni,
- *amplificatorul de curent*, la care atât mărimile de intrare cât și cele de ieșire sunt curenți.

La **amplificatorul de tensiune**, fiecare port (de intrare, respectiv ieșire) se poate modela printr-un circuit echivalent Thévenin, alcătuit dintr-o sursă de tensiune și o rezistență.

Portul de intrare are un rol pur rezistiv și se modelează printr-o rezistență R_{in} numită *rezistență de intrare*.

Portul de ieșire se modelează cu o sursă de tensiune comandată în tensiune, care semnifică dependența dintre u_{in} și u_o , conectată în serie cu rezistența R_o , numită *rezistență de ieșire*.

Amplificatorul de tensiune se prezintă în figura 7.1, unde A_u reprezintă amplificarea în tensiune (câștigul în tensiune) și se exprimă în V/V.

Sursa de semnal de la intrare este modelată printr-un circuit echivalent Thevenin. Este alcătuită dintr-o sursă de tensiune u_g și o rezistență R_g .

Sarcina are rol pasiv și s-a modelat prin rezistența R_S .

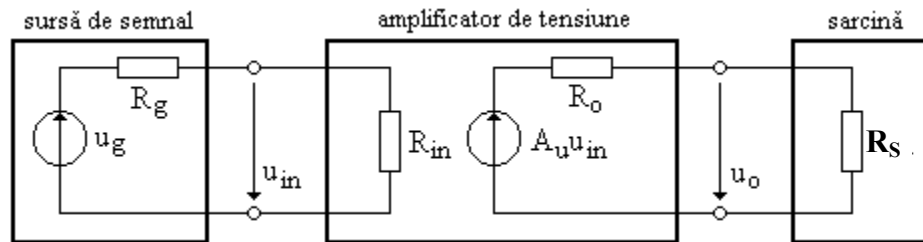


Fig. 7.1. Amplificatorul de tensiune

Expresia tensiunii de ieșire se determină aplicând regula divizorului de tensiune:

$$u_o = \frac{R_S}{R_o + R_S} A_u u_{in}$$

Aplicând, din nou, regula divizorului de tensiune la intrare se obține:

$$u_{in} = \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} u_g$$

Prin eliminarea lui u_{in} și rearanjarea relației se obține câștigul de la sursa de semnal la sarcină:

$$\frac{u_o}{u_g} = \frac{R_{in}}{R_g + R_{in}} \times A_u \times \frac{R_S}{R_o + R_S}$$

Atenuările de la portul de intrare și cel de ieșire se numesc *efecte de încărcare*. Pentru a evita aceste efecte, R_g și R_o trebuie să fie foarte mici în comparație cu R_{in} și R_S . În cazul amplificatorului de tensiune, acest deziderat se poate atinge numai dacă $R_{in} \rightarrow \infty$ iar $R_o = 0$, situație în care se spune că amplificatorul este ideal. În practică trebuie să fie îndeplinite inegalitățile: $R_{in} \gg R_g$, respectiv $R_o \ll R_S$.

Schema echivalentă a unui **amplificator de curent** se prezintă în figura 7.2.

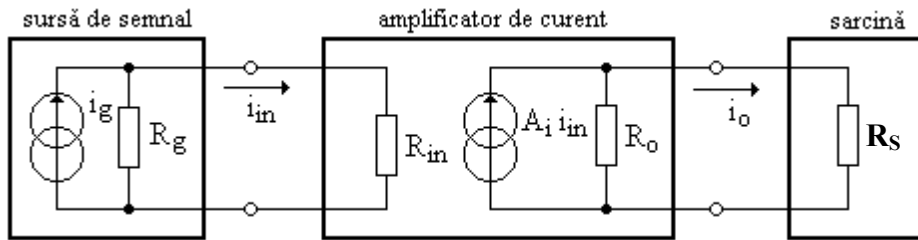


Fig. 7.2. Amplificatorul de curent

Amplificarea în curent s-a notat A_i și se exprimă în A/A.

Aplicând de două ori regula divizorului de curent, se obține:

$$\frac{i_o}{i_g} = \frac{R_g}{R_g + R_{in}} \times A_i \times \frac{R_o}{R_o + R_S}$$

Efectul de încărcare la portul de intrare constă în pierderea unei părți din curentul dat de sursa de semnal prin R_g . La ieșire, efectul de încărcare determină pierderea unei părți din curentul $A_i i_{in}$ prin rezistența R_o . Un amplificator ideal de curent, la care s-au eliminat efectele de încărcare, se caracterizează prin $R_{in} = 0$ și $R_o \rightarrow \infty$ (exact invers ca la amplificatorul de tensiune). În practică trebuie să fie îndeplinite inegalitățile: $R_{in} \ll R_g$, respectiv $R_o \gg R_S$.

Se mai definesc următoarele tipuri de amplificatoare:

Amplificator transconductanță (A/V): mărimea de intrare este o tensiune iar cea de ieșire un curent. Analiza la portul de intrare corespunde unui amplificator de tensiune iar la portul de ieșire – unui amplificator de curent.

Amplificator transrezistență (V/A): mărimea de intrare este un curent iar cea de ieșire o tensiune. Analiza la portul de intrare corespunde unui amplificator de curent iar la portul de ieșire – unui amplificator de tensiune.

7.1. AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL

Definiție. Amplificatorul operațional (AO) este un amplificator electronic de curent continuu, cu câștig mare, realizat sub formă de circuit integrat (CI), care amplifică diferența tensiunilor aplicate pe cele două intrări și este capabil să realizeze o gamă largă de funcții liniare, neliniare și de procesare de semnal.

Majoritatea AO se alimentează de la o sursă dublă de tensiune, cu polarități opuse, valorile uzuale fiind de +15V și -15V. O sursă dublă se obține prin legarea în serie a două surse simple E_1 și E_2 (figura 7.3).

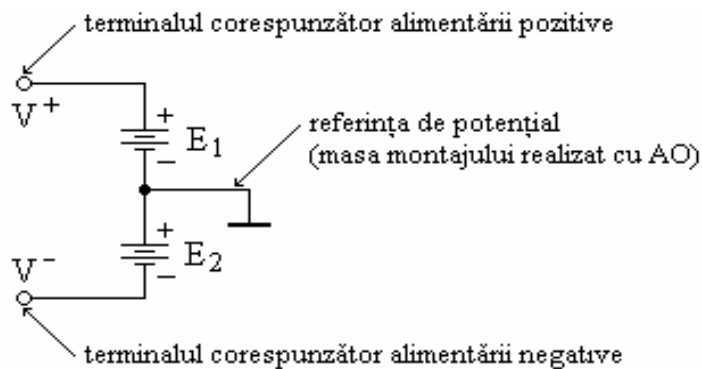


Fig. 7.3. Ilustrarea modului de conectare a sursei duble de tensiune cu care se alimentează AO

Plusul sursei E_1 devine plusul alimentării duble și se conectează la pinul corespunzător alimentării pozitive a AO (notat cu V^+ în catalog, litera V provenind de la cuvântul *voltage*, care înseamnă tensiune în limba engleză). Minusul sursei E_2 devine minusul alimentării duble și se conectează la pinul corespunzător alimentării negative a AO (notat cu V^- în catalog). Punctul de inseriere devine **referința de potențial** (masa montajului) și nu este conectat de obicei la AO propriu-zis, dar se conectează obligatoriu la montajul realizat cu AO. Toate semnalele de intrare în circuitul realizat cu AO au punctele de masă conectate la această referință de potențial. La ieșirea montajului, rezistența de sarcină se conectează între pinul de ieșire al AO și aceeași referință de potențial.

Tensiunile de saturație reprezintă valorile maxime, pozitive sau negative, ale tensiunilor de ieșire. Tensiunile de saturație depind de valoarea tensiunilor de alimentare și au, în general, valoarea cu aproximativ 2V mai mică decât tensiunile de alimentare. Se fabrică și AO la care tensiunile de saturație diferă foarte puțin (cu 100mV, de exemplu) față de cele de alimentare. Este cazul AO de tipul RRIO (Rail-to-Rail Input Output) adică AO la care atât tensiunea de intrare cât și cea de ieșire se modifică între cele două "bare" de alimentare.

Simbolul și terminalele AO. Un AO trebuie să aibă cel puțin cinci terminale (pini), dintre care trei de semnal și două de alimentare (figura 7.4). Unele AO mai sunt prevăzute cu încă două borne pentru anularea tensiunii de decalaj (offset) și cu 1-2 borne pentru compensarea în frecvență.

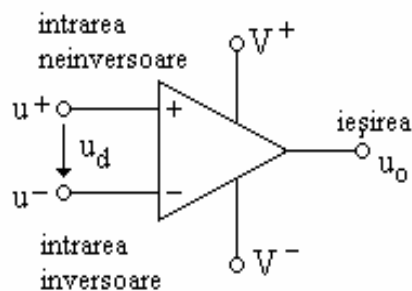


Fig. 7.4. Simbolul și terminalele amplificatorului operațional

Uzual, pentru desenarea simplificată a circuitelor cu AO, conexiunile surselor de alimentare nu se trec pe scheme. Totuși, trebuie să se rețină că, totdeauna, pentru ca circuitele să lucreze, sursele de alimentare trebuie să fie conectate la montaj.

Terminalele de intrare sunt denumite ca: **intrare inversoare** și **intrare neinversoare**.

Intrarea inversoare este notată cu semnul (-) iar cea neinversoare cu semnul (+). *Aceste semne nu au nici o legătură cu polaritatea tensiunilor individuale, u^+ și u^- , care se pot aplica pe aceste terminale*, deoarece ambele semnale pot fi, în raport cu masa, atât pozitive cât și negative.

Aceste semne au în schimb legătură cu relația de fază dintre semnalele de intrare și cel de ieșire. Astfel, dacă intrarea neinversoare se leagă la masă iar pe intrarea inversoare se aplică un semnal cu variație crescătoare, la ieșire se obține un semnal cu variație descrescătoare. Din acest motiv intrarea (-) se numește inversoare. Similar, dacă intrarea inversoare este conectată la masă și se aplică un semnal cu variație crescătoare pe intrarea neinversoare, la ieșire se obține un semnal tot cu variație crescătoare. Din această cauză intrarea (+) se numește neinversoare.

Așa cum se va vedea mai departe, aceste semne au legătură cu semnul câștigului în tensiune.

Modelul de circuit. Deoarece AO este un circuit complex, care conține zeci de componente (tranzistoare, rezistoare), pentru a se putea studia montajele realizate cu el, AO se înlocuiește cu un circuit electric echivalent, pe care se pot aplica ușor teoremele lui Kirchhoff. Acest circuit care văzut din exterior se comportă ca și AO pe care îl înlocuiește, se numește model de circuit.

Modelul de circuit cel mai apropiat pentru AO este cel de amplificator de tensiune (figura 7.5). Conform acestui model, circuitul conectat la bornele de intrare ale AO “vede” o rezistență, notată r_d și numită *rezistență de intrare (diferențială)*.

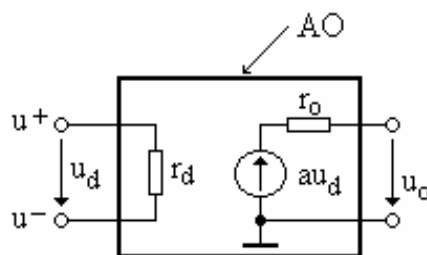


Fig. 7.5. Modelul de circuit al amplificatorului operațional

La borna de ieșire, AO se face “cunoscut” circuitului care urmează prin sursa de tensiune controlată în tensiune, notată cu au_d și rezistența internă a acesteia, r_o , numită *rezistență de ieșire* a AO.

Tensiunile evidențiate pe modelul din fig. 7.5 și care sunt identice cu cele de la intrarea AO au următoarea semnificație:

- u^+ - tensiunea individuală aplicată la intrarea neinversoare;
- u^- - tensiunea individuală aplicată la intrarea inversoare;
- u_d - tensiunea diferențială de intrare, care reprezintă, prin definiție, diferența dintre semnalul aplicat pe intrarea neinversoare și cel aplicat pe intrarea inversoare:

$$u_d = u^+ - u^-$$

- u_o - tensiunea de ieșire, măsurată în raport cu potențialul masei.

Ațiunea complexă a AO rezultă din amplificarea tensiunii de intrare diferențiale cu un factor de amplificare foarte mare, notat cu a pe modelul de circuit din figura 7.5. Relația tensiunii de ieșire în raport cu masa este:

$$u_o = a u_d = a(u^+ - u^-)$$

Observație: *amplificarea a este o amplificare în buclă deschisă și se numește astfel deoarece nu s-a conectat nici o componentă de circuit între ieșirea AO și vreuna dintre intrări. Ea este o amplificare utilă, numită amplificare diferențială.*

7.1.1. Conceptul de AO ideal și consențențele acestui concept

Deși AO ideale nu există, cele reale sunt destul de apropiate de acest concept. Pentru o aplicație dată, proiectantul de circuit trebuie să selecționeze acel AO ale cărui imperfecțiuni (abateri de la idealitate) nu degradează semnificativ performanțele ce s-ar obține cu un AO ideal. Este de dorit, deci, ca AO folosit într-o anumită aplicație să fie cât mai aproape de AO ideal.

Se presupune că AO ideal se caracterizează prin:

- rezistență de intrare, văzută între cele două intrări, infinită, $r_d \rightarrow \infty$;
- rezistență de ieșire, văzută între terminalul de ieșire și masă, nulă, $r_o = 0$, deci nu apare nici o rezistență în serie cu sursa dependentă de tensiune;
- amplificarea diferențială în buclă deschisă infinită, $a \rightarrow \infty$.

Cu aceste presupuneri, modelul de circuit al unui AO ideal este cel din figura 7.6.

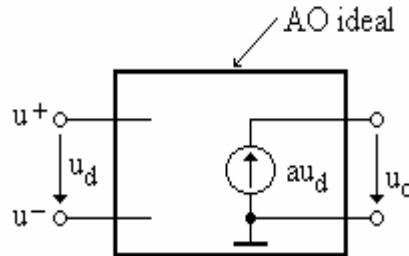


Fig. 7.6. Modelul de circuit al amplificatorului operațional ideal

Conceptul de AO ideal are următoarele **consecințe**, prezentate în ordinea presupunerilor de idealitate:

- rezistența de intrare infinită înseamnă că *prin niciuna dintre terminalele de intrare nu curge curent*. Atunci când la intrările AO se conectează un anumit circuit, la aplicarea teoremelor lui Kirchhoff curenții prin cele două intrări se consideră egali cu zero;
- presupunerea că rezistența de ieșire este zero implică faptul că *tensiunea de ieșire nu se modifică la conectarea unei sarcini față de situația fără sarcină*. Deci AO furnizează aceeași tensiune de ieșire, indiferent de valoarea curentului de sarcină;
- consecința celei de a treia presupuneri este cea mai importantă. Tensiunea de intrare diferențială se poate scrie

$$u_d = u^+ - u^- = \frac{u_o}{a}$$

Dacă circuitul lucrează liniar (adică tensiunea de ieșire este mai mică decât cea de saturație) și este stabil (adică circuitul nu oscilează), atunci u_o va avea o valoare finită și dacă $a \rightarrow \infty$ va rezulta că

$$\lim_{a \rightarrow \infty} u_d = \lim_{a \rightarrow \infty} \frac{u_o}{a} = 0$$

adică tensiunea diferențială u_d se apropie de zero. Se poate deci scrie:

$$u_d = u^+ - u^- = 0$$

sau

$$u^+ = u^-$$

Concluzia foarte importantă, care se desprinde din ultima relație, constă în aceea că **AO lucrează astfel încât tensiunile individuale de la cele două intrări sunt forțate să fie egale**.

Apare firesc întrebarea: de ce tensiunea u_o este diferită de zero dacă $u_d = 0$ iar $u_o = a u_d$?

Răspunsul este următorul: tensiunea diferențială u_d nu este chiar zero ci are o valoare foarte mică, astfel că atunci când este multiplicată cu valoarea foarte mare a amplificării în buclă deschisă, rezultă pentru u_o o valoare diferită de zero.

De exemplu, valorile tipice pentru o funcționare liniară a unui AO sunt: $a = 10^5$ și $u_d = 20 \mu\text{V}$, valori pentru care rezultă $u_o = a u_d = 10^5 \times 20 \times 10^{-6} = 2\text{V}$, o valoare rezonabilă și mai mică decât tensiunea de saturație. Astfel, la un AO real, tensiunea diferențială u_d nu este niciodată zero iar amplificarea a nu este niciodată infinită, dar cele două presupuneri $a \rightarrow \infty$ și $u_d = 0$ sunt utile pentru analiza circuitelor realizate cu AO.

Chiar dacă presupunerea că tensiunea diferențială de intrare este zero conduce la ideea că pe cele două intrări ale AO se aplică tensiuni de valori egale, *nu este voie niciodată, ca într-un*

circuit realizat cu AO, să se unească cele două intrări. Așa cum s-a arătat mai sus, pentru ca AO să lucreze normal, între cele două intrări trebuie să existe o mică diferență de potențial, situație care nu se poate obține dacă intrările se unesc.

7.1.2. Conceptul general de reacție

În realizarea amplificatoarelor, reacția negativă se utilizează deoarece, prin aplicarea sa, rezultă câteva **consecințe favorabile** importante și anume:

- reacția negativă stabilizează câștigul amplificatorului față de modificările parametrilor dispozitivelor active determinate de variațiile surselor de alimentare, de variațiile de temperatură și de efectele de îmbătrânire;
- reacția negativă permite proiectantului să modifice impedanțele de intrare și de ieșire ale circuitului așa cum dorește;
- datorită reacției negative se reduc distorsiunile formei de undă produse de amplificatorul fără reacție;
- reacția negativă determină creșterea benzii de frecvență a amplificatorului.

La aceste avantaje se asociază și două **dezavantaje**:

- câștigul circuitului se reduce aproape direct proporțional cu mărimea avantajelor ce se obțin;
- poate să apară tendința de oscilație a circuitului dacă montajul nu este realizat cu atenție.

Fie configurația idealizată de reacție negativă din figura 7.7, unde S_i și S_o sunt semnalele de intrare, respectiv ieșire, care pot fi tensiuni sau curenți. Rețeaua de reacție, care în mod obișnuit este liniară și pasivă, are o funcție de transfer notată cu b ; ea trimite înapoi spre intrare un semnal S_b . La intrare se face diferența între semnalul de intrare S_i și cel de reacție S_b . Semnalul de eroare, S_e , dat de diferența între S_i și S_b este trimis către amplificatorul de bază care are funcția de transfer a .

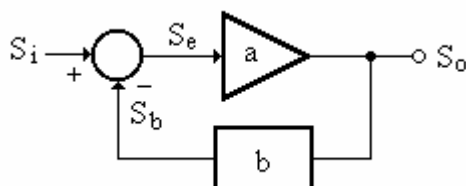


Fig. 7.7. Configurație idealizată de reacție negativă

În practică, amplificatoarele cu reacție negativă fac diferența între semnalele S_i și S_b (există un nod/ochi de intrare în/pe care cele două semnale se scad).

Din figura 7.7 rezultă:

$$S_o = aS_e \quad (7.1)$$

presupunând că rețeaua de reacție nu încarcă amplificatorul de bază.

De asemenea

$$S_b = bS_o \quad (7.2)$$

$$S_e = S_i - S_b \quad (7.3)$$

Inlocuind (7.2) în (7.3) se obține

$$S_e = S_i - bS_o \quad (7.4)$$

Inlocuind (7.4) în (7.1) se găsește

$$S_o = aS_i - abS_o \quad (7.5a)$$

sau

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{a}{1 + ab} \quad (7.5b)$$

Ecuția (7.5b) este ecuația fundamentală a circuitelor cu reacție negativă, A fiind amplificarea în buclă închisă a circuitului.

Considerând AO ideal, relația (7.5b) se scrie la limită:

$$\lim_{a \rightarrow \infty} A = \lim_{a \rightarrow \infty} \frac{a}{1+ab} = \lim_{a \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{1}{a}+b} = \frac{1}{b} \quad (7.6)$$

Această relație arată că pentru valori mari ale amplificării în buclă deschisă, câștigul global al amplificatorului este determinat de funcția de transfer a circuitului de reacție. Deoarece rețeaua de reacție este în mod uzual formată din elemente stabile, pasive, valoarea lui b este bine definită. În consecință este bine definită și valoarea amplificării globale.

Este util să se introducă mărimea T , denumită *câștigul pe buclă* și definită astfel:

$$T = ab \quad (7.7)$$

Ținând cont de această mărime relația (7.5b) se poate scrie:

$$A = \frac{\frac{1}{b}}{1 + \frac{1}{T}} \quad (7.8)$$

Aceeași observație de mai sus se poate reformula astfel: pentru valori mari ale câștigului pe buclă T , câștigul global al amplificatorului este determinat de funcția de transfer a circuitului de reacție.

Bucla de reacție operează astfel încât forțează semnalul S_b să fie aproape egal cu semnalul S_i . Această situație se obține amplificând diferența $S_e = S_i - S_b$, bucla de reacție făcând apoi ca semnalul de eroare să fie minim. Pentru a pune în evidență acest fapt se înlocuiește (7.5b) în (7.4) obținându-se:

$$S_e = S_i - b \frac{aS_i}{1+ab} \quad (7.9)$$

care se rescrie:

$$\frac{S_e}{S_i} = \frac{1}{1+ab} = \frac{1}{1+T} \quad (7.10)$$

Pe măsură ce câștigul pe buclă devine mult mai mare ca unitatea, S_e devine mult mai mic decât S_i . În plus dacă se înlocuiește (7.5.b) în (7.2) se obține:

$$S_b = bS_i \frac{a}{1+ab} \quad (7.11)$$

sau

$$\frac{S_b}{S_i} = \frac{T}{1+T} \quad (7.12)$$

deci dacă $T \gg 1$, atunci S_b este aproximativ egal cu S_i . Aceasta înseamnă că semnalul de reacție este practic o replică a semnalului de intrare.

Deoarece semnalele S_b și S_o sunt direct legate prin relația (7.2), rezultă că în cazul în care $|b| < 1$, semnalul S_o este o replică amplificată a semnalului S_i ceea ce constituie, de fapt, scopul unui amplificator cu reacție.

7.1.3. Configurații de bază realizate cu AO

Cele mai importante configurații realizate cu amplificatoare operaționale, de a căror cunoaștere depinde înțelegerea funcționării tuturor celorlalte circuite construite cu AO, sunt:

- configurația inversoare;
- configurația neinversoare.

7.1.3.1. Configurația inversoare

Amplificatorul inversor reprezintă una dintre configurațiile utilizate cel mai des și are structura din figura 7.8.

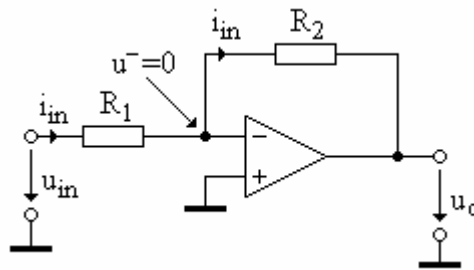


Fig. 7.8. Structura configurației inversoare, realizată cu amplificator operațional

Observație: în montajele practice, în serie cu intrarea neinversoare se conectează un rezistor care are rolul să reducă influența curenților de polarizare a intrărilor AO. Subiectul se va detalia mai târziu. Montajul poate lucra foarte bine și fără acest rezistor, în această formă simplă fiind mai ușor de studiat.

Ne propunem să determinăm funcția de transfer a circuitului, adică să calculăm relația amplificării în buclă închisă. Circuitul este în buclă închisă, deoarece între borna de ieșire și cea corespunzătoare intrării inversoare s-a conectat rezistorul R_2 .

Presupunând funcționarea liniară și stabilă, tensiunea de intrare diferențială este forțată să fie egală cu zero și astfel $u^- = u^+$.

Dar intrarea neinversoare este conectată la masă, deci $u^+ = 0$, astfel că și intrarea inversoare va avea tot potențialul zero al masei. Se spune că în cazul amplificatorului inversor intrarea inversoare este punct virtual de masă. S-a folosit atributul “virtual” deoarece în realitate intrarea inversoare nu este legată direct la masă ci are doar potențialul masei.

Important: chiar dacă potențialul intrării inversoare este egal cu cel al masei, este interzis să se lege intrarea inversoare la masă, deoarece, așa cum s-a mai arătat, pentru ca AO să lucreze normal, între cele două intrări trebuie să existe o mică diferență de potențial.

Faptul că intrarea inversoare are potențialul egal cu cel al masei conduce la concluzia că tensiunea de intrare se regăsește integral la bornele rezistorului R_1 . Astfel curentul de intrare i_{in} se poate determina cu ajutorul legii lui Ohm și este:

$$i_{in} = \frac{u_{in}}{R_1} \quad (7.13)$$

Aplicând presupunerea că prin terminalele de intrare ale AO nu curge curent, rezultă că în nodul corespunzător intrării inversoare nu are loc divizarea curentului i_{in} și că prin rezistorul de reacție R_2 va circula același curent i_{in} . Căderea de tensiune de la bornele rezistorului R_2 va fi:

$$u_r = R_2 i_{in} = \frac{R_2}{R_1} u_{in} \quad (7.14)$$

Deoarece intrarea inversoare este punct virtual de masă, tensiunea de ieșire este egală cu căderea de tensiune de pe rezistorul R_2 , dar are sensul opus tensiunii de reacție și se poate scrie:

$$u_o = -u_r = -\frac{R_2}{R_1} u_{in} \quad (7.15)$$

Amplificarea în buclă închisă a circuitului se notează cu A și reprezintă raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare:

$$A = \frac{u_o}{u_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (7.16)$$

Din relația (7.16) se observă că amplificarea în buclă închisă depinde de raportul a două rezistențe și este independentă de valoarea amplificării în buclă deschisă, care poate varia de la un exemplar de AO la altul, chiar dacă amplificatoarele operaționale sunt de același tip.

Dacă se selecționează rezistoare de precizie, atunci și valoarea amplificării în buclă închisă se poate controla cu precizie mare.

Rezistența de intrare a circuitului, R_{in} reprezintă prin definiție raportul dintre tensiunea de intrare, u_{in} și curentul de intrare, i_{in} . Luând din nou în considerare faptul că tensiunea de intrare apare la bornele rezistorului R_1 , rezultă:

$$R_{in} = \frac{u_{in}}{i_{in}} = R_1 \quad (7.17)$$

Este foarte important să nu apară confuzie între rezistența de intrare a amplificatorului operațional, care s-a presupus infinită și rezistența de intrare a circuitului compus din AO și rezistoarele R_1 și R_2 , dată de relația (7.17).

Rezistența de ieșire a circuitului este egală cu zero.

7.1.3.2. Configurația neinvertoare

Amplificatorul neinvertor reprezintă cea de-a doua configurație foarte importantă realizată cu AO și are schema desenată în figura 7.9.

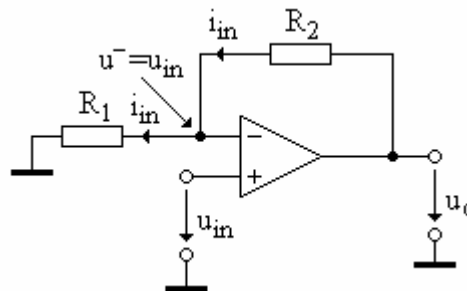


Fig. 7.9. Structura configurației neinvertoare, realizată cu amplificator operațional

Observație: în montajele practice, în serie cu intrarea neinvertoare se introduce un rezistor cu rolul de a reduce influența curenților de polarizare a intrărilor. Circuitul poate să lucreze și fără acest rezistor, astfel fiind mai ușor de analizat.

Semnalul se aplică direct la intrarea neinvertoare. Presupunând funcționarea liniară și stabilă, tensiunea de intrare diferențială este forțată să fie egală cu zero și deci:

$$u^- = u^+ = u_{in} \quad (7.18)$$

Această tensiune apare chiar la bornele rezistorului R_1 astfel că expresia curentului prin R_1 se poate scrie:

$$i_{in} = \frac{u_{in}}{R_1} \quad (7.19)$$

Deoarece prin intrarea inversoare nu circulă curent, i_{in} va curge prin rezistorul R_2 , având sensul de la borna de ieșire a AO, prin R_2 și R_1 spre masă. La bornele rezistorului R_2 apare căderea de tensiune:

$$u_{R2} = R_2 i_{in} = R_2 \frac{u_{in}}{R_1} \quad (7.20)$$

Aplicând teorema a II-a lui Kirchhoff pe ochiul format de tensiunile u_{in} , u_{R2} și u_o rezultă:

$$u_o = u_{in} + u_{R2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_{in} \quad (7.21)$$

astfel că amplificarea în buclă închisă se scrie:

$$A = \frac{u_o}{u_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.22)$$

Ca și în cazul circuitului inversor, amplificarea în buclă închisă a configurației neinversoare este o funcție numai de un raport de rezistențe și este independentă de amplificarea în buclă deschisă.

Rezistența de intrare a amplificatorului neinversor este infinită, ceea ce înseamnă că această configurație nu absoarbe curent de la sursa de semnal.

Rezistența de ieșire a circuitului este egală cu zero.

7.1.3.3. Repetorul de tensiune

Repetorul de tensiune reprezintă un caz particular de circuit neinversor, la care amplificarea este unitară (figura 7.10).

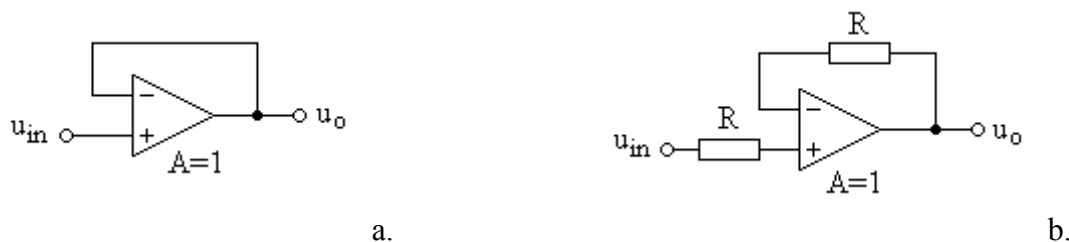


Fig. 7.10. Structura repetorului de tensiune, realizat cu amplificator operațional: a. Schema simplă de repetor; b. Schema de repetor care utilizează rezistoare de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO

Amplificarea în buclă închisă se poate determina dacă în relația (7.22) se fac înlocuirile $R_2=0$ și $R_1 \rightarrow \infty$, rezultând:

$$A = 1 \quad (7.23)$$

Amplificarea în buclă închisă este egală cu unitatea și astfel ieșirea „repetă” tensiunea de la intrare.

Ce rol ar putea să aibă un astfel de circuit care nu modifică amplitudinea semnalului? Nu trebuie uitat că repetorul provine dintr-un amplificator neinversor care are impedența de intrare infinită. Dacă, în cazul ideal, se consideră că impedența de ieșire este zero, se poate afirma că repetorul de tensiune realizează o amplificare de putere. Repetorele de tensiune se folosesc ca elemente de izolare între sursele de semnal și sarcinile acestora, atunci când se cere menținerea nealterată a unui anumit nivel al semnalului de intrare.

Așa cum se observă în figura 7.10.b, în serie cu intrarea neinversoare mai apare un rezistor, care poate fi chiar rezistența internă a sursei de semnal. Pentru reducerea influenței curenților de polarizare a intrărilor, pe calea de reacție se conectează un rezistor, de valoare egală cu cea a rezistorului serie din intrarea neinversoare. Circuitul care rezultă este tot un repetor de tensiune, la care $A=1$. În cazul ideal, neexistând circulație de curent prin intrări, nu apar căderi de tensiune pe rezistențele notate cu R și amplificarea în tensiune nu este afectată. Chiar dacă R_2 nu este egal cu zero, deoarece condiția $R_1 \rightarrow \infty$ este indeplinită, relația (7.22) dă în continuare rezultatul $A=1$.

7.2. APLICAȚII ALE Amplificatorului operațional

7.2.1. Circuite liniare

Circuitele liniare se caracterizează prin existența buclei de reacție negativă și prin proporționalitate între mărimea de la ieșirea circuitului realizat cu amplificator operațional și mărimea de la intrarea circuitului.

7.2.1.1. Surse de curent controlate în tensiune (SCCU)

Cele două configurații de bază, inversoare și neinversoare, tratate anterior, fac parte din categoria surselor de tensiune controlate în tensiune (STCU) și sunt circuitele liniare active utilizate cel mai des. Un alt tip de circuite liniare, utile în unele aplicații, sunt sursele de curent controlate în tensiune (SCCU).

Dintre structurile posibile care realizează această funcție se prezintă:

- SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă;
- SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă;
- SCCU cu sarcina conectată la masă.

Observație: *Termenul de inversor sau neinversor este în corespondență cu STCU din care provine sursa de curent, deoarece noțiunea de curent inversor sau neinversor în sarcina flotantă are caracter ambiguu.*

7.2.1.1.1. SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă

În fig. 7.11 se prezintă schema unui astfel de circuit. La prima vedere circuitul pare să fie un amplificator STCU inversor, de tipul celui discutat anterior. Din această cauză în denumirea sursei de curent apare termenul „inversor“.

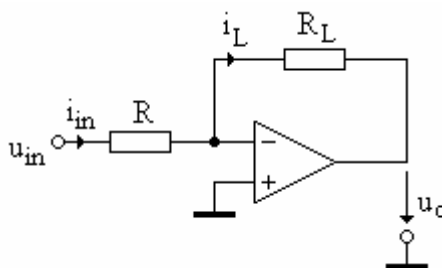


Fig. 7.11. Schema sursei de curent cu sarcină flotantă, de tip inversor

Diferențele constau în modul de conectare a sarcinii și în felul în care se analizează și se interpretează funcționarea circuitului. Astfel, în cazul amplificatoarelor inversoare de tipul STCU, atât rezistența de intrare cât și cea de reacție au valori fixe, iar mărimea de interes este tensiunea măsurată în raport cu masa la borna de ieșire a AO. În circuitul SCCU de tip inversor, rezistența de sarcină se conectează ca rezistență de reacție și nu are o valoare fixă. **Sarcina** se numește **flotantă** deoarece **se conectează între două borne ale AO** și nu între ieșire și masă. Acest fapt limitează aria de aplicație a circuitului la cazurile în care sarcina nu trebuie să aibă neapărat un capăt conectat la masa montajului.

Curentul de intrare, i_{in} este stabilit de sursa de tensiune de control u_{in} și de valoarea rezistenței R . Presupunând cazul funcționării liniare și stabile, terminalul intrării inversoare este forțat să aibă potențialul masei. Din această cauză curentul de intrare are expresia:

$$i_{in} = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.24)$$

Deoarece prin intrările AO, în cazul ideal nu curge curent, cel prin sarcină se poate exprima:

$$i_L = i_m = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.25)$$

Se observă că acest curent depinde numai de tensiunea de intrare, u_{in} și de valoarea rezistenței R și este complet independent de rezistența de sarcină, R_L , adică exact ceea ce trebuie să realizeze o sursă de curent.

SCCU se descrie cu ajutorul transconductanței g_m , măsurată în Siemens (S). Transconductanța acestui circuit este:

$$g_m = \frac{i_L}{u_{in}} = \frac{\frac{u_{in}}{R}}{u_{in}} = \frac{1}{R} \quad (7.26)$$

Circuitul funcționează ca o SCCU liniară pentru ambele polarități ale semnalului de intrare în raport cu masa. Chiar dacă scopul principal constă în obținerea unui curent prin rezistența de sarcină, trebuie avut grijă ca tensiunea de la ieșirea AO, u_o să nu depășească valoarea tensiunii de saturație. Astfel, pentru a se evita saturarea ieșirii AO, trebuie să se îndeplinească următoarea condiție:

$$R_L |i_L| \ll U_{sat} \quad (7.27)$$

7.2.1.1.2. SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă

Schema circuitului se prezintă în fig. 7.12. Circuitul seamănă cu amplificatorul neinversor STCU, de unde provine termenul de “neinversor” din denumirea sa. Rezistența de sarcină R_L este conectată ca rezistență de reacție iar mărimea de ieșire este curentul de sarcină, i_L , prin această rezistență.

Curentul i_L este identic cu cel care trece prin rezistența R . În cazul funcționării liniare și stabile, potențialul intrării inversoare este egal cu cel al intrării neinversoare, deci este egal cu u_{in} , astfel că i_L se scrie:

$$i_L = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.28)$$

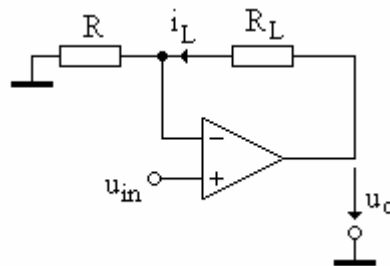


Fig. 7.12. Schema sursei de curent cu sarcină flotantă, de tip neinversor

Transconductanța circuitului este identică cu cea a SCCU de tip inversor:

$$g_m = \frac{1}{R} \quad (7.29)$$

Domeniul de variație a rezistenței de sarcină în cazul circuitului neinversor este mai mic decât cel inversor deoarece, în cazul sursei analizate, borna inversoare nu are potențialul masei. Pentru a se evita saturarea ieșirii AO, trebuie să fie satisfăcută inegalitatea:

$$(R + R_L) |i_L| \ll U_{sat} \quad (7.30)$$

SCCU de tip inversor prezintă avantajul unui domeniu de funcționare liniară mai mare în timp ce SCCU de tip neinversor are avantajul unei impedanțe de intrare mai mari. Într-adevăr, așa cum s-

a arătat, la configurația inversoare impedanța de intrare este $R_{in}=R$, în timp ce, în cazul configurației neinversoare, impedanța de intrare este teoretic infinită.

Deoarece se presupune R_L variabil, nu este posibil să se asigure o valoare unică pentru rezistența de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO. Situația este asemănătoare în multe alte circuite realizate cu AO, în care cu o valoare aleasă pentru această rezistență se asigură doar o compensare parțială. În astfel de cazuri, este bine să se aleagă o valoare medie, previzibilă, a combinației paralele dintre R și R_L .

7.2.1.1.3. SCCU cu sarcina la masă

SCCU cu sarcina la masă are aspectul din fig. 7.13. În literatura de specialitate circuitul mai este cunoscut și sub numele de **sursa de curent Howland**. Față de circuitele studiate până în prezent, cel din fig. 7.13 poate să pară un pic ciudat deoarece are conectate o rezistență și între ieșirea AO și intrarea neinversoare.

Cu notațiile de pe fig. 7.13. și cu presupunerile făcute anterior, aplicând prima teoremă Kirchhoff în nodul corespunzător intrării neinversoare, se poate scrie relația:

$$i_L + \frac{u_L - u_{in}}{R} + \frac{u_L - u_o}{R} = 0 \quad (7.31)$$

Calea rezistivă superioară a circuitului este un simplu divizor de tensiune, astfel că tensiunea la intrarea inversoare este $u_o/2$. Deoarece tensiunile de pe cele două intrări ale AO sunt forțate să fie egale, se poate scrie:

$$u_L = \frac{u_o}{2} \quad (7.32)$$

Prin înlocuirea lui u_L din relația (7.32) în (7.31) și rezolvând ecuația pentru i_L , se obține:

$$i_L = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.33)$$

Ca și în cazul surselor cu sarcină flotantă, curentul de sarcină este complet independent față de rezistența de sarcină, fiind o funcție doar de tensiunea de control, u_{in} și de rezistența R . O atenție deosebită trebuie acordată împerecherii valorilor celor patru rezistențe notate cu R , în caz contrar circuitul nu va lucra corect.

Transconductanța circuitului este aceeași ca la sursele de curent prezentate anterior:

$$g_m = \frac{1}{R} \quad (7.34)$$

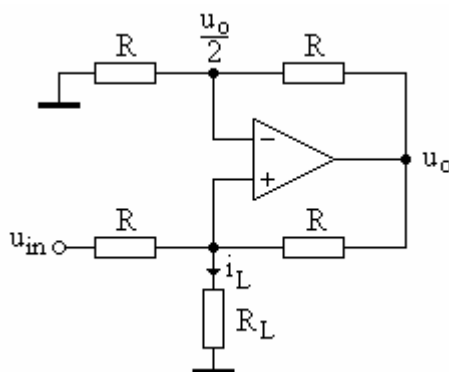


Fig. 7.13. Schema sursei de curent cu sarcina conectată la masă

Pentru ca circuitul să lucreze liniar, tensiunea de la ieșirea AO nu are voie să depășească tensiunea de saturație. Deoarece $u_o=2u_L$, trebuie să fie îndeplinită condiția:

$$R_L i_L < \frac{U_{sat}}{2} \quad (7.35)$$

Comparand relațiile (7.35) și (7.24) se observă că pentru valori identice de rezistențe și ale tensiunii de control, domeniul dinamic al sursei cu sarcina la masă este egal cu jumătate din cel al sursei de tip inversor. Factorul 1/2 din relația (7.35) este rezultatul faptului că tensiunea u_L nu poate atinge decât jumătate din tensiunea de ieșire, datorită divizorului de tensiune de la intrarea inversoare, cerut de simetria circuitului. Astfel dacă $U_{sat}=13V$, AO se va satura pentru $R_L i_L=6,5V$.

7.2.1.2. Surse controlate în curent

Sursele controlate în curent constituie alte aplicații cu AO în care mărimea de ieșire (tensiune sau curent) se poate controla cu ajutorul curentului de intrare. După natura mărimii de ieșire se deosebesc două tipuri de surse controlate în curent:

- sursa de tensiune controlată în curent (STCI);
- sursa de curent controlată în curent (SCCI).

7.2.1.2.1. Sursa de tensiune controlată în curent (STCI)

Schema simplificată a unei astfel de surse se prezintă în fig.7.14.

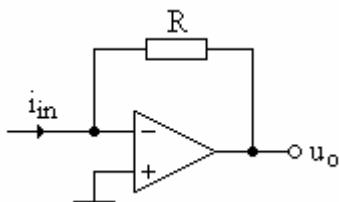


Fig. 7.14. Schema sursei de tensiune controlată în curent

Deoarece intrarea inversoare a AO este masă virtuală, curentul de intrare i_{in} „vede“ o masă în acest punct. Considerand AO ideal, prin intrările lui nu circulă curent, astfel că întreg curentul i_{in} trece prin rezistorul R , căderea de tensiune pe R fiind egală chiar cu tensiunea de ieșire, deci:

$$u_o = -Ri_{in} \quad (7.36)$$

Transrezistența circuitului, R_m este:

$$R_m = R \quad (7.37)$$

Tensiunea de ieșire este o funcție de curentul de intrare, justificându-se astfel denumirea de sursă de tensiune controlată în curent.

7.2.1.2.2. Sursa de curent controlată în curent (SCCI)

În fig.7.15 se prezintă schema unei surse de curent controlată în curent.

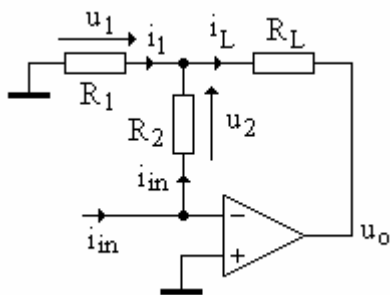


Fig. 7.15. Schema sursei de curent controlată în curent

Dacă se presupune funcționarea liniară și stabilă a AO, curentul de intrare (de comandă) trebuie să treacă prin rezistorul R_2 deoarece la un AO ideal s-a presupus că prin intrări nu circulă curent. La bornele rezistorului R_2 apare astfel căderea de tensiune:

$$u_2 = R_2 i_{in} \quad (7.38)$$

Intrarea inversoare este punct virtual de masă, de unde rezultă că aceeași tensiune se regăsește și la bornele rezistorului R_1 . Curentul care trece prin rezistorul R_1 va fi astfel:

$$i_1 = \frac{u_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} i_{in} \quad (7.39)$$

Aplicând prima teoremă Kirchhoff în nodul comun rezistoarelor R_1 , R_2 și R_L , rezultă:

$$i_L = i_1 + i_{in} \quad (7.40)$$

și în urma înlocuirii relației (7.39) în (7.40) se va obține:

$$i_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) i_{in} \quad (7.41)$$

Curentul de ieșire este o funcție de curentul de intrare și este independent de valoarea rezistenței de sarcină, atât timp cât AO nu se saturează. La fel ca la sursa de curent controlată în tensiune (SCCU), funcția cerută este de sursă de curent, dar spre deosebire de SCCU, în acest caz curentul de ieșire este controlat tot de un curent (curentul de intrare).

Acest tip de sursă realizează și o amplificarea de curent, care se poate nota cu β :

$$\beta = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.42)$$

Funcționarea liniară a AO cere ca amplitudinea semnalului dintre borna de ieșire a AO și masă să fie mai mică decât tensiunea de saturație. Deoarece amplitudinea semnalului de ieșire este:

$$|u_o| = [R_2 + R_L \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)] |i_{in}| \quad (7.43)$$

funcționarea liniară cere să fie satisfăcută inegalitatea:

$$[R_2 + R_L \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)] |i_{in}| < U_{sat} \quad (7.44)$$

7.2.1.3. Circuite de sumare

Circuitele care se prezintă în acest paragraf și în cel următor sunt aplicații ale AO care realizează o anumită combinație liniară între tensiunile de intrare.

Să presupunem că dorim să combinăm mai multe tensiuni u_1, u_2, \dots, u_n astfel încât la ieșirea circuitului semnalul să fie de forma:

$$u_o = A_1 u_1 + A_2 u_2 + \dots + A_n u_n \quad (7.45)$$

unde constantele A_k pot fi atât pozitive cât și negative.

Se spune că tensiunea u_o din relația (7.45) reprezintă o combinație liniară a tensiunilor de intrare u_1, u_2, \dots, u_n .

7.2.1.3.1. Sumatorul inversor

Sumatorul inversor este un circuit de combinații liniare la care toate constantele A_k din relația (7.45) sunt negative. Acestei situații îi corespunde circuitul din fig. 7.16.

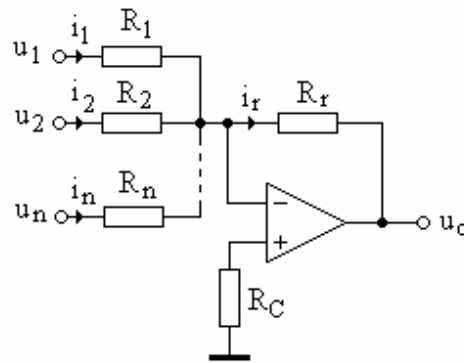


Fig. 7.16. Schema sumatorului inversor

Presupunând că AO este stabil și că funcționează liniar, rezultă că intrarea inversoare este punct virtual de masă (prin intrările AO nu circulă curenți și de aceea pe rezistorul R_c nu apare nici o cădere de tensiune). Astfel căderile de tensiune de pe rezistoarele R_k sunt egale chiar cu tensiunile de intrare u_k , rezultând pentru curenții de intrare i_k relațiile:

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1}, i_2 = \frac{u_2}{R_2}, \dots, i_n = \frac{u_n}{R_n} \quad (7.46)$$

Aplicând prima teoremă Kirchoff în nodul corespunzător intrării inversoare se obține:

$$i_r = i_1 + i_2 + \dots + i_n = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n} \quad (7.47)$$

Tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_o = -R_r i_r \quad (7.48)$$

și înlocuind i_r din relația (7.47) în (7.48) se obține:

$$u_o = -\frac{R_r}{R_1} u_1 - \frac{R_r}{R_2} u_2 - \dots - \frac{R_r}{R_n} u_n \quad (7.49)$$

Facând o comparație între relațiile (7.49) și (7.45) se observă că s-a obținut o combinație liniară, unde toate constantele A_k sunt negative:

$$A_k = -\frac{R_r}{R_k} \quad (7.50)$$

Circuitul este un sumator inversor dacă toate constantele A_k sunt egale între ele. În caz contrar, circuitul reprezintă ceva mai mult decât un sumator deoarece, în funcție de valorile rezistențelor de intrare, se poate realiza și o ponderare a semnalelor.

Dacă se cere simpla adunare a semnalelor, se aleg toate rezistențele de valori egale, adică $R_k = R_r = R$. În acest caz rezistența de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO va avea expresia:

$$R_c = \frac{R}{n+1} \quad (7.51)$$

iar tensiunea de ieșire va fi de forma:

$$u_o = -(u_1 + u_2 + \dots + u_n) \quad (7.52)$$

Observații:

În cazul sumatorului inversor, intrările sunt independente, ca rezultat al faptului că intrarea inversoare se poate considera punct virtual de masă. Datorită acestui fapt, amplificările individuale din relația (7.49) sunt independente de rezistoarele de pe celelalte intrări, astfel că se pot anula sau adăuga intrări, după bunul plac, fără ca acest lucru să afecteze intrările rămase active în circuit.

Dacă, de exemplu, se cere ca toate constantele din relația (7.45) să fie pozitive, la ieșirea circuitului din fig. 7.16 se mai poate conecta un AO în configurație de repetor de tensiune

inversor (cu amplificarea egală cu -1). Dacă se cere ca unele constante să fie pozitive iar altele negative, se mai folosește un număr adecvat de inversoare.

7.2.1.4. Circuite de scădere

7.2.1.4.1. Amplificatorul diferențial

Amplificatorul diferențial este un circuit linear special, la care se aplică semnal și pe intrarea inversoare și pe cea neinversoare (fig. 7.17).

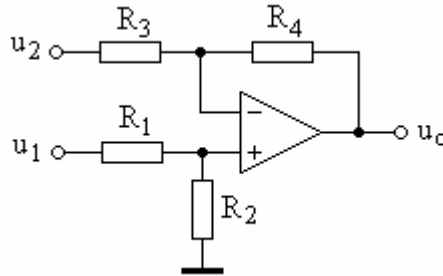


Fig. 7.17. Schema circuitului diferențial

Numele de “diferențial” provine de la faptul că circuitul amplifică diferența tensiunilor aplicate la intrări. Pe scurt, acest circuit este capabil să combine semnalele u_1 și u_2 pentru a da la ieșire un semnal de forma:

$$u_o = |A_1|u_1 - |A_2|u_2 \quad (7.53)$$

Circuitul se poate analiza mai ușor dacă se aplică principiul superpoziției.

Astfel, pentru a studia numai efectul tensiunii u_1 se consideră circuitul din fig. 7.13, a, în care se pasivizează sursa u_2 .

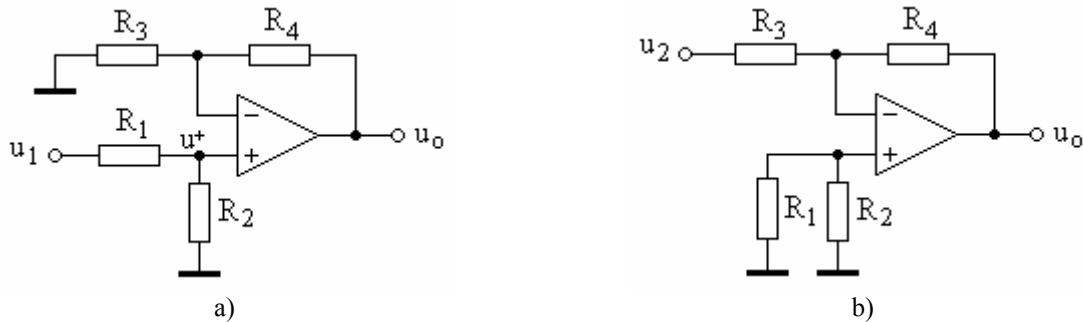


Fig. 7.18. Analiza amplificatorului diferențial utilizând metoda superpoziției.

(a) Circuitul echivalent în cazul acțiunii tensiunii u_1 . (b) Circuitul echivalent în cazul acțiunii tensiunii u_2

În acest caz presupunând sursele ideale, rezultă că borna de intrare corespunzătoare tensiunii u_2 se leagă direct la masă. Semnalul u_1 este mai întâi atenuat de divizorul rezistiv R_1 , R_2 . Tensiunea u^+ , aplicată la intrarea neinversoare, se determină aplicând regula divizorului de tensiune:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 \quad (7.54)$$

Din punct de vedere al semnalului u^+ , circuitul se comportă ca un amplificator neinversor, semnalul de intrare fiind chiar u^+ . Componenta u_{o1} , datorată tensiunii u^+ este:

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) u^+ \quad (7.55)$$

conform relației valabile în cazul configurației neinversoare.

Înlocuind relația (7.54) în (7.55) se obține:

$$u_{o1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot u_1 \quad (7.56)$$

Pentru a studia numai influența tensiunii de intrare u_2 , se pasivizează sursa u_1 și rezultă circuitul echivalent din fig. 7.18, b. AO se presupune ideal, astfel că pe cele două rezistoare R_1 și R_2 , conectate în paralel, nu apare nici o cădere de tensiune. În acest fel se poate menține în continuare ipoteza că intrarea inversoare este punct virtual de masă. Circuitul care rezultă este de forma unui amplificator inversor, astfel că pentru componenta u_{o2} a tensiunii de ieșire, datorată tensiunii de intrare u_2 , se obține:

$$u_{o2} = -\frac{R_4}{R_3} u_2 \quad (7.57)$$

Prin superpoziție, cele două componente ale tensiunii de ieșire se adună

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \left(\frac{R_3 + R_4}{R_3}\right) u_1 - \frac{R_4}{R_3} u_2 \quad (7.58)$$

Comparând relațiile (7.54) și (7.58) se observă că s-a obținut funcția dorită, în care un factor de amplificare are semnul plus iar celălalt factor semnul minus.

7.2.1.4.2. Amplificatorul diferențial echilibrat

Cazul cel mai important de amplificator diferențial este cel de **amplificator diferențial echilibrat** la care cei doi factori de amplificare au valori egale dar sunt de semne opuse, adică:

$$|A_1| = |A_2| = K \quad (7.59)$$

Pentru ca această egalitate să poată avea loc trebuie să existe o anumită relație între rezistențele circuitului. Egalând între ei cei doi coeficienți din relația (7.58):

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (7.60)$$

se obține:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (7.61)$$

În cazul amplificatorului diferențial echilibrat, rezistențele se aleg conform relațiilor:

$$\begin{cases} R_1 = R; & R_2 = KR_1 = KR \\ R_3 = R; & R_4 = KR_3 = KR \end{cases} \quad (7.62)$$

Circuitul în care rezistențele îndeplinesc condițiile din relația (7.62) se prezintă în fig. 7.19.

Tensiunea de ieșire se poate scrie:

$$u_o = K(u_1 - u_2) \quad (7.63)$$

unde K este o constantă pozitivă.

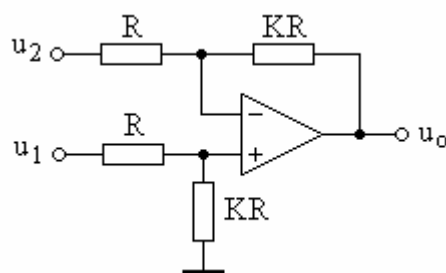


Fig. 7.19. Structura unui amplificator diferențial echilibrat

Se observă că în acest caz ambele intrări „văd“ rezistențe de valori egale spre masă, astfel încât se realizează automat compensarea efectului curenților de polarizare a intrărilor AO, fără să fie necesară vreo intervenție specială.

7.2.1.4.3. Amplificatorul de instrumentație

Amplificatorul de instrumentație este un circuit liniar de precizie care se poate folosi pentru amplificarea unor semnale de nivel mic într-un mediu zgomotos (prin mediu zgomotos înțelegând locul în care există radiație electromagnetică puternică ce poate perturba funcționarea normală a unor circuite electronice datorită semnalelor parazite induse în firele de conexiune ale circuitului).

Această formă de procesare a semnalelor prin care se obține diferența a două semnale, amplificată de un număr arbitrar de ori, se poate realiza cu performanțe mai modeste și cu ajutorul amplificatorului diferențial, studiat anterior. Acest circuit prezintă următoarele limitări:

- impedanțele de intrare pentru cele două semnale au valori finite. Acest fapt obligă culegerea semnalelor de la surse ideale, cu rezistență internă nulă;
- rejectia modului comun este o funcție critică de rezistențele conectate în circuit. Variația valorilor celor patru rezistențe degradează mult rejectia modului comun.
- pentru a regla amplificarea trebuie modificată simultan valoarea a două rezistențe, ceea ce complică mult posibilitățile de echilibrare.

Circuitul care elimină aceste neajunsuri este amplificatorul de instrumentație, cu schema din fig. 7.20.

De obicei acest circuit este disponibil într-o unică prezentare (un singur circuit integrat). Rezistențele fixe sunt realizate cu mare grad de precizie iar amplificările celor două căi de semnal sunt bine împerecheate. Buna echilibrare și utilizarea unor amplificatoare operaționale de calitate, asigură valori ridicate ale rejectiei modului comun (CMRR tipic este de 120dB).

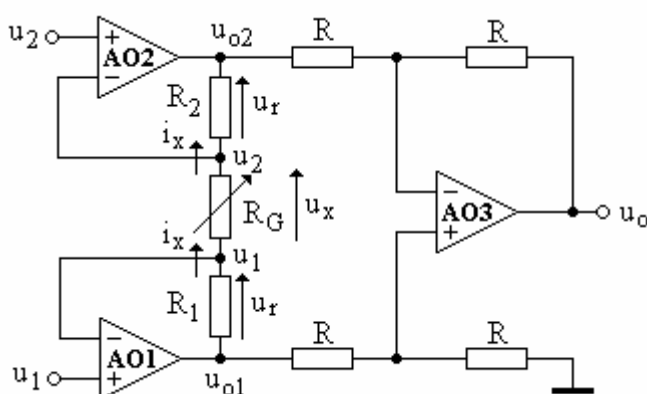


Fig. 7.20. Schema amplificatorului de instrumentație

Cele două semnale care trebuie prelucrate se aplică la intrările neinversoare ale AO de intrare (AO1 și AO2), ceea ce asigură impedanțe de intrare de valori foarte mari. Etajul de ieșire este un amplificator diferențial echilibrat. Cu ajutorul unei singure rezistențe, notată R_G , se ajustează amplificarea pentru ambele căi de semnal.

Pentru a determina expresia tensiunii de ieșire, pe fig. 7.20 s-au trecut sensurile tensiunilor și curenților din circuit, considerându-se, arbitrar, că tensiunea cea mai pozitivă este u_1 . Această particularizare nu afectează deloc rezultatul analizei.

Se presupune că AO sunt ideale. Pentru condiții stabile în buclă închisă, tensiunea de la borna inversoare a fiecărui AO de la intrare este egală cu tensiunea de pe intrarea neinversoare. Deoarece rezistența R_G se conectează între cele două intrări inversoare ale AO1 și AO2, rezultă că tensiunile de la capetele acestei rezistențe sunt egale cu cele de intrare, căderea de tensiune pe R_G exprimându-se:

$$u_x = u_1 - u_2 \quad (7.64)$$

Această cădere de tensiune determină prin R_G un curent, care are expresia:

$$i_x = \frac{u_x}{R_G} = \frac{u_1 - u_2}{R_G} \quad (7.65)$$

Deoarece prin intrările AO ideal nu curge curent, i_x va circula de la ieșirea AO1 spre ieșirea AO2, trecând prin R_1 , R_G și R_2 . Dacă se presupune $R_1=R_2=R$, căderile de tensiune datorate lui i_x sunt egale și au valoarea:

$$u_r = Ri_x = \frac{R(u_1 - u_2)}{R_G} \quad (7.66)$$

Tensiunile u_{o1} și u_{o2} de la ieșirile AO1, respectiv AO2, se scriu:

$$\begin{cases} u_{o1} = u_1 + u_r \\ u_{o2} = u_2 - u_r \end{cases} \quad (7.67)$$

și reprezintă tensiunile de intrare ale amplificatorului diferențial echilibrat realizat cu AO3. Folosind rezultatele obținute la amplificatorul diferențial echilibrat, tensiunea de ieșire se poate scrie sub forma:

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = u_1 - u_2 + 2u_r \quad (7.68)$$

Înlocuind u_r din relația (7.66) în (7.68), rezultă:

$$u_o = \left(1 + 2\frac{R}{R_G}\right)(u_1 - u_2) \quad (7.69)$$

Relația (7.58) pune în evidență modul în care se poate modifica amplificarea circuitului și anume prin varierea valorii unei singure rezistențe (R_G).

Funcționarea liniară a circuitului este posibilă numai dacă toate cele trei amplificatoare operaționale lucrează liniar.

Funcționarea lui AO3 este liniară numai dacă tensiunea sa de ieșire este mai mică decât tensiunea de saturație, adică dacă se îndeplinește condiția:

$$\left(1 + 2\frac{R}{R_G}\right)|u_1 - u_2| < U_{sat} \quad (7.70)$$

Tot funcționarea liniară a circuitului impune ca și cele două AO de la intrare să lucreze liniar. Prin înlocuirea pe rând a relației (7.66) în cele două relații (7.67) rezultă:

$$\begin{cases} \left| \left(1 + \frac{R}{R_G}\right)u_1 - \frac{R}{R_G}u_2 \right| < U_{sat} \\ \left| \left(1 + \frac{R}{R_G}\right)u_2 - \frac{R}{R_G}u_1 \right| < U_{sat} \end{cases} \quad (7.71)$$

Influența zgomotului. Amplificatorul de instrumentație se dovedește deosebit de util atunci când se cere amplificarea unor semnale de amplitudine mică iar în firele prin care se aduce semnalul la amplificator se induc semnale parazite (tensiuni de zgomot).

Se presupune că trebuie amplificat semnalul u_{in} . Sursa de semnal are un capăt conectat la masă. Se dispune de un amplificator cu intrare simplă (intrarea între borna "caldă" și masă a amplificatorului) așa cum se arată în fig. 7.21. Semnalul se transmite la amplificator printr-un cablu bifilar, necranat, de o lungime suficient de mare ca semnalele induse să fie supărătoare (comparabile ca amplitudine cu mărimea semnalului util). În fiecare din firele cablului se induce o tensiune de zgomot nedorită, u_{zg} . Dacă cele două fire sunt suficient de apropiate atunci cele două tensiuni induse au valori egale. Cu R_F s-au notat rezistențele firelor din cablu.

Dacă traseul de masă este perfect, atunci nu apare buclă de masă și analiza se face pentru circuitul din fig. 7.21 unde traseul desenat cu linie întreruptă se consideră că nu există. În aceste condiții tensiunea de zgomot de pe firul superior se adună direct la tensiunea utilă iar amplificatorul va amplifica semnalul $(u_{in} + u_{zg})$.

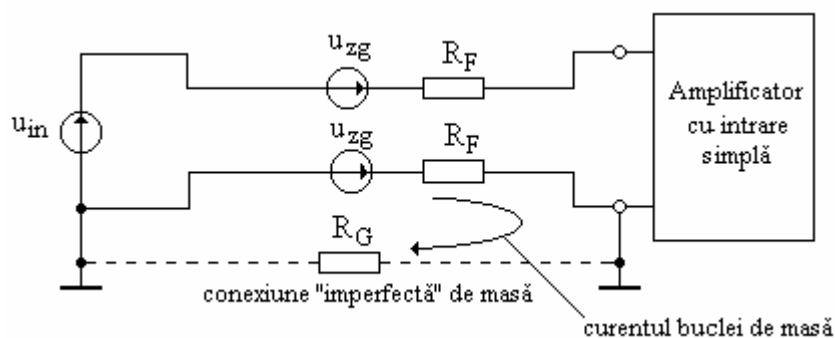


Fig. 7.21. Ilustrarea modului de acțiune a zgomotului de mod comun și a buclei de masă

Cazul cel mai general este cel ilustrat în fig.7.21, când există traseul desenat cu linie punctată. Situația prezentată corespunde unei legături de masă imperfecte, când între cele două puncte de masă există o mică diferență de potențial. Când un astfel de circuit se leagă în două puncte la masă, rezultă un circuit închis, numit buclă de masă, cu rezistența R_G , prin care circulă curentul buclei de masă. Datorită lui, în circuit apare o tensiune parazită suplimentară care se adună la semnalul de intrare util, u_{in} .

Neajunsul creat de bucla de masă se elimină prin utilizarea unui amplificator de instrumentație (fig. 7.22), deoarece acest amplificator nu are nici una dintre intrări conectată la masă (are intrare diferențială).

În acest fel tensiunea de intrare utilă apare ca o tensiune diferențială:

$$u_d = u_1 - u_2 = u_{in} \quad (7.72)$$

Dacă se notează amplificarea diferențială în buclă închisă a circuitului cu A , atunci semnalul diferențial de la ieșire este:

$$u_{od} = A(u_1 - u_2) = Au_{in} \quad (7.73)$$

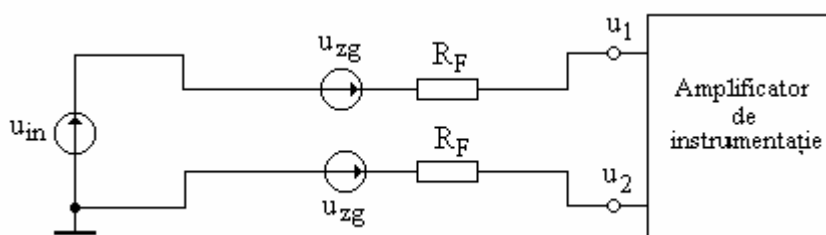


Fig. 7.22. Ilustrarea modului de aplicare a unui semnal afectat de zgomot la intrarea unui amplificator de instrumentație

Tensiunile de zgomot apar ca semnale de intrare de mod comun, adică $u_{ic}=u_{zg}$. Fie A_c amplificarea de mod comun a circuitului. Tensiunea de ieșire de mod comun se scrie:

$$u_{oc} = A_c u_{zg} \quad (7.74)$$

Se evaluează raportul dintre tensiunea de ieșire diferențială și cea de ieșire de mod comun:

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = \frac{Au_{in}}{A_c u_{zg}} \quad (7.75)$$

unde raportul A/A_c reprezintă *factorul de rejecție a modului comun*, CMRR. Cu această observație relația (7.75) se scrie:

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = CMRR \times \frac{u_{in}}{u_{zg}} \quad (7.76)$$

În relația (7.76), u_{in}/u_{zg} reprezintă raportul dintre semnalul util și tensiunea de zgomot. Din acest motiv, u_{in}/u_{zg} se numește *raport semnal-zgomot*. Se observă că raportul semnal-zgomot de la ieșirea amplificatorului de instrumentație este de CMRR ori mai mare decât raportul semnal-zgomot de la intrare. Conform acestei observații, *cu cât CMRR-ul unui amplificator de*

instrumentație este mai mare cu atât se atenuează mai mult influența zgomotelor asupra semnalului de ieșire.

7.2.1.5. Circuitele de integrare și derivare

Operațiile matematice de integrare și derivare intervin des în procesarea semnalelor analogice. Ambele circuite schimbă forma semnalului prelucrat, în concordanță cu operația matematică asociată.

7.2.1.5.1. Circuitul de integrare

Circuitul de integrare este circuitul la care între tensiunea de intrare, u_{in} și cea de ieșire, u_o se stabilește relația:

$$u_o(t) = \int_0^t u_{in}(t)dt + u_o(0) \quad (7.77)$$

unde $u_o(0)$ reprezintă valoarea inițială a tensiunii de ieșire (calculată la momentul $t=0$).

Pentru un condensator, între tensiunea la borne și curentul de încărcare există relația:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(t)dt + u_C(0) \quad (7.78)$$

unde $u_C(0)$ este valoarea inițială a tensiunii de pe condensator.

Astfel tensiunea de la bornele condensatorului este proporțională cu integrala curentului și ecuația are forma relației (7.77). Deosebirea constă în faptul că, în timp ce în relația (7.77) mărimea de intrare și cea de ieșire sunt ambele tensiuni, în (7.78) doar ieșirea este tensiune, intrarea fiind curent. Ar fi necesar să se conecteze astfel condensatorul, eventual în combinație și cu alte elemente, astfel încât curentul de intrare să se poată exprima în funcție de o tensiune.

Prin conectarea condensatorului în bucla de reacție negativă a unui AO în configurație de inversor (fig. 7.23), curentul de încărcare al condensatorului, egal cu cel de intrare, se poate exprima în funcție de tensiunea de intrare și rezistența conectată în serie cu intrarea inversoare, astfel:

$$i_C(t) = \frac{u_{in}(t)}{R} \quad (7.79)$$

Se înlocuiește (7.79) în (7.78), se ține seama de faptul că $u_o(t) = -u_C(t)$ și rezultă:

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{in}(t)dt + u_o(0) \quad (7.80)$$

Semnul minus apare din cauză că circuitul este inversor. Dacă semnul minus și constanta $1/RC$ deranjează, se poate conecta, după integrator, un inversor care să elimine efectul semnelui minus și cu o amplificare care să anuleze efectul constantei $1/RC$.

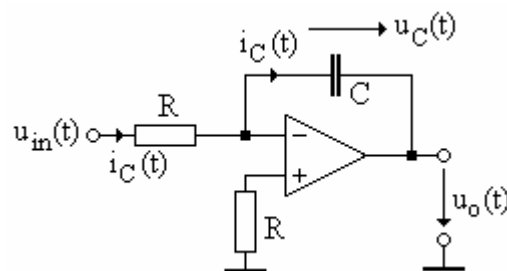


Fig. 7.23. Structura de principiu a integratorului realizat cu AO

În funcție de semnul tensiunii continue aplicate la intrare, un integrator transformă această tensiune într-o rampă crescătoare sau descrescătoare. Pentru că integratorul este sensibil la semnale de c.c., tensiunea de offset și curenții de polarizare a intrărilor, ambele semnale tot de c.c., pot determina trecerea ieșirii AO în saturație, chiar în absența semnalului de intrare. De aceea AO care se folosesc în circuitele de integrare trebuie să aibă valori extrem de mici ale tensiunii de offset și ale curenților de polarizare. Un tip special de AO folosit în astfel de situații este AO stabilizat prin chopper, la care se utilizează un procedeu de comutare mecanică pentru corectarea în mod continuu a efectelor offsetului și curenților de polarizare.

7.2.1.5.2. Circuitul de derivare (diferențiere)

Circuitul de derivare este circuitul la care între tensiunea de intrare u_{in} și cea de ieșire u_o se stabilește relația:

$$u_o(t) = \frac{du_{in}(t)}{dt} \quad (7.81)$$

adică tensiunea de ieșire $u_o(t)$ este egală cu viteza de variație a semnalului de intrare, $u_{in}(t)$. Astfel când tensiunea de intrare se modifică rapid, cea de ieșire are amplitudine mare. Dacă tensiunea de intrare are o modificare lentă, atunci și semnalul de ieșire are o amplitudine mică. În funcție de relația dintre curentul de încărcare al unui condensator C și tensiunea la bornele sale, se poate scrie:

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \quad (7.82)$$

La fel ca la integrator, una dintre variabile este o tensiune iar cealaltă un curent, care trebuie convertit în tensiune. Circuitul care realizează acest lucru este construit cu ajutorul unui AO, conectat în configurație de inversor (fig. 7.24).

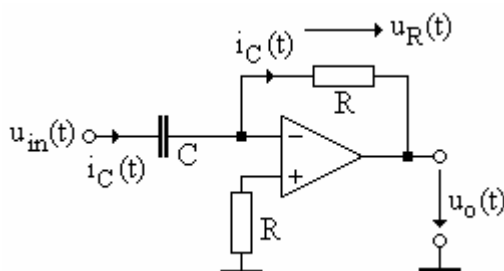


Fig. 7.24. Structura de principiu a circuitului de derivare realizat cu AO

Presupunând că intrarea inversoare este punct virtual de masă rezultă pentru curentul de încărcare al condensatorului relația:

$$i_C(t) = C \frac{du_{in}(t)}{dt} \quad (7.83)$$

Acest curent curge prin rezistorul R și determină o cădere de tensiune $u_R(t)$ la bornele acestuia. Tensiunea de ieșire se scrie:

$$u_o(t) = -u_R(t) = -Ri_C(t) \quad (7.84)$$

și înlocuind relația (7.83) în (7.84) se obține:

$$u_o(t) = -RC \frac{du_{in}(t)}{dt} \quad (7.85)$$

Din nou se poate afirma că dacă semnul minus și constanta RC deranjează, se adaugă un inversor cu amplificare ajustată astfel încât semnalul la ieșire să fie de forma celui dat de relația (7.81).

În practică circuitele de derivare nu se folosesc prea des deoarece zgomotul, prezent totdeauna în circuitele electronice, este accentuat puternic de procesul de derivare. Zgomotul este

un semnal aleator care poate să aibă variații bruște. Ieșirea unui derivator fiind proporțională cu viteza de variație a intrării, rezultă că aceste variații bruște de la intrare vor produce un zgomot și mai pronunțat la ieșire.

7.2.1.5.3. Comparație între integrare și derivare

Procesul de integrare este cumulativ (se adună niște arii), schimbările bruște fiind eliminate. Astfel se obține o netezire a semnalului de ieșire. Integratoarele se comportă deci ca filtre trece-jos.

În contrast, derivarea accentuează schimbările bruște ale semnalului de intrare. Semnalele constante sau cu modificare lentă sunt eliminate. Derivatoarele se comportă deci ca filtre trece-sus.

7.2.1.6. Stabilizatoare de tensiune realizate cu AO

Stabilizatoarele de tensiune sunt circuite electronice care mențin constantă tensiunea pe rezistența de sarcină (tensiunea stabilizată), în condițiile variației tensiunii de intrare (tensiunea nestabilizată), a curentului de sarcină și a temperaturii. Conectat între redresor și sarcină, stabilizatorul transformă sursa de tensiune nestabilizată într-o sursă de tensiune stabilizată.

Stabilizatoarele realizate cu AO sunt stabilizatoare serie cu reacție. Funcționarea lor se bazează pe utilizarea unei scheme de amplificator cu reacție negativă, sarcina fiind conectată în serie cu elementul de reglare serie. Tensiunea de ieșire se menține constantă printr-un proces de reglare automată la care tensiunea de ieșire sau o fracțiune din ea se compară cu o tensiune de referință. Amplificatorul de eroare care realizează compararea este AO. Semnalul diferență, numit și de eroare, este amplificat și comandă elementul de reglare a tensiunii de ieșire pentru a restabili valoarea prescrisă.

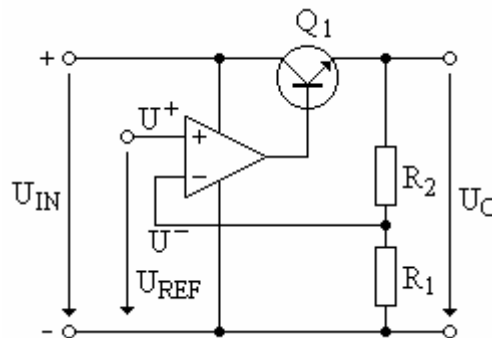


Fig. 7.25. Schema de principiu a unui stabilizator cu reacție și amplificator de eroare realizat cu AO

Expresia tensiunii de ieșire este se determină considerând AO ideal și presupunând potențialele de pe cele două intrări egale:

$$U^+ = U^- \Rightarrow U_{REF} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_O \quad (7.86)$$

de unde

$$U_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{REF} \quad (7.87)$$

Relația este identică cu cea de la o configurație neinversoare la care tensiunea de intrare este cea de referință, U_{REF} . Tranzistorul Q_1 este în conexiune de repetor pe emitor (amplificator de curent). Ansamblul AO – Q_1 se comportă ca un AO de putere.

În caz de suprasarcină sau scurtcircuit accidental al ieșirii la masă, curentul prin tranzistorul serie Q_1 poate crește mult și se depășește puterea maximă admisibilă pe care acesta o poate disipa. Pentru a preveni distrugerea tranzistorului Q_1 se folosesc circuite de protecție care pot fi:

- circuite de protecție prin limitarea curentului de suprasarcină (circuite de protecție cu caracteristică rectangulară) și
- circuite de protecție prin micșorarea curentului de scurtcircuit (circuite de protecție prin întoarcerea caracteristicii).

Circuitul de protecție din fig. 7.26, a este un exemplu de circuit de protecție prin limitarea curentului de suprasarcină.

Funcționarea circuitului de protecție din fig. 7.26, a este următoarea: în mod normal tranzistorul de protecție Q_2 este blocat. Când curentul de sarcină I_S depășește o anumită valoare, la care căderea de tensiune pe rezistența de protecție R_P devine egală cu tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului Q_2 , acesta intră în conducție. Deoarece căderea de tensiune pe o joncțiune bază-emitor este aproximativ constantă, înseamnă că și căderea de tensiune pe rezistența R_P este constantă și deci are loc o limitare a curentului de sarcină I_S .

Chiar dacă are loc o limitare a curentului de sarcină, puterea disipată de tranzistorul regulator Q_1 poate fi excesiv de mare și Q_1 se poate distruge. Situația cea mai defavorabilă este în caz de scurtcircuit la masă a ieșirii, când toată tensiunea de intrare cade pe tranzistor ($U_{CE(Q1)}=U_{IN}$).

Dacă se presupune că tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a lui Q_2 este de 0,65V și se cunoaște valoarea rezistenței R_P , curentul limită $I_{S\text{lim}}$ este dat de relația:

$$I_{S\text{lim}} = \frac{0,65V}{R_P} \quad (7.88)$$

Valoarea de curent calculată cu relația (7.88) este valabilă și în caz de scurtcircuit la ieșire ($I_{S\text{lim}}=I_{SC}$).

Caracteristica externă din fig. 7.26, b, numită **caracteristică de protecție rectangulară**, este proprie unui *stabilizator de tensiune cu limitare de curent*.

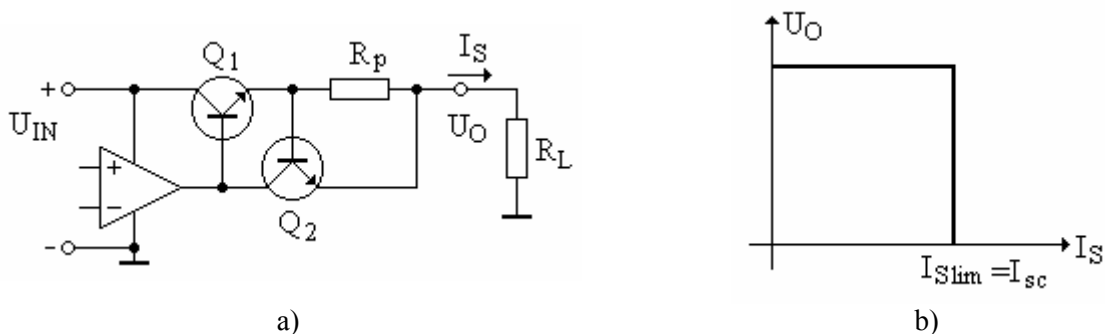


Fig. 7.26. Protecția prin limitare. (a) schema circuitului de protecție.
(b) caracteristica de protecție

De exemplu dacă R_P are valoarea de 1Ω , rezultă $I_{S\text{lim}}=I_{SC}=0,65A$.

În caz de scurtcircuit puterea disipată de tranzistorul regulator este:

$$P_{d(Q1)} \cong U_{IN} \times I_{SC} \quad (7.89)$$

deoarece $U_O=0$.

De exemplu dacă $U_{IN}=30V$ și $I_{SC}=1A$, atunci în caz de scurtcircuit la ieșire, tranzistorul regulator trebuie să disipe $30W$, ceea ce în cazul unui radiator subdimensionat sau dimensionat greșit doar pentru funcționarea normală a stabilizatorului (când tensiunea colector-emitor a tranzistorului regulator este egală cu $U_{IN}-U_O < U_{IN}$), poate duce la distrugerea tranzistorului serie prin ambalare termică.

O protecție mai eficientă este cea numită **protecție prin întoarcerea caracteristicii**, deoarece în acest caz puterea disipată de tranzistorul regulator scade dacă apare un scurtcircuit la ieșire față de situația de funcționare normală.

Circuitul de limitare forțează curentul de scurtcircuit I_{SC} să aibă o valoare mai mică decât curentul limită $I_{S\text{max}}$ care declanșează procesul de protecție.

În fig. 7.27, a se prezintă un circuit de protecție prin întoarcerea caracteristicii, alcătuit din tranzistorul de protecție Q_2 , rezistorul de sesizare a curentului de suprasarcină, R_P și rezistoarele R_A și R_B .

Dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului Q_2 , tensiunea U_A se scrie:

$$U_A = \frac{R_B}{R_A + R_B} U_B \quad (7.90)$$

iar tensiunea U_B depinde de tensiunea de ieșire și de căderea de tensiune pe rezistența de protecție R_P :

$$U_B = U_O + R_P I_S \quad (7.91)$$

Conform schemei din fig. 7.27, a, tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_2 este:

$$U_{BE} = U_A - U_O \quad (7.92)$$

După înlocuirea relațiilor (7.90) și (7.91) în (7.92), se obține:

$$U_{BE} = \frac{R_B R_P}{R_A + R_B} I_S - \frac{R_A}{R_A + R_B} U_O \quad (7.93)$$

Dacă în această relație se înlocuiește U_{BE} cu 0,65V se obține valoarea maximă a curentului de sarcină, I_{Smax} , la care se declanșează procesul de protecție:

$$I_{Smax} = \frac{R_A + R_B}{R_B R_P} \times 0,65V + \frac{R_A}{R_B R_P} U_O \quad (7.94)$$

În caz de scurtcircuit, tensiunea de ieșire devine egală cu zero. Dacă în relația (7.94) se face înlocuirea $U_O=0$, se poate determina valoarea curentului de scurtcircuit:

$$I_{SC} = \frac{R_A + R_B}{R_B R_P} \times 0,65V \quad (7.95)$$

Comparând relațiile (7.94) și (7.95) se observă că $I_{SC} < I_{Smax}$. Caracteristica de protecție se prezintă în fig. 7.27, b.

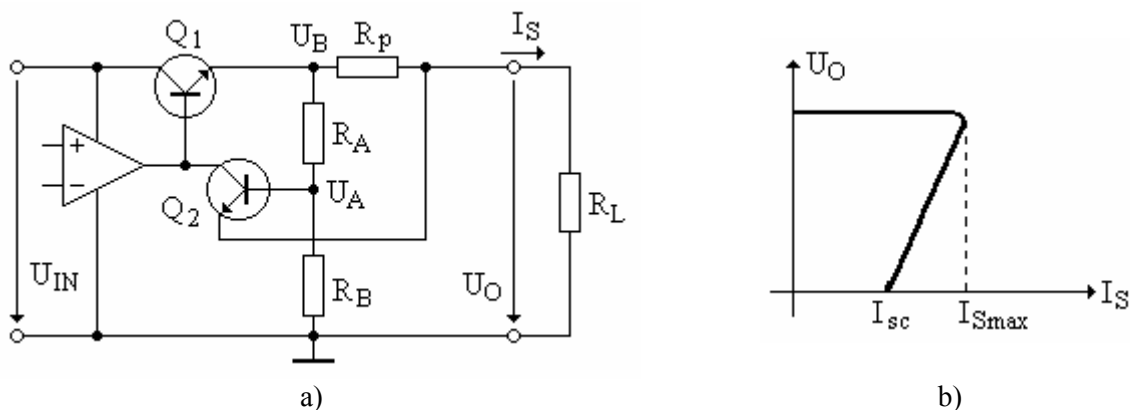


Fig. 7.27. Protecția prin întoarcerea caracteristicii. (a) schema circuitului de protecție. (b) caracteristica de protecție

7.2.2. Circuite neliniare

Circuitele neliniare se caracterizează prin absența buclei de reacție pentru unele sau toate regiunile de funcționare sau chiar prezența reacției pozitive. În aceste condiții, cele două tensiuni individuale de intrare ale AO pot avea valori mult diferite.

La unele circuite neliniare, pe unele porțiuni ale domeniului de funcționare, se închide o buclă de reacție negativă, caz în care tensiunile individuale de pe intrările AO se pot considera egale, dar conțin și regiuni de lucru în care bucla se desface și nu se mai poate menține condiția de egalitate a tensiunilor de pe intrările AO.

La alte circuite neliniare, pentru anumite condiții de funcționare, ieșirea poate fi într-una din cele două stări de saturație (pozitivă sau negativă) și chiar dacă circuitul conține reacție negativă, funcționarea lui se consideră neliniară deoarece ieșirea este saturată.

7.2.2.1. Circuite de logaritmare și exponențiere

În blocurile de logaritmare și exponențiere se folosesc amplificatoare operaționale în configurații inversoare care exploatează caracterul exponențial al relației:

$$u_{BE} = U_T \ln\left(\frac{i_C}{I_S}\right), \quad (7.96)$$

unde U_T reprezintă tensiunea termică (0,026V la temperatura $T=300K$) iar I_S este curentul de saturație al joncțiunii bază-emitor.

Circuitul de logaritmare are schema de principiu reprezentată în fig. 7.28, a. Tensiunea de ieșire se scrie:

$$U_O = -U_{BE} = -U_T \ln \frac{I_C}{I_S} = -U_T \ln \frac{U_{IN}}{RI_S}; \quad (7.97)$$

Circuitul de exponențiere are schema de principiu din figura 7.28, b. Tensiunea de ieșire are expresia:

$$U_O = RI_S \exp\left(\frac{-U_{IN}}{U_T}\right); \quad (7.98)$$

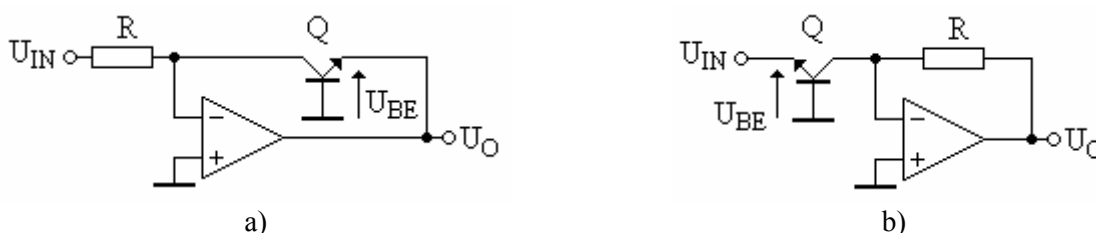


Fig. 7.28. Circuitele de logaritmare (a) și exponențiere (b) realizate cu AO

7.2.2.2. Redresoare de precizie

Redresarea este fie procesul prin care se elimină una dintre alternanțele unui semnal alternativ (ori cea pozitivă, ori cea negativă - la redresorul monoalternanță), fie procesul prin care toate porțiunile semnalului variabil situate de o parte a lui zero se inversează și se obține un semnal cu o singură polaritate (redresorul dublă alternanță).

Obținerea cu precizie ridicată a valorii medii redresate a unei tensiuni alternative, folosind mijloace convenționale, nu este posibilă dacă amplitudinea acestuia este mai mică sau de același ordin de mărime cu tensiunea de deschidere a diodei semiconductoare folosite (0,2V până la 0,6V). Reducerea substanțială a tensiunii de deschidere (și anume de a ori, unde a reprezintă amplificarea în buclă deschisă a AO) și liniarizarea caracteristicii diodei se poate obține prin introducerea ei în bucla de reacție a unui AO. În acest fel, *ansamblul diodă-amplificator constituie o diodă de precizie*.

7.2.2.2.1. Redresorul de precizie monoalternanță saturat

Cel mai simplu circuit utilizat pentru redresarea unei singure alternanțe a tensiunii alternative u_{in} , este prezentat în fig.7.29, a.

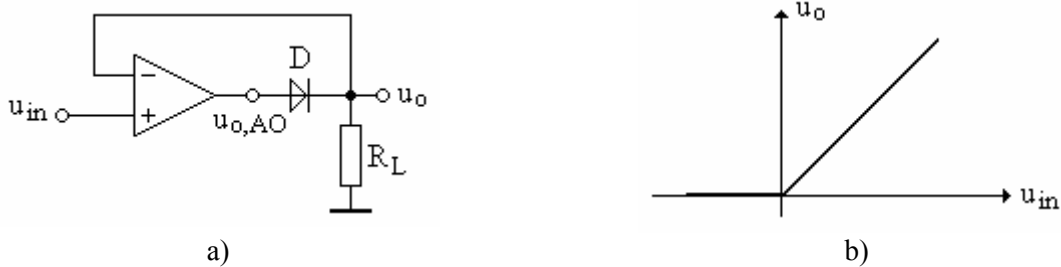


Fig. 7.29. Redresorul de precizie monoalternanță saturat. (a) Schema redresorului. (b) Caracteristica de transfer

În semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare, $u_{in} > 0$, tensiunea diferențială de intrare este pozitivă și face ca și tensiunea de ieșire a AO să fie tot pozitivă. Pentru valori ale tensiunii de intrare mai mici decât tensiunea de deschidere a diodei D , bucla de reacție este deschisă și tensiunea de ieșire a AO tinde să crească cu viteză mare spre valoarea pozitivă de saturație. În momentul în care se atinge pragul de deschidere a diodei, bucla de reacție se închide, amplificatorul funcționează ca repetor de tensiune, iar tensiunea de ieșire u_o este replica celei de intrare. În aceste condiții, tot timpul tensiunea de la ieșirea AO care asigură egalitatea $u_o = u_{in}$ este:

$$u_{o,AO} \approx u_o + 0,7V \quad (7.99)$$

dacă se consideră căderea de tensiune directă pe diodă egală cu aproximativ $0,7V$.

Pentru semiperioada negativă a tensiunii de intrare, $u_{in} < 0$, tensiunea de la ieșirea AO este negativă, $u_{o,AO} < 0$. Dioda este polarizată invers (blocată), bucla de reacție este întreruptă, AO este saturat (la ieșirea lui se măsoară tensiunea de saturație $-U_{sat}$), iar tensiunea de ieșire a redresorului este practic nulă.

Caracteristica de transfer a redresorului din fig. 7.29, b evidențiază o liniaritate foarte bună, deoarece AO compensează, prin reacție, caracteristica neliniară a diodei. Liniaritatea se menține și pentru valori foarte mici ale tensiunii de intrare.

Matematic, caracteristica de transfer se exprimă astfel:

$$\begin{aligned} u_o &= u_{in} \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_o &= 0 \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (7.100)$$

Redresorul monoalternanță saturat este un exemplu de circuit neliniar la care într-o regiune de funcționare ($u_{in} > 0$) funcționarea este liniară, iar în alta ($u_{in} < 0$) AO lucrează neliniar (saturat). În prima regiune se poate menține presupunerea $u^+ = u^-$ (egalitatea tensiunilor individuale de la intrările AO). În a doua regiune de funcționare, tensiunile de pe cele două intrări vor fi mult diferite. Din acest motiv trebuie avut grijă să se respecte valoarea maximă a tensiunii diferențiale de intrare pentru tipul de AO utilizat.

Din cauza saturației negative a ieșirii AO răspunsul în frecvență este limitat.

Dacă dioda D se conectează invers, zona liniară se mută din cadranul I în cadranul III al caracteristicii de transfer.

7.2.2.2.2. Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat

Eliminarea dezavantajului saturării AO este asigurată de varianta inversoare pentru redresarea unei singure alternanțe, circuit prezentat în fig. 7.30, a.

Pentru semiperioada pozitivă a tensiunii de intrare u_{in} , tensiunea diferențială de intrare fiind negativă și tensiunea de la ieșirea AO devine negativă. În acest caz dioda D_1 este blocată,

bucla de reacție se închide prin D_2 , tensiunea $u_{o,AO}$ de la ieșirea AO este negativă și egală cu căderea de tensiune pe dioda D_2 (aproximativ $-0,7V$), iar tensiunea de la ieșirea circuitului, u_o , este nulă.

Pentru semiperioada negativă a tensiunii de intrare u_{in} , tensiunea de ieșire a AO devine pozitivă, dioda D_1 este polarizată direct și conduce, iar dioda D_2 este blocată. Circuitul funcționează ca un inversor cu o diodă polarizată direct și conectată în bucla de reacție. Reacția va forța ca tensiune de la ieșirea redresorului, u_o , să fie de $(-R_2/R_1)$ ori mai mare decât u_{in} iar $u_{o,AO}$ va avea valoarea necesară menținerii diodei D_1 în conducție.

Expresiile matematice care descriu această funcționare sunt:

$$\begin{aligned} u_o &= 0 \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_o &= -\frac{R_2}{R_1} u_{in} \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (7.101)$$

Tensiunea $u_{o,AO}$ de la ieșirea AO este:

$$\begin{aligned} u_{o,AO} &\cong 0,7V \text{ pentru } u_{in} > 0 \\ u_{o,AO} &\cong -\frac{R_2}{R_1} u_{in} + 0,7V \text{ pentru } u_{in} < 0 \end{aligned} \quad (7.102)$$

Caracteristica de transfer a redresorului se prezintă în fig.7.30, b.

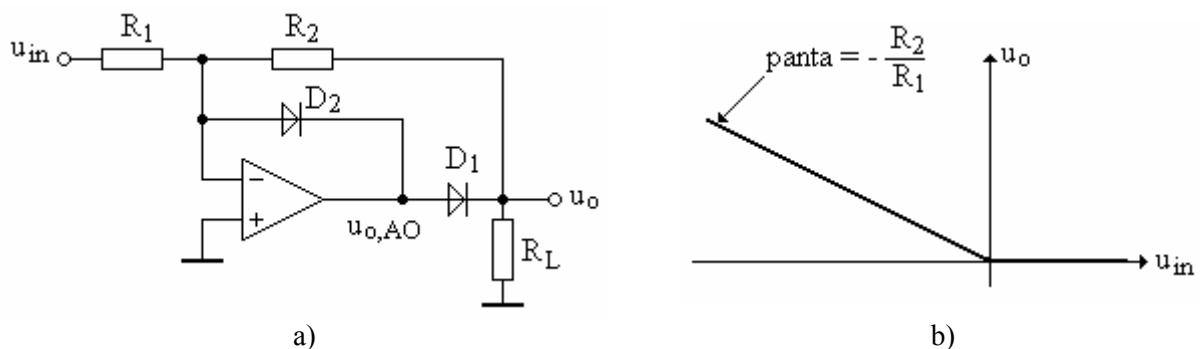


Fig. 7.30. Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat. (a) Schema redresorului. (b) Caracteristica de transfer

Caracterul inversor al circuitului se poate corecta prin conectarea unui amplificator inversor suplimentar la ieșirea redresorului.

Deoarece AO lucrează nesaturat, caracteristica de frecvență a redresorului inversor este mai bună decât în cazul redresorului saturat.

7.2.2.2.3. Redresorul dublă alternanță nesaturat

Acest redresor se mai întâlnește și sub denumirea de circuit de valoare absolută (de modul).

Schema circuitului se prezintă în fig. 7.31, a. Circuitul realizat în jurul amplificatorului AO1 reprezintă un redresor monoalternanță nesaturat, de tipul celui din fig. 7.30, a. Circuitul realizat cu AO2 este un sumator inversor.

Pentru $u_{in} < 0$, tensiunea $u_A = 0$. La una din cele două intrări ale sumatorului se aplică o tensiune nulă iar la cealaltă tensiunea de intrare u_{in} . Dacă amplificarea corespunzătoare acestei intrări este egală cu -1 , la ieșire se obține $u_o = -u_{in}$. Deoarece $u_{in} < 0$, u_o va fi pozitiv. Funcționarea corespunde cadranelor II și III de pe caracteristica de transfer din fig. 7.31, b.

Pentru $u_{in} > 0$, tensiunea de la ieșirea redresorului realizat cu AO1 este $u_A = -u_{in}$, deoarece rezistoarele sunt egale. În această situație pe una dintre intrările sumatorului apare tensiunea u_A , amplificarea corespunzătoare acestei intrări fiind -2 . Pe cealaltă intrare apare, la fel ca mai înainte, tensiunea u_{in} . Tensiunea de la ieșirea sumatorului se va scrie:

$$u_o = -u_{in} - 2u_A = -u_{in} - 2(-u_{in}) = u_{in}$$

Situația $u_{in} > 0, u_o > 0$ corespunde cadranelui I de pe caracteristica de transfer.

Matematic, redresorul se poate caracteriza cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{cases} u_o = |u_{in}| \text{ pentru } u_{in} < 0 \\ u_o = u_{in} \text{ pentru } u_{in} > 0 \end{cases} \quad (7.103)$$

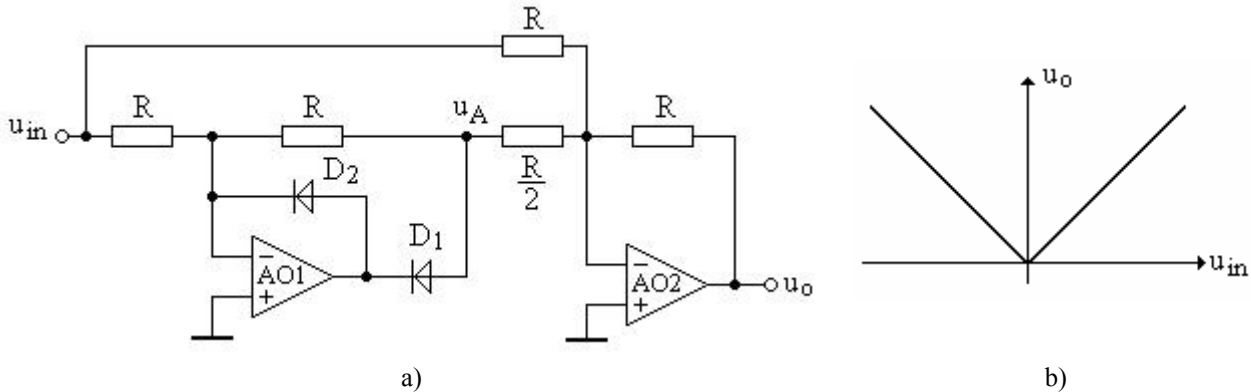


Fig. 7.31. Redresorul de precizie dublă alternanță nesaturat. (a) Schema redresorului. (b) Caracteristica de transfer

7.2.2.3. Comparatoare

Comparatoarele sunt circuite neliniare care produc la ieșire două nivele de tensiune, dependente de nivelul semnalului de intrare. Astfel, sub o anumită valoare a semnalului de intrare, numită de prag, la ieșire se obține unul dintre cele două nivele iar dacă semnalul de intrare depășește puțin valoarea de prag, ieșirea comută în celălalt nivel. În cazul comparatoarelor realizate cu AO, cele două nivele de ieșire sunt tensiunile de saturație.

Comparatoarele sunt elementele principale în sistemele de conversie analog-numerică și numeric-analogică. Se folosesc, de asemenea, la realizarea oscilatoarelor și a generatoarelor de forme de undă.

Cele mai bune performanțe ale funcției de comparator se obțin cu ajutorul circuitelor integrate proiectate și optimizate special pentru acest scop. În implementarea funcției de comparare, se pot utiliza și amplificatoare operaționale obișnuite. Funcționarea acestor comparatoare se poate înțelege mai ușor, deoarece structura lor este mai simplă decât cea a comparatoarelor specializate.

Comparatoarele realizate cu AO se împart în:

- comparatoare în buclă deschisă și
- comparatoare cu reacție pozitivă (trigger Schmitt).

7.2.2.3.1. Considerații despre mărimea tensiunii de intrare

Comparatoarele realizate cu AO au la ieșire două nivele care pot fi tensiunile de saturație. Din această cauză tensiunile individuale de intrare pot fi mult diferite între ele. De aceea trebuie să nu se depășească valorile maxime admisibile ale tensiunilor individuale aplicate pe intrări precum și ale tensiunii de intrare diferențiale care ar putea să apară pentru o anumită configurație de circuit.

Astfel, la AO de tipul 741, valorile maxime ale tensiunilor individuale aplicate la intrări sunt egale cu $\pm 15V$, pentru o alimentare simetrică de $\pm 15V$, iar valoarea maximă a tensiunii de intrare diferențiale este de $\pm 30V$. În cazul unor tensiuni de alimentare mai mici, tensiunile individuale maxime de intrare trebuie să nu depășească valorile tensiunilor de alimentare iar tensiunea de intrare diferențială maximă se va considera egală cu dublul tensiunii de alimentare.

7.2.2.3.2. Caracteristica de transfer

Orice circuit electric care are un singur semnal de intrare și un singur semnal de ieșire se poate descrie grafic cu ajutorul funcției de transfer. Acest grafic arată care sunt valorile semnalului de ieșire pentru orice valoare a semnalului de intrare.

Circuitele liniare, tratate până în acest moment, au avut pentru funcția de transfer o relație matematică destul de simplă și de aceea nu a fost nevoie să se utilizeze caracteristicile de transfer decât în cazuri foarte rare.

Multe circuite neliniare prezintă un număr mare de salturi abrupte ale pantei care, matematic, se descriu foarte greu iar în cazul unor circuite neliniare această descriere matematică este chiar imposibilă. Din acest motiv, pentru analiza circuitelor neliniare, este util să se utilizeze caracteristicile de transfer, de multe ori acestea fiind singurul mod de descriere a funcționării circuitului neliniar.

7.2.2.3.3. Comparatoare în buclă deschisă

Cele mai simple comparatoare sunt cele care lucrează fără buclă de reacție, motiv pentru care se numesc comparatoare în buclă deschisă. În funcție de mărimea tensiunii de ieșire, comparatoarele în buclă deschisă se împart în:

- *comparatoare saturate*, la care tensiunea de ieșire atinge nivelele de saturație și
- *comparatoare nesaturate*, la care tensiunea de ieșire este mai mică decât cea de saturație.

Comparatoarele saturate au răspunsul în timp mai lent decât cele nesaturate, ceea ce constituie o limitare în aplicații. Viteza de comutare se poate crește prin utilizarea unor tehnici speciale de limitare a tensiunii de ieșire a comparatorului sub nivelul de saturație, aspect întâlnit la comparatoarele nesaturate.

Comparatoarele, indiferent dacă sunt saturate sau nu, se mai pot împărți în:

- *comparatoare neinversoare*
- *comparatoare inversoare*.

Tipul de comparator se apreciază după următoarea regulă:

- comparatorul este **neinversor**, dacă ieșirea trece în starea înaltă (saturația pozitivă) atunci când semnalul de intrare depășește un anumit nivel de prag;
- comparatorul este **inversor**, dacă ieșirea trece în starea joasă (saturația negativă) atunci când semnalul de intrare depășește un anumit nivel de prag.

7.2.2.3.3.1. Comparatorul neinversor saturat

Schema unui astfel de comparator se prezintă în fig.7.32, *a*. Semnalul de intrare se aplică pe intrarea neinversoare iar intrarea inversoare se conectează la masă. Dacă tensiunea de intrare este pozitivă, $u_{in}>0$, atunci și tensiunea de intrare diferențială este pozitivă și ieșirea trece în valoarea pozitivă de saturație. Deoarece amplificarea în buclă deschisă a AO este foarte mare, o valoare pozitivă a tensiunii de intrare de câțiva microvolți determină comutarea ieșirii în saturația pozitivă. De exemplu, în cazul AO de tipul 741, dacă $U_{sat}=13V$ și $a=200.000$, este nevoie de o tensiune de intrare (de prag) egală cu $\frac{13V}{200000} = 65\mu V$ pentru a determina ieșirea să treacă în saturația pozitivă.

Dacă $u_{in}<0$, atunci atât tensiunea de intrare diferențială cât și cea de ieșire sunt negative, ieșirea comutând în saturația negativă. Pentru a avea loc această comutare este suficientă o valoare negativă foarte mică. În cazul amplificatorului operațional de tipul 741, dacă $U_{sat}=-13V$ și $a=200.000$, rezultă că tensiunea de prag este $-65\mu V$.

Practic, valoarea tensiunii de intrare la care are loc comutarea fiind atât de mică, se poate considera că tranziția are loc pentru $u_{in}=0$.

Matematic, funcționarea comparatorului neinversor saturat se descrie cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{cases} u_o = +U_{sat} & \text{pentru } u_{in} > 0 \\ u_o = -U_{sat} & \text{pentru } u_{in} < 0 \end{cases} \quad (7.104)$$

unde se subînțelege că totuși, pentru ca ieșirea să comute, la intrarea comparatorului trebuie să se aplice o tensiune pozitivă sau negativă, de valoare foarte mică.

Caracteristica de transfer a circuitului se prezintă în fig.7.32, b. Graficul arată că în momentul în care tensiunea u_{in} devine ușor pozitivă, tensiunea de ieșire trece în valoarea pozitivă de saturație. Regimul de lucru se află în cadranul I ($u_{in} > 0, u_o > 0$). Asemănător, dacă tensiunea u_{in} devine ușor negativă, cea de ieșire trece în valoarea negativă de saturație și regimul de lucru se află în cadranul III ($u_{in} < 0, u_o < 0$), în concordanță cu relațiile (7.104).

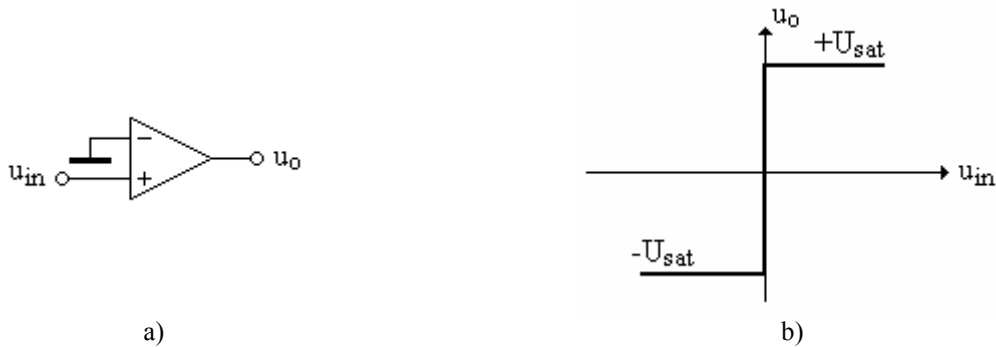


Fig. 7.32. Comparatorul neinversor saturat. (a) Schema comparatorului.
(b) Caracteristica de transfer

7.2.2.3.3.2. Comparatorul inversor saturat

Circuitul din fig. 7.28 se transformă într-un comparator inversor dacă intrarea neinversoare se leagă la masă iar semnalul se aplică pe intrarea inversoare (fig.7.33, a).

În acest caz este valabil același mod de analiză ca cel aplicat comparatorului neinversor, cu deosebirea că o mică tensiune de intrare pozitivă trece ieșirea în saturația negativă iar o tensiune de intrare negativă trece ieșirea în saturația pozitivă. Funcționarea se poate descrie matematic cu relațiile:

$$\begin{cases} u_o = -U_{sat} & \text{pentru } u_{in} > 0 \\ u_o = +U_{sat} & \text{pentru } u_{in} < 0 \end{cases} \quad (7.105)$$

Caracteristica de transfer se prezintă în fig.7.33, b. În acest caz se observă că funcționarea are loc în cadranele II ($u_{in} < 0, u_o > 0$) și IV ($u_{in} > 0, u_o < 0$).

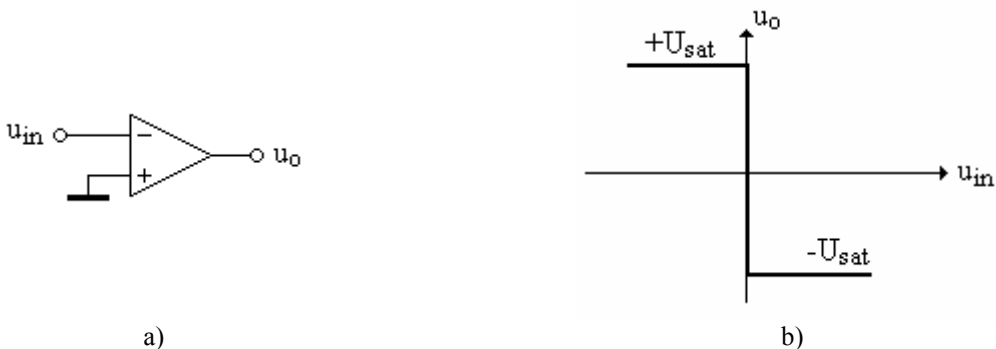


Fig. 7.33. Comparatorul inversor saturat. (a) Schema comparatorului.
(b) Caracteristica de transfer

7.2.2.3.3.2.1. Schimbarea pragului de comutare

Cele două tipuri de comparatoare analizate anterior au pragul de comutare egal cu zero volți. Dacă în exemplele precedente, se deconectează intrarea legată la masă și pe acest terminal se aplică o tensiune de polarizare, numită și tensiune de referință, se poate stabili o valoare arbitrară a pragului de comutare, diferită de zero. În funcție de polaritatea tensiunii de referință și

terminalul amplificatorului la care se conectează această tensiune, sunt posibile patru combinații. Analiza se face în funcție de următoarele proprietăți:

- când tensiunea diferențială de intrare este pozitivă, tensiunea de ieșire trece în valoarea corespunzătoare saturației pozitive;
- când tensiunea diferențială de intrare este negativă, tensiunea de ieșire trece în valoarea corespunzătoare saturației negative.

Deoarece tensiunea de intrare diferențială reprezintă, prin definiție, diferența dintre tensiunea individuală aplicată pe intrarea neinversoare și tensiunea individuală aplicată pe intrarea inversoare, proprietățile enunțate mai sus se pot exprima și sub forma:

- dacă valoarea tensiunii de la intrarea neinversoare este mai pozitivă decât cea de la intrarea inversoare, atunci ieșirea trece în saturația pozitivă;
- dacă valoarea tensiunii de la intrarea neinversoare este mai negativă decât cea de la intrarea inversoare, atunci ieșirea trece în saturația negativă;

7.2.2.3.3.3. Comparatorul neinversor cu polarizare pozitivă

Se consideră circuitul din fig.7.34, *a*.

Pe intrarea neinversoare a AO se aplică semnalul u_{in} , iar pe intrarea inversoare se aplică o tensiune de polarizare de c.c., pozitivă, U_P . Dacă nivelul semnalului de intrare este mai mic decât cel al tensiunii de polarizare, tensiunea de intrare diferențială va fi negativă și la ieșire se va obține tensiunea negativă de saturație. Dimpotrivă, dacă tensiunea de intrare are nivel mai mare decât tensiunea de polarizare, atunci tensiunea de intrare diferențială devine pozitivă și ieșirea trece în saturația pozitivă.

Relațiile matematice care descriu situațiile prezentate mai sus arată astfel:

$$\begin{cases} u_o = -U_{sat} & \text{pentru } u_{in} < U_P \\ u_o = +U_{sat} & \text{pentru } u_{in} > U_P \end{cases} \quad (7.106)$$

Caracteristica de transfer se prezintă în fig.7.34, *b*.

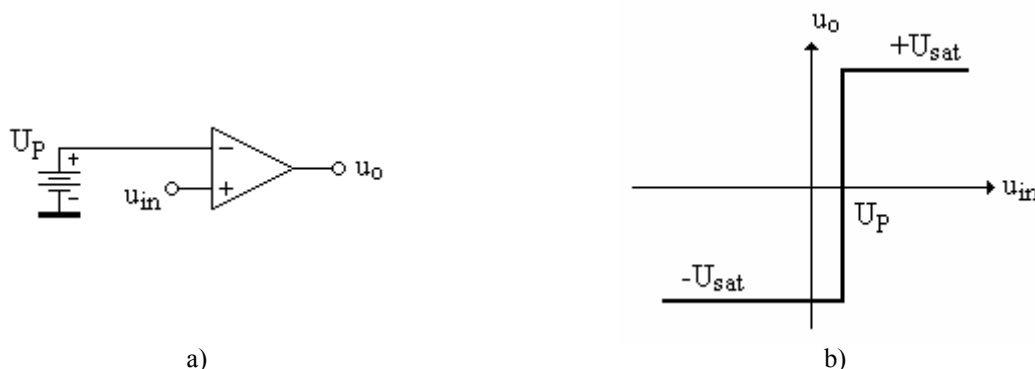


Fig. 7.34. Comparatorul neinversor cu tensiune de prag pozitivă. (a) Schema comparatorului.

(b) Caracteristica de transfer

7.2.2.3.3.4. Comparator inversor cu polarizare negativă

Circuitul acestui tip de comparator se prezintă în fig.7.35, *a*. În acest caz pe intrarea neinversoare se aplică tensiunea de polarizare negativă iar semnalul se aduce la borna inversoare. Când semnalul de intrare este mai negativ decât valoarea tensiunii de polarizare, tensiunea diferențială de intrare devine pozitivă și ieșirea trece în saturația pozitivă. Invers, când semnalul de intrare devine mai pozitiv decât tensiunea de polarizare, tensiunea diferențială devine negativă și ieșirea trece în saturația negativă.

Exprimarea matematică a celor prezentate se face cu ajutorul relațiilor:

$$\begin{cases} u_o = +U_{sat} & \text{pentru } u_{in} < -U_P \\ u_o = -U_{sat} & \text{pentru } u_{in} > -U_P \end{cases} \quad (7.107)$$

Caracteristica de transfer se prezintă în fig.8.35, *b*.

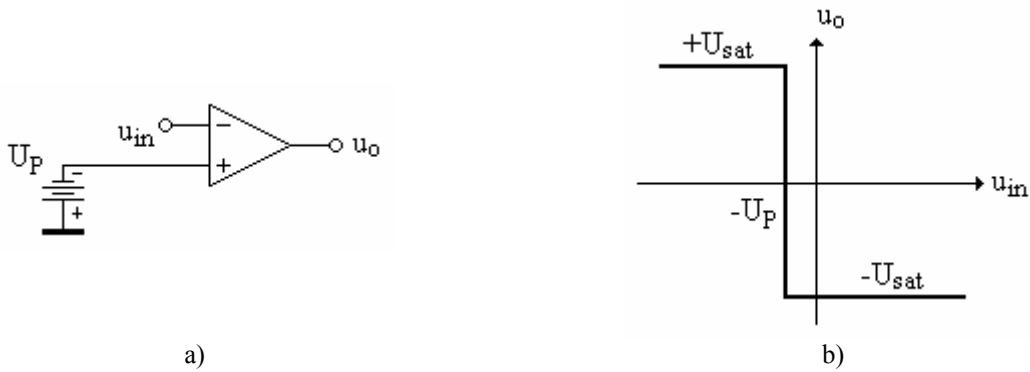


Fig. 7.35. Comparatorul inversor cu tensiune de prag negativă. (a) Schema comparatorului. (b) Caracteristica de transfer

7.2.2.3.3.5. Circuite formatoare de semnal

Comparatoarele descrise până în acest moment se pot folosi în diferite aplicații de formare a semnalului. De exemplu, unde periodice sinusoidale sau triunghiulare se pot converti cu ajutorul comparatoarelor în impulsuri dreptunghiulare. Comparatoare pot genera varianta „curată“ a unor impulsuri de date, transmise în medii zgomotoase și degradate de sistemele de transmisie a datelor. Atât timp cât se păstrează trecerile prin zero ale semnalului care trebuie refăcut, se poate construi o versiune nouă a acestui semnal, fără zgomot și distorsiuni.

Pentru a găsi pragul de comutare, în exemplul 7.6, se vor utiliza caracteristicile de transfer ale comparatoarelor care intervin în fiecare exemplu.

Datorită vitezei limitate de variație a semnalului de la ieșirea AO (SR), pentru intrarea și ieșirea din saturație se consumă un anumit timp. În exemplul 7.6 se consideră că semnalele au frecvența suficient de joasă pentru ca timpul de tranziție să fie neglijabil în comparație cu perioada semnalelor.

7.2.2.3.4. Comparatoare nesaturate

O soluție de creștere a vitezei de comutare constă în evitarea saturării AO, o soluție posibilă prezentându-se în fig. 7.36. Cele două diode Zener, montate în opoziție, trebuie să reziste la curentul maxim furnizat de AO.

Soluția de circuit pentru evitarea saturării AO se poate aplica la oricare din schemele analizate anterior.

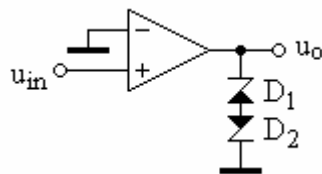


Fig. 7.36. Comparatorul nesaturat

7.2.2.4. Comparatoare cu reacție pozitivă

Comparatoarele cu reacție pozitivă se mai numesc și circuite *trigger Schmitt*. Reacția pozitivă are ca efect apariția histeresisului, în urma căruia punctul de tranziție din starea joasă în starea înaltă este diferit de punctul de tranziție din starea înaltă în starea joasă. Altfel spus, procesul de tranziție este sensibil la sensul de comutare a intrării.

Ce avantaje aduce histeresisul? Mai întâi, prin histeresis se elimină tranzițiile nedorite, datorate unor semnale de zgomot false. În al doilea rând, datorită reacției pozitive, procesul de comutare se poate accelera. În al treilea rând, efectul de histeresis este avantajos în cazul unor generatoare de forme de undă.

7.2.2.4.1. Triggerul Schmitt inversor

Forma saturată inversoare a triggerului Schmitt se prezintă în fig. 7.37, a. Divizorul rezistiv R_1, R_2 determină la intrarea neinversoare o tensiune proporțională cu tensiunea de ieșire și numită tensiune de prag, U_p . Aplicând regula divizorului de tensiune în situația saturării ieșirii AO, tensiunea de prag are expresia:

$$U_p = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{sat} \quad (7.108)$$

Dacă ieșirea AO se află în saturația pozitivă, adică $u_o = +U_{sat}$, atunci tensiunea de pe intrarea neinversoare va fi $u^+ = +U_p$ iar la saturație negativă, când $u_o = -U_{sat}$, se obține $u^+ = -U_p$.

Principiul de funcționare

Se presupune, inițial, că circuitul se află în starea corespunzătoare porțiunii din stânga caracteristicii, notată cu **A** (fig. 7.37, b), situație în care $u_o = +U_{sat}$, $u^+ = +U_p$ iar tensiunea de intrare, u_i este negativă. Tensiunea diferențială este pozitivă și circuitul rămâne în starea de saturație pozitivă. Pentru ca tensiunea de intrare diferențială să schimbe de semn, trebuie ca u_i să treacă un pic peste valoarea $+U_p$. Acest fapt s-a indicat prin săgețile orientate spre dreapta pe palierul orizontal notat cu **A**.

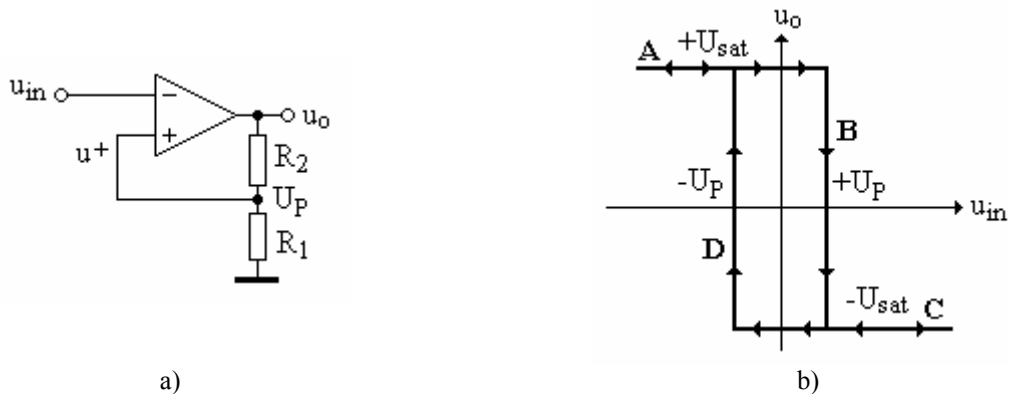


Fig. 7.37. Triggerul Schmitt inversor. (a) Schema comparatorului. (b) Caracteristica de transfer

În momentul în care tensiunea de intrare atinge (și depășește ușor) tensiunea de prag, tensiunea de ieșire a AO începe să scadă. Scade, de asemenea și tensiunea de pe intrarea neinversoare, deoarece ea reprezintă mereu o fracțiune din tensiunea de ieșire. Tensiunea de intrare diferențială va crește, accentuând procesul de comutare a ieșirii. Tensiunea de ieșire se schimbă de la $+U_{sat}$ la $-U_{sat}$, după linia notată cu **B**, într-un timp scurt, limitat de SR-ul amplificatorului. Orice creștere ulterioară a tensiunii de intrare nu determină decât deplasarea punctului de funcționare pe palierul orizontal al caracteristicii de transfer, notat cu **C**. Tensiunea de ieșire va fi $u_o = -U_{sat}$ iar tensiunea de pe intrarea neinversoare va deveni $u^+ = -U_p$.

Pentru ca ieșirea AO să revină la starea inițială, u_{in} trebuie să atingă o valoare ușor mai negativă decât $-U_p$. Astfel, punctul de funcționare trebuie să se deplaseze pe orizontala **C** spre stânga și să ajungă în punctul de abscisă $-U_p$. În acest punct, tensiunea de intrare diferențială schimbă de semn, ieșirea revenind la saturația pozitivă, de-a lungul liniei notată cu **D**. Orice scădere în continuare a tensiunii de intrare va determina doar deplasarea punctului de funcționare de-a lungul dreptei **A**, spre stânga caracteristicii.

7.2.2.4.2. Triggerul Schmitt neinversor

Circuitul corespunzător unui trigger Schmitt neinversor se prezintă în fig. 7.38, a. La acest tip de comparator, tensiunea de pe intrarea neinversoare este o combinație liniară între tensiunea de intrare, u_{in} și tensiunea de ieșire, u_o . Pentru a determina expresia tensiunii de pe intrarea neinversoare, se aplică principiul superpoziției. Se presupune că u_1^+ reprezintă

contribuția lui u_{in} la tensiunea u^+ , iar u_2^+ este contribuția lui u_o . Componenta u_1^+ se determină considerând $u_o = 0$. Rezultă:

$$u_1^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} \quad (7.109)$$

Pentru a determina componenta u_2^+ se pasivizează sursa u_{in} și se înlocuiește cu un scurtcircuit (se presupune că sursa u_{in} este ideală). Rezultă:

$$u_2^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o \quad (7.110)$$

Prin suprapunerea de efecte, tensiunea u^+ se scrie:

$$u^+ = u_1^+ + u_2^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o \quad (7.111)$$

Pentru a determina tensiunea de prag se observă următoarele:

- pentru ca ieșirea AO să se afle în starea de saturație pozitivă trebuie ca tensiunea individuală de pe intrarea neinversoare să îndeplinească condiția $u^+ > 0$;
- pentru ca ieșirea să fie în saturația negativă trebuie ca $u^+ < 0$.

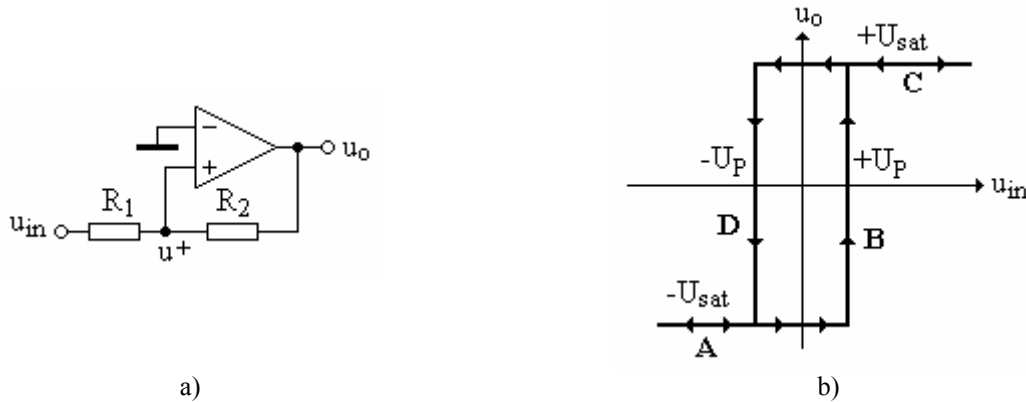


Fig. 7.38. Triggers Schmitt neinversor. (a) Schema comparatorului.
(b) Caracteristica de transfer

Pe caracteristica de transfer din fig. 7.38, b se vede că pentru un punct aflat pe dreapta A (extrema stângă), $u_o = -U_{sat}$, tensiunea u_{in} fiind și ea tot negativă. Deoarece atât u_{in} cât și u_o sunt negative, din relația (7.111) rezultă că și tensiunea individuală de pe intrarea neinversoare este tot negativă. În relația (7.111), făcând substituția $u_o = -U_{sat}$, expresia lui u^+ devine:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{sat} \quad (7.112)$$

Pentru ca ieșirea să-și modifice starea, tensiunea u^+ trebuie să devină pozitivă. Punând condiția $u^+ > 0$ în relația (7.112) se obține, după prelucrarea relației, condiția:

$$u_{in} > \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (7.113)$$

Se poate acum defini și tensiunea de prag a acestui tip de comparator:

$$U_P = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (7.114)$$

Astfel, tensiunea de intrare trebuie să devină ușor mai pozitivă decât tensiunea de prag pentru ca circuitul să-și modifice starea, fapt indicat de săgețile orientate spre dreapta pe linia A de pe fig.7.38, b.

După ce tensiunea de intrare a depășit cu o mică valoare tensiunea de prag, ieșirea se modifică și devine egală cu $+U_{sat}$, tranziția având loc de-a lungul liniei notată cu B. Orice

creștere ulterioară a tensiunii de intrare nu mai modifică ieșirea ci doar poziția punctului de funcționare de pe orizontala **C** (punctul de funcționare se deplasează spre dreapta).

Pentru a determina condiția de comutare înapoi în starea de saturație negativă, în relația (7.111) se face substituția $u_o = +U_{sat}$ și rezultă:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot u_{in} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{sat} \quad (7.115)$$

Revenirea în saturația negativă are loc pentru u^+ negativ. Punând în relația (7.115) condiția $u^+ < 0$ se obține:

$$u_{in} < -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (7.116)$$

astfel că tensiunea de prag negativă are expresia:

$$-U_P = -\frac{R_1}{R_2} \cdot U_{sat} \quad (7.117)$$

Pentru ca ieșirea să comute în starea negativă de saturație, punctul de funcționare trebuie să se deplaseze spre stânga pe orizontala **C**. Pentru o tensiune ușor mai negativă decât $-U_P$, ieșirea scade la $-U_{sat}$ de-a lungul dreptei **D**. Orice scădere ulterioară a tensiunii de intrare nu mai modifică ieșirea ci doar poziția punctului de funcționare de pe orizontala **A**. Punctul de funcționare se deplasează spre stânga și se ajunge în punctul din care a pornit analiza acestui comparator.

7.3. PROBLEME

Exemplul 7.1 Se presupune amplificatorul inversor din figura 7.39.a.

- Să se determine valoarea amplificării în buclă închisă, $A = u_o / u_{in}$;
- Considerând că tensiunile de alimentare sunt de $\pm 15V$ iar cele de saturație, $\pm U_{sat} = \pm 13V$, să se determine valoarea maximă (de vârf) a semnalului de intrare pentru care AO mai lucrează liniar;
- Să se determine valorile tensiunii de ieșire u_o pentru fiecare din următoarele valori ale tensiunii de intrare: $0V$; $-0,5V$; $0,5V$; $1V$; $-2V$;
- Dacă între borna de ieșire și masă se conectează o rezistență de sarcină $R_S = 2k\Omega$, să se determine curentul de ieșire al AO pentru $u_{in} = -1V$ și apoi pentru $u_{in} = 1,3V$.

Rezolvare:

- amplificarea în buclă închisă este:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100k}{10k} = -10 \quad (7.118)$$

Semnul minus arată faptul că tensiunea de ieșire este de semn opus față de cea de intrare (între cele două tensiuni există un defazaj de 180°).

- Valoarea maximă a tensiunii de intrare pentru care ieșirea AO se saturează este:

$$\left| \hat{u}_{in} \right| = \frac{U_{sat}}{|A|} = \frac{13V}{10} = 1,3V \quad (7.119)$$

Rezultatul este valabil pentru ambele polarități ale semnalului de intrare. Deci funcționarea liniară are loc dacă amplitudinea semnalului de intrare se modifică între $-1,3V$ și $+1,3V$.

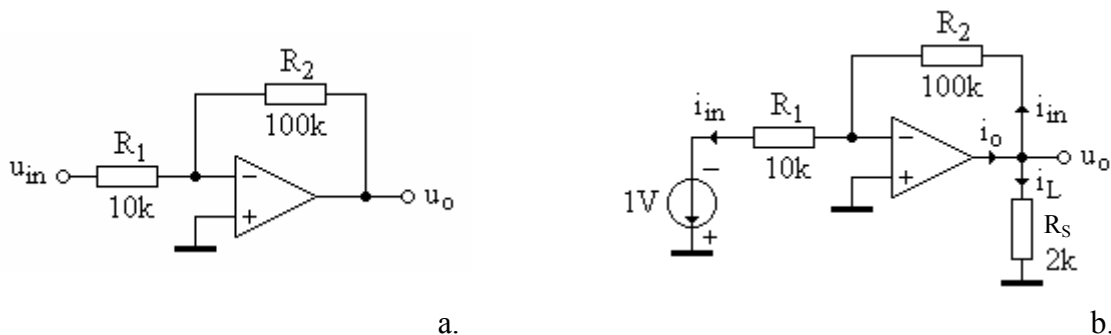


Fig. 7.39. Circuitul pentru exemplul 7.1 (a) Schema circuitului.

(b) Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, când $U_{in} = -1V$

c) Pentru a calcula valorile tensiunii de ieșire în funcție de diferitele valori ale tensiunii de intrare se înmulțește fiecare valoare a tensiunii de intrare cu valoarea amplificării în buclă închisă:

$$u_o = Au_{in} = -10u_{in} \quad (7.120)$$

Rezultatele pentru primele patru valori ale tensiunii de intrare se trec în tabelul de mai jos:

u_{in} (V)	u_o (V)
0	0
-0,5	+5
0,5	-5
1	-10

Se observă că $u_o = 0$ când $u_{in} = 0$, deoarece s-a presupus AO ideal.

Pentru alte valori ale tensiunii de intrare, la ieșire se obține o tensiune de 10 ori mai mare, dar cu semn schimbat. Această schimbare de semn este elementul caracteristic amplificatorului inversor.

Pentru $u_{in} = -2V$, dacă se folosește relația (7.120), ar trebui să găsim la ieșire valoarea de +20V. Această valoare nu se poate atinge deoarece AO se saturează iar tensiunea de saturație este de +13V. În această situație tensiunea de intrare a depășit valoarea de vârf corespunzătoare funcționării liniare iar ecuația (7.120) nu mai este valabilă. Dacă circuitul se folosește în aceste condiții, rezultatele vor fi nemulțumitoare. Semnalul de ieșire va fi distorsionat, adică limitat la valoarea de aproximativ +13V.

d) Pentru $R_S = 2k\Omega$ și $u_{in} = -1V$, circuitul are aspectul din figura 7.39.b.

Curentul total de ieșire al AO, i_o , are două componente: curentul prin sarcină și cel prin rețeaua de reacție.

Curentul de sarcină este:

$$i_L = \frac{u_o}{R_S} = \frac{10V}{2k} = 5mA \quad (7.121)$$

A doua componentă a curentului i_o curge spre masă, prin rețeaua de reacție. Deoarece tensiunea de intrare este negativă, sensul pozitiv al acestui curent este spre masă. Tensiunea u_{in} apare la bornele rezistorului R_1 , astfel că se obține:

$$i_{in} = \frac{|u_{in}|}{R_1} = \frac{1V}{10k} = 0,1mA \quad (7.122)$$

și curentul total de ieșire devine:

$$i_o = i_L + i_{in} = 5 + 0,1 = 5,1mA \quad (7.123)$$

Pentru $u_{in} = 1,3V$, condițiile de circuit se prezintă în figura 7.40.

Calculând asemănător ca mai sus se găsește:

$$i_o = 6,63mA \quad (7.124)$$

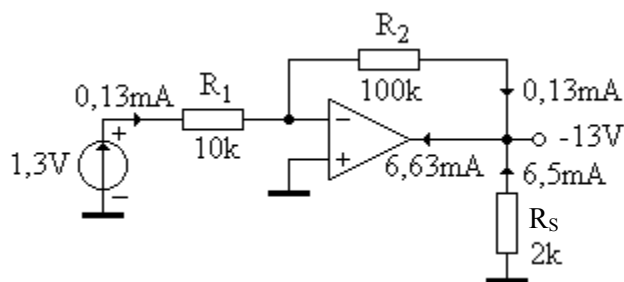


Fig. 7.40. Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, dacă $U_i=1,3V$

Analizând cele două situații de la subpunctul d), se observă că pentru o valoare dată a tensiunii de intrare cele două componente ale curentului de ieșire al AO au același sens în raport cu borna de ieșire a AO și că amplitudinea lor crește odată cu mărirea amplitudinii semnalului de intrare. Astfel se poate estima valoarea maximă a curentului de ieșire al AO în funcție de valoarea de vârf a tensiunii de intrare.

Dacă semnalul de intrare este simetric atunci se obțin curenți de ieșire care au sensuri opuse și valori egale pentru cele două semialternanțe ale semnalului de intrare. Dacă semnalul de intrare este nesimetric, atunci valoarea maximă a curentului de ieșire se apreciază pentru semialternanța cu amplitudinea mai mare. Pentru ca AO să nu se distrugă este important să nu se depășească valoarea maximă admisă a curentului de ieșire pentru AO utilizat.

În acest exemplu valoarea curentului prin rețeaua de reacție este mică și este bine să fie așa. Dacă rezistențele din circuitul de reacție au valori mici, atunci componenta curentului de ieșire a AO, corespunzătoare rețelei de reacție, poate deveni excesiv de mare și poate bloca AO (intră în acțiune circuitele de limitare a curentului debitat de etajul de ieșire al AO). În acest fel valoarea curentului de ieșire nu mai corespunde situației reale, de funcționare liniară, ci este curentul de limitare.

Exemplul 7.2. Se presupune același AO, alimentat cu $\pm 15V$ dar în configurație neinversoare (figura 7.41). Să se repete analiza din Exemplul 7.1.

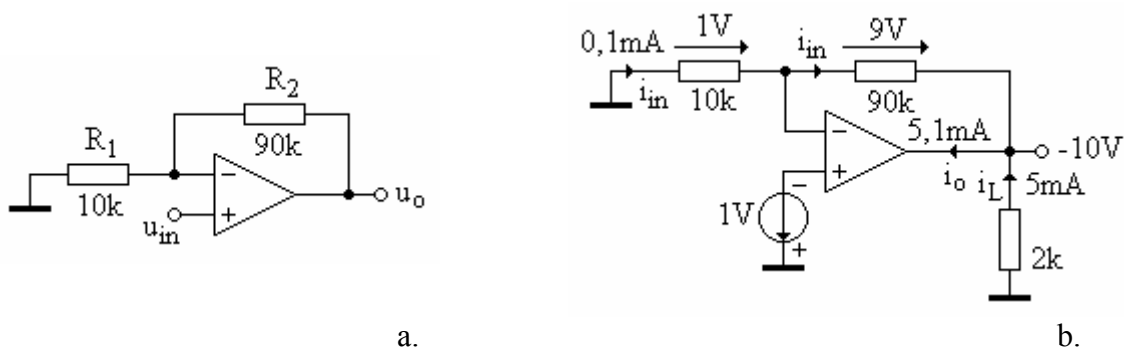


Fig. 7.41. Circuitul pentru exemplul 2.2: a. Schema circuitului.

b. Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, când $U_{in}=-1V$

Rezolvare:

a) Amplificarea în buclă închisă este

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{90k\Omega}{10k\Omega} = 10 \tag{7.125}$$

Mărimea amplificării este aceeași ca în Exemplul 7.1 dar R_2 este de valoare mai mică decât în cazul analizat anterior.

b) Deoarece mărimea amplificării este identică iar tensiunile de saturație au aceleași valori, rezultă că valoarea maximă (de vârf) a semnalului de intrare pentru care AO mai lucrează liniar este identică cu cea din Exemplul 7.1, adică:

$$\left| \hat{u}_{in} \right| = \frac{U_{sat}}{|A|} = \frac{13V}{10} = 1,3V \quad (7.126)$$

c) Valorile tensiunii de ieșire se determină cu relația:

$$u_o = Au_{in} = 10u_{in} \quad (7.127)$$

și sunt trecute în tabelul de mai jos:

u_{in} [V]	u_o [V]	Observații
0	0	
-0,5	-5	
+0,5	+5	
+1	+10	
-2	-13	AO saturat

Primele patru cazuri corespund funcționării liniare și au mărimile egale cu cele din Exemplul 7.1, excepție făcând faptul că ieșirea nu mai este cu semn schimbat (ieșirea este în fază cu intrarea).

Pentru $u_{in} = -2V$, ieșirea se saturează, obținându-se $-13V$ (tensiunea negativă de saturație).

d) Pentru $R_S = 2k\Omega$ și $u_{in} = -1V$, condițiile de circuit se prezintă în figura 7.42.

Curentul de ieșire al AO se scrie:

$$i_o = i_L + i_{in} \quad (7.128)$$

unde

$$i_L = \frac{u_o}{R_S} = \frac{Au_{in}}{R_S} = \frac{10V}{2k\Omega} = 5mA \quad (7.129)$$

$$i_{in} = \frac{u_{in}}{R_1} = \frac{1V}{10k\Omega} = 0,1mA \quad (7.130)$$

și astfel, curentul total la ieșirea AO va avea valoarea:

$$i_o = 5 + 0,1 = 5,1mA \quad (7.131)$$

Pentru valoarea maximă a tensiunii de intrare pentru care AO mai lucrează liniar ($u_{in} = 1,3V$), condițiile de circuit se prezintă în fig. 7.42.

În acest caz AO furnizează un curent de ieșire cu amplitudinea $i_o = 6,63mA$.

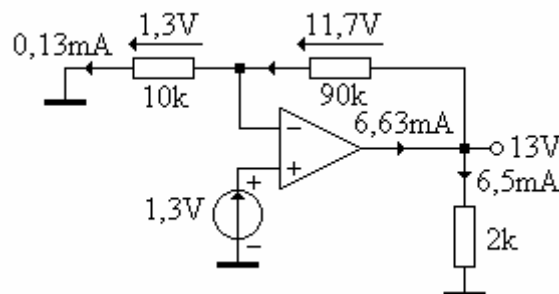


Fig. 7.42. Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, dacă $U_i = 1,3V$

Considerații privind alegerea valorii rezistoarelor

Ambele configurații de bază realizate cu AO reprezintă exemple de surse de tensiune controlate în tensiune (STCU). În proiectarea unor astfel de circuite se pornește, de obicei, de la valoarea necesară a amplificării în buclă închisă, astfel încât pentru un nivel dat al semnalului de intrare să se obțină un semnal de ieșire nedistorsionat. Se presupune că s-au ales AO și tensiunile

de alimentare astfel încât să se poată obține amplitudinea cerută pentru semnalul de ieșire. De exemplu, dacă alimentarea se face cu $\pm 15V$ atunci ne putem aștepta la un semnal maxim la ieșire de $\pm 13V$. Dacă presupunem că semnalul de intrare are amplitudinea de $\pm 200mV$ iar circuitul are amplificarea în buclă închisă $A=100$ ar trebui să obținem un semnal de ieșire cu amplitudinea de $\pm 0,2 \times 100 = \pm 20V$. Dacă alimentarea este cea uzuală de $\pm 15V$, utilizatorul va fi profund dezamăgit deoarece semnalul de ieșire va fi distorsionat și limitat la $\pm 13V$. În astfel de situații se crește valoarea tensiunii de alimentare a AO, iar dacă amplificatorul ales nu suportă mărirea tensiunii de alimentare, se schimbă cu un alt tip care poate lucra la o tensiune de alimentare mai mare.

a) Amplificarea în buclă închisă pentru ambele configurații depinde de raportul de rezistențe R_2/R_1 . Dacă se cere, de exemplu, ca acest raport să fie $R_2/R_1=10$, există o mulțime de combinații ale rezistențelor R_1 și R_2 care dau raportul 10. Se pune firesc întrebarea: care este raportul bun? Ca răspuns, se fac câteva comentarii cu caracter general:

- dacă valorile de rezistențe sunt prea mici, gradul de încărcare al AO și/sau al sursei de semnal poate deveni excesiv de mare și se ajunge la o funcționare neliniară (sau chiar mai rău);
- în contrast, dacă valorile de rezistențe sunt prea mari, crește zgomotul termic și apare la ieșire o tensiune de decalaj din cauza curenților de polarizare a intrărilor AO.

Astfel, din considerente practice *se recomandă ca domeniul rezonabil de variație a valorilor de rezistențe, pentru majoritatea AO, să fie în limita $1k\Omega \div 100k\Omega$, cu cele mai multe valori în domeniul $10k\Omega \div 100k\Omega$. Se pot întâlni însă și excepții, ceea ce s-a prezentat având caracter orientativ.*

b) Deoarece amplificarea în buclă închisă depinde de un raport de rezistențe, poate apare următoarea întrebare: se poate crește oricât acest raport pentru a se obține amplificări cât mai mari? Răspunsul este **NU**, motivele se vor înțelege mai târziu, dar iată câteva observații:

- pentru un circuit dat, cu cât valoarea amplificării în buclă închisă, A , se apropie de cea a amplificării în buclă deschisă, scade precizia cu care se determină A ;
- banda de frecvență a răspunsului în buclă închisă scade pe măsură ce A crește.

Din aceste motive, *valorile amplificării în buclă închisă se alege mult mai mici decât cele ale amplificării în buclă deschisă.*

c) O altă problemă o constituie impedanța de intrare a circuitului. La configurația inversoare această impedanță este egală cu R_1 , astfel că trebuie luat în considerare eventualul efect de încărcare pe care această rezistență îl poate exercita asupra sursei de semnal. La configurația neinversoare, ideal, impedanța de intrare este infinită și nu apar fenomene de încărcare a sursei de semnal.

d) După proiectarea circuitului se verifică dacă valoarea curentului de ieșire a AO nu depășește valoarea maximă admisibilă pentru tipul de AO folosit, așa cum s-a procedat în exemplele 7.1 și 7.2.

În concluzie *într-o proiectare „simplificată” a unui amplificator de semnal mic realizat cu AO trebuie să țină seama de următoarele:*

1. Se verifică dacă în funcție de valorile tensiunilor de alimentare, domeniul dinamic al AO ales este suficient pentru a se obține nivelul necesar al semnalului de ieșire.
2. Ori de câte ori este posibil, valorile de rezistențe se aleg în domeniul **$1k\Omega$** (uzual **$10k\Omega \div 100k\Omega$**).
3. Amplificarea în buclă închisă se limitează la valori mult mai mici decât amplificarea în buclă deschisă. Tipic, valoarea amplificării în buclă închisă se menține sub valoarea **100**.
4. Pentru cazul cel mai defavorabil se verifică dacă valoarea maximă a curentului de ieșire mai permite funcționarea liniară a AO.

Dacă în serie cu intrarea neinversoare se conectează rezistența de compensare a curenților de polarizare a intrărilor AO, valoarea acesteia trebuie să reprezinte rezultatul conectării în

paralel a rezistențelor R_1 și R_2 . Problema se va detalia mai târziu. Pe moment este util de reținut că *este bine ca cele două intrări ale AO să "vadă" spre masă rezistențe de valori egale*. De aici derivă condiția ca rezistența de compensare să reprezinte, ca valoare, $R_1 \parallel R_2$.

Exemplul 7.3. Utilizând rezistoare cu toleranța de $\pm 5\%$ să se proiecteze un amplificator inversor STCU care să aibă amplificarea egală cu -10 . Pentru a nu se încărca sursa de semnal, se impune ca impedanța de intrare a montajului să nu fie mai mică de $10k\Omega$. Nivelul semnalului se presupune suficient de mare pentru ca zgomotul termic al rezistoarelor și curenții de polarizare a intrărilor AO să nu constituie o problemă, situație în care valorile de rezistențe pot fi de maxim $500k\Omega$.

Rezolvare: Amplificarea cerută presupune $R_2/R_1=10$ și există mai multe valori standard de rezistențe care satisfac acest raport.

Deoarece valoarea minimă a impedanței de intrare este de $10k\Omega$, valoarea rezistenței R_1 nu poate fi mai mică de $10k\Omega$. Valorile cele mai mici de rezistență care satisfac condițiile cerute sunt $R_1=10k\Omega$ și $R_2=100k\Omega$. Valorile maxime care răspund la constrângerile date sunt $R_1=47k\Omega$ și $R_2=470k\Omega$. Următoarele valori standard ar face ca R_2 să depășească valoarea maximă impusă de $500k\Omega$.

Cu o bună aproximație se poate alege setul de valori medii $R_1=22k\Omega$ și $R_2=220k\Omega$. Pentru rezistența de compensare a influenței curenților de polarizare a intrărilor AO rezultă valoarea:

$$R = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 20k\Omega \quad (7.132)$$

și se află între valorile standardizate și cu toleranța de 5% .

Utilizând rezistențe cu toleranța de 5% este posibil ca amplificarea reală să difere de cea cerută. Dacă se impune ca amplificarea să fie precisă există două posibilități:

1. să se utilizeze rezistențe cu toleranță mai mică (de exemplu 1%);
2. să se utilizeze combinații de rezistențe fixe și rezistențe ajustabile, valoarea exactă a amplificării stabilindu-se după efectuarea reglajelor. Pentru exemplul tratat, se poate înlocui R_2 cu o rezistență fixă legată în serie cu un potențiomtru semireglabil.

Exemplul 7.4. Se presupune că un proiectant începător trebuie să proiecteze un amplificator la ieșirea căruia semnalul să aibă amplitudinea de $1V$. Semnalul se preia de la un traductor care furnizează în gol o valoare de vârf de $50mV$ și are impedanța internă de $50k\Omega$. Nu contează dacă semnalul este inversat sau nu. Proiectantul nu cunoaște teorema lui Thévenin și realizează circuitul din figura 7.43.

Să se determine valoarea reală a tensiunii de ieșire furnizată de acest circuit.

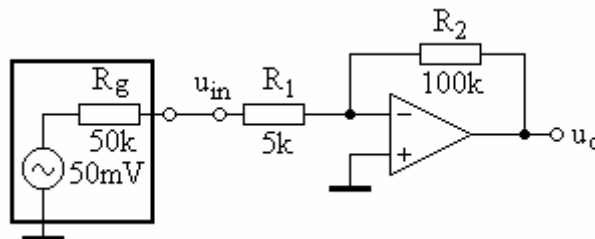


Fig. 7.43. Circuitul pentru exemplul 7.4

Rezolvare: amplificarea de tensiune în buclă închisă a circuitului inversor din fig.7.43 este:

$$A = \frac{u_o}{u_{in}} = -\frac{100}{5} = -20 \quad (7.133)$$

ceea ce înseamnă că la ieșire s-ar obține $1V$ dacă la intrare s-ar aplica $u_{in}=50mV$. Dar proiectantul nu a ținut seama de rezistența internă de $50k\Omega$ a sursei de semnal. Valoarea relativ

mică a rezistenței de intrare a montajului inversor va încărca excesiv sursa de semnal. Tensiunea de intrare u_{in} nu va fi de 50mV ci mult mai mică, din cauza divizorului de tensiune format din rezistoarele R_g și R_1 , astfel că amplificarea reală va fi:

$$A_{real} = -\frac{R_1}{R_1 + R_g} \cdot \frac{R_2}{R_1} = -\frac{100k}{5k + 50k} = -1,818 \quad (7.134)$$

Problema nu se poate rezolva decât printr-o nouă proiectare în care rezistența sursei se consideră ca parte componentă a rezistenței totale de intrare a circuitului iar pentru R_2 se alege acea valoare care asigură amplificarea cerută.

O soluție și mai bună este să se utilizeze un amplificator neinversor la care efectul de încărcare al sursei de semnal este minim.

Exemplul 7.5. Se presupune că într-o anumită aplicație se cere un amplificator inversor cu amplificarea reglabilă între -2 și -12. Dacă se dispune de un potențiomtru cu valoarea de 100kΩ, să se proiecteze circuitul care îndeplinește condiția cerută.

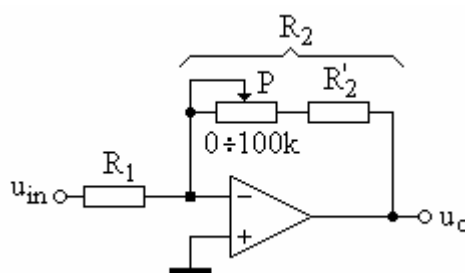


Fig. 7.44. Circuitul pentru exemplul 7.5

Rezolvare: Pentru a obține un amplificator inversor cu amplificare reglabilă, fie R_1 fie R_2 trebuie să fie reglabile (parțial sau în întregime). Dacă se alege rezistența R_1 reglabilă, atunci impedanța de intrare se modifică la schimbarea amplificării. Din acest motiv este mai corect să se aleagă rezistența R_2 reglabilă.

Rezultă astfel schema din figura 7.44, unde R_2 este format din potențiomtrul P și rezistența fixă R_2' , adică $R_2 = P + R_2'$.

În general amplificarea este $A = -R_2/R_1$ și se modifică odată cu R_2 . Când cursorul potențiomtrului se află în capătul din dreapta, atunci $R_2 = R_2'$. Această situație va corespunde la o amplificare $A = -2$.

Când cursorul potențiomtrului se află în capătul celălalt (în stânga), atunci $R_2 = R_2' + 100k\Omega$ și amplificarea va fi $A = -12$.

Se pot scrie astfel următoarele relații:

$$\frac{R_2'}{R_1} = 2 \quad (7.135)$$

$$\frac{R_2' + 10^5}{R_1} = 12 \quad (7.136)$$

soluția acestui sistem fiind: $R_1 = 10k\Omega$ și $R_2' = 20k\Omega$.

Exemplul 7.6. Semnalul sinusoidal din fig.7.45, având amplitudinea de 5V, se aplică la intrarea comparatorului neinversor saturat de tipul celui din fig.7.32, a.

Să se deseneze forma tensiunii de ieșire. Se presupune că frecvența semnalului este suficient de mică pentru ca efectele de SR să fie neglijabile și se admite că tensiunile de saturație sunt: $\pm U_{sat} = \pm 13V$.

Rezolvare: Dacă AO ar avea amplificarea în buclă deschisă infinită, atunci tranziția ar apare chiar la trecerea semnalului de intrare prin zero. Practic, pentru a avea loc comutarea,

tensiunea de intrare trebuie să atingă o mică valoare pozitivă sau negativă, dar această valoare practic nu contează în raport cu amplitudinile tensiunilor de intrare și ieșire. La ieșirea circuitului va rezulta un semnal cu forma de undă dreptunghiulară (fig.7.45).

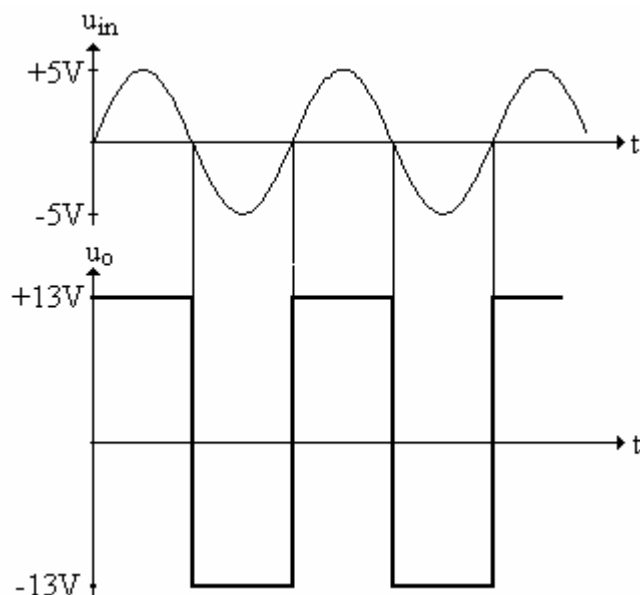


Fig. 7.45. Formele de undă pentru circuitul din exemplul 7.6.

Valorile maxime, pozitive și negative ale semnalului de ieșire reprezintă tensiunile de saturație ale AO și sunt independente de valoarea de vârf a tensiunii de intrare. În acest fel, tensiunea de ieșire rămâne aproape constantă pentru un domeniu larg de variație a amplitudinii tensiunii de intrare. Trebuie avut în vedere să nu se depășească valoarea maximă a tensiunii diferențiale de intrare pentru AO utilizat. O valoare prea mică a tensiunii de intrare, comparabilă cu cei câțiva zeci de microvolți, necesari pentru ca AO să lucreze corect, poate influența momentul în care comută ieșirea.

Circuitul prezentat poate transforma semnalele sinusoidale sau orice tip de semnale alternative într-un semnal dreptunghiular. Obiectivul principal trebuie să fie cel al utilizării unor comparatoare cu viteză cât mai mare.

Bibliografie

Cărți

1. Gheorghe Pană, *Electronică analogică implementată cu amplificatoare operaționale*, Editura Universității Transilvania Brașov, 2005
2. Octavian-Ioan Bogdan , *Dispozitive și circuite electronice*, Editura Academiei Forțelor Terestre, Sibiu, 2000
3. C.G. Constantinescu, ș.a., *Componente și dispozitive electronice*, Îndrumar de laborator, Editura Academiei Forțelor Aeriene „Henri Coandă” Brașov, 2000
4. Gheorghe Brezeanu, *Circuite electronice*, Editura Albastră, Cluj-Napoca, 1999
5. V. Croitoru, ș.a., *Electronică*, Editura didactică și pedagogică, București, 1982
6. D. Dascălu, *Dispozitive și circuite electronice*, Editura didactică și pedagogică, București, 1982
7. Th. Dănilă, ș.a., *Dispozitive și circuite electronice*, Editura didactică și pedagogică, București, 1982

Internet

*** www.csee.wvu.edu

*** www.tpub.com/content/neets

Copyright 2008

Editura Academiei Forțelor Aeriene „Henri Coandă”

Str.Mihai Viteazu nr.160 BRAȘOV – ROMÂNIA

Tel. +40268423421

e-mail: secretariat@afahc.ro

Electronică - partea I - Ecaterina-Liliana MIRON, Mihai MIRON, Gheorghe PANĂ

Toate drepturile rezervate

Editurii Academiei Forțelor Aeriene „Henri Coandă”

Referent științific: Pearsică Marian

Procesare text: Autorii

ISBN: 978-973-8415-61-4

Prefață

În contextul dezvoltării tehnologice actuale, în care Electronica este implicată în aproape toate sferele de activitate, se impune ca utilizatorii sistemelor tehnice moderne ce includ microelectronică și inteligență artificială, să posede un bagaj adecvat de cunoștințe din domeniu.

Lucrarea de față se adresează studenților din Academia Forțelor Aeriene “Henri Coandă”, dar și tuturor celor interesați de domeniul abordat, încercând să constituie un ghid util în însușirea cunoștințelor de bază ale electronicii și un suport al cunoștințelor transmise la cursul de profil.

Aportul autorilor la prezenta lucrare este: capitolele 1, 3, 5, 6 - Ecaterina Liliana Miron; capitolele 2, 4 - Mihai Miron; capitolul 7 - Gheorghe Pană.

Dorim să mulțumim tuturor celor ce ne-au sprijinit în realizarea prezentei lucrări, precum și celor ce ne vor semnala eventualele greșeli de formă și conținut introduse.

Autorii

Cuprins

DISPOZITIVE ELECTRONICE

1. Introducere în electronică.....	7
1.1 Componente de circuit.....	7
1.2 Componente pasive.....	11
1.3 Componente active.....	24
2. Noțiuni de fizica semiconductorilor.....	30
2.1 Joncțiunea pn.....	32
2.2 Tipuri de diode semiconductoare.....	37
3. Tranzistoare bipolare.....	46
3.1 Funcționarea tranzistorului <i>npn</i>	47
3.2 Funcționarea tranzistorului <i>pnp</i>	49
3.3 Conexiunile tranzistorului.....	53
3.4 Tipuri de polarizare a tranzistoarelor.....	66
3.5 Caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar.....	68
3.6 Clase de funcționare ale amplificatoarelor cu transistor.....	73
3.7 Verificarea tranzistoarelor.....	77
4. Tranzistoare cu efect de camp (TEC).....	79
4.1 TEC cu joncțiune.....	79
4.2 TEC cu grilă izolată.....	86
4.3 Dispozitive semiconductoare multijoncțiune.....	92

CIRCUITE ELECTRONICE

5. Redresoare.....	97
5.1 Redresoare monofazate.....	98
5.2 Redresoare polifazate.....	104
6. Stabilizatoare.....	109
6.1 Stabilizatoare de tensiune.....	111
6.2 Stabilizatoare de current.....	119
7. Amplificatoare.....	122
7.1 Amplificatorul operațional.....	124
7.2 Aplicații ale amplificatorului operațional.....	133
7.2.1 Circuite liniare.....	133
7.2.2 Circuite neliniare.....	148
7.3 Probleme.....	159
Bibliografie.....	167