

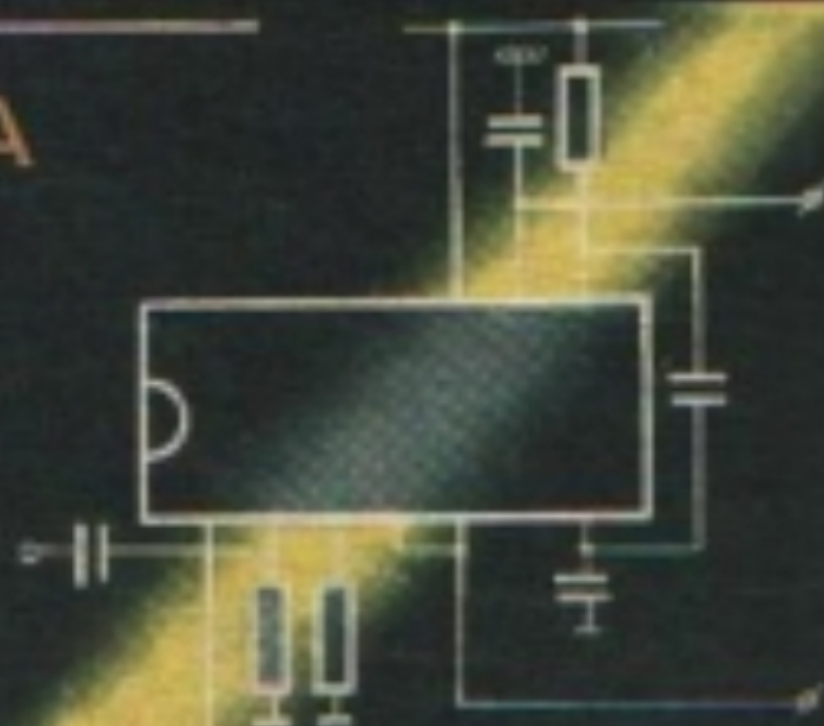
EMIL
SIAMON

COSTIN
MIRON

LELIA
FESTILA

MONTAJE ELECTRONICE CU CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

DACIA



EMIL SIMION, COSTIN MIRON, LELIA FEȘȚILĂ
MONTAJE ELECTRONICE CU CIRCUITE INTEGRATE
ANALOGICE

Dr. ing. Emil Simion Dr. ing. Costin Miron
Dr. ing. Lelia Feștilă

MONTAJE ELECTRONICE CU CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

EDITURA DACIA
CLUJ-NAPOCA, 1986

PREFAȚA

Caracteristica dominantă a întregii dezvoltări a țării noastre este cursul ei neîntrerupt înnoitor, instaurarea spiritului nou, științific în întreaga practică social-economică. Politica promovată consecvent de partidul nostru și confirmată cu toată tăria în documentele celui de al XIII-lea Congres al P.C.R. impune introducerea fermă a progresului tehnic și a celor mai noi cuceriri ale științei și tehnicii, accentuarea, mai mult ca oricând în această etapă, a factorilor intensivi și a laturilor calitative ale economiei, prin automatizarea, cibernetizarea și robotizarea producției.

În acest context, lucrarea de față se încadrează pe linia sprijinirii efortului inginerilor și tehnicienilor în activitatea de modernizare a producției, intensificare a cercetării științifice și mărire a aportului științei la sporirea activității economice.

Industria electronică este una din ramurile de înaltă tehnicitate care creează cadrul optim pentru dezvoltarea și modernizarea industriei. Ea cunoaște în prezent o dezvoltare fără precedent, pătrunzînd masiv în toate domeniile de activitate economico-socială. Un rol predominant în acest sens, îl are microelectronica, atît pe plan național, cît și pe plan mondial. Circuitele integrate elaborate în prezent sînt tot mai complexe și înglobează o cantitate mereu crescîndă de funcții, în spații tot mai restrînse. Utilizarea lor în echipamentele electronice de automatizare, măsură și control, în sistemele de telecomunicații sau de prelucrare automată a datelor, în aparatura de laborator sau de uz casnic este nelimitată. De aici rezultă marea atenție ce li se acordă atît din partea producătorilor, cît și din partea utilizatorilor de circuite integrate.

Lucrarea de față se adresează tinerilor electroniști, elevi, sau absolvenți ai liceelor de electronică, tehnicieni sau studenți care doresc să se inițieze și să-și fundamenteze cunoștințele teoretice și practice în legătură cu circuitele integrate analogice și aplicațiile lor. Sînt prezentate numeroase exemple practice și de proiectare, care necesită din partea cititorului un nivel mediu de cunoștințe. Lucrarea poate fi utilizată și de inginerii și tehnicienii din producție, care doresc să-și completeze cunoștințele într-un domeniu al tehnicii atît de dinamic, cum este electronica.

AUTORII

CUPRINS

1. INTRODUCERE	11
1.1. CIRCUITE INTEGRATE. PREZENTARE GENERALĂ .	12
1.1.1. Circuite integrate monolitice	14
1.1.2. Circuite integrate peliculare	16
1.1.3. Circuite integrate hibride .	17
1.1.4. Capsule de circuite integrate	17
1.2. PARTICULARITĂȚI ALE CI ANALOGICE ȘI NUMERICE	19
2. MICROSTRUCTURI ȘI CONFIGURAȚII FUNDAMENTALE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE ANALOGICE	22
2.1. STRUCTURI DE MICROELEMENTE ÎN TEHNOLOGIA BIPOLARĂ	22
2.2. CONFIGURAȚII FUNDAMENTALE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE ANALOGICE	27
2.2.1. Surse de curent	27
2.2.2. Generatoare de tensiune	31
2.2.3. Etaje pentru deplasarea nivelului de c.c.	34
2.2.4. Etaje de amplificare	35
3. CIRCUITE ANALOGICE LINIARE	46
3.1. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE (AO)	46
3.1.1. Descriere generală .	47
3.1.2. Amplificatorul operațional fără reacție. Amplificatorul operațional cu reacție negativă	49
3.1.3. Amplificatorul operațional cu amplificare infinită și reacție negativă	51
3.1.4. Conexiunile liniare de bază ale AO cu reacție negativă	53
3.1.5. Aplicații	55
3.1.6. Descrierea tehnică a amplificatoarelor operaționale	82
3.2. AMPLIFICATOARE NORTON (AN)	83
3.2.1. Descrierea generală	83
3.2.2. Conexiunile liniare de bază ale AN cu reacție negativă	85
3.2.3. Aplicații	86
3.3. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE TRANSCONDUCTANȚĂ (OTA)	89
3.4. AMPLIFICATOARE EMIȚĂTOARE ȘI RECEPTORE PENTRU LINII DE TRANSMISIE	90
4. CIRCUITE ANALOGICE DE COMUTAȚIE	93
4.1. COMPARATOARE	93

4.1.1. Scheme de comparatoare	94
4.1.2. Comparatoare integrate	100
4.1.3. Aplicații	101
4.2. COMUTATOARE ANALOGICE	105
4.2.1. Scheme de comutatoare analogice	107
4.2.2. Aplicații	110
4.2.3. Comutatoare analogice integrate și aplicații.	115
4.3. TEMPORIZATOARE	122
4.3.1. Temporizatorul βE 555	122
4.3.2. Aplicații	129
5. CIRCUITE ANALOGICE NELINIARE	134
5.1. MULTIPLICATOARE ANALOGICE	134
5.1.1. Principii de funcționare ale multiplicatoarelor analogice	135
5.1.2. Multiplicatoare integrate cu transconductanță variabilă	136
5.1.3. Aplicații ale multiplicatoarelor analogice	140
5.2. CIRCUITE LOGARITMICE ȘI EXPONENȚIALE	152
5.2.1. Principiul de funcționare și realizare a circuitelor logaritmice și exponențiale	153
5.2.2. Tipuri constructive de module logaritmice și aplicații	156
6. CIRCUITE PLL	160
6.1. PROBLEMATICA GENERALĂ A CIRCUITELOR PLL	160
6.1.1. Principiul calării pe fază	160
6.1.2. Bucla PLL în regim staționar sincron	162
6.1.3. Captarea frecvenței semnalului de intrare	164
6.1.4. Bucla PLL în regim tranzitoriu de urmărire	165
6.1.5. Bucla PLL, utilizată ca demodulator pentru semnale MF	169
6.1.6. Concluzii	171
6.2. CIRCUITUL INTEGRAT βE 565	173
6.2.1. Configurația CI βE 565	174
6.2.2. Unele date de catalog ale CI βE 565	179
6.2.3. Aplicații ale circuitului PLL βE 565	179
6.3. CIRCUITUL INTEGRAT βE 561	185
6.3.1. Configurația CI βE 561	185
6.3.2. Aplicații tipice ale circuitului PLL βE 561	188
7. STABILIZATOARE DE TENSIUNE.	190
7.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU COMPONENTE DISCRETE	192
7.1.1. Stabilizatoare de tensiune parametrice .	192
7.1.2. Stabilizatoare de tensiune cu reacție	202
7.1.3. Stabilizatoare în regim de comutație.	208
7.1.4. Protecția stabilizatorului de tensiune	211
7.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE INTEGRATE	214
7.2.1. Stabilizatoare de tensiune integrate din prima generație .	215
7.2.2. Stabilizatoare de tensiune integrate din generația a doua	218
7.2.3. Stabilizatoare de tensiune duale .	220

8. UTILIZAREA CIRCUITELOR INTEGRATE ANALOGICE ÎN APARATURA DE MĂSURĂ	224
8.1. ASPECTE LEGATE DE UTILIZAREA AO ÎN APARATURA DE MĂSURĂ	224
8.1.1. Compensarea tensiunii de dezechilibru și a derivei	224
8.1.2. Compensarea erorilor datorate curenților de polarizare	227
8.1.3. Rezistența de intrare	229
8.1.4. Erori datorate tensiunii de mod comun	231
8.1.5. Influența impedanțelor de izolație și a conductorului de masă	232
8.1.6. Influența zgomotelor interne ale dispozitivelor și componentelor electronice	234
8.2. AMPLIFICATOARE SPECIALE UTILIZATE ÎN APARATURA DE MĂSURĂ	235
8.2.1. Amplificatoare de instrumentație	235
8.2.2. Amplificatoare izolatoare	241
8.3. UTILIZAREA AO ÎN CIRCUITELE DE MĂSURĂ A TENSIUNILOR ȘI CURENȚILOR.	244
8.4. MĂSURAREA PARAMETRILOR CIRCUITELOR ELECTRICE ȘI A MĂRIMILOR NEELECTRICE .	254
8.4.1. Punți de măsură	254
8.4.2. Aplicații ale circuitelor integrate amplificatoare la măsurarea parametrilor electrici de circuit și a mărimilor neelectrice	257
9. GENERATOARE DE SEMNAL.	269
9.1. OSCILATOARE SINUSOIDALE	269
9.1.1. Oscilatoare cu rețele de reacție RC	264
9.1.2. Oscilatoare bazate pe modelarea ecuațiilor cu variabile de stare	267
9.1.3. Oscilatoare cu filtre de rezonanță	270
9.2. GENERATOARE DE UNDĂ	272
9.2.1. Circuite astabile cu AO și AN	273
9.2.2. Generatoare de tensiune triunghiulară și dreptunghiulară	276
9.2.3. Formatoare de tensiune sinusoidală	280
9.3. CIRCUITUL INTEGRAT GENERATOR DE SEMNALE 8038	284
9.3.1. Principiul de funcționare al CI 8038	285
9.3.2. Parametrii principali ai CI 8038	288
9.3.3. Aplicații ale CI 8038	288
10. UTILIZAREA CIRCUITELOR INTEGRATE ANALOGICE ÎN SISTEMELE AUDIO ȘI RADIO	293
10.1. CIRCUITE INTEGRATE UTILIZATE ÎN SISTEME AUDIO	293
10.1.1. Circuite integrate de zgomot redus	294
10.1.2. Preamplificatoare audio	301

10.1.3. Filtre audio .	308
10.1.4. Amplificatoare audio de putere	311
10.2. UTILIZAREA CIRCUITELOR INTEGRATE ÎN SISTEMELE DE RADIORECEPȚIE	318
10.2.1. Radioreceptoare MA. .	321
10.2.2. Amplificatoare-demodulatoare de FI pentru semnale MF	321
10.2.3. Radioreceptoare MA/MF	323
10.2.4. Decodare stereo	326
Anexe	329
Bibliografie	341

Capitolul I

INTRODUCERE

Realizarea primelor circuite integrate (CI) datează încă de la sfârșitul anilor '50. Trecerea la producția lor de serie, la scară industrială, în anii '60, a marcat începutul unei noi etape în dezvoltarea industriei electronice, bazate pe o nouă generație de echipamente realizate cu ajutorul circuitelor integrate. Acestea au permis construcția unor noi aparate electronice miniatură, cu performanțe îmbunătățite, la prețuri de cost mult mai scăzute.

Crearea și dezvoltarea tehnologiei de elaborare a CI a marcat afirmarea *microelectronicii* ca ramură distinctă, de sine stătătoare a electronicii.

În prezent, microelectronica reprezintă ramura industrială cea mai dinamică. Ea a atins ponderi tot mai însemnate în producția mondială de componente și echipamente electronice. Dacă pentru 1985 se estimează că producția mondială de componente electronice va crește cu 50% față de 1980, creșterea producției de CI va fi de 100%, acestea atingând o pondere de circa 28% din totalul componentelor. Este semnificativ faptul că în țările puternic industrializate, ca S.U.A. și Japonia, această pondere este mult mai mare, ea depășind 30%.

În prima etapă de dezvoltare a microelectronicii ca ramură industrială, s-au pus bazele tehnologiei standard, s-au construit linii de fabricație complexe și aparatură pentru măsura, testarea și controlul parametrilor și a procesului de fabricație a CI. În prezent se desăvârșesc și perfecționează mijloacele acestei ramuri, aflându-ne în etapa „*marii integrări*”, a integrării complexe în toate direcțiile. Se depun eforturi deosebite pentru mărirea indicelui de integrare, creșterea complexității funcționale a circuitelor monolitice, automatizarea metodelor de proiectare și de realizare a microsistemelor electronice. În acest sens, atenția specialiștilor se îndreaptă spre perfecționarea tehnologiilor existente și elaborarea de noi tehnologii, îmbunătățirea proprietăților materialelor, a preciziei aparaturii de măsură și control, testarea parametrilor și dimensiunilor direct pe cristal, în faza de plachetă, în vederea îmbunătățirii performanțelor CI.

Tendența spre o integrare complexă este evidențiată pe de-o parte de *scăderea dimensiunilor microelementelor*, prin perfecționarea tehnologiilor, elaborarea de noi tehnologii și utilizarea de noi materiale semiconductoare, iar pe de altă parte de *creșterea dimensiunilor monocristalului*, favorizată de îmbunătățirea proprietăților și calității materialelor semiconductoare. Aceste fenomene au permis creșterea numărului de elemente active în cristal la peste 100000 în anul 1980, prevăzându-se pînă în 1985 atingerea considerabilei valori de un milion. De la (1—2) mm în 1965, dimensiunile muchiei cristalului vor atinge în următorii ani (8—12) mm. Încă de la începutul

acestui deceniu au fost realizate memorii cu o capacitate de 256 kbit, prevăzându-se extinderea la 1 Mbit, încă înaintea anului 1990.

Scăderea prețului de cost al tehnologiilor speciale (Silicon On Sapphire—SOS), sau al celor care utilizează alte materiale semiconductoare (GaAs) vor favoriza extinderea CI monolitice cu un înalt grad de integrare în aplicații speciale, cerute de sistemele de comunicație și de transmitere a datelor, la înaltă și foarte înaltă frecvență.

Prețul CI este în scădere continuă și rapidă, favorizată de rezultatele atinse de marea integrare.

În țara noastră se acordă o atenție deosebită tuturor ramurilor reprezentative pentru tehnica nouă, pentru progres, între care, microelectronica ocupă un loc de frunte. Documentele Congresului al XIII-lea prevăd în cincinalul 1986—90 o creștere de 62—67% în domeniul industriei electronice și a tehnicii de calcul. „Industria electronică va pătrunde masiv în întreaga activitate economico-socială, fiind orientată spre dezvoltarea cu precădere a producției de componente electronice, mijloace de automatizare, echipamente de electronică industrială și profesională.” În contextul sarcinilor viitorului plan cincinal, mai ales în îndeplinirea Programului — directivă, în perioada 1986—1990, un rol determinant îl va avea activitatea de cercetare științifică, dezvoltare tehnologică și progres tehnic. Prin prevederile științifice formulate, Directivele Congresului al XIII-lea al partidului creează cadrul strategic optim pentru modernizarea industriei, cu ritmuri înalte de dezvoltare a ramurilor de înaltă tehnicitate — electronica, microelectronica, mecanica de precizie, chimia de sinteză fină — care încorporează cele mai noi cuceriri ale științei și tehnologiei. Aceasta va asigura îndeplinirea programului privind mecanizarea, automatizarea și robotizarea tuturor sectoarelor economice, ridicarea nivelului general al industriei românești, a calității și tehnicii acestor ramuri, la un nivel comparabil cu cel al țărilor dezvoltate din punct de vedere economic.

1.1. CIRCUITE INTEGRATE. PREZENTARE GENERALĂ

Circuitul integrat (CI) reprezintă o unitate constructivă inseparabilă de microelemente interconectate electric, plasate cu mare densitate în volumul, sau pe suprafața unei baze comune. Apare ca un tot unitar din punct de vedere al prezentării, nomenclaturii, testării și exploatarei.

Există o mare diversitate constructivă și funcțională de CI, cea mai mare pondere avînd-o *CI semiconductoare*. Nu de mică importanță sînt însă CI bazate și pe alte principii: optoelectronice, acustoelectronice, magnetoelectronice, sau termice.

Din punct de vedere al tehnologiei de formare și conectare a elementelor componente, *CI semiconductoare* se pot clasifica în:

— *CI monolitice*, care au toate microelementele și interconexiunile lor realizate printr-un proces unitar de elaborare în volumul, sau pe suprafața unui singur cristal semiconductor, numit *cîp*, sau *pastilă*;

— *CI peliculare*, care conțin microelemente sub formă de pelicule conductoare, rezistive, sau dielectrice, formate pe un substrat izolator;

— *CI hibride*, care apar ca ansamble de componente peliculare pasive și componente discrete, active sau pasive, cipuri monolitice, tranzistoare, condensatoare, bobine, conectate și fixate pe același substrat izolant.

Există și o serie de variante intermediare, ca de exemplu *CI multicip*, formate prin interconectarea mai multor circuite monolitice situate în aceeași capsulă, sau *CI monolitice cu pelicule subțiri* (reciproc integrate), care au unele dintre rezistoare, realizate la suprafața monocristalului, sub formă peliculară.

Din punct de vedere al destinației funcționale, se disting:

— *CI analogice*, care prelucrează semnale continue în amplitudine sau frecvență și realizează funcții analogice: amplificare, generare, modulare, demodulare;

— *CI digitale (numerice)*, care realizează funcții logice, de calcul aritmetic pe bază de cod, și/sau de memorare. Ele prelucrează semnale discontinue ca valoare, sub formă de nivele sau impulsuri;

— *CI de interfață* prelucrează semnale analogice și numerice, conținând de regulă și un sistem de conversie analog-numeric (A—N), sau numeric-analogic (N—A), făcând legătura între echipamentele analogice și cele numerice.

Complexitatea CI se apreciază ținând cont de:

- numărul de microelemente ale CI,
- numărul și complexitatea funcțiilor îndeplinite,
- complexitatea tehnologiei de fabricație.

De obicei se indică numărul de microelemente active de pe suprafața pastilei integrate, ținând cont că elementul activ *tranzistorul* determină întreaga structură și principalele performanțe ale CI.

Pentru a putea caracteriza nivelul complexității funcționale a CI, se folosesc ca elemente de referință:

- *poarta logică*, pentru funcții logice,
- *celula de memorie „bit”*, pentru funcția de memorare,
- *circuitul amplificator elementar*, pentru funcțiile analogice.

Numărul de circuite echivalente ale unui CI reprezintă numărul de porți logice, biți, sau amplificatoare elementare cu care se poate realiza funcția îndeplinită de circuitul electronic respectiv.

Parametrii care definesc capacitatea CI sînt densitatea de integrare și indicele de integrare.

Densitatea de integrare este numărul de microelemente pe unitatea de suprafață a pastilei semiconductoare, sau numărul de elemente și componente în unitatea de volum a capsulei CI hibrid, fără a considera și volumul terminalelor.

Indicele de integrare (N) reprezintă logaritmul zecimal al numărului de circuite echivalente ale CI, rotunjit superior pînă la prima valoare întreagă; apare ca parametru standardizat în U.R.S.S.

Ținînd cont de complexitatea CI se disting următoarele trepte de integrare:

— *SSI (Small Scale Integration)*, corespunzător CI cu grad redus de integrare, avînd $N = 1$, sau pînă la 10 circuite echivalente pe cip;

— *MSI (Medium Scale Integration)*, pentru circuite cu grad mediu de integrare, avînd $N = 2$;

— *LSI (Large Scale Integration)* caracterizează circuitele larg integrate, avînd $N = 3$;

— *VLSI (Very Large Scale Integration)*, corespunzător circuitelor foarte larg integrate, avînd $N = 4$, sau între 10^3 și 10^4 circuite echivalente pe cip;

— *V²LSI, ULSI, sau SLSI (Very-Very, Ultra, Super LSI)*, categorii corespunzătoare unui indice de integrare mai mare ca 5.

În literatura apuseană nu există încă unitate de vedere privind această clasificare. Unii autori consideră limitele de (50—150) componente activă pentru CI—MSI, (150—3000) pentru CI—LSI și peste 3000, pentru CI—VLSI.

1.1.1. Circuite integrate monolitice

Format în întregime într-un monocristal de siliciu (cip), circuitul electric are bornele de acces conectate prin fire de aur la terminalele capsulei prin care este protejat (fig. 1.1).

Monocristalul este o plăcuță semiconductoră de siliciu, avînd grosimea de (0,2—0,3) mm și suprafața de la 1 mm², la cîteva zeci de mm². Microcomponentele active sau pasive ale circuitului apar sub formă de „insule”, cuprinse într-un strat subțire (<10 μm) la suprafața substratului comun, semiconductor. Ele sînt formate din zone p sau n , de diferite dimensiuni și forme.

Structura CI monolitic indică modul de repartiție în volumul cristalului a diferitelor zone, grosimea lor, tipul și gradul lor de dopare cu impurități (fig. 1.2, a).

Topologia CI este determinată de dimensiunile geometrice ale microcomponentelor și zonelor sale pe suprafața cipului, de poziția lor relativă și conexiunile aferente (fig. 1.2, b).

Structurile convenționale (clasice) sînt de tip *epitaxial planar*, așa cum se indică în figura 1.2, a, pentru două microcomponente realizate în tehnologia

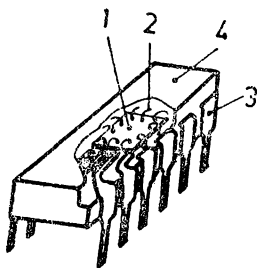


Fig. 1.1. Circuit integrat:

1 — monocristal (cip); 2 — fire de conexiune; 3 — terminale; 4 — capsulă.

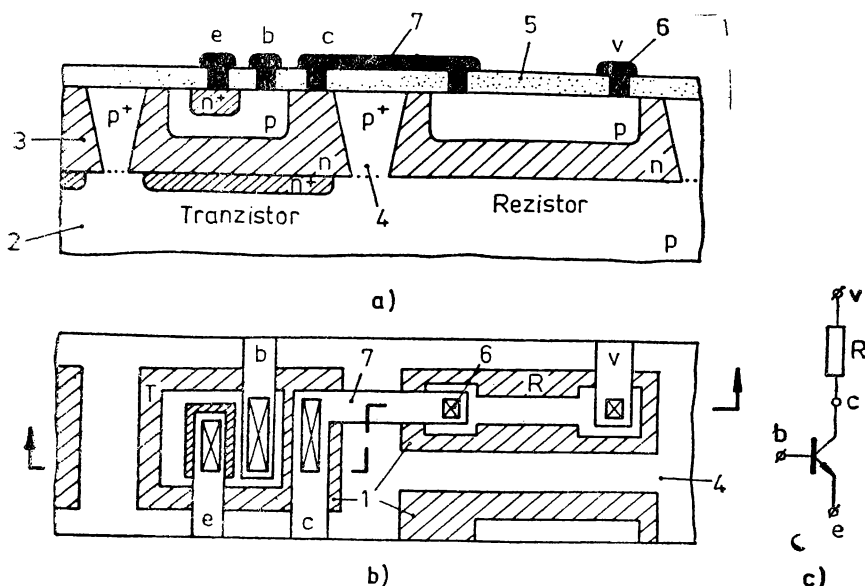


Fig. 1.2. Circuit integrat monolitic
a — structură; b — topologie; c — schemă electrică

logie bipolară. Pe substratul de siliciu de tip p (2) se realizează creșterea epitaxială a unui strat (3), de tip n . Diferitele microcomponente (1) ale stratului epitaxial sînt compuse din zone plan paralele de dimensiuni diferite, dopate cu impurități de tip p (B), sau n (As, Sb, P). Contactele de tip metal-semiconductor (6) și conductoarele metalice de conexiune (7) sînt monopeliculare (A1), sau multipeliculare (Mo—Au, Ti—Au, Cr—Au). Stratul (5) de dioxid de siliciu, format în procesul tehnologic protejează și izolează componentele la exterior.

Izolarea între microcomponente se realizează de obicei cu ajutorul *contururilor izolante* (4), realizate cu ajutorul joncțiunilor pn invers polarizate. În circuitele care lucrează la înaltă frecvență, ori sînt supuse la supra-tensiuni sau radiații, microcomponentele sînt izolate complet, sau numai lateral, prin *straturi dielectrice* de SiO_2 . În tehnologie SOS, substratul de siliciu este înlocuit de un strat de safir de rezistivitate foarte mare, care asigură izolarea perfectă și reducerea efectelor parazite.

Realizarea pastilelor integrate se face *simultan*, prin prelucrarea după un anumit flux tehnologic a unei *plachete de siliciu* avînd diametrul de (50—150) mm. Funcție de dimensiunile monocristalului și tehnologia folosită, pe fiecare plachetă se pot realiza între 100 și cîteva mii de cipuri. Prelucrînd simultan (10—20) de plachete, rezultă loturi de mii-zeci de mii de cipuri monolitice, la un preț de cost deosebit de scăzut.

Datorită unora din procedeele tehnologice, care sînt mai greu controlabile (în special difuzia), parametrii microcomponentelor rezultă cu abateri mari de la valorile lor nominale și de la un lot la altul. Realizarea simultană și în același corp comun semiconductor, conferă însă avantajul obținerii de parametri apropiați ca valoare, pentru toate microelementele

de pe același cip. Datorită cuplajului termic perfect, ei se modifică în același sens și în același raport, odată cu schimbarea temperaturii de funcționare.

Ca urmare, deși *abaterile absolute ale parametrilor sînt* foarte mari, *abaterile relative sînt reduse*, menținîndu-se la același nivel și în prezența variațiilor termice.

Alte avantaje ale CI monolitice constau în densitatea mare de integrare și fiabilitatea mărită, avînd toate componentele protejate și un număr redus de conexiuni realizate prin sudare.

O altă consecință a formării simultane a microcomponentelor la suprafața cristalului de siliciu este faptul că prețul lor depinde mult mai mult de suprafața ocupată, decît de complexitatea funcțională a microelementului. De aceea, condensatoarele, sau rezistoarele mai mari de 20 k Ω sînt neeconomice, deoarece ocupă suprafețe considerabil mai întinse decît ale tranzistoarelor. Utilizarea lor ca microcomponente integrate se evită. Elementele inductive nu se pot realiza monolitic.

Dimensiunile reduse ale monocristalului limitează puterea de disipație termică, prin urmare CI monolitice nu pot fi decît de mică putere.

1.1.2. Circuite integrate peliculare

CI realizate pe un substrat izolant ceramic, de sticlă sau safir, sub formă de pelicule rezistive, conductoare sau dielectrice se numesc circuite integrate peliculare. Peliculele groase ($> 1 \mu\text{m}$) sînt obținute prin imprimarea serigrafică a unor paste speciale, iar cele subțiri ($< 1 \mu\text{m}$) rezultă prin depunere în vid.

Tehnologia peliculară a fost mult dezvoltată în ultimii ani. Prin utilizarea unor materiale ultrastabile și a unor tehnici complet automatizate, de mare finețe, care permit ajustarea parametrilor cu raze laser sau electronice, se realizează precizii ale parametrilor, foarte ridicate.

În tehnologia peliculară se obțin rezistențe cuprinse între 10 Ω și 10M Ω și capacități pînă la 200pF, la toleranțe care pot coborî pînă la 0,1% în cazul peliculelor subțiri, și 1%, în cazul celor groase. Se fabrică în special matrici de rezistoare, filtre RC, memorii magnetice, mai rar filtre RL.

Ca exemplu, în figura 1.3 se prezintă structura unui circuit serie RC realizat în tehnologia peliculelor subțiri, pe substrat ceramic. Materialul conductor este Au (sau Al), cel rezistiv NiCr și Ta, iar dielectricul condensatorului și stratul protector sînt realizate cu Ta₂O₅.

Suprafața substratului CI pelicular are între 0,5 și 5 cm², cuprinzînd pînă la 50 de elemente executate în tehnologia peliculelor subțiri, sau pînă la 40 cm² cu circa 20 elemente, în tehnologia peliculelor groase.

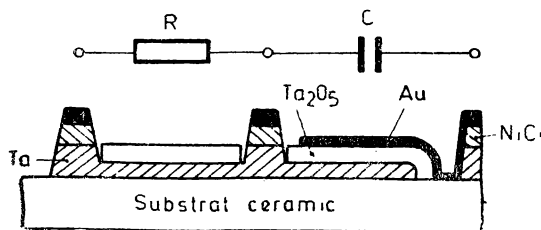


Fig. 1.3. Structura unui CI în tehnologia peliculelor subțiri.

1.1.3. Circuite integrate hibride

CI compuse din dispozitive electronice discrete și integrate monolitice și/sau peliculare, interconectate la suprafața aceluiași substrat izolant se numesc CI hibride.

În figura 1.4 este exemplificată componența și structura unui astfel de circuit. Cablajul de interconexiune a componentelor și elementele pasive de toleranțe mari sînt realizate pe substratul ceramic (2), alumină, sau sticlă sub forma peliculelor groase. Componentele active (5) (cipuri monolitice, tranzistoare, diode speciale) și cele pasive (4) (bobine, condensatoare, rețele de rezistoare ultrastabile și de mare precizie realizate în tehnologia peliculelor subțiri) sînt conectate la circuitul de pe substrat prin fire de aur (6), sudură, sau lipire.

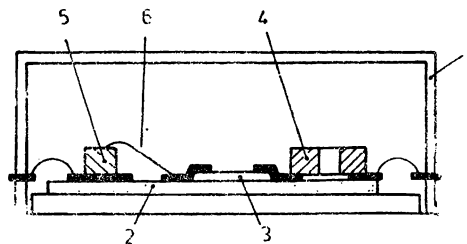
Utilizînd rezistoare (3) și condensatoare de mare precizie, ultrastabile și de foarte bună calitate, dispozitive electronice de putere și frecvență ridicată, rezultă precizii, puteri, frecvențe de lucru și viteze de comutație mult superioare CI monolitice. Cu o tehnologie relativ simplă se pot realiza blocuri funcționale netipizate, de mare complexitate. CI hibride reprezintă o formă superioară de miniaturizare a circuitelor cu cablaj imprimat și deschid o nouă direcție în dezvoltarea microelectronicii, și anume a „microelectronicii de putere”

Ca dezavantaj apare densitatea mică de integrare (50—100 elemente/cm³), volumul mare, fiabilitatea scăzută, deoarece protecția elementelor peliculare este mai complicată, iar numărul de contacte prin lipire sau sudare este mai mare ca în cazul CI monolitice. Prețul de cost al modulelor integrate hibride este mult mai mare decît al celor monolitice care îndeplinesc aceeași funcție, asigurînd însă precizii și performanțe superioare acestora din urmă.

1.1.4. Capsule de circuite integrate

Microcircuitele se introduc în capsule care le protejează față de mediul înconjurător și la solicitările mecanice, asigurînd totodată o disipare corespunzătoare a căldurii. Prin terminalele lor fac posibil accesul la bornele microcircuitului. În figura 1.5 se prezintă tipurile cele mai uzuale de capsule pentru CI.

Fig. 1.4. Circuit integrat hibrid.



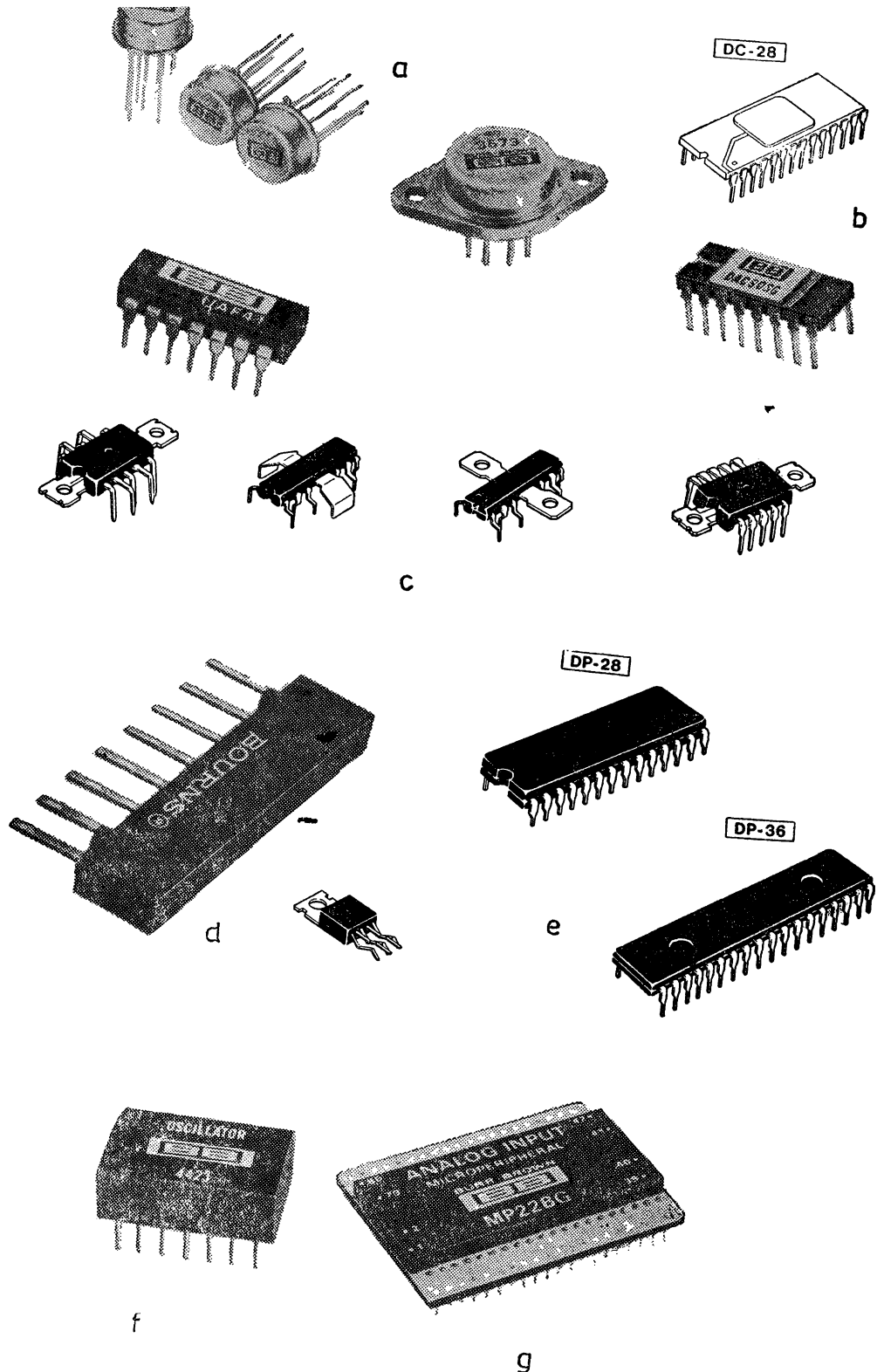


Fig. 1.5. Capsule pentru CI

a — metalice TO (Typical Outline); b — ceramice DIL (Dual In Line); c — de plastic DIL; d — capsule SIL (Single In Line); e — capsule DIL cu 28 și 36 terminale; f — capsule DIL pentru CI hibride; g — capsule QIL (Quad In Line) cu 80 de terminale

1.2. PARTICULARITĂȚI ALE CI ANALOGICE ȘI NUMERICE

Caracteristicile și proprietățile funcționale diferite ale celor două tipuri distincte de circuite electronice, *analogice și numerice*, vor imprima particularități specifice atât structurii și topologiei microelementelor, cât și configurațiilor de circuite adoptate în fiecare din cele două categorii.

Circuitele analogice prelucrează semnale *continue*, ale căror *puteri și nivele pot varia în limite largi*. Circuitul fundamental este *amplificatorul*, al cărui punct de funcționare se află în regiunea de pantă maximă a caracteristicii de transfer (intrare I — ieșire O), reprezentată pentru un amplificator inversor în figura 1.6, a. Liniaritatea caracteristicii în această regiune este esențială pentru performanțele circuitului. Orice abatere de la forma liniară a acesteia duce la modificări însemnate ale mărimii de ieșire, deci la abateri de la funcționarea dorită. Rezultă o mare sensibilitate a circuitelor analogice la toleranțele de fabricație ale microelementelor, la modificarea parametrilor sub influența temperaturii sau în timp, și la perturbațiile interne sau externe de orice natură.

Structura și topologia microelementelor pentru CI analogice iau în considerare cerințele de amplificare și vehiculare a unor puteri și semnale, tensiuni și curenți relativ mari (volți-zeci de volți, mA-zeci de mA). Ca urmare se vor realiza tranzistoare având câștig mare de curent ($\beta > 100$) și suprafețe mari, proporționale cu curentul dorit. Pentru a asigura tensiuni mari de străpungere a joncțiunii colector substrat (100 V), rezistivitatea stratului epitaxial va fi relativ mare. Suprafețele mari ale joncțiunilor, vehicularea de sarcini electrice relativ însemnate și gradul redus de dopare a colectorului duc la apariția de efecte parazite importante, capacitive și rezistive, care vor împiedica funcționarea corespunzătoare a acestor circuite la înaltă frecvență și în comutație.

Configurațiile CI analogice urmăresc compensarea efectelor termice, a zgomotelor, sau insensibilizarea circuitului la toleranțele de fabricație, considerabile în tehnologiile monolitice. Se utilizează variantele de circuite

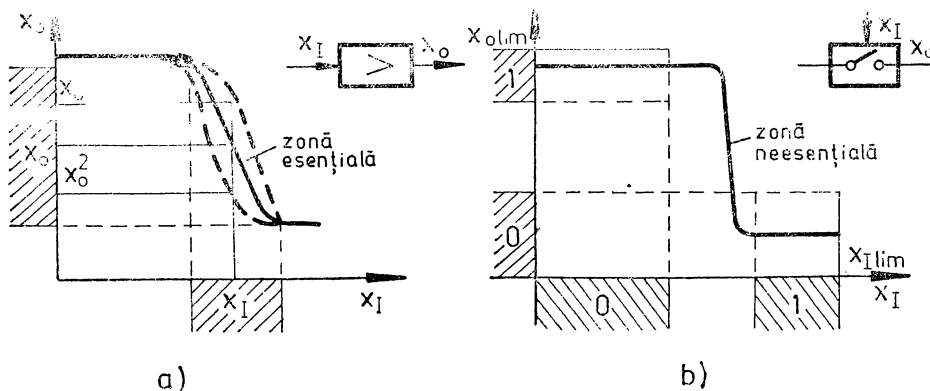


Fig. 1.6. Caracteristici de transfer

a — caracteristica unui element amplificator; b — caracteristica unui comutator

electronice ai căror parametri sînt dați de rapoarte sau diferențe de valori, ținînd cont de abaterile relative (comparative) reduse între parametrii microelementelor de același tip, abateri care se mențin la nivelul scăzut și în prezența variațiilor de temperatură. Se limitează utilizarea elementelor pasive, sau chiar se evită, datorită toleranțelor mari de fabricație și mai ales a suprafețelor mari ocupate. De aceea, configurațiile CI analogice cuprind etaje de c.c. cu cuplaj direct, corecțiile la frecvență, compensarea erorilor, fixarea funcțiilor de transfer și ajustarea caracteristicilor efectuîndu-se din exterior, cu ajutorul unor rețele de componente discrete.

Considerentele de mai sus explică de ce configurațiile interne ale CI analogice sînt relativ complicate, caracterizate prin densități de integrare care, în mod uzual, ating numai nivelul redus și mediu. Ele se utilizează însă ca *module funcționale universale* (de tip amplificator operațional, multiplicator, circuit PLL, comparator) cu care pot fi realizate configurații variate și complexe avînd aplicații deosebit de utile.

Mult timp CI monolitice analogice au fost inferioare ca precizie echivalentelor lor hibride. Noile tehnologii, care au făcut posibilă ajustarea automată a parametrilor în faza de elaborare, micșorarea dimensiunilor și a toleranțelor de fabricație a diverselor structuri integrate, precum și elaborarea de noi principii și sisteme în proiectarea și realizarea circuitelor ca unități funcționale tot mai complexe, au permis crearea unor CI analogice larg integrate (LSI) avînd parametrii apropiați de cei ai echivalentelor lor hibride și la prețuri de cost mult mai mici. În prezent, atenția specialiștilor se îndreaptă spre elaborarea de CI analogice și de interfață de mare precizie, fidelitate și stabilitate: convertoare A—N și N—A, filtre, amplificatoare cu eșantionare-memorare etc., destinate aplicațiilor audio, video, medicale sau de laborator.

Proiectarea echipamentelor cu CI analogice cere multă experiență și fantezie, dar poate fi finalizată cu soluții ingenioase și economice. Deși cantitativ mai redusă decît producția de CI digitale, CI analogice vor cunoaște și pe viitor o mare dezvoltare, fiind destinate echipamentelor industriale sau de laborator de serie mică și interfețelor din echipamentele pentru prelucrarea numerică a semnalelor analogice.

Circuitele numerice (digitale) prelucrează semnale discontinue, care iau valori discrete, de obicei binare, și între care stabilesc funcții logice. Elementul fundamental este *circuitul comutator* care asigură una din cele două valori logice posibile ale semnalelor, notate cu 1 sau 0, după cum el este conectat (în conducție), sau deconectat (blocat). Memorarea nivelelor logice se face în *circuite de memorare*, avînd ca element fundamental *celula de memorie*, capabilă să memoreze un *bit* (valoarea 0 logic, sau 1 logic).

În CI numerice rolul comutatorului este îndeplinit de circuitul *inversor logic*, a cărui caracteristică este reprezentată în figura 1.6, b. Importantă pentru funcționarea circuitului este asigurarea celor două stări caracterizate prin nivelul ridicat (1), sau coborît (0) al semnalelor. Nu este semnificativă valoarea efectivă a acestora, valoare care poate fi cuprinsă într-un domeniu relativ larg, reprezentat hașurat în figură.

Rezultă o sensibilitate mai redusă a circuitelor digitale la modificarea caracteristicilor și parametrilor, datorită toleranțelor de execuție, temperaturii sau îmbătrînirii componentelor. Ca urmare, *configurațiile funda-*

mentale sînt mai simple, nemaifiind nevoie de circuite de stabilizare și compensare a efectelor perturbatoare de acest tip.

Circuitele integrate numerice trebuie să asigure funcționarea la frecvențe ridicate și timpi foarte reduși de comutație. *Structurile și topologiile* vor fi astfel proiectate încît să minimizeze efectul capacităților parazite și să asigure o mobilitate mărită a purtătorilor de sarcină. Tranzistoarele, al căror efect de amplificare este puțin important, vor avea topologii și structuri specifice comutației. Dimensiunile lor vor fi reduse, iar rezistivitatea zonelor conductoare va fi mai mică decît în cazul CI analogice.

Rezultă puteri, tensiuni și curenți de nivel redus (μA — mA , mV — V) și densități foarte mari de integrare, ajungîndu-se pînă la complexitatea circuitelor VLSI.

Principiile de prelucrare numerică a informației, bazate pe operații logice elementare și configurații de mare simplitate, conduc la posibilitatea șablonizării, tipizării și automatizării operațiilor de proiectare și de realizare a modulelor numerice. Apare avantajul specific de mare serie pentru producția, testarea și exploatarea echipamentelor modulare.

S-a arătat că o funcție elementară logică se poate implementa foarte simplu și economic în tehnologia integrată. Pentru a implementa însă o funcție de complexitate medie sînt necesare de multe ori mii, chiar zeci de mii de astfel de funcții elementare. De aceea, cu toate avantajele lor, metodele numerice s-au impus abia în ultimul deceniu, după perfecționarea tehnologiilor care au permis fabricarea circuitelor foarte larg intergrate și a tehnicii evolute de calcul.

Gradul înalt de integrare, consumul neglijabil de putere, precizia mare de prelucrare a semnalelor, cheltuielile reduse de întreținere și exploatare au făcut ca CI numerice să devină dominante în producția de CI. În prezent ele au o largă utilizare în echipamentele complexe de automatizare, aparatura de calcul și prelucrare automată a datelor, în sistemele de comunicații etc.

Capitolul 2

MICROSTRUCTURI ȘI CONFIGURAȚII FUNDAMENTALE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE ANALOGICE

Asigurarea caracteristicilor și parametrilor diferitelor scheme realizate cu CI analogice, precum și a funcțiilor lor de transfer, se realizează prin conectarea de elemente externe. Pentru alegerea și ajustarea optimă a acestora trebuie cunoscute posibilitățile oferite de CI și parametrii lor. În acest scop, în afara datelor de catalog, este bine ca utilizatorul să cunoască și să înțeleagă configurația internă a CI utilizate.

Realizarea de CI *la cerere*, în scopul folosirii acestora în diferite aplicații particulare cerute de utilizator necesită cunoașterea obligatorie de către acesta a particularităților de proiectare datorate tehnologiilor integrate, a posibilităților și limitărilor acestor tehnologii. În cele ce urmează se vor da câteva date în acest sens.

2.1. STRUCTURI DE MICROELEMENTE ÎN TEHNOLOGIA BIPOLARĂ

O caracteristică fundamentală a tehnologiilor integrate este formarea simultană în procesul tehnologic a tuturor microelementelor aparținând circuitului integrat. Ca urmare, *întreg cipul va avea aceeași structură*. Adâncimea zonelor de difuzie și gradul lor de dopare, deci grosimea și rezistivitatea straturilor, capacitățile specifice și tensiunile de străpungere ale joncțiunilor de același tip vor fi aceleași pentru toate microelementele. Prescrierea independentă a parametrilor (curentul limită, rezistența diferitelor zone, capacitatea joncțiunilor, puterea de disipație termică) se poate face numai prin adoptarea unor topologii corespunzătoare (anumite forme și dimensiuni de suprafață).

Specificul tehnologiei integrate dă posibilitate *optimizării parametrilor unui singur tip de microelement* prin adoptarea unei anumite structuri. Parametrii celorlalte tipuri de microelemente se pot ajusta între limite, disponibile doar prin modificarea topologiei. În acest sens, mărirea unor suprafețe în scopul îmbunătățirii unor parametri devine neeconomică. Posibilitățile fiind limitate, parametrii acestor microelemente „subordonate tehnologic” vor rezulta inferiori celor aparținând dispozitivelor discrete de același tip.

În funcție de microstructura optimizată (a tranzistoarelor bipolare sau MOS) se disting cele două mari categorii de tehnologii : *bipolară și MOS*.

În CI analogice preponderentă este tehnologia bipolară. În ultimul timp au apărut însă tot mai multe realizări analogice în tehnologie MOS, în special pentru circuitele de interfață analog-numerice.

În cele ce urmează se vor face referiri la structurile bipolare, caracteristice pentru CI analogice uzuale.

Tranzistorul bipolar *npn*

În tehnologia bipolară, structura optimă corespunde tranzistorului bipolar *npn* (fig. 2.1, a). Ea trebuie să asigure cerințele de amplificare, putere, limitele de tensiune și frecvență dorite.

Substratul *p*, cu rol de suport mecanic are (100–200) μm grosime. Foarte slab dopat, are o mare rezistivitate ($>10 \Omega\text{cm}$), pentru a reduce efectul de diodă parazită și capacitatea joncțiunii colector-substrat CS, asigurând totodată tensiuni mari de străpungere acestei joncțiuni ($V_{CSR} \cong 100 \text{ V}$).

Stratul *n epitaxial* în care se formează zona de colector C, are (8–10) μm grosime și o rezistivitate ridicată (5 Ωcm), rezultând tensiuni de străpungere mari ($V_{CBR} = 60 \text{ } 70 \text{ V}$). Pentru micșorarea rezistenței serie de colector, paralel cu păstrarea valorilor ridicate ale tensiunii V_{CBR} , se formează *stratul îngropat n^+* , puternic dopat, care canalizează circuitul sarcinilor injectate de emitor spre bornele de contact ale colectorului, printr-o cale n^+ de mică rezistivitate.

Zona p^+ de difuzie a bazei B este mai puternic dopată, iar adâncimea ei este determinantă pentru frecvența de tăiere f_T și câștigul de curent β . Grosimea mică ($w \leq 1 \mu\text{m}$) a bazei (fig. 2.1, a) asigură valori mari ale câștigului de curent ($\beta = 100 \text{ } 400$) și frecvențe de tăiere ridicate (f_T de sute de MHz).

Zona n^+ de difuzie a emitorului E are cea mai mică rezistivitate, ca urmare tensiunea de străpungere a joncțiunii bază-emitor este mică ($V_{BER} = 6 \text{ } 7 \text{ V}$). Concentrația mărită de purtători determină valori mari ale capacității joncțiunii BE.

În funcție de topologia tranzistorului, curenții de colector pot varia de la câțiva μA , la circa 10 mA.

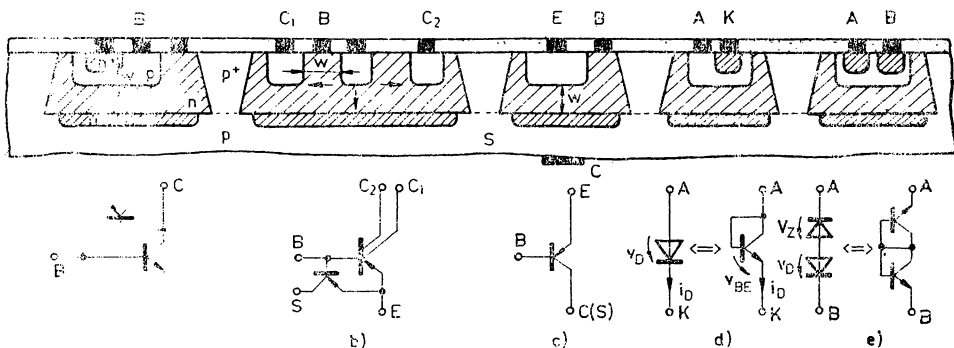


Fig. 2.1. Microstructuri de tranzistoare bipolare și diode în tehnologie bipolară
a — tranzistor *nnp*; b — tranzistor *pnp* lateral; c — tranzistor *pnp* de substrat; d — diodă BE; e — diodă Zener compensată termic

Tranzistoare bipolare pnp

a) Tranzistoare pnp laterale

Calea de curent este „laterală” (fig. 2.1, b), paralelă cu substratul. Grosimea w a bazei este limitată inferior la circa $5\text{ }\mu\text{m}$ datorită toleranțelor de execuție. De aceea β este redus ($5-50$), iar f_T este de câțiva MHz. Apare și o pierdere de curent spre substrat, prin tranzistorul pnp parazit, polarizat direct. Curenții de colector nu depășesc 1 mA .

Colectorul divizat în n părți egale duce la formarea unui tranzistor multicolector, fiecare din tranzistoarele astfel formate avînd cîștigul de curent β/n . Legînd în paralel m colectoare, rezultă un cîștig $m\beta/n$.

b) Tranzistoare pnp verticale (de substrat)

Cînd circuitul permite polarizarea substratului la tensiunea cea mai negativă, se poate utiliza substratul p ca și colector (fig. 2.1, c). Rezultă $\beta \leq 100$, $f_T \cong 10\text{ MHz}$ și $i_C \leq 5\text{ mA}$.

Tranzistoare cu efect de cîmp TECJ

Cu tehnologia standard se pot realiza tranzistoare TECJ cu canal p (fig. 2.2, b) și cu canal n (fig. 2.2, c). Structura predeterminată pentru tranzistoarele npn imprimă proprietăți nefavorabile pentru conducția TECJ: o grosime mică a canalului p și o rezistivitate mare a canalului n . Pentru a mări dimensiunile canalului, trebuie adoptate suprafețe mari, neeconomice. Transconductanța este redusă ($0,5-2$) mA/V la TECJ cu canal p , respectiv ($0,5-5$) mA/V la TECJ cu canal n , iar curenții limită nu depășesc 1 mA .

Tehnologiile bipolare moderne permit obținerea de tranzistoare TECJ cu parametrii precis controlați, realizînd canalul separat, prin implant de ioni (fig. 2.2, d). Structura bipolară bazată pe acest procedeu este denumită BIFET (Bipolar-Field Effect Transistor).

Diode

a) Diode redresoare

Diodele compatibile cu tehnologia standard se pot realiza cu oricare dintre joncțiunile tranzistorului bipolar. Foarte frecvent se utilizează dioda bază-emitor (fig. 2.1, d) cu colectorul legat la bază. În acest caz, compor-

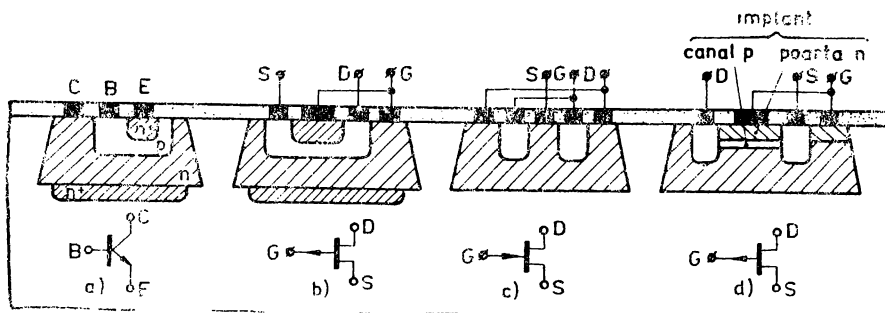


Fig. 2.2. Structuri bipolare de tranzistoare TECJ

a — tranzistor npn; b — tranzistor TECJ cu canal p ; c — tranzistor TECJ cu canal n ; d — tranzistor TECJ cu canal p cu implant de ioni

țarea diodei este identică cu cea a unui tranzistor funcționând în regim activ normal, avînd $v_{BC} = 0$. Curentul prin diodă este determinat de v_{BE} , adică

$$i_D \cong I_{E0} \exp \frac{v_{BE}}{V_T} = I_{E0} \exp \frac{v_D}{V_T}, \quad (2.1)$$

unde I_{E0} este curentul rezidual de emitor,

$V_T = kT/e = 26 \text{ mV}$ (pentru $T = 298 \text{ K}$) este tensiunea termică, k fiind constanta lui Boltzman, iar e sarcina electronului; de aici, tensiunea la bornele diodei

$$v_D = v_{BE} = V_T \ln \frac{i_D}{I_{E0}} \quad (2.2)$$

Pentru i_D suficient de mare, această tensiune rămîne aproximativ constantă, în limitele:

$$v_{BE} = (0,6 - 0,72) \text{ V} \cong \text{ct.} \quad (2.3)$$

b) Diode Zener

Joncțiunea EB polarizată invers are caracteristică de diodă Zener cu cotul foarte abrupt, la circa (-7 V).

Coeficientul de variație termică al joncțiunii BE polarizate direct este de circa $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$, iar a diodei Zener, de $2,3 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. Plasînd „spate în spate” două joncțiuni BE (fig. 2.1, e), se pot realiza diode Zener compensate termic, avînd un coeficient de variație cu temperatura de circa $0,23 \text{ mV}/^\circ\text{C}$.

Rezistoare

În tehnologia bipolară se utilizează ca rezistoare oricare dintre straturile care intră în structura tranzistorului $n p n$.

Adîncimea fiecărui strat (E, B sau C) este aceeași pe întreg cipul, la fel și rezistivitatea sa, ca urmare straturile cu suprafețe egale vor avea aceeași rezistență. Rezistoarele sînt realizate sub formă de fișii, avînd lățimea l de $(12-13) \mu\text{m}$. Rezistența unui strat de suprafață l^2 , pătrată, se numește rezistență pe pătrat $R_s \Omega/\square$. Valoarea rezistenței va fi proporțională, deci, cu numărul de pătrate din care este formată fișa respectivă:

$$R = n R_s.$$

Rezistoarele în zona de difuzie a emitorului au rezistențe foarte mici ($R_s = 2 - 6 \Omega/\square$), sînt stabile termic și servesc mai mult la realizarea conductoarelor în conexiuni cu treceri suprapuse. Valorile uzuale ale rezistenței sînt cuprinse între 2Ω și $1 \text{ k}\Omega$.

Rezistoarele în zona de difuzie a bazei (fig. 2.3, b) au o rezistență de $(50-250) \Omega/\square$. Ocupă o suprafață mare: de exemplu, dacă $R_s = 100 \Omega/\square$, o rezistență de $100 \text{ k}\Omega$ va fi formată cu o fișie cuprinzînd 100 de pătrate cu latura $b = 12 \mu\text{m}$, și aria de $144000 \mu\text{m}^2$, de circa 3 ori mai

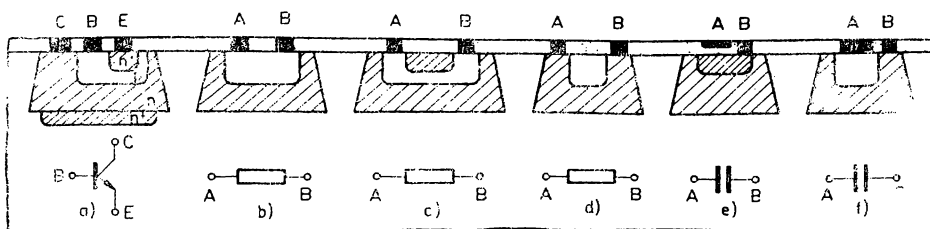


Fig. 2.3. Structuri bipolare de elemente pasive

a — tranzistor *nnp*; b — rezistor în zona de difuzie a bazei; c — rezistor tip bază îngustată; d — rezistor în zona de colector; e — condensator MOS; f — condensator cu joncțiune

mare ca a unui tranzistor. Considerente economice recomandă folosirea acestor tipuri de rezistoare pînă la 20 k Ω .

Mărirea rezistenței se poate face prin îngustarea secțiunii zonei de bază, difuzînd zona de emitor (fig. 2.3, c). Se obțin rezistoare tip *bază îngustată* (*ciupite*) avînd $R_s = (2-10)$ k $\Omega/\square$ și rezistențe pînă la 500 k Ω , dar la toleranțe mari, pînă la 20%.

Rezistoarele de volum, obținute în stratul epitaxial *n*, cu sau fără difuzia zonei de bază (fig. 2.3, d) au rezistențe mari, $R_s = (20-30)$ k $\Omega/\square$, mică precizie și stabilitate termică foarte redusă.

Se face observația că în tehnologia clasică procesul de difuzie este slab controlat, gradul de dopare diferă de la suprafață în adîncime și de la un lot de circuite, la altul. Ca urmare, rezistența straturilor se obține cu toleranțe mari (10–15)% față de valoarea proiectată. Rămîne însă avantajul abaterilor relativ reduse între rezistențele care, în același circuit, se doresc egale.

Stabilitatea parametrilor la temperatură este foarte redusă, rezistența de strat suferind variații importante la modificarea temperaturii. De exemplu, rezistorul de tip bază îngustată, avînd coeficientul de variație termică de (0,3–0,5)%/°C își poate modifica rezistența în raportul 3/1 la variația temperaturii între –55 și +125°C. Curenții de scurgere prin joncțiunile vecine se dublează la fiecare 10°C, iar capacitățile parazite ale acestor joncțiuni sînt relativ reduse, limitînd funcționarea la frecvențe înalte.

Tensiunile limită admisibile sînt funcție de tensiunile corespunzătoare joncțiunilor ce le delimitează: $C_{CBR} \leq 80$ V, $V_{BER} \leq 7$ V, iar puterea disipată maximă este de (4–5) W/mm².

Tehnologiile moderne permit obținerea de rezistoare la valori precise și dimensiuni reduse, utilizînd în locul difuziei implantul de ioni sau realizînd pelicule rezistive de mare precizie și stabilitate termică, la suprafața cristalului semiconductor.

Capacitoare

În configurația CI monolitice utilizarea capacitoarelor este limitată la valori de zeci sau sute de pF și, pe cît posibil, se evită, fiind neeconomice, deoarece ocupă suprafețe foarte mari.

Capacitoarele MOS (fig. 2.3, e) folosesc dielectricul stratului de SiO_2 avînd o capacitate specifică de (300—400) pF/mm² și valori economice pînă la 500 pF. Substratul condensatorului se dopează puternic pentru a avea o rezistență serie de acces cît mai mică la placa inferioară a condensatorului și a asigura independența capacității față de tensiune. Coeficientul de variație termică este de 0,02%/°C și efectele parazite sînt reduse, asigurînd un factor de calitate Q de circa 200, la 1MHz.

Capacitoarele cu joncțiune (fig. 2.3, f) folosesc capacitatea de blocare a joncțiunilor pn (care trebuie să fie deci invers polarizate). Se obțin capacități specifice în limitele (300—1000) pF/mm², la $V_{lim} = 7$ V pentru joncțiunea BE și (150—350) pF/mm², la $V_{lim} = 70$ V pentru joncțiunea BC. Au proprietăți slabe la temperatură ($k_0 = -0,1$ %/°C) și frecvență ($Q = 50 \dots 100$, la $f = 1\text{MHz}$). Capacitatea variază neliniar cu tensiunea, iar curenții de fugă sînt considerabili și puternic dependenți de temperatură.

2.2. CONFIGURAȚII FUNDAMENTALE ÎN CIRCUITELE INTEGRATE ANALOGICE

Datorită tehnologiei integrate, configurația CI poate fi mult diferită de cea a circuitelor cu componente discrete care îndeplinesc aceeași funcție. Pe de o parte, se ține cont că sînt optimizați parametrii unui singur microelement și anume, ai tranzistorului $n\bar{p}n$, celelalte rezultînd cu parametri inferiori dispozitivelor discrete. Pe de altă parte, trebuie să se aibă în vedere faptul că prețul de cost al microelementului depinde în special de mărimea suprafeței lui. De aceea, numărul și valoarea rezistențelor pasive sînt limitate, de cele mai multe ori ele fiind înlocuite cu rezistențe active. Se evită utilizarea condensatoarelor, ca urmare etajele de amplificare sînt cuplate direct. Se utilizează cu precădere configurațiile cu tranzistoare, ele ocupînd cele mai reduse suprafețe.

În cele ce urmează se vor expune cîteva puncte de vedere privitoare la realizarea unor configurații fundamentale ale CI analogice. Alte variante sau configurații specifice se vor prezenta, de la caz la caz, în capitolele următoare.

2.2.1. Surse de curent

Sursele ideale de curent (fig. 2.4, a) furnizează curenți I_G constanți, independenți de tensiunea V_L la bornele sarcinii și insensibili la diverse perturbări (variația temperaturii θ , sau a tensiunii de alimentare V_{CC}).

În cazul *surselor reale* (fig. 2.4, b) există variații ale curentului I_G cu θ sau cu V_{CC} și o anumită dependență față de V_L , echivalentă cu existența unei rezistențe de ieșire r_g finite, care trebuie să fie însă cît mai mare.

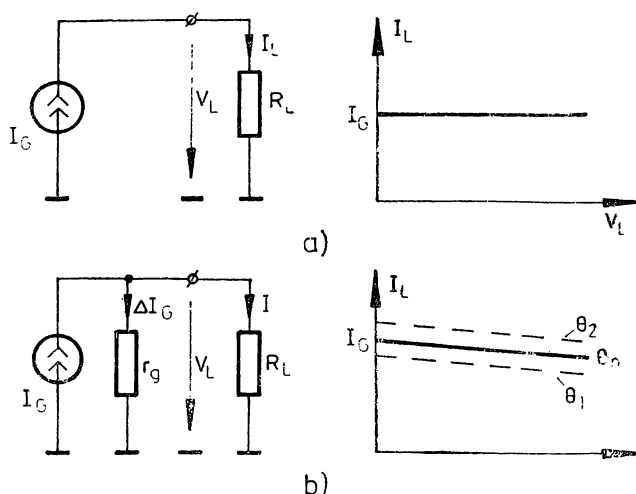


Fig. 2.4. Sursă de curent, simbol geometric și caracteristică de ieșire
a — ideală; b — reală

Oglinzile de curent (fig. 2.5) reprezintă surse de curent comandate de către un curent de referință I_{REF} :

$$I_L = nI_{REF},$$

iar coeficientul n nu trebuie să depindă de V_L , θ sau alte perturbații. În CI, $n = (10^{-2} - 10^2)$, foarte uzuală fiind valoarea $n = 1$. În acest caz, I_L reprezintă *imaginea* curentului de referință, de unde denumirea de oglindă de curent.

Sursele și oglinzile de curent se utilizează frecvent la polarizarea etajelor de amplificare. Având rezistențe mari de ieșire și ocupînd suprafețe foarte reduse, ele pot să înlocuiască rezistoarele semiconductoare de mare valoare, neeconomice în tehnologia integrată.

a) Cazul curenților mari

În principiu (fig. 2.6, a), polarizînd cu tensiune constantă baza unui tranzistor conectat într-un etaj de amplificare cu reacție de curent și funcționînd în regim activ normal, curentul său de colector I_L este constant și independent de rezistența R_L de colector:

$$I_E = \frac{V_G - V_{BE}}{r_g/(1 + \beta) + R_E}, \quad (2.5)$$

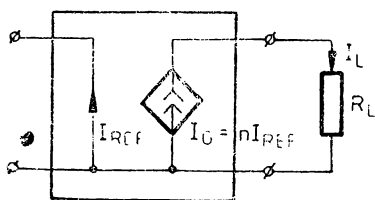


Fig. 2.5. Oglindă de curent

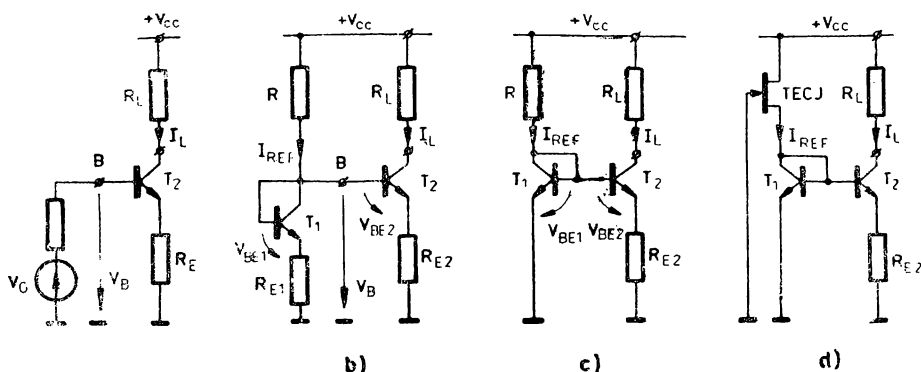


Fig. 2.6. Sursă de curent

a — schemă de principiu; b — sursă pentru curenți mari; c — sursă pentru curenți mici; d — sursă pentru curenți mici cu rezistență activă TECJ

iar dacă β are valoare mare și $r_g/(\beta + 1) \ll R_E$

$$I_L \cong I_E \cong \frac{V_G - V_{BE}}{R_E}. \quad (2.6)$$

Principiul este întâlnit și la circuitele discrete când, pentru a neglija dependența de V_{BE} (variabilă cu temperatura și curentul de colector), se alege $V_G \gg V_{BE}$. Valoarea curenților stabiliizați se fixează prin alegerea potrivită a rezistenței R_E .

În tehnica integrată se evită însă utilizarea surselor de tensiune și a rezistențelor de mare valoare. Valori compatibile cu tehnologia bipolară se obțin pentru „curenți mari”, de ordinul mA. În acest caz, $V_{BE} \cong 0,65$ V, valoare aproximativ independentă de curentul I_L . Rămâne însă dependența pronunțată față de temperatură:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = -2\text{mV}/^\circ\text{C} \quad (2.7)$$

Compensarea acestui efect se face imprimînd o variație asemănătoare tensiunii de polarizare V_G prin includerea unei diode-tranzistor T_2 în circuitul de polarizare (fig. 2.6, b). În condițiile „curenților mari”, $V_{BE1} \cong V_{BE2} \ll V_{CC}$, iar

$$I_L \cong \frac{R_{E1}}{R + R_{E1}} \cdot \frac{V_{CC}}{R_{E2}} \cong \frac{R_{E1}}{R_{E2}} I_{REF} = \text{ct.} \quad (2.8)$$

Apare clar că circuitul din figura 2.6, b este și o oglindă de curent, în care raportul curenților este fixat de raportul rezistențelor de emitor.

Sursa pentru curenți mari are o rezistență mare de ieșire (1–3) M Ω (de $1 + g_m R_{E2}$ ori mai mare ca rezistența de ieșire a tranzistorului T_2). Rezistența R_{E2} , prin reacția negativă de curent contribuie la stabilizarea variației curentului de sarcină. De exemplu, creșterea lui I_L mărește căderea de tensiune $I_L R_{E2}$, reducînd V_{BE2} , care comandă revenirea curentului de colector.

b) Cazul curenților mici

Micșorarea curenților stabilizați la valori de ordinul μA , frecvent cerute de polarizarea etajelor de amplificare ale CI analogice, se realizează sau prin reducerea valorii rezistenței R_{E1} , sau a curențului I_{REF} (vezi relația 2.8).

Reducerea valorii R_{E1} se poate face chiar pînă la anularea ei, așa cum apare în figura 2.6, c, în cazul sursei de curent Widlar. Valori R_{E2} compatibile cu tehnologia bipolară permit funcționarea la „curenți mici” (μA), cu păstrarea avantajului rezistențelor mari de ieșire. Bineînțeles, în acest caz tensiunile bază-emitor nu mai sînt egale și depind de curenții de colector:

$$V_{BE1} \cong V_T \ln \frac{I_{REF}}{\alpha_1 I_{E01}} ; V_{BE2} \cong V_T \ln \frac{I_L}{\alpha_2 I_{E02}} \quad (2.9)$$

Pentru tranzistoare pereche $\alpha_1 I_{E01} \cong \alpha_2 I_{E02}$, raport care se menține și cu variația temperaturii. Ca urmare:

$$I_L \cong \frac{V_T}{R_E} \ln \frac{I_{REF}}{I_L} \cong \sqrt{\frac{V_T}{R_E} I_{REF}} \quad (2.10)$$

Curentul (2.10) are o dependență redusă față de variațiile $I_{REF} \cong V_{CC}/R$, deci și față de variațiile tensiunii de alimentare. El devine independent față de temperatură în cazul cînd R_E are același coeficient de variație termică ($0,33 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$) ca și V_T . Această cerință este perfect realizabilă cu rezistoarele din zona de difuzie de bază.

Reducerea curențului I_{REF} se poate face prin înlocuirea rezistorului R cu TECJ avînd rol de rezistență activă de mare valoare (fig. 2.6, d).

c) Oglinda simplă de curent

Un raport unitar între curenții din cele două ramuri ale oglinzii de curent se poate obține în cazul $R_{E1} = R_{E2}$ sau prin renunțarea la rezistențele de emitor, conform circuitului din figura 2.7. Pentru β suficient de mare rezultă:

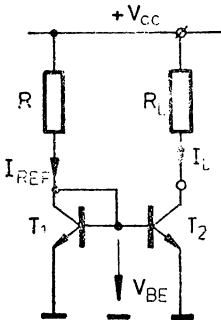


Fig. 2.7. Oglindă simplă de curent

$$I_L \cong I_{REF} = (V_{CC} - V_{BE})/R$$

Rezistența de ieșire a oglinzii simple de curent este mai mică (sute de $\text{k}\Omega$) datorită absenței reacției negative de curent prin R_E .

Dacă aria joncțiunii BE este diferită la cele două tranzistoare, rezultă curenți diferiți, proporționali cu cele două arii.

Se pot realiza simplu și economic, pe suprafețe foarte reduse, oglinzi de curent cu mai multe ramuri (fig. 2.8). Deoarece se bazează pe utilizarea de tran-

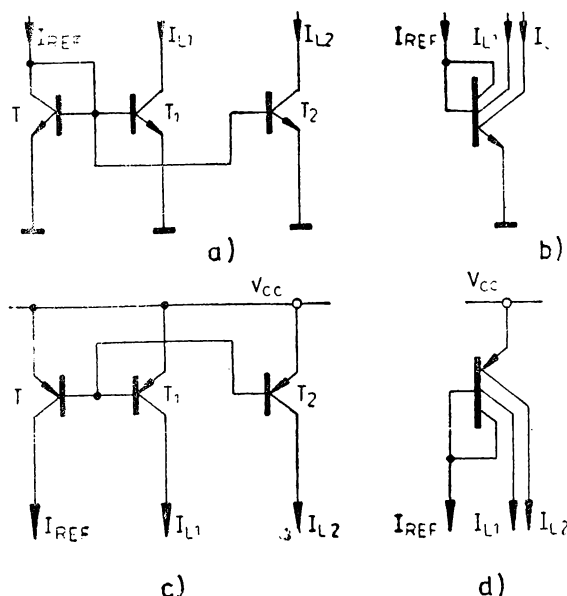


Fig. 2.8. Oglindzi de curent cu tranzistoare multicolector
 a — schemă echivalentă; b — configurația reală cu tranzistor multicolector *nnp*; c — schemă echivalentă cu tranzistoare *pnp*; d — configurația reală cu tranzistor *pnp*

zistoare pereche, avînd aceiași parametri, indiferent de temperatura de funcționare, configurațiile de surse pentru curenți mici nu au echivalent discret.

2.2.2. Generatoare de tensiune

Generatorul ideal de tensiune (fig. 2.9, a) furnizează tensiuni insensibile la variația curentului de sarcină I_L sau a altor perturbații (temperatura θ , tensiunea de alimentare V_{CC}). În realitate există anumite variații, care se doresc a fi cît mai mici (fig. 2.9, b), astfel:

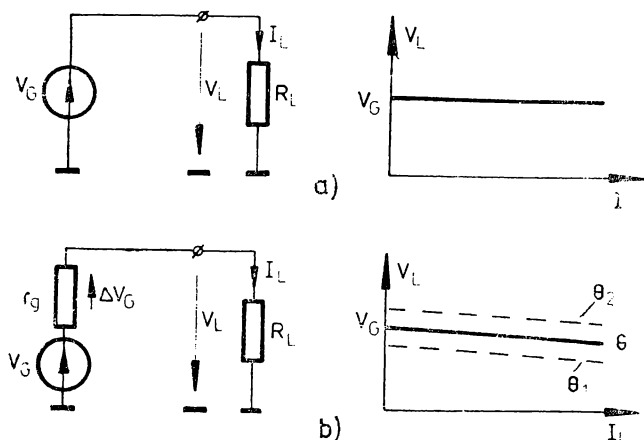
- *sursele de tensiune* sînt optimizate în raport cu comportarea la variația curentului de sarcină, deci prezintă o rezistență de ieșire r_g foarte mică;
- *referințele de tensiune* au o comportare optimă la variația temperaturii sau a tensiunii de alimentare.

1. Surse de tensiune

a) Sursele de tensiune de tip *repetor pe emitor* se utilizează frecvent, la fel ca în variantele discrete. Acestea (fig. 2.10, a) furnizează o tensiune puțin sensibilă la variația rezistenței R_L de sarcină, dacă tensiunea de polarizare V_G este constantă și tranzistorul funcționează în regim activ:

$$V_L = \frac{R_L(1 + \beta)}{r_g + (1 + \beta)R_L} (V_G - V_{BE}) \cong V_G - V_{BE} \neq f(R_L) \quad (2.11)$$

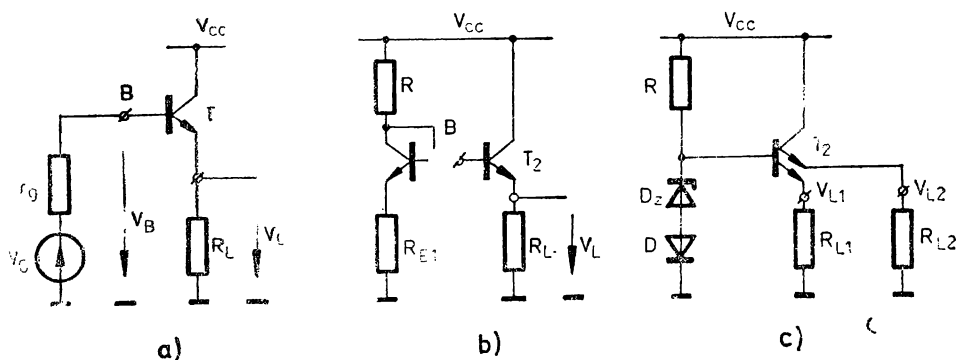
dacă $r_g/(1 + \beta) \ll R_L$.



Compensarea termică se realizează în același mod ca la sursele de curent (fig. 2.10, b).

O stabilizare mai bună față de variația tensiunii de alimentare se obține dacă baza tranzistorului T_2 se polarizează cu tensiunea stabilizată de o diodă Zener. Tehnologia integrată oferă posibilitatea alimentării simultane a mai multor sarcini R_L , utilizând tranzistoare multiemitor (fig. 2.10, c).

b) Variante simple de surse de tensiune necompensate la variații termice (fig. 2.11, a), sau compensate (fig. 2.11, b, c) se obțin prin înserierea unor diode-tranzistor și/sau diode Zener. Tensiunea la bornele lor este constantă într-un domeniu larg de variație a curenților.



c) Alte variante de surse de tensiune se bazează pe multiplicarea tensiunii V_{BE} cu ajutorul unor rețele rezistive, așa cum se prezintă în figura 2.12. Rezultă tensiuni

$$V_L \cong \frac{R_1 + R_2}{R_2} V_{BE} = \text{ct.}$$

sau

$$V_L \cong \frac{R_1 + R_2}{R_2} (V_{BE} + V_Z)$$

în funcție de variantele (a), sau (b), alese.

2. Referințe de tensiune

Diodele Zener compensate termic pot fi folosite ca referințe pentru tensiuni mai mari ca 7 V. Ele prezintă dezavantajul unor zgomote interne mari, datorită funcționării în avalanșă a joncțiunii BE polarizate invers.

Alte referințe de tensiune furnizează tensiuni dependente de V_{BE} , insensibile la variația tensiunii de alimentare, dar care necesită compensare termică. Frecvent, aceasta se realizează prin compensarea variațiilor

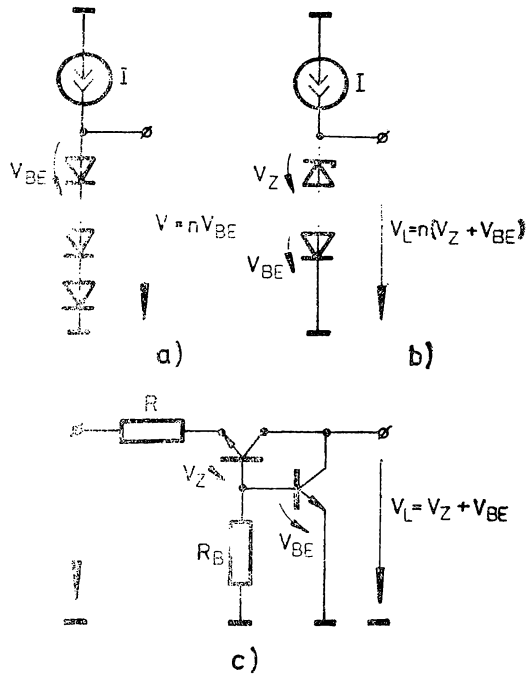


Fig. 2.11. Surse de tensiune cu diode
a — cu diode-tranzistor; b — cu DT și DZ;
c — altă variantă cu DZ

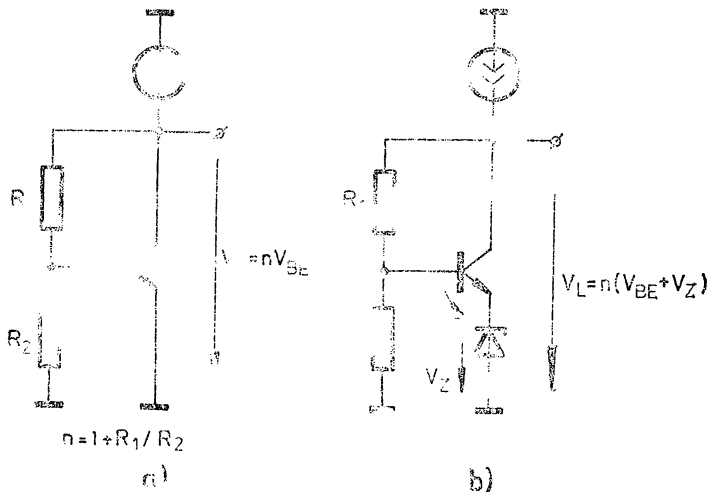


Fig. 2.12. Surse de tensiune stabilizată cu tranzistor și reacție negativă
a — pentru tensiuni mici; b — pentru tensiuni mari

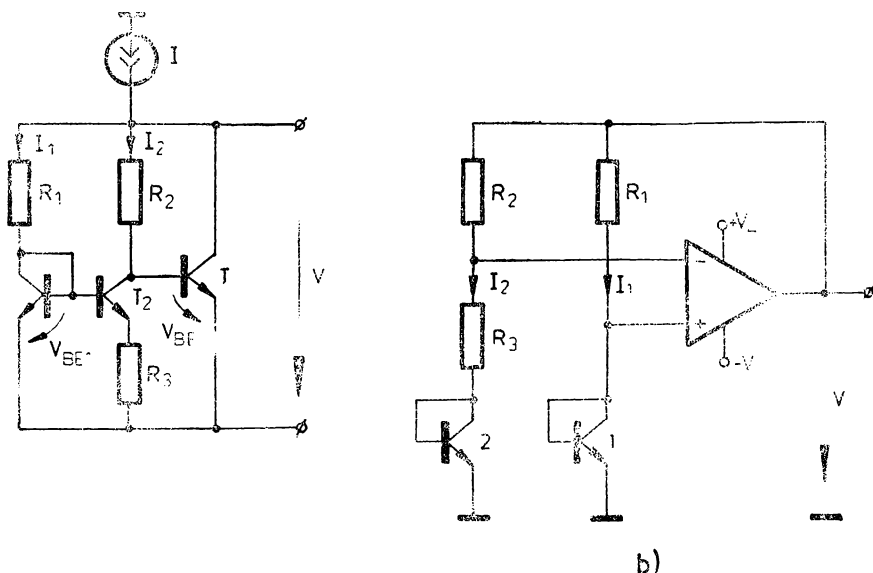


Fig. 2.13. Referințe de tensiune
a — cu sursă de curent; b — cu AO

negative ale tensiunii V_{BE} ($-2 \text{ mV/}^\circ\text{C}$) cu variații de semn contrar, proporționale de exemplu cu ale tensiunii termice V_T ($0,085 \text{ mV/}^\circ\text{C}$).

În figura 2.13, a se prezintă un astfel de circuit. Sursa de curent (T_1, T_2) generează în R_2 curentul (2.10) :

$$I_2 = \frac{V_T}{R_3} \ln \frac{I_1}{I_2} \cong \frac{V_T}{R_3} \ln \frac{R_2}{R_1}, \quad (2.13)$$

deoarece $V_L = R_2 I_2 + V_{BE2} = R_1 I_1 + V_{BE1}$; $V_{BE2} \cong V_{BE1}$.

Tensiunea de ieșire

$$V_L = V_{BE} + \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (2.14)$$

va avea un coeficient de temperatură ajustabil la zero, prin alegerea potrivită a rapoartelor R_2/R_3 și R_2/R_1 .

O altă variantă bazată pe același principiu ($V_L = V_{BE} + nV_T$) se prezintă în figura 2.13, b. Tensiunea de sarcină V_L are expresia (2.14) și nu mai este influențată de tensiunea de alimentare V_{CC} . Amplificatorul este de tip AO (capitolul 3).

2.2.3. Etaje pentru deplasarea nivelului de c.e.

Datorită cuplajului direct între etajele amplificatoare de c.c., nivelul tensiunii de polarizare a acestora tinde să se deplaseze spre limita de saturație micșorînd domeniul posibil de variație al semnalului util (compo-

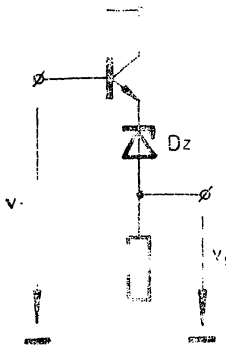


Fig. 2.14. Etaj de deplasare a nivelului de tensiune continuă cu DZ

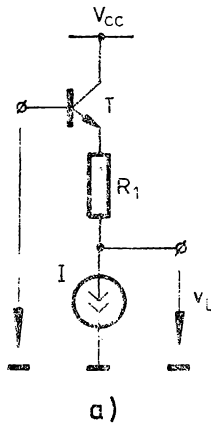
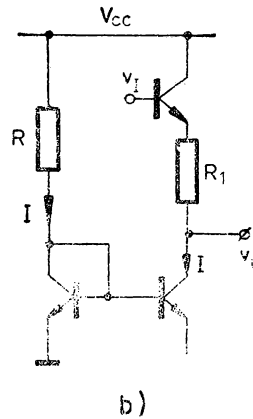


Fig. 2.15. Etaj de deplasare a nivelului de tensiune continuă cu sursă de curent

a — schemă de principiu; b — configurația circuitului cu oglindă simplă de curent



nenta de c.a.). Pentru reducerea nivelului tensiunii de polarizare, fără micșorarea componentei variabile, se utilizează frecvent etaje de tip repetor pe emitor, favorabile și din punctul de vedere al adaptării impedanțelor dintre etaje. Diferitele variante de circuite utilizează diode Zener (fig. 2.14) sau oglinzi de curent (fig. 2.15). Prima variantă asigură și o foarte bună compensare termică, deoarece nivelul continuu:

$$V_L = V_I - V_{BE} - V_Z$$

este asigurat de înserierea a două joncțiuni „spate în spate”. A doua variantă are o bună precizie, datorată dependenței componentei de c.c.

$$V_L = V_I - R_1 I - V_{BE} \cong V_I - \frac{R_1}{R} (V_{CC} - V_{BE}) - V_{BE}$$

de raportul rezistențelor \$R_1/R\$, realizabil în tehnologie integrată monolitică la toleranțe reduse.

2.2.4. Etaje de amplificare

Amplificarea semnalelor este funcția de bază în circuitele analogice. Etajele de amplificare trebuie să asigure performanțe ridicate: coeficienți mari de amplificare într-o gamă dinamică largă, impedanța de intrare și ieșire corespunzătoare (fig. 2.16), erori reduse în c.c. și distorsiuni de frecvență (sau liniare) minime într-o bandă largă de frecvențe.

Așa cum s-a mai arătat, datorită imposibilității folosirii condensatoarelor de cuplaj, în CI monolitice se utilizează etaje de amplificare de c.c.

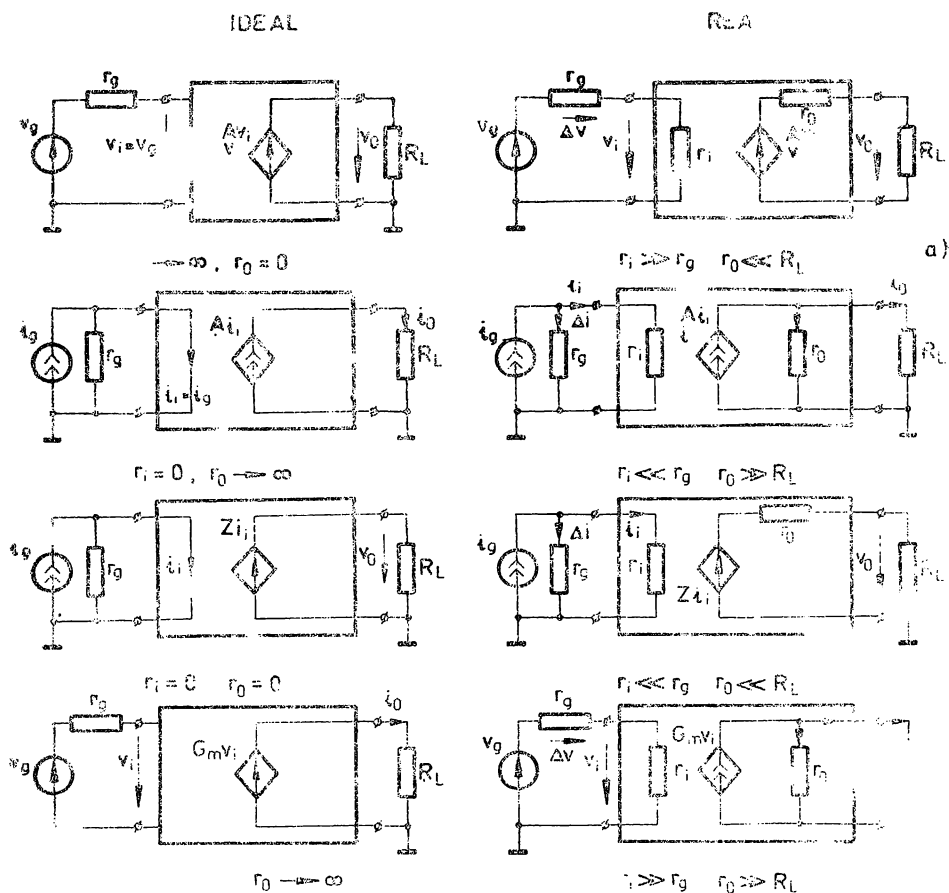


Fig. 2.16. Amplificatoare: scheme echivalente comparative
a — de tensiune; b — de curent; c — transimpedanță; d — transconductanță

(cu cuplaj direct). La cuplarea directă a etajelor amplificatoare apare posibilitatea transmiterii și amplificării nedorite a unor perturbații apărute în etajele anterioare. Fiecare modificare a punctului static de funcționare (datorită variației tensiunii de alimentare, temperaturii sau îmbătrânirii componentelor) se transmite amplificat, sub formă de eroare la ieșire. Pentru micșorarea influenței acestor perturbații se utilizează etaje de amplificare *cu reacție negativă* și, mai ales, etaje *diferențiale*.

Observație. În cele ce urmează, se vor utiliza notațiile uzuale pentru semnale și componentele lor. De exemplu, tensiunea de intrare

$$v_I = V_I + v_i$$

se consideră a avea o componentă constantă (de c.c., sau de polarizare), notată cu V_I și o componentă variabilă, destinată amplificării, notată cu v_i (fig. 2.17).

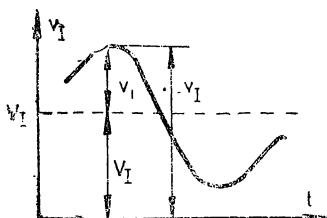


Fig. 2.17. Simboluri în notarea semnalelor

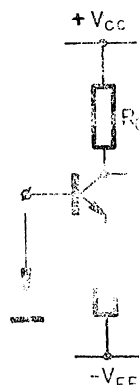


Fig. 2.18. Circuit elementar de amplificare

Configurația elementară de amplificare (fig. 2.18).

Circuitul elementar (asimetric) fără reacție ($R_E = 0$) asigură o amplificare în tensiune

$$A_v = v_o/v_i = -g_m R_C = -(I_C/V_T) R_C \quad (2.15)$$

unde, g_m reprezintă transconductanța tranzistorului, I_C componenta de c.c. a curentului de colector, iar V_T , tensiunea termică. Rezistențele de intrare și de ieșire sînt

$$R_i \cong r_\pi = \beta/g_m, \quad R_o \cong R_C,$$

iar transconductanța echivalentă etajului este

$$G_m = g_m = I_C/V_T,$$

egală cu cea a tranzistorului.

Reacția negativă de curent prin R_E micșorează amplificarea în tensiune și curent

$$A_v \cong -R_C/R_E, \quad G_m = g_m/(1 + g_m R_E) \quad (2.16)$$

dar mărește rezistența de intrare

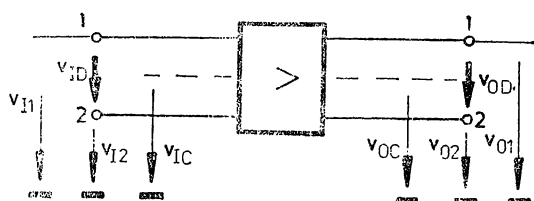
$$R_i = r_\pi(1 + g_m R_E),$$

introducînd și o stabilizare a punctului static de funcționare, deci a parametrilor amplificatorului.

Amplificatorul diferențial ideal

Funcția amplificatorului diferențial este de a amplifica variațiile v_{id} ale semnalului diferențial (fig. 2.19, a)

$$v_{ID} = V_{ID} + v_{id} = v_{I1} - v_{I2} \quad (2.17)$$



aplicat la intrare. Ca urmare
semnalele la bornele de ieșire
(v_{O1} și v_{O2}), precum și semnalul
diferențial de ieșire

$$v_{OD} = V_{OD} + v_{od} = v_{O1} - v_{O2} \quad (2.18)$$

a) vor avea variații proporționale
cu v_{id} :

$$v_{c1} = A_1 v_{id}, v_{c2} = \\ = A_2 v_{id}, v_{cd} = A_d v_{id} \quad (2.19)$$

Schema de principiu a unui
amplificator diferențial este pre-
zentată în figura 2.19, b. Ea
cuprinde două tranzistoare am-
plificatoare cuplate în emitor și
polarizate de sursa de curent $2I$.
Dacă schema este *perfect simetri-
că* (rezistențele de colector sînt
egale, iar tranzistoarele sînt pe-
reche) funcționarea este ideală,
și anume:

a) Dacă *semnalul diferențial
de intrare este nul* (fig. 2.20, a)
potențialele celor două intrări
sînt egale (vezi relația 2.17)

$$v_{I1} = v_{I2} = V_{IC},$$

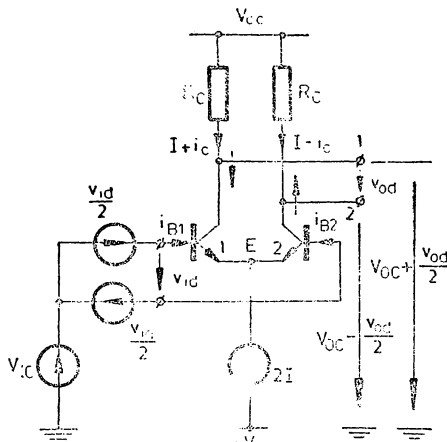
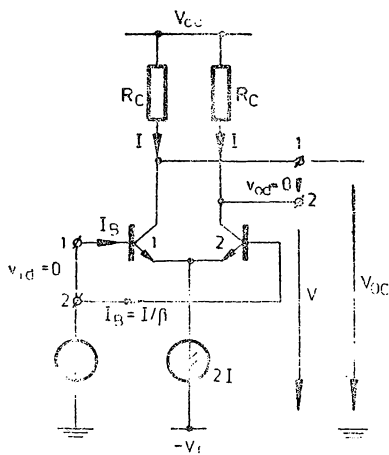


Fig. 2.20. Semnale AD

a — semnal diferențial nul la intrare; b — semnal diferențial nenul la intrare

semnalul comun al celor două intrări fiind *tensiunea de mod comun la intrare*. Rezultă că

$$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}.$$

Ca urmare, curenții de colector ai celor două tranzistoare sînt egali. Aceștia sînt furnizați de sursa de curent $2I$, prin urmare au valoarea

$$I_{C1} = I_{C2} = I$$

Rezultă o *tensiune diferențială nulă la ieșire*, deoarece

$$V_{o1} = V_{o2} = V_{CC} - R_C I = V_{0C}, \text{ deci } V_{od} = V_{o1} - V_{o2} = 0$$

b) Dacă se aplică un semnal diferențial la intrare (fig. 2.20, b), el se repartizează egal, dar în sens opus pe intrarea celor două tranzistoare

$$v_{BE1} = V_{BE} + v_{id}/2, \quad v_{BE2} = V_{BE} - v_{id}/2 \quad (2.20)$$

Ca urmare curenții de colector variază în sensuri opuse față de valoarea de polarizare :

$$i_{C1} = I + g_m v_{id}/2, \quad i_{C2} = I - g_m v_{id}/2 \quad (2.21)$$

Rezultă variații ale tensiunii de ieșire proporționale cu v_{id} , adică

$$v_{o1} = -g_m R_C v_{id}/2 = A_1 v_{id} \quad (2.22)$$

$$v_{o2} = +g_m R_C v_{id}/2 = A_2 v_{id} \quad (2.23)$$

$$v_{od} = -g_m R_C v_{id} = A_d v_{id} \quad (2.24)$$

Amplificarea diferențială are deci forma

$$A_d = \frac{v_{od}}{v_{id}} = -g_m R_C = -(I/V_T) R_C \quad (2.25)$$

depinzînd de curentul I de polarizare și de rezistența R_C .

Concluzii

Un AD ideal amplifică numai tensiunea diferențială aplicată la intrare, nu și tensiunea de mod comun

$$v_{IC} = (v_{I1} + v_{I2})/2$$

Variația simultană și în același sens a potențialelor bornelor de intrare (de exemplu sub influența perturbațiilor de mod comun care apar pe ambele intrări) nu este resimțită la ieșire.

Simetria montajului are avantajul că modificarea în același sens a parametrilor (datorită toleranțelor de execuție, sau a temperaturii) nu modifică tensiunea diferențială la ieșire. De exemplu, deși V_{BE1} și V_{BE2} se modifică relativ mult cu temperatura ($-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$), diferența ($V_{BE1} - V_{BE2}$) față de care este sensibilă ieșirea variază de 300 de ori mai puțin, adică cu $6 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

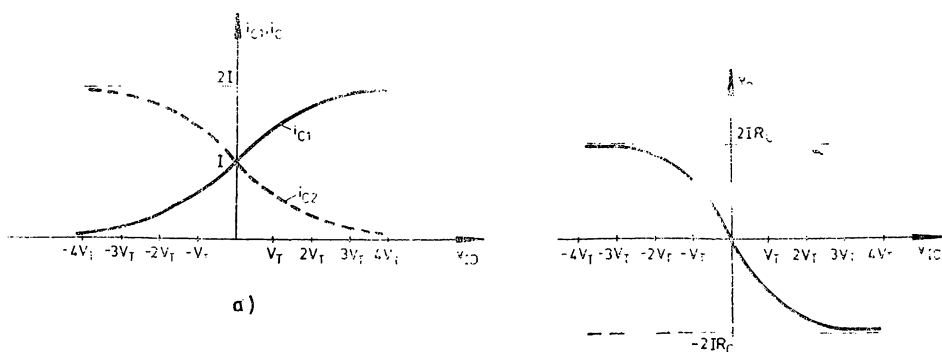


Fig. 2.21. Caracteristici de transfer ale AD

La semnal de intrare nul ($v_{id} = 0$), curentul de colector este dat de sursa de curent $2I$ și se repartizează în mod egal în cele două ramuri ale AD. La aplicarea unui semnal de intrare ($v_{id} \neq 0$), între cele două ramuri apare un dezechilibru simetric de curent. Față de valoarea I de polarizare, variațiile de curent pot fi de cel mult $\pm I$, când una dintre ramuri este blocată, iar cealaltă preia întreg curentul generat de sursă (fig. 2.21, a).

Pentru a se evita intrarea în saturație a tranzistoarelor trebuie asigurate condițiile

$$v_{I1} < v_{01\min} = V_{CC} - 2IR_C$$

$$v_{I2} < v_{02\min} = V_{CC} - 2IR_C$$

Amplificatorul diferențial real

Deși tehnologiile integrate ofera condiții pentru asigurarea unei simetrii corespunzătoare între ramurile AD, nu se atinge totuși perfecțiunea. Rezistențele R_C și parametrii tranzistoarelor T_1 și T_2 nu rezultă perfect egali, încadrându-se în anumite toleranțe de fabricație. Prin urmare, în absența semnalului de intrare, ($v_{id} = 0$), poate apare o diferență de potențial între cele două ieșiri, deci un semnal eroare la ieșire, datorită curentului de polarizare I repartizat inegal între cele două ramuri și căderilor de tensiune diferite pe rezistențele R_C . Dezechilibrul între cele două etaje se poate accentua în timp, odată cu variațiile de temperatură, condițiile de funcționare sau îmbătrânirea parametrilor.

Alte abateri de la cazul ideal apar datorită sursei curentului de polarizare, care are o rezistență de ieșire finită și nu furnizează un curent perfect constant când tensiunea la bornele sale variază. Tensiunea v_E la bornele sursei de curent (fig. 2.20) variază odată cu tensiunea la intrarea AD:

$$v_E = v_{I1} - v_{ID}/2 = v_{I2} + v_{ID}/2 = f(v_{ID}, v_{IC}),$$

iar curentul de polarizare I se va modifica cu atît mai mult cu cît rezisten-

ța de ieșire a sursei este mai mică. Ca urmare se va modifica și tensiunea de mod comun la ieșire :

$$v_{oc} = V_{cc} - R_c I$$

Deci, în cazul AD real, *tensiunea de mod comun la ieșire nu rămîne perfect constantă, suferind variații sub influența semnalelor de intrare.*

Alte aspecte caracteristice ale AD real sînt *curenții nenuli de polarizare în baza tranzistoarelor* (la intrare)

$$I_B = I/\beta,$$

și *variațiile* acestora, odată cu semnalul aplicat la intrare.

Ținînd cont de aceste aspecte, se poate arăta că, în jurul punctului de funcționare, comportarea AD real poate fi descrisă de relații de forma :

$$v_{od} = A_d v_{id} + A_{dc} v_{ic} \quad (2.26)$$

$$v_{oc} = A_{cd} v_{id} + A_c v_{ic}$$

și care, comparate cu ultima dintre relațiile (2.19), caracteristice AD ideal, indică cerințele unei funcționări corecte :

$$A_{dc} \ll A_d, \quad A_{cd} \rightarrow 0, \quad A_c \rightarrow 0$$

În condițiile de mai sus, se poate considera că AD amplifică numai semnalul diferențial v_{id} , iar nivelul tensiunii de mod comun la ieșire rămîne constant, indiferent de tensiunea de intrare.

Parametrii principali de catalog sînt *amplificarea diferențială* A_d definită în ultima din relațiile (2.19) și *rejecția de mod comun*, definită prin raportul :

$$RMC = A_d/A_{dc}, \quad (2.27)$$

care reflectă gradul de suprimare a semnalului de mod comun aplicat la intrare și care se dorește a fi cît mai mare ($10^4 - 10^5$).

Un alt parametru de catalog indică efectul asimetriei între etajele AD și este *tensiunea de dezechilibru sau de ofset* v_D . Ea este definită ca tensiunea diferențială de intrare căreia îi corespunde o tensiune diferențială nulă la ieșire :

$$v_D = v_{ID} \big|_{v_{oD} = 0}$$

Tensiunea de dezechilibru depinde de toleranțele de execuție ale microelementelor și este proporțională cu I/β . Se poate reduce prin micșorarea curentului de polarizare I , mărirea cîştigului de curent β și ajustarea (echilibrarea) rezistențelor de colector. Deși se poate compensa la un moment dat, ea poate varia în timp, mai ales sub influența temperaturii. Variația tensiunii de dezechilibru se numește *derivă*.

Alți parametri caracteristici AD sînt :

— *Rezistența de intrare pe mod diferențial*, care indică efectul variației tensiunii diferențiale v_{id} asupra curentului de intrare i_b :

$$R_{id} = \frac{v_{id}}{i_b} \bigg|_{v_{ic} = 0} = 2r_\pi = 2\beta/g_m \quad (2.28)$$

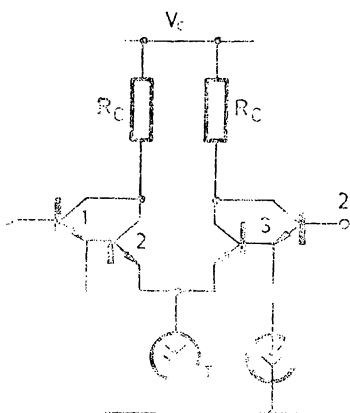


Fig. 2.22. Amplificator diferențial cu tranzistoare Darlington

— Rezistența de intrare pe mod comun indică efectul variației tensiunii de mod comun asupra curentului de intrare :

$$R_{ic} = \left. \frac{v_{ic}}{i_b} \right|_{v_{id} = 0} = \beta r_g, \quad (2.29)$$

r_g fiind rezistența de ieșire, de mare valoare, a sursei de curent constant.

Configurații de AD în circuitele analogice

Configurația clasică este reprezentată în figura 2.19, b, unde sursa de curent este o oglindă de curent, care poate fi unul din tipurile prezentate în figurile 2.6 și 2.7, sau o altă variantă îmbunătățită, care asigură impedanțe mari de ieșire.

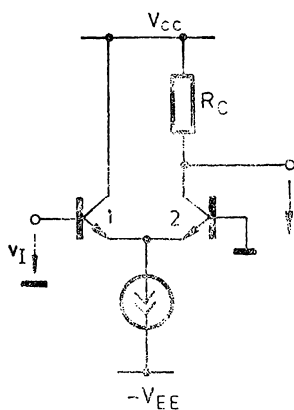
Mărirea rezistențelor R_c și micșorarea curenților I_B se face prin înlocuirea tranzistoarelor T_1 și T_2 cu perechi Darlington (fig. 2.22), avînd cîștig de curent ridicat ($\beta = \beta_1 \beta_2$), sau cu TECJ avînd rezistențe de intrare de ordinul $10^9 \Omega$ și curenți de grilă neglijabili (pA).

Etajul parafază (fig. 2.23, a) asigură o ieșire asimetrică și amplificările

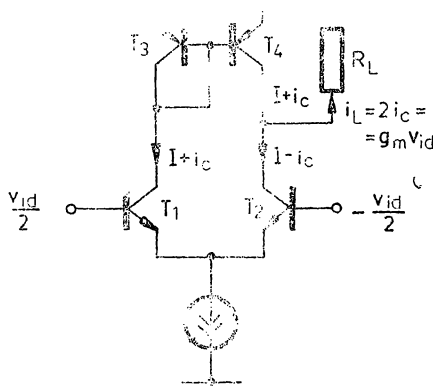
$$A_d = g_m R_c / 2, \quad G_m = g_m / 2 \quad (2.30)$$

Înlocuirea rezistoarelor pasive R_c prin rezistențe active (fig. 2.23, b) de tip oglindă de curent permite mărirea amplificării la valoarea

$$A_d = g_m R_0 = g_m (r_{onpn} \parallel r_{opnp}), \quad G_m = g_m, \quad (2.31)$$



a)



b)

2.23. AD cu ieșire asimetrică

a — etajul parafază; b — AD cu sarcină activă

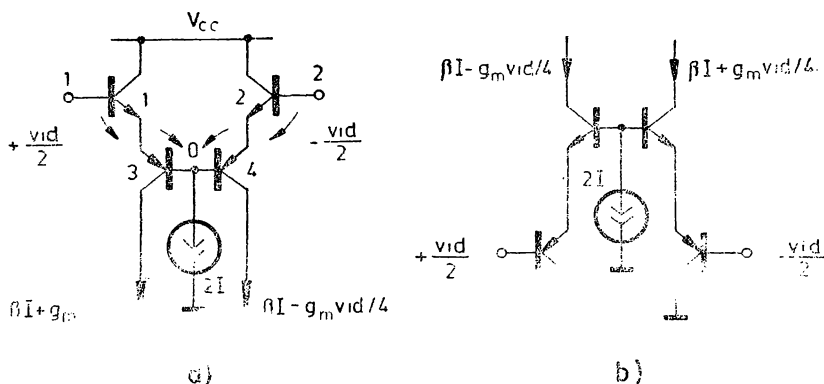


Fig. 2.24. AD cu cascodă colector comun — bază comună
a — cu tranzistoare *nnp* la intrare; b — cu tranzistoare *pnp*

unde r_0 sînt rezistențele de ieșire ale tranzistoarelor ($r_{0npn} \cong 130V/I_C$, $r_{0pnp} \cong \cong 50 V/I_C$).

Cascoda colector comun-bază comună (fig. 2.24) permite mărirea rezistenței de intrare ($4r_m$) și a rezistenței de ieșire ($R_0 = r_0\beta > 100 M\Omega$). Etajul prezintă o reacție capacitivă ieșire-intrare redusă, permițînd creșterea benzii frecvențelor de trecere a întregului circuit.

Etaje de ieșire

Aceste etaje debitează puterea necesară în sarcină și trebuie să asigure variația nedistorsionată a semnalului de ieșire în limite cît mai largi, impedanțe corespunzătoare de ieșire și un randament cît mai ridicat.

Se utilizează configurații diverse, cunoscute și în variantele discrete. Amplificatoarele în clasă A au un randament scăzut și un consum de putere ridicat, chiar cînd semnalul de ieșire este nul.

Mult mai favorabile apar etajele cu două tranzistoare în clasă B sau AB, care lucrează în *contratimp*, fiecare tranzistor conducînd numai o alternanță (pozitivă sau negativă). Cînd semnalul de intrare este nul, ambele tranzistoare sînt blocate sau sînt polarizate la un curent redus, astfel că puterea disipată este neglijabilă. Au deci un consum redus de c.c. și un randament ridicat, care poate atinge valori pînă la 78%.

Frecvent, se utilizează *etajul în contratimp cu tranzistoare complementare*, funcționînd în clasa B (fig. 2.25, a). Tranzistoarele intră în conducție doar cînd tensiunea bază emitor depășește valoarea de prag V_{BE}^Y , ca urmare în condițiile $(-V_{BE2}) \leq v_{BE} \leq V_{BE1}^Y$, ambele tranzistoare sînt blocate, caracteristica de transier (fig. 2.25, b) avînd o zonă de insensibilitate. Acest dezavantaj se elimină prin utilizarea circuitului din figura 2.26, a. Se observă că

$$v_0 = v_I + v_{D1} + v_{D2} - V_{BE1}^Y,$$

iar dacă diodele sînt pereche, de tip bază emitor, rezultă

$$v_0 \cong v_I + V_{BE1}^Y = v_I + \text{ct.}$$

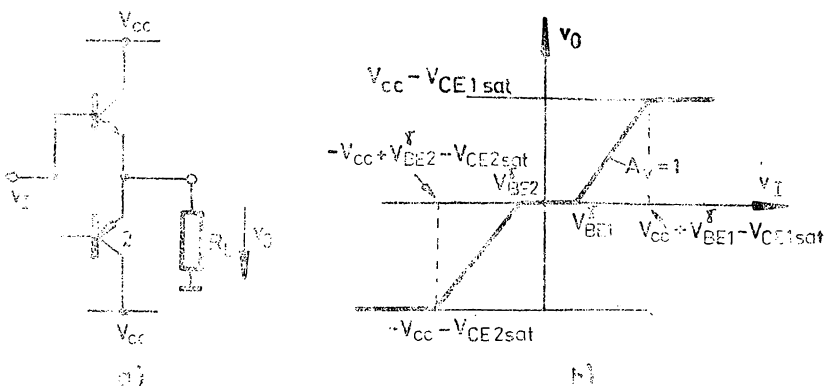


Fig. 2.25. Etaj de ieșire în contratimp cu tranzistoare complementare
a — schemă de principiu; b — caracteristica de transfer

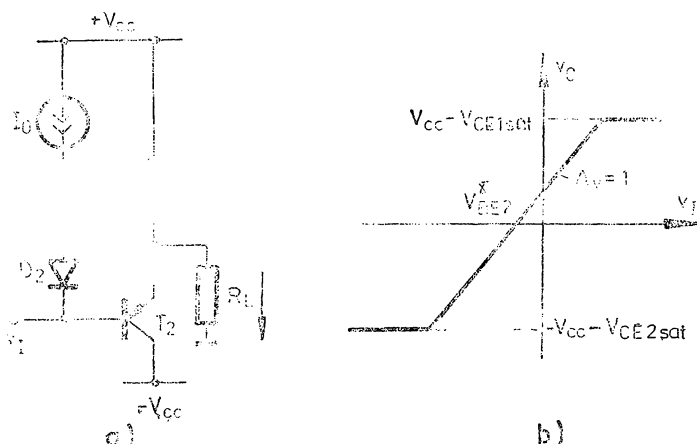


Fig. 2.26. Etaj de ieșire cu tranzistoare complementare și diode
a — schema de principiu; b — caracteristica de transfer

Prin urmare, ieșirea va prelua variațiile de la intrare, $v_o = v_i$, chiar pentru semnale v_i apropiate de zero, polarizarea tranzistoarelor fiind asigurată de către D_1 și D_2 . Caracteristica de transfer (fig. 2.26, b) va fi liniară, eliminându-se distorsiunile semnalului de ieșire în jurul valorii zero (numite distorsiuni de racordare). Tranzistorul integrat *pnp* este un tranzistor de substrat (fig. 2.1, c) avînd performanțe mai slabe, neputînd asigura în sarcină puteri mai mari de cîteva sute de mW.

Etajul în contratimp cu tranzistoare npn (fig. 2.27) elimină acest inconvenient. Tranzistorul T_1 funcționează în semiperioada negativă ca repetor pe emitor, iar T_2 în semiperioada pozitivă ca amplificator în conexiune emitor comun. Etajul asigură puteri de ieșire de ordinul W.

Protecția la scurtcircuit și limitarea curentului de sarcină se realizează de obicei cu tranzistoare care intră în conducție atunci cînd curentul de

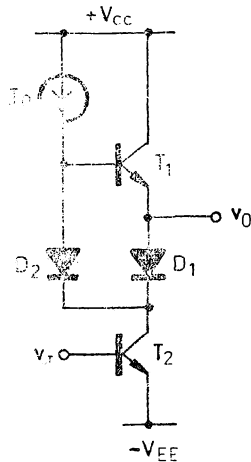


Fig. 2.27. Etaj de ieșire în contratimp cu tranzistoare de același tip

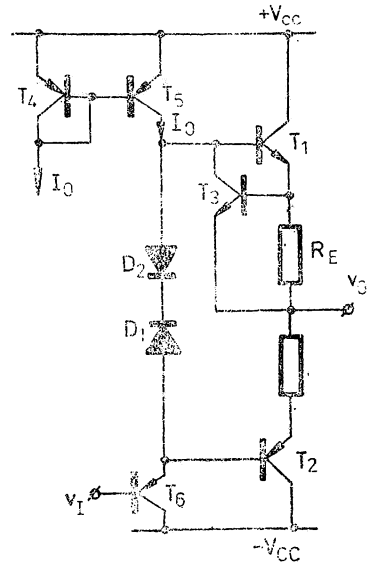


Fig. 2.28. Etaj de ieșire cu limitarea curentului în sarcină

sarcină depășește valoarea prescrisă. Un exemplu se indică în figura 2.28. Tranzistorul T_3 este polarizat cu o tensiune $I_L R_E$ proporțională cu curentul de sarcină. Când aceasta depășește pragul V_{BE} al tranzistorului, T_3 intră în conducție și furnizează în sarcină curentul constant V_{BE}/R_E .

Capitolul 3

CIRCUITE ANALOGICE LINIARE

După forma relației dintre semnalul de ieșire și cel de intrare, circuitele analogice se împart în circuite liniare și circuite neliniare. La *circuitele liniare* semnalul de ieșire este proporțional cu cel de intrare (eventual cu o întârziere în timp); la *circuitele neliniare* cele două semnale nu sînt proporționale.

Dintre circuitele electronice liniare, cele mai folosite sînt amplificatoarele electronice. După cum se știe, se numește *amplificator electronic* circuitul electronic liniar care furnizează la ieșire o putere mai mare decît cea primită la intrare. (Puterea primită la intrare comandă o putere mult mai mare, care circulă de la sursele de alimentare la ieșire). La un amplificator electronic cel puțin unul dintre semnalele de ieșire (tensiune și curent) este mai mare decît semnalul corespunzător de la intrare.

Majoritatea amplificatoarelor electronice folosite astăzi sînt realizate sub formă integrată monolitică. În capitolul de față descriem tipurile principale de amplificatoare electronice integrate cu destinație largă și trecem în revistă aplicațiile liniare mai importante în care sînt folosite.

3.1. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE (AO)

Amplificatoarele operaționale integrate (notate prescurtat AO) sînt componente universale de circuit, cu ajutorul cărora se poate realiza o diversitate extrem de mare de aplicații liniare și neliniare. Denumirea de *operaționale* are numai o justificare istorică, fiind motivată de faptul că primele amplificatoare de acest tip au fost folosite pentru realizarea unor operații matematice (adunare, integrare în raport cu timpul etc.) asupra tensiunilor electrice în calculatoarele electronice analogice. (Acele amplificatoare nu erau însă realizate sub formă integrată și nici măcar nu foloseau tranzistoare, ci tuburi electronice cu vid).

3.1.1. Descriere generală

Se numește *amplificator operațional (integrat)* un circuit integrat monolitic care conține tranzistoare, rezistoare și condensatoare și are :

- o amplificare în tensiune foarte mare, în regiunea liniară de funcționare
- o rezistență de intrare foarte mare ;
- o rezistență de ieșire foarte mică.

În ciuda faptului că poate conține pînă la cîteva zeci de microstructuri, un AO nu costă mai mult decît un tranzistor de putere medie.

Schematic, un AO constă din trei blocuri cu funcții distincte (figura 3.1); fiecare dintre ele poate fi constituit din unul sau mai multe etaje amplificatoare realizate cu tranzistoare integrate. Blocul de intrare este un *amplificator diferențial*, numit astfel deoarece amplifică diferența dintre cele două tensiuni de intrare v^+ și v^- . Blocul intermediar preia tensiunea furnizată de blocul de intrare și o prelucrează pentru a corespunde cerințelor blocului de ieșire. Ultimul bloc asigură curentul de ieșire necesar (uzual de ordinul a 10 mA) :

Primele AO au fost realizate în întregime cu tranzistoare bipolare (așa sînt tipurile 709 și 741). Ulterior s-au folosit tranzistoare cu efect de cîmp cu grilă joncțiune (TECJ) în etajul de intrare, pentru mărirea rezistenței de intrare. Recent s-au elaborat AO realizate exclusiv cu tranzistoare cu efect de cîmp metal-oxid-semiconductor (TECMOS), cu canal n [1].

În figura 3.2 este arătat simbolul geometric prin care se reprezintă un AO în schemele electronice. Borna de intrare notată cu semnul minus se numește *intrare inversoare*, iar cea notată cu semnul plus, *intrare neinversoare*. Justificarea acestor denumiri reiese din figura 3.3, în care toate tensiunile sînt măsurate față de o referință comună, masa montajului. (Cu a s-a notat amplificarea în tensiune a AO ; ea este un număr real pozitiv). Se observă că o tensiune v^+ aplicată la intrarea neinversoare apare la ieșire amplificată și cu semn neschimbat, în timp ce o tensiune v^- aplicată la intrarea inversoare apare amplificată și cu semn inversat. Expresia generală a tensiunii de ieșire, corespunzătoare situației din figura 3.3, c , este

$$v_o = a(v^+ - v^-) \quad (3.1)$$

sau

$$v_o = av_a, \quad (3.2)$$

dacă notăm

$$v_a = :v^+ - v^-. \quad (3.3)$$

Tensiunea v_a se numește *tensiune diferențială de intrare*. (Semnul „ $=$ ” înseamnă *egal prin notație sau prin definiție*.) În tabelul 1 sînt date cîteva exemple numerice, pentru cazul $a = 100000$.

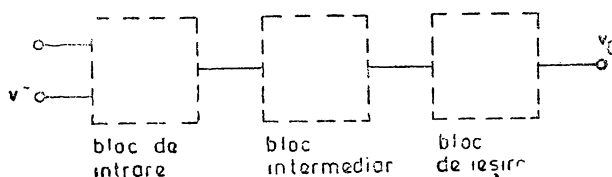


Fig. 3.1. Schema bloc a unui AO



Fig. 3.2. Simbolul geometric al unui AO

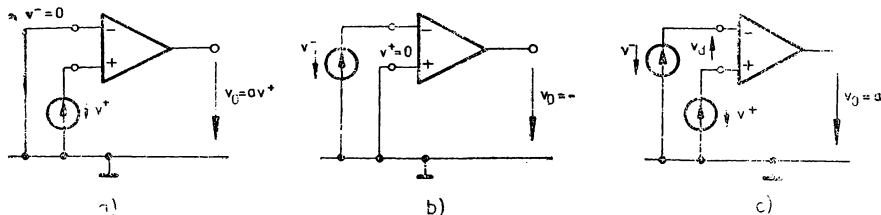


Fig. 3.3. Justificarea denumirilor bornelor de intrare ale AO

Tabelul 1.

Valorile tensiunii de ieșire a unui AO cu amplificarea $a = 100000$, în funcție de valorile tensiunilor de intrare (în volți)

v^+	0,0001	-0,0001	0	0	0,0001	10,0002
v^-	0	0	0,0001	-0,0001	0,0002	10,0001
v_0	10	-10	-10	10	-10	10

Observații. 1. Proprietățile intrărilor inversoare și neinversoare de a inversa semnul tensiunii, respectiv de a-l păstra neschimbat, decurg din modul în care este construit AO.

2. Semnele minus și plus notate în dreptul bornelor de intrare nu au nici o legătură cu semnele (polaritățile) tensiunilor v^- și v^+ aplicate respectiv la intrarea inversoare și la cea neinversoare; oricare din aceste tensiuni poate fi pozitivă sau negativă.

Dacă realizăm circuite avînd exact schemele din figura 3.3, nici unul dintre ele nu funcționează; tensiunea de ieșire nu depinde de valorile tensiunilor aplicate la intrări, ci este tot timpul egală cu zero. Explicația constă în faptul că simbolul din figura 3.2. este incomplet; de cîte ori îl întîlnim, trebuie să subînțelegem că orice AO are încă două borne, pentru legarea surselor de alimentare care furnizează energia electrică necesară funcționării. Figura 3.4 arată simbolul geometric completat cu aceste două borne. La una dintre ele se aplică tensiunea de alimentare V_+ pozitivă față de masă, iar la cealaltă, tensiunea V_- negativă față de masă.

Schema completă de conectare a unui AO este arătată în figura 3.5. Atragem atenția că majoritatea amplificatoarelor operaționale nu au bornă

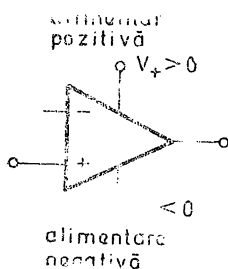


Fig. 3.4. Simbolul geometric al unui AO, completat cu bornele de alimentare

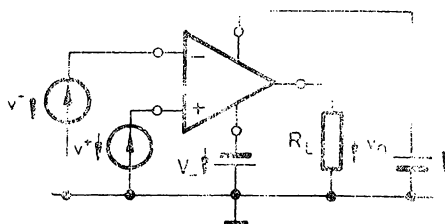


Fig. 3.5. Schema completă de conectare a unui AO

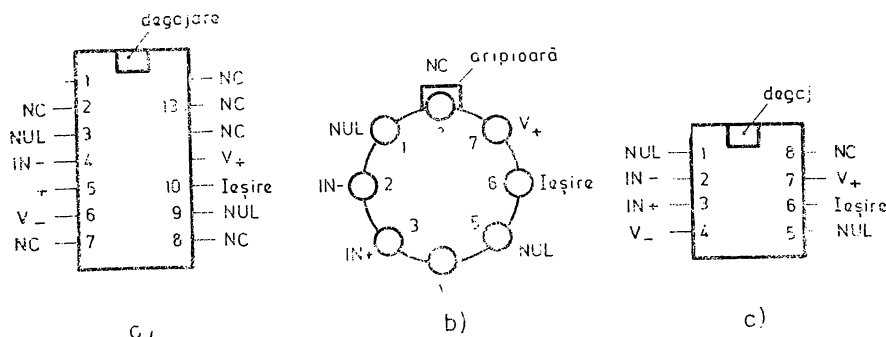


Fig. 3.6. Cele trei capsule ale amplificatoarelor operaționale $\beta A 741$ (NC = : neconectat; IN- = intrare inversoare; IN+ = : intrare neinversoare.)

de masă; de aceea, folosirea unui simbol cu bornă de masă este în general greșită.

La AO uzuale (de exemplu $\beta A 741$) valorile tipice ale tensiunilor de alimentare sînt $V_+ = 15\text{ V}$ și $V_- = -15\text{ V}$, iar valorile limită absolută sînt $V_+ = 22\text{ V}$ și $V_- = -22\text{ V}$, adică 44 V între bornele de alimentare. Există și AO care lucrează cu tensiuni de alimentare nesimetrice față de masă, cum ar fi $V_+ = 12\text{ V}$ și $V_- = -6\text{ V}$, sau care pot lucra cu o singură sursă de alimentare. De exemplu, cele patru AO din circuitul integrat cuadruplu $\beta M 324$ pot lucra cu $V_+ = 5\text{ V}$ și $V_- = 0\text{ V}$.

În figura 3.6 sînt arătate cele trei capsule ale amplificatoarelor operaționale $\beta A 741$ [3]. Terminalele capsulei se numerează în sens antiorar, dacă se privește „desus”, adică din partea opusă terminalelor. La capsulele paralelipipedice (figura 3.6, a și c) terminalul 1 este primul terminal care se întîlnește pornind în sens antiorar de la o degajare (scobitură). La capsula cilindrică (figura 3.6, b) lingă terminalul 8 se află o aripioară (ureche, cheie).

3.1.2. Amplificatorul operațional fără reacție. Amplificatorul operațional cu reacție negativă

Dacă neglijăm neajunsurile unui AO, caracteristica lui de transfer în tensiune (tensiunea de ieșire v_o în funcție de tensiunea diferențială de intrare v_d) are forma din figura 3.7. Se constată că ea prezintă o regiune centrală, cu panta constantă și pozitivă, încadrată de două paliere orizontale. În regiunea centrală funcționarea AO este liniară (tensiunea de ieșire este proporțională cu tensiunea diferențială de intrare) și panta caracteristicii este prin definiție amplificarea în tensiune a . Pentru ca un circuit cu AO să fie liniar, este necesar ca funcționarea AO să aibă loc numai în regiunea liniară a caracteristicii lui.

Regiunea centrală este limitată la valori ale tensiunii de ieșire care depind de tensiunile de alimentare. Anume, dacă tensiunea de intrare v_d crește astfel încît tensiunea de ieșire se apropie pînă la 1–2 V de tensiunea

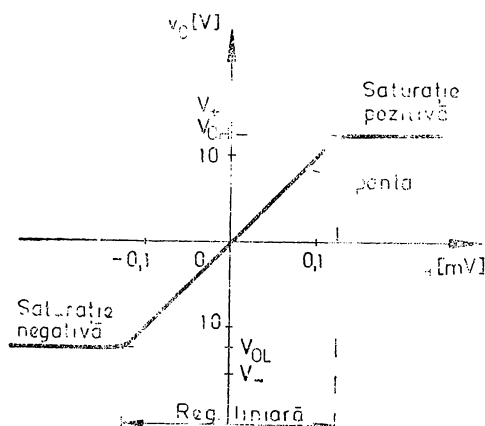


Fig. 3.7. Caracteristica de transfer în tensiune, $v_o = v_o(v_d)$, a unui AO

de alimentare V_+ , etajul de ieșire al AO (ultimul etaj din blocul de ieșire) se saturează; ca urmare, la creșterea în continuare a tensiunii v_d tensiunea de ieșire rămâne constantă. Același lucru se întâmplă dacă tensiunea de ieșire scade apropiindu-se pînă la 1–2 V de tensiunea V_- . Limita superioară a tensiunii de ieșire se numește *tensiune de saturație pozitivă* (o vom nota V_{OH}), iar cea inferioară, *tensiune de saturație negativă* (o vom nota V_{OL}).

Amplificatoarele operaționale au numeroase neajunsuri, dintre care menționăm: tensiunea de ieșire este diferită de zero cînd $v_d = 0$ și

ambele intrări sînt scurtcircuitate la masă (abaterea tensiunii de ieșire față de zero se numește *tensiune de dezechilibru* — sau *de offset* — la ieșire); peste o anumită frecvență a semnalului de intrare amplificarea a scade la creșterea acestei frecvențe; valoarea amplificării a diferă mult de la un exemplar la altul de același tip. Majoritatea neajunsurilor AO sînt atenuate considerabil dacă se adaugă la AO o reacție negativă. De aceea, toate circuitele liniare cu AO sînt circuite cu reacție negativă. (Din acest motiv, cînd este vorba de AO însuși nu se spune pur și simplu AO, ci se adaugă „fără reacție” sau „cu bucla de reacție deschisă”).

Un circuit cu AO se numește *cu reacție* dacă transmite semnalul nu numai de la intrarea AO spre ieșirea lui, ci și de la ieșirea lui spre intrare. În timp ce prima transmisie are loc datorită proprietăților interne ale AO, pentru a realiza cea de a doua transmisie este necesar să adăugăm elemente de circuit în exteriorul AO, între ieșirea și intrarea lui. Reacția se numește *negativă* dacă introducerea ei micșorează răspunsul AO la un semnal aplicat din exterior la intrarea circuitului; reacția se numește *pozitivă* dacă introducerea ei mărește răspunsul AO. Se poate arăta că rezultă în general o reacție *negativă* dacă se introduc elemente de circuit între ieșirea AO și intrarea lui *inversoare*, și o reacție *pozitivă* dacă aceste elemente se introduc între ieșirea AO și intrarea lui *neinversoare*.

Trebuie să subliniem însă că introducerea unei reacții negative atenuează nu numai neajunsurile AO, ci și proprietățile lui favorabile; în principal, ea micșorează valoarea amplificării în tensiune a circuitului. Din fericire, valorile amplificării fără reacție a sînt mult mai mari decît cele necesare în practică, astfel încît micșorarea amplificării nu constituie un dezavantaj.

3.1.3. Amplificatorul operațional cu amplificare infinită și reacție negativă

Valoarea foarte mare a amplificării în tensiune a amplificatoarelor operaționale permite introducerea unei idealizări care simplifică foarte mult studiul circuitelor liniare cu AO și reacție negativă. Anume, se admite că amplificarea AO este infinită

$$a \rightarrow \infty. \quad (3.4)$$

(Erorile introduse astfel sînt în mod uzual mai mici decît 0,1%). Prezintă în continuare consecințele acestei idealizări.

În teoria amplificatoarelor cu reacție negativă se arată că, dacă amplificarea amplificatorului de bază dintr-un circuit cu reacție negativă tinde la infinit, semnalul de intrare în amplificator tinde la zero, iar amplificarea întregului circuit depinde numai de calea de reacție [4]. Fără a face apel la teoria respectivă putem arăta următoarele.

În regiunea liniară de funcționare a AO tensiunea lui de ieșire v_o este finită, iar ecuația caracteristicii de transfer în tensiune are forma (3.3), care mai poate fi scrisă

$$v_d = v_o/a.$$

Dacă amplificarea a devine infinită rezultă

$$v_d = 0. \quad (3.5)$$

Tensiunea diferențială de intrare este egală cu zero.

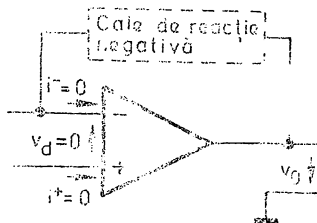
Pe de altă parte, rezistența diferențială r_i de intrare în AO (rezistența dintre cele două intrări) este diferită de zero (în general este foarte mare). Din egalitatea (3.5) și legea lui Ohm, $i_i = v_d/r_i$, rezultă că și curenții de intrare în AO sînt egali cu zero (figura 3.8):

$$i^- = 0, \quad (3.6, a)$$

$$i^+ = 0. \quad (3.6, b)$$

(O analiză mai completă arată că ipoteza unor curenți de intrare nuli implică neglijarea curenților de polarizare la intrarea AO, care sînt necesari pentru funcționarea tranzistoarelor din primul etaj al AO și nu depind de v_d).

Fig. 3.8. AO cu amplificarea în tensiune infinită și reacție negativă, pentru $V_{OL} < v_o < V_{OH}$



* Relațiile (3.5) și (3.6) reprezintă ecuațiile fundamentale folosite în analiza și proiectarea simplificată a circuitelor liniare cu AO și reacție negativă.

Dacă înlocuim valorile (3.4) și (3.5) în ecuația (3.3) obținem

$$v_0 = \infty \cdot 0. \quad (3.7)$$

Admițind ipoteza că amplificarea în tensiune a AO este infinită, tensiunea de ieșire nu poate fi deci determinată din proprietățile AO. Calea de reacție negativă stabilește însă o legătură suplimentară între ieșirea și intrarea circuitului; exprimată matematic, această legătură permite determinarea tensiunii de ieșire v_0 (și deci a amplificării circuitului cu reacție negativă).

Într-un caz simplu, dar întâlnit foarte des în aplicații, calea de reacție constă dintr-o rezistență R (figura 3.9). Să determinăm expresia tensiunii de ieșire în funcție de potențialul intrării inversoare, de curentul care vine din exterior spre intrarea inversoare și de rezistența de reacție.

Din teorema lui Kirchhoff pentru curenți (TKI) aplicată în nodul intrării inversoare și condiția (3.6, a) rezultă

$$i = i_i. \quad (3.8)$$

Curentul care vine din exterior spre nodul intrării inversoare trece în întregime prin rezistența de reacție R .

Dacă aplicăm teorema lui Kirchhoff pentru tensiuni (TKV) pe conturul masă-nodul intrării inversoare-rezistența R -nodul ieșirii-masă,

$$v_0 = v^- - Ri,$$

și înlocuim relația procedentă, obținem expresia dorită

$$v_0 = v^- - Ri_i. \quad (3.9)$$

Tensiunea de ieșire este egală cu diferența dintre potențialul intrării inversoare față de masă și căderea de tensiune pe rezistența de reacție.

Subliniem faptul că relațiile (3.8) și (3.9) sînt valabile indiferent de circuitele particulare legate la intrările și la ieșirea AO (în dreptunghiurile trasate cu linie întreruptă în figura 3.9).

Pentru particularizarea discuției de mai sus, în figura 3.10 este dată schema unui circuit real foarte simplu cu AO și reacție negativă. Deoarece $i_i = i_s$, relația (3.8) arată că prin rezistența R trece un curent independent de valoarea acestei rezistențe și egal cu curentul sursei de curent aplicate

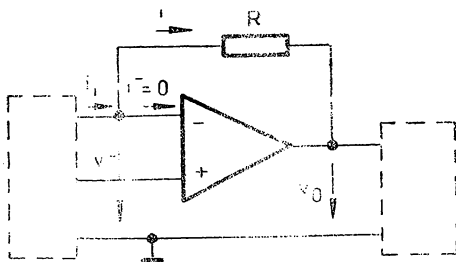


Fig. 3.9. AO cu o rezistență R de reacție negativă

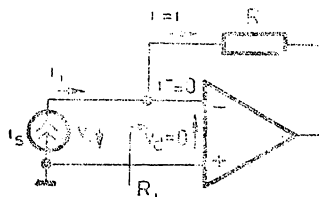


Fig. 3.10. Circuit simplu cu AO și reacție negativă

la intrare. Din egalitățile $i_i = i_s$ și $v_i = -v_d$ și condiția (3.5) rezultă că rezistența de intrare pe care o vede sursa de curent,

$$R_i = v_i / i_i = -v_d / i_s,$$

este egală cu zero.

3.1.4. Conexiunile liniare de bază ale AO cu reacție negativă

Prin completarea circuitului alcătuit din AO și rezistența R de reacție negativă (figura 3.9) cu o rezistență R^- și o rezistență de sarcină R_L obținem o configurație care stă la baza unui mare număr de circuite liniare cu AO (figura 3.11). Ea are două intrări (A și B) și o ieșire (C). Intrarea A este legată prin R^- la intrarea inversoare a AO și reprezintă *intrarea inversoare* a structurii; intrarea B coincide cu intrarea neinversoare a AO și reprezintă *intrarea neinversoare* a structurii.

Dacă folosim una sau cealaltă dintre intrările A și B, iar intrarea a doua o scurtcircuităm la masă, obținem două circuite pe care le numim *conexiunile liniare de bază ale AO cu reacție negativă*. Datorită proprietăților intrărilor, conexiunea care folosește intrarea A este inversoare, iar cea care folosește intrarea B este neinversoare.

În cele ce urmează determinăm amplificarea în tensiune și rezistența de intrare ale celor două conexiuni, folosind ipoteza că amplificarea în tensiune a AO este infinită.

1° *Conexiunea inversoare* are schema principală din figura 3.12. Tensiunea de intrare v_s se aplică între intrarea inversoare a structurii și masă.

Pentru a determina amplificarea în tensiune a conexiunii,

$$A_v = v_c / v_s, \quad (3.10)$$

folosim relația (3.9), din care trebuie să eliminăm mărimile v^- și i_i . Din condiția (3.5) și faptul că potențialul intrării neinversoare a AO este zero rezultă că potențialul intrării inversoare a AO este și el zero.

$$v^- = 0. \quad (3.11)$$

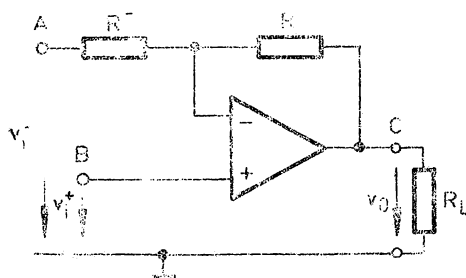


Fig. 3.11. Structura de bază a circuitelor liniare cu AO și reacție negativă

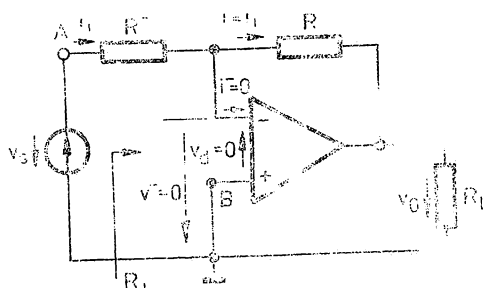


Fig. 3.12. Conexiunea inversoare a structurii de bază cu AO și reacție negativă

Intrarea inversoare a AO are deci potențialul masei, fără însă a fi scurt-circuitată la masă; de aceea, în cazul acestei conexiuni ea se numește *punct de masă virtual*.

Din relația (3.11) rezultă că tensiunea de intrare cade în întregime pe rezistența R^- astfel încât

$$i_i = G^- v_s. \quad (3.12)$$

Înlocuind ultimele două expresii în relația (3.9) obținem apoi din relația (3.10)

$$A_v = -R/R^- = -RG^-. \quad (3.13)$$

Amplificarea în tensiune este negativă (conexiunea inversoare inversează semnul tensiunii) și egală în modul cu raportul dintre rezistența de reacție R și rezistența R^- . În practică, valorile modulului sînt cuprinse între zero (pentru $R = 0$) și câteva mii.

Pentru rezistența de intrare.

$$R_i = v_s/i_i, \quad (3.14)$$

unde i_i are expresia (3.12), obținem

$$R_i = R^-. \quad (3.15)$$

Rezistența de intrare este egală cu rezistența legată între intrarea conexiunii inversoare și intrarea inversoare a AO.

2° *Conexiunea neinversoare* are schema principală din figura 3.13. Tensiunea de intrare v_s se aplică între intrarea neinversoare a structurii și masă.

Din faptul că potențialul intrării neinversoare este $v^+ = v_s$ și condiția (3.5) rezultă

$$v^- = v_s. \quad (3.16)$$

Intrarea inversoare a AO se află la același potențial cu intrarea conexiunii. Căderea de tensiune pe rezistența R^- este deci și aici egală cu v_s , însă orientată de la dreapta spre stînga, astfel încît

$$i_i = -G^- v_s. \quad (3.17)$$

Înlocuind ultimele două expresii în relația (3.9) obținem, după câteva calcule,

$$A_v = 1 + RG^-. \quad (3.18)$$

Amplificarea în tensiune este pozitivă (conexiunea neinversoare nu inversează semnul tensiunii) și egală cu suma dintre unitate și raportul rezistențelor R și R^- . Valoarea minimă, egală cu unitatea, se obține pentru $R = 0$ sau/și $R^- = \infty$.

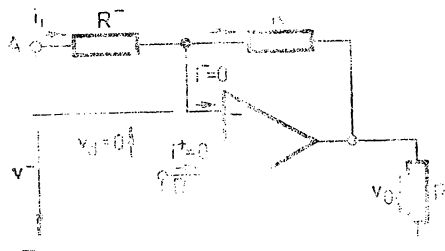


Fig. 3.13. Conexiunea neinversoare a structurii de bază cu AO și reacție negativă

Rezistența de intrare,

$$R_i = v_s/i^+, \quad (3.19)$$

rezultă infinită:

$$R_i = \infty. \quad (3.20)$$

3.1.5. Aplicații

Circuitele liniare cu AO și reacție negativă au aplicații foarte variate. Întrucât amplificatoarele operaționale sînt amplificatoare de tensiune, aplicația directă a circuitelor liniare cu AO și reacție negativă o constituie amplificatoarele de tensiune. Modificînd însă mai mult sau mai puțin conexiunile liniare de bază, se obțin alte circuite, cu o diversitate aproape nelimitată de aplicații, dintre care unele au roluri care diferă considerabil de rolurile amplificatoarelor de tensiune.

În secțiunea de față descriem cîteva dintre aplicațiile principale ale circuitelor liniare cu AO și reacție negativă. Nu ne oprim asupra unor circuite care intră în tematica tratată de capitolele următoare.

1° *Amplificatoare de tensiune continuă.* Prin amplificatoare de tensiune continuă înțelegem circuitele electronice capabile să amplifice o tensiune constantă în timp. (Desigur, ele pot amplifica și o tensiune variabilă în timp, dacă viteza de variație nu este prea mare). În funcție de aplicația particulară considerată, amplificatoarele de tensiune continuă se folosesc pentru realizarea unuia sau mai multora dintre rolurile lor principale: amplificarea puterii, amplificarea tensiunii și modificarea rezistențelor văzute de sursa de excitație și de sarcină. (Datorită faptului că la ieșire configurația reacției este de tip paralel, structura de bază realizează o reacție de tensiune, care micșorează foarte mult rezistența de ieșire, așa încît amplificatoarele de tensiune continuă cu AO și reacție negativă se comportă la ieșire aproape ca o sursă ideală de tensiune. Se poate arăta că $R_i/r_o = A_v/a$, unde R_o și r_o sînt respectiv rezistențele de ieșire a întregului circuit și a AO, iar A_v și a sînt respectiv amplificările în tensiune a întregului circuit și a AO. De exemplu, pentru $a = 100000$, $r_o = 100\Omega$ și $A_v = 100$ rezultă $R_i = 0,1\Omega$).

Ca amplificatoare de tensiune continuă se pot folosi conexiunile liniare de bază ca atare. Astfel, conexiunea inversoare (figura 3.12) se poate folosi ca *amplificator inversor* de tensiune continuă. Amplificarea în tensiune A_v se calculează cu relația (3.13); ea este negativă și are modulul cuprins de obicei între unitate și 1000. De pildă, alegînd $R = 100\text{ k}\Omega$ și $R^- = 10\text{ k}\Omega$, rezultă $A_v = -10$, iar alegînd $R = R^- = 100\text{ k}\Omega$, rezultă $A_v = -1$. În ultimul caz circuitul servește numai la inversarea semnului (fazei) unei tensiuni.

În mod analog, conexiunea neinversoare (figura 3.13) se poate folosi ca *amplificator neinversor* de tensiune continuă. Amplificarea în tensiune A_v se calculează cu relația (3.18); ea este pozitivă și are valori cel puțin egale cu unitatea. De exemplu, alegînd $R = R^- = 100\text{ k}\Omega$, rezultă $A_v = 2$, iar alegînd $R = 100\text{ k}\Omega$ și $R^- = 10\text{ k}\Omega$ rezultă $A_v = 11$.

Observație. În practică, atât conexiunea inversoare cât și cea neinversoare se folosesc puțin modificate. Anume, în serie cu intrarea neinversoare a AO se introduce o rezistență R^+ , a cărei valoare se calculează cu relația :

$$R^+ = R || R^- \quad (3.21)$$

Ea are scopul de a micșora efectul (nedorit) al curenților de polarizare la intrările AO.

Un caz particular al amplificatorului neinversor, important în aplicații, îl constituie *repetorul de tensiune cu AO*, la care $A_v = 1$; schema cea mai simplă se obține pentru $R = 0$ și $R^- = \infty$ (figura 3.14). Utilitatea repetorului decurge din rezistența sa de intrare foarte mare — în mod ideal infinită, conform relației (3.20) — și rezistența de ieșire foarte mică. El se folosește ca etaj tampon între o sursă de excitație și o sarcină, atunci cînd este necesar ca prima să nu simtă încărcarea produsă de ultima. (Pentru concretizare, amintim că la repetorul realizat cu AO de tip 741 rezistența de intrare poate atinge cîteva $G\Omega$ la frecvențe joase).

În afară de realizarea unor amplificatoare de tensiune continuă prin folosirea conexiunilor liniare de bază ca atare, se mai poate realiza un amplificator prin „suprapunerea” celor două conexiuni, adică folosind ambele intrări ale structurii de bază din figura 3.11. Aplicînd metoda suprapunerii efectelor, tensiunea de ieșire se obține în acest caz prin adunarea tensiunii de ieșire a conexiunii neinversoare, calculată utilizînd relația (3.18), cu tensiunea de ieșire a conexiunii inversoare, calculată utilizînd relația (3.13) :

$$v_o = (1 + RG^-)v_i^+ - RG^-v_i^- \quad (3.22)$$

(Notațiile corespund figurii 3.11). Datorită schimbării de semn introduse de conexiunea inversoare, tensiunea de ieșire este egală cu *diferența* (ponderată) a celor două tensiuni de intrare, motiv pentru care acest circuit se numește *amplificator diferențial*.

În cele mai multe aplicații prezintă interes situația în care coeficienții celor două tensiuni de intrare sînt egali în valoare absolută (modulele amplificărilor față de cele două intrări sînt egale). În scopul egalizării amplificărilor se intercalează între intrarea neinversoare a structurii și cea a AO un divizor de tensiune format din rezistențele R_3 și R_4 (figura 3.15), care satisfac relația

$$R_3/R_4 = R_1/R_2 \quad (3.23)$$

Rezultă

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_i^+ - v_i^-) \quad (3.24)$$

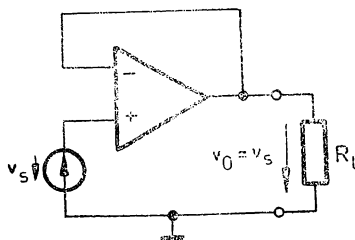


Fig. 3.14. Repetorul de tensiune cu AO și reacție negativă

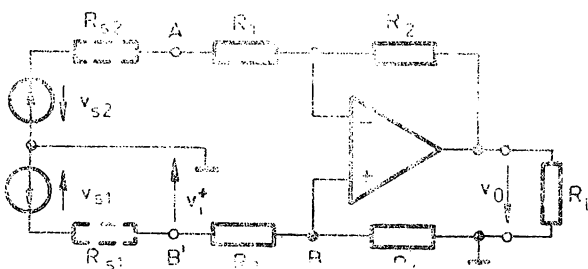


Fig. 3.15. Amplificator diferențial cu un AO și reacție negativă

În practică, sursele care furnizează semnalele v_i^+ și v_i^- nu sînt surse ideale de tensiune, ci au rezistențele de ieșire nenule R_{s1} și R_{s2} , desenate cu linie întreruptă în figura 3.15. Raportate la tensiunile de mers în gol ale surselor de excitație, ultimele două relații se scriu.

$$(R_3 + R_{s1})/R_3 = (R_1 + R_{s2})/R_2, \quad (3.23')$$

$$v_c = \frac{R_2}{R_1 + R_{s2}} (v_{s1} - v_{s2}). \quad (3.24')$$

De regulă, circuitul se folosește ca amplificator de măsură (de exemplu pentru amplificarea semnalelor unor traductoare), caz în care diferența $(v_{s1} - v_{s2})$ poate fi foarte mică, de ordinul milivolților sau mai puțin, în timp ce valorile tensiunilor v_{s1} și v_{s2} sînt mult mai mari, de ordinul volților. Pentru ca circuitul să nu fie afectat de valorile celor două tensiuni, ci numai de diferența lor, trebuie rezolvate unele probleme legate de prezența rezistențelor R_{s1} și R_{s2} . Aceste probleme, împreună cu soluțiile respective, sînt discutate în capitolul 8.

2° *Amplificatoare de tensiune alternativă.* Prin amplificatoare de tensiune alternativă înțelegem circuitele electronice care sînt capabile să amplifice o tensiune variabilă în timp, dar nu sînt capabile să amplifice o tensiune constantă în timp. Mai exact spus, ele nu amplifică tensiuni a căror viteză de variație (sau frecvență, în cazul unei variații periodice) scade sub o anumită valoare. Această proprietate se obține înseriind condensatoare pe traseul semnalului.

Condensatoarele blochează trecerea tensiunii continue și a oricăror variații mai lente decît variațiile semnalului util. În particular, ele blochează transmiterea variațiilor punctelor statice de funcționare ale tranzistoarelor aflate în interiorul AO sau, eventual, în afara lui. Se evită astfel amplificarea lor, care ar putea perturba funcționarea AO.

Trebuie avut însă grijă să nu fie blocată trecerea curenților continui de polarizare la intrările AO, necesari pentru funcționarea corectă a tranzistoarelor din etajul de intrare al AO. Dacă este cazul, se adaugă rezistențe prin care se creează căi speciale pentru închiderea lor.

Cele mai simple amplificatoare de tensiune alternativă se realizează prin completarea cu condensatoare a conexiunilor liniare de bază. Se obțin astfel schemele amplificatorului inversor și amplificatorului neinversor, arătate în figura 3.16.

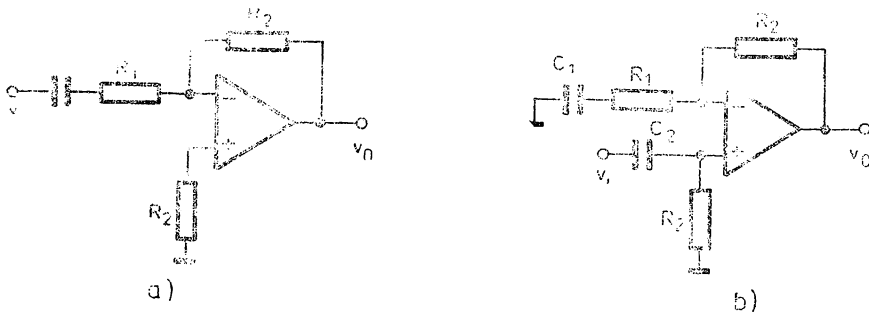


Fig. 3.16. Cele mai simple scheme de amplificatoare de tensiune alternativă cu AO: a — amplificator inversor; b — amplificator neinversor

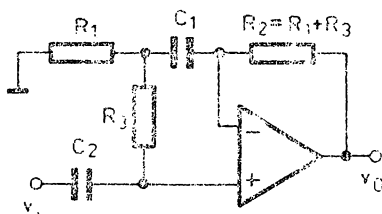


Fig. 3.17. Amplificator neinvertor de tensiune alternativă, cu impedanța de intrare mărită prin metoda urmăririi de potențial

Dacă sînt îndeplinite condițiile

$$R_1 \gg 1/\omega C_1, \quad R_2 \gg 1/\omega C_2, \quad (3.25)$$

pentru pulsația minimă ω a semnalului, amplificările în tensiune ale celor două montaje au aceleași expresii ca ale amplificatoarelor corespunzătoare de tensiune continuă.

Menționăm că în schema din figura 3.16, b nu poate lipsi rezistența R_2 legată la intrarea neinvertor a AO, ea fiind necesară pentru închiderea curentului de polarizare la această intrare. Ca urmare, chiar dacă idealizăm AO, amplificatorul neinvertor de tensiune alternativă nu mai are rezistența de intrare infinită, ca cel de tensiune continuă, ci finită și egală cu R_2 . În scopul măririi rezistenței echivalente de intrare se poate folosi metoda urmăririi de potențial (bootstrap) [4], așa cum se arată în figura 3.17. Calculul impedanței de intrare Z_i a ultimului montaj conduce la expresia :

$$Z_i = 1/j\omega C_2 + R_1 + R_3 + j\omega R_1 R_3 C_1. \quad (3.26)$$

Valoarea mare a impedanței Z_i se datorește ultimului termen, deoarece ca urmare a primeia dintre relațiile (3.25) produsul $\omega R_1 C_1$ este mult mai mare decît unitatea.

Amplificatoarele considerate se comportă ca filtre trece bandă, frecvența de tăiere inferioară fiind determinată de circuitul din exteriorul AO, iar cea de tăiere superioară, de răspunsul în frecvență al AO. De regulă, cele două frecvențe de tăiere permit utilizarea circuitelor ca amplificatoare de audiofrecvență, așa cum ilustrăm prin următoarele exemple.

În figura 3.18, a este arătată schema de principiu a unui *preamplificator pentru cap magnetic de redare*. În esență, el este un amplificator neinvertor de tensiune alternativă de a.f., realizat cu un AO, care prezintă însă două particularități. La intrare este cuplat un condensator C în paralel cu bobina L a capului magnetic, în scopul accentuării frecvențelor înalte. În circuitul de reacție este cuplat un condensator C_2 în paralel cu rezistența R_3 , creîndu-se o reacție negativă dependentă de frecvență, care accentuează frecvențele joase.

Expresia amplificării în tensiune este

$$A_v = \frac{R_2 + \frac{R_3}{1 + j\omega C_2 R_3}}{R_1} + 1. \quad (3.27)$$

În figura 3.18, b este dată schema cu valorile componentelor corespunzătoare unui cap magnetic de tip TESLA ANP 935 ($L = 14$ mH) și unui AO de tip 741. În cazul utilizării unui alt tip de cap magnetic trebuie

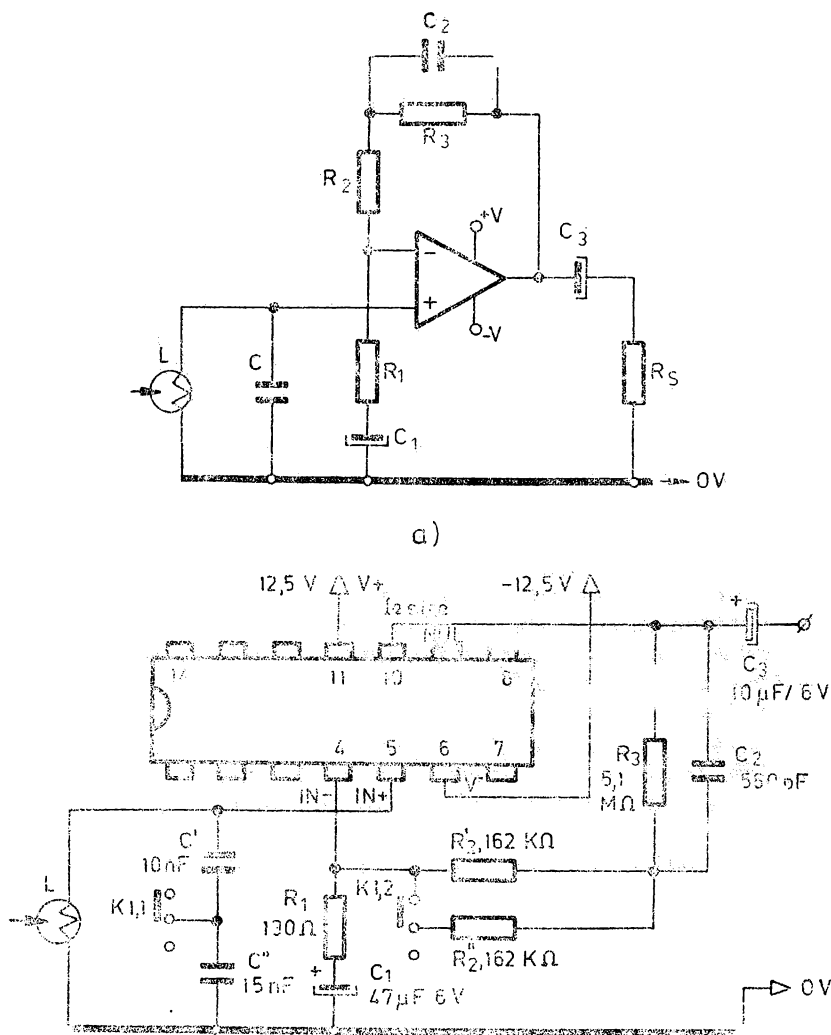


Fig. 3.18. Preamplificator pentru cap magnetic de redare:
a — schema de principiu; b — schema cu valorile componentelor

modificate valorile componentelor C' , C'' și R_1 . Toate rezistențele din montaj sînt cu peliculă metalică, în scopul reducerii zgomotului de fond. Comutatorul K_1 realizează modificarea caracteristicii de frecvență în funcție de viteza de antrenare a benzii magnetice. Poziția indicată în figură corespunde vitezei de 19,05 cm/s și asigură o caracteristică de frecvență constantă între 30 și 18000 Hz. Cealaltă poziție a comutatorului corespunde vitezei de 9,53 cm/s. Amplificarea în tensiune a montajului se poate regla prin modificarea rezistenței R_1 .

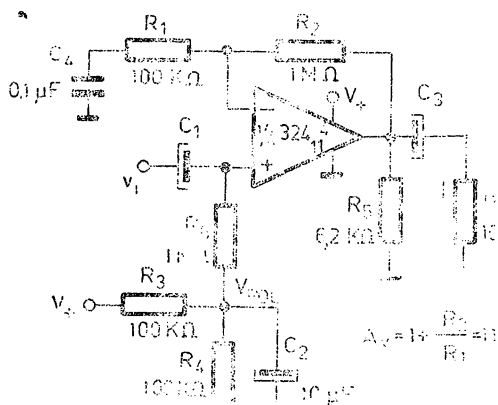


Fig. 3.19. Amplificator neinvorsor de tensiune alternativă, alimentat de la o singură sursă

une alternativă alimentate de la o singură sursă. Este însă necesară aplicarea unei tensiuni continue de polarizare la una dintre intrările AO, deoarece numai astfel tensiunea de ieșire va putea varia în ambele sensuri față de valoarea ei în absența excitației (valoarea ei statică). Un exemplu de amplificator neinvorsor de tensiune alternativă, alimentat de la o singură sursă, este arătat în figura 3.19.

Dacă puterea necesară la ieșirea amplificatorului de tensiune alternativă depășește capacitatea AO disponibil, se adaugă unul sau mai multe etaje amplificatoare cu tranzistoare discrete de putere. În figura 3.20 este arătată, ca exemplu, schema unui amplificator invorsor având amplificarea în tensiune $A_v = -R_2/R_1 = -27$. Când tensiunea de intrare este negativă conduce tranzistorul T_1 , iar când este pozitivă conduce T_2 . Dacă factorul

Principalele performanțe ale montajului sînt:

caracteristica de frecvență
 9,53 cm/s ... 30 – 14000 Hz
 19,05 cm/s ... 30 – 18000 Hz
 tensiune nominală la ieșire ...
 1 V~
 impedanța sarcinii ... $\geq 10 \text{ k}\Omega$
 raport semnal/zgomot ... 50 dB.

În toate exemplele descrise pînă aici amplificatoarele operaționale folosite sînt alimentate de la două surse. Dacă se folosesc amplificatoare operaționale care permit alimentarea de la o singură sursă, pot fi realizate și amplificatoare de tensi-

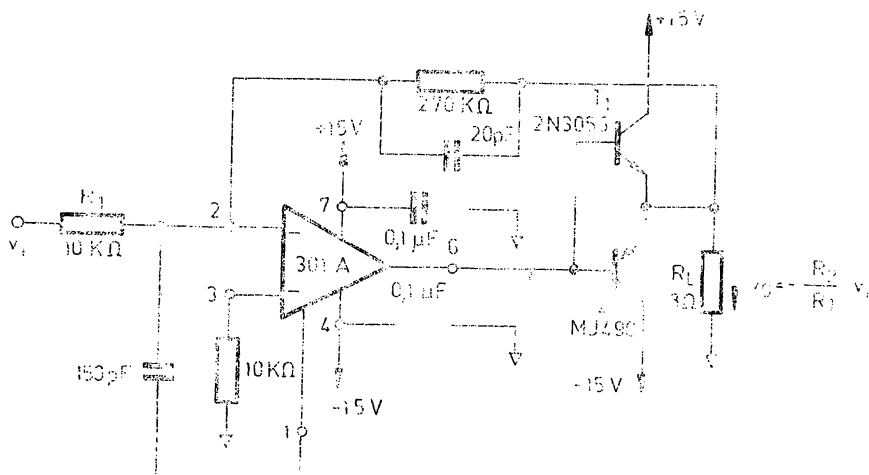


Fig. 3.20. Amplificator audio de putere cu AO și tranzistoare discrete

de amplificare în curent al tranzistoarelor este mare ($\beta \geq 100$), etajul cu tranzistoare extinde domeniul curentului de ieșire de la aproximativ 10 mA, cât permite AO, la cel puțin 1 A.

Caracteristica de frecvență a amplificatorului este practic constantă pînă la 20 kHz. Puterea de ieșire maximă, furnizată unui difuzor cu rezistența de 8 ohmi (sau 4 ohmi) este de aproximativ 5 W.

3° *Circuite pentru adunarea și pentru scăderea tensiunilor.* Există aplicații în care din mai multe tensiuni trebuie obținută una singură, prin operații de adunare și scădere. (Ca exemple menționăm mixarea unor semnale de a.f., calculul valorii medii a mai multor semnale etc.). Pentru adunarea și scăderea tensiunilor pot fi folosite circuite simple, formate numai din rezistențe, dar ele au neajunsul că rezultatul operațiilor efectuate depinde de valoarea sarcinii, precizia obținută variind odată cu valoarea sarcinii. Se face atunci apel la circuitele liniare cu AO și reacție negativă, care elimină aceste neajuns. (De altfel, una dintre primele și cele mai răspândite aplicații ale AO a fost calculul analogic). Într-adevăr, datorită faptului deja amintit că rezistența lor de ieșire este foarte mică, rezultatul adunării sau scăderii tensiunilor de intrare nu mai este influențat de valoarea sarcinii.

Pentru adunarea tensiunilor poate fi folosită oricare dintre cele două conexiuni liniare de bază, inversoare și neinversoare. În primul caz se obține circuitul numit *sumator-inversor*, care furnizează la ieșire suma (ponderată) a tensiunilor de intrare, luată cu semn schimbat. În figura 3.21 este arătată schema electrică a circuitului cu trei intrări, care adună trei tensiuni. Ea se obține din schema conexiunii inversoare (figura 3.12) prin înlocuirea rezistenței R^- cu trei rezistențe, R_1 , R_2 și R_3 , avind fiecare un capăt legat la intrarea inversoare a AO. Din relațiile (3.9) și (3.11), care sînt valabile și în acest caz, rezultă

$$v_o = - R i_i. \quad (3.28)$$

Legea lui Ohm aplicată rezistențelor de intrare, TKI aplicată nodului intrării inversoare a AO și relația (3.11) conduc la

$$i_i = G_1 v_{s1} + G_2 v_{s2} + G_3 v_{s3}. \quad (3.29)$$

Din ultimele două relații obținem

$$v_o = - R(G_1 v_{s1} + G_2 v_{s2} + G_3 v_{s3}). \quad (3.30)$$

Prin valoarea rezistenței R se reglează simultan coeficienții tuturor tensiunilor, iar prin valoarea unei rezistențe R_k se reglează valoarea coeficientului tensiunii v_{sk} , independent de ceilalți coeficienți. Rezistența de intrare pe care o simte sursa tensiunii v_{sk} este

$$R_{ik} = R_k. \quad (3.31)$$

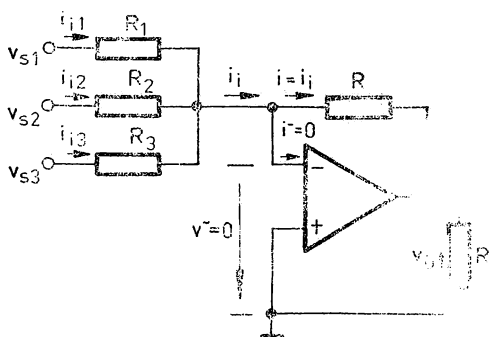


Fig. 3.21. Sumator-inversor cu trei intrări

Deoarece de la rezistențele de intrare trece spre intrarea inversoare a AO suma i_i a curenților de intrare i_{ik} — conform relației (3.29) — intrarea inversoare a AO se numește în acest caz și *punct de însumare*.

Din faptul că intrarea inversoare a AO este punct de masă virtual, conform relației (3.11), decurge o proprietate importantă a sumatorului-inversor: fiecare sursă de excitație își aplică întreg semnalul pe rezistența înseriată cu intrarea respectivă, astfel încît însumarea se face fără vreo interacțiune între sursele de la intrare.

Datorită simplității și meritelor sale, sumatorul-inversor este circuitul folosit cel mai des pentru adunarea tensiunilor. De exemplu, lipsa interacțiunii între sursele de excitație este o proprietate foarte utilă la *mixarea* semnalelor de a.f. Astfel, dacă tensiunile de intrare se obțin de la trei microfoane, fiecare va da un semnal independent de semnalele celorlalte și care se va aduna (mixa) în fiecare moment cu semnalele celorlalte. Introducînd între fiecare microfon și rezistența de intrare corespunzătoare un potențiomtru de 100 k Ω , pentru reglarea intensității, se pot regla nivelele relative ale celor trei semnale înaintea mixării lor.

Circuitul pentru calculul mediei reprezintă o altă utilizare a sumatorului-inversor. El este un circuit care dă la ieșire o tensiune proporțională cu valoarea medie a tensiunilor aplicate la intrare. Astfel, dacă are trei intrări, el trebuie să adune cele trei tensiuni de intrare și să împartă rezultatul cu trei. Schema lui electrică coincide cu schema sumatorului-inversor din figura 3.21. Deosebirea constă numai în faptul că valorile tuturor rezistențelor de intrare se iau egale cu o valoare convenabilă R_i , iar valoarea rezistenței de reacție R se ia egală cu R_i împărțită la numărul intrărilor, în cazul de față trei: $R = R_i/3$. Înlocuind aceste valori în relația (3.30) obținem într-adevăr

$$v_o = - \frac{v_{s1} + v_{s2} + v_{s3}}{3}. \quad (3.32)$$

De exemplu, pentru $R_i = 100$ k Ω , $R = 100$ k $\Omega/3 = 33$ k Ω , $v_{s1} = v_{s2} = 5$ V și $v_{s3} = -1$ V obținem

$$v_o = - \frac{5 \text{ V} + 5 \text{ V} - 1 \text{ V}}{3} = -3 \text{ V}.$$

Am spus mai sus că pentru adunarea tensiunilor poate fi folosită nu numai conexiunea inversoare a AO cu reacție negativă, ci și conexiunea neinversoare. În ultimul caz apare însă o interacțiune între sursele aplicate la intrare, ceea ce constituie un neajuns al *sumatorului neinversor*.

În figura 3.22, a este arătată schema electrică a unui sumator neinversor cu două intrări. Schema lui echivalentă, obținută prin aplicarea teoremei lui Thévenin asupra circuitului legat la intrarea neinversoare a AO, este arătată în figura 3.22, b. Aplicînd aici formula (3.18) a conexiunii inversoare, pentru $R^- = R$, rezultă $A_v = 2$ și deci

$$v_o = v_i 2 = \frac{v_1 + v_2}{2} 2 = v_1 + v_2.$$

În schema sumatorului neinversor cu două intrări, dată în figura 3.22, a, toate rezistențele au valori egale. Ea poate fi generalizată pentru adu-

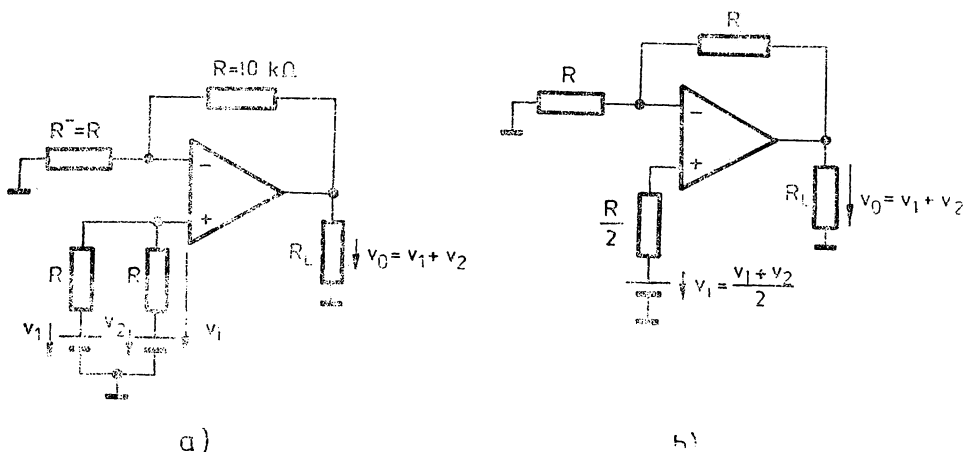


Fig. 3.22. Sumator neinversor cu două intrări:
a — schema electrică; b — schema echivalentă

narea unui număr oarecare n de tensiuni, dacă rămân egale toate rezistențele în afară de rezistența de reacție, care trebuie să aibă valoarea $R(n - 1)$.

Montajele liniare cu AO și reacție negativă permit și realizarea unor circuite pentru scăderea tensiunilor. Astfel, amplificatorul diferențial descris mai sus, la punctul 1° Amplificatoare de tensiune continuă, efectuează scăderea a două tensiuni conform relației (3.24), dacă se folosește schema din figura 3.15 și se egalizează amplificările față de cele două intrări prin alegerea unor rezistențe care satisfac relația (3.23).

Schema amplificatorului diferențial din figura 3.15 poate fi generalizată așa încât să obținem un circuit sumator-scăzător, dacă înlocuim fiecare din rezistențele R_1 și R_3 cu un număr oarecare de rezistențe. Ca exemplu, în figura 3.23, a este arătată schema electrică a circuitului cu trei plus trei intrări. Tensiunea de ieșire are expresia

$$v_0 = R_2 G_1 (v_4 + v_5 + v_6 - v_1 - v_2 - v_3), \quad (3.33)$$

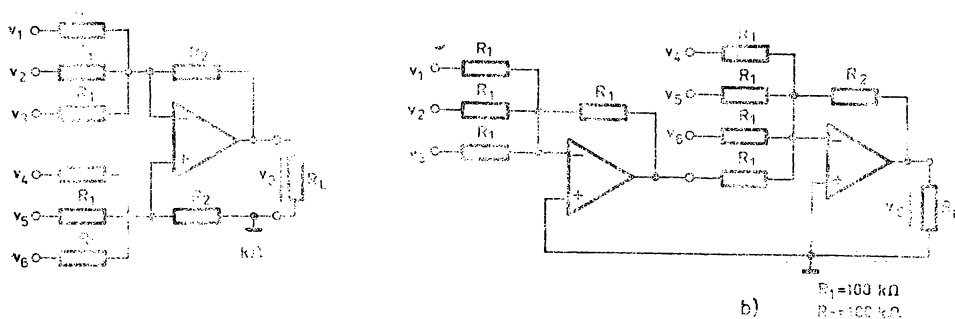


Fig. 3.23. Sumatoare-scăzătoare cu trei plus trei intrări:
a — cu un AO; b — cu două AO

fiind deci proporțională cu diferența dintre suma tensiunilor aplicate la intrările neinversoare și suma tensiunilor aplicate la intrările inversoare.

În cazul că rezistențele înseriate cu intrările circuitului nu sînt toate egale între ele sau/și rezistențele legate la intrarea inversoare a AO nu sînt în număr egal cu cele legate la intrarea neinversoare, expresia tensiunii de ieșire este mai complicată.

Datorită faptului că nici una dintre intrările AO nu este punct de masă virtual, circuitul considerat are neajunsul că sursele de excitație interacționează între ele; rezistența de intrare pe care o vede fiecare sursă depinde de rezistențele legate la alte intrări și de semnalele aplicate la celelalte intrări.

Evitarea neajunsului menționat este posibilă dacă se folosesc două AO, ambele ca sumatoare-inversoare. La intrările primului se aplică tensiunile care trebuie adunate, iar la intrările celui de al doilea, tensiunea de la ieșirea primului și tensiunile care trebuie scăzute. Pentru schema din figura 3.23, b tensiunea de ieșire este

$$v_o = R_2 G_1 (v_1 + v_2 + v_3 - v_4 - v_5 - v_6). \quad (3.34)$$

4° *Convertoare tensiune-curent*. Există o serie de situații în care este necesar ca tensiunea pe o sarcină sau curentul printr-o sarcină să nu depindă de valoarea sarcinii. Obținerea unei tensiuni care să fie independentă de valoarea sarcinii pe care se aplică nu pune probleme, deoarece sursele uzuale (surse de alimentare stabilizate, surse de referință) au în general această proprietate: comportarea lor se apropie de comportarea unei surse ideale de tensiune. Mai mult, conexiunile liniare de bază ale AO cu reacție negativă se comportă și ele, la ieșirea AO, ca surse ideale de tensiune.

Pentru obținerea unui curent care să fie independent de valoarea sarcinii prin care trece sîntem nevoiți, de obicei, să facem apel tot la surse de tensiune și să *convertim* tensiunea într-un curent (în cazul cel mai simplu curentul este proporțional cu tensiunea respectivă). Circuitele care fac această conversie se numesc *convertoare tensiune-curent* sau *surse de curent comandate în tensiune*. Descriem în continuare cîteva soluții folosite în practică și indicăm unele utilizări ale lor.

Conversia tensiune-curent se realizează folosind amplificatoare electronice cu reacție negativă serie de curent (reacție negativă serie-serie)

Un exemplu foarte simplu și binecunoscut este circuitul numit „sursă de curent” cu tranzistor bipolar: tranzistorul se află în conexiunea cu emitorul comun, dar cu o rezistență de reacție negativă în emitor, iar rezistența de sarcină este conectată în colector. Un circuit asemănător este sursa de curent cu tranzistor cu efect de câmp: tranzistorul se află în conexiune cu sursa comună, dar cu o rezistență de reacție negativă în sursă, iar rezistența de sarcină este conectată în drenă.

Performanțe superioare se obțin însă folosind AO cu reacție negativă. Cele mai simple convertoare tensiune-curent de acest fel sînt chiar conexiunile liniare de bază ale AO cu reacție negativă, avînd schemele din figurile 3.12 și 3.13. Într-adevăr, relațiile (3.12) și (3.17) arată că rezistența de reacție R este parcursă de un curent i_i care nu depinde de valoarea ei, ci numai de tensiunea de intrare și rezistența R^- . Așadar, conexiunile de bază devin convertoare tensiune-curent dacă legăm rezistența de sarcină R_L nu între

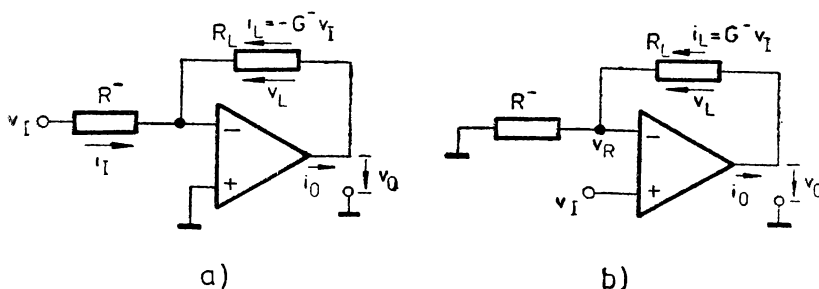


Fig. 3.24. Folosirea conexiunilor liniare de bază ale AO cu reacție negativă drept convertoare tensiune-curent pentru sarcină flotantă:

a — conexiunea inversoare; b — conexiunea neinversoare

ieșirea AO și masă, ci ca rezistență de reacție; corespunzător celor două conexiuni rezultă două convertoare, unul inversor, iar celălalt neinversor (figura 3.24, a și b). Particularitatea lor principală, care este un neajuns important, constă în faptul că rezistența de sarcină este *flotantă*, adică nu are nici unul dintre terminale scurtcircuitat la masă (chiar dacă, la convertorul inversor, un terminal este *virtual* la masă).

Dacă sensul pozitiv arbitrar al curentului prin sarcină este orientat în ambele scheme din figura 3.24 de la ieșirea AO spre intrarea lui, expresiile curentului i_L pentru convertorul inversor (figura 3.24, a), respectiv neinversor (figura 3.24, b) sînt:

$$i_L = -G^- v_I, \quad (3.35, a)$$

$$i_L = G^- v_I. \quad (3.35, b)$$

Dacă tensiunile aplicate la intrările celor două convertoare sînt egale, curenții lor de sarcină sînt egali ca valoare absolută, dar de sensuri opuse. Pentru tensiuni de intrare pozitive, în convertorul inversor curentul i_L trece de la intrarea inversoare spre ieșirea AO, iar în cel neinversor, de la ieșirea AO spre intrarea inversoare. Schimbînd polaritatea tensiunilor de intrare, se inversează sensurile curenților.

Pentru evitarea distrugerii circuitului integrat, la un AO uzual curentul de ieșire i_O este limitat la ± 10 mA. Deoarece la ambele convertoare

$$i_L = i_O. \quad (3.36)$$

rezultă că și curentul de sarcină este limitat la ± 10 mA.

Pentru evitarea intrării în saturație a AO (situație în care el nu mai amplifică), la un AO uzual, alimentat cu ± 15 V, tensiunea de ieșire v_O este limitată de ± 10 V. La convertorul inversor

$$v_L = v_O, \quad (3.37)$$

deci și tensiunea pe sarcină este limitată la ± 10 V. La convertorul neinversor

$$v_L = v_O - v_I, \quad (3.38)$$

deci tensiunea pe sarcină este limitată la $\pm(10 \text{ V} - |v_I|)$.

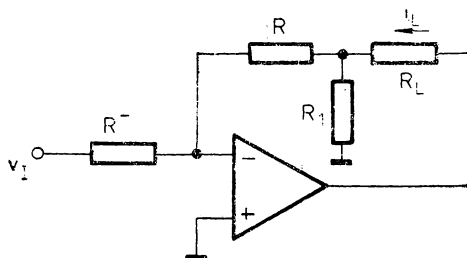


Fig. 3.25. Modificarea conexiunii inversoare de bază a AO cu reacție negativă pentru realizarea unui convertor tensiune-curent care furnizează prin sarcină un curent mai mare decât cel de intrare

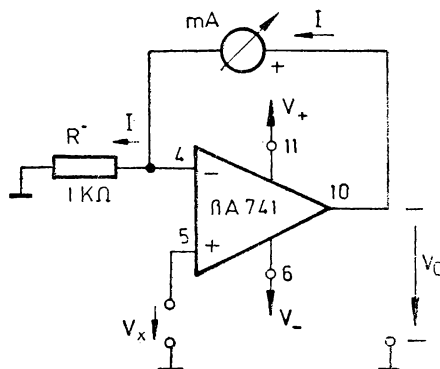


Fig. 3.26. Convertor neinversor tensiune-curent utilizat ca voltmetru de c.c. cu rezistență internă mare

În ceea ce privește încărcarea sursei tensiunii de intrare v_I , convertoarele descrise au proprietățile conexiunilor liniare corespunzătoare ale AO cu reacție negativă. Astfel, la convertorul inversor sursa v_I debitează un curent egal în valoare absolută cu i_L ($i_L = -i_I$). Ca urmare, curentul i_L este limitat și de valoarea maximă pe care o poate furniza sursa v_I . În schimb, la convertorul neinversor sursa v_I nu debitează curent (lucrează în gol), deci curentul prin sarcină este limitat numai de posibilitățile AO.

Dezavantajul încărcării sursei v_I de către convertorul inversor poate fi atenuat dacă se complică puțin schema lui, așa cum se arată în figura 3.25. Expresia curentului i_L este aici

$$i_L = -G^-(1 + RG_1)v_I. \quad (3.39)$$

Dacă rezistența R este mult mai mare decât R_1 , curentul i_L este mult mai mare decât cel furnizat de sursa v_I .

Datorită meritului de a fi foarte simple, convertoarele din figura 3.24 sînt utilizate frecvent în practică, în situațiile în care se admite ca sarcina să fie flotantă. Descriem în continuare trei exemple concrete de utilizare.

Dacă înlocuim rezistența R_L din schema convertorului neinversor tensiune-curent (figura 3.24, b) cu un instrument pentru măsurarea curentului, de exemplu un miliampermetru, obținem un voltmetru foarte simplu, dar eficient (figura 3.26). Întrucît tensiunea de măsurat V_x se aplică la intrarea neinversoare a AO, rezistența internă a voltmetrului este foarte mare. Relația (3.35, b) devine

$$I = G^-V_x. \quad (3.40)$$

Dacă $R^- = 1 \text{ k}\Omega$ și $V_x = 1 \text{ V}$, rezultă $I = 1 \text{ mA}$. Miliampermetrul poate fi astfel gradat direct în volți.

Pe lângă valoarea ridicată a rezistenței interne, circuitul prezintă și avantajul că valoarea curentului care străbate instrumentul de măsură nu este influențată de modificarea rezistenței acestui instrument. Evident,

tensiunea V_o de ieșire a AO variază proporțional cu rezistența instrumentului, dar V_o nu ne interesează la circuitul considerat.

Proiectarea circuitului se reduce la calculul rezistenței R^- în funcție de tensiunea maximă de măsurat $V_{x\max}$ și valoarea I_{sc} la capătul scalei instrumentului utilizat. Din relația (3.40) obținem

$$R^- = V_{x\max}/I_{sc}. \quad (3.41)$$

De exemplu, în cazul utilizării unui microampermetru cu $I_{sc} = 50 \mu A$ și dacă $V_{x\max} = 5 V$ rezultă $R^- = 100 k\Omega$.

Observație. Conform datelor de catalog ale AO tip $\beta A 741$, tensiunea $V_{x\max}$ este egală cu tensiunea de alimentare. (La alimentarea uzuală cu $\pm 15 V$, domeniul permis pentru V_x este deci de $\pm 15 V$.) Pentru măsurarea unor tensiuni mai mari este necesară folosirea unui divizor de tensiune, a cărui ieșire se leagă la intrarea neînversoare a AO.

Se cere uneori să verificăm mai multe diode, măsurînd căderea de tensiune la bornele fiecăreia, pentru un curent de valoare fixată. Convertoarele tensiune-curent se pretează foarte bine în acest scop, deoarece furnizează un curent care nu depinde de dioda particulară conectată ca sarcină în locul rezistenței R_L . Din schema convertorului inversor, dată în figura 3.24, a, rezultă schema din figura 3.27, a. Relația (3.35, a) permite calculul curentului $i_D = -i_L$ prin dioda D , iar din valoarea tensiunii v_o , măsurată între ieșirea AO și masă, se determină căderea de tensiune v_D pe diodă conform relației

$$v_D = -v_o. \quad (3.42)$$

De exemplu, dacă $v_I = 1 V$ și $R^- = 1 k\Omega$, rezultă $i_L = 1 mA$. Dacă se măsoară $v_o = -0,6 V$, obținem $v_D = 0,6 V$. Circuitul permite împerecherea unor diode după căderea de tensiune pe ele cînd sînt parcurse de un curent de $1 mA$.

Din schema convertorului neînversor, dată în figura 3.24, b, rezultă schema din figura 3.27, b. Calculul curentului i_L prin dioda Zener DZ se face cu relația (3.35, b). Relația pentru determinarea căderii de tensiune V_Z pe dioda DZ este

$$V_Z = v_o - v_I. \quad (3.43)$$

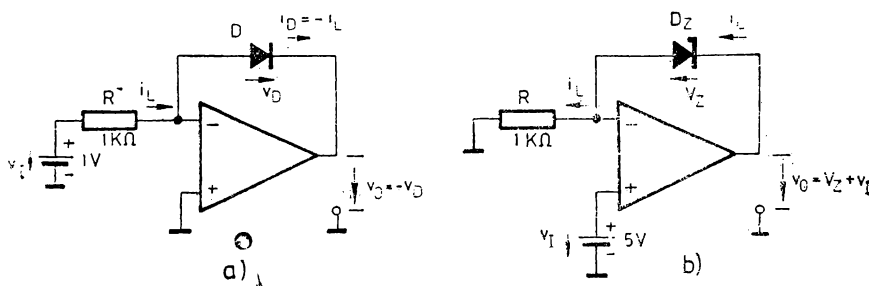


Fig. 3.27. Utilizări ale convertoarelor tensiune-curent:

a — convertor inversor pentru verificarea diodelor; b — convertor neînversor pentru verificarea diodelor Zener

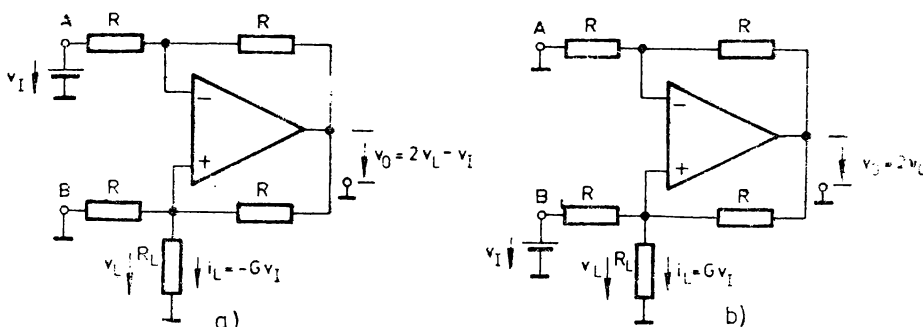


Fig. 3.28. Conversoare tensiune-curent pentru sarcină avînd un terminal la masă:
a — convertor inversor; b — convertor neinversor

Țensiunea v_I forțează creșterea tensiunii la ieșirea AO pînă la valoarea la care se străpunge dioda DZ și prin ea trece curentul Gv_I . De exemplu, dacă $v_I = 5 \text{ V}$ și $R^- = 1 \text{ k}\Omega$, rezultă $i_L = 5 \text{ mA}$. Dacă se măsoară $v_O = 10,3 \text{ V}$ obținem $V_Z = 5,3 \text{ V}$. Circuitul permite determinarea tensiunii de stabilizare a unei serii de diode Zener la un curent de stabilizare egal cu 5 mA .

Proiectarea circuitelor din figura 3.27 se reduce la calculul rezistenței R^- în funcție de tensiunea existentă pentru folosirea ca v_I și de curentul i_L dorit. Cu aceste notații, relația (3.41) se scrie

$$R^- = v_I / i_L. \quad (3.41')$$

Conversoarele tensiune-curent își găsesc o utilizare de importanță practică fundamentală la realizarea integratoarelor de tensiune. Deoarece în acest scop se folosește o capacitate electrică, care integrează *curentul*, tensiunea de integrat trebuie să fie întîi convertită într-un curent (vezi la punctul 5°, mai jos).

Conversoarele pentru sarcină flotantă nu pot fi folosite în cazurile în care sarcina are în mod obligatoriu un terminal scurtcircuitat la masă. Există însă scheme de conversoare tensiune-curent pentru sarcină cu un terminal la masă. Două exemple sînt arătate în figura 3.28. Ele au scheme mai complicate decît conversoarele pentru sarcină flotantă, deoarece pe lîngă reacția negativă au și o reacție pozitivă (asigurată de circuitul rezistiv legat între ieșirea AO și intrarea sa neinversoare). Pericolul intrării în oscilație se evită prin faptul că reacția negativă este mai puternică decît cea pozitivă.

Pentru convertorul inversor din figura 3.28, a se obține

$$i_L = -Gv_I, \quad (3.44)$$

iar expresia tensiunii de ieșire a AO este

$$v_O = 2v_L - v_I. \quad (3.45)$$

Pentru convertorul neinvertor din figura 3.28, b relațiile corespunzătoare sînt

$$i_L = Gv_I, \quad (3.46)$$

$$v_O = 2v_L. \quad (3.47)$$

Observăm că expresiile curentului sînt identice în cele două cazuri, dar de semne opuse.

Schemele examinate permit și conversia *diferenței* a două tensiuni într-un curent. Astfel, dacă aplicăm o tensiune v_{IA} între borna A și masă și, simultan, o tensiune v_{IB} între B și masă, obținem

$$i_L = G(v_{IB} - v_{IA}), \quad (3.48)$$

$$v_O = 2v_L - v_{IA}. \quad (3.49)$$

În literatură se prezintă și alte scheme de convertoare tensiune-curent pentru sarcină cu un terminal la masă.

Uneori este necesară obținerea unui curent prin sarcină mai mare decît valoarea maximă a curentului de ieșire pe care îl poate furniza AO de care dispunem. O soluție constă în legarea la ieșirea AO a unui tranzistor bipolar cu rol de amplificator de curent.

Deoarece tranzistorul poate conduce curent într-un singur sens, curentul prin sarcină poate avea și el numai un sens, cel impus de tipul *npn* sau *pnp* al tranzistorului folosit. Rezultă că tensiunea de intrare trebuie să aibă o singură polaritate, aceea care asigură sensul corect al curentului prin sarcină, la tipul dat, inverter sau neinvertor, al convertorului respectiv. Tensiunea de alimentare a tranzistorului trebuie să aibă polaritatea corespunzătoare tipului *npn* sau *pnp* al tranzistorului folosit.

În figura 3.29 sînt arătate cele două scheme posibile pentru convertoarele inversoare: cu tranzistor de tip *npn* (figura 3.29, a) și de tip *pnp* (figura 3.29, b). În primul caz, curentul prin sarcină trece de la emitorul tranzistorului spre intrarea inversoare a AO și tensiunea de intrare trebuie să fie negativă. În cazul al doilea curentul trece de la intrarea inversoare a AO spre emitorul tranzistorului și tensiunea de intrare trebuie să fie pozitivă.

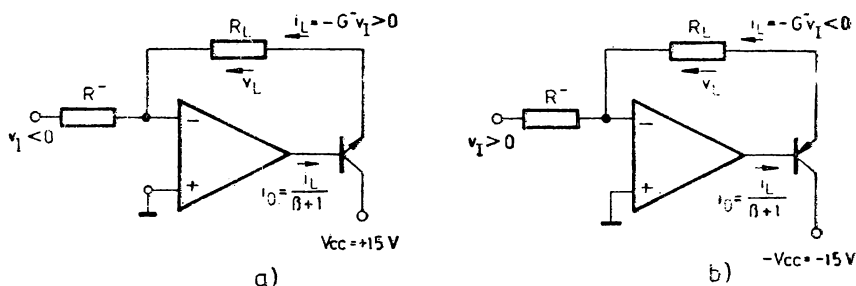


Fig. 3.29. Convertoare inversoare tensiune-curent pentru curenți mari și sarcină flotantă:
a — pentru $v_I < 0$; b — pentru $v_I > 0$

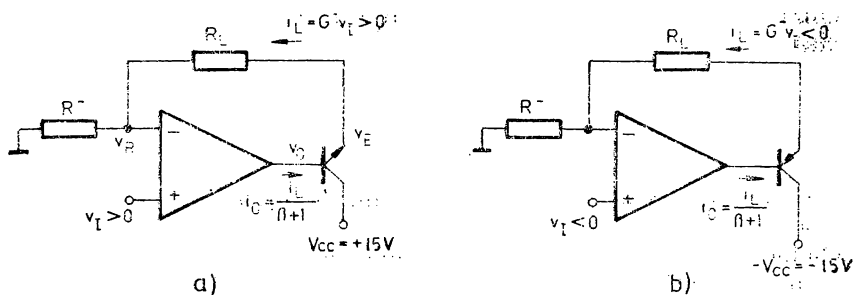


Fig. 3.30. Convertore neinversoare tensiune-curent pentru curenți mari și sarcină flotantă:

a — pentru $v_I > 0$; b — pentru $v_I < 0$

În figura 3.30 sînt arătate schemele corespunzătoare ale convertoarelor neinversoare.

În toate cele patru convertore arătate aici curentul prin sarcină este de $(\beta + 1)$ ori mai mare decît curentul de ieșire al AO. (β este factorul de transfer — sau de amplificare — în curent al tranzistorului folosit).

Pentru a evita intrarea tranzistorului în saturație, la convertorele inversoare (figura 3.29) trebuie respectată condiția

$$|v_L| = |R_L i_L| < 15 \text{ V}, \quad (3.50)$$

iar la cele neinversoare (figura 3.30), condiția

$$|v_L| = |R_L i_L| < 15 - |v_I| \text{ [V]}. \quad (3.51)$$

Un exemplu de utilizare practică este următorul. Presupunem că trebuie să verificăm o serie de diode electroluminiscente, măsurînd strălucirea fiecăreia la un curent prin diodă impus, $i_D = 20 \text{ mA}$. Dispunem în acest scop de un AO tip $\beta A 741$, al cărui curent de ieșire maxim este de numai 10 mA . Folosim atunci un convertor tensiune-curent pentru curent mare, de pildă convertorul neinversor cu tranzistor *pnp* din figura 3.30, b. Înlocuind rezistența R_L printr-o diodă electroluminiscentă, orientată astfel

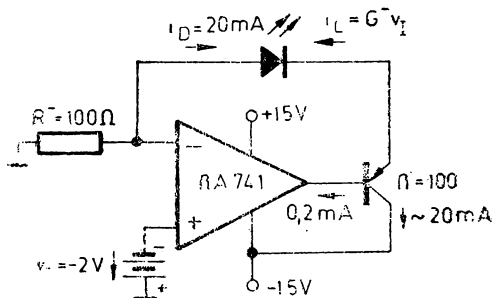


Fig. 3.31. Convertor neinversor tensiune-curent, pentru curent mare și sarcină flotantă, folosit la verificarea diodelor electroluminiscente

încît să fie polarizată direct, obținem schema din figura 3.31. Indiferent de căderea de tensiune pe dioda verificată, curentul prin ea este $i_D = -i_L = -G^- v_I = -(-2\text{V})/100 \Omega = 20 \text{ mA}$. Dacă factorul β al tranzistorului este suficient de mare, de pildă $\beta = 100$, aproape întreg curentul prin diodă provine de la sursa de alimentare de -15 V , iar curentul de ieșire al AO este de numai $0,2 \text{ mA}$. Convertorul poate furniza un curent maxim

$$|i_{L \max}| = \beta |i_{O \max}| = 100 \cdot 10 \text{ mA} = 1 \text{ A}.$$

Să analizăm puțin problema menținerii semnului negativ al reacției la trecerea de la un convertor de tip conexiune liniară de bază a AO cu reacție negativă la variantele corespunzătoare cu tranzistor amplificator de curent.

În convertorul neinvertor din figura 3.24, b, de exemplu, reacția negativă se asigură prin divizorul de tensiune format din rezistențele R^- și R_L . Tensiunea de reacție, definită ca tensiunea v_R aplicată la intrare și care provine de la ieșire, apare pe rezistența R^- și are expresia

$$v_R = \frac{R^-}{R^- + R_L} v_O, \quad (3.52)$$

fiind deci de același semn cu tensiunea de ieșire v_O . Semnul negativ al reacției rezultă din faptul că tensiunea v_R se aplică la intrarea inversoare a AO, intrare care schimbă (inversează) semnul.

Să verificăm dacă la varianta corespunzătoare, de exemplu cu tranzistor *npn* (figura 3.30, a), reacția este tot negativă. Tensiunea de reacție v_R provine și aici de la divizorul de tensiune format din rezistențele R^- și R_L , căruia i se aplică însă nu tensiunea de ieșire v_O (față de masă), ci tensiunea v_E din emitorul tranzistorului (față de masă). La rândul ei, tensiunea v_E provine din tensiunea v_O datorită proprietăților de amplificator de tensiune ale tranzistorului. Deoarece tranzistorul este conectat cu colectorul comun (conexiunea CC sau așa-numitul repetor de tensiune pe emitor), tensiunile v_E și v_O au același semn. Prin urmare tensiunea de reacție are și ea același semn cu tensiunea de ieșire și se aplică la intrarea inversoare; reacția este negativă.

Analizînd în mod asemănător celelalte scheme de convertoare cu tranzistor, se ajunge la aceeași concluzie.

După cum se știe, tranzistorul amplifică efectiv curentul nu numai în conexiunea CC, ci și în conexiunea EC. Rezultă că schemei inițiale din figura 3.24, b trebuie să îi corespundă încă o variantă cu tranzistor *npn*, în care tranzistorul să fie conectat cu emitorul comun, așa cum se vede în figura 3.32. Privit ca amplificator de tensiune, tranzistorul aflat în această conexiune inversează însă semnul tensiunii, așa încît tensiunile v_C și v_O sînt de semne opuse. Dar, pentru ca reacția să fie negativă trebuie să existe o singură inversare a semnului. În figura 3.24, b inversarea semnului se realizează legînd divizorul de tensiune la intrarea inversoare a AO. În cazul de față ea se realizează de către tranzistor, deci divizorul de tensiune trebuie legat la intrarea neinvertor a AO. În mod corespunzător rezistența de intrare este notată aici R^+ în loc de R^- .

Datorită inversării semnului tensiunii de către tranzistor, convertorul obținut este invertor.

Este evident că fiecărei scheme din figurile 3.29 și 3.30, cu tranzistor în conexiunea CC, îi

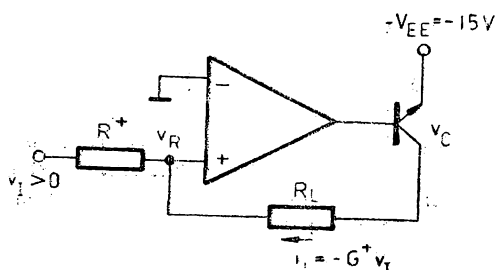


Fig. 3.32. Convertor inversor tensiune-curent, pentru curent mare și sarcină flotantă, cu tranzistor în conexiunea EC

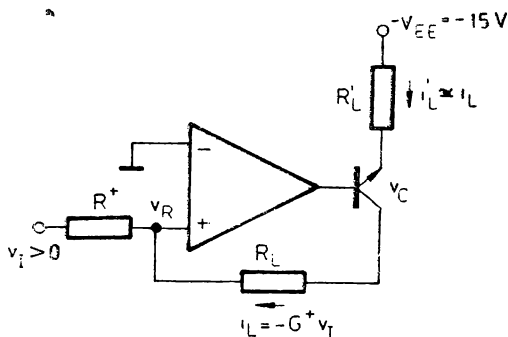


Fig. 3.33. Convertor tensiune-curent cu două rezistențe în circuitul tranzistorului

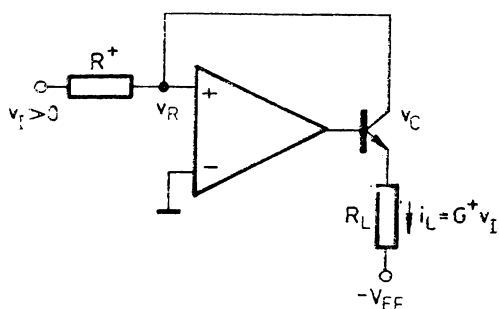


Fig. 3.34. Convertor tensiune-curent cu sarcina legată între tranzistor și sursa V_{EE}

$\approx i_L$. (Un factor β ridicat permite neglijarea curentului de bază al tranzistorului, caz în care curentul de emitor este egal cu cel de colector). Am putea deci folosi ca sarcină rezistența R'_L , situație în care rezistența R_L nu mai este necesară și poate fi înlocuită printr-un scurtcircuit. Schema care se obține este arătată în figura 3.34, unde am inversat partea inferioară cu cea superioară a desenului, am notat cu R_L rezistența legată la emitor și am inversat sensul ales pozitiv pentru i_L . În același mod se obține din fiecare schemă de convertor cu tranzistor câte o nouă schemă, în care sarcina nu mai este conectată între tranzistor și intrarea AO, ci între tranzistor și sursa de alimentare V_{CC} (sau V_{EE}).

Între convertoarele de tipul arătat în figura 3.32 și cele de tipul din figura 3.34 există două deosebiri principale din punctul de vedere al cauzelor care influențează în mod nedorit conversia tensiune-curent. La primul tip reacția negativă este mai slabă, deoarece rezistențele R_L și R^+ formează un divizor de tensiune, astfel încât tensiunea de reacție v_R este mai mică, în modul, decât tensiunea v_C ; la tipul al doilea $v_R = v_C$. Ca urmare, la primul tip curentul i_L este mai puțin independent de valoarea sarcinii decât la tipul al doilea. În schimb, la primul tip conversia depinde mai puțin de proprietățile tranzistorului decât la al doilea, deoarece curentul de reacție este chiar curentul prin sarcină, în timp ce la tipul al doilea curentul de reacție este $G^+ v_I$, iar relația mai exactă pentru curentul prin

corespunde o schemă cu tranzistor în conexiunea EC. La toate acestea din urmă tensiunea de reacție se aplică la intrarea neinversoare a AO. Datorită inversării semnului tensiunii de către tranzistor, se inversează tipul convertoarelor. Sînt convertoare inversoare cele la care tensiunea v_I se aplică la intrarea neinversoare a AO (prin rezistența R^+) și convertoare neinversoare cele la care tensiunea v_I se aplică la intrarea inversoare a AO!

Proprietățile de conversie tensiune-curent ale unui convertor cu tranzistor nu se modifică dacă introducem în circuitul tranzistorului o a doua rezistență, R'_L , între sursa V_{CC} (sau V_{EE}) și borna lui legată la această sursă. (De exemplu, dacă modificăm schema din figura 3.32 așa cum se arată în figura 3.33.) Mai mult, pentru un factor β destul de mare al tranzistorului, proprietățile de conversie tensiune-curent se extind și asupra rezistenței R'_L , deoarece $i'_L \approx$

sarcină este $i_L = (\beta/(\beta + 1))G^+v_I$, deci i_L depinde de factorul β al tranzistorului.

Toate convertoarele cu tranzistor descrise pînă aici sînt cu sarcină flotantă. Variantele de tipul dat în figura 3.34 pot fi însă utilizate și pentru sarcină la masă, dacă se admite ca sursa tensiunii v_I să fie flotantă. De exemplu, dacă la schema din figura 3.29, b schimbăm sarcina

din emitor în colectorul tranzistorului obținem schema arătată în figura 3.35. Tensiunea v_I se aplică între borna din stînga a rezistenței R^- , aflată la potențialul $V_+ = +15$ V, și intrarea neinversoare a AO, aflată la potențialul $+10$ V. Deoarece emitorul tranzistorului se află la potențialul intrării neinversoare a AO, nu este nevoie ca tensiunea de ieșire a AO să ajungă negativă. De aceea AO poate fi alimentat de la o singură sursă, cea pozitivă, terminalul 6 fiind legat la masă.

Prin adăugarea mai multor surse de curent cu tranzistoare la ieșirea unui convertor tensiune-curent de tipul arătat în figura 3.34 (cu sarcina în emitor), se poate realiza un convertor multiplu, folosit frecvent în comutatoarele de curent din convertoarele digital-analogice. Ilustrăm principiul de funcționare prin schema dată în figura 3.36 și relațiile scrise în aceeași figură. Tensiunea de intrare se notează cu V_{REF} și este constantă în timp. Curenții de la ieșiri sînt deci și ei constanți, astfel încît circuitul este de fapt o sursă de curent multiplă. Dacă rezistențele din emitoarele tranzistoarelor sînt egale, curenții de ieșire sînt și ei egali; dacă sînt diferite, curenții sînt invers proporționali cu rezistențele.

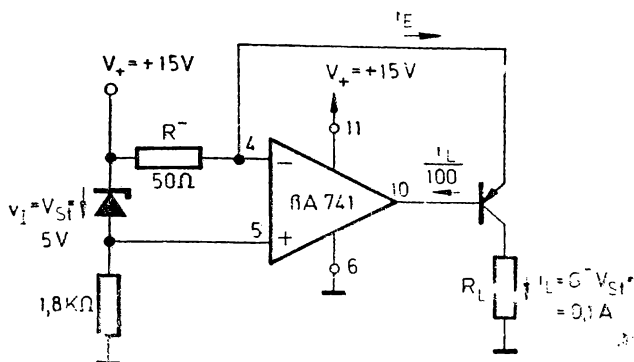


Fig. 3.35. Convertor tensiune-curent pentru curent mare și sarcină pusă la masă

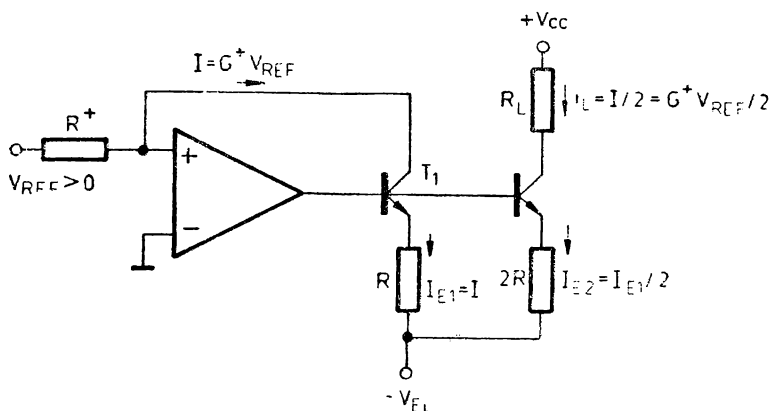


Fig. 3.36. Sursă de curent multiplă (aici dublă) folosită în convertoarele digital-analogice

5° *Amplificator de curent continuu.* Pentru a folosi întreaga sensibilitate a unui traductor care transformă o mărime fizică oarecare într-un curent electric el trebuie pus să lucreze în scurtcircuit. În plus, curentul livrat fiind oricum mic, este necesară amplificarea lui, și anume cu un factor care să fie independent de valoarea sarcinii. Aceste cerințe sînt satisfăcute foarte bine de amplificatoarele de curent continuu cu AO și reacție negativă, care sînt numite și convertoare curent-curent (surse de curent comandate prin curent).

Schema unui astfel de convertor este arătată în figura 3.37. Sursa curentului de intrare I_I lucrează practic în scurtcircuit, deoarece tensiunea între cele două intrări ale AO este nulă datorită reacției negative. Întreg curentul de intrare străbate rezistența mR și produce o cădere de tensiune mRI_I . (Rezistența mR se numește rezistență de multiplicare, iar m , factor de multiplicare.) Rezistențele R și mR fiind legate în paralel, căderea de tensiune pe rezistența R este tot mRI_I . Prin urmare prin R trece curentul mI_I . Cei doi curenți se adună și formează curentul de sarcină I_L , care este deci copia amplificată a curentului I_I conform relației

$$I_L = (1 + m)I_I. \quad (3.53)$$

Pentru datele din figură rezultă $I_L = 10$ mA.

Pentru a obține un factor de multiplicare reglabil, rezistențele R și mR se înlocuiesc printr-un potențiometru de 100 k Ω . Cursorul lui se leagă la dioda electroluminiscentă, iar cele două capete se leagă unul la intrarea inversoare a AO, iar celălalt la masă. Optronul izolează sarcina, care poate fi alimentată cu o tensiune înaltă, de circuitul cu AO.

6° *Integratoare și derivatoare.* Înafara operațiilor matematice simple, ca adunarea și scăderea unor tensiuni electrice, circuitele electronice analogice pot efectua și operații mai complexe, de natură algebrică sau din analiza matematică. Dintre ultimele, în cele ce urmează ne oprim asupra integrării și derivării în raport cu timpul. Aceste operații au numeroase și variate utilizări, dintre care menționăm: măsurarea unui interval de timp, rezolvarea (integrarea) analogică a ecuațiilor diferențiale, conversia analog-digitală, realizarea reguletoarelor automate PD (proporțional-derivativ) și PID (proporțional-integral-derivativ).

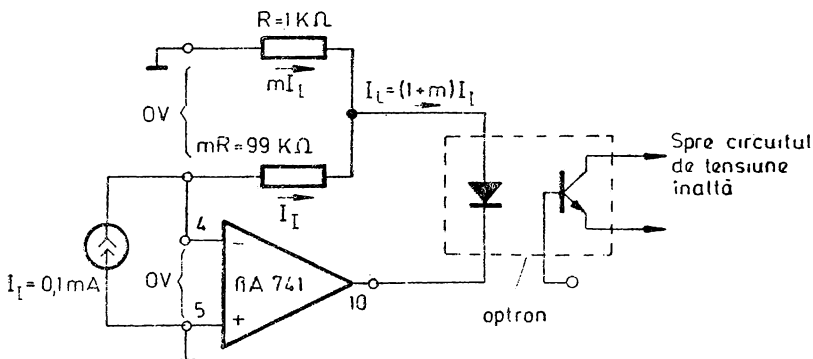
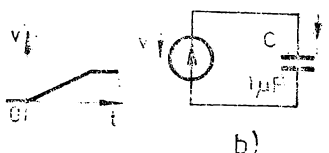
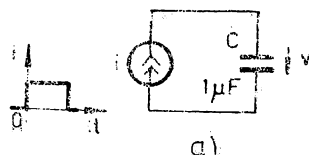


Fig. 3.37. Amplificator de curent continuu (convertor curent-curent) cu AO și reacție negativă

Integratoarele și derivatoarele electronice analogice se bazează pe relația care leagă tensiunea de curentul la bornele unei capacități electrice. Cele două forme sub care poate fi scrisă această relație sînt:

$$v = \frac{1}{C} \int i \, dt, \quad (3.54, a)$$

$$i = C \frac{dv}{dt}. \quad (3.54, b)$$



Tensiunea la bornele capacității este proporțională cu integrala curentului prin borne, iar curentul este proporțional cu derivata tensiunii.

În cazul particular în care curentul este constant un interval de timp Δt , variația de tensiune Δv produsă în acel interval este

$$\Delta v = \frac{i \Delta t}{C},$$

deci

$$\frac{\Delta v}{\Delta t} = \frac{i}{C}. \quad (3.55, a)$$

Viteza de creștere a tensiunii (panta curbei tensiunii ca funcție de timp) este egală cu raportul dintre valorile curentului și capacității. Astfel, dacă în circuitul din figura 3.38, a sursa de curent începe să debiteze un curent constant $i = 1 \mu A$ la momentul $t = 0$ și încetează să mai debiteze curent după patru secunde, așa cum se arată în figura 3.39, a, tensiunea pe capacitatea C începe să crească la $t = 0$ cu panta constantă $\Delta v / \Delta t = 1 \mu A / 1 \mu F = 1 V/s$ și încetează să mai crească la $t = 4 s$, așa cum se vede în figura 3.39, b.

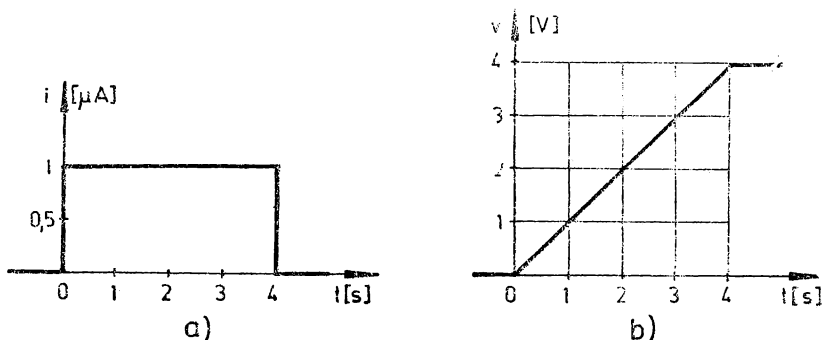


Fig. 3.39. Un caz particular al relației dintre curentul și tensiunea la bornele unei capacități: a — curent constant în intervalul $t \in (0, 4)s$; b — tensiune liniar variabilă în același interval $t \in (0, 4)s$

Din ultima relație obținem pentru curent expresia

$$i = C \frac{\Delta v}{\Delta t}. \quad (3.55, b)$$

Astfel, dacă la momentul $t = 0$ sursa de tensiune din circuitul arătat în figura 3.38, b începe să aplice la bornele capacității o tensiune liniar crescătoare în timp (figura 3.39, b), curentul prin capacitate este constant în timp (figura 3.39, a) și egal cu produsul dintre valoarea capacității și panta curbei tensiunii. De exemplu, pentru $\Delta v / \Delta t = 1 \text{ V/s}$, rezultă $i = 1 \text{ } \mu\text{F} \cdot 1 \text{ V/s} = 1 \text{ } \mu\text{A}$. Din momentul în care tensiunea rămâne constantă, curentul devine zero.

În aplicații se cere de obicei ca semnalele de intrare și de ieșire dintr-un integrator sau derivator să fie ambele tensiuni. Trebuie deci să realizăm o relație de tip integrală sau derivată nu între un curent și o tensiune, ci între două tensiuni. Rezultă că, pentru a putea folosi proprietățile unei capacități, este necesar ca tensiunea de integrat să fie mai întâi convertită într-un curent, care să fie apoi aplicat capacității pentru a-l integra; la derivare, curentul obținut trebuie convertit într-o tensiune.

La discutarea primelor scheme de convertoare tensiune-curent date în figura 3.24 (vezi punctul 4° de mai sus), am arătat că oricare dintre conexiunile liniare de bază ale AO cu reacție negativă se comportă ca un convertor tensiune-curent față de o sarcină legată între ieșirea AO și intrarea lui inversoare. Așadar, dacă în locul sarcinii rezistive din figura 3.24 legăm capacitatea folosită pentru integrare, obținem circuite la care tensiunea pe capacitate este proporțională cu integrala tensiunii de intrare în raport cu timpul (figura 3.40).

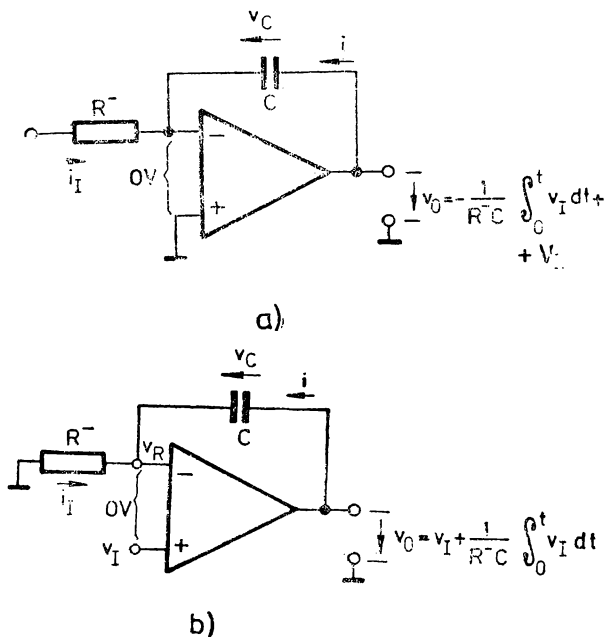


Fig. 3.40. Integratoare cu un AO și reacție negativă:
a — integrator inversor; b — integrator neinversor

Astfel,

$$v_C(t) = -\frac{1}{R-C} \int_0^t v_I dt + v_C(0). \quad (3.56)$$

pentru integratorul inversor din figura 3.40, a, și

$$v_C(t) = +\frac{1}{R-C} \int_0^t v_I dt + v_C(0), \quad (3.57)$$

pentru integratorul neinversor din figura 3.40, b.

În echipamentele din care fac parte integratoarele, tensiunea v_C obținută prin integrare trebuie să fie aplicată unui alt circuit. Acesta nu poate fi însă legat direct la bornele capacității, deoarece ar consuma o parte din curentul i_I în care este convertită tensiunea de integrat v_I și ar falsifica integrarea. Din fericire, datorită faptului că reacția negativă anulează tensiunea dintre cele două intrări ale AO, tensiunea de ieșire a AO este egală cu tensiunea pe capacitate la integratorul inversor:

$$v_O = v_C. \quad (3.58)$$

Circuitul de utilizare a rezultatului integrării se poate deci lega la ieșirea AO, unde există în plus și avantajul că integratorul prezintă o rezistență de ieșire foarte mică (se comportă ca o sursă de tensiune).

La integratorul neinversor se folosește tot ieșirea AO, însă cu dezavantajul că la integrala tensiunii de intrare se adună tensiunea de intrare:

$$v_O = v_I + v_C. \quad (3.59)$$

Schimbînd între ele locurile rezistenței și capacității, de exemplu în schema integratorului inversor, circuitul își inversează funcția, devenind derivator inversor (figura 3.41). Derivatoarele se folosesc mai rar decît integratoarele, fiindcă sînt foarte sensibile la perturbațiile de frecvență înaltă.

În practică, integratoarele nu se folosesc sub forma simplă dată în figura 3.40, deoarece ea are cîteva neajunsuri importante: prin integrarea tensiunii de dezechilibru la intrare, AO tinde să intre în saturație și apar erori mari de integrare sau integrarea nici nu mai are loc; nu există posibilitatea readucerii la zero a tensiunii de ieșire; capacitatea este flotantă. Se folosesc scheme îmbunătățite, mai complicate, care elimină unul sau mai multe dintre aceste neajunsuri. În literatura de specialitate sînt prezentate scheme de integratoare inversoare care au în plus două comutatoare și una sau două rezistențe, prin care se realizează mai multe stări de funcționare: inițializare sau resetare, integrare și memorare. Pentru realizarea unui integrator neinversor corect, care să nu adauge tensiunea de intrare

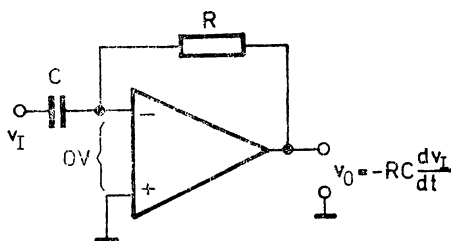


Fig. 3.41. Derivator inversor cu un AO și reacție negativă

la rezultatul integrării, există scheme care au și reacție pozitivă alături de cea negativă. Pentru micșorarea erorilor cauzate de integrarea tensiunii de dezechilibru este eficace legarea în paralel cu capacitatea a unei rezistențe de cel puțin 10 ori mai mare decât R^- . Analog cu sumatorul inversor (vezi schema din figura 3.21, discutată la punctul 3° mai sus), se poate realiza un sumator integrator inversor, dacă în schema primului se înlocuiește rezistența de reacție cu o capacitate. Există integratoare care integrează diferența a două tensiuni sau o tensiune flotantă, integratoare cu constanta de timp de integrare mărită prin înlocuirea rezistenței R^- cu trei rezistențe legate în T etc. În fine, folosind două AO în loc de unul singur, pot fi realizate integratoare cu performanțe superioare, de exemplu un integrator cu constanta de timp de integrare mărită și capacitatea pusă la masă.

7° *Mutatoare de impedanță.* În ultima vreme s-a răspândit în practică folosirea unor circuite care transformă o impedanță într-o altă impedanță, numite generic mutatoare de impedanță. Mutatoarele uzuale se împart în două clase: *convertoare de impedanță* și *invertoare de impedanță*. Primele prezintă la poarta de intrare o impedanță de forma

$$Z_i = MZ_0, \quad (3.60)$$

iar ultimele,

$$Z_i = N/Z_0, \quad (3.61)$$

unde Z_0 este impedanță legată la poarta lor de ieșire. M și N sînt constante reale pozitive sau negative. De exemplu, un convertor poate transforma o capacitate într-o capacitate mai mare, iar un invertor poate transforma o capacitate într-o inducțanță. Întrucît un condensator de capacitate mică este ușor de fabricat și are dimensiuni mici, fiind deci avantajos în practică, în timp ce un condensator de capacitate mare sau o bobină de inducțanță mare se obțin mai greu și au dimensiuni mari, ultimele două se realizează mai avantajos folosind un convertor, respectiv un invertor de capacitate, la care M , respectiv N sînt pozitivi.

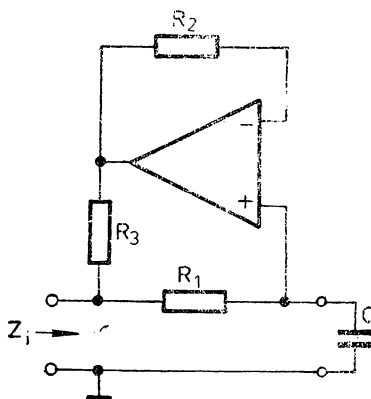


Fig. 3.42. Convertor de impedanță folosit ca multiplicator de capacitate

În prezent mutatoarele de impedanță se realizează mai ales cu circuite cu AO cu reacție negativă și reacție pozitivă. Pentru ilustrare, în figura 3.42 este dată schema unui multiplicator de capacitate. Se poate arăta că, pentru $R_1 \gg R_3$, expresia impedanței de intrare este

$$Z_i = R_3 + \frac{1}{j\omega C R_1 / R_3}, \quad (3.62)$$

adică impedanța de intrare a circuitului este formată dintr-o rezistență foarte mică (R_3) în serie cu o capacitate foarte mare, capacitatea fizică C multiplicată cu factorul $R_1/R_3 \gg 1$. Valori tipice pentru

acest circuit sînt $R_1 = 10 \text{ M}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$ și $C = 10 \text{ }\mu\text{F}$. Se obține o capacitate de intrare de $100 \text{ mF} = 0,1 \text{ F}$!

Subliniem faptul că valoarea dată mai sus pentru capacitatea de intrare este valabilă numai pentru variații de semnal; în regim staționar (static) la intrare se simte efectul capacității C montate fizic în circuit.

Un exemplu de invertor de capacitate folosit pentru realizarea induc-tanței necesare la construirea unui filtru activ pentru telegrafie este arătat la punctul 8°.

8° *Filtre active*. Se numesc *filtre* circuitele la care amplitudinea (și faza) semnalului de la ieșirea lor depinde de frecvența semnalului alter-nativ sinusoidal aplicat la intrarea lor. Filtrele se folosesc pentru a favoriza trecerea semnalelor de anumite frecvențe în raport cu semnalele de alte frecvențe. Proprietățile de filtrare ale unui circuit se descriu simplu prin *caracteristica amplitudine-frecvență*; ea reprezintă, de obicei la scări logarit-mice, dependența amplitudinii semnalului la ieșirea filtrului în funcție de frecvența unui semnal alternativ sinusoidal, de amplitudine constantă și frecvență reglabilă, aplicat la intrare.

Banda de frecvențe a semnalelor a căror trecere prin filtru este favo-rizată se numește *bandă de trecere*, iar a celor defavorizate, *bandă de tăiere* sau *de oprire*. Există patru clase principale de filtre. *Filtrele trece-jos* (pre-scurtat FTJ) au banda de trecere cuprinsă între frecvența zero (c.c.) și o frecvență numită frecvență de tăiere. *Filtrele trece-sus* (prescurtat FTS) au banda de trecere cuprinsă între o frecvență numită frecvență de tăiere și, teoretic, frecvența infinit. *Filtrele trece-bandă* (FTB) au banda de tre-cere cuprinsă între două frecvențe oarecare, ambele nenule și finite. *Fil-trele oprește-bandă* (FOB) au banda de oprire cuprinsă între două frecvențe oarecare, ambele nenule și finite.

Filtrele realizate folosind numai componente pasive de circuit (rezis-toare, bobine și condensatoare) se numesc *filtre pasive*. Filtrele care au în componența lor și amplificatoare electronice (etaje cu tranzistoare, AO etc.) se numesc *filtre active*. Amplificatorul dintr-un filtru activ poate avea unul sau mai multe dintre următoarele roluri principale: amplifica-rez semnalului în banda de trecere a filtrului; eliminarea efectului sarcinii asupra proprietăților de filtrare; crearea posibilității unor reglaje ușoare ale proprietăților de filtrare, eventual prin comandă electronică, analogică sau digitală; crearea posibilității de a înlocui bobinele de inductanță ridi-cată prin capacități de valoare mică și invertoare de impedanță.

Descriem aici cîteva exemple de filtre active cu AO.

În figura 3.43 este arătată o schemă elementară de FTJ activ cu AO. Părțile componente ale schemei au roluri distincte: circuitul format din rezistența R și capacitate C este un FTJ pasiv, iar repetorul de tensiune cu AO și reacție negativă are numai rolul de a elimina efectul sarcinii asupra proprietăților de filtrare. Rezistența de reacție R_R este egală cu rezistența R și are scopul de a micșora efectul curentului de dezechilibru (decalaj) de la intrarea AO. (La frecvența zero reactanța capacitivă este infinită și rezistențele în c.c. dintre fiecare intrare a AO și masă trebuie să fie egale.)

Tensiunea de ieșire a filtrului este egală cu tensiunea aplicată la intra-rea repetorului cu AO, deci cu tensiunea pe capacitatea C . La rîndul ei,

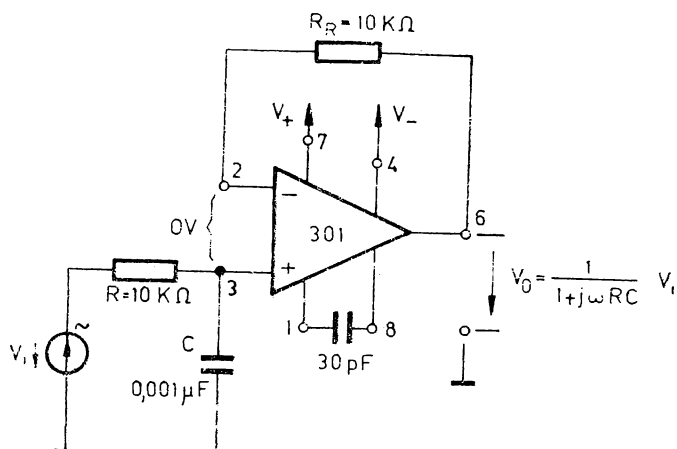


Fig. 3.43. O schemă elementară de FTJ activ cu AO

aceasta este o parte din tensiunea de intrare V_i , care se divide între R și C (circuitul format din R și C este un divizor de tensiune). Așadar,

$$V_0 = \frac{1/j\omega C}{R + 1/j\omega C} V_i, \quad (3.63)$$

unde ω este pulsația tensiunii V_i în radiani pe secundă, $\omega = 2\pi f$, și $j = \sqrt{-1}$. Eliminînd fracțiile suprapuse obținem expresia finală

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (3.64)$$

Caracteristica amplitudine-frecvență este dată de variația modulului acestui raport în funcție de frecvență:

$$\left| \frac{V_0}{V_i} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}}. \quad (3.65)$$

Ea este arătată în figura 3.44. Se constată că la frecvențe foarte joase, adică pentru $\omega \rightarrow 0$, amplitudinea la ieșirea filtrului este egală cu amplitudinea la intrarea lui. La frecvențe foarte înalte, adică pentru $\omega \rightarrow \infty$,

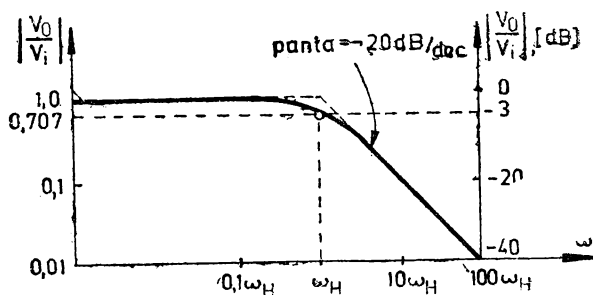


Fig. 3.44. Caracteristica amplitudine-frecvență a filtrului activ din figura 3.43

amplitudinea la ieșire tinde spre zero. Pentru $\omega > \omega_H$ amplitudinea la ieșire scade la creșterea frecvenței, și anume cu 20 dB/decadă. Altfel spus, amplitudinea scade de 10 ori cînd frecvența crește de 10 ori. Se consideră că ω_H , numită *pulsăție de tăiere* sau *de frîngere*, reprezintă granița dintre banda de frecvențe de trecere și cea de oprire. (Indicele H , inițiala cuvîntului englezesc *high* — înalt, sus, scoate în evidență faptul că ea este limita *superioară* a benzii de trecere). Pulsăția de tăiere se definește ca pulsăția tensiunii de intrare la care amplitudinea răspunsului scade la $1/\sqrt{2} \approx 0,707$ din valoarea avută la frecvențe joase (scade cu 3 dB). Ea se calculează cu formula

$$\omega_H = \frac{1}{RC} = 2\pi f_H, \quad (3.66)$$

cu ω_H în radiani pe secundă, f_H (frecvența de tăiere) în herți, R în ohmi și C în farazi. Aceeași formulă permite calculul capacității C , dacă o scriem

$$C = \frac{1}{\omega_H R}. \quad (3.67)$$

Pentru valorile numerice date în figura 3.43, din formula penultimă obținem $\omega_H = 100$ krad/s sau $f_H \approx 15,9$ kHz.

Proiectarea filtrului descris se face în trei etape:

1. Se alege pulsăția sau frecvența de tăiere (ω_H sau f_H).
2. Se alege rezistența de intrare R , de obicei între 10 și 100 k Ω .
3. Se calculează C cu formula (3.67).

În multe aplicații sînt necesare pante mai abrupte peste frecvența de tăiere. Se folosesc atunci filtre active de tipuri diferite, cu structuri mai complicate.

Descriem acum un FTB folosit în telegrafie avînd schema electrică din figura 3.45. Elementele principale ale filtrului sînt capacitatea C_1 și inductanța L pe care o prezintă inverterul de capacitate format cu aju-

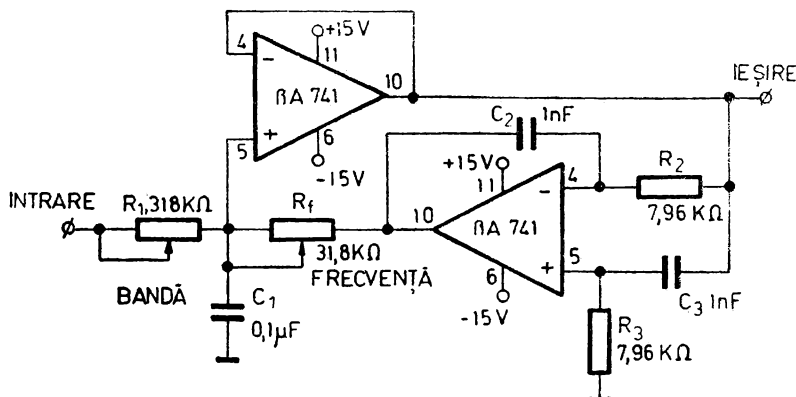


Fig. 3.45. Filtru activ pentru telegrafie

torul celor două AO. Dacă este satisfăcută relația $R_2C_2 = R_3C_3$, rezultă pentru inductanță expresia $L = R_2C_2R_f$ [H]. Banda de trecere la 3 dB atenuare se calculează cu formula

$$B = 1/2\pi R_1C_1 \text{ [Hz]}. \quad (3.68)$$

Frecvența centrală este dată de raportul

$$f_0 = 1/[2\pi(R_fC_1R_2C_2)^{\frac{1}{2}}] \text{ [Hz]}. \quad (3.69)$$

Schema prezentată are următoarele merite importante. Poate asigura o bandă de trecere foarte îngustă, fără a necesita, la frecvențe joase, o bobină de inductanță mare și cu factor de calitate ridicat, greu de realizat și cu gabarit exagerat de mare. Banda de trecere și frecvența centrală pot fi modificate independent prin intermediul a două rezistențe. Amplificarea filtrului rămâne unitară în tot domeniul de variație a frecvenței. Factorul de calitate Q poate fi modificat între 2 și 200 prin intermediul rezistenței R_1 . Frecvența centrală se modifică într-un raport de 10:1.

Valorile componentelor se încadrează într-o gamă destul de largă, astfel că se poate calcula un filtru cu performanțele dorite. De exemplu, pentru un filtru cu banda de 5 Hz, frecvența centrală de 1 kHz și tensiunea de ieșire maximă de 1 V vîrf la vîrf, rezultă valorile din figură. Pentru a avea un domeniu acoperitor se alege $R_1 = 400 \text{ k}\Omega$, $R_f = 40 \text{ k}\Omega$. Egalitatea $R_2C_2 = R_3C_3$ trebuie să fie satisfăcută cu o eroare de +0% și -0,1%. Componentele se aleg astfel încît să existe o bună compensare reciprocă cu temperatura. Reglajul inițial se realizează astfel încît să se obțină un factor de calitate maxim. Apoi se lasă intrarea neconectată la generator și se crește R_3 pînă la apropierea punctului de apariție a oscilațiilor.

Filtrele active cu AO sînt mult folosite în audiofrecvență pentru realizarea corecțiilor și/sau a montajelor de înaltă fidelitate.

3.1.6. Descrierea tehnică a amplificatoarelor operaționale

Descrierea tehnică a AO furnizează toate informațiile necesare pentru utilizarea lor: dimensiuni geometrice, proprietăți electrice de funcționare, limite admisibile pentru funcționarea corectă. În catalogul de circuite integrate analogice amplificatoarele operaționale produse de IPRS Băneasa sînt descrise din punct de vedere tehnic printr-un număr foarte mare de caracteristici, grupate de regulă în următoarele categorii:

1. Descriere generală.
2. Caracteristici sau performanțe notabile.
3. Codificare.
4. Schema electrică (uneori lipsește).
5. Configurația terminalelor.
6. Valori limită absolută.
7. Schema de test (uneori lipsește).
8. Caracteristici sau performanțe* electrice.

9. Caracteristici garantate, sub formă de grafice (pot lipsi).
10. Caracteristici tipice, sub formă de grafice.
11. Aplicații tipice.

Definirea și explicarea tuturor acestor caracteristici ar depăși cu mult spațiul extrem de redus de care dispunem aici, deoarece ar necesita câteva zeci de pagini. Cititorul interesat poate consulta alte lucrări. Aici ilustrăm numai două dintre categoriile enumerate, care dau două feluri de informații foarte importante în aplicații: valori limită absolută și caracteristici electrice.

Valorile limită absolută reprezintă condițiile limită de funcționare recomandate de producător pentru asigurarea integrității AO. Depășirea oricăreia dintre ele poate conduce la distrugerea imediată a componentei, în cazul cel mai rău, și produce aproape întotdeauna deteriorarea performanțelor ei funcționale. Valorile limită absolută stabilesc domeniul de variație permis pentru mărimile de intrare în AO, de ieșire din el sau pentru alte mărimi, electrice sau neelectrice. De exemplu, la AO de tipul βA 741 tensiunea de intrare (tensiunea fiecărei intrări față de masă) este limitată la ± 15 V (dacă tensiunile de alimentare sînt cel puțin ± 15 V), tensiunea de intrare diferențială (tensiunea dintre cele două intrări), este limitată la ± 30 V, temperatura joncțiunii este limitată la $+125^\circ\text{C}$, tensiunea de alimentare la ± 22 V etc.

Caracteristicile electrice reprezintă proprietățile funcționale principale ale AO, determinate prin testarea unui număr mare de unități. De obicei se dau trei serii de valori ale caracteristicilor electrice: valorile tipice (medii), valorile minime și cele maxime. Toate sînt însoțite de precizarea condițiilor (tipice) de funcționare în care s-au făcut determinările: valorile tensiunilor de alimentare, temperaturii ambiante, sarcinii etc. Caracteristicile electrice descriu proprietățile de transfer, de intrare, de ieșire și generale. De exemplu, la AO de tipul βA 741 câștigul (amplificarea) în buclă deschisă (adică fără reacție) are valoarea minimă 50 V/mV, valoarea tipică 200 V/mV și valoarea maximă neprecizată, în condițiile în care rezistența de sarcină este cel puțin egală cu 2 k Ω și tensiunea de ieșire este cel mult ± 10 V. Același AO are valoarea tipică a curentului de ieșire în scurtcircuit egală cu 25 mA, iar valorile minimă și maximă neprecizate. Pentru AO de același tip, notat însă μA 741, producătorul Fairchild dă și valorile minimă (10 mA), respectiv maximă (40 mA). În ambele cazuri se menționează condițiile de măsurare: tensiunile de alimentare egale cu ± 15 V și temperatura ambiantă egală cu 25°C .

3.2. AMPLIFICATOARE NORTON (AN)

3.2.1. Descriere generală

O altă categorie de amplificatoare integrate, care permit utilizări asemănătoare cu ale amplificatoarelor operaționale, o constituie *amplificatoarele Norton* (pe care le notăm prescurtat AN). Ca și AO, ele dau la

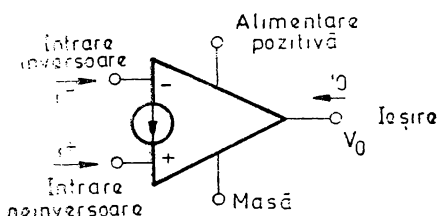


Fig. 3.46. Simbolul geometric al amplificatorului Norton (AN)

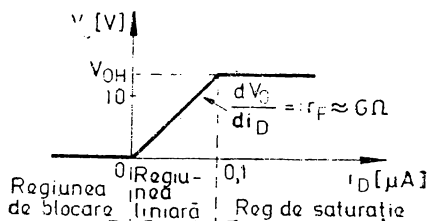


Fig. 3.47. Caracteristica statică de transfer curent diferențial de intrare — tensiune de ieșire a AN

ieșire o tensiune proporțională cu diferența a două semnale aplicate la cele două intrări; spre deosebire de AO, semnalele lor de intrare sînt însă curenți, nu tensiuni. Amplificatoarele Norton sînt deci amplificatoare trans-rezistență, deoarece factorul de proporționalitate dintre semnalul diferențial de intrare — curent — și semnalul de ieșire — tensiune — are dimensiunile unei rezistențe r_F . Cu toate acestea, ele sînt utilizate foarte des ca amplificatoare de tensiune, scop în care tensiunile care trebuie amplificate sînt întîi convertite în curenți, lucru care se realizează de altfel pur și simplu prin înserierea unor rezistențe, așa cum vom vedea mai departe.

O altă deosebire importantă constă în faptul că AN se alimentează de la o singură sursă, pozitivă, și au o bornă de masă. (Așa cum am văzut, AO nu au bornă de masă, ca regulă generală, și au două surse de alimentare, una pozitivă și cealaltă negativă.) Dacă este necesar ca tensiunea de ieșire să varieze în ambele sensuri față de valoarea ei de repaus, trebuie să se folosească un circuit suplimentar de polarizare, legat de obicei între sursa de alimentare și intrarea neinversoare.

În figura 3.46 este arătat simbolul geometric al AN, împreună cu denumirile bornelor. Ca și în cazul AO, dacă interesează numai trecerea semnalului purtător de informație, AN se reprezintă cu trei borne, cele două de intrare și borna de ieșire.

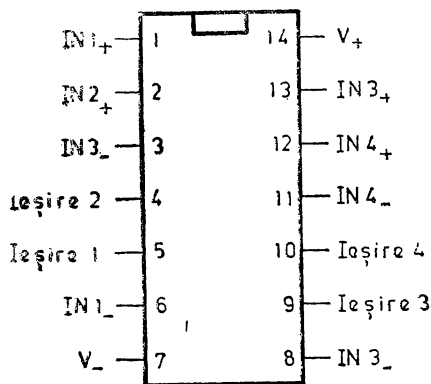


Fig. 3.48. Configurația terminalelor AN de tipul 3M 3900 (vedere de sus, adică din partea opusă terminalelor)

În figura 3.47 este arătată schematic caracteristica statică de transfer curent diferențial de intrare — tensiune de ieșire a AN. Analog cu AO, cei doi curenți de intrare ai AN comandă tensiunea de ieșire nu fiecare în parte, ci numai prin diferența lor $i^+ - i^-$. Valorile tipice ale curenților de intrare i^+ și i^- sînt cuprinse între 10 și 50 μA , iar diferența lor (curentul de polarizare la intrare) este de 30 nA, în regiunea liniară de funcționare. Tensiunea uzuală de alimentare este de +15 V.

Circuitul integrat 3M 3900 produs de IPRS Băneasa conține patru

amplificatoare Norton independente, avînd cîte două intrări fiecare, proiectate să lucreze cu o singură sursă de alimentare. Configurația terminalelor este arătată în figura 3.48.

3.2.2. Conexiunile liniare de bază ale AN cu reacție negativă

Ca și în cazul AO, în scopul atenuării neajunsurilor AN, toate circuitele liniare cu AN sînt circuite cu reacție negativă. De asemenea, la fel cu AO, modul cel mai simplu și mai des întîlnit de realizare a reacției negative constă în conectarea unei rezistențe între ieșire și intrarea inversoare. Corespunzător relației (3.5) de la AO cu reacție negativă, care implica $v^+ = v^-$, aici este valabilă relația

$$i^+ = i^-. \quad (3.70)$$

Cei doi curenți de intrare sînt egali între ei (și ambii pozitivi).

Tensiunea fiecărei intrări față de masă este egală cu aproximativ $+0,6$ V, fiind tensiunea de polarizare directă a joncțiunii bază-emitor a tranzistoarelor *npn* de la intrările AN. Într-o primă aproximație se obișnuiește să se considere totuși că

$$v^- = 0, \quad (3.71, a)$$

$$v^+ = 0. \quad (3.71, b)$$

(Tensiunea fiecărei intrări față de masă este zero). Relațiile ultime corespund relațiilor (3.6) din cazul AO.

Ca și la AO, sînt posibile două conexiuni liniare de bază ale structurii cu AN și reacție negativă: *conexiunea inversoare* și *conexiunea neinversoare*. În forma cea mai simplă imaginabilă, aceste două conexiuni au schemele electrice arătate în figura 3.49. Întrucît considerăm cazul obișnuit, în care semnalul aplicat este o tensiune, iar AN necesită la fiecare

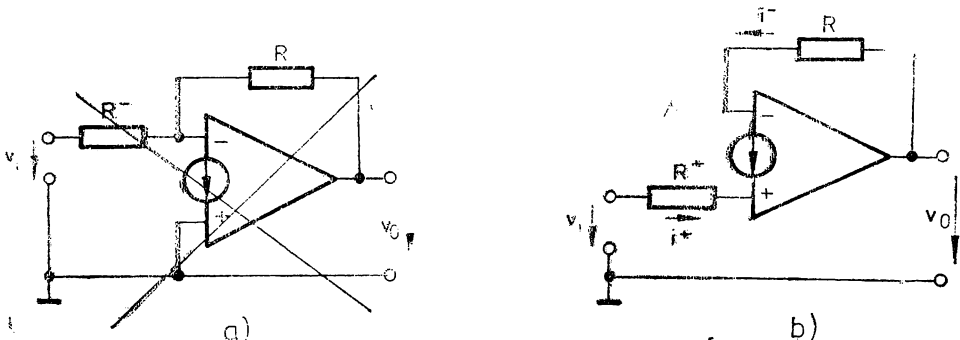


Fig. 3.49. Forma cea mai simplă imaginabilă a conexiunilor liniare de bază ale AN cu reacție negativă:

a — conexiunea inversoare (nu funcționează în această formă); b — conexiunea neinversoare (funcționează numai pentru $v_i > 0,6$ V)

întrare un curent, între sursa aplicată și intrarea respectivă se inseriază o rezistență, care face conversia tensiune-curent (R^- în figura 3.49, a și R^+ în figura 3.49, b). În schimb, deoarece rezistența R face conversia tensiunii de ieșire într-un curent (de reacție), pe care îl aplică la intrarea inversoare a AN, în schema conexiunii neinversoare din figura 3.49, b lipsește rezistența R^- (care este însă necesară la conexiunea corespunzătoare cu AO, dată în figura 3.15).

Aceste scheme foarte simple trebuie să fie examinate mai amănunțit. Astfel, conexiunea inversoare *nu* funcționează în forma arătată în figura 3.49, a, fiindcă scurtcircuitarea la masă a intrării neinversoare anulează tensiunea de 0,6 V necesară polarizării tranzistorului și el este blocat. Este deci strict obligatorie complicarea schemei prin adăugarea unui circuit de polarizare. Conexiunea neinversoare funcționează în forma din figura 3.49, b, dar numai pentru tensiuni v_i pozitive, mai precis pentru tensiuni v_i mai mari decât $+0,6$ V.

În majoritatea absolută a aplicațiilor liniare, circuitele cu AN și reacție negativă prevăd o cale de polarizare a AN, prin care se elimină neajunsurile menționate.

3.2.3 Aplicații

Amplificatoarele Norton se folosesc mai frecvent la realizarea următoarelor circuite liniare:

- amplificatoare de tensiune alternativă;
- filtre active RC;
- amplificatoare de tensiune continuă;
- convertoare tensiune continuă-curent continuu.

Ele permit însă realizarea a nenumărate alte circuite utile în aplicații, atât liniare cât și neliniare sau de comutație.

Întrucât este avantajos ca între circuitul de polarizare, care este un circuit de c.c., și sursele aplicate la intrare să nu existe interacțiuni, este preferabil ca circuitele liniare cu AN și reacție negativă să fie utilizate pentru semnale alternative. Se poate atunci conecta sursa de semnal printr-un condensator de cuplaj, care permite trecerea semnalului alternativ spre intrarea AN, dar blochează trecerea curentului continuu de polarizare spre sursa de semnal. Prezentăm mai întâi câteva aplicații de acest fel.

1° *Amplificatoare de tensiune alternativă.* În figura 3.50, a este arătată o schemă tipică de amplificator inversor de tensiune alternativă realizat cu AN de tipul $\beta M 3900$. Rezistența R_3 , legată între sursa de alimentare și intrarea neinversoare, asigură polarizarea AN. Ca urmare, valoarea statică a tensiunii de ieșire (valoarea ei în absența excitației v_i) este

$$V_o = R_2 G_3 V_+. \quad (3.72)$$

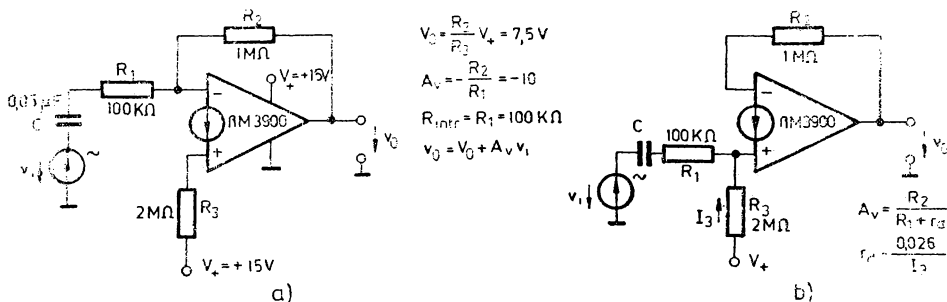


Fig. 3.50. Amplificatoare de tensiune alternativă realizate cu AN de tip 74M 3900:

a — amplificator inversor; b — amplificator neinversor

Pentru amplificarea în tensiune rezultă aceeași expresie ca la amplificatorul inversor cu AO:

$$A_v = -R_2 G_1. \quad (3.73)$$

Rezistența de intrare are valoarea

$$R_{intr} = R_1. \quad (3.74)$$

Proiectarea unui astfel de amplificator se face în modul următor:

1) Se aleg valorile curenților de intrare între 10 și 50 μA , de exemplu $i^- = i^+ = 10 \mu\text{A}$;

2) Se alege sau se impune valoarea tensiunii de alimentare, de exemplu $V_+ = +15 \text{ V}$;

3) Din cele două valori rezultă $R_3 = V_+ / i^+ = 1,5 \text{ M}\Omega$;

4) Din ultimele două valori și condiția ca valoarea statică a tensiunii de ieșire să fie jumătate din valoarea tensiunii de alimentare rezultă $R_2 = R_3 / 2 = 0,75 \text{ M}\Omega$;

5) Valoarea impusă a amplificării în tensiune, de exemplu $A_v = -10$, conduce la valoarea rezistenței de intrare $R_1 = -R_2 / A_v = 75 \text{ k}\Omega$;

6) Se alege capacitatea C astfel încât la frecvența minimă f_L din banda de lucru

$$\frac{1}{2\pi f_L C} \ll R_1, \quad (3.75)$$

de exemplu $1/2\pi f_L C = R_1 / 10$. Pentru valoarea de mai sus a rezistenței R_1 și $f_L = 16 \text{ Hz}$, rezultă $C = 1,3 \mu\text{F}$ și alegem valoarea nominală standardizată $C = 1,5 \mu\text{F}$.

În figura 3.50, b este arătată o schemă tipică de amplificator neinversor de tensiune alternativă, realizat tot cu 74M 3900. Expresia amplificării în tensiune este aici

$$A_v = \frac{R_2}{R_1 + r_d}, \quad (3.76)$$

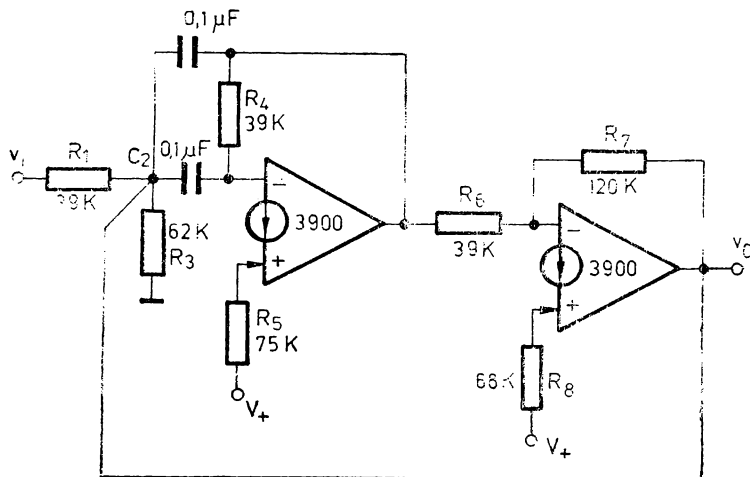


Fig. 3.51. Filtru trece bandă cu două AN ($10 \leq Q \leq 50$)

unde r_d este rezistența diferențială de intrare în etajul ogindă de curent aflat la intrarea neinvertoare a AN și are valoarea

$$r_d = 0,026/I_3. \quad (3.77)$$

De pildă, pentru $I_3 = 10 \mu A$, $r_d = 2,6 k\Omega$ și neglijarea ei în formula A_v introduce erori mari dacă R_1 nu este cel puțin de ordinul a $100 k\Omega$.

Amplificatorul neinvertor de tensiune alternativă se proiectează asemănător cu amplificatorul inversor.

2° *Filtre active*. Cercetări recente în domeniul filtrelor active RC au arătat că prin utilizarea filtrelor cu mai multe amplificatoare se pot obține insensibilități mari la toleranțele componentelor RC utilizate. Deoarece integratul $\beta M 3900$ conține patru amplificatoare Norton, el permite aplicarea avantajoașă a acestor noi soluții.

Trebuie avut în vedere că utilizarea amplificatoarelor $\beta M 3900$ în filtre active impune limitarea rezistențelor filtrului la valori de pînă la $10 M\Omega$ și a rezistențelor de sarcină la valori de cel puțin $10 k\Omega$.

Spre exemplificare, în figura 3.51 este dată schema electrică a unui filtru trece bandă cu două AN, care asigură valori ale factorului de calitate Q cuprinse între 10 și 50 și valori mari (de ordinul zecilor) ale amplificării în banda de frecvențe de trecere. Primul amplificator, împreună cu componentele exterioare lui, formează filtrul propriu-zis. Amplificatorul al doilea realizează o reacție pozitivă, care face posibilă obținerea valorilor de pînă la 50 pentru Q . Rezistențele R_5 și R_8 servesc la polarizarea ieșirilor la $V_+/2$. Valorile din schema arătată în figură determină $Q = 25$, $f_0 = 1 kHz$ și amplificarea în banda de trecere $H_0 = 15$.

3° *Convertoare tensiune-curent*. În figura 3.52 este arătată spre exemplificare una dintre variantele posibile de convertoare tensiune-curent cu AN. Ea poate fi folosită numai pentru un curent de ieșire absorbit de circuitul arătat. Pentru valorile din schemă factorul de conversie este de $1 mA/V$, curent de ieșire pe tensiune de intrare.

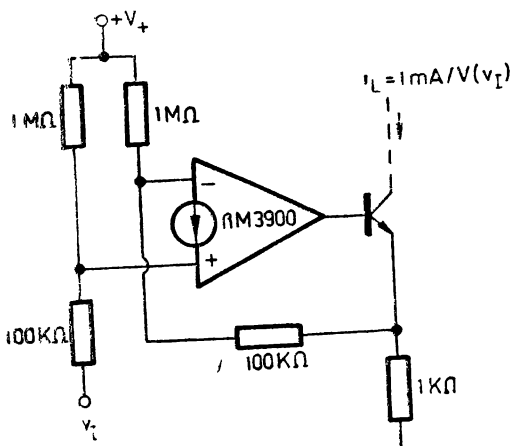


Fig. 3.52. Convertor tensiune-curent pentru curent absorbit

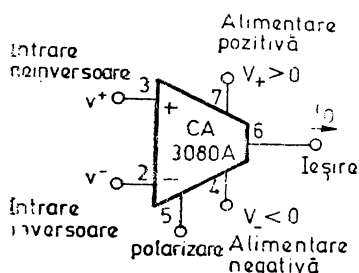


Fig. 3.53. Un simbol geometric folosit pentru OTA

3.3. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE TRANSCONDUCTANȚĂ (OTA)

Se numește *amplificator operațional transconductanță* (în limba engleză *operational transconductance amplifier*, prescurtat OTA) un circuit integrat monolitic a cărui amplificare are dimensiunile unei conductanțe g_m , numită conductanță de transfer sau transconductanță. Proprietatea sa remarcabilă constă în faptul că transconductanța este comandabilă: ea variază liniar cu un curent de polarizare I_B aplicat din exterior la o bornă prevăzută special în acest scop.

OTA are la intrare un etaj amplificator diferențial, ca și AO, care amplifică diferența dintre cele două tensiuni de intrare v^+ și v^- . Curentul I_B asigură polarizarea acestui etaj. După el urmează etaje oglinzi de curent, care asigură curentul de ieșire.

În figura 3.53 este arătat unul dintre simbolurile geometrice folosite pentru OTA, împreună cu denumirile bornelor. Numerotarea bornelor arătată în aceeași figură corespunde tipului CA 3080 A, produs industrial în străinătate (la noi în țară încă nu se fabrică OTA). Ca și în cazul AO sau AN, în schemele simplificate simbolul se folosește fără bornele de alimentare; dacă nu prezintă un interes deosebit, poate lipsi și borna de polarizare.

Ecuația fundamentală de funcționare a OTA este

$$i_o = g_m(v^+ - v^-). \quad (3.78)$$

OTA poate fi deci numit și sursă de curent comandată prin diferența tensiunilor de intrare. De aceea, în literatura de limbă engleză el este notat

prescurtat și DVCCS, adică prin inițialele cuvintelor corespunzătoare acestei denumiri.

Valoarea transconductanței se calculează cu formula [26]

$$g_m = I_B / 2V_T, \quad (3.79)$$

unde V_T este tensiunea termică și este egală cu 26 mV la temperatura camerei. La această temperatură relația devine deci

$$g_m [\text{mS}] \simeq 20 I_B [\text{mA}] \quad (3.79')$$

Curentul I_B poate fi variat în domeniul 22 nA ... 0,4 mA, adică pe mai mult de patru decade. Corespunzător, g_m variază între 0,44 μS și 8 mS.

Dacă OTA se utilizează fără reacție negativă locală, tensiunea diferențială de intrare $v^+ - v^-$ trebuie să fie limitată superior la $V_T/2$, pentru ca etajul diferențial de intrare să lucreze în regiunea liniară și să nu apară distorsiuni de neliniaritate.

Folosirea OTA este deosebit de avantajoasă în situațiile în care :

- intervine necesitatea conversiilor tensiune-curent, deoarece OTA realizează aceste conversii fără a avea nevoie de elemente exterioare (cum au nevoie AO și AN) ;

- intervin operații de înmulțire a două semnale, deoarece OTA realizează direct înmulțirea dacă unul dintre semnale se aplică la intrare, iar celălalt determină curentul de polarizare.

Concret, folosirea OTA în loc de AO sau AN simplifică schemele și/sau îmbunătățește posibilitățile de comandă electronică în următoarele aplicații: modatoare, circuite de înmulțire, integratoare, convertoare de impedanță, filtre active RC.

În încheierea acestei prezentări introductive menționăm că, datorită structurii interne a OTA, curentul de ieșire nu poate fi mai mare decât curentul de polarizare I_B .

3.4. AMPLIFICATOARE EMITĂTOARE ȘI RECEPTOARE PENTRU LINII DE TRANSMISIE

În multe sisteme de electronică industrială este necesară transmiterea la distanță a semnalelor electrice. Dacă distanța atinge valori de ordinul sutelor de metri, apar o serie de probleme, cum ar fi: costul ridicat al firelor necesare, mai ales dacă ele trebuie să fie ecranate contra zgomotelor ; pierderea unei părți din tensiunea de semnal prin căderea de tensiune pe rezistența firelor ; apariția unor diferențe între potențialele „de împământare” de pînă la cîteva sute de volți. Pentru depășirea acestor dificultăți se folosește amplificarea semnalelor, atît la începutul liniei de transmisie (la emisie), cît și la sfîrșitul ei (la recepție). Amplificatoarele respective au mai multe roluri, dintre care menționăm : asigurarea unui nivel destul de ridicat al semnalului pentru a se distinge ușor de zgomot (amplificatorul

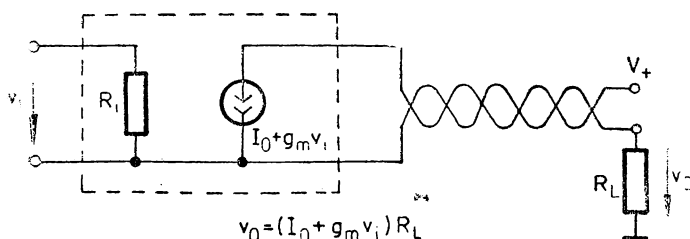


Fig. 3.54. Modelul unui amplificator-emîțător cu doi conductori

emîțător); mărirea nivelului semnalului pînă la valoarea necesară utilizării lui (amplificatorul receptor).

Pe plan mondial se produc în prezent în serie zeci de tipuri de amplificatoare integrate pentru linii, atît amplificatoare emîțătoare cît și receptoare. Producția indigenă nu include însă amplificatoare integrate specializate pentru aceste utilizări. În locul lor se pot folosi amplificatoare realizate cu AO integrate.

Numărul minim de conductori necesari pentru transmiterea unui semnal la distanță cuprinde conductorul de semnal și conductorul de întoarcere pus la pămînt. În mod normal, este necesar și un al treilea conductor, pentru alimentarea aparatului de monitorizare la distanță. Există însă soluții care reduc numărul total de conductori la doi, prin combinarea liniilor de semnal și de alimentare. Ele folosesc numai conductorul de alimentare și cel de întoarcerea alimentării, semnalul fiind transmis sub forma variației curentului de alimentare.

Așa cum arată modelul din figura 3.54, un amplificator-emîțător pentru doi conductori este un convertor tensiune-curent care transmite semnalul prin propriii lui conductori de alimentare. Curentul de ieșire este suma unui curent de repaus I_0 și a unui curent de semnal obținut prin înmulțirea tensiunii de intrare v_i cu transconductanța g_m . În sistemele de reglare automată I_0 și g_m sînt aleși astfel încît curentul de ieșire să varieze în domeniile de la 4 la 20 mA sau de la 10 la 50 mA. Reconvertirea curentului de ieșire într-o tensiune de ieșire v_o se face prin simpla înseriere a unei rezistențe de sarcină R_L cu conductorul de întoarcere.

Atragem atenția că semnalul de intrare v_i trebuie să aibă ca referință unul dintre cei doi conductori și nu potențialul de împămîntare. Aceasta pretinde ca sursa de intrare (de obicei un traductor) să fie flotantă. Dacă nu este posibil, se recurge la alte soluții.

Faptul că amplificatorul-emîțător descris transmite semnalul sub forma unui curent și nu a unei tensiuni mai are două avantaje importante. Semnalele sub formă de curent sînt aproape imune la zgomot (care apare ca tensiune de zgomot), nefiind deci necesară ecranarea conductorilor. Rezistența conductorilor nu reduce un curent de semnal, așa cum reduce o tensiune de semnal, deci diametrul conductorilor poate fi mai mic.

Schemele amplificatoarelor-emîțătoare pentru doi conductori variază în funcție de cerințele traductorului și ale monitorului. În figura 3.55 este dată o schemă de bază tipică. Partea principală constă din AO cu reacție negativă, alimentat cu două tensiuni flotante, culese de pe diodele Zener

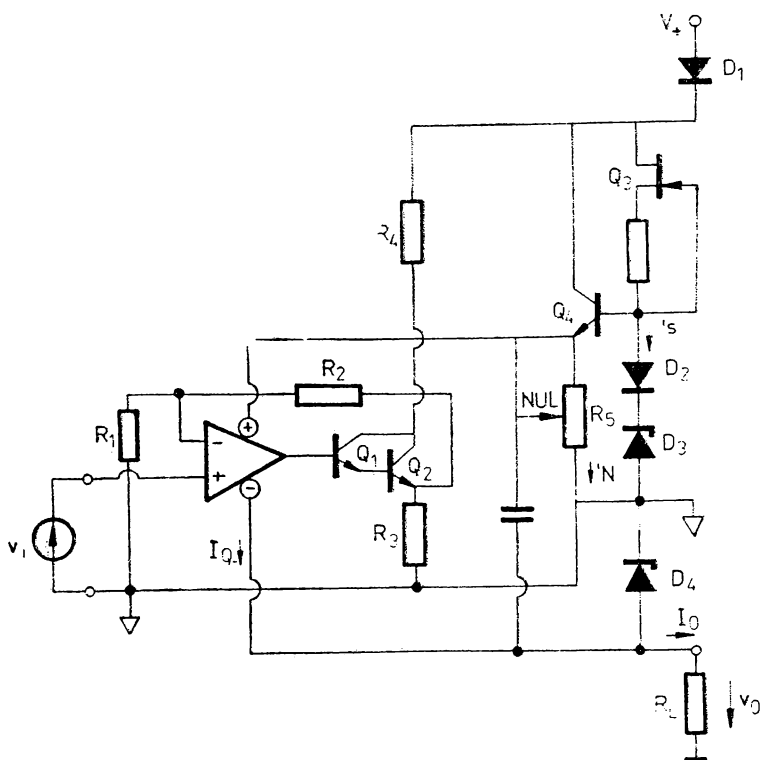


Fig. 3.55. Schemă de bază tipică a unui amplificator-emitor cu doi conductori.

D_3 și D_4 . Transconductanța este

$$g_m = (R_1 + R_2 + R_3)/R_1 R_3. \quad (3.80)$$

Pentru fixarea curentului de ieșire de repaus I_0 la nivelul dorit, se reglează cu potențiometrul R_5 un curent de nul I_N , care se adună la curenții de repaus I_{Q-} al AO și I_S al sursei de alimentare flotante formate din diodele Zener D_3 și D_4 :

$$I_0 = I_N + I_{Q-} + I_S. \quad (3.81)$$

Toate trei componentele curentului I_0 variază cu temperatura și reprezintă prin aceasta o sursă principală de erori a circuitului. Micșorarea erorilor de temperatură se poate face pe mai multe căi, dar cea mai generală constă în utilizarea reacției negative.

Discuția de pînă aici s-a referit la transmiterea la distanță a semnalelor analogice. Problemele similare se pun și la transmiterea semnalelor digitale, unde este de asemenea necesară utilizarea amplificatoarelor emițătoare și receptoare pentru linii de transmisie. În ciuda denumirii lor, în acest caz circuitele respective nu sînt, în sens strict, amplificatoare, ci porți logice adaptate sau modificate. De aceea, studiul lor nu se încadrează în capitoul de față.

Capitolul 4

CIRCUITE ANALOGICE DE COMUTAȚIE

Circuitele analogice de comutație formează una dintre cele două clase ale circuitelor electronice de comutație.

Se numesc *circuite electronice de comutație* circuitele electronice ale căror componente principale trec rapid (*comută*) dintr-o stare electrică în alta mult diferită (de exemplu, din starea de conducție puternică în starea de blocare și invers). Dacă semnalele aplicate la intrare variază prin salt între două valori mult diferite, circuitele de comutație se numesc *digitale* sau *logice*. Dacă semnalele aplicate la intrare variază continuu, circuitele de comutație se numesc *analogice*.

Circuitele analogice de comutație se subîmpart tot în două categorii:

— *comparatoare*, la care semnalele de intrare comandă comutarea semnalului de ieșire între două nivele mult diferite;

— *comutatoare analogice*, la care semnalele de intrare sînt transmise la ieșire sau sînt oprite să ajungă la ieșire în funcție de nivelul unui semnal de comandă discontinuu.

Importanța practică a circuitelor analogice de comutație este foarte mare. Pe de o parte, ele joacă un rol central în diferite sisteme de comandă din industrie, de exemplu în sistemele de automatizări secvențiale. Pe de altă parte, ele intră în componența circuitelor de legătură (de interfață) între sistemele analogice și cele digitale, deoarece sînt într-un anumit sens circuite hibride, nici pur analogice, nici pur digitale.

4.1. COMPARATOARE

Comparatoarele sînt circuite analogice de comutație a căror tensiune de ieșire ia una sau alta dintre două valori mult diferite, după cum tensiunea de intrare este peste sau sub un nivel fixat. Numim *tensiune de prag*, V_P , nivelul fixat de tensiune cu care se compară tensiunea de intrare. (Prin comparatoare subînțelegem deci comparatoare de tensiune).

Comparatoarele au numeroase aplicații în diferite sisteme de automatizare, în convertoarele analog-digitale (vezi capitolul 8) etc.

4.1.1. Scheme de comparatoare

Din punct de vedere matematic un comparator execută două operații :

- face diferența $v_i - V_P$ dintre tensiunea de intrare v_i și tensiunea de prag V_P ;
- asociază fiecăruia dintre cele două semne posibile ale diferenței o altă valoare a tensiunii de ieșire, și anume

$$v_i - V_P > 0 \mapsto V'_0, \quad (4.1, a)$$

$$v_i - V_P < 0 \mapsto V''_0. \quad (4.1, b)$$

Un comparator de tensiune poate fi privit ca un amplificator de tensiune folosit astfel încît să comute între cele două regiuni pasive care încadrează, de o parte și de alta, regiunea lui activă (liniară) de funcționare. Într-una din regiunile pasive valoarea tensiunii de ieșire este V'_0 , în cealaltă este V''_0 . Pentru ca un amplificator să permită utilizarea drept comparator, el trebuie să îndeplinească două condiții principale: să aibă intrare diferențială și să aibă o amplificare în tensiune foarte mare. Prima condiție face posibilă comanda amplificatorului de către diferența $v_i - V_P$; a doua limitează intervalul de valori ale tensiunii v_i , pentru care amplificatorul se află în regiunea activă, la dimensiuni neglijabil de mici față de întreg domeniul de variație al tensiunii v_i (asigurînd, prin aceasta, precizia comparației). După cum s-a văzut în capitolul 3, cele două condiții sînt îndeplinite de orice amplificator operațional (AO) sau amplificator Norton (AN), utilizat fie ca atare, fie cu reacție pozitivă.

Clasificarea comparatoarelor se poate face după diferite criterii. Astfel, dacă tensiunea de comparat v_i se aplică la intrarea neînversoare, comparatorul este *neinversor*, iar dacă se aplică la intrarea inversoare, comparatorul este *inversor*. În primul caz relațiile (4.1) iau forma

$$v_i > V_P \mapsto v_0 = V_{OH}, \quad (4.2, a)$$

$$v_i < V_P \mapsto v_0 = V_{OL}, \quad (4.2, b)$$

iar în cazul al doilea,

$$v_i > v_P \mapsto v_0 = V_{OL}, \quad (4.3, a)$$

$$v_i < v_P \mapsto v_0 = V_{OH}. \quad (4.3, b)$$

(Am notat cu V_{OH} și V_{OL} nivelul ridicat, respectiv nivelul scăzut ale tensiunii de ieșire.) Dacă tensiunea v_i crește, la trecerea prin valoarea V_P tensiunea de ieșire comută de la valoarea scăzută la cea ridicată, în cazul comparatorului neinversor, și de la cea ridicată la cea scăzută, în cazul comparatorului inversor.

Dacă tensiunea de comparat v_i și tensiunea de referință V_{REF} , care fixează valoarea de prag V_P , se aplică una la intrarea inversoare și alta la intrarea neînversoare, comparatorul se numește cu *intrare diferențială*. Dacă cele două tensiuni se aplică la o singură intrare comparatorul se nu-

mește cu *intrare sumatoare*. (În acest caz este însă necesar un artificiu pentru a face posibilă compararea, și anume trebuie ca tensiunea V_{REF} să fie de semn opus tensiunii V_P impuse.)

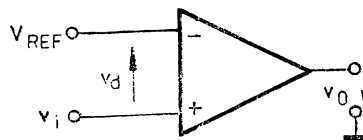
În fine, mai menționăm că există comparatoare *fără reacție* și comparatoare *cu reacție pozitivă* (numite și *cu histerezis*, deoarece prezintă un ciclu de histerezis).

Prezentăm acum câteva scheme electrice de comparatoare de tensiune cu AO și cu AN. Schema de bază a comparatorului cu AO este arătată în figura 4.1, a; ea reprezintă un comparator neinvertor, cu intrare diferențială, fără reacție, care coincide cu însuși amplificatorul operațional. Comutarea are loc pentru $v_d = v_i - V_{REF} = 0$, adică pentru $v_i = V_{REF}$, de unde rezultă $V_P = V_{REF}$. Caracteristica statică de transfer a comparatorului coincide și ea cu caracteristica AO din figura 3.7. Trecînd pe axa absciselor v_i în loc de v_d și schimbînd scara de la zecimi de milivolt la volți, forma ei devine cea din figura 4.2. Dacă la intrarea comparatorului se aplică, de exemplu, o tensiune variabilă ca cea din figura 4.3, a, tensiunea de ieșire variază ca în figura 4.3, b.

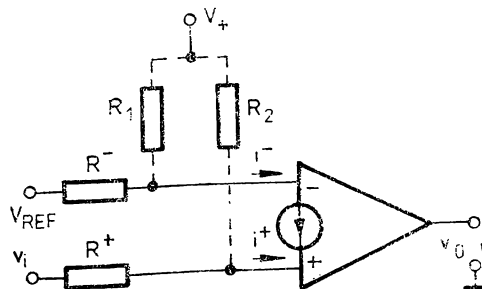
Schema de bază a comparatorului cu AN este arătată în figura 4.1, b. Ea diferă de AN însuși prin faptul că are înseriată cu fiecare intrare cîte o rezistență, necesară pentru conversia tensiunilor în curenți (vezi paragraful 3.2 din capitolul 3). Din condiția de comutare a AN, $i^+ - i^- = 0$, și expresiile curenților rezultă

$$V_P = R^+ G^- V_{REF}. \quad (4.4)$$

În cazul particular în care $R^+ = R^-$, se obține $V_P = V_{REF}$. Valorile rezistențelor se calculează din valorile tensiunilor v_i și V_{REF} așa încît curenții de intrare în AN să fie cuprinși între 10 și 50 μA și să nu crească în nici un caz peste 2 mA (valoarea limită absolută). Uzual, ele sînt de ordinul a 1 M Ω .



a)



b)

Fig. 4.1. Schemele de bază ale comparatoarelor:

a — cu AO; b — cu AN

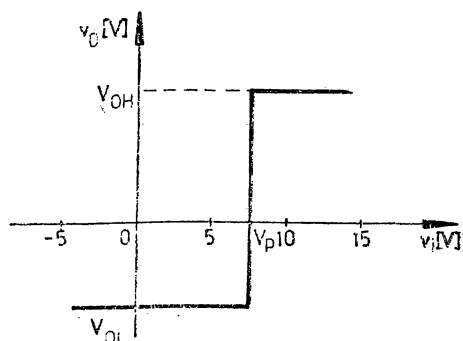


Fig. 4.2. Caracteristica statică de transfer a comparatorului din figura 4.1, a

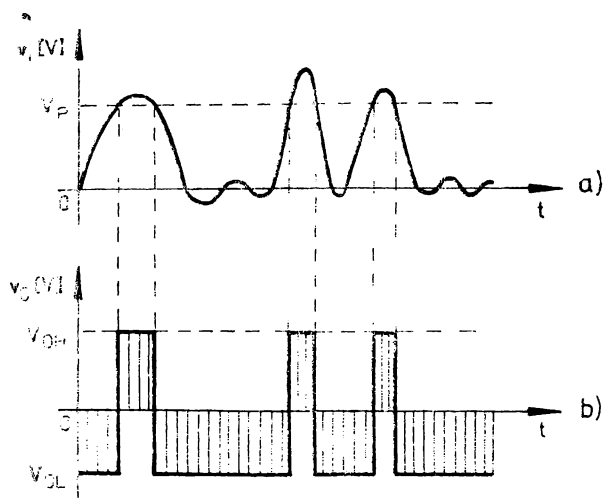


Fig. 4.3. Ilustrarea funcționării comparatorului din figura 4.1, a:

a — tensiunea aplicată la intrare; b — tensiunea obținută la ieșire

Spre deosebire de comparatorul cu AO, unde tensiunea de prag V_P poate avea orice semn, la comparatorul cu AN este necesar ca $V_P > V_{BEon} = +0,6$ V. Dacă această condiție este îndeplinită, diagramele din figurile 4.2 și 4.3, b sînt valabile și pentru comparatorul cu AN, cu singura deosebire că tensiunea $V_{OL} = 0$.

Este totuși posibilă realizarea unui comparator cu AN pentru tensiuni $V_P < +0,6$ V, prin adăugarea unui circuit de polarizare așa cum se arată cu linie întreruptă în figura 4.1, b.

Schema de bază a comparatorului cu AO (figura 4.1, a) limitează domeniul valorilor admise pentru tensiunile v_i și V_P la valorile limită absolută ale AO folosit. Dacă trebuie comparate tensiuni mai mari, se poate folosi schema din figura 4.4, care reprezintă un comparator neinvertor cu intrare sumatoare, fără reacție. Datorită diodelor, tensiunea aplicată la intrarea neinvertoare a AO este limitată la $\pm 0,6$ V. Tensiunea de prag se calculează aici cu relația

$$V_P = -R^+ G V_{REF}. \quad (4.5)$$

Așa cum am mai spus, tensiunea V_{REF} trebuie să fie de semn opus tensiunii V_P impuse.

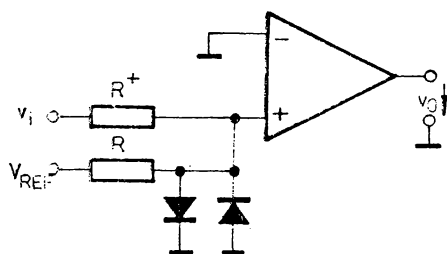


Fig. 4.4. Comparator neinvertor cu intrare sumatoare, fără reacție, realizat cu AO

Ultima schemă poate fi dezvoltată prin adăugarea unor rezistențe suplimentare la intrarea neinvertoare a AO. Comparatorul stabilește atunci dacă suma ponderată a tuturor tensiunilor aplicate este mai mare sau mai mică decît zero.

Putem combina două comparatoare într-un singur circuit așa ca să formeze un comparator dublu, numit *comparator cu fereastră* (figura 4.5, a).

El stabilește dacă tensiunea de intrare se află în interiorul sau în afara domeniului dintre cele două tensiuni de prag (figura 4.5, b). Dacă se dorește ca tensiunea de ieșire să fie nenulă în interiorul ferestrei și nulă în exteriorul ei, soluția este mai complicată, afară de cazul că se dispune de un circuit integrat de tipul circuitului NE 521 al firmei Signetics.

Până aici am prezentat idealizat proprietățile comparatoarelor descrise. În particular am presupus tacit că tensiunea de ieșire comută instantaneu de la valoarea ei joasă la cea înaltă (sau invers) în momentul în care tensiunea de intrare atinge valoarea de prag. În realitate, viteza de variație a tensiunii de ieșire este proporțională cu viteza de variație a tensiunii de intrare, dar în nici un caz nu poate fi mai mare decât viteza de variație (în limba engleză slew-rate, SR) pe care este capabil să o asigure AO. De exemplu, la AO compensate intern cu frecvența, de tipul βA 741, viteza de variație este 0,5 V/ μ s.

Creșterea de la -15 V la $+15$ V durează deci 60 μ s. La aceasta se adaugă timpul necesar revenirii AO din saturație în regiunea activă. Datorită faptului că AO sau AN folosite drept comparatoare lucrează fără reacție negativă, compensarea cu frecvența nu este necesară și, dacă se folosește un amplificator necompensat intern, se poate renunța la adăugarea în exterior a compensării. Viteza de comutație crește atunci de aproximativ 20 de ori față de situația de mai sus.

O altă neidealitate a comparatoarelor descrise constă în nesiguranța răspunsului la tensiuni lent variabile. Anume, dacă tensiunea de intrare trece lent prin valoarea de prag și este însoțită de o tensiune de zgomot, apar salturi alternative la ieșire (comutații aleatoare nedorite între cele două nivele).

Neajunsurile menționate sînt micșorate foarte mult prin adăugarea unei reacții pozitive, care mărește amplificarea circuitului (în regiunea liniară de funcționare a amplificatorului) peste limita de stabilitate. Se obține astfel un circuit basculant. Ca urmare comutarea se face printr-un proces de basculare, în avalanșă, adică un proces care, odată declanșat, continuă chiar dacă încetează acțiunea cauzei declanșatoare. Concret, adăugarea reacției pozitive are următoarele două consecințe pozitive :

- 1) viteza de variație a tensiunii de ieșire este mare, fiind independentă de viteza de variație a tensiunii de intrare și egală cu viteza permisă de AO;
- 2) răspunsul devine sigur în orice condiții, deoarece comutările în cele două sensuri se fac la valori de prag diferite (între care există o „zonă moartă”, numită tensiune de histerezis).

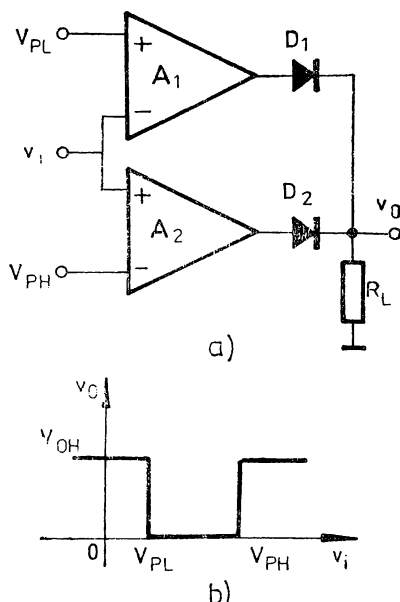


Fig. 4.5. Comparator cu fereastră realizat cu două AO:

a — schema electrică; b — caracteristica statică de transfer

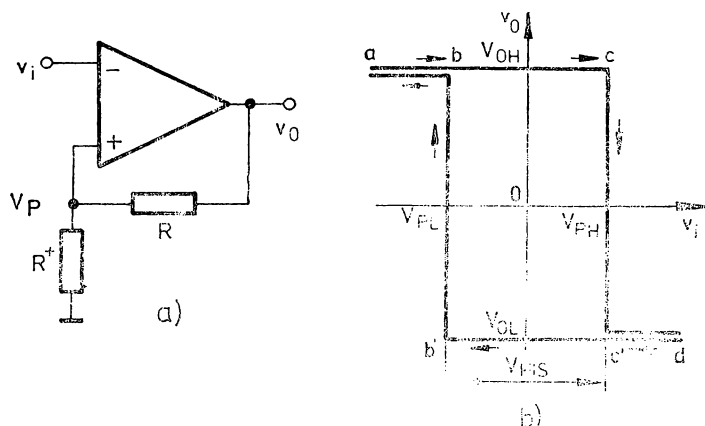


Fig. 4.6. Comparator inverting cu intrare diferențială și reacție pozitivă (circuit basculant bistabil Schmitt, trigger Schmitt), realizat cu AO:
a — schema electrică; b — caracteristica de transfer

În figura 4.6, a este arătată schema electrică a unui comparator inverting, cu intrare diferențială și reacție pozitivă (numit și *circuit basculant bistabil Schmitt* sau *trigger Schmitt*), realizat cu AO. Se vede că tensiunea de prag provine din tensiunea de ieșire prin divizorul de tensiune format din rezistențele R și R^+ . Deoarece tensiunea de ieșire poate lua două valori distincte, V_{OH} și V_{OL} , rezultă două valori de prag, V_{PH} și V_{PL} ; diferența dintre ele este tensiunea de histerezis $V_{HIS} = V_{PH} - V_{PL}$. Comutarea de la tensiune de ieșire ridicată la tensiune scăzută se face la V_{PH} , iar comutarea în sens opus se face la V_{PL} . Caracteristica de transfer din figura 4.6, b arată că se formează un ciclu de histerezis parcurs în sens orar. Cele două tensiuni de prag se calculează cu relația

$$V_P = \frac{R^+}{R^+ + R} V_O. \quad (4.6)$$

Dacă se deconectează de la masă borna inferioară a rezistenței R^+ și i se aplică o tensiune de referință V_{REF} , ciclul de histerezis nu mai apare în jurul originii axelor de coordonate, ci în jurul valorii $v_i = V_{REF}$, dar tensiunea de histerezis rămâne neschimbată.

În figura 4.7 este dată schema electrică a unui comparator de același tip, realizat cu AN. În acest caz este obligatorie aplicarea unei tensiuni de referință V_{REF} , pozitivă și de valoare suficient de mare pentru ca $V_{PL} > V_{BE_{on}} = 0,6 \text{ V}$.

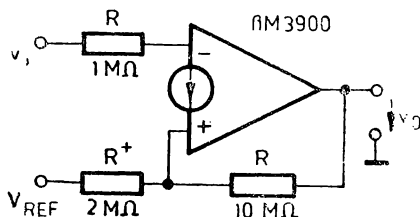


Fig. 4.7. Comparator inverting cu histerezis, realizat cu AN

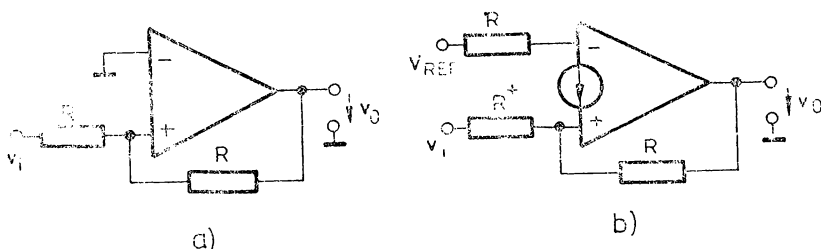


Fig. 4.8. Comparatoare neinvertor cu histerezis, realizate:

a — cu AO; b — cu AN

În figura 4.8, a este dată schema electrică a unui comparator neinvertor cu reacție pozitivă, realizat cu AO. El este cu intrare sumatoare, așa că tensiunea de prag este de semn opus tensiunii de ieșire:

$$V_{PL} = -R^+GV_{OH}, \quad (4.7, a)$$

$$V_{PH} = -R^+GV_{OL} \quad (4.7, b)$$

Ciclul de histerezis se parcurge în sens antiorar.

În figura 4.8, b este dată schema corespunzătoare cu AN.

La comparatoarele cu reacție pozitivă valorile tensiunilor de prag nu au o precizie ridicată, deoarece depind de tensiunile de saturație ale AO, care nu sînt precis determinate. În lucrări de specialitate sînt date exemple de scheme care elimină acest neajuns, păstrînd însă ciclul de histerezis. Una dintre scheme folosește un AO și un comutator analogic comandat de AO. Comutatorului i se aplică din afară două tensiuni precise, dintre care el transmite una la ieșirea circuitului, în funcție de starea AO. De la ieșire se leagă calea de reacție pozitivă spre intrarea neinvertor a AO.

O a doua schemă folosește un comparator dublu, format din două AO, căruia i se aplică din afară două tensiuni precise, care stabilesc valorile de prag. Ieșirile celor două AO sînt aplicate unui al treilea AO, în montaj de comparator neinvertor, cu intrare sumatoare, cu reacție pozitivă. La această schemă numai tensiunile de prag au valori precise, nu și tensiunea de ieșire a circuitului, ca în cazul precedent.

A treia schemă diferă de a doua prin aceea că al treilea AO este înlocuit printr-un circuit bistabil de tip RS; ea este dată în figura 4.9. Înlocuirea este posibilă dacă se dispune de AO cu nivele de tensiune compatibile cu ale bistabilului RS. Pentru a descrie funcționarea acestui comparator notăm cu cifra 1 nivelul ridicat de tensiune și cu cifra 0 nivelul scăzut.

Bistabilul RS este format prin interconectarea a două porți logice

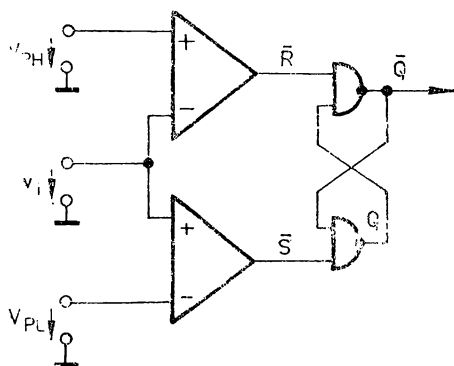
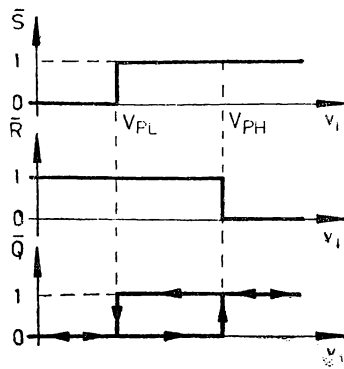


Fig. 4.9. Comparator neinvertor cu histerezis, de precizie ridicată, realizat cu două AO și un bistabil RS

$\bar{S}$	$\bar{R}$	Q	$\bar{Q}$	Obs
0	0			Nepermis
0	1	1	0	—
1	0	0	1	—
	1			Păstrează starea anterioară

a)



b)

Fig. 4.10. Descrierea funcționării comparatorului din figura 4.9:

a — tabelul de adevăr al bistabilului RS; b — deducerea caracteristicii de transfer a comparatorului

SI—NU și funcționează conform tabelului de adevăr din figura 4.10, a. În figura 4.10, b sînt date curbele de variație ale tensiunilor $\bar{S}$, $\bar{R}$ și $\bar{Q}$ (tensiunea de ieșire a comparatorului) în funcție de tensiunea de intrare v_i . Ultima diagramă arată ciclul de histerezis.

Circuitul integrat NE 521, amintit deja, conține două comparatoare, fiecare urmat de o poartă logică SI—NU. Prin conexiuni exterioare potrivite, putem deci realiza comparatorul din figura 4.9 folosind un singur circuit integrat. Pentru frecvențe joase mai există o soluție cu un singur circuit integrat, și anume folosirea temporizatorului 555, pe care îl vom descrie în paragraful 4.3.

4.1.2. Comparatoare integrate

În prezent o serie de firme produc amplificatoare integrate asemănătoare cu AO însă destinate special utilizării drept comparatoare. În funcție de tipul particular considerat, comparatoarele integrate au una sau mai multe particularități care le deosebesc de AO și dintre care menționăm următoarele:

- timp de comutare mai mic cu cîteva ordine de mărime decît al AO (sub o zecime de μs față de zeci de μs);
- cele două nivele ale tensiunii de ieșire compatibile cu nivelele circuitelor logice pentru a căror comandă sînt frecvent folosite (de obicei 0V și +5 V);
- etajul de ieșire realizat cu colectorul în gol, fapt care permite implementarea funcției SAU CABLAT și, ca urmare, elaborarea de soluții simple pentru diferite funcții, ca cea de comparator cu fereastră etc.;
- prezența unui terminal de strobare (eșantionare), care dă posibilitatea autorizării sau inhibării funcționării comparatorului printr-o comandă

exterioară, particularitate care creează facilități în realizarea sistemelor complexe;

— prezența unui terminal de masă.

IPRS Băneasa produce actualmente comparatoare integrate din familiile CLB 2711 (echivalentă cu μA 711) și βM 339 (echivalentă cu LM 339). Din prima familie se produc două tipuri, CLB 2711 EC și CII 72, care diferă între ele numai prin capsulă și valoarea limită absolută a puterii disipate. Fiecare conține două comparatoare de tensiune cu intrări diferențiale separate, ieșire comună și intrări de strobare independente pentru fiecare comparator. Circuitul permite realizarea funcției SAU CABLAT (prin legarea împreună a ieșirilor de la cel mult 8 comparatoare), este compatibil cu circuitele logice TTL, și are un timp de răspuns (timp de comutație) foarte mic, de 40 ns.

Din familia βM 339 se produc tipurile 339, 2901, 3302, 393 și 2903. Primele trei conțin câte 4 comparatoare montate în capsulă de plastic cu 14 terminale, iar ultimele două conțin câte două comparatoare în capsulă de plastic cu 8 terminale. Toate au la ieșire un tranzistor *npn* cu colectorul în gol și emitorul legat la terminalul de masă (sau de V_-). Prezența tranzistorului de ieșire cu colectorul în gol și a altor particularități funcționale permite realizarea funcției ȘI CABLAT prin legarea împreună a ieșirilor. Această funcție este numită în mod greșit SAU CABLAT în unele lucrări.

4.1.3. Aplicații

Diversitatea aplicațiilor comparatoarelor integrate este așa de mare încât chiar și numai o trecere în revistă a lor ar depăși cu mult volumul afectat capitolului de față. Ne vom mărgini, de aceea, să dăm câteva exemple ilustrative. Cititorul interesat poate găsi alte numeroase aplicații în cataloagele de circuite integrate analogice și în notele de aplicații publicate de diferite firme producătoare de comparatoare.

Cu toată diversitatea extraordinară a aplicațiilor comparatoarelor, ele pot fi grupate în două clase principale: aplicații în care sînt folosite drept comparatoare și aplicații în care sînt folosite ca AO. Primele corespund destinației comparatoarelor și le vom exemplifica în continuare. Celelalte sînt posibile datorită faptului că, în esență, proprietățile de amplificator de tensiune ale unui comparator sînt asemănătoare cu ale AO. Ideea este tentantă mai ales atunci cînd rămîne liber un comparator dintr-o capsulă sau cînd este necesară o bună urmărire termică între un comparator și un AO. Dificultatea principală este consecința optimizării comparatoarelor pentru utilizarea fără reacție negativă, motiv pentru care nu sînt prevăzute cu compensare internă în frecvență și nici cu terminale speciale pentru compensarea externă. Rămîne totuși posibilitatea compensării la terminalele existente, de intrare și de ieșire.

În figura 4.11 sînt arătate două particularizări ale schemei de bază a comparatorului neînversor, cu intrare diferențială, fără reacție pozitivă, din figura 4.1, a, corespunzătoare utilizării unuia dintre cele patru comparatoare dintr-un circuit cuadruplu βM 339. Particularitatea fundamentală a utilizării oricărui comparator avînd tranzistorul de ieșire cu colectorul

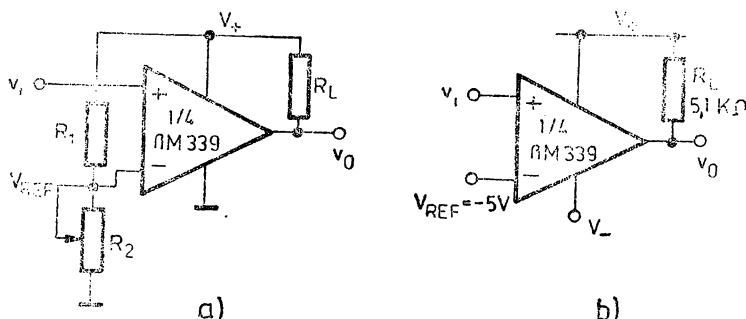


Fig. 4.11. Particularizări ale schemei de bază de comparator neinvertor, cu intrare diferențială, fără reacție pozitivă, din figura 4.1, a, corespunzătoare utilizării circuitului $\beta M 339$: a — cu o sursă de alimentare și $V_{REF} > 0$; b — cu două surse de alimentare și $V_{REF} < 0$

În gol constă în obligativitatea conectării unei rezistențe de sarcină R_L pentru acest tranzistor între ieșirea circuitului și un punct care se află la un potențial pozitiv față de potențialul ieșirii (de obicei la V_+ , cum se vede și în figură). În schema din figura 4.11, a comparatorul este alimentat de la o singură sursă și tensiunea de referință trebuie să fie pozitivă. Schema din figura 4.11, b este alimentată de la două surse și permite tensiuni de orice polaritate.

În figura 4.12 este arătată configurația terminalelor circuitelor cuadrule $\beta M 339/339V/339M/2901/3302$.

Deși comparatoarele din familia 339 nu au terminal de strobare, faptul că ele permit realizarea funcției ȘI CABLAT creează posibilitatea strobării prin inhibarea directă a ieșirii, așa cum se exemplifică prin cele două scheme din figura 4.13.

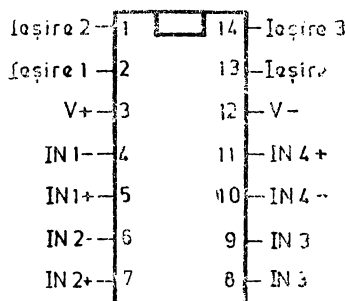


Fig. 4.12. Configurația terminalelor comparatoarelor cuadrule $\beta M 339/339V/339M/2901/3302$ (vedere de sus)

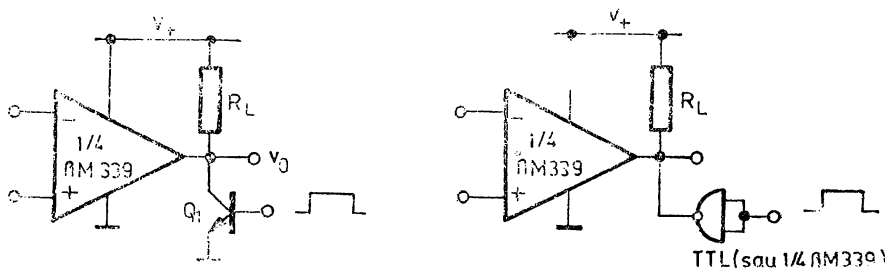


Fig. 4.13. Comparatoare cu circuitul $\beta M 339$, strobate prin inhibarea directă a ieșirii cu ajutorul: a — unui tranzistor; b — unei porți logice SI—NU TTL, sau al unui alt comparator $\beta M 339$

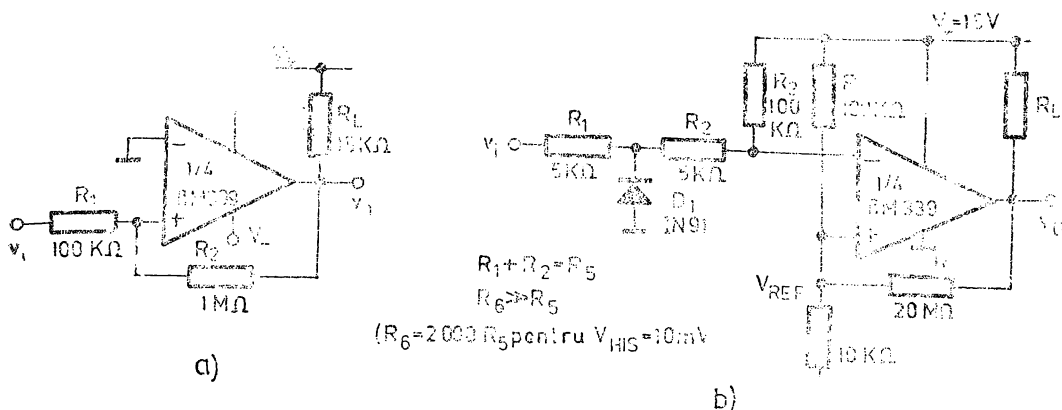


Fig. 4.14. Detectoare de trecere prin zero realizate cu un comparator $\beta\text{M } 339$ alimentat:
a — de la două surse; b — de la o sursă

O utilizare importantă a comparatoarelor simple, fără sau cu reacție pozitivă, constă în transformarea unei tensiuni de intrare, variabile arbitrar în timp, într-o tensiune dreptunghiulară (vezi, de pildă, figura 4.3)

Dacă tensiunea de referință a unui comparator neinversor este zero, impulsurile tensiunii de ieșire au același semn cu tensiunea de intrare, comparatorul sesizând deci semnul acesteia; el lucrează ca *detector de trecere prin zero* a tensiunii de intrare.

În cazul alimentării comparatorului 339 de la două surse, schema de realizare a detectorului de trecere prin zero are forma simplă din figura 4.14, a. În cazul alimentării de la o singură sursă lucrurile se complică, deoarece este necesar ca tensiunile la intrările comparatorului să fie mereu pozitive. Soluția constă în polarizarea ambelor intrări cu tensiuni pozitive, cum se vede în figura 4.14, b.

În încheierea acestei succinte enumerări a utilizării comparatoarelor simple, mai menționăm că o serie de comparatoare cu diferite tensiuni de prag poate face *conversia analog-digitală* a unei tensiuni variabile în timp.

În figura 4.15 sînt date schemele a două comparatoare cu fereastră, cu semnalizare printr-un bec cu incandescență. Se constată că aceste scheme sînt mai simple decît cea din figura 4.5, care necesită în plus două diode. Schema din figura 4.15, a folosește circuitul CLB 2711 și realizarea funcției SAU CABLAT prin legarea între ele a ieșirilor. Ca urmare, becul arde cînd tensiunea de intrare *nu* se află în interiorul ferestrei. Schema din figura 4.15, b folosește circuitul $\beta\text{M } 339$ și realizarea funcției ȘI CABLAT prin legarea între ele a ieșirilor. Ca urmare, becul arde cînd tensiunea de intrare se află în interiorul ferestrei.

Rezistențele înseriate cu intrările în aceste două scheme au rolul de a limita curenții de intrare la aplicarea unor tensiuni de intrare mari și este bine să fie alese de valori cît mai mici posibil. Raportul indicat în figură între valorile lor asigură minimizarea erorilor determinate de curenții de polarizare la intrare.

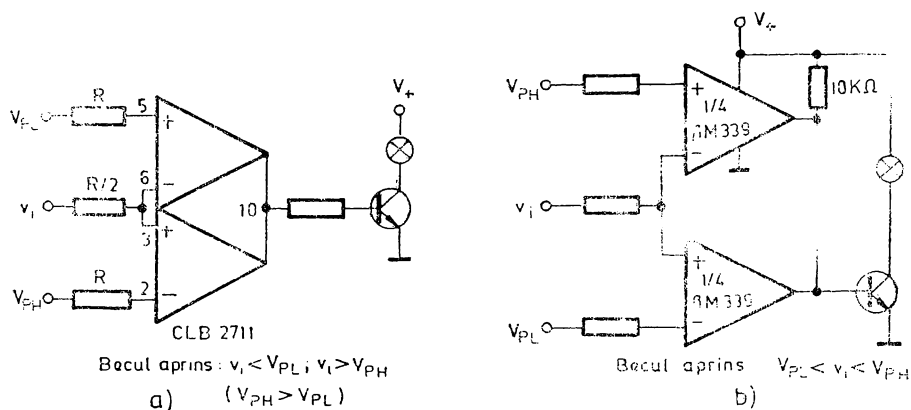


Fig. 4.15. Comparatoare cu fereastră:
 a — cu CLB 2711; b — cu ̢M 339

Comparatoarele cu fereastră sînt utilizate în operațiunile de sortare a componentelor și de testare a circuitelor în procesul de fabricare, pentru a verifica dacă se încadrează în toleranțele impuse. O altă utilizare importantă este ca selectoare de amplitudine.

Comparatoarele integrate sînt utilizate frecvent pentru comanda circuitelor logice. În acest caz nivelele de tensiune furnizate la ieșire trebuie să fie compatibile cu nivelele logice corespunzătoare. În figura 4.16 este dată schema generală care rezolvă această problemă, iar în figura 4.17 sînt arătate două scheme particulare.

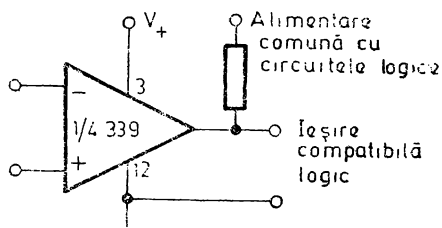


Fig. 4.16. Schema generală de utilizare a circuitului ̢M 339 pentru comanda circuitelor logice

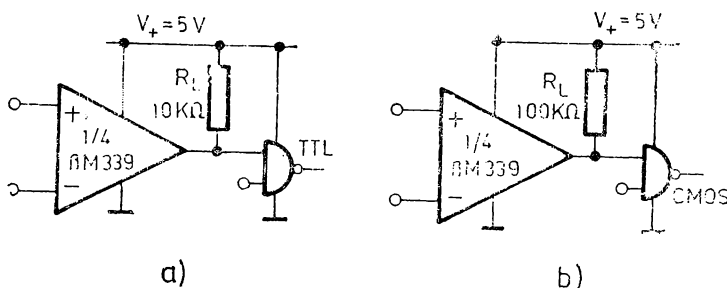


Fig. 4.17. Circuitul ̢M 339 utilizat pentru comanda circuitelor logice:
 a — TTL; b — CMOS

În figura 4.18 este prezentată o schemă care ilustrează utilizarea comparatorului $\beta M 339$ ca interfață pentru adaptarea nivelelor de tensiune între două familii diferite de circuite logice. Se observă că rezistența de sarcină R_L a tranzistorului de ieșire este legată între ieșirea circuitului și masă (lucru posibil numai dacă circuitul este alimentat de la două surse).

Mai menționăm utilizarea comparatoarelor integrate în diferite circuite mai complexe, cum ar fi generatoarele de semnale dreptunghiulare și triunghiulare (vezi capitolul 9) și în circuite de măsură

În încheierea discuției despre comparatoare facem câteva observații generale. Dacă dintr-o capsulă multiplă din familia 339 nu se folosesc toate comparatoarele, atunci intrările și ieșirile (fără rezistență de sarcină) celor neutilizate se leagă la masă.

Dacă valoarea curentului de ieșire care poate fi furnizat de comparator este insuficientă, se leagă la ieșirea lui un amplificator de curent, de obicei un circuit cu tranzistor în conexiunea EC, așa cum s-a procedat și în figura 4.15.

Există un domeniu de utilizare în care folosirea AO drept comparatoare de tensiune este mai avantajoasă decât folosirea comparatoarelor standard: domeniul comparațiilor de precizie foarte mare. Așa sînt cazurile în care se cer curenți de polarizare la intrare ultrascăzuți, tensiuni de dezechilibru foarte mici și/sau o valoare foarte mare a raportului de rejecție a modului comun. Dacă se folosește drept comparator un AO de instrumentație (deci cu calități speciale) și compensat extern, se pot realiza tensiuni de dezechilibru de $500 \mu V$ sau mai puțin, derive de $1,0 \mu V/^\circ C$ și o rejecție a modului comun mult peste 100 dB. Renunțarea la capacitatea externă de compensare permite obținerea vitezei maxime de care este capabil AO respectiv, realizîndu-se timpi de comutație de 1–2 μs .

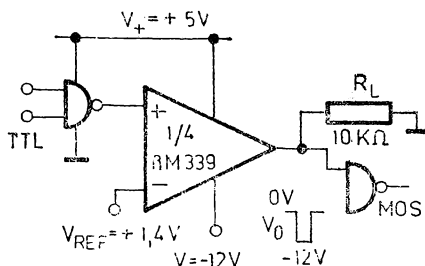


Fig. 4.18. Utilizarea comparatorului $\beta M 339$ ca interfață TTL–MOS

4.2. COMUTATOARE ANALOGICE

Un *comutator analogic electronic* este în esență un întrerupător fără piese în mișcare, realizat cu unul sau mai multe dispozitive electronice și comandat electric. În funcție de valoarea semnalului de comandă el se află fie în starea conductoare, fie în starea blocată.

Comutatoarele analogice se folosesc în circuitele de comutație analogică, care au rolul ca, în funcție de valoarea unui semnal de comandă, fie să transmită la ieșire semnalul de intrare variabil continuu în timp (semnal analogic), fie să blocheze trecerea lui spre ieșire. Pentru a-și îndeplini în bune condiții rolul care le revine, comutatoarele analogice trebuie să satis-

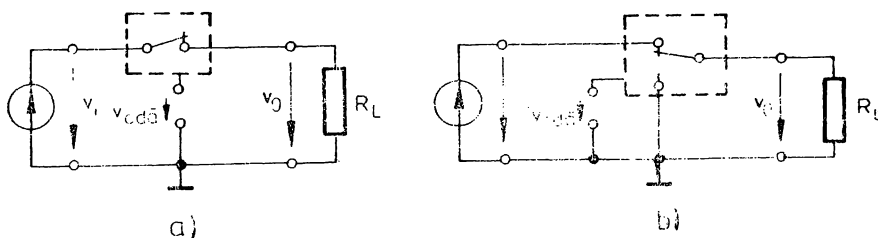


Fig. 4.19. Schemele fundamentale pentru comutația tensiunii:
a — serie; b — serie-paralel

facă mai multe cerințe, dintre care menționăm aici prezența următoarelor trei proprietăți principale:

- rezistență echivalentă cât mai mică în starea conductoare;
- rezistență echivalentă cât mai mare în starea blocată;
- timp de răspuns cât mai mic la modificarea semnalului de comandă.

Comutatoarele analogice pot fi utilizate la realizarea unor circuite pentru comutarea tensiunii sau pentru comutarea curentului. În primul caz, tensiunea de ieșire trebuie să repete (reproducă) tensiunea de intrare, independent de sarcină, respectiv de curentul de sarcină. În cazul al doilea curentul de ieșire trebuie să repete curentul de intrare, independent de sarcină, respectiv de tensiunea pe sarcină.

După modul de conectare a comutatoarelor analogice, există patru scheme fundamentale de comutație analogică: două scheme pentru comutarea tensiunii și două pentru comutarea curentului. Pentru o reprezentare mai intuitivă se obișnuiește să se modeleze comutatoarele analogice prin întrerupătoare cu contacte. Procedînd astfel, cele două scheme fundamentale pentru comutarea tensiunii, conectarea serie și conectarea serie-paralel, iau forma din figura 4.19. Corespunzător, cele două scheme fundamentale pentru comutarea curentului, conectarea paralel și conectarea paralel-serie, iau forma din figura 4.20. În toate cele patru scheme comutatoarele analogice sînt reprezentate în starea în care asigură transmiterea semnalului de la intrare la ieșire. Schemele pentru comutația tensiunii lasă în gol sursa tensiunii de intrare în starea în care nu se transmite semnal la ieșire, în timp ce schemele pentru comutația curentului asigură închiderea curentului de intrare spre masă în starea în care nu se transmite semnal la ieșire.

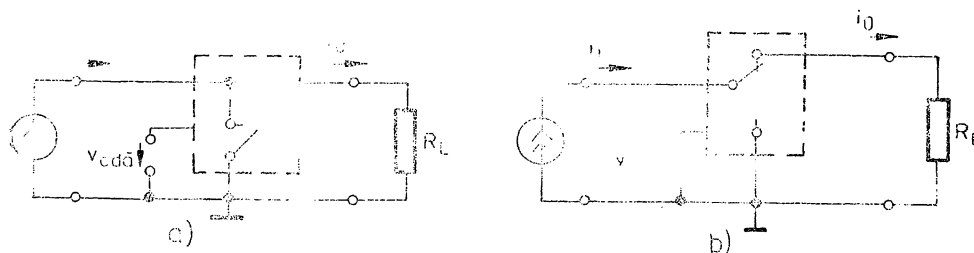


Fig. 4.20. Schemele fundamentale pentru comutația curentului:
a — paralel; b — paralel-serie

Observație. Schemele pentru comutarea curentului pot fi utilizate și la comutarea tensiunii, dacă se înseriază o rezistență cu sursa de tensiune pentru a evita scurtcircuitarea ei, dar cu dezavantajul că se introduce astfel o atenuare în transmisia tensiunii (rezistența înseriată formează un divizor de tensiune cu rezistența de sarcină). Asemănător, schemele pentru comutarea tensiunii pot fi utilizate și la comutarea curentului, dacă se leagă o rezistență în paralel cu sursa de curent pentru evitarea lăsării ei în gol.

Comutatoarele analogice au utilizări foarte numeroase și variate, intrând în componența unei serii întregi de circuite: modatoare prin decupare (choppere), circuite de eșantionare și memorare, multiplexoare și demultiplexoare analogice, convertoare digital-analogice și analogic-digitale, generatoare de semnale, divizoare de tensiune de precizie înaltă, circuite de automatizări discontinue etc.

În prima secțiune a paragrafului de față prezentăm câteva scheme de comutatoare analogice electronice. În secțiunea a doua ilustrăm două clase importante de aplicații, multiplexoarele (respectiv demultiplexoarele) analogice și circuitele de eșantionare și memorare. În ultima secțiune descriem sumar câteva comutatoare analogice integrate produse de IPRS Băneasa, împreună cu aplicațiile lor tipice.

4.2.1. Scheme de comutatoare analogice

Dintre dispozitivele electronice care prezintă o rezistență echivalentă minimă mult mai mică decât rezistența echivalentă maximă se utilizează drept comutatoare analogice tranzistoarele cu efect de câmp (TEC), diodele semiconductoare (D) și tranzistoarele bipolare (TB). Dacă orice dispozitiv comandat (TEC, TB) poate fi utilizat ca atare, o diodă neavând bornă de comandă nu poate fi utilizată decât într-o structură cu minimum două diode, care are deci trei borne, dintre care una poate servi la comandă.

Cele mai simple scheme de comutatoare analogice conțin unul pînă la două tranzistoare sau două diode. O variantă extrem de simplă este schema serie cu TECJ (TEC cu grilă joncțiune), cu canal n , arătată în figura 4.21. Pentru ca tranzistorul să fie blocat trebuie ca tensiunea V_{GS} dintre grila și sursa lui să fie mai negativă decât tensiunea de prag V_P (care este și ea negativă la TECJ cu canal n):

$$v_{cd} - v_i < V_P. \quad (4.8)$$

De exemplu, dacă $V_P = -5$ V și valoarea cea mai negativă a v_i este -3 V, tensiunea v_{cd} trebuie să fie cu cel puțin 5 V mai negativă decât -3 V, adică să fie mai negativă decât -8 V. Pentru ca tranzistorul să conducă bine trebuie ca tensiunea V_{GS} să fie egală cu zero, lucru greu de realizat din cauză că tensiunea v_i și deci potențialul sursei tranzistorului variază în timp.

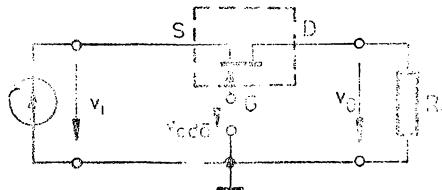


Fig. 4.21. Comutator analogic serie cu TECJ cu canal n

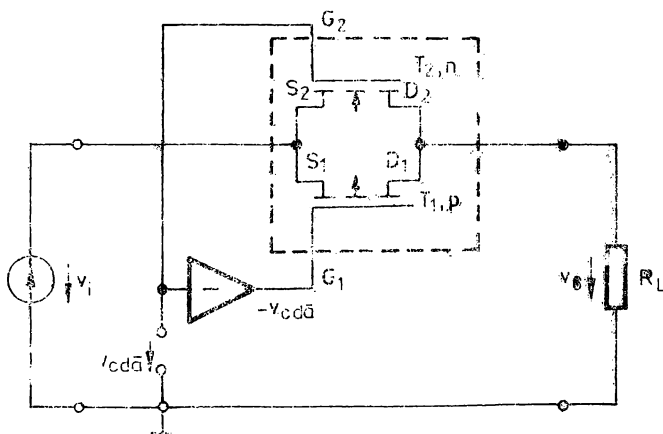


Fig. 4.22. Comutator analogic serie CMOS

Problema realizării unei bune conducții nu se pune la comutatorul serie cu TECMOS cu canal n , deoarece grila lui este izolată de canal și poate fi pozitivată fără să absoarbă curent. În vederea asigurării unui domeniu cât mai larg de valori de ambele semne pentru tensiunea de intrare, se preferă însă utilizarea unui comutator serie cu două TECMOS complementare, unul cu canal n și altul cu canal p (comutator CMOS). Schema lui electrică este arătată în figura 4.22. Tranzistorul T_1 , cu canal p , are o tensiune de prag negativă, iar T_2 , o tensiune de prag pozitivă. Valori tipice sînt -5V , respectiv $+5\text{V}$. Pentru conducție se aplică tranzistoarelor tensiuni de același semn cu tensiunea de prag respectivă și egale, de pildă, cu dublul ei. Pentru blocare se inversează semnul tensiunii de comandă. În stare blocată domeniul de valori ale tensiunii v_i este limitat de condiția evitării trecerii în conducție a unuia sau a celuilalt dintre tranzistoare.

În figura 4.23 este dată schema electrică a unui comutator paralel-serie realizat cu două diode. Dacă $v_{cd\bar{a}} < 0$, dioda D_2 este blocată și comutatorul nu transmite semnalul spre ieșire. Dioda D_1 conduce, așa încît curentul i_i se închide la masă prin D_1 și sursa tensiunii $v_{cd\bar{a}}$. Dacă este îndeplinită condiția

$$v_{cd\bar{a}} > R_L i_i + 0,7 \text{ V}, \quad (4.9)$$

dioda D_2 conduce și comutatorul transmite semnalul la ieșire: $i_o = i_i$. Dioda D_1 este blocată.

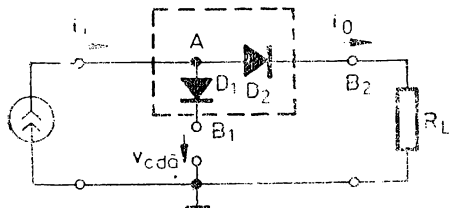


Fig. 4.23. Comutator analogic paralel-serie cu două diode

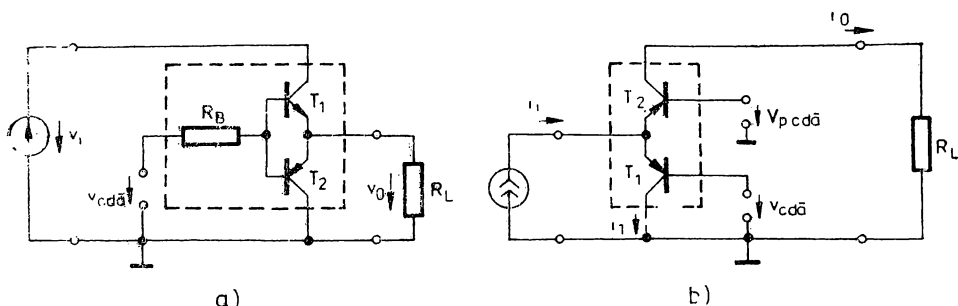


Fig. 4.24. Comutatoare analogice cu două TB:
a — serie-paralel; b — paralel-serie

Tranzistoarele bipolare sînt folosite frecvent la realizarea tuturor schemelor fundamentale de comutație analogică. Schema serie și cea paralel conțin cîte un singur TB, iar schema serie-paralel și cea paralel-serie conțin cîte două TB. În figura 4.24, a este arătată schema serie-paralel realizată cu două TB complementare, T_1 de tip nnp și T_2 de tip pnp . Utilizarea tranzistoarelor complementare permite aplicarea unei singure tensiuni de comandă, comună celor două tranzistoare. Schema conduce pentru $v_{cd\bar{a}} > v_i$ și este blocată pentru $v_{cd\bar{a}} < 0$.

În figura 4.24, b este dată schema paralel-serie, realizată cu două tranzistoare de același tip (pnp). Față de schema cu două diode (figura 4.23), ea prezintă posibilitatea suplimentară de reglare a pragului de comandă cu ajutorul unei tensiuni $V_{p\bar{c}d\bar{a}}$. Dacă $v_{cd\bar{a}} > V_{p\bar{c}d\bar{a}}$ tranzistorul T_1 este blocat și T_2 conduce; schema transmite semnalul, $i_0 = i_i$, iar $i_1 = 0$. Dacă $v_{cd\bar{a}} < V_{p\bar{c}d\bar{a}}$ tranzistorul T_1 conduce și T_2 este blocat; schema nu transmite semnalul, $i_0 = 0$, iar $i_1 = i_i$.

Pentru îmbunătățirea performanțelor comutatoarelor analogice cu dispozitive electronice se folosesc amplificatoare. Astfel, schema serie cu TECJ din figura 4.21 are față de schema corespunzătoare cu TB avantajul că nu înseriază tensiuni reziduale în calea semnalului, deoarece nu are joncțiuni pn între sursă și drenă. În schimb, are dezavantajul că rezistența TECJ între drenă și sursă, în stare conductoare ($r_{DS\ on}$), este de valoare relativ mare. Acest dezavantaj se poate atenua mult prin înserierea după TECJ a unui amplificator repetor de tensiune. Dacă însă tot se folosește un amplificator, atunci se pot realiza și alte îmbunătățiri, așa cum se vede în schema din figura 4.25. Potențialul sursei tranzistorului este aici totdeauna egal cu zero, tensiunea între drenă și sursă este mică atît în con-

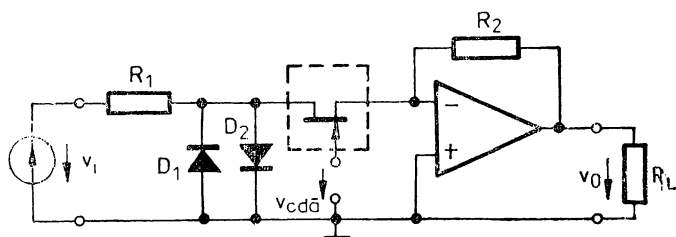


Fig. 4.25. Comutator analogic serie cu TECJ și AO

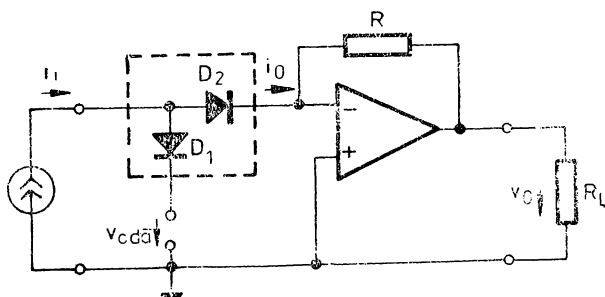


Fig. 4.26. Comutator analogic paralel-serie cu două diode și AO

ducție (fiind limitată de rezistența R_1), cât și în blocare (fiind limitată la $\pm 0,6$ V de diodele D_1 și D_2). Pentru $v_{cd} = 0$ se obține $v_0 = -v_i R_2 / (R_1 + r_{DS\ on})$, iar pentru $v_{cd} < V_P - 0,6$ V, $v_0 = 0$. Dacă legăm mai multe comutatoare de acest tip la intrarea inversoare a AO (care este în acest caz „punct de însumare” — vezi secțiunea 3.1.5), obținem un multiplexor analogic.

Schema din figura 4.26 aplică același procedeu pentru îmbunătățirea performanțelor comutatorului paralel-serie cu două diode din figura 4.23. Potențialul catodului diodei D_2 fiind permanent egal cu zero, valoarea tensiunii de comandă necesară pentru transmisia semnalului nu mai depinde de valoarea acestuia. În plus, schema realizează și o conversie curent-tensiune, $v_0 = -R_i i_i$. Dacă legăm mai multe comutatoare de acest tip la punctul de însumare al AO obținem o tensiune de ieșire proporțională cu suma curenților de intrare; o astfel de schemă se folosește în convertoarele digital-analogice.

4.2.2. Aplicații

Comutatoarele analogice au aplicații numeroase în domenii foarte variate și de mare importanță practică: în circuitele de eșantionare și memorare a semnalelor analogice, în circuitele de transmisia semnalelor analogice cu divizare în timp (multiplexoare și demultiplexoare analogice), în convertoarele digital-analogice și analogic-digitale, în tot felul de alte circuite în care sînt necesare comutări analogice (temporizatoare, amplificatoare cu amplificarea programabilă, surse de curent programabile, surse de tensiune programabile, filtre active comandate electronic etc.). În această secțiune prezentăm sumar circuitele de eșantionare și memorare și circuitele pentru transmisia semnalelor analogice cu divizare în timp.

Menționăm că în prezent comutatoarele analogice electronice sînt folosite fie ca atare, sub formă discretă, fie integrate în componente cu funcții mai complexe, fie integrate în componente cu funcții simple de comutare. Exemplele pe care le prezentăm aici fac parte din categoria a doua. Componentele din ultima categorie se numesc comutatoare integrate și vor fi tratate în secțiunea următoare.

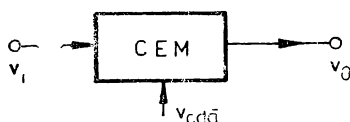


Fig. 4.27. Schema bloc a unui circuit de eşantionare şi memorare (CEM)

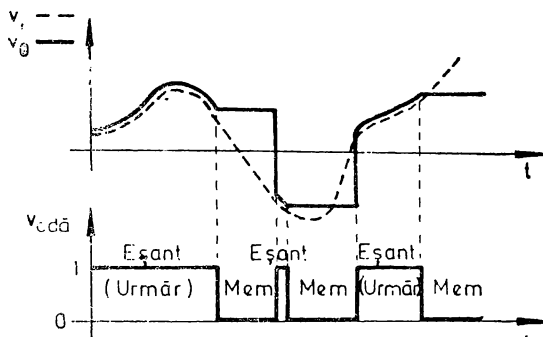


Fig. 4.28. Funcţionarea unui CEM ideal :]

a — diagramele semnalelor de intrare şi ieşire; b — diagrama semnalului de comandă

1°. *Circuite de eşantionare şi memorare (CEM)*. Spus simplu, un circuit de eşantionare şi memorare este un circuit care culege la diferite momente cîte o probă (eşantion) dintr-un semnal şi memorează fiecare probă pînă cînd culege proba următoare. Schema bloc din figura 4.27 arată că un CEM are o intrare de semnal analogic v_i , o ieşire de semnal analogic v_o şi o intrare de comandă v_{cd} , la care se aplică de obicei semnale logice.

Corespunzător celor două valori posibile ale semnalului de comandă (1 logic şi 0 logic), CEM are două regimuri de lucru :

— regimul de eşantionare, în care semnalul de ieşire reproduce semnalul de intrare ;

— regimul de memorare, în care semnalul de ieşire rămîne constant şi egal cu valoarea semnalului de intrare din momentul aplicării comenzii de memorare

Funcţionarea unui CEM ideal este ilustrată în figura 4.28.

Observaţie. Dacă regimul de eşantionare durează un timp relativ lung, unii autori îl numesc regim de *urmărire*. Noi vom folosi termenul de eşantionare indiferent de durată.

În forma cea mai simplă posibilă, un CEM conţine două componente : un comutator analogic serie şi un element de memorare format dintr-o capacitate C (figura 4.29), legată în paralel cu poarta de ieşire. Cînd comutatorul este închis se obţine $v_o = v_i$ şi capacitatea C se încarcă la tensiunea v_i . Cînd comutatorul este deschis tensiunea v_o rămîne constantă şi egală cu valoarea sa din momentul deschiderii.

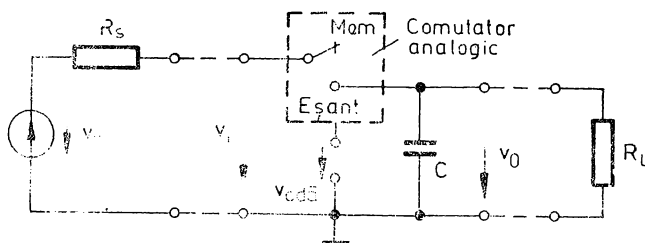


Fig. 4.29. Structura simplificată a unui CEM

Circuitele de eșantionare și memorare se folosesc mai ales în conversia analog-digitală a semnalelor, ca circuite montate înaintea convertorului în vederea asigurării constanței în timp a semnalului de convertit pe durata necesară efectuării conversiei.

O descriere amănunțită a caracteristicilor circuitelor de eșantionare și memorare se găsește în literatura de specialitate. Noi ne mărginim să amintim două limitări ale unui CEM real: viteza de urmărire a semnalului de intrare de către cel de ieșire nu poate fi oricât de mare, iar durata de memorare a semnalului eșantionat nu poate fi nici ea oricât de mare. Îmbunătățirea acestor performanțe necesită folosirea unui comutator analogic cât mai rapid și a unui condensator cu pierderi cât mai mici. În plus, este necesară micșorarea efectelor rezistențelor R_s a sursei de intrare și R_L a sarcinii. Prima rezistență formează împreună cu capacitatea C constanta de timp de intrare $\tau_i = R_s C$, care trebuie să fie cât mai mică pentru a permite o urmărire rapidă. A doua rezistență formează constanta de timp de ieșire $\tau_o = R_L C$, care trebuie să fie cât mai mare pentru a permite o memorare de lungă durată.

Micșorarea efectelor nefavorabile ale celor două rezistențe se realizează prin introducerea unor etaje tampon la intrarea și ieșirea CEM. În figura 4.30 sînt arătate două scheme simple de acest fel (Comutatorul analogic este modelat printr-un întrerupător cu contacte; el se implementează printr-un circuit electronic ales în funcție de posibilități și cerințe). Schema din figura 4.30, a include cîte un repetor de tensiune realizat cu amplificator operațional înainte și după CEM propriu-zis. Schema din figura 4.30, b are un repetor de tensiune numai la ieșire, dar prezintă o reacție negativă globală; ea are proprietăți statice superioare schemei anterioare, însă o viteză de urmărire mai mică.

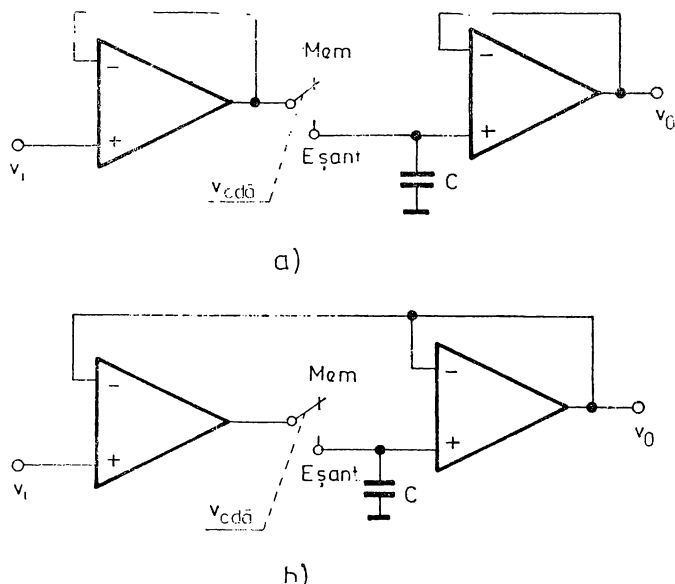


Fig. 4.30. Scheme de CEM neinverse:

- a — cu etaje tampon repetitoare de tensiune la intrare și ieșire;
- b — cu etaj repetor de tensiune la ieșire și reacție negativă globală

În schemele de mai sus condensatorul este legat între intrarea inversoare a ultimului amplificator și masă. El poate fi legat între intrarea inversoare a amplificatorului și ieșirea lui, acest amplificator devenind integrator (figura 4.31).

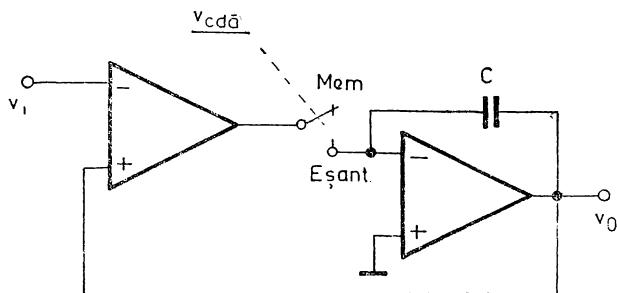


Fig. 4.31. CEM neinvorsor, la ieșire cu amplificator operațional în schemă de integrator

Este posibilă și folosirea unui singur amplificator operațional atît

pentru intrarea în CEM cît și pentru ieșirea din el, dar sînt necesare trei comutatoare analogice. (Așa sînt concepute CEM de tipurile IH5110 și IH5111 produse de firma Intersil.).

2° *Multiplexoare și demultiplexoare analogice.* Există numeroase cazuri în care semnalele analogice furnizate de mai multe surse trebuie aplicate la intrarea unei singure unități, fără a se combina sau perturba reciproc, iar la ieșirea acelei unități ele trebuie din nou separate. Pentru concretizare amintim două situații tipice. Una este transmisia mai multor semnale analogice pe un singur canal (de exemplu pe o linie telefonică), de la locurile unde apar pînă la locurile unde se utilizează. A doua este conversia mai multor semnale analogice în semnale digitale, folosind un singur convertor analog-digital.

Una dintre metodele care rezolvă această problemă este divizarea în timp, adică folosirea succesivă ciclică a unității respective: ea este folosită cîte un interval de timp Δt pentru fiecare semnal, durata ciclului fiind $n\Delta t$ dacă numărul semnalelor este n .

Procedul prin care mai multe semnale analogice care sosesc simultan pe linii diferite se aplică succesiv la intrarea unei singure unități se numește *multiplexare analogică în timp*. Procedul invers, prin care mai multe semnale analogice care sosesc succesiv pe o singură linie sînt separate în timp și aplicate unor linii de ieșire diferite se numește *demultiplexare analogică în timp*. (Dacă semnalele sînt digitale, multiplexarea și demultiplexarea se numesc digitale).

Un *multiplexor* (prescurtat MUX) *analogic* este în esență un circuit cu mai multe intrări analogice, un număr egal de intrări de comandă și o singură ieșire analogică. El poate fi deci reprezentat prin schema bloc din figura 4.32, a. Funcționarea lui este ilustrată prin diagramele de semnale din figura 4.33, pentru cazul particular în care numărul semnalelor de intrare este $n = 2$.

Un *demultiplexor* (prescurtat DEMUX) *analogic* este în esență un circuit care are o singură intrare analogică, mai multe ieșiri analogice și un număr de intrări de comandă egal cu numărul ieșirilor. El poate fi deci reprezentat prin schema bloc din figura 4.32, b.

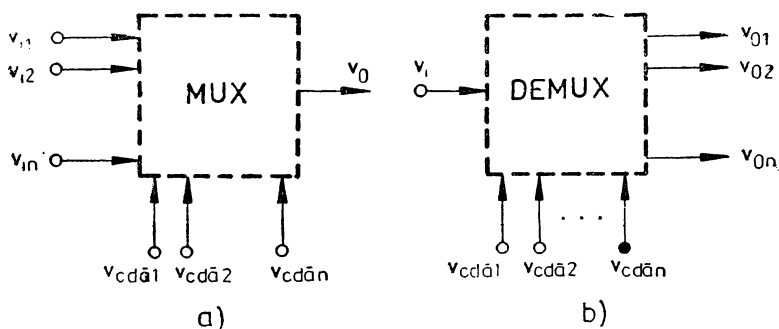


Fig. 4.32. Reprezentările prin scheme bloc ale unui:
a — multiplexor; b — demultiplexor

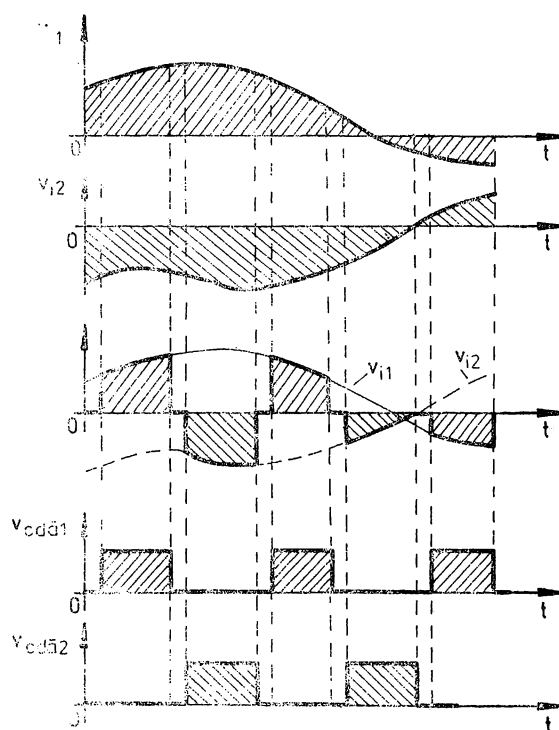


Fig. 4.33. Diagramele de semnale ale unui multiplexor
cu $n = 2$ intrări analogice

În figura 4.34, a este dată schema funcțională a unui multiplexor, analogic. Se constată că, în forma cea mai simplă, el se reduce la un număr de comutatoare analogice egal cu numărul n al intrărilor. (În figură comutatoarele sînt modelate prin întrerupătoare cu contacte; ele pot fi implementate prin orice scheme de comutatoare electronice.) Dacă performanțele

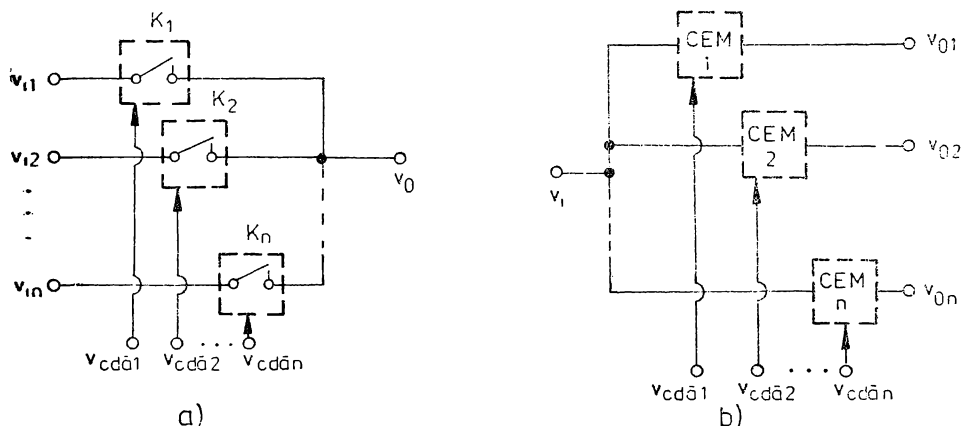


Fig. 4.34. Schemele funcționale ale unui:
a — multiplexor analogic; b — demultiplexor analogic

dorite impun folosirea unor comutatoare îmbunătățite, se folosesc și aici scheme cu amplificatoare operaționale ca în cazul CEM.

În figura 4.34, b este dată schema funcțională a unui demultiplexor analogic, realizat cu circuite de eșantionare și memorare. Aceasta este o soluție mai recentă, care s-a răspândit mult în ultima vreme.

Multiplexoarele și demultiplexoarele analogice se produc astăzi sub formă de circuite integrate. Un asemenea circuit integrat conține, alături de comutatoarele analogice respective (realizate de obicei ca circuite CMOS), circuitele de comandă necesare.

4.2.3. Comutatoare analogice integrate și aplicații

Numim *comutatoare analogice integrate* comutatoarele analogice integrate în componente destinate funcțiilor de comutare. De obicei, componentele respective conțin și circuitele de comandă aferente. În secțiunea de față prezentăm ilustrativ comutatoarele analogice integrate produse la IPRS Băneasa.

IPRS Băneasa produce comutatoare analogice integrate care se încadrează în două familii mari de circuite: circuite audio, radio și TV și circuite de uz industrial. Din prima familie fac parte:

- TDA 1028, comutator analogic cuadruplu, 2×1 ;
- TDA 1029, comutator analogic dublu, 4×1 ;
- SAS 560 S, comutator senzorial cu 4 canale și preselectie la pornire;
- SAS 570 S, comutator senzorial cu 4 canale, fără preselectie;
- SAS 6800/6804, comutator senzorial cu 5/4 canale independente.

Din familia circuitelor de uz industrial fac parte:

- TCA 105 N, comutator cu senzor de proximitate, compatibil TTL;

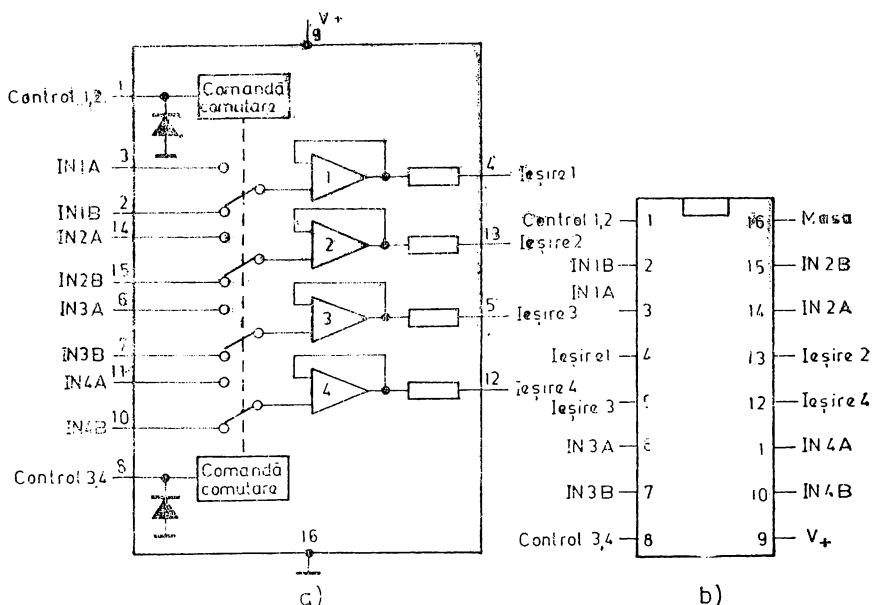


Fig. 4.35. Comutator analogic integrat cu două poziții, TDA 1028:
a — schema bloc; b — configurația terminalelor (vedere de sus)

— SM 230/231 și SM 241/242/251/252, comutatoare cu comanda dată prin câmp magnetic, circuitele avînd integrat în structură un traductor Hall.

În continuare prezentăm succint comutatoarele analogice integrate din familia circuitelor audio, radio și TV.

Circuitele TDA 1028 și TDA 1029 sînt *comutatoare analogice audio* cu două, respectiv patru poziții. TDA 1028 conține două perechi de comutatoare electronice analogice cu cîte două poziții. Câștigul fiecărui canal este fixat de reacția totală și egal cu unitatea. Circuitul are încorporată protecție pe ieșire la scurtcircuit. Protecția pe intrare constă în două diode (pentru tensiune) și o rezistență pentru limitarea curentului. Comutarea se realizează prin intrările de comandă activate în stare logică „0” ($< 2,1$ V). Se utilizează îndeosebi cu funcția de comutator cu patru canale în etajele audio. În figura 4.35 sînt date schema bloc și configurația terminalelor. În figura 4.36 este arătată schema electrică a unei aplicații tipice, care folosește jumătate din circuitul TDA 1028: comutator mono/stereo.

Circuitul TDA 1029 conține două comutatoare electronice analogice cu cîte patru poziții. În rest este asemănător cu circuitul TDA 1028. Se utilizează îndeosebi drept comutator dublu în amplificatoarele audio sau în filtrele active. În figura 4.37 sînt date schema bloc și configurația termi-

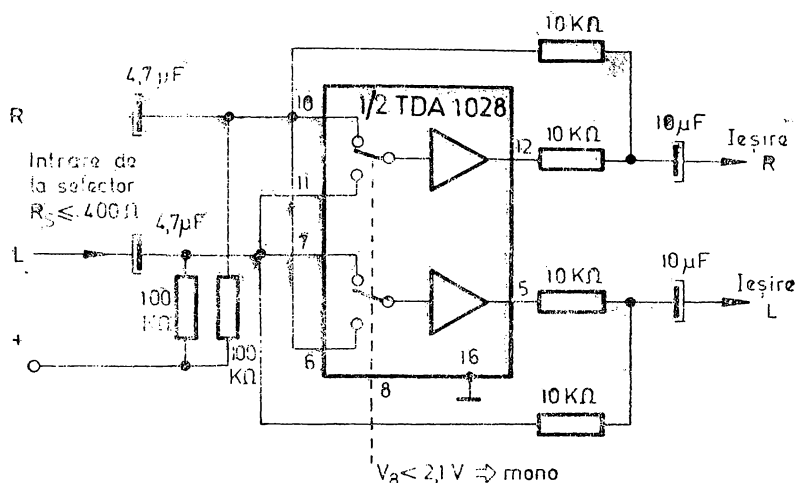


Fig. 4.36. Comutator mono/stereo, realizat cu 1/2 TDA 1028

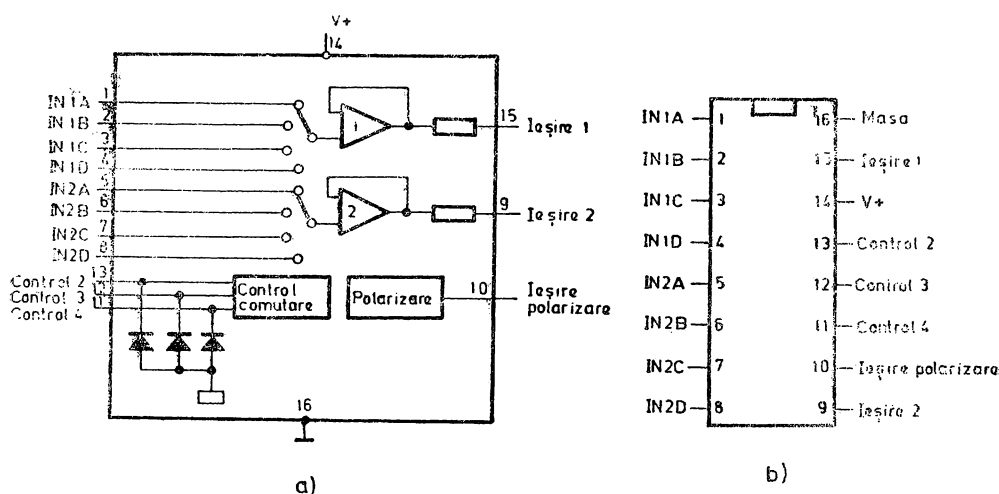


Fig. 4.37. Comutator analogic audio cu patru poziții, TDA 1029:

a — schema bloc; b — configurația terminalelor (vedere de sus)

nalelor. În figura 4.38 este arătată schema electrică a unei aplicații tipice: comutator stereo cu patru canale.

Circuitele integrate monolitice bipolare SAS 560 S și SAS 570 S realizează funcția de *comutator senzorial* pentru selectarea programelor în receptoarele radio și TV prevăzute cu acord prin diode varicap. Circuitul SAS 560 S permite comutarea pe unul din patru canale (programe), avînd proprietatea de a asigura automat selecția canalului 1 la cuplarea surselor de alimentare. Circuitul SAS 570 S permite selectarea unui canal din patru fără a asigura o prioritate; el este utilizat ca extensie a circuitului SAS

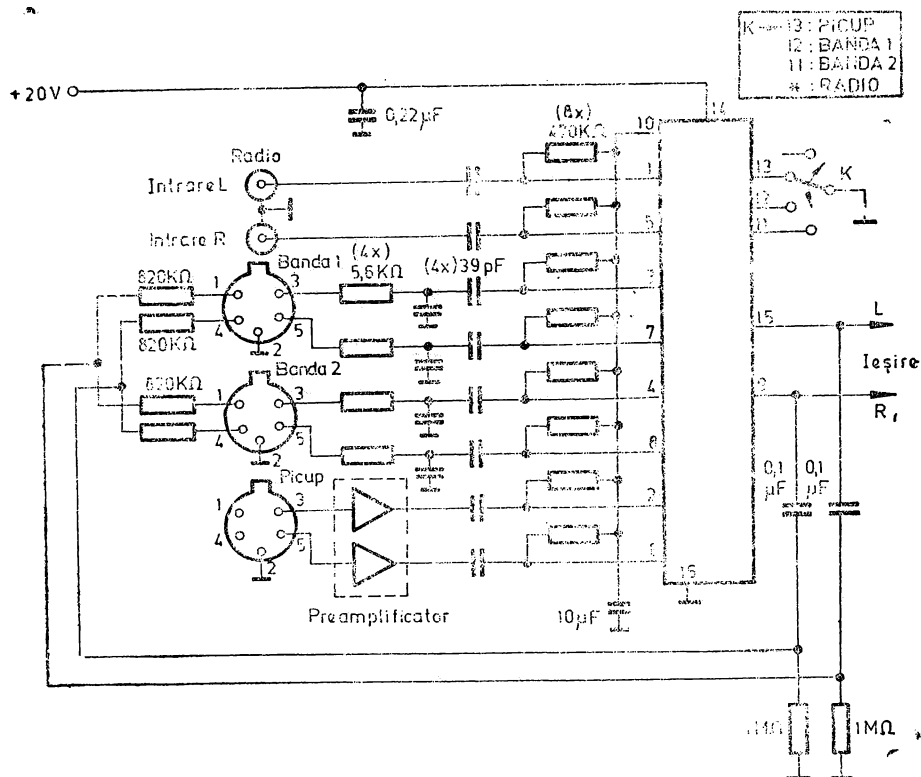


Fig. 4.38. Comutator audio stereo cu patru canale, realizat cu TDA 1029

560 S. În rest cele două circuite sînt identice. În figura 4.39 sînt date schema bloc şi configuraţia terminalelor.

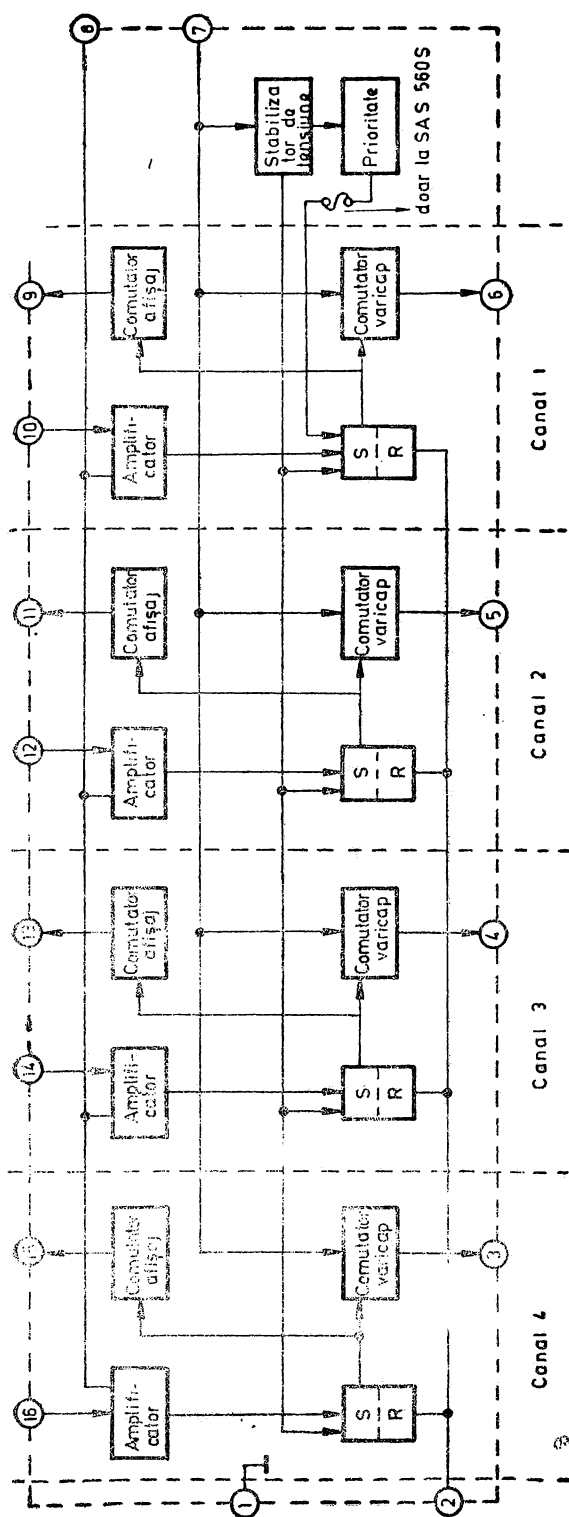
Fiecare canal cuprinde etajele:

- amplificator de intrare;
- basculă RS pentru comutarea canalelor;
- comutator electronic pentru indicator optic;
- comutator electronic pentru comanda diodelor varicap.

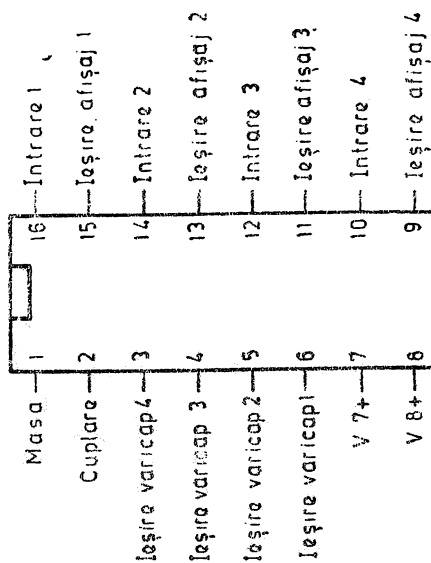
Pentru fiecare canal circuitul are două ieşiri: una pentru comanda diodelor varicap (6, 5, 4, 3), cealaltă pentru comanda unui indicator de afişaj (9, 11, 13, 15).

În aplicaţiile tipice, de la prima ieşire se culege potenţiometric tensiunea continuă care trebuie aplicată diodei varicap corespunzătoare canalului respectiv. A doua ieşire permite afişarea optică a numărului canalului selectat şi, dacă este necesar, comutarea benzilor de TV, a canalelor sau a gamelor de radiodifuziune (de pildă, utilizînd diode de comutare).

Selectarea unui canal se realizează prin atingerea unui senzor. Senzorul poate fi realizat în două variante. În prima variantă el este un simplu contact legat la intrarea unuia dintre canale. Comutarea este provocată de zgomotul electric pe care îl colectează corpul celui care atinge senzorul. În a doua variantă senzorul este prevăzut cu două suprafeţe conductoare,



a)



Capsula TO-117

b)

Fig. 4.39. Comutatoarele senzoriale integrate, cu patru canale, SAS 560 S/570 S:
a — schema bloc; b — configurația terminalelor (vedere de sus)

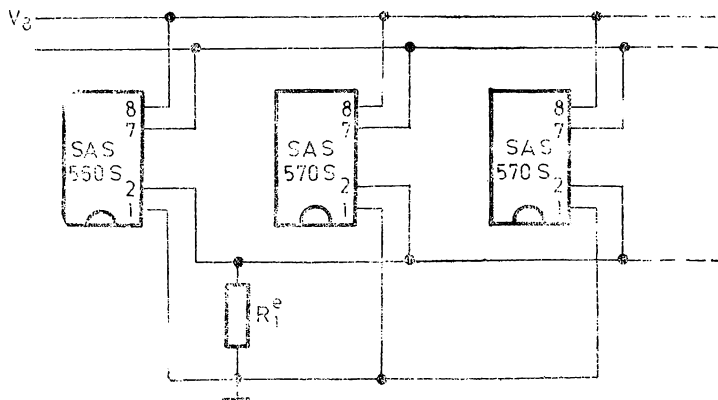


Fig. 4.40. Schema de interconectare a comutatoarelor analogice integrate SAS 560 S și SAS 570 S pentru extinderea numărului de canale la mai mult de patru

între care se închide circuitul electric prin rezistența degetului. Între senzor și circuit se intercalează un filtru trece-jos, prin care se asigură o bună imunitate la comutările nedorite provocate de eventualele zgomote electrice parazite. Imunitatea sporită la zgomote face ca a doua variantă să fie preferată în marea majoritate a aplicațiilor.

Deși circuitul a fost conceput pentru receptoarele radio și TV, el poate fi utilizat și în alte aplicații, de pildă pentru selectarea sursei de semnal (radio, casetă sau bandă magnetică, disc) în instalațiile muzicale complexe sau pentru orice tastatură din aparatura industrială sau de larg consum (ascensoare, aparate de măsurare și control).

În general, un circuit SAS 560 S este utilizat împreună cu unul sau mai multe circuite SAS 570 S pentru a construi tastaturi cu mai mult de 4 canale: fiecare nou circuit SAS 570 S adaugă încă 4 canale. Uzual la TV alb-negru se folosește un SAS 560 S și un SAS 570 S, adică 8 canale. La unele TV color se folosesc două SAS 570 S, deci 12 canale.

Extinderea numărului de canale se realizează foarte simplu, prin conectarea tuturor terminalelor cu numărul 2 la o aceeași rezistență de cuplaj R_1^e . În figura 4.40 s-au reprezentat modulele necesare pentru o tastatură cu 12 canale (12 programe); numărul circuitelor SAS 570 S care se pot cupla în continuare este practic nelimitat. Este evident că oricâte module s-ar adăuga, în starea selectat se va afla un singur canal. Ca urmare, valoarea rezistenței R_1^e nu trebuie modificată la extinderea numărului de canale.

În figura 4.41 este prezentat montajul tipic pentru realizarea comutatorului senzorial pentru un selector cu diode varicap.

În televizoarele dotate cu telecomandă se asigură adesea posibilitatea de a trece de la un program (canal) la cel imediat următor ca număr de ordine prin transmiterea unui semnal de comandă. Circuitele SAS 560 S/SAS 570 S permit realizarea unei funcționări de tip „numărător în inel” în care, la comanda exterioară, starea „selectat” trece de la un canal la cel următor. Pentru aceasta se cuplează capacitiv ieșirea pentru varicap a

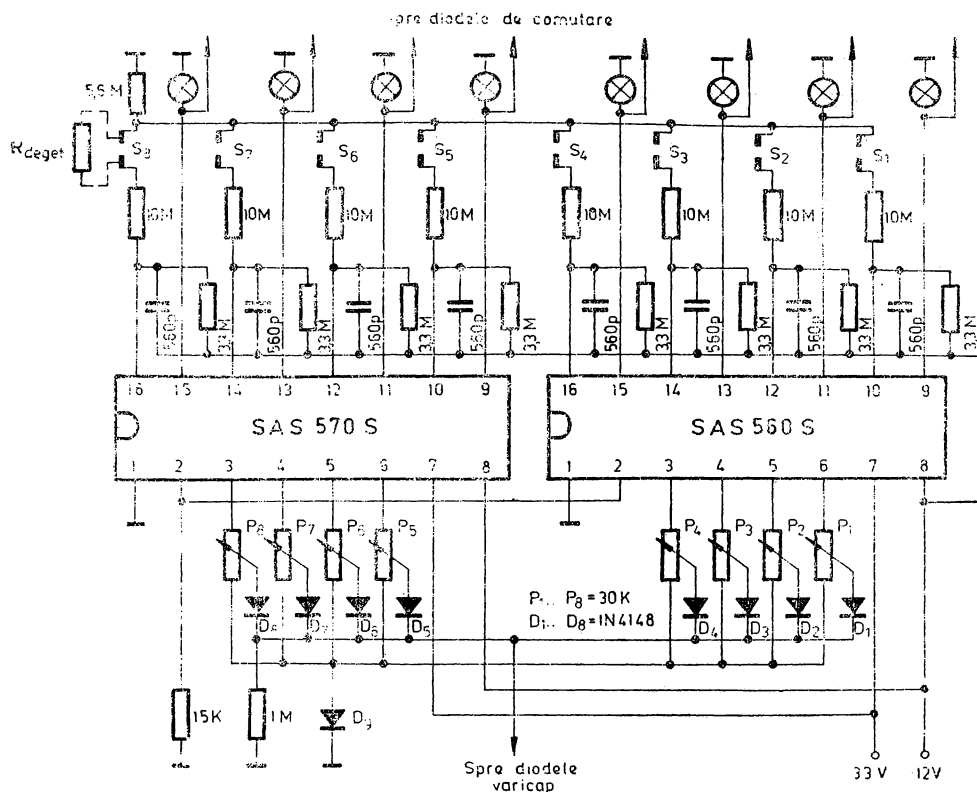


Fig. 4.41. Comutator senzorial cu 8 canale pentru selector cu diode varicap, realizat cu circuitele SAS 560 S/570 S

fiecărui canal cu intrarea canalului următor (cu excepția legării între ultimul canal și primul, trecerea stării fiind asigurată în acest caz de circuitul de prioritate), așa cum este arătat în figura 4.42.

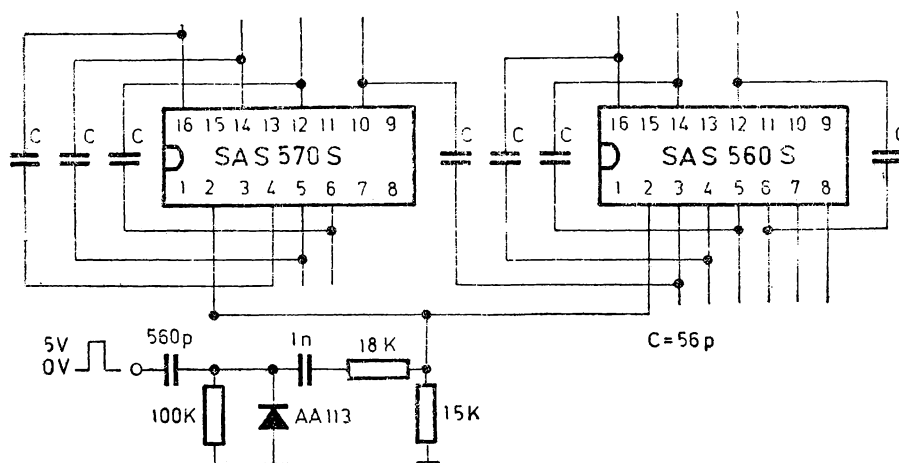


Fig. 4.42. Schema interconectării canalelor pentru funcționarea ca numărător în inel

* Circuitele SAS 6800/6804 sînt comutatoare naalogice integrate folosite în aparatura audio și radio. În urma atingerii tastelor de intrare cu degetul, circuitele pot valida sau inhiba (independent) mai multe blocuri funcționale din echipamentele audio-radio (filtre RIAA, CONTOUR, RUMBLE; limitator dinamic de zgomot; sistem DOLBY; cale de mixaj). Spre deosebire de SAS 6800 care are cinci celule acționate independent, SAS 6804 are doar patru, fiind montat în capsulă standard PLASTIC 16. În rest schemele electrice ale celor două circuite coincid.

4.3. TEMPORIZATCARE

Există cîteva tipuri de circuite integrate analogice care au o diversitate extrem de mare de aplicații. Ele pot fi grupate în două categorii. O primă categorie cuprinde circuitele care își datorează larga utilizare faptului că funcția pe care o îndeplinesc este o funcție centrală în numeroase aplicații. Un exemplu tipic îl constituie amplificatoarele operaționale de uz general. A doua categorie cuprinde circuitele concepute astfel încît din exteriorul lor sînt accesibile diferite funcții interne. Un exemplu tipic îl constituie temporizatoarele integrate de uz general (de pildă βE 555). Circuitele din ambele categorii satisfac în plus două cerințe principale: preț de cost redus și număr scăzut al elementelor externe necesare pentru o aplicație dată. (Ultima cerință asigură simplitatea și economicitatea utilizării.)

În sensul propriu al termenului, un *temporizator* este un circuit care permite obținerea unor intervale precise de timp. Din punct de vedere funcțional el poate fi privit ca un comutator analogic care acționează cu o întârziere fixată față de momentul aplicării comenzii.

Paragraful de față este destinat prezentării temporizatorului integrat βE 555 produs la IPRS Băneasa și a cîtorva dintre aplicațiile sale.

4.3.1. Temporizatorul βE 555

În ciuda denumirii sale, circuitul integrat βE 555 nu poate îndeplini funcția de temporizator decît dacă i se adaugă anumite componente externe. Denumirea se justifică totuși prin faptul că, în concepția autorilor săi, destinația sa principală era cea de temporizator.

βE 555 este un circuit integrat monolitic bipolar care realizează temporizări sau oscilații întreținute prin comanda încărcării și descărcării unui condensator extern. El poate lucra cu tensiuni de alimentare cuprinse între 4,5 V și 18 V, fiind deci compatibil atît cu circuitele logice TTL, cît și cu circuitele realizate cu amplificatoare operaționale. Etajul de ieșire este astfel proiectat și realizat încît poate furniza sau absorbi curenți de pînă la 200 mA.

Circuitul este prezentat de IPRS Băneasa în două variante, din punctul de vedere al gamei temperaturilor de funcționare, și în trei capsule:

- βE 555E, βE 555M capsulă de plastic, cu 14 terminale, TO 116;
- βE 555H, βE 555MH capsulă metalică, cu 8 terminale, TO 99;
- βE 555N, βE 555MN minicapsulă plastic cu 8 terminale, MP 48.

Versiunile care au în codul lor sufixul M sînt destinate gamei de temperatură $-55^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$, iar celelalte gamei de temperatură $0^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$.

Din punct de vedere funcțional temporizatorul 555 este în esență un circuit care cuprinde două comparatoare și un comutator analogic. Ieșirile celor două comparatoare sînt combinate logic astfel încît comandă trecerea circuitului 555 în una din următoarele două stări:

- nivel ridicat al tensiunii de ieșire, $v_o = V_{OH}$, și comutatorul analogic întrerupt (blocat);
- nivel scăzut al tensiunii de ieșire, $v_o = V_{OL}$, și comutatorul analogic conectat (conductor).

Temporizatorul 555 poate fi folosit static sau dinamic. În folosirea statică, el poate juca rol de comparator sau/și comutator analogic. În folosirea dinamică, durata uneia dintre stări sau duratele ambelor stări sînt determinate de componentele de circuit legate în exterior; temporizatorul funcționează ca circuit basculant monostabil, respectiv astabil (oscilator de relaxare).

Pentru explicarea funcționării circuitului folosim schema funcțională din figura 4.43, care cuprinde blocurile: divizorul de tensiune format din trei rezistențe egale notate cu R ($R = 5 \text{ k}\Omega$); comparatoarele 1 și 2;

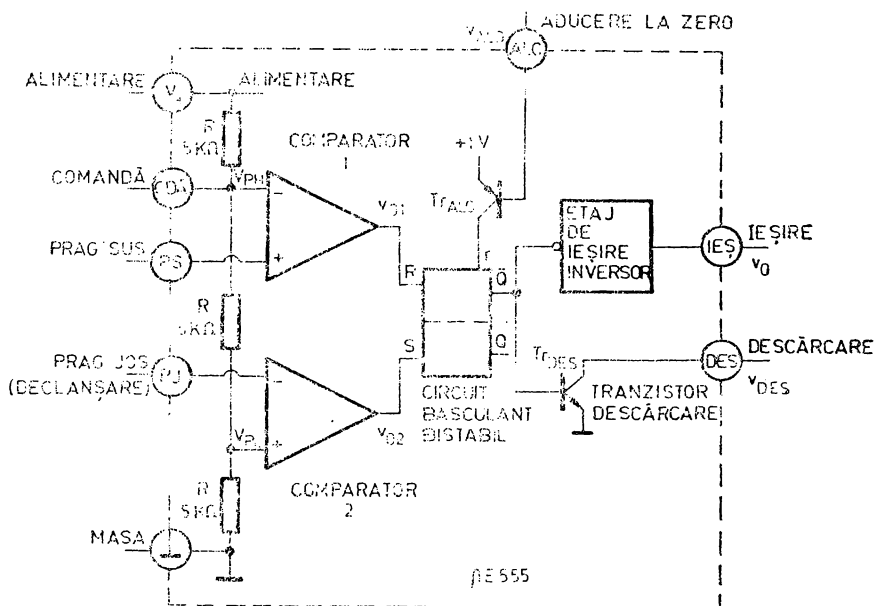
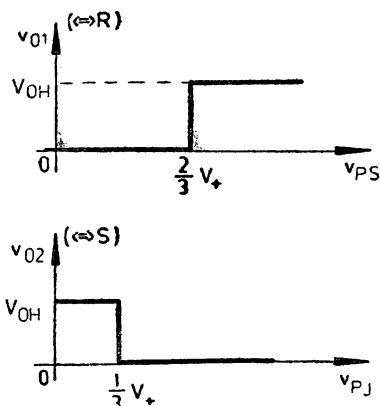


Fig. 4.43. Schema funcțională a temporizatorului βE 555



t_n			t_{n+1}
R_n	S_n	r_n	$\bar{Q}_{n+1}$
0	0	0	$\bar{Q}_n$
0	1	0	0
1	0	0	1
X	X	1	1

Tabelul 4.1

Fig. 4.44. Caracteristicile statice de transfer în tensiune ale comparatoarelor din structura temporizatorului 555

circuitul basculant bistabil RS; amplificatorul de ieșire inversor; tranzistorul de descărcare Tr_{DES} ; tranzistorul de aducere la zero Tr_{ALO} .

Aceste blocuri au următoarele funcții. Divizorul de tensiune stabilește intern tensiunile de prag $V_{PH} = \frac{2}{3} V_+$ pentru comparatorul 1 și $V_{PL} = \frac{1}{3} V_+$ pentru comparatorul 2 (V_+ este tensiunea de alimentare). Funcționarea comparatoarelor rezultă din caracteristicile statice de transfer în tensiune date în figura 4.44. Ele oglindesc caracterul neinversor al comparatorului 1 și inversor al comparatorului 2.

Funcționarea circuitului basculant bistabil este ilustrată în tabelul 4.1, unde prin „1” este notat nivelul ridicat de tensiune și prin „0” nivelul coborât. Tabelul arată starea ieșirii negat $\bar{Q}$ la momentul t_{n+1} , $\bar{Q}_{n+1}$, în funcție de starea ei la momentul anterior, $\bar{Q}_n$, și comenzile aplicate celor trei intrări la momentul anterior, R_n , S_n și r_n . Din tabel lipsește combinația de comenzi $R_n = S_n = 1$, deoarece ea este rar folosită (și conduce la starea $\bar{Q}_{n+1} = 0$) [17]. Tabelul arată că, dacă $r = 0$, aplicarea comenzii $R = 1$ aduce ieșirea în starea $\bar{Q} = 1$ și aplicarea comenzii $S = 1$ o aduce în starea $\bar{Q} = 0$. Dacă cele două comenzi R și S sînt ambele 0, ieșirea își păstrează starea. Dacă se aplică comanda $r = 1$, ieșirea trece în starea $\bar{Q} = 1$, indiferent de comenzile R și S aplicate.

Ieșirea negată $\bar{Q}$ a bistabilului atacă etajul amplificator de ieșire, inversor, și baza tranzistorului de descărcare Tr_{DES} (comutatorul analogic). Cînd $\bar{Q} = 1$, potențialul ieșirii temporizatorului este apropiat de masă, $v_o \simeq 0$, și tranzistorul de descărcare poate absorbi curenți importanți, $v_{DES} \simeq 0$. Cînd $\bar{Q} = 0$, tensiunea de ieșire ia valoarea ridicată, $v_o = V_{OH}$, apropiată de tensiunea de alimentare, și tranzistorul de descărcare este blocat. Diagramele de nivele din figura 4.45 ilustrează funcționarea circuitului bistabil, a etajului de ieșire și a tranzistorului de descărcare.

Atacarea intrării r a circuitului bistabil se face de către tranzistorul de aducere la zero Tr_{ALO} , comandat la rîndul lui prin tensiunea v_{ALO} . Pentru

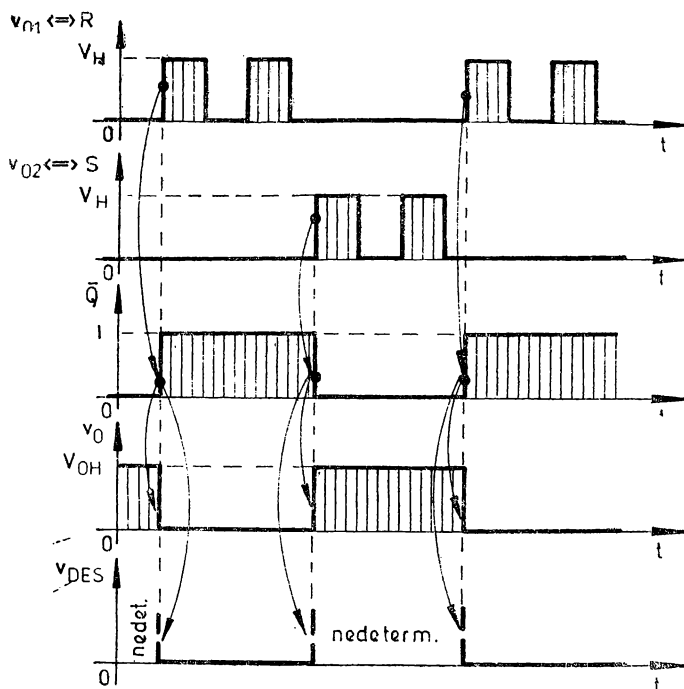


Fig. 4.45. Diagramele de nivele pentru ilustrarea funcționării circuitului bistabil RS, a etajului de ieșire și a tranzistorului de descărcare din temporizatorul βE 555 (în ipoteza $r = 0$)

a realiza $r = 0$ este suficient să se lase intrarea ALO (Aducere La Zero) în aer sau să se conecteze la o tensiune mai mare decât 1 V. Semnalul devine $r = 1$ când terminalul ALO se conectează la masă (de fapt este suficient ca $v_{ALO} < +0,4$ V). Diagramele de nivele din figura 4.46 ilustrează rolul tensiunii v_{ALO} asupra v_0 și v_{DES} .

O ilustrare sintetică a funcționării întregului temporizator 555, pentru comanda $r = 0$, este dată în diagrama din figura 4.47.

Pentru a înțelege modul de utilizare a temporizatorului 555 descriem sumar rolurile terminalelor circuitului. (Configurația terminalelor este arătată în figura 4.48).

Borna negativă a tensiunii de alimentare V_+ se leagă la terminalul MASA, iar borna ei pozitivă la terminalul ALIMENTARE (V_+). Așa cum am spus, valoarea tensiunii de alimen-

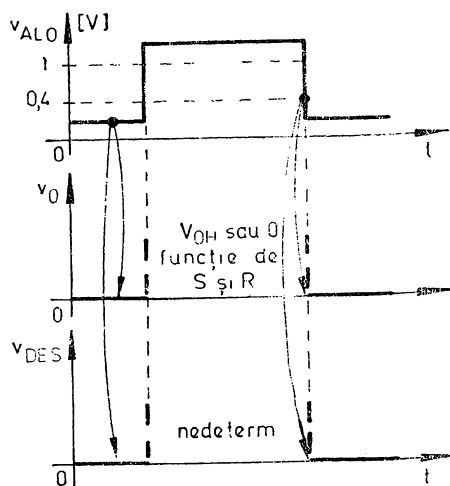


Fig. 4.46. Diagramele de nivele pentru ilustrarea efectului tensiunii v_{ALO} asupra v_0 și v_{DES}

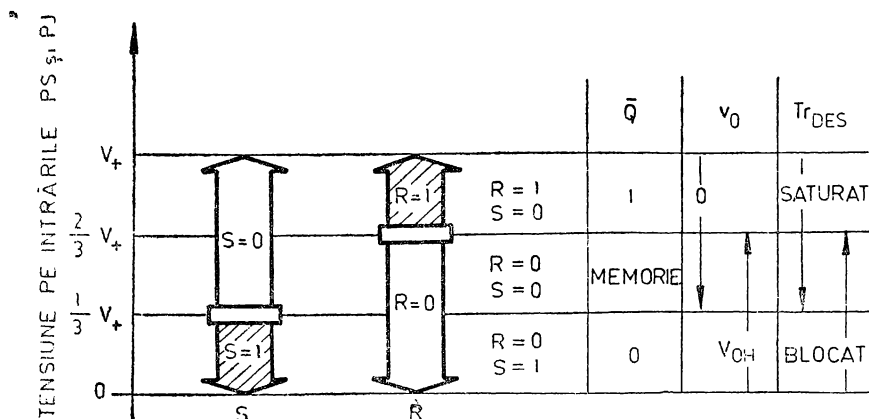


Fig. 4.47. Stările interne S , R , Q , starea tensiunii de ieșire v_o și starea tranzistorului de descărcare T'_{DES} din temporizatorul 555, în funcție de tensiunile la intrările PS și PJ (Se consideră comanda $r=0$)

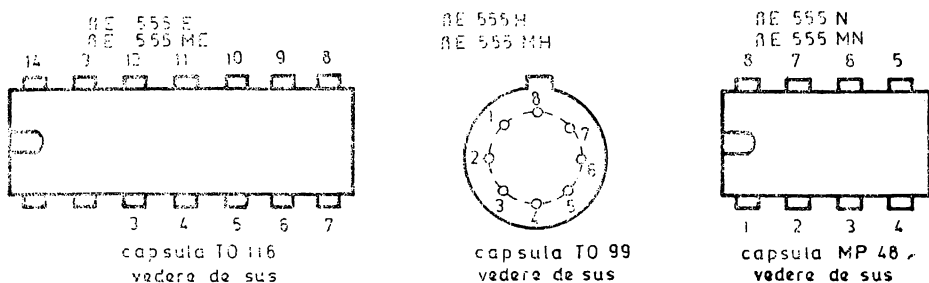


Fig. 4.48. Configurația terminalelor temporizatorului 555. Notății:

TO 116	TO 99 MP 48	Denumirea în limba română	— în limba engleză
4	1	Masă	Ground (GND)
5	2	Prag jos (PJ)	Trigger
6	3	Ieșire (O)	Output
7	4	Aducere la zero (ALO)	Reset
8	5	Comandă (CDA)	Control voltage
9	6	Prag sus (PS)	Threshold
10	7	Descărcare (DES)	Discharge
11	8	Alimentare (V_+)	V_{CC}

Notă. Terminalele 1, 2, 3, 12, 13, 14 ale capsulei TO 116 sînt *neconectate*

tare poate fi cuprinsă între 4,5 și 18V. Pentru asigurarea curenților de polarizare necesari componentelor interne, circuitul 555 consumă un curent de alimentare de aproximativ 0,7 mA pentru fiecare volt al tensiunii de alimentare (adică 10 mA la $V_+ = 15$ V). Puterea disipată maximă este 500 mV.

Tensiunea de ieșire este furnizată la terminalul IES. Funcționarea ieșirii în cele două stări posibile poate fi modelată ca în figura 4.49. În starea corespunzătoare nivelului scăzut al tensiunii de ieșire terminalul IES

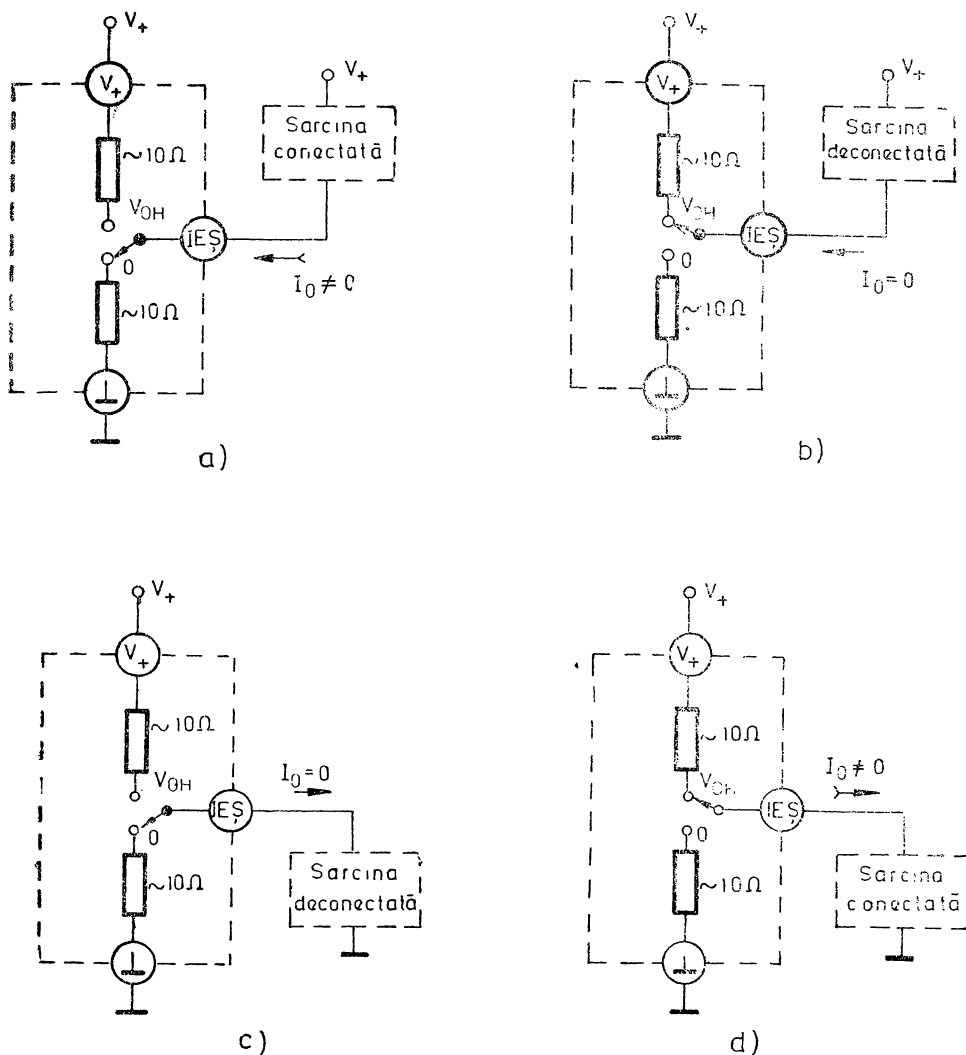


Fig. 4.49. Legarea sarcinii și funcționarea circuitului de ieșire al temporizatorului 555

este echivalent cu un circuit de legare la masă printr-o rezistență de valoare mică (circa 10 ohmi), așa cum se vede în figurile 4.49, a și c. Când nivelul tensiunii de ieșire este ridicat, terminalul IES este echivalent cu un circuit de legare la potențialul V_+ printr-o rezistență de 10 ohmi (figurile 4.49, b și d).

Sarcina poate fi legată în două moduri: 1) între terminalul IES și potențialul V_+ sau 2) între terminalul IES și terminalul MASA. În figura 4.49, a nivelul tensiunii de ieșire este scăzut și prin sarcină curge un curent care este absorbit de temporizator. Valoarea tensiunii de ieșire crește cu valoarea curentului, de la 0,1 V pentru 10 mA la 2,5 V pentru 200 mA,

dacă $V_+ = 15$ V. La acest mod de legare a sarcinii ea este deconectată (adică prin ea nu trece curent) când nivelul tensiunii de ieșire este ridicat (figura 4.49, b).

În figura 4.49, c sarcina este pusă la masă. Prin ea nu trece curent când nivelul tensiunii de ieșire este scăzut. Când nivelul tensiunii de ieșire este ridicat, temporizatorul debitează un curent în sarcină (figura 4.49, d). Valoarea tensiunii de ieșire scade cu creșterea valorii curentului, de la 13 V pentru 100 mA la 12,5 V pentru 200 mA, dacă $V_+ = 15$ V.

Intrarea PRAG JOS (PJ) sau DECLANȘARE servește ca terminal de comandă în numeroase aplicații. Dacă i se aplică un nivel de tensiune mai mare decât $\frac{1}{3} V_+$ și nivelul ieșirii a fost scăzut, se menține acest nivel. Dacă i se aplică acum un impuls negativ de amplitudine suficient de mare pentru ca nivelul la această intrare să scadă sub $\frac{1}{3} V_+$, frontul negativ al impulsului comandă trecerea ieșirii în starea de nivel înalt. Menținând nivelul scăzut al tensiunii la intrarea PJ (de exemplu prin punerea ei la masă), ieșirea este menținută la nivelul ridicat. (Nu este indicată punerea la masă a terminalului PJ pentru un timp îndelungat.)

Intrarea ADUCERE LA ZERO (ALO) servește pentru aducerea tensiunii de ieșire la nivelul scăzut (apropiat de zero volți). Ea permite blocarea acțiunii semnalelor de comandă aplicate la intrarea PJ. Dacă nu se folosește, se leagă de obicei la potențialul V_+ . Rolul nivelelor tensiunii v_{ALO} a fost descris amănunțit mai înainte.

Terminalul DESCĂRCARE (DES) se folosește pentru descărcarea unui condensator extern pe durata în care nivelul tensiunii de ieșire este scăzut. Când tensiunea de ieșire are nivelul ridicat, circuitul terminalului DES este întrerupt, permițând condensatorului să se încarce cu o viteză determinată de capacitatea lui și valoarea rezistenței (sau rezistențelor) exterioare. În figura 4.50 sînt arătate modelele circuitului DES în timpul descărcării, respectiv al încărcării condensatorului.

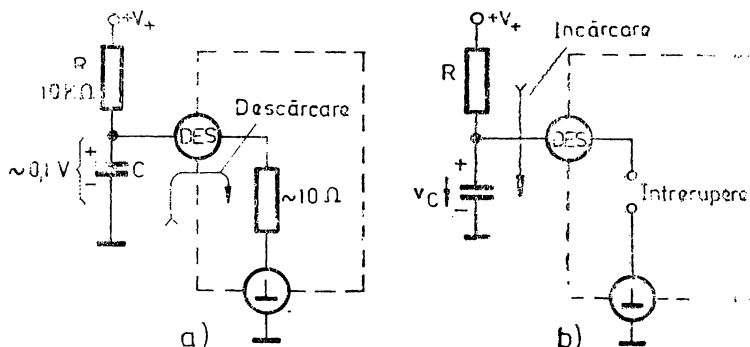


Fig. 4.50. Modelarea circuitului terminalului DES al temporizatorului 555 pentru situațiile în care tensiunea de ieșire are nivelul:

a — scăzut; b — ridicat

Terminalul PRAG SUS (PS) limitează superior tensiunea pe condensatorul exterior la valoarea $\frac{2}{3}V_+$. De îndată ce temporizatorul 555 comută în starea corespunzătoare nivelului ridicat al tensiunii de ieşire, tensiunea pe condensator începe să crească exponenţial. În momentul în care tensiunea atinge valoarea de prag $V_{PH} = \frac{2}{3}V_+$, temporizatorul trece în starea cu nivel scăzut la ieşire.

Terminalul de COMANDĂ sau CONTROL (CDĂ) este folosit de obicei pentru legarea între el şi masă a unui condensator de filtraj de 10 nF. Acest condensator şuntează tensiunea parazită indusă şi/sau ondulaţiile tensiunii de alimentare, reducând la minimum influenţa lor asupra tensiunilor de prag V_{PH} şi V_{PL} . Terminalul CDĂ poate fi folosit şi la modificarea simultană a tensiunilor de prag V_{PH} şi V_{PL} . Spre exemplu, dacă legăm o rezistenţă de 5 k Ω între terminalele CDĂ şi V_+ , tensiunile de prag devin 0,8 V_+ , respectiv 0,4 V_+ . Modificarea tensiunilor de prag se poate obţine şi prin aplicarea unei tensiuni din exterior la terminalul CDĂ, fapt care permite, printre altele, modularea tensiunii de ieşire.

4.3.2. Aplicaţii

Temporizatorul 555 are peste 100 scheme de aplicaţii şi este folosit într-un număr imens de aparate şi instalaţii industriale din întreaga lume.

Din punctul de vedere al utilizatorului, circuitul βE 555 este perfect echivalent tipurilor similare fabricate de un mare număr de firme, cum sînt Signetics (NE 555), National Semiconductor (LM 555), Motorola (MC 1555).

Cele mai simple aplicaţii sînt cele statice, în care „temporizatorul” este folosit drept comparator sau/şi comutator analogic. Aplicaţiile tipice şi, totodată, cele mai răspindite sînt cele dinamice, în care circuitul este folosit ca temporizator. În acestea din urmă el poate lucra fie în regim de monostabil, în care introduce o anumită întârziere, fie în regim de astabil, în care produce oscilaţii dreptunghiulare.

În figura 4.51 este reprezentat un *comparator cu histerezis*, o aplicaţie statică directă a circuitului integrat 555. Legînd împreună intrările PS şi PJ ale celor două comparatoare interne şi aplicîndu-le o tensiune v_I (figura 4.51, a) ieşirea va bascula de fiecare dată cînd tensiunea de intrare trece prin valoarea $V_{PH} = \frac{2}{3}V_+$ spre valori mai mari, sau prin valoarea

$V_{PL} = \frac{1}{3}V_+$ spre valori mai mici. Caracteristica statică de transfer în tensiune a comparatorului este dată în figura 4.51, b. Cele două tensiuni de prag sînt proporţionale cu tensiunea de alimentare V_+ şi pot fi ajustate din exterior prin intermediul terminalului numit COMANDĂ (CDĂ).

Prin adăugarea cîtorva componente suplimentare (diode, rezistoare etc.) se poate realiza un comparator cu histerezis compatibil TTL sau un comparator cu praguri independente de tensiunea de alimentare.

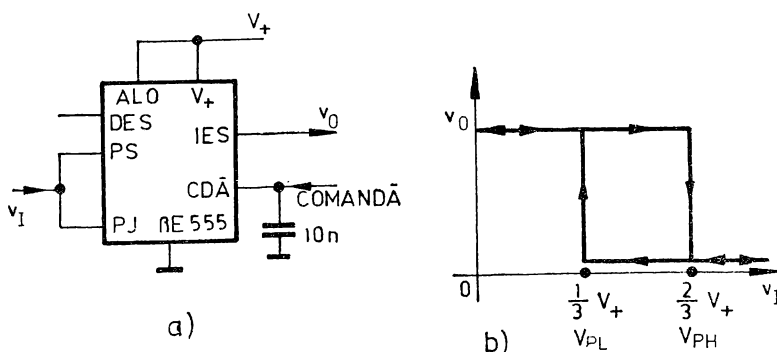


Fig. 4.51. Comparator cu histerezis (trigger Schmitt) cu circuitul βE 555:
a — schema electrică; b — caracteristica statică de transfer în tensiune

În figura 4.52 este reprezentată o altă aplicație statică, un *buton senzorial* realizat cu temporizatorul 555. Ea se bazează pe faptul că circuitul basculant RS din structura internă a integratului 555 și deci ieșirea IES pot fi acționate prin cele două intrări, PJ și PS. Când tensiunea terminalului PJ este mai mică decât $\frac{1}{3} V_+$ la ieșire se obține $v_0 = V_{OH}$. Când tensiunea terminalului PS este mai mare decât $\frac{2}{3} V_+$ la ieșire se obține $v_0 \simeq 0$. Aceste două intrări sînt de impedanță mare, respectiv curentul necesar pentru declanșarea lor este de maximum 900 nA pentru PJ și 200 nA pentru PS. De aceea ele pot fi acționate prin simpla atingere cu degetul a zonelor de senzori din figura 4.52.

Construind zonele de sesizare cu un canal de circa 1 mm, la atingerea cu degetul apare între contacte o rezistență de maximum 100 k Ω . Valoarea ei este suficientă pentru ca împreună cu rezistența de 10 M Ω să modifice potențialul lui PS sau PJ pentru acționarea circuitului basculant intern.

Atingînd B, tensiunea terminalului IES crește la $v_0 = V_{OH}$ și rămîne la această valoare chiar dacă se ia degetul de pe contacte. Tensiunea terminalului IES cade la aproximativ 0 V la atingerea momentană a zonei de sesizare A.

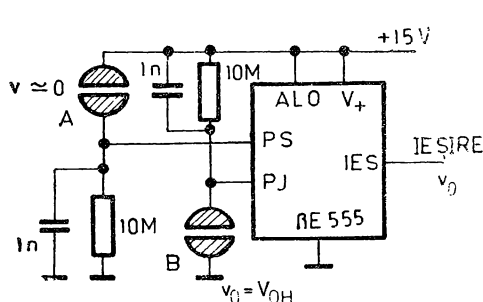


Fig. 4.52. Buton senzorial cu βE 555

În acest mod se construiesc butoane care nu includ nici o piesă mecanică în mișcare, fiabilitatea lor crescînd pînă la nivelul duratei de funcționare a circuitului integrat (butonul nu are practic uzură). Curenții extrem de mici care circulă prin contacte (1,5 μA) sînt total nepericuloși pentru securitatea operatorului. Condensatoarele de 1 nF filtrează semnalele parazite scurte care ar

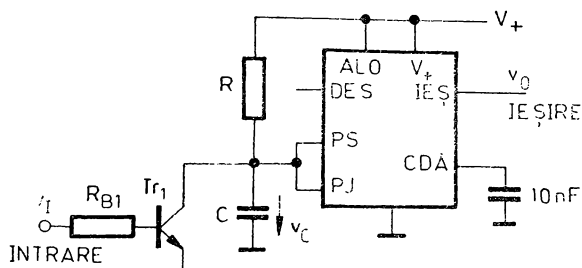


Fig. 4.53. Circuit de întârziere cu $\beta E 555$

putea eventual acționa circuitul, mai ales în spații industriale (în spații mai puțin perturbante pot lipsi).

Aplicațiile dinamice ale temporizatorului 555 se bazează pe trei scheme funcționale: circuit de întârziere, circuit basculant monostabil și circuit basculant astabil. Le prezentăm sumar în continuare.

Circuit de întârziere. În regimul de funcționare ca circuit de întârziere, integratul 555 comută din starea $v_0 = V_{OH}$ în starea $v_0 = 0$ cu o anumită întârziere t_i față de momentul aplicării comenzii respective. Pentru realizarea acestui regim integratul 555 se folosește la fel ca în cazul comparatorului cu histerezis din figura 4.51, a, dar tensiunea de intrare v_I nu se aplică direct la terminalele PS și PJ scurtcircuitate între ele, ci prin intermediul unui tranzistor Tr_1 și al unui circuit RC care fixează întârzierea (figura 4.53). Funcționarea circuitului poate fi urmărită pe diagramele din figura 4.54.

Terminalul DES al integratului este neconectat, deoarece funcția de descărcare a integratului nu se utilizează, ea fiind îndeplinită de tranzistorul extern Tr_1 . Inițial tensiunea de intrare v_I are o valoare mare, suficientă pentru saturarea tranzistorului Tr_1 , astfel că el scurtcircuitază condensatorul C , care stă deci descărcat. La terminalele PS și PJ se aplică tensiunea $v_C = 0$ și, conform caracteristicii de transfer din figura 4.51, b, la ieșire $v_0 = V_{OH}$. Anularea tensiunii de intrare ($v_I = 0$) blochează tranzistorul Tr_1 și declanșează regimul de temporizare. Condensatorul C începe să se încarce prin rezistența R de la tensiunea V_+ . Ieșirea rămâne neschimbată pînă cînd $v_C = V_{PH} = \frac{2}{3} V_+$, cînd $v_0 = 0$. Tensiunea v_C poate continua să crească pînă la V_+ .

Revenirea circuitului are loc în momentul aplicării unei tensiuni v_I

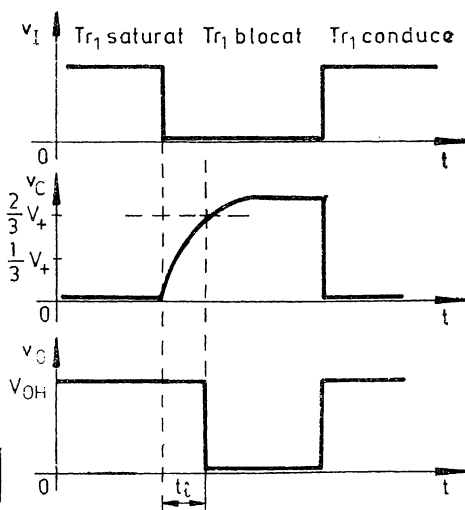


Fig. 4.54. Diagrama de funcționare a circuitului de întârziere din figura 4.53

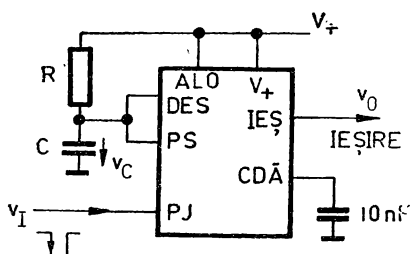


Fig. 4.55. Monostabil cu βE 555

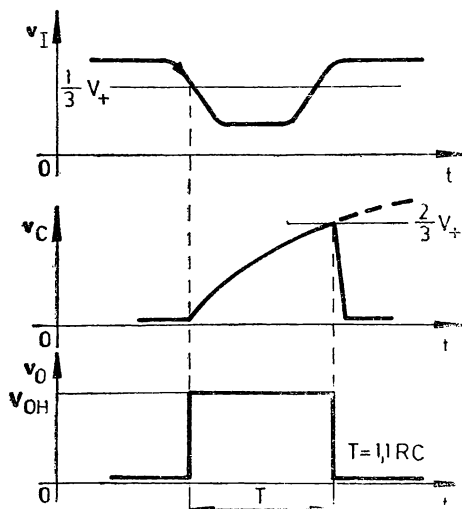


Fig. 4.56. Diagrame de funcționare a monostabilului din figura 4.55

DES. Terminalul PJ este folosit pentru declanșare, la el fiind aplicată tensiunea de intrare v_I . Starea stabilă corespunde condensatorului descărcat ($v_C = 0$). Ea se obține pentru $v_I > \frac{1}{3} V_+$, situație în care $v_0 = 0$ și tranzistorul intern de descărcare Tr_{DES} scurtcircuitază condensatorul C. Declanșarea monostabilului se face prin scăderea tensiunii v_I și are loc în momentul în care $v_I = \frac{1}{3} V_+$ (vezi figura 4.56). Ieșirea comută în starea $v_0 = V_{OH}$, tranzistorul Tr_{DES} se blochează și condensatorul C începe să se încarce exponențial prin rezistența R. În momentul în care tensiunea $v_C = \frac{2}{3} V_+$ (și cu condiția ca între timp v_I să fi redevenit mai mare decât $\frac{1}{3} V_+$) tensiunea de ieșire scade la aproximativ zero volți, Tr_{DES} trece în conducție și prin el se descarcă condensatorul C.

Durata T a impulsului pozitiv de la ieșire este egală cu timpul necesar condensatorului C să se încarce de la zero la $\frac{2}{3} V_+$:

$$T = 1,1 RC. \quad (4.11)$$

ridicate. Tranzistorul Tr_I trece în conducție și descarcă condensatorul C la zero. Tensiunea de ieșire crește la $v_0 = V_{OH}$.

Întârzierea t_i care apare între momentul declanșării și momentul în care tensiunea de la ieșire își schimbă starea este

$$t_i = 1,1 RC. \quad (4.10)$$

Monostabil. Temporizatorul βE 555 a fost proiectat astfel încât să poată fi adaptat ușor unei scheme de circuit basculant monostabil (figura 4.55). În regimul de funcționare ca monostabil, integratul 555 comută din starea $v_0 = 0$ în starea $v_0 = V_{OH}$ la aplicarea unei comenzi și rămâne în ultima stare un timp T determinat de circuitul RC legat în exterior, după care revine în starea $v_0 = 0$. Funcționarea circuitului monostabil poate fi urmărită pe diagramele din figura 4.56.

Spre deosebire de circuitul de întârziere (figura 4.53), aici se folosește funcția de descărcare a integratului, terminalul DES fiind legat la condensatorul C. Terminalul PS nu mai este legat împreună cu PJ, ci cu

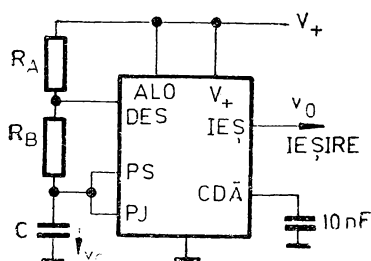


Fig. 4.57. Astabil cu βE 555

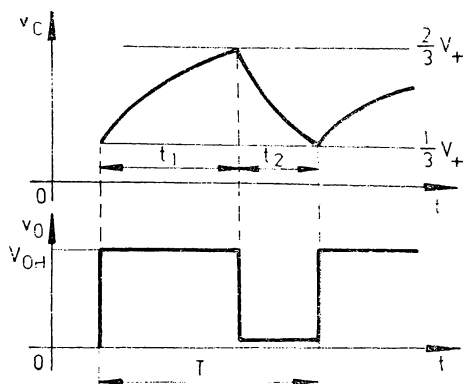


Fig. 4.58. Diagrame de funcționare a circuitului astabil din figura 4.57

(Dacă însă timpul în care tensiunea v_I rămîne sub nivelul $\frac{1}{3} V_+$ este mai mare decît T — „supracomandă” —, ieșirea urmărește intrarea).

Astabil. O altă utilizare devenită clasică pentru circuitul integrat 555 o constituie oscilatorul de relaxare (astabil), care furnizează o tensiune dreptunghiulară. Din schema dată în figura 4.57 se vede că terminalele PS și PJ sînt legate împreună și urmăresc tensiunea pe condensatorul C.

Cînd Tr_{DES} este blocat condensatorul C se încarcă de la sursa V_+ prin rezistențele R_A și R_B . În momentul în care tensiunea $v_C = \frac{2}{3} V_+$ circuitul integrat comută și Tr_{DES} se saturează; condensatorul C se descarcă prin rezistența R_B la masă. În momentul în care tensiunea $v_C = \frac{1}{3} V_+$ circuitul revine în prima stare, Tr_{DES} se blochează și, ca urmare, se reia procesul de încărcare.

În consecință, tensiunea pe condensatorul C evoluează între $\frac{1}{3} V_+$ și $\frac{2}{3} V_+$ după o lege exponențială, iar tensiunea de ieșire comută între V_{OH} și 0 V (figura 4.58). Tensiunea de ieșire este V_{OH} în timp ce tensiunea v_C crește.

Perioada oscilației este

$$T = (2R_B + R_A)C \ln 2 \simeq 0,69(2R_B + R_A)C \quad (4.12)$$

și nu depinde de tensiunea V_+ . Durata t_1 este

$$t_1 = (R_A + R_B)C \ln 2. \quad (4.13)$$

Capitolul 5

CIRCUITE ANALOGICE NELINIARE

Circuitele în care semnalul de ieșire depinde neliniar de semnalul (sau semnalele) de intrare se numesc circuite neliniare. Circuitele analogice neliniare își găsesc aplicații diverse, cum ar fi: transmiterea și prelucrarea semnalelor, măsurători și instrumente de măsură, calculatoare analogice etc.

Operațiile principale care se pot realiza cu circuitele neliniare analogice sînt: multiplicarea (produsul a două sau mai multe semnale), ridicarea la putere, extragerea rădăcinii pătrate, logaritmarea, antilogaritmarea, obținerea unor funcții trigonometrice, sumarea vectorială etc.

5.1. MULTIPLICATOARE ANALOGICE

Multiplicatoarele constituie una dintre cele mai importante familii de circuite analogice neliniare.

Multiplicatorul analogic este un circuit electronic care efectuează produsul a două sau mai multe semnale de intrare (tensiuni sau curenți). Simbolul său este prezentat în figura 5.1. În acest circuit, tensiunea de ieșire (v_o) este proporțională cu produsul celor două tensiuni de intrare (v_x și v_y):

$$v_o = K v_x v_y = \frac{v_x v_y}{v_r}, \quad (5.1)$$

unde v_r este o tensiune de referință, iar K , factorul de scară. Acești parametri (v_r și K) se pot ajusta din exterior, însă în mod uzual au o valoare fixă, de obicei în modulele integrate v_r avînd valoarea 10 V. Dacă tensiunea de referință v_r este fixată la 10 V și fiecare din cele două tensiuni de intrare se limitează în modul pînă la valoarea de 10 V, rezultă (conform relației 5.1) limitarea tensiunii de ieșire v_o la valoarea de 10 V în modul.

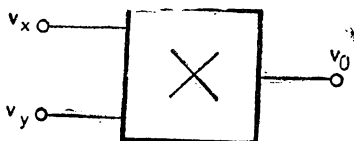


Fig. 5.1. Simbolul multiplicatorului analogic

Tensiunile de intrare v_x și v_y pot fi atât pozitive, cât și negative. Combinațiile semnelor (polarităților) acestor două tensiuni definesc multiplicatoarele într-un singur cadran ($v_x > 0, v_y > 0$), în două cadrane ($v_x \geq 0, v_y > 0$), sau în patru cadrane, ($v_x \geq 0, v_y \geq 0$), ale planului $v_x O v_y$ (fig. 5.2).

Dacă una din tensiunile de intrare este constantă (de exemplu semnalul v_x este constant), tensiunea de ieșire v_0 este proporțională cu tensiunea v_y de la cealaltă intrare:

$$v_0 = K v_x v_y = K_1 v_y \quad (5.2)$$

În acest fel, multiplicatorul se comportă ca un amplificator cu factorul de amplificare K_1 . Prin acest artificiu se pot testa parametrii caracteristici multiplicatoarelor, cum ar fi, caracteristica de frecvență, erorile de multiplicare, neliniaritățile, tensiunile de dezechilibru etc.

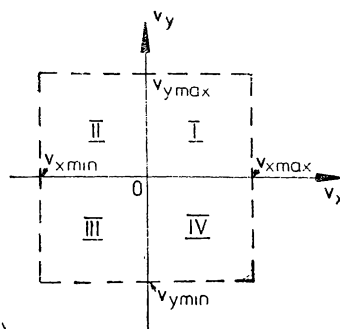


Fig. 5.2. Planul $v_x O v_y$, care deține tipurile de operare ale multiplicatoarelor

5.1.1. Principii de funcționare ale multiplicatoarelor analogice

Literatura de specialitate menționează numeroase tehnici de realizare a multiplicării analogice, fiecare având avantaje, sau dezavantaje specifice situației concrete în care este utilizat multiplicatorul respectiv.

Tehnicile mai des utilizate cu care se pot realiza, atât cu componente discrete, cât și cu circuite integrate hibride sau monolitice se prezintă principal în continuare.

a. *Multiplicatoare cu lege pătratică.* În aceste multiplicatoare, se realizează produsul a două mărimi electrice (tensiuni sau curenți) calculând cu un dispozitiv analogic expresia $xy = \frac{1}{4} [(x + y)^2 - (x - y)^2]$. Un multiplicator simplu bazat pe acest principiu se obține cu un „modulator în inel” cu patru diode, care funcționează pe caracteristica pătratică a acestora. Cu ajutorul unor amplificatoare operaționale (AO) și cu o rețea de rezistențe și diode, care aproximează legea de variație pătratică, se poate obține suma și diferența semnalelor de intrare și deci se poate obține apoi produsul celor două semnale. Utilizarea AO oferă atât o bandă largă de frecvențe (până la 1MHz), cât și o precizie ridicată (până la 0,25%) a multiplicării, dar compensarea cu temperatura a rețelei neliniare de rezistențe și diode este complicată.

b. *Multiplicatoare cu efect Hall.* Semnalul de la ieșire (tensiunea Hall u_H) este proporțională cu produsul dintre curentul i care străbate plăcuța Hall și inducția magnetică B în care se află plasată perpendicular plăcuța: $u_H = K_H i B$. Dacă inducția magnetică B este produsă de o tensiune u , se obține produsul $u_H = K'_H i u$. Acest procedeu, deși des utilizat în aparatura analogică de măsură având o precizie bună (0,25%), este limitat la frecvențe de ordinul zecilor de kHz.

c. *Multiplicatoare cu module în amplitudine și durată.* Un tren de impulsuri dreptunghiulare are valoarea medie (aria) proporțională cu amplitudinea v_x a impulsurilor și cu factorul de umplere $\frac{\tau}{T} : v_{med} = v_x \frac{\tau}{T}$.

Dacă factorul de umplere este comandat de o tensiune de intrare v_y $\left(\frac{\tau}{T} = K v_y \right)$ și apoi se face medierea trenului de impulsuri printr-un filtru

de tip trece-jos, se obține la ieșire o tensiune proporțională cu produsul celor două tensiuni de la intrare: $v_o = K v_x v_y$. Procedul descris oferă o precizie foarte bună (0,1%), însă banda de trecere este limitată la frecvențe de ordinul zecilor de kHz.

d. *Multiplicatoare cu sumare logaritmică.* În aceste tipuri de multiplicatoare se realizează produsul a două mărimi electrice (tensiuni sau curenți) după formula $x \cdot y = \log^{-1} (\log x + \log y)$, adică semnalele de la intrare (x și y) se logaritmează apoi se sumează logaritmii și în final se aplică antilogaritmul sumei. Pentru logaritmare și antilogaritmare se folosesc amplificatoare operaționale cu reacție neliniară. Multiplicatoarele logaritmice au o precizie bună (0,25%) și o stabilitate termică foarte bună.

e. *Multiplicatoare cu transconductanță variabilă.* Aceste multiplicatoare se bazează pe modificarea liniară a cîștigului unui amplificator sub acțiunea unuia dintre semnalele de la intrare (celălalt semnal este aplicat la intrarea amplificatorului). În varianta integrată a acestui tip de multiplicator se folosește tranzistorul bipolar ca amplificator și dependența liniară dintre transconductanța sa și curentul static de colector. Buna împreună a caracteristicilor tranzistoarelor (specifice circuitelor integrate) determină precizii ridicate (0,5%) pentru o bandă de frecvențe de ordinul 1 MHz.

5.1.2. Multiplicatoare integrate cu transconductanță variabilă

Proprietatea de a se obține multiplicarea a două semnale rezultă din relația liniară care exprimă variațiile i_c ale curentului de colector în funcție de variațiile tensiunii bază-emitor v_{be} , la un tranzistor.

$$i_c = \frac{q}{k \cdot T} I_C v_{be} \quad (5.3)$$

Transconductanța $\left(\text{termenul } I_C \frac{q}{k \cdot T} = g_m \right)$ are o variație liniară în funcție de curentul static de colector. În relația (5.3) intervin următoarele constante: q = sarcina electronului ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulombi); k = constanta lui Boltzman ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K); T = temperatura absolută ($1^\circ\text{C} = 273,15 + 1$ K). De exemplu, pentru un tranzistor integrat, cu un curent de colector de 100 μA , rezultă la temperatura de 25°C o transconductanță $g_m = \frac{1}{257} \Omega^{-1}$, adică

o „transrezistență” $r_m = \frac{1}{g_m} = 257 \Omega$.

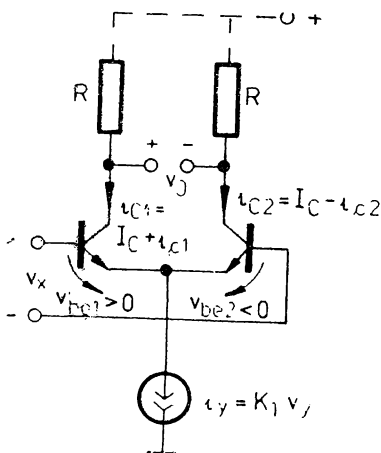


Fig. 5.3. Schema de principiu a unui multiplicator în două cadrane

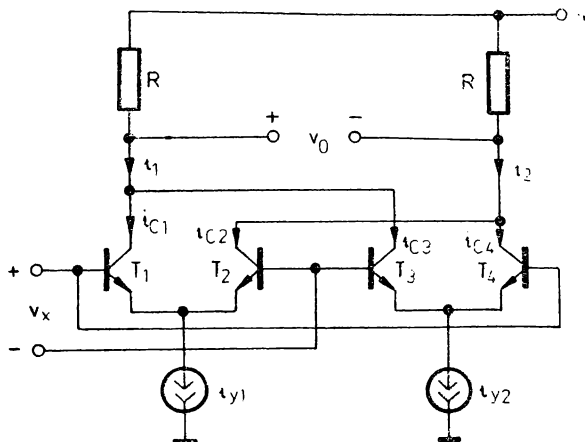


Fig. 5.4. Schema de principiu a unui multiplicator în patru cadrane

O schemă simplă, principală de multiplicator în două cadrane este prezentată în figura 5.3, și conține două tranzistoare pereche (cu caracteristici identice) în montaj diferențial.

Generatorul de curent i_y debitează curentul: $i_{C1} + i_{C2} = 2I_C = i_y = K_1 v_y$. Deoarece tranzistoarele au emitorul comun, rezultă $v_x = v_{be1} - v_{be2}$, iar relația (5.3) se scrie sub forma:

$$i_{C1} - i_{C2} = i_{c1} + i_{c2} = \frac{q}{kT} \cdot \frac{i_y}{2} \cdot v_x = \frac{q}{kT} \cdot \frac{K_1}{2} v_y v_x, \quad (5.4)$$

adică diferența curenților de colector este proporțională cu produsul tensiunilor v_x ($v_x \geq 0$) și v_y ($v_y > 0$).

Diferența curenților ($i_{C1} - i_{C2}$) se poate măsura la ieșirea circuitului de tip diferențial din figura 5.3. Tensiunea diferențială la ieșire va fi de forma

$$-v_0 = R(i_{C1} - i_{C2}) = \frac{v_x v_y}{v_r} = K v_x v_y, \quad (5.5)$$

unde v_r este tensiunea de referință, iar K , constanta de scară a multiplicatorului.

O configurație de multiplicator cu două etaje diferențiale în antifază este prezentată în figura 5.4. Tensiunea de ieșire v_0 are expresia

$$\begin{aligned} -v_0 &= R(i_{C1} - i_{C2}) = R(i_{C1} - i_{C2}) - R(i_{C4} - i_{C3}) = \\ &= R(i_{y1} - i_{y2}) \frac{q}{2kT} v_x. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Dacă i_{y1} și i_{y2} reprezintă curenții de ieșire ai unui alt etaj diferențial (ca în figura 5.3), atunci diferența ($i_{y1} - i_{y2}$) este proporțională cu tensiunea v_y , adică relația (5.6) devine în final:

$$v_0 = \frac{v_x v_y}{v_r} = K v_x v_y \quad (5.7)$$

Prin completarea schemei din figura 5.4 cu un alt etaj diferențial (tranzistoarele T_5, T_6) comandat de tensiunea v_y și avînd în structura sa

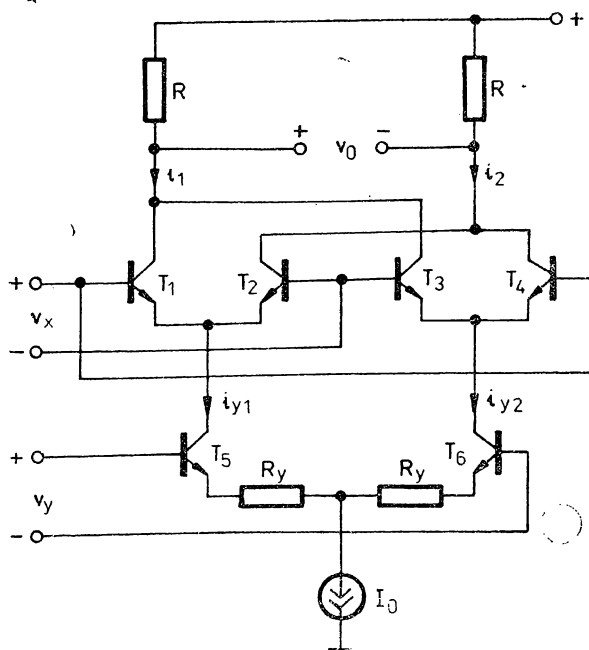


Fig. 5.5. Configurația multiplicatorului analogic în patru cadrane

un generator de curent constant I_0 (independent de tensiunea v_x și v_y) se obține celula de bază a unui multiplicator analogic în patru cadrane (fig. 5.5). În mod obișnuit, în loc de un singur generator de curent I_0 și două rezistențe R_y se folosesc două generatoare de curent I_0 și o singură rezistență R_y (ca în figura 5.6), aceasta putîndu-se regla din exterior, modificînd astfel factorul de scară al multiplicatorului.

În realizarea practică a multiplicatoarelor analogice integrate celula de bază prezentată în figura 5.5 se completează cu circuite amplificatoare de ieșire, o rețea complexă de stabilizare cu temperatura și circuite de adaptare la intrare

(de obicei convertoare logaritmice) pentru a limita valorile de atac pe baza tranzistoarelor (v_x sau v_y) la maximum 10 mV. La multe circuite multiplicatoare sînt prevăzute borne pentru acces din exterior, fie pentru a fixa din exterior tensiunea de referință, fie pentru a ajusta tensiunea de dezechilibru de la intrări, sau de la ieșirea multiplicatorului.

Firmele producătoare de circuite integrate folosesc diferite indicative pentru multiplicatoarele analogice. Astfel firma americană „Analog Devices” produce multiplicatoare analogice cu transconductanță variabilă cu indicativele AD 432J(432K), AD429A(429B) sau AD530 — AD533. Multiplicatoarele analogice de producție sovietică au indicativele 140MA1 (utilizat ca modulator) și 525 π C1 sau 526 π C1.

În figura 5.7, a se prezintă schema multiplicatorului în patru cadrane, cu transconductanță variabilă, avînd indicativul 525 π C 1. În schema de utilizare a multiplicatorului (fig. 5.7, b) se remarcă posibilitățile de a se ajusta tensiunile de dezechilibru de la intrare (prin potențiometrele de 10 k Ω), de la ieșire (prin potențiometrul de 5 k Ω) cît și modificarea fac-

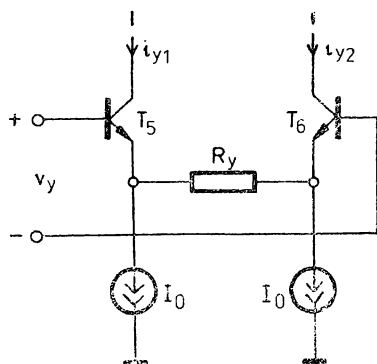
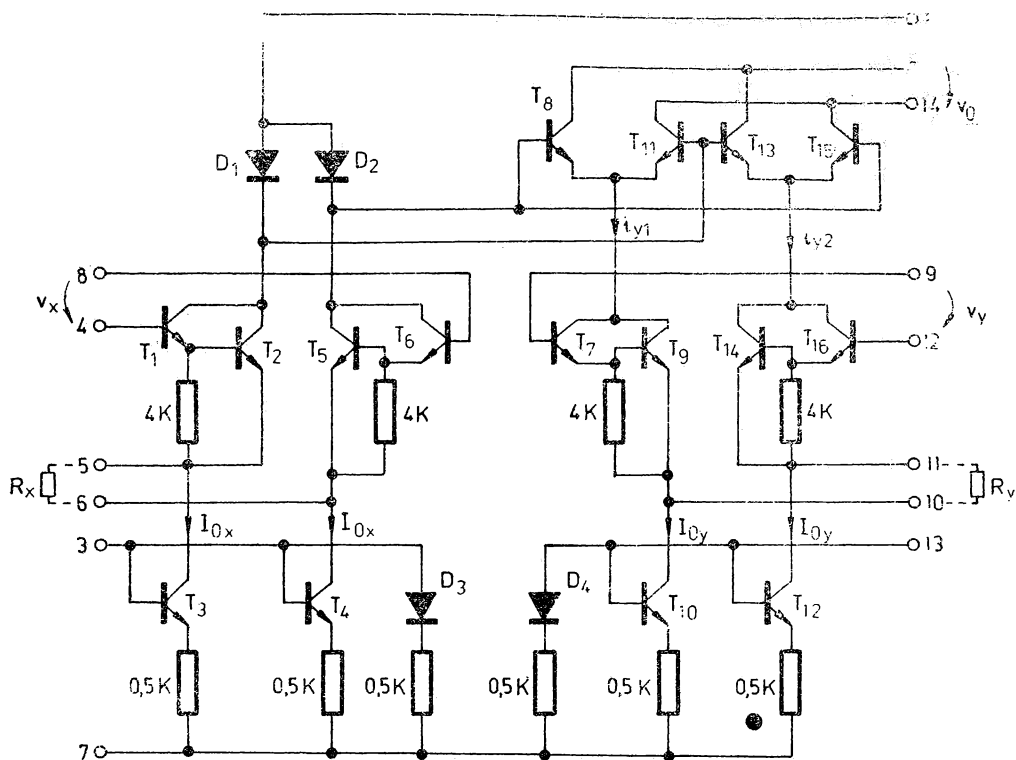
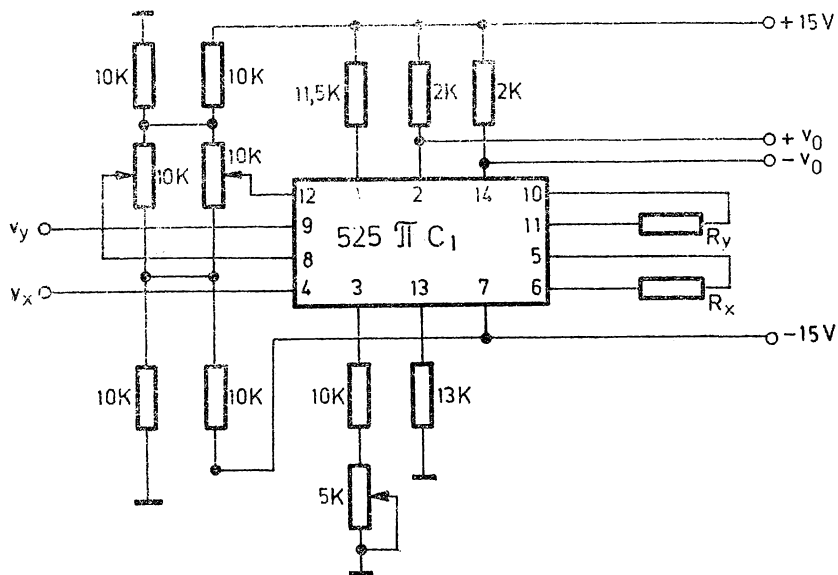


Fig. 5.6. Variantă posibilă pentru etajul T_5, T_6 al multiplicatorului din figura 5.5.



a)



b)

Fig. 5.7. Multiplicatorul 525πC1

a — configurație internă; b — schema de utilizare

torului de scară (tensiunea de referință v_r) prin intermediul rezistențelor R_x și R_y .

Acest multiplicator este constituit din două etaje diferențiale în antifază (tranzistoarele T_8 , T_{11} , T_{13} și T_{15}) care realizează funcția de înmulțire. Curenții de emitor (i_{y1} și i_{y2}) se obțin de la un alt etaj diferențial format din cascada de tranzistoare T_7 , T_9 și T_{14} , T_{16} , comandată de tensiunea v_y (bornele 9 și 12 din figura 5.7). Generatoarele de curent constant I_{0y} sînt constituite din tranzistoarele T_{10} și T_{12} . Valoarea curentului I_{0y} este fixată prin rezistența de 13 k Ω conectată între terminalul 13 și masă. Pentru intrarea v_x , multiplicatorul conține în plus diodele D_1 și D_2 care împreună cu elementele schemei, formează o rețea de logaritmă pentru această tensiune astfel încît se obține o mai bună liniaritate pentru semnalul de ieșire. Semnalul de ieșire v_0 este cules în brațele punții dinamice în care cele două rezistențe R au valoarea de 2 k Ω (terminalele 2 și 14 din figura 5.7, b).

Semnalul de ieșire are expresia :

$$v_0 = \frac{2R}{I_0 R_x R_y} v_x v_y, \quad (5.8)$$

unde valoarea curentului I_0 ($I_{0x} = I_{0y}$) este dată de relația :

$$I_0 = \frac{|V^-| - V_D}{0,5 + R_{13}} = \frac{15 - 0,6}{0,5 + 13} = 1,06 \text{ mA}$$

Pentru obținerea unei tensiuni de referință de 10 V ($v_r = \frac{I_0 R_x R_y}{2R}$), valorile uzuale ale rezistențelor R , R_x și R_y sînt $R = 2 \text{ k}\Omega$, $R_x = R_y = 6,2 \text{ k}\Omega$.

Cîteva date de catalog ale multiplicatorului 525 π C1 se referă la : rezistența de intrare (20 M Ω), rezistența de ieșire (30 Ω), gradul de neliniaritate al multiplicării (1%), gama de frecvențe (pînă la 1 MHz), tensiunea de alimentare ($\pm 15 \text{ V}$), tensiunile de intrare (de la -10 V , la $+10 \text{ V}$), puterea disipată (170 mW).

5.1.3. Aplicații ale multiplicatoarelor analogice

Multiplicatoarele analogice în patru cadrane constituie o familie de circuite integrate (CI) cu o gamă largă de aplicații. Multiplicatoarele sînt utilizate în blocurile de calcul analogic, în modulația și demodulația semnalelor, la măsurarea puterii în circuitele electrice etc.

a. Circuite de calcul analogic

În figura 5.8 sînt date cîteva scheme de calcul analogic utilizînd multiplicatoarele.

Ridicarea la pătrat (v_x^2) se realizează dacă intrările v_x și v_y ale multiplicatorului sînt conectate împreună (fig. 5.8, a). În acest caz se obține tensiunea de ieșire :

$$v_0 = \frac{v_x v_y}{v_r} = \frac{1}{v_r} v_x^2 \quad (5.9)$$

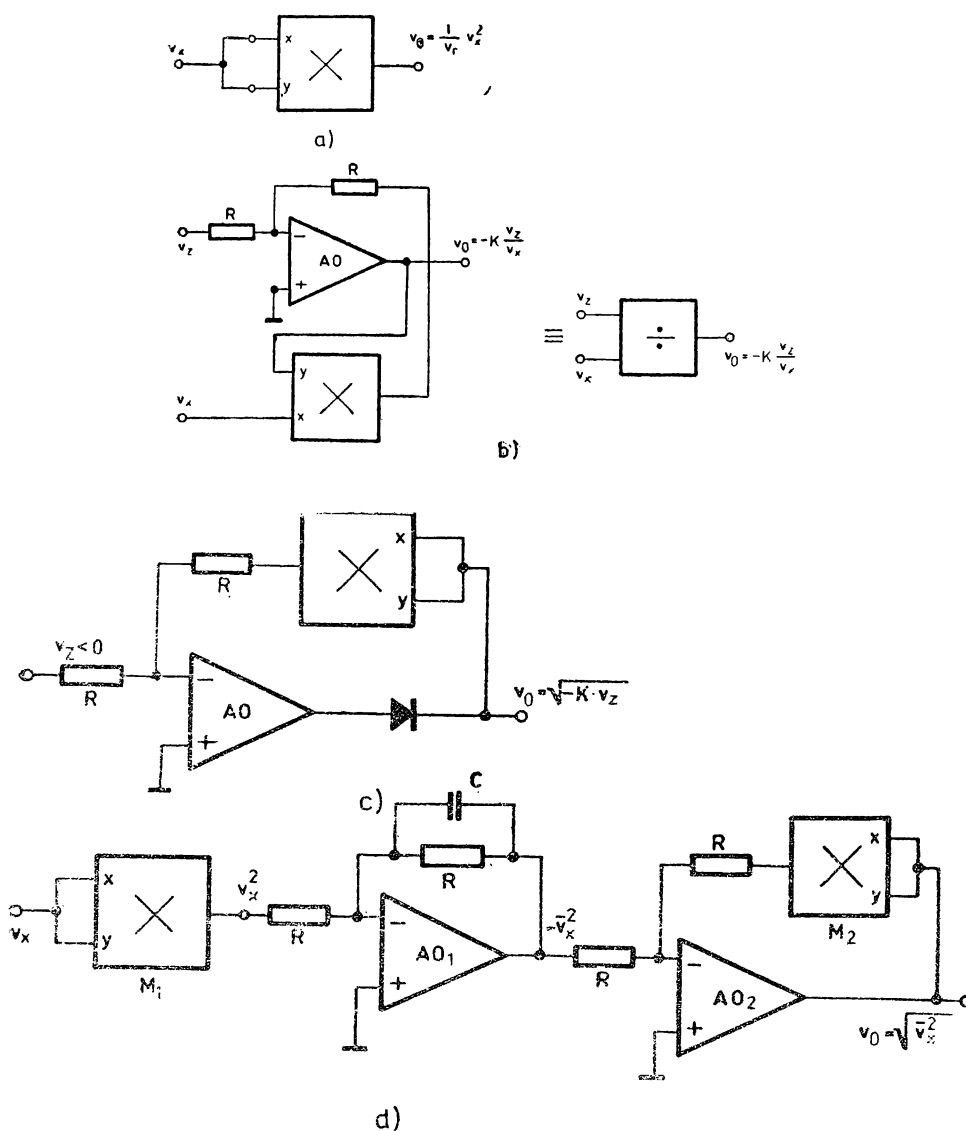


Fig. 5.8. Scheme de calcul analogic cu multiplicatoare

a — ridicare la pătrat; b — divizare; c — rădăcina pătrată; d — valoarea medie pătratică

^ *Dublarea frecvenței* se obține cu aceeași schemă (fig. 5.8, a), conform formulei trigonometrice :

$$\sin^2 \omega t = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos (2\omega t).$$

în care tensiunea de intrare v_x are o variație sinusoidală în timp ($v_x = V_{x \max} \sin \omega t$) :

$$v_0 = \frac{V_{x \max}^2}{2v_r} - \frac{V_{x \max}^2}{2v_r} \cos (2\omega t) \quad (5.10)$$

Separarea componentei alternative de cea continuă se poate efectua cu un condensator de blocare.

Operația de *împărțire (divizare)* a două semnale se poate realiza cu un circuit în care multiplicatorul este conectat în bucla de reacție a unui AO (fig. 5.8, b). Semnalul de ieșire este dat de relația :

$$v_0 = -v_r \frac{v_x}{v_x} = -K \frac{v_x}{v_x}, \quad (5.11)$$

unde v_r este tensiunea de referință, aceeași ca la multiplicator. Schema prezentată corespunde unui divizor în două cadrane ($v_x > 0$, $v_x \geq 0$). Așa cum se vede în relația (5.11), valoarea minimă a tensiunii v_x trebuie limitată. În mod normal, raportul v_r/v_x nu depășește valoarea 10/1, dar există scheme la care acest raport ajunge pînă la 100/1. Principiul divizorului prezentat în figura 5.8, b este cunoscut și sub numele de „multiplicator inversat”. Există însă CI specializate, bazate pe transconductanță variabilă, care realizează divizarea urmărind raționamentul expus în cazul multiplicatoarelor. Spre exemplu, conform relației (5.8), admițînd constantă tensiunea v_r , iar curentul I_{0y} proporțional cu o tensiune v_x , se obține un semnal de ieșire de forma :

$$v_0 = K \frac{v_x}{v_x}, \quad (5.12)$$

deci se poate realiza un divizor cu transconductanță variabilă. Firma „Analog Devices” produce divizoare de acest tip, sub indicativul AD 531 K sau 436. Modelul 436 este un divizor în două cadrane și are erori sub 0,5%, la un raport maxim de divizare de 100/1 și frecvența de 0,5 MHz.

Extragerea *rădăcinii pătrate* se poate realiza cu schema din figura 5.8, c, care utilizează multiplicatorul conectat în circuitul de reacție al AO. Semnalul de ieșire este dat de relația :

$$v_0 = \sqrt{-K v_x}, \quad (5.13)$$

unde se impune $v_x < 0$.

Valoarea *medie pătratică* (valoarea efectivă) a unui semnal se poate obține cu schema din figura 5.8, d. Prin definiție, valoarea efectivă a semnalului periodic v_x de perioadă T este

$$V_x = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_x^2 dt} \quad (5.14)$$

În figura 5.8, d multiplicatorul M_1 realizează ridicarea la pătrat, obținându-se la ieșirea sa mărimea variabilă în timp v_x^2 . Etajul cu amplificatorul operațional AO1 realizează o mediere în timp a mărimii v_x^2 , adică se obține valoarea medie pătratică $\bar{v}_x^2$. Etajul compus din AO₂ și M_2 realizează extragerea rădăcinii pătrate, astfel încît la ieșire se obține semnalul

$$v_0 = \sqrt{\bar{v}_x^2} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_x^2 dt}$$

b. Măsurarea puterii electrice

Puterea instantanee într-un circuit monofazat este dată de expresia

$$p = u \cdot i = U \sqrt{2} \sin \omega t \cdot I \sqrt{2} \sin (\omega t - \varphi) = UI \cos \varphi - UI \cos (2\omega t - \varphi), \quad (5.14')$$

unde U și I sînt valorile efective ale tensiunii, respectiv curentului, iar φ este unghiul de defazaj între tensiune și curent.

Valoarea medie a puterii instantanee este puterea activă

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p \cdot dt = UI \cos \varphi \quad (5.15)$$

Puterea activă este tocmai componenta continuă a puterii instantanee (relația 5.14'). Dacă la intrarea multiplicatorului se aplică semnale proporționale cu u și i , iar la ieșirea sa se conectează un filtru trece-jos (FTJ) se obține puterea activă, conform schemei principiale din figura 5.9, a.

Adaptarea între multiplicator și circuitul la care se cere măsurarea puterii se face prin intermediul unor divizoare sau transformatoare de tensiune și curent, care permit obținerea unor semnale de atac la intrarea multiplicatorului în gama $-10 \text{ V} \div +10 \text{ V}$. Schemele de principiu sînt prezentate în figura 5.9, b și 5.9, c.

În figura 5.9, b, la bornele rezistenței R_0 (de valoare mult mai mică decît impedanța de sarcină Z_L) se culege tensiunea v_x , proporțională cu curentul ce străbate rezistența: $v_x = R_0 i$. Divizorul de tensiune, format din grupul de rezistențe R_1 și R_2 (acestea sînt mult mai mari decît impedanța de sarcină Z_L) permite obținerea unei tensiuni de valoare $v_y = u R_1 / (R_1 + R_2)$. Dacă rezistențele R_0 , R_1 și R_2 se aleg astfel încît să se îndeplinească condiția $(R_1 + R_2) / (R_0 R_1) = K$ (K este constanta de scară a multiplicatorului, $v_0 = K v_x v_y$), la ieșirea din FTJ se obține semnalul analogic $V_0 = UI \cos \varphi = P$. Această schemă poate fi folosită și pentru măsurarea puterii în curent continuu.

În figura 5.9, c, transformatorul de curent (TC) avînd raportul de transformare K_i ($i = K_i i'$) produce o cădere de tensiune la bornele rezistenței R_0 de valoare $u_x = R_0 i' = \frac{R_0}{K_i} i$. Transformatorul de tensiune cu

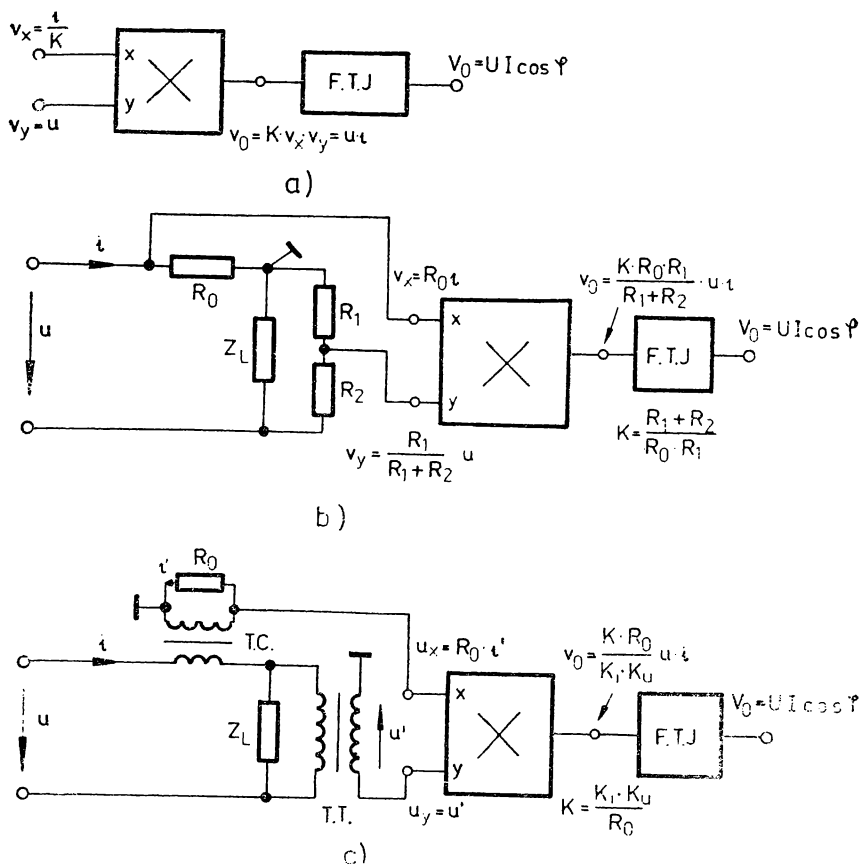


Fig. 5.9. Măsurarea puterii electrice cu multiplicatoare
a — măsurarea puterii active; b — circuitul de adaptare la intrare, în cazul măsurării puterii în c.c. sau c.a. (putere activă); c — circuitul de adaptare la intrare în cazul măsurării puterii active (numai în c.a.)

raportul de transformare K_u ($u = K_u u'$) produce în secundar tensiunea $u_y = u' = \frac{1}{K_u} u$. Dacă constanta de scară a multiplicatorului este $K = (K_i K_u)/R_0$, la ieșirea filtrului se obține semnalul analogic $V_0 = UI \cos \varphi$. Această schemă este specifică curentului alternativ.

Măsurarea puterii active se poate extinde și la sistemele trifazate. O schemă principală este prezentată în figura 5.10. Cele trei multiplicatoare M_1 , M_2 și M_3 , realizează produsul $u_k i_k$ pentru fiecare fază a sistemului trifazat. La ieșirea sumatorului (Σ) se obține mărimea $v_0 = u_1 i_1 + u_2 i_2 + u_3 i_3$ (la sistemele trifazate, dezechilibrate această sumă este funcție de timp), care trecută prin filtrul trece jos (FTJ) reține numai componenta continuă $V_0 = U_1 I_1 \cos \varphi_1 + U_2 I_2 \cos \varphi_2 + U_3 I_3 \cos \varphi_3$, adică puterea trifazată.

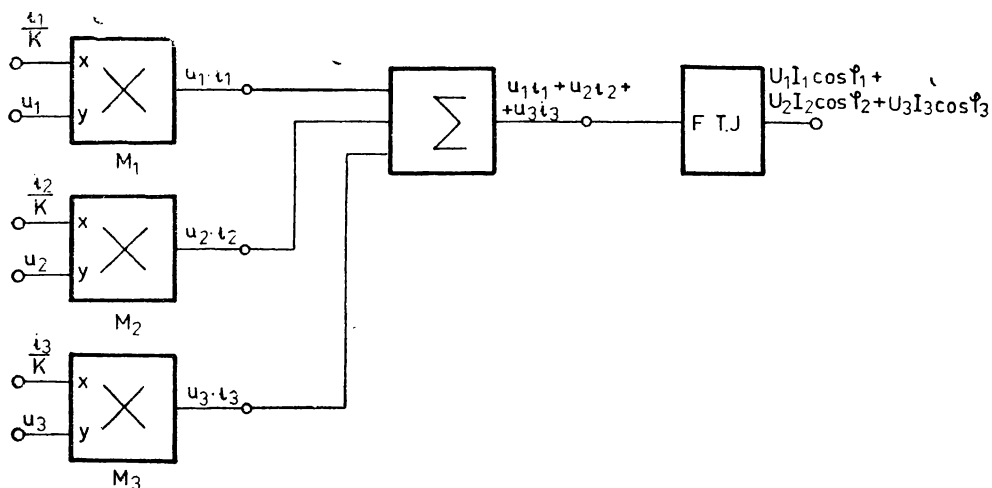


Fig. 5.10. Măsurarea puterii active în sisteme trifazate

Măsurarea puterii aparente într-un sistem monofazat (în general nesinusoidal) se face cu o schemă de principiu ca în figura 5.11. Puterea aparentă într-un circuit în regim nesinusoidal are expresia

$$S = U \cdot I, \quad (5.16)$$

unde U și I sînt valorile efective ale mărimilor nesinusoidale $u(t)$ și $i(t)$, care sînt date de relații de forma (5.14). În figura 5.11 se realizează mai întîi calculul valorilor efective (valori medii pătratice) ale tensiunii și curentului, după principiul prezentat în figura 5.8, d, apoi se obține produsul acestora $S = UI$.

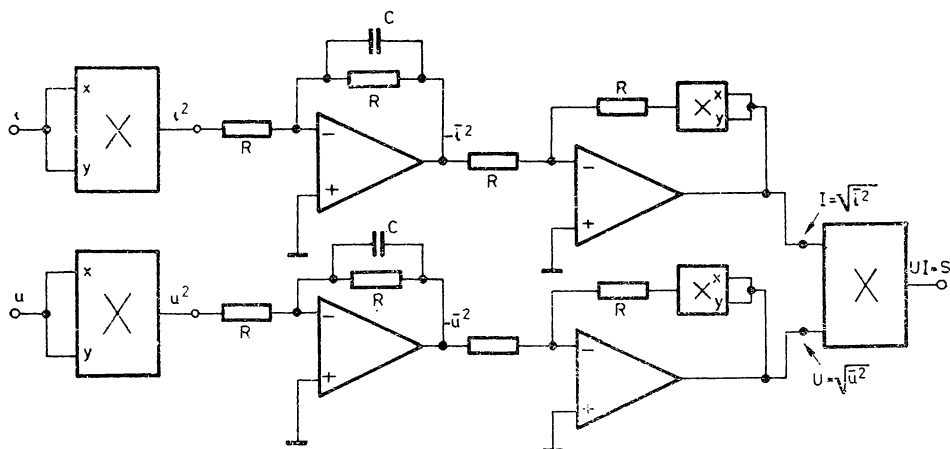


Fig. 5.11. Măsurarea puterii aparente

Factorul de putere se poate măsura prin intermediul unui divizor, după formula :

$$\cos \varphi = \frac{UI \cos \varphi}{UI} = \frac{P}{S}, \quad (5.17)$$

în care pentru P și S se pot folosi schemele prezentate în figurile 5.9. și 5.11. Aceste scheme sînt utilizabile și în regim nesinusoidal.

În regim sinusoidal, măsurarea factorului de putere se poate face după schema de principiu din figura 5.12. În această schemă la ieșirea multiplicatorului M se obține semnalul $v_0 = u \cdot i = UI \cos \varphi - UI \cos (2\omega t + \varphi)$. Componenta continuă $UI \cos \varphi$ și componenta alternativă $UI \cos (2\omega t + \varphi)$ sînt separate prin FTJ și respectiv FTS (filtru trece-sus). După ieșirea din filtrul redresor (FR) se obține semnalul UI . Circuitul de divizare D realizează raportul $UI \cos \varphi / (UI) = \cos \varphi$. Unele detalii ale schemei bloc din figura 5.12, a se pot vedea în schema electrică din figura 5.12, b.

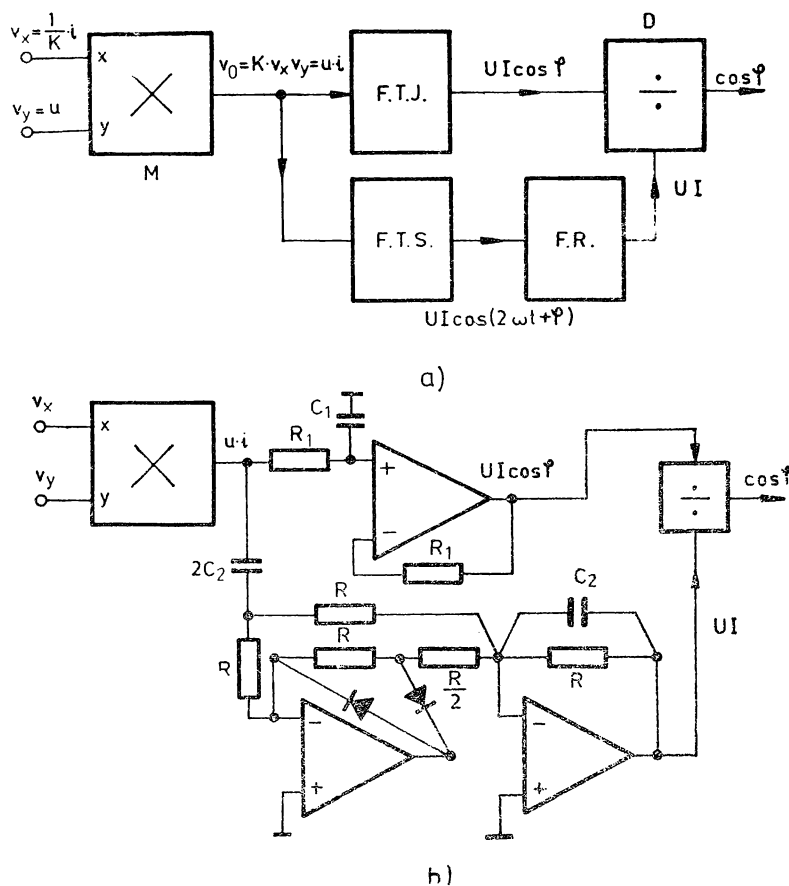


Fig. 5.12. Măsurarea factorului de putere
a — schema bloc; b — schema electrică

c. *Modulatoare și detectoare.*

Modulatoarele și detectoarele fac parte din categoria circuitelor multiplicatoare, dar se deosebesc de multiplicatoarele propriu-zise prin faptul că lucrează la tensiuni de intrare mici (pînă la 0,5 V) și la frecvențe mari (50 MHz sau mai mult).

Schema electrică a modulatorului cu indicativul 526 π C1 este dată în figura 5.13, a, iar în figura 5.13, b se indică schema de conexiuni. Acest

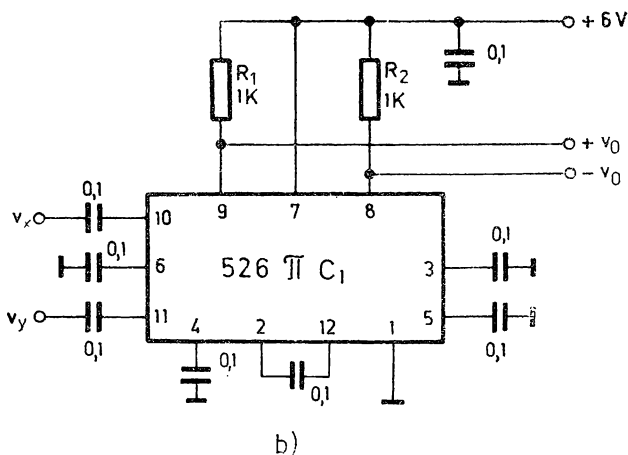
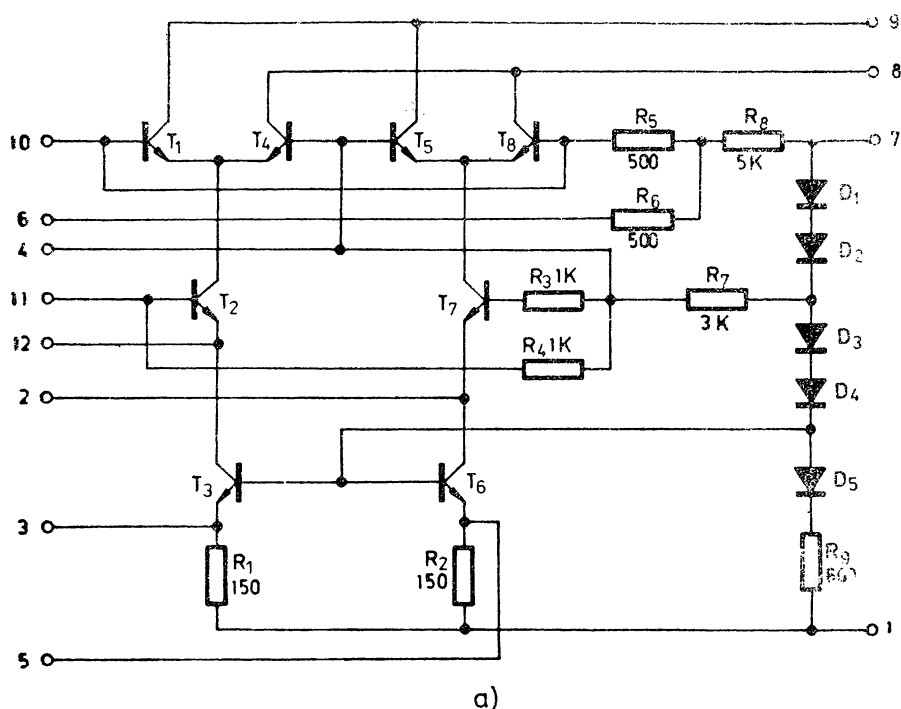


Fig. 5.13. Modulatorul în amplitudine 526 π C1

a — configurație internă;
b — schema de utilizare

modulator realizează modulația în amplitudine, după principiul înmulțirii a două tensiuni. Este constituit din două etaje diferențiale în antifază (tranzistoarele T_1 , T_4 , T_5 și T_8), alimentate prin generatoarele de curent constant formate din tranzistoarele T_3 , T_6 și dioda D_5 . Curentul de dezechilibru este creat de intrarea (Y) la bornele 4 și 11. Intrarea (X) se află la terminalele 10 și 6. Modulatorul funcționează cu un semnal de nivel mic (până la 0,5 V) la intrarea (Y) și cu semnal de nivel ridicat (până la 5 V) la intrarea (X).

Dacă atât semnalul purtător v_x , cât și cel modulator v_y au formă sinusoidală :

$$v_x = V_x \sin \omega t ; v_y = V_y \sin \Omega t, \quad (5.18)$$

unde $\omega \gg \Omega$, se obține semnalul de ieșire de forma :

$$\begin{aligned} v_0 = KV_x V_y \sin \omega t \cdot \sin \Omega t &= K \frac{V_x V_y}{2} \cos (\omega - \Omega)t - \\ &- K \frac{V_x V_y}{2} \cos (\omega + \Omega)t \end{aligned} \quad (5.19)$$

Acest semnal conține numai frecvențele laterale ($\omega - \Omega$ și $\omega + \Omega$). Pentru a realiza o modulație în amplitudine clasică (standard) se poate realiza schema de principiu din figura 5.14. Amplificatorul operațional (BA 741) însumează semnalele aplicate la intrarea sa inversoare :

$$v_y = -(v_1 + v_2) = V_y(1 + m \sin \Omega t), \quad (5.20)$$

în care tensiunea $v_2 = -V_y$ este constantă. Aplicînd la intrările multiplicatorului semnalele $v_x = V_x \sin \omega t$ (semnalul purtător) și $v_y = V_y(1 + m \sin \Omega t)$ (semnalul modulator avînd gradul de modulație $m \in [0, 1]$) se obține la ieșire semnalul modulat de forma clasică (standard) :

$$\begin{aligned} v_0 = KV_x V_y (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t &= KV_x V_y \sin \omega t + \\ &+ \frac{m}{2} KV_x V_y \cos (\omega - \Omega)t - \frac{m}{2} KV_x V_y \cos (\omega + \Omega)t \end{aligned} \quad (5.21)$$

care conține atât semnalul purtător (de pulsație ω), cât și semnalele laterale (de pulsație $\omega - \Omega$ și $\omega + \Omega$).

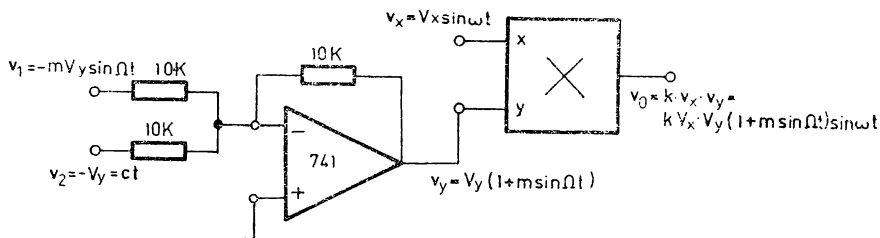
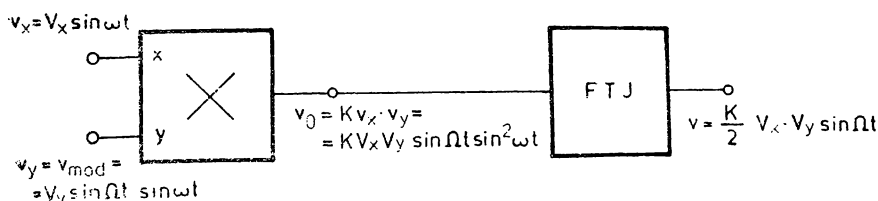
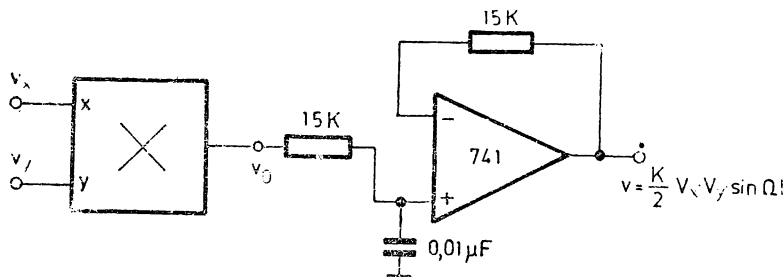


Fig. 5.14. Schema de principiu a unui modulator în amplitudine



a)



b)

Fig. 5.15. Demodulator MA

a — schema bloc; b — detaliu constructiv

Detectia (demodularea) semnalelor modulate în amplitudine (MA) se poate realiza cu un multiplicator conectat în cascadă cu un FTJ, așa cum se arată principal în figura 5.15, a, cu detaliu în figura 5.15, b, unde FTJ este realizat cu AO de tip βA 741.

La intrarea y a multiplicatorului se aplică semnalul MA de forma $v_{mod} = V_y \sin \Omega t \sin \omega t = v_y$, iar la intrarea x se aplică un semnal avînd frecvența $\omega/2\pi$ egală cu cea a semnalului purtător, de forma $v_x = V_x \sin \omega t$. La ieșirea multiplicatorului se obține semnalul:

$$\begin{aligned} v_0 &= K v_x v_y = K V_x V_y \sin \Omega t \cdot \sin^2 \omega t = \\ &= \frac{K}{2} V_x V_y \sin \Omega t + \frac{K}{4} V_x V_y \sin (2\omega - \Omega)t - \frac{K}{4} V_x V_y \sin (2\omega + \Omega)t \end{aligned} \quad (5.22)$$

Filtrul trece-jos (FTJ) reține numai componenta de joasă frecvență $v = \frac{K}{2} V_x V_y \sin \Omega t$.

Dacă semnalul modulat conține și unda purtătoare (relația 5.21) atunci la ieșirea din FTJ va apare și o componentă continuă care poate fi suprimate cu un condensator conectat la ieșirea v .

d. Alte aplicații ale multiplicatoarelor analogice.

Generarea unei serii de puteri cu multiplicatoare analogice se poate efectua cu o schemă de principiu, ca în figura 5.16. La ieșirile celor două multiplicatoare se obțin semnalele Kv^2 , respectiv K^2v^3 . Amplificatorul

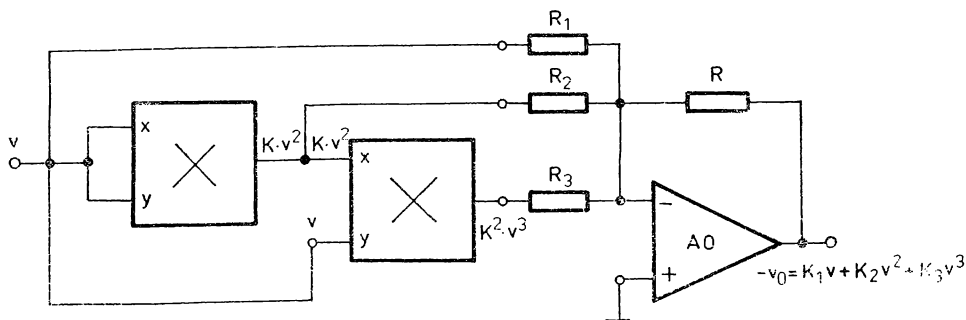


Fig. 5.16. Generarea unei serii de puteri, utilizând multiplicatoare

operațional AO are rolul de sumator ($-v_0 = K_1v + K_2v^2 + K_3v^3$), valorile K_1 , K_2 și K_3 putându-se modifica din rezistențele R_1 , R_2 și R_3 .

O astfel de schemă se poate extinde pentru obținerea unui polinom de gradul n , în funcție de v . Acest artificiu conduce la obținerea unui multiplicator de frecvență, cu ieșirea sinusoidală. Astfel, dacă semnalul de intrare v este sinusoidal, având pulsația ω , se poate obține o multiplicare de 5 ori a frecvenței, conform relației trigonometrice:

$$\sin 5x = 5 \sin x - 20 \sin^3 x + 16 \sin^5 x \quad (5.23)$$

Dacă $v = V \sin \omega t$, folosind un lanț de multiplicatoare care realizează polinomul de puteri $-v_0 = \frac{5}{V}v - \frac{20}{V^3}v^3 + \frac{16}{V^5}v^5$, la ieșire se obține semnalul:

$$-v_0 = V \sin 5\omega t$$

Multiplicatoarele analogice se mai pot utiliza și pentru obținerea unei *sume vectoriale* de forma:

$$V_0 = \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \quad (5.24)$$

în care mărimile V_0 , V_1 și V_2 sînt constante.

Relația (5.24) se mai poate pune și sub forma implicită

$$V_0 = V_2 + \frac{V_1^2}{V_0 + V_2}, \quad (5.25)$$

iar în cazul general, cînd se calculează suma vectorială $V_0 = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2}$, relația (5.25) devine:

$$V_0 = V_n + \frac{V_1^2}{V_0 + V_n} + \frac{V_2^2}{V_0 + V_n} + \dots + \frac{V_n^2}{V_0 + V_n} \quad (5.26)$$

Rezolvarea ecuației implicite (5.25) presupune conceperea unei scheme de multiplicator care are la ieșire un semnal de forma

$$v_0 = K \frac{v_x v_y}{v_x}, \quad (5.27)$$

adică realizează produsul dintre semnalele v_x și v_y , iar apoi, divizează cu v_x .

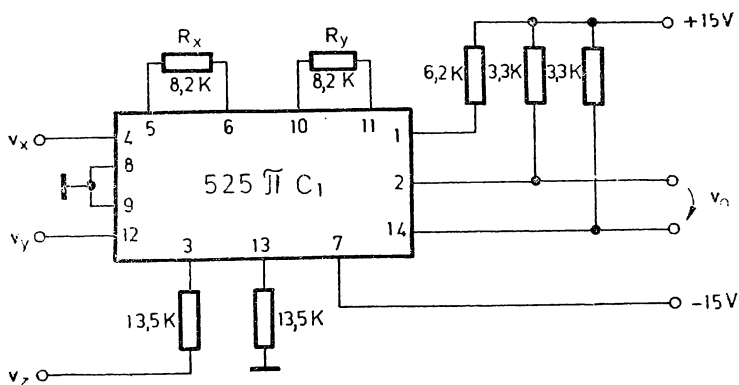


Fig. 5.17. Schema unui amplificator și divizor de tensiune $v_o = v_x v_y / v_z$

Schema din figura 5.17 care utilizează multiplicatorul analog de tipul 525 π C1, realizează operația (5.27), cu factorul de scară $K = 1$.

Suma vectorială (relația 5.24, sau 5.25) se realizează cu schema din figura 5.18. Amplificatoarele operaționale A_1 și A_2 lucrează ca sumatoare pentru semnalele care converg la bornele neînversoare ale acestora. Multiplicatorul realizează funcția $\frac{v_x v_y}{v_z} = \frac{V_1^2}{V_0 + V_2}$. Semnalul $V^+ = \left(V_2 + \frac{V_1^2}{V_0 + V_2} \right) \cdot \frac{1}{2}$ aplicat la borna neînversoare a AO A_2 este amplificat cu 2, astfel că la ieșirea A_2 se obține suma vectorială a semnalelor V_1 și V_2 (după relațiile 5.25 și 5.24).

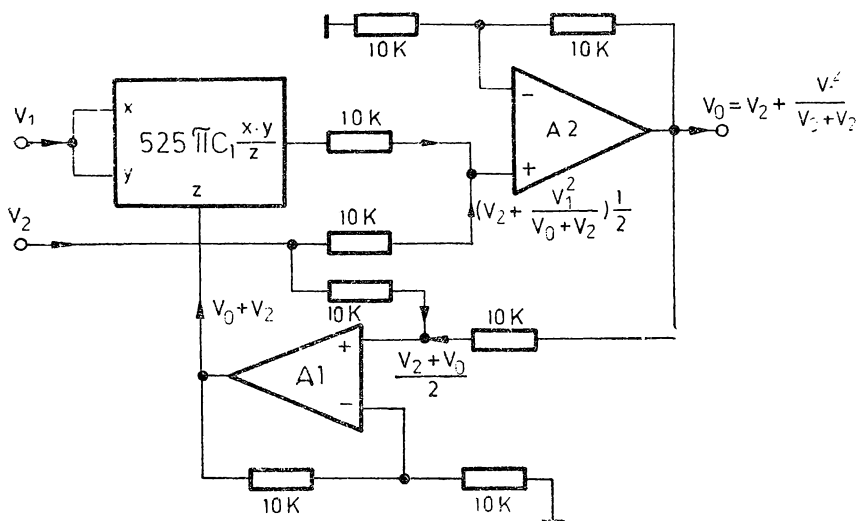


Fig. 5.18. Schemă pentru sumarea vectorială

5.2. CIRCUITE LOGARITMICE ȘI EXPONENȚIALE

Circuitele logaritmice realizează o dependență logaritmică între semnalul de la ieșire (v_o) și cel de la intrare (v_i , sau i_i) de forma

$$v_o = K \log_N \frac{v_i}{v_r} \quad (5.28)$$

sau

$$v_o = K \log_N \frac{i_i}{i_r} \quad (5.28')$$

unde N este baza logaritmului.

Circuitele exponențiale (antilogaritmice) realizează operația inversă logaritmării, furnizînd la ieșire un semnal de forma

$$v_o = K \exp \frac{v_i}{v_r} = K N^{\frac{v_i}{v_r}} \quad (5.29)$$

sau de forma

$$v_o = K \exp \frac{i_i}{i_r} = K N^{\frac{i_i}{i_r}} \quad (5.29')$$

În aceste relații semnalul de referință v_r , sau i_r , este de aceeași natură cu semnalul de intrare v_i sau i_i și, în cazul modulelor integrate, de obicei poate fi ajustat din exterior. La circuitele logaritmice, semnalul de referință are în mod obligatoriu același semn cu semnalul de intrare. Factorul de scară K are dimensiunea unei tensiuni și poate fi, de asemenea fixat din exterior. El poate fi pozitiv, sau negativ, în funcție de tipul constructiv al modulului logaritmice sau exponențial. Dacă se reprezintă grafic dependența dintre mărimea de ieșire v_o și logaritmul în baza N al mărimii de intrare raportate ($x_i = \log_N \frac{v_i}{v_r}$) se obține o variație liniară între acestea, cu panta egală cu K .

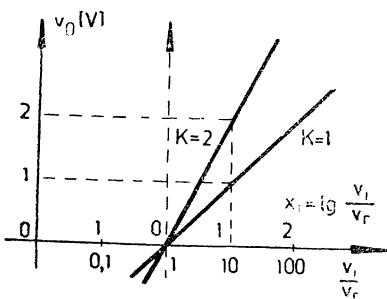


Fig. 5.19. Caracteristica de transfer a unui circuit de logaritmare

În figura 5.19 se prezintă această variație, în cazul $N = 10$. S-au considerat două valori ale factorului de scară ($K = 1$ V/decadă și $K = 2$ V/decadă).

Dependența liniară între mărimea v_o și mărimea $x_i = \lg \frac{v_i}{v_r}$, de forma $v_o = -Kx_i = K \lg \frac{v_i}{v_r}$ a condus la atribuirea denumirii de „amplificatoare logaritmice” acestor circuite.

5.2.1. Principiul de funcționare și realizare a circuitelor logaritmice și exponențiale

Funcționarea celui mai simplu circuit logaritmice se bazează pe caracterul exponențial al relației curent-tensiune la o diodă semiconductoare cu joncțiune:

$$i_D = I_0 \left(\exp \frac{v_D}{mV_T} - 1 \right). \quad (5.30)$$

unde V_T este tensiunea termică dată de relația $V_T = KT/q$ (la temperatura de 25°C , $V_T \cong 25 \text{ mV}$), I_0 este curentul rezidual al diodei, iar m este un coeficient cuprins între 1 și 4 (în dispozitive cu siliciu, $m \cong 2$).

Dacă dioda se conectează în bucla de reacție a unui AO (fig. 5.20), se obține celula de bază a unui circuit logaritmice. Pentru această configurație, în ipoteza $i_i = i_D \gg I_0$, se obține tensiunea de ieșire v_o , sub forma

$$v_o = -m \frac{KT}{q} \ln \frac{v_i}{RI_0} = -mV_T \ln \frac{v_i}{R \cdot I_0} \quad (5.31)$$

Realizată sub această formă, schema prezintă dezavantajul dependenței pronunțate a factorului de scară (mV_T) de temperatură, precum și al unui domeniu limitat de variație al mărimii de intrare (una sau două decade). Creșterea peste o anumită limită a curentului prin diodă duce la o cădere suplimentară de tensiune pe rezistența ei internă, iar scăderea curentului sub anumite limite schimbă coeficientul de multiplicitate m .

Înlocuirea diodei printr-un tranzistor în montaj „transdiodă” îmbunătățește simțitor performanțele celulei logaritmice.

În figura 5.21, a și 5.21, b sînt prezentate două montaje în care tranzistorul (de tip *pnp*) avînd funcția de diodă („transdiodă”) este conectat în bucla de reacție a AO. În figurile 5.22, a și 5.22, b sînt prezentate aceleași montaje, cu diode-tranzistor de tip *nnp*, în care se schimbă numai sensul semnalului de intrare (i_i sau v_i). Montajele de tip „transdiodă” realizează precizii bune (erori sub 1%) pe o gamă de variație a curentului de colector de cinci sau șase decade.

Pornind de la ecuațiile Ebers-Moll, care dau expresia curentului de colector pentru un tranzistor bipolar

$$i_C \cong \alpha_F I_{E0} \left[\exp \left(\frac{v_{EB}}{V_T} \right) - 1 \right]. \quad (5.32)$$

și considerînd AO ca fiind ideal ($i_C \cong i_i$), se obține expresia tensiunii de ieșire ($v_o = v_{EB}$) sub forma:

$$v_o = V_T \ln \frac{i_i}{I_{E0}} - V_T \ln \alpha_F, \quad (5.33)$$

pentru schema din figura 5.21, a și

$$v_o = V_T \ln \frac{i_i}{I_{E0}} - V_T \ln \left(\alpha_F + \frac{\alpha_F}{\beta} \right), \quad (5.34)$$

pentru schema din figura 5.21, b.

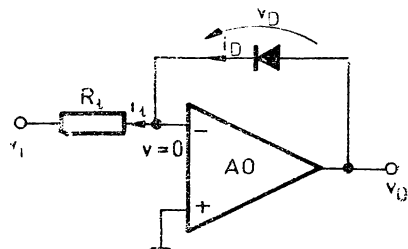


Fig. 5.20. Circuit logaritmice cu diodă

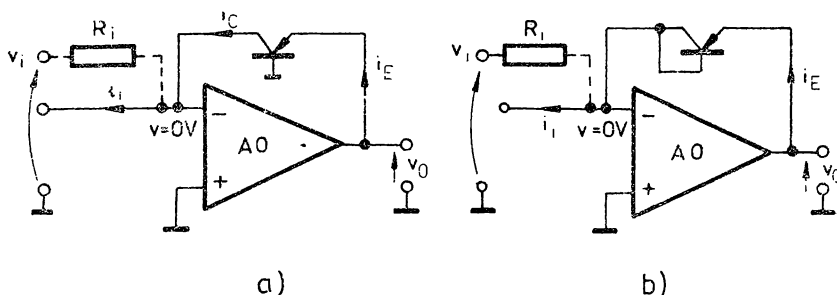


Fig. 5.21. Circuite logaritmice cu tranzistoare *pnp*
a — cu baza legată la masă; b — cu diodă-tranzistor

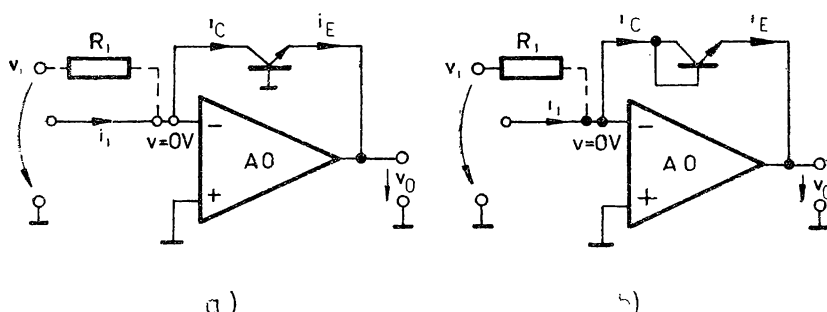


Fig. 5.22. Circuite logaritmice cu tranzistoare *nnp*
a — cu baza la masă; b — cu diodă-tranzistor

În aceste relații, I_{E0} este curentul rezidual de emitor (ca ordin de mărime acest curent este de circa $10^{-13} - 10^{-12}$ A), α_F este factorul de amplificare în curent. Ca urmare, curentul de intrare minim poate coborî la valori de ordinul 1 nA (pentru a se păstra inegalitatea $i_i \gg I_{E0}$, care validează relația 5.32), valorile maxime fiind de ordinul mA.

Al doilea termen din relațiile (5.33) și (5.34), care depinde de α_F și β (valorile tipice pentru α_F și β sînt $\alpha_F = 0,95 - 0,995$ și $\beta = 50 - 500$) este de natura unei componente de decalaj la ieșire și are valoarea tipică cuprinsă între limitele 0,1–0,5 mV, la temperatura de 25°C.

În realizarea practică a modulelor integrate, pornind de la schemele de bază prezentate în figurile 5.21 și 5.22, se prevăd circuite suplimentare care compensează fie variațiile termice, fie curenții reziduali, atît pentru AO, cît și pentru tranzistoarele atașate acestora.

În figura 5.23 se prezintă un montaj cu două celule logaritmice (realizate cu tranzistoare *nnp*) montate în opoziție, care compensează atît curenții reziduali I_{E0} , cît și tensiunea termică V_T . Tensiunile de ieșire v_{01} și v_{02} la cele două celule logaritmice date de relațiile

$$v_{01} = -V_T \ln \frac{i_1}{\alpha I_{01}} \text{ și } v_{02} = -V_T \ln \frac{i_2}{\alpha I_{02}}, \quad (5.35)$$

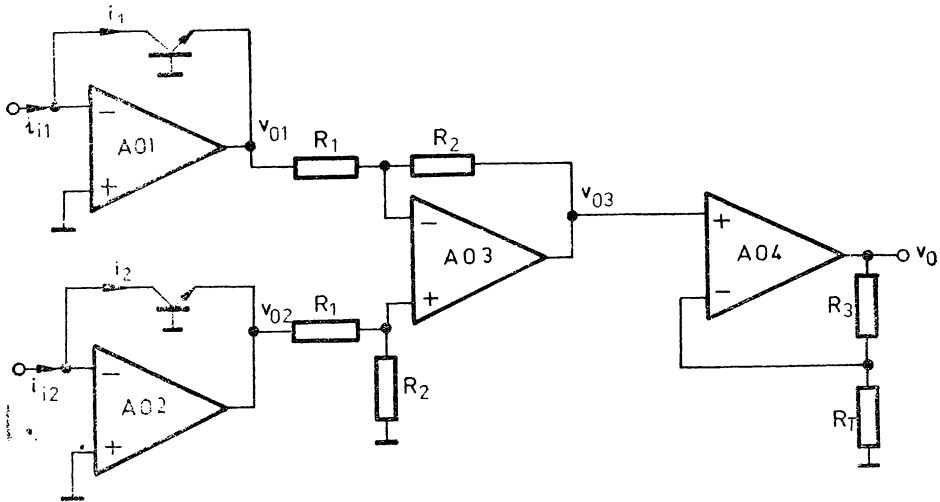


Fig. 5.23. Schema unui circuit logaritmic compensat la variațiile termice

se aplică la intrările (inversoare și neinversoare) amplificatorului operațional AO3, rezultând la ieșirea sa tensiunea :

$$v_{03} = (-v_{01} + v_{02}) \frac{R_2}{R_1} = V_T \frac{R_2}{R_1} \left(\ln \frac{i_1}{i_2} - \ln \frac{I_{01}}{I_{02}} \right) \quad (5.36)$$

În această relație, raportul curenților reziduali I_{01}/I_{02} ai tranzistoarelor pereche este aproape constant cu temperatura și se apropie de unitate. Ca urmare, al doilea termen din relația (5.36) este nul, rezultând o compensare a curenților reziduali cu temperatura.

Compensarea tensiunii termice V_T se realizează în ultimul etaj (cu amplificatorul operațional AO4), unde rezistența R_T este dependentă de temperatură. Tensiunea la ieșirea amplificatorului operațional AO4 este

$$\begin{aligned} v_0 &= v_{03} \left(1 + \frac{R_3}{R_T} \right) \cong \left(1 + \frac{R_3}{R_T} \right) V_T \frac{R_2}{R_1} \ln \frac{i_1}{i_2} = \\ &= K_1 \ln \frac{i_1}{i_2} = K \log_{10} \frac{i_1}{i_2} \end{aligned} \quad (5.37)$$

În relația (5.37) curentul de colector i_1 este dat fie de o sursă de curent $i_{i1} = i_i$, fie de o tensiune de intrare v_i pe o rezistență de intrare R_i (vezi figurile 5.21 și 5.22). Curentul de colector i_2 este dat fie de o sursă de curent de referință $i_{i2} = I_{REF}$, fie de o tensiune de referință V_{REF} pe o rezistență $R_{REF} = R_i$. În final, se poate spune că circuitul din figura 5.23 realizează funcția

$$v_0 = K \lg \frac{i_i}{I_{REF}} \text{ sau } v_0 = K \lg \frac{v_i}{V_{REF}} \quad (5.38)$$

Circuitele exponențiale realizează o dependență exponențială între tensiunea de intrare și cea de ieșire. Funcția exponențială este o funcție

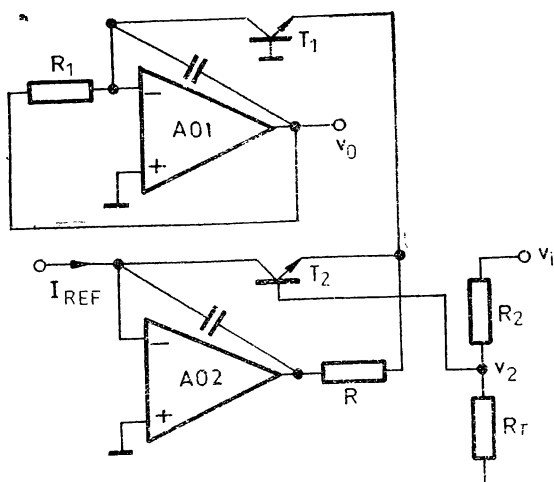


Fig. 5.24. Circuit antilogaritmic

antilogaritmică. Celula elementară care realizează funcția exponențială se obține din cea logaritmică (fig. 5.21, sau 5.22) la care elementele exponențiale (tranzistoarele) se plasează la intrarea AO, nu în bucla de reacție. Un circuit exponențial, cu compensarea tensiunii termice și a curenților reziduali este prezentat în figura 5.24. Pentru acest circuit se pot scrie relațiile :

$$v_{EB1} = -V_T \ln \frac{v_0}{R_1 I_{01}}$$

$$v_{EB2} = -V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_{02}} \quad (5.39)$$

$$v_{EB1} = v_2 + v_{EB2} = \frac{R_T}{R_2 + R_T} v_i + v_{EB2}$$

Din aceste relații se deduce

$$\frac{v_i}{V_T} \cdot \frac{R_T}{R_2 + R_T} = -\ln \left(\frac{v_0}{R_1 I_{REF}} \cdot \frac{I_{02}}{I_{01}} \right) = -\ln \frac{v_0}{R_1 I_{REF}} \quad (5.40)$$

Se obține în final expresia tensiunii de ieșire

$$v_0 = R_1 I_{REF} \exp \left(-\frac{v_i}{K} \right) = V_{REF} \exp \left(-\frac{v_i}{K} \right), \quad (5.41)$$

unde s-a notat $K = \left(1 + \frac{R}{R_T} \right)$ și $V_{REF} = R_1 I_{REF}$.

5.2.2. Tipuri constructive de module logaritmice și aplicații

Modulele logaritmice sînt de tipul N (cu tranzistoare *nnp*), pentru prelucrarea semnalelor pozitive și de tipul P (cu tranzistoare *pnp*), pentru prelucrarea semnalelor negative. Semnalele prelucrate de modulele logaritmice sînt cuprinse în general între limitele 1 nA ÷ 1 mA sau 1 mV ÷ ÷ 10 V, adică se extind pe cinci sau șase decade.

Firma Analog Devices produce module integrate logaritmice, ca de exemplu AD751, AD752, AD755, AD757 etc. Fiecare din aceste module poate fi de tipul N sau P (de exemplu AD755N și AD755P).

În figura 5.25 se prezintă schema de principiu pentru modelul AD755, care poate realiza atît funcția logaritmică (fig. 5.25, a), cît și funcția

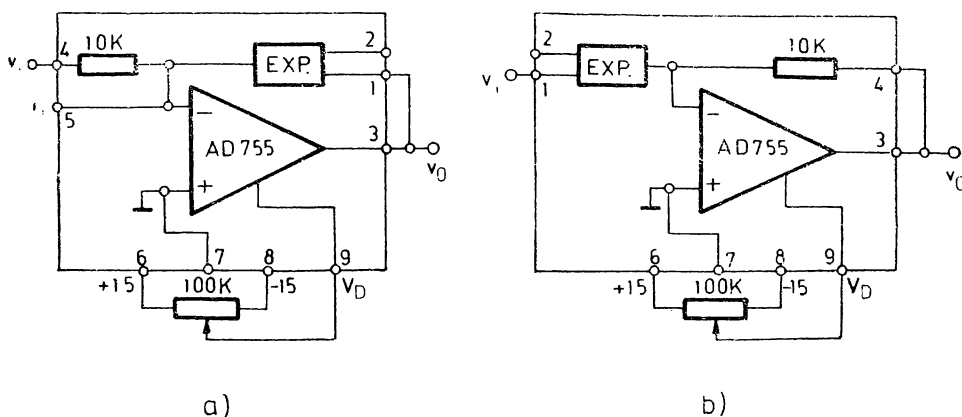


Fig. 5.25. Scheme de utilizare ale CI AD 755
a — pentru logaritmare; b — pentru antilogaritmare

exponențială (fig. 5.25, b). În ambele situații factorul de scară este $K = 1V$. Când se folosește terminalul 2 în loc de 1, factorul de scară este $K = 2V$, iar când se folosesc ambele terminale (1 și 2), conectate în paralel, factorul de scară este $K = 2/3V$. Circuitul este alimentat cu tensiunile $\pm 15V$, consumul fiind de 7 mA. Potentiometrul de 100 k Ω permite reglajul din exterior al tensiunii de dezechilibru V_D . Dispozitivul efectuează operația de logaritmare în gama $i_i = 1 \text{ mA} \div 1 \text{ nA}$ și $v_i = 1 \text{ mV} \div 10 \text{ V}$; cu o eroare maximă de $\pm 1\%$.

Dintre aplicațiile modulelor logaritmice și exponențiale enumerăm următoarele: multiplicatoare cu sumare logaritmică, extinderea sau restrângerea unor domenii de date, liniarizarea unor semnale logaritmice sau exponențiale etc.

Multiplicarea a două semnale (obținerea produsului lor) se poate realiza prin sumare logaritmică după relația

$$xy = \exp [\ln x + \ln y] \quad (5.42)$$

Prin același procedeu se poate obține și raportul a două semnale

$$\frac{x}{y} = \exp [\ln x - \ln y], \quad (5.43)$$

sau se poate realiza funcția

$$x \frac{y}{z} = \exp [\ln x + \ln y - \ln z] \quad (5.44)$$

O schemă bloc care corespunde cu relația (5.44) este prezentată în figura 5.26.

Măsurarea coeficientului de absorbție a unor materiale sau substanțe își găsește largi aplicații în medicină, în chimie sau în alte domenii de activitate. Definind coeficientul de absorbție ca fiind logaritmul raportului

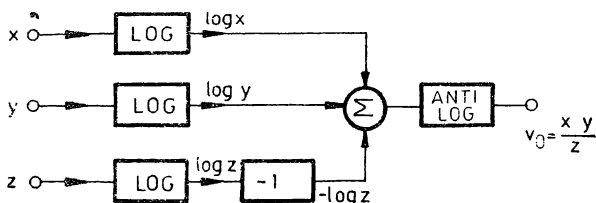


Fig. 5.26. Schema bloc a unui circuit de multiplicare și divizare prin logaritmare

dintre intensitatea radiației incidente I_{REF} (de referință) și cea a radiației transmise I_T

$$A = \lg \frac{I_{REF}}{I_T} = -\lg \frac{I_T}{I_{REF}}, \quad (5.45)$$

în figura 5.27 se prezintă un montaj care realizează această funcție.

Radiația incidentă se aplică pe o fotodiodă d_1 de referință, iar cea transmisă, pe altă fotodiodă d_2 , rezultând curenții I_{REF} și I_T . Semnalul de ieșire al CI AD757 este

$$v_o = -\lg \frac{I_T}{I_{REF}},$$

adică chiar coeficientul de absorbție A , definit de (5.45).

O aplicație referitoare la utilizarea circuitelor antilogaritmice o constituie montajul pentru *liniarizarea scalei unui detector al concentrației de oxigen*, redat în figura 5.28. Detectoarele de oxigen au o tensiune de ieșire proporțională cu logaritmul concentrației de oxigen, de forma :

$$v_A = K_A \log 10c, \quad (5.46)$$

unde c este concentrația de oxigen. Această tensiune se aplică la intrarea AO1 conectat astfel încât tensiunea de la ieșirea sa să fie de forma :

$$v_B = \log 10c \quad (5.47)$$

CI AD755 realizează antilogaritmul semnalului de la intrare (vezi și figura 5.25), adică la ieșirea sa rezultă

$$v_o = 10 (10 c) \text{ volți} \quad (5.48)$$

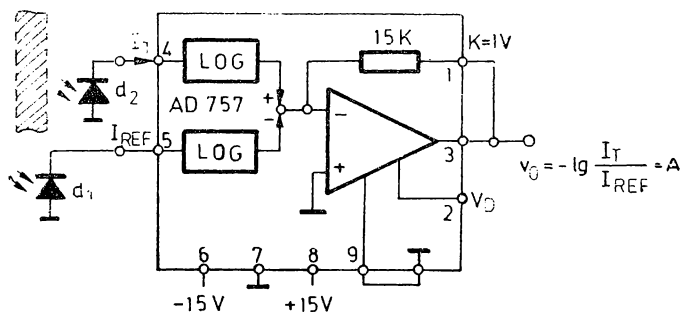


Fig. 5.27. Măsurarea coeficientului de absorbție

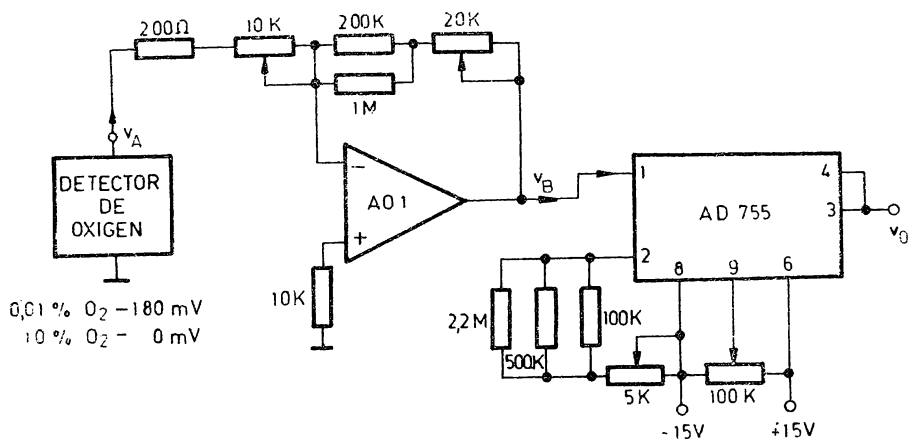


Fig. 5.28. Liniarizarea scalei unui detector de oxigen

Dacă concentrația de oxigen variază între limitele 0,01% și 10%, la ieșire se va obține o tensiune care variază între limitele $v_o = 10 \text{ mV} \div \rightleftharpoons 10 \text{ V}$.

Capitolul 6

CIRCUITE PLL

Circuitele PLL (Phase Locked Loops) sau *buclele cu calare pe fază* prelucrează semnale alternative, avînd largi aplicații în telemetrie sau telecomunicații. Se utilizează ca demodulatoare pentru semnale modulate în frecvență (MF), în sinteza frecvențelor, la sincronizarea în transmiterea datelor, codarea și decodarea telemetrică, stabilizarea frecvențelor, filtrarea zgomotelor etc.

Deși principiul de funcționare al circuitelor PLL este cunoscut de multă vreme în sistemele de comunicație, utilizarea lor a devenit eficientă pentru aplicațiile de uz general abia după ce progresele în tehnologia integrată au permis realizarea lor monolitică. Ele apar astăzi ca module universale, caracteristice circuitelor de prelucrare a frecvenței.

6.1. PROBLEMATICA GENERALĂ A CIRCUITELOR PLL

6.1.1. Principiul calării pe fază

Bucła PLL poate fi privită ca un sistem de reglaj automat al frecvenței f_2 a unui semnal generat de un oscilator (fig. 6.1). Această frecvență trebuie să rămînă egală cu valoarea prescrisă f_1 , indiferent de perturbațiile p care acționează în sistem: zgomote externe, variația parametrilor generatorului sub influența temperaturii sau a tensiunii de alimentare etc. Orice modificare a frecvenței f_2 față de valoarea f_1 este transmisă prin reacția negativă la intrare. Eroarea $e = f_1 - f_2$ furnizată de elementul de comparație C este prelucrată după o anumită lege $f_2(e)$, pînă la atingerea frecvenței dorite f_1 . În acest moment se spune că sistemul a *captat* frecvența f_1 , sau s-a prins pe această frecvență. Mai mult, captarea frecvenței f_1

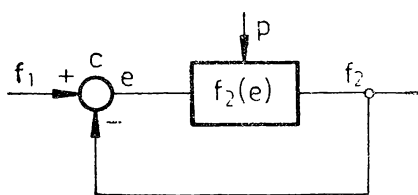
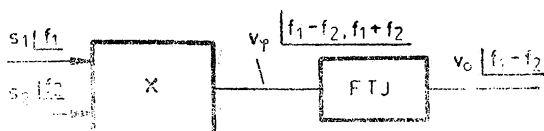


Fig. 6.1. Schema bloc a unui sistem de reglaj automat

este însoțită de sincronizarea celor două semnale, cel generat în buclă și cel aplicat la intrare. În momentul atingerii regimului staționar caracterizat de $f_2 = f_1$, defazajul între cele două semnale rămîne constant, cu alte cuvinte, semnalele *sînt calate pe fază*.

Pentru a realiza un circuit PLL este nevoie deci de un *element de comparație*

Fig. 6.2. Schema bloc a comparatorului de fază



pentru frecvențele celor două semnale (s_2 — de ieșire și s_1 — de intrare) și de un *oscilator comandat*, capabil să-și modifice frecvența în funcție de semnalul de eroare furnizat de comparator. În CI monolitice se utilizează următorul principiu:

a) Compararea frecvențelor

Multiplîcînd două semnale sinusoidale $s_1 = V_1 \sin \omega_1 t$ și $s_2 = V_2 \sin(\omega_2 t + \theta)$, semnalul rezultat conține două armonici, de frecvență $f_1 + f_2$ și $f_1 - f_2$:

$$s_1 s_2 = \frac{1}{2} V_1 V_2 \{ \cos [(\omega_1 - \omega_2)t - \theta] - \cos [(\omega_1 + \omega_2)t + \theta] \} \quad (6.1)$$

În cazul că f_1 și f_2 sînt suficient de apropiate, frecvențele celor două armonici sînt destul de îndepărtate:

$$f_1 - f_2 < f_T < f_1 + f_2 \quad (6.2)$$

astfel că armonica utilă avînd frecvența $e = f_1 - f_2$ poate fi ușor separată de un filtru trece-jos (FTJ) cu banda de trecere f_T .

Ca urmare, compararea a două frecvențe poate fi realizată cu un circuit multiplicator, urmat de un FTJ (fig. 6.2). Același raționament este valabil și în cazul că unul sau ambele semnale sînt dreptunghiulare. Produsul lor conține o armonică de joasă frecvență (jf) egală cu diferența frecvențelor fundamentale.

FTJ avînd răspunsul la frecvență $F(j\omega)$ va reține doar armonica de joasă frecvență, iar semnalul la ieșirea sa va avea forma:

$$v_0(t) = K_\varphi V_1 V_2 F(j|\omega_1 - \omega_2|) \cos [(\omega_1 - \omega_2)t - \theta] \quad (6.3)$$

În relația (6.3) K_φ reprezintă coeficientul de scară al multiplicatorului.

Tensiunea v_0 la ieșirea din filtru se numește *semnal de eroare*, deoarece conține informații în legătură cu eroarea între frecvențele celor două semnale.

Observație. Cînd cele două frecvențe sînt prea îndepărtate

$$e = f_1 - f_2 > f_T, F(j|\omega_1 - \omega_2|) \rightarrow 0 \quad (6.4)$$

informația asupra erorii se pierde, deoarece armonica este suprimată complet de FTJ, v_0 rezultînd de valoare neglijabilă.

În cazul frecvențelor suficient de apropiate, v_0 acționează asupra oscilatorului, modificîndu-i frecvența f_2 , pînă la sincronism, cînd $f_2 = f_1$ și $\theta = \text{ct}$. Din acest moment, semnalul de eroare (6.3) rămîne constant,

$$v_0 = K_\varphi V_1 V_2 F_0 \cos \theta = K_D \cos \theta = K_D \sin \varphi \quad (6.5)$$

În expresia de mai sus s-a notat:

F_0 — câștigul static al FTJ (pentru $f = 0$);

θ — eroarea de fază, adică defazajul invariant în timp între semnale, în care este inclus și defazajul introdus de FTJ;

$\varphi = \pi/2 - \theta$, unghiul de eroare, adică eroarea de fază considerată față de referința $\pi/2$;

$K_D = K_\varphi V_1 V_2 F_0$, sensibilitatea comparatorului de fază.

Observații. Sensibilitatea K_D reprezintă panta caracteristicii $v_o(\varphi)$ pentru variații mici ale unghiului de eroare, când

$$v_o \cong K_D \varphi \quad (6.6)$$

Așa cum se va vedea în paragraful următor, de cele mai multe ori comparatoarele de fază din CI PLL asigură dependența liniară (6.6) pe întreg intervalul $\pm\pi/2$ de variație al unghiului φ (fig. 6.4).

b) Generarea frecvenței de ieșire f_2

Generatorul semnalului s_2 este un *oscilator comandat în tensiune* (OCT). Acesta este comandat de către semnalul de eroare v_o . Pentru $v_o = 0$, OCT oscilează cu *frecvența oscilațiilor libere* $f_{osc} = \omega_{osc}/2\pi$. Apariția semnalului de eroare ($v_o \neq 0$) produce variații liniare ale pulsației semnalului s_2 în jurul pulsației libere, pînă la anularea erorii $\omega_1 - \omega_2$, când

$$\omega_2 = \omega_{osc} + K_O v_o \quad (6.7)$$

În expresia de mai sus K_O reprezintă sensibilitatea OCT [rad/sV].

Schema bloc a circuitului PLL, astfel conceput este prezentată în figura 6.3. Circuitul este neliniar, dificil de analizat pentru cazul general. Parametrii și caracteristicile sale experimentale sau liniarizările în jurul punctelor de funcționare permit caracterizarea suficientă a acestor circuite în scopul utilizării lor corespunzătoare și a sintezei corecte a circuitelor aferente.

6.1.2. Bucla PLL în regim staționar sineron

În cazul când f_1 este suficient de apropiată de frecvența liberă f_{osc} , reacția negativă permite captarea frecvenței f_1 la ieșire, adică modificarea

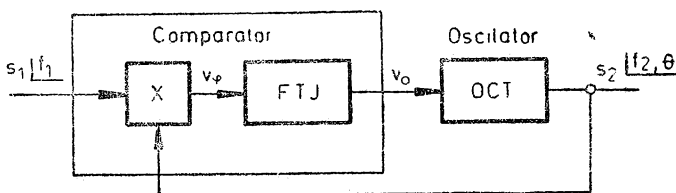


Fig. 6.3. Schema bloc a unui circuit PLL, privit ca sistem de reglaj automat al frecvenței

frecvenței OCT pînă la valoarea $f_2 = f_1$. Circuitul sincronizat pe frecvența prescrisă va fi caracterizat simultan de relațiile (6.5) și (6.7), adică

$$\omega_1 = \omega_2 = \omega_{osc} + K_O K_D \cos \theta \quad (6.8)$$

Se poate observa astfel că la sincronism defazajul între semnalele s_1 și s_2 este constant, iar

$$\cos \theta = \frac{\omega_1 - \omega_{osc}}{K_O K_D} = \frac{\omega_1 - \omega_{osc}}{K_A}, \quad (6.9)$$

unde $K_A = K_D K_O$ este *cîștigul static în buclă*.

Defazajul θ depinde deci de distanța pulsației de referință față de pulsația liberă a OCT și de amplitudinile V_1 și V_2 ale semnalelor (prin K_D — relația 6.5). De obicei circuitele PLL integrate au $V_2 = \text{ct.}$, iar V_1 este limitat la o anumită valoare V_{lim} , indiferent de mărimea reală a amplitudinii semnalului exterior, mai mare ca această limită.

În cazul particular cînd $\omega_1 = \omega_2 = \omega_{osc}$, adică la *sincronizarea buclei pe frecvența oscilației libere*, defazajul semnalelor s_1 și s_2 este $\theta = \pi/2$, iar unghiul de eroare φ și semnalul de comandă a OCT (v_o) sînt nule.

Schimbarea frecvenței la intrare este sesizată de către v_o care comandă modificarea frecvenței OCT, pînă la stabilirea egalității $f_1 = f_2 \neq f_{oso}$. Defazajul semnalelor s_1 și s_2 se modifică în mod corespunzător, îndepărtîndu-se față de valoarea centrală $\pi/2$.

Posibilitatea mării distanței între f_1 și f_{osc} este limitată de condiția realizării unui defazaj θ cuprins între 0 și π . (fig. 6.4), limite în interiorul cărora v_o variază monoton, în concordanță cu modificările frecvenței $f_1 - f_{oso}$. În momentul în care defazajul θ depășește una dintre aceste limite, v_o scade în valoare absolută (fig. 6.4) și nu mai poate furniza nivelul cerut de OCT pentru a urmări variația frecvenței f_1 . Sistemul se desprinde din sincronism, v_o devine nul, iar frecvența OCT devine egală cu f_{oso} , indiferent de f_1 , care nu mai poate fi urmărită (fig. 6.5).

Pentru a se putea caracteriza posibilitatea urmăririi frecvenței f_1 de către bucla PLL, aflată la sincronism, se definește:

— *banda de urmărire B_u* , ca fiind domeniul frecvențelor în jurul frecvenței centrale f_{oso} , în care sistemul PLL poate menține sincronismul cu semnalul de intrare.

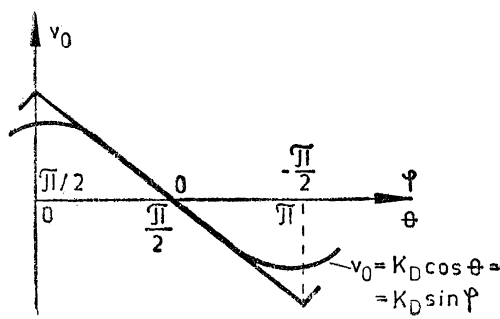


Fig. 6.4. Forme de variație posibile pentru semnalul de eroare

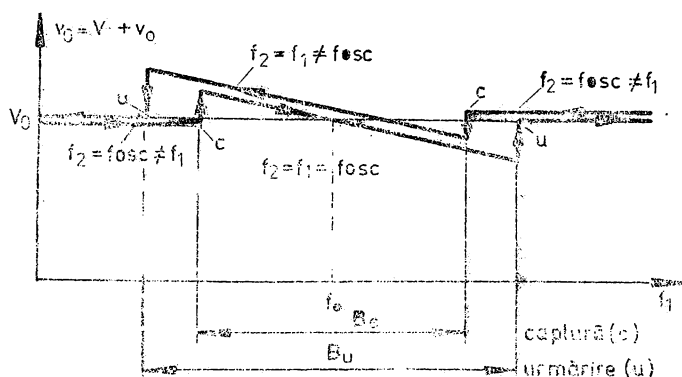


Fig. 6.5. Caracteristica statică de transfer a OCT

Valoarea benzii de urmărire este dată de valoarea maximă a expresiei (6.9), adică de condiția $\cos \theta = 1$, pentru $f_1 = f_u$:

$$B_u = 2 |f_u - f_{osc}| = K_O K_D / \pi = K_A / \pi \quad (6.10)$$

S-a arătat că valoarea câștigului static al buclei PLL depinde de amplitudinea semnalului de intrare V_1 . Scăderea lui V_1 sub anumite valori duce la îngustarea exagerată a benzii de urmărire și la ieșirea din sincronism. De aceea se recomandă ca amplitudinea semnalului de intrare V_1 să fie mai mare ca o anumită valoare, dată în catalog.

6.1.3. Captarea frecvenței semnalului de intrare

În cazul când f_1 diferă mult de f_{osc} , armonicile de la ieșirea multiplicatorului sînt suprimate în întregime de FTJ, iar tensiunea de eroare v_o este nulă, OCT oscilînd pe frecvența proprie f_{osc} .

Pentru a putea intra în sincronism, ar trebui ca generatorul să poată oscila pe frecvența $f_2 = f_1$. Pentru aceasta el are nevoie de o tensiune de comandă conform relației (6.7):

$$v_{o \text{ OCT}} = (\omega_1 - \omega_{osc}) / K_O,$$

avînd valori cu atît mai mari, cu cît ω_1 este mai îndepărtat de ω_{osc} . Această tensiune trebuie să fie furnizată de FTJ, care conform relației (6.3) poate da la ieșire tensiunea

$$v_o = K_D F(j |\omega_1 - \omega_{osc}|) \cos ((\omega_1 - \omega_{osc})t - \theta),$$

cu atît mai mică, cu cît ω_1 diferă mai mult de ω_{osc} .

Micșorarea distanței $\omega_1 - \omega_{osc}$ permite atingerea limitei pentru care $v_o = v_{o \text{ OCT}}$, adică pentru care bucla PLL se poate prinde pe frecvența f_1 .

În acest sens, se definește

— *banda de captură*, B_c , ca fiind domeniul frecvențelor în jurul frecvenței centrale f_{osc} , pentru care bucla PLL poate intra în sincronism cu semnalul de intrare.

Neliniaritatea sistemului nu permite calculul exact al benzii de captură. Valori acoperitoare sînt date de condiția

$$v_{oM} = v_{o\ ocr}, \text{ pentru } f_1 = f_c,$$

adică

$$(\omega_c - \omega_{osc})/K_O = K_DF(j(\omega_c - \omega_{osc})),$$

de unde rezultă

$$B_c = 2|f_c - f_{osc}| = \frac{1}{\pi} K_O K_DF(j\Delta\omega_c) = B_u |F(j\Delta\omega_c)|, \quad (6.11)$$

unde s-a notat $\Delta\omega_c = 2\pi|f_c - f_{osc}|$

Se observă că, spre deosebire de banda de urmărire (relația 6.10), *banda de captură depinde de caracteristica de frecvență a filtrului*, de tipul și parametrii săi. Ea se reduce odată cu îngustarea benzii de trecere a filtrului. De obicei, modulul $|F|$ al răspunsului la frecvență este subunitar pentru pulsația ω_c , ca urmare

$$B_c < B_u,$$

așa cum se poate vedea și din caracteristica statică a OCT reprezentată în figura 6.5, în care sînt specificate punctele u de desprindere și c de intrare în sincronism.

6.1.4. Bucla PLL în regim tranzitoriu de urmărire

Procesul de captură a frecvenței f_1 a semnalului de intrare și de urmărire a modificărilor acesteia, în cazul semnalului calat, cuprinde o perioadă tranzitorie, dependentă de parametrii sistemului PLL: câștigul static K_A și parametrii FTJ. În funcție de aceștia, procesul poate fi oscilant sau aperiodic, mai lent sau mai rapid, stabil sau instabil.

În cazul procesului de urmărire, regimul tranzitoriu trebuie să fie cît mai scurt, dar suficient de lin. Oscilațiile prea mari ale frecvenței în jurul valorii de referință pot duce ușor la ieșirea din sincronism, prin depășirea benzii de urmărire. De aceea parametrii buclei trebuie astfel aleși, încît să asigure o variație a unghiului de eroare în limita $\pm\pi/2$ și un compromis între abaterea maximă în regim tranzitoriu și timpul de răspuns. Comportarea buclei PLL în regim tranzitoriu se poate studia considerînd modelul simplificat, liniarizat, din figura 6.6. Semnalele de intrare și de ieșire sînt respectiv

$$\alpha_1 = \omega_1 t \text{ și } \alpha_2 = \omega_2 t + \theta,$$

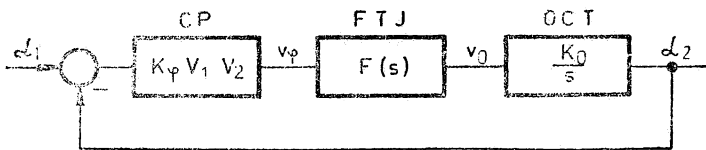


Fig. 6.6. Modelul liniarizat al buclei PLL

iar funcția de transfer a buclei PLL va fi de forma

$$H(s) = \frac{\alpha_2(s)}{\alpha_1(s)} = \frac{K_A F(s)}{s + K_A F(s)},$$

unde K_A este amplificarea buclei, iar $F(s)$, funcția de transfer a FTJ.

În sistemul PLL se utilizează frecvent două configurații de FTJ reprezentate în figura 6.7.

Filtrul R_1C (fig. 6.7, a) are funcția de transfer

$$F(s) = \frac{v_0(s)}{v_\varphi(s)} = \frac{1/sC}{1/sC + R_1} = \frac{1}{1 + sR_1C}$$

Cu un astfel de filtru, bucla PLL, calată reprezintă un sistem oscilant amortizat de ordinul doi, cu funcția de transfer :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{R_1C}{K_A} s^2 + \frac{1}{K_A} s + 1} = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2z}{\omega_n} s + 1}, \quad (6.12)$$

pulsăția proprie :

$$\omega_n = \sqrt{K_A/\tau_1}; \quad \tau_1 = R_1C, \quad (6.13)$$

și coeficientul de amortizare z :

$$z = 1/(2\sqrt{R_1CK_A}) = 1/(2\sqrt{K_A\tau_1}). \quad (6.14)$$

Filtrul R_1R_2C (fig. 6.7, b) are funcția de transfer

$$F(s) = \frac{1 + sR_2C}{1 + (R_1 + R_2)Cs} = \frac{1 + \tau_2s}{1 + (\tau_1 + \tau_2)s}; \quad \tau_1 = R_1C; \quad \tau_2 = R_2C \quad (6.15)$$

Și pentru acest tip de filtru, bucla PLL are o comportare oscilant amortizată, caracterizată de parametrii

$$\omega_n = \sqrt{K_A/(\tau_1 + \tau_2)} \text{ și } \quad (6.16)$$

$$z = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_A}{\tau_1 + \tau_2}} \left(\tau_2 + \frac{1}{K_A} \right) \cong \frac{\omega_n \tau_2}{2}; \quad \tau_1 \gg \tau_2 \gg \frac{1}{K_A}. \quad (6.17)$$

În figura 6.7, c și d se indică forma caracteristicilor de frecvență ale buclei PLL în cele două cazuri.

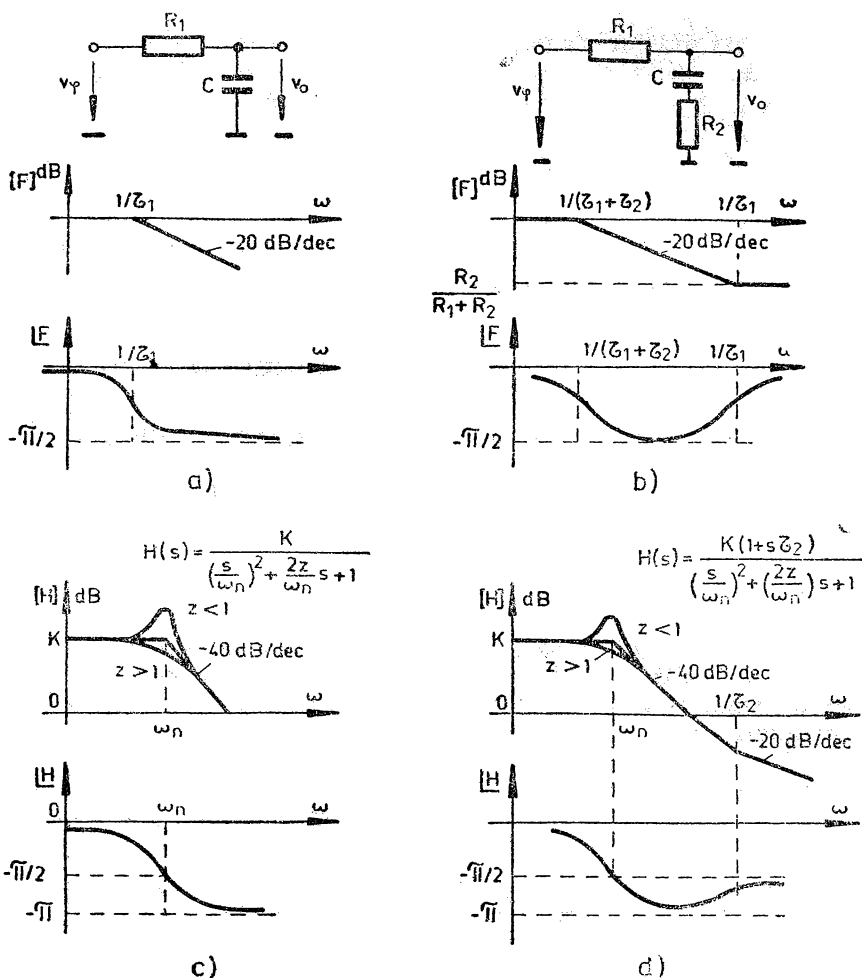


Fig. 6.7. Configurații de FTJ, caracteristicile lor de frecvență și caracteristicile de frecvență ale buclei PLL având aceste tipuri de FTJ:

a – FTJ– R_1C ; b – FTJ– R_1R_2C ; c – caracteristicile de frecvență ale buclei PLL cu FTJ– R_1C ; d – caracteristicile de frecvență ale buclei PLL cu FTJ– R_1R_2C

În concluzie, utilizând FTJ având funcția de transfer $F(s)$ de ordinul unu, bucla PLL se prezintă ca un sistem de ordinul doi, iar parametrii săi, ω_n și z depind de configurația și parametrii FTJ.

Regimul tranzitoriu care apare la modificarea frecvenței f_1 sau fazei semnalului de intrare se poate studia luând în considerare variații $\Delta\omega_1$ sau $\Delta\theta$ ale parametrilor semnalului de intrare α_1 . În figurile 6.8 se indică unele caracteristici experimentale care se iau în considerare în proiectare, cînd trebuie aleși parametrii circuitului.

Modificarea frecvenței f_1 cu o valoare constantă Δf este însoțită de modificări ale frecvenței f_2 ale OCT, pînă la restabilirea regimului staționar sincron în care semnalul se calează pe noua frecvență de la intrare. Si-

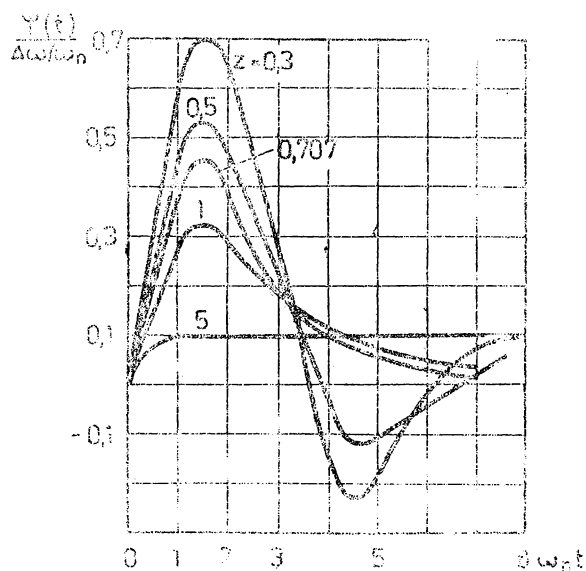


Fig. 6.8a. Variația unghiului de eroare cu parametrii buclei PLL, la un semnal treaptă de frecvență aplicat la intrare

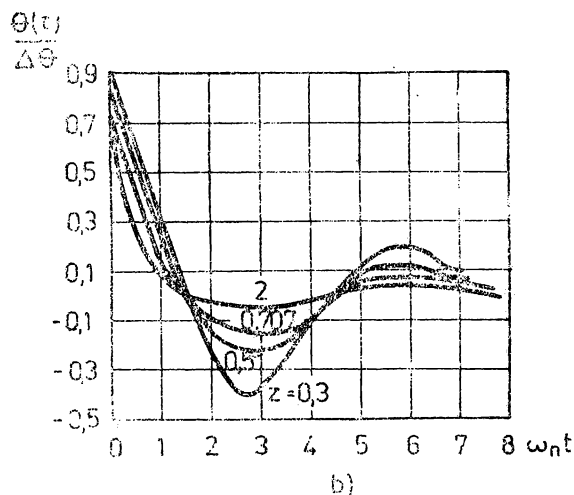


Fig. 6.8b. Variația unghiului de eroare cu parametrii buclei PLL, la un semnal treaptă de fază aplicat la intrare

multan cu modificările de frecvență au loc modificări de fază, pînă la stabilirea sincronismului, cînd faza rămîne constantă, dată de raportul (6.9). În figura 6.8, a se reprezintă regimul tranzitoriu de variație a erorii

de fază $\varphi(t) = \pi/2 - \theta(t)$, la variația pulsației de intrare cu $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$. Se remarcă puternica dependență de parametrii buclei, ω_n și z .

Modificarea defazajului semnalului de intrare cu o treaptă $\Delta\theta$ este însoțită de variații tranzitorii ale fazei semnalului OCT, pînă la restabilirea defazajului inițial, determinat de frecvența f_1 , nemodificată. Variația erorii de fază față de valoarea sa staționară este prezentată în figura 6.8, b.

În cele două figuri se poate vedea că amortizarea z influențează considerabil regimul tranzitoriu. La amortizări prea mici, unghiul de eroare poate depăși limitele $\pm\pi/2$, conducînd la ieșirea din sincronism. Pe de altă parte, amortizările prea mari duc la regimuri aperiodice prea lente. Valoarea cea mai potrivită atît din punctul de vedere al amplitudinii în regim tranzitoriu, cît și al timpului de stabilire este $z = 0,707$.

Pulsația naturală ω_n caracterizează atît banda de trecere a buclei PLL, calate (care pentru $z = 0,707$ se comportă ca un FTJ) cît și durata regimului tranzitoriu, invers proporțională cu aceasta. Valoarea aproximativă a timpului de captură este dată de relația :

$$t_c \approx \frac{(\omega_1 - \omega_{osc})^2}{2z\omega_n^3}$$

Banda de trecere $f_n = \omega_n/2\pi$ (a buclei PLL) indică variațiile de frecvență în jurul frecvenței staționare, admise de bucla PLL. Dacă sincronizarea se face pe frecvența f , semnalele avînd frecvența mai mare ca valoarea $f + f_n$ vor fi suprimate. Aceasta permite separarea semnalului util de zgomote sau de alte semnale nedorite. Micșorarea exagerată a benzii de trecere f_n în scopul mării imunității la zgomote, mărește însă timpul de stabilire, atît în procesul de urmărire, cît și în cel de captură.

Din cele de mai sus, rezultă că în proiectare trebuie acordată o atenție deosebită alegerii parametrilor ω_n și z ai buclei PLL. Ei sînt direct determinați de structura și parametrii FTJ utilizat.

6.1.5. Bucla PLL utilizată ca demodulator pentru semnale MF

Așa cum s-a arătat, tensiunea de eroare v_o se modifică odată cu variațiile frecvenței f_1 , la intrare. Dacă semnalul s_1 este modulat în frecvență, v_o va urmări variațiile semnalului modulator.

Într-adevăr, dacă $m(t)$ este semnalul modulator, frecvența la intrare va fi de forma :

$$f_1 = f_{osc} + \Delta f m(t), \quad (6.18)$$

Δf fiind deviația de frecvență față de frecvența centrală f_{osc} . Știind că semnalul eroare este de forma (6.7)

$$v_o = (\omega_2 - \omega_{osc})/K_v$$

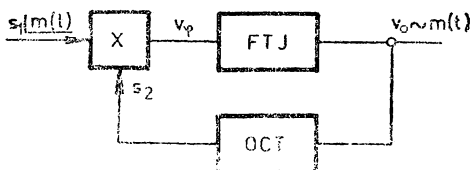


Fig. 6.9. Schema bloc a buclei PLL, utilizată ca demodulator pentru semnale MF

și că la sincronism $\omega_2 = \omega_1$, rezultă că :

$$v_o = \frac{2\pi}{K_0} (f_1 - f_{osc}) = \frac{2\pi\Delta f}{K_0} m(t) \quad (6.19)$$

Prin urmare, în bucla PLL calată, semnalul de eroare v_o care apare la ieșirea FTJ este proporțional cu semnalul modulator $m(t)$. De aici, posibilitatea utilizării buclei ca demodulator pentru semnale MF, conform schemei bloc, reprezentate în figura 6.9.

Pentru o bună funcționare, frecvența variabilă (6.18) trebuie ținută tot timpul în banda de urmărire pentru ca sistemul să nu se desprindă din sincronism. În acest scop trebuie asigurată o rezervă suficientă care să țină cont de regimurile tranzitorii, sau de zgomotele posibile. Pe de altă parte, variația frecvenței $\Delta f m(t)$ în jurul frecvenței centrale f_{osc} trebuie să fie cuprinsă în banda $f_n = \omega_n/2\pi$ (de forma indicată în relațiile 6.13 și 6.16) pentru ca semnalul să rămână nedistorsionat și redat corect la ieșire.

O analiză simplificată se poate face pentru un semnal modulator sinusoidal

$$m(t) = \sin \omega_m t,$$

cînd unghiul de eroare are variații periodice avînd amplitudinea dependentă de pulsația ω_m a semnalului modulator, deviația de frecvență $\Delta f = \Delta\omega/2\pi$, precum și de parametrii ω_n și z ai buclei PLL. În figura 6.10 se prezintă dependența unghiului de eroare față de raportul ω_m/ω_n și de factorul de amortizare a buclei PLL, calate. Se observă că eroarea maximă de fază apare pentru $\omega_m = \omega_n$. Figura 6.10 este utilizată la calculul orientativ al pulsației naturale a buclei PLL, în cazul unui semnal modulator sinusoidal dat.

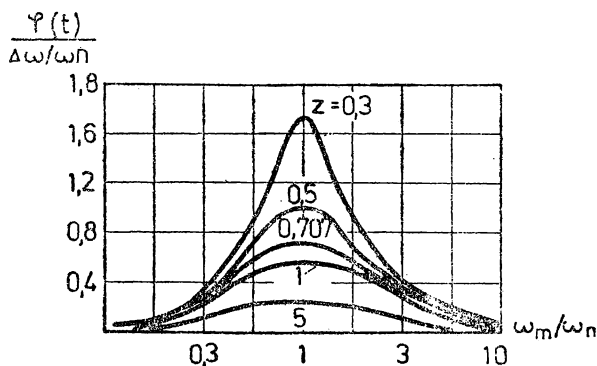


Fig. 6.10. Variația unghiului de eroare cu parametrii buclei PLL, și pulsația semnalului modulator

Influența zgomotelor. Zgomotele alterează atât amplitudinea, cât și faza semnalelor utile și sînt echivalente unor semnale $n(t)$ aleatoare care modulează semnalul de intrare în amplitudine și frecvență :

$$s_1(t) = V_1(1 + n_1(t)) \cos [\omega_{osc} t + \Delta\omega \int_0^t m(q) dq + n_2(t)], \quad (6.20)$$

$n_1(t)$ și $n_2(t)$ reprezentînd zgomote în banda de trecere a buclei PLL.

Modulația nedorită a amplitudinii se poate evita prin aplicarea semnalelor cu amplitudini $V_1 > V_{lim}$, corespunzător funcționării cu limitare a comparatorului de fază.

Pentru minimizarea variațiilor de frecvență datorate zgomotelor se impune micșorarea benzii de trecere a buclei PLL și asigurarea unui raport semnal/zgomot suficient de mare. Dacă raportul semnal/zgomot este de 0 dB, adică, dacă puterea semnalului util este aceeași cu puterea zgomotelor, în banda de trecere a buclei PLL, semnalele nu pot fi calate. În acest sens se recomandă ca raportul semnal/zgomot în banda de trecere a buclei PLL să fie de cel puțin 6 dB. De asemenea, pulsația ω_n a buclei se alege conform relației (6.21), considerînd o rezervă de variație de circa 40° pentru unghiul de eroare, adică alegînd $\varphi_{lim} \cong 1$ rad.

În figura 6.11 se indică dependența benzii de trecere a zgomotului în buclă (B_N/ω_n), funcție de coeficientul de amortizare a buclei. Banda minimă de zgomot rezultă pentru $z \in [0,5 - 0,7]$, ca urmare valoarea recomandată (0,707) rezultă utilă și din acest punct de vedere.

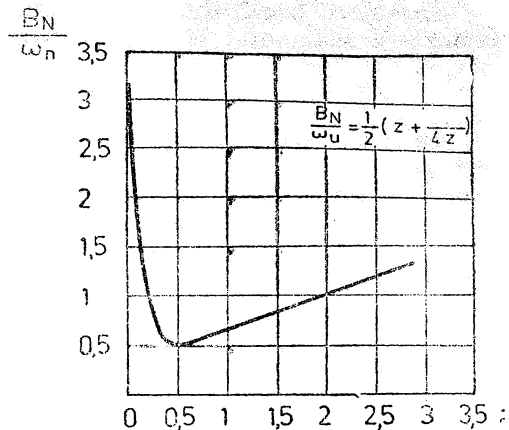


Fig. 6.11. Banda de trecere a zgomotului în bucla PLL

6.1.6. Concluzii

Captarea frecvenței f_1 a semnalului de intrare se poate face în limitele benzii de captură B_c , dacă

$$2|f_1 - f_{osc}| \leq B_c$$

În caz contrar trebuie luate măsuri de micșorare a distanței între f_1 și frecvența oscilației libere f_{osc} a OCT, prin :

- modificarea frecvenței semnalului de intrare ;
- modificarea frecvenței libere a OCT.

Odată sincronizat, semnalul generat de OCT urmărește variațiile de frecvență ale semnalului de intrare atîta timp cît aceste variații sînt cuprinse în limitele benzii de urmărire B_u , adică

$$2|f_1 - f_{osc}| < B_u$$

* Depășirea benzii de urmărire duce la ieșirea din sincronism, iar resincronizarea sistemului se face în banda de captură

$$B_c < B_u.$$

În regim staționar sincron frecvența f_2 a semnalului generat de OCT este egală cu frecvența f_1 a semnalului de intrare. Defazajul θ al acestor semnale depinde de f_1 și de parametrii buclei PLL. La sincronizarea pe frecvența centrală f_{osc} , defazajul θ între cele două semnale este $\pi/2$. Pentru ca semnalele să poată rămâne calate, θ trebuie să rămână în limitele 0 și π . În literatura de specialitate se ia frecvent în considerare unghiul de eroare $\varphi = \frac{\pi}{2} - \theta$, unghi care trebuie să fie cuprins între $\pm\pi/2$ pentru păstrarea sincronismului.

Parametrii buclei PLL se aleg în funcție de aplicația concretă a circuitului, căutînd să se asigure performanțele statice și dinamice dorite. Circuitul PLL se utilizează în două direcții fundamentale:

a) *Ca filtru următor de bandă îngustă*, prin sincronizarea circuitului e semnale afectate de zgomot.

Semnalul la ieșirea OCT urmărește frecvența f_1 a semnalului aplicat la intrare, atîta timp cît aceasta este cuprinsă în banda de urmărire. Bucle PLL trebuie să prezinte o bandă f_n de trecere redusă, pentru a suprima în mod corespunzător zgomotele care însoțesc semnalul. Limita inferioară a acesteia trebuie să ia în considerare cerințele de stabilitate și de asigurare a unei durate corespunzătoare a regimului tranzitoriu.

b) *Ca demodulator pentru semnale MF*

Semnalul de la ieșirea FTJ este proporțional cu semnalul modulator al frecvenței f_1 . Banda de trecere a buclei trebuie să fie suficient de largă pentru a reda corect semnalul modulator, dar să asigure totodată suprimarea zgomotelor. De asemenea, eroarea de fază, care urmărește modificările frecvenței, trebuie să rămână în permanență în limita $\pm\pi/2$, pentru evitarea ieșirii din sincronism.

Instabilitate în funcționarea buclei, urmată de ieșirea din sincronism se datorează în general unor valori ale amplitudinii semnalului de intrare sub limita admisă, unui câștig K_A prea mare, sau unei benzi prea înguste a FTJ.

Ținînd cont de cele de mai sus, în alegerea parametrilor de proiectare se fac următoarele recomandări:

Cîștigul în buclă se alege în funcție de banda de urmărire B_u dorită, conform relației (6.10).

Coeficientul de amortizare optim este 0,707.

Pulsația naturală se alege în funcție de tipul aplicațiilor mai sus prezentate și influențează banda de zgomot, timpul de captură și evoluția semnalelor în regim tranzitoriu. Ea trebuie să fie cît mai redusă pentru a minimiza efectul zgomotelor, dar, în același timp, suficient de largă pentru a asigura o bună comportare în regim tranzitoriu și o urmărire perfectă a frecvenței semnalului modulator.

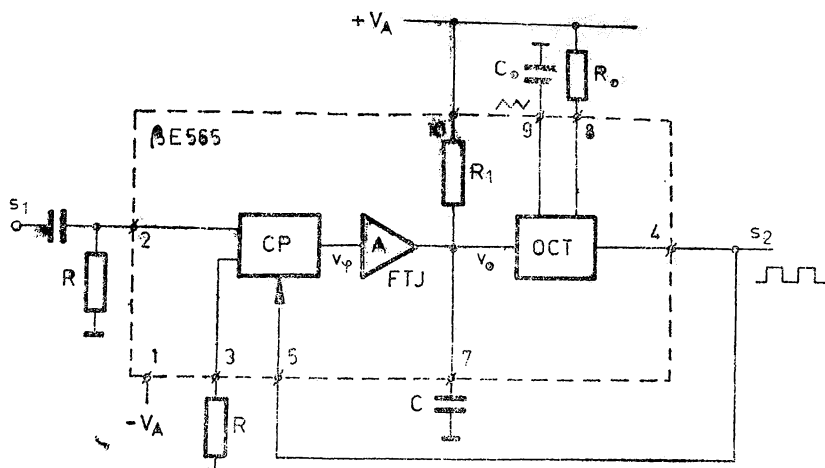


Fig. 6.12. Schema bloc a circuitului PLL, βE 565

6.2. CIRCUITUL INTEGRAT βE 565

Circuitul PLL, de tip βE 565, de producție românească, prelucrează semnale avînd frecvența pînă la 500 kHz. Schema bloc este prezentată în figura 6.12 și conține comparatorul de fază CP, amplificatorul A cu rețeaua R_1C avînd rol de FTJ și oscilatorul comandat în tensiune OCT. Tipul FTJ și parametrii săi depind de componentele C sau R_2C conectate la terminalul 7, iar frecvența liberă a OCT se fixează cu R_0 și C_0 la terminalele 8 și 9. Ieșirea circuitului este la terminalul 4 sau 7, după cum acesta joacă rol de filtru urmăritor de bandă îngustă, sau demodulator MF.

Alimentarea se face în c.c. de la două surse (fig. 6.13, a), sau de la o sursă (fig. 6.13, b). Etajul diferențial de intrare al CP necesită o polari-

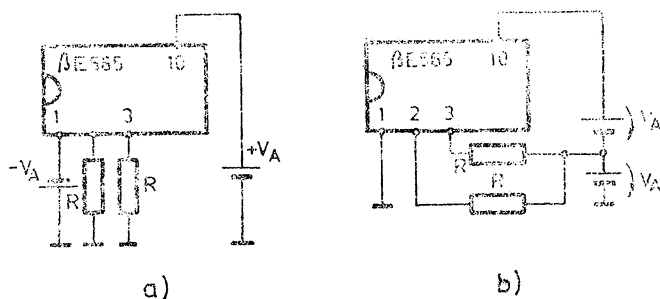


Fig. 6.13. Posibilități de alimentare ale CI βE 565
a — alimentarea cu două $\emptyset$ surse; b — alimentarea cu o sursă

zare în c.c. care se realizează conectînd rezistențele R la bornele de intrare și la potențialul median de alimentare. Tensiunea de alimentare simetrică poate fi cuprinsă în limitele $\pm 5 - \pm 12$ V.

6.2.1. Configurația CI β E 565

Comparatorul de fază este un multiplicator cu transconductanță cu dublă echilibrare (fig. 6.14). Deoarece dezechilibrul curenților de colector [fig. 6.14, a] în ramurile unui etaj diferențial este proporțional cu transconductanța g_m și cu semnalul diferențial de la intrare, se poate scrie:

$$i_{C1} - i_{C2} = g_{m1,2} s_2 = \frac{i_{C5}}{2V_T} s_2$$

$$i_{C3} - i_{C4} = -g_{m3,4} s_2 = \frac{-i_{C6}}{2V_T} s_2$$

$$i_{C5} - i_{C6} = g_{m5,6} s_1 = \frac{I_0}{2V_T} s_1.$$

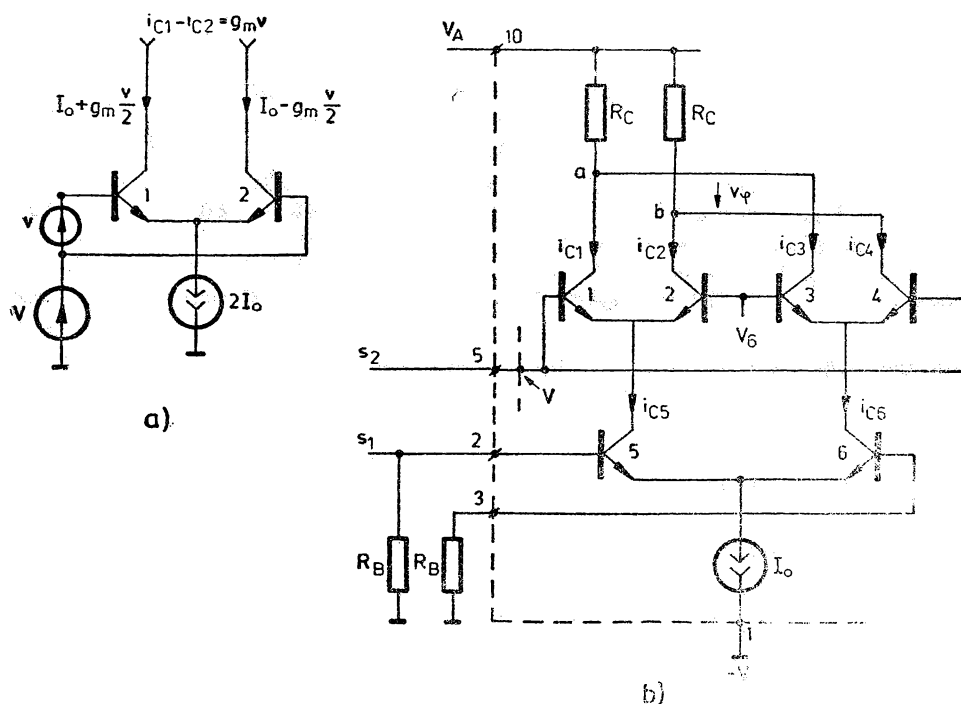


Fig. 6.14. Configurația comparatorului de fază:
a — principiul de funcționare a multiplicatorului cu transconductanță;
b — CP în CI β E 565

Ținând cont de relațiile de mai sus, se poate deduce că tensiunea la ieșirea din comparator este proporțională cu produsul semnalelor la intrare :

$$v_{\varphi} = v_a - v_b = V_A - R_C(i_{C1} + i_{C3}) - V_A + R_C(i_{C2} + i_{C4}), \text{ sau}$$

$$v_{\varphi} = \frac{-R_C I_0}{4V_T^2} s_1 s_2 \quad (6.21)$$

În cazul în care s_1 și s_2 depășesc limita de saturație, tranzistoarele funcționează în comutație, blocate sau saturate. Tranzistorul în conducție preia întregul curent I_0 , iar tensiunea diferențială la ieșire este $\pm I_0 R_C$. Durata impulsurilor pozitive sau negative de tensiune este dependentă de defazajul θ între cele două semnale, așa cum se poate observa și din figura 6.15 pentru semnalele calate. FTJ va media tensiunea v_{φ} , astfel că la ieșirea sa v_0 este liniar dependentă de θ (fig. 6.16), în intervalul $0-\pi$:

$$v_0 \cong V_{\varphi \text{ med}} = I_0 R_C \left(\frac{2\theta}{\pi} - 1 \right) \quad (6.22)$$

Sau, în funcție de unghiul de eroare $\varphi = \pi/2 - \theta$,

$$v_0 \cong V_{\varphi \text{ med}} = \frac{2I_0 R_C}{\pi} \varphi ;$$

$$\varphi \in \left(-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2} \right)$$

rezultînd o tensiune independentă de amplitudinea semnalelor. Prin urmare, la funcționarea în limitări, comparatorul de fază furnizează o tensiune liniar dependentă de eroarea de fază.

Filtrul trece-jos este realizat cu un amplificator parafază cu rețea RC (fig. 6.17). Rezistența $R_1 = 3,6 \text{ k}\Omega$ este integrată intern, iar la terminalul 7 se cuplează un condensator sau un dipol RC (fig. 6.17 b, c) corespunzătoare filtrelor $R_1 C$ sau $R_1 R_2 C$. În acest caz :

$$v_0 = (R_1 | Z_C) i_{C1}, \quad i_{C1} = g_m v_{\varphi} / 2$$

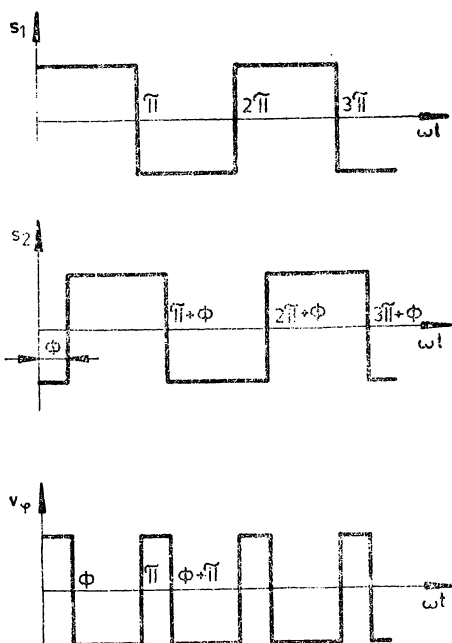


Fig. 6.15. Cronogramele semnalelor CP, la funcționarea în limitări

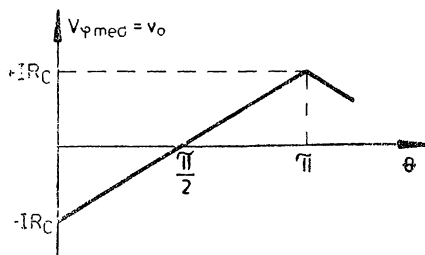


Fig. 6.16. Variația unghiului de eroare a funcționarea cu limitare a CP

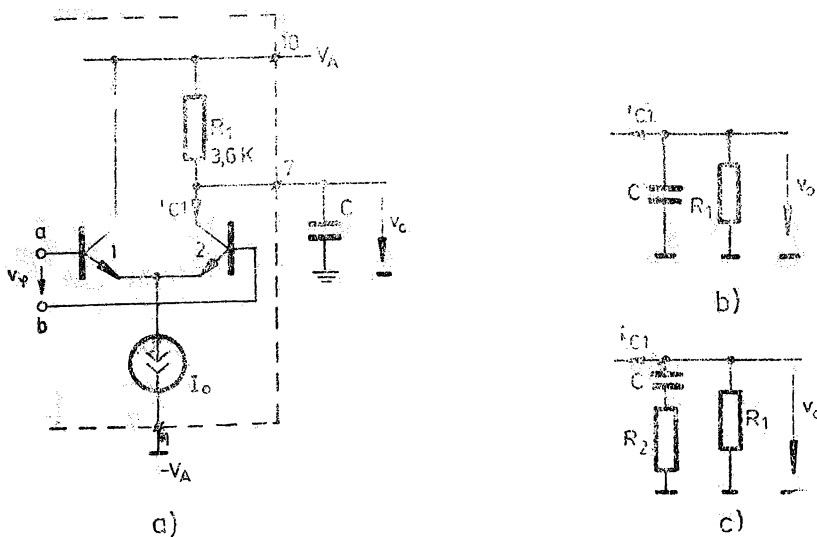


Fig. 6.17. Filtrul trece jos în configurația CI βE 565
 a — schema electrică; b — schema echivalentă la semnale mici în cazul FTJ- R_1C ; c — schema echivalentă pentru FTJ- R_1R_4C

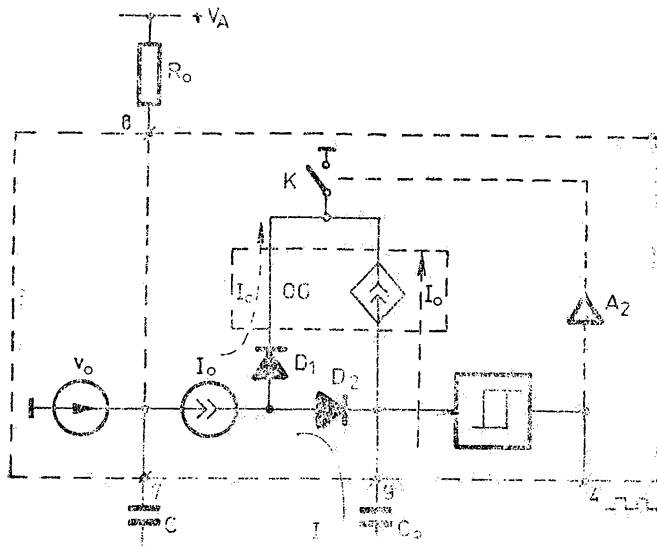


Fig. 6.18. Schema bloc a OCT din CI βE 565

Pentru FTJ—R₁C rezultă

$$F(j\omega) = \frac{v_o}{v_\varphi} = \frac{R_1 g_m}{R_1 C j\omega + 1} = \frac{I_0}{\tau_1 j\omega + 1} \quad (6.23)$$

iar pentru FTJ—R₁R₂C,

$$F(j\omega) = \frac{F_0(1 + \tau_2 \omega)}{(\tau_1 + \tau_2)j\omega + 1}, \quad \tau_1 = R_1 C$$

$$= R_1 C, \quad \tau_2 = R_2 C \quad (6.24)$$

Ciștigul de c.c. al filtrului este constant și înglobat în coeficientul de sensibilitate al comparatorului de fază, care pentru CI βE 565 este de

$$K_D = 0,68 \text{ V/rad}, \quad (6.25)$$

cînd amplitudinea semnalului s_1 depășește 100 mV.

Oscilatorul comandat în tensiune cuprinde un generator de tensiune liniar variabilă și un comparator cu histerzis, avînd pragurile V_{9H} și V_{9L} (fig. 6.19). Comparatorul comandă schimbarea sensului tensiunii liniar variabile, cînd aceasta atinge unul din cele două praguri. La ieșirea comparatorului rezultă o tensiune dreptunghiulară V_4 a cărei frecvență f_2 depinde de distanța (fixă) între pragurile comparatorului și de panta tensiunii liniar variabile (reglabilă prin R_0 și C_0).

În figura 6.18 se indică schema de principiu a OCT. Încărcarea și descărcarea condensatorului C_0 se face la curentul constant I_0 , menținut la aceeași valoare, în ambele sensuri, de către comutatorul electronic K și oglinda OG de curent. La încărcare, curentul circulă prin D_2 , K fiind deconectat. La descărcare, comparatorul comandă conectarea lui K, iar C_0 se descarcă cu același curent I_0 , furnizat de OG. (D_2 este blocată, iar D_1 conduce). Evoluția semnalelor OCT este indicată în figura 6.19.

Pentru datele concrete corespunzătoare CI βE 565 rezultă:

-- frecvența de oscilație liberă a OCT

$$f_{osc} = \frac{1}{3,7 R_0 C_0} \quad (6.26)$$

-- sensibilitatea OCT

$$K_0 = 54 f_{osc} / V_A \quad (6.27)$$

Configurația internă a circuitului PLL βE 565 este prezentată în figura 6.20.

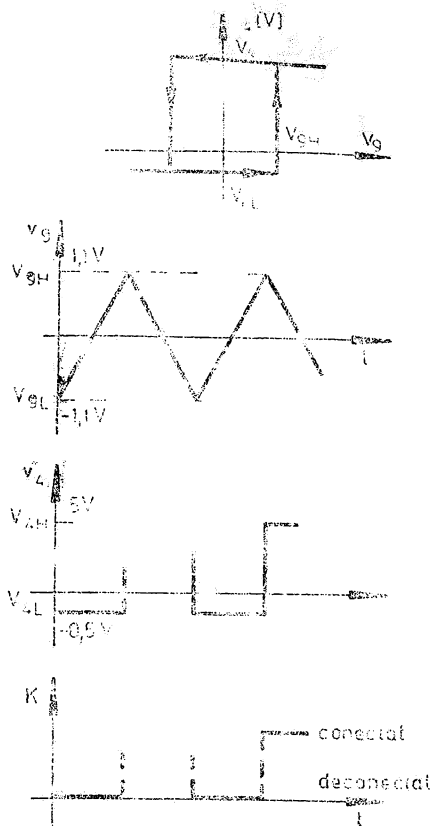


Fig. 6.19. Caracteristica statică de transfer a comparatorului din configurația OCT și cronogramele semnalelor OCT

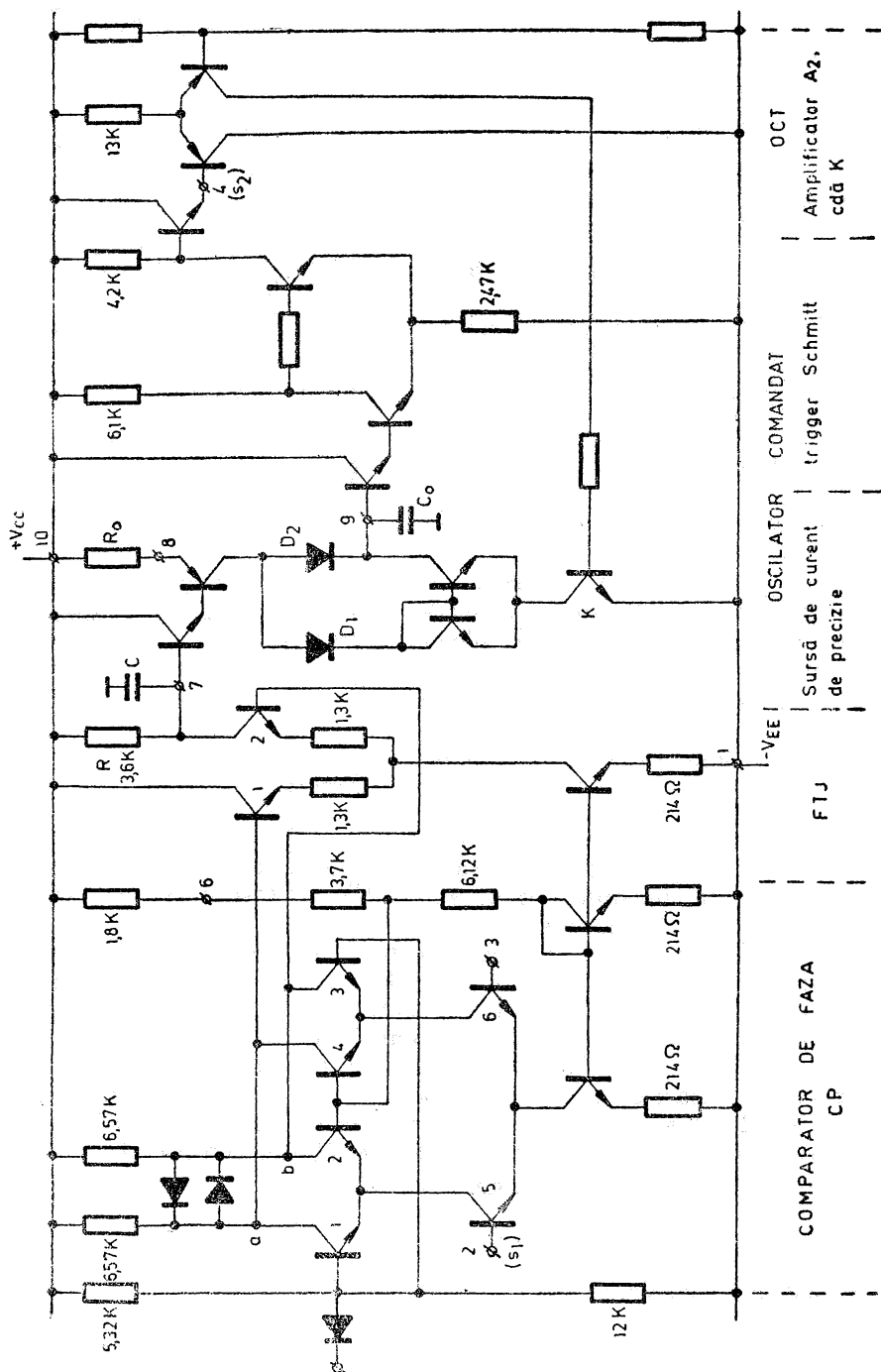


Fig. 6.20. Schema electronică simplificată a CI pe 565

6.2.2. Unele date de catalog ale CI PE 565

Valori limită

Tensiunea de alimentare ± 12 V (terminalele 10, 1)

Tensiunea diferențială la intrare ± 1 V (terminalele 2, 3)

Puterea disipată 500 mW

Parametrii electrici pentru tensiunea de alimentare ± 6 V

CP: Nivelul minim al semnalului de intrare pentru funcționarea în limitare 100 mV

Valoarea tensiunii de ieșire de mod comun 4,5 V

Tensiunea de dezechilibru (între terminalele 6 și 7) 100 mV

Tensiunea de referință de c.c. (terminalul 6) 0,88 V_{cc}

Sensibilitatea CP $K_D = 0,68$ V/rad

OCT: Semnal dreptunghiular (terminal 4) 5,4 V_{v-v}

Semnal triunghiular (terminal 9) 2,4 V_{v-v}

Frecvența oscilației libere $f_{osc} = 3,7/R_0C_0$

Frecvența maximă de lucru 500 kHz

Sensibilitatea OCT $K_0 = 4,1 f_{osc}$ rad/sec V

Performanțele circuitului în buclă închisă

Cîștigul static al buclei $K_A = 2,8f_{osc}$ 1/sec

Amplitudinea semnalului demodulat pentru o deviație de 10% este de 800 mV

Pentru o tensiune de alimentare oarecare V_A sînt valabile relațiile

$$K_A = 33,6f_{osc}/V_A \quad (6.28)$$

$$K_0 = 54 f_{osc}/V_A \quad (6.29)$$

$$B_c = 2\sqrt{2}f_n \quad (6.30)$$

$$B_u = 16f_{osc}/V_A \quad (6.31)$$

Pentru mărirea stabilității buclei se recomandă plasarea unui condensator de 1 nF între bornele 6 și 7.

6.2.3. Aplicații ale circuitului PLL PE 565

Pentru exemplificarea celor prezentate mai sus, din multitudinea de aplicații posibile s-au ales cîteva dintre cele mai semnificative.

1. Demodulator MF

Se proiectează un circuit pentru demodularea semnalelor MF, avînd frecvența purtătoare $f_{osc} = 14,5$ kHz, deviația maximă $(\Delta f/f_{osc}) \cdot 100 = 7,5\%$ și frecvența semnalului modulator $f_m = 220$ Hz

- a) *Deviația de frecvență* $\Delta f = 7,5 \cdot 14500/100 = 1088 \text{ Hz}$
- b) *Componentele OCT* — Se alege $C_o = 3 \text{ nF}$, conform relației 6.26 rezultă $R_o = 1/(3,7f_{osc}C_o) = 1/(3,7 \cdot 14500 \cdot 3 \cdot 10^{-9}) = 6 \text{ k}\Omega$
- c) *Parametrii buclei* — Se alege $z = 0,707$ și $\omega_n = 2\pi 500 \text{ rad/s}$. Se verifică valoarea lui φ din graficul 6.10. Pentru $\omega_m/\omega_n = 220/500 = 0,44$, rezultă $\varphi/(\Delta\omega/\omega_n) \cong 0,44$, prin urmare $\varphi \cong 0,44 \cdot 1088/500 = 0,95 \text{ rad.}$ $\Delta < 1 \text{ rad.}$

Ciștigul static al buclei $K_A = 2,8 f_{osc} = 33000 \text{ 1/s}$.

d) *Componentele FTJ* — se calculează conform relațiilor (6.13) ... (6.17). Rezultă $\tau_1 + \tau_2 = K_A/\omega_n^2 = 3,5 \cdot 10^{-3} \text{ sec.}$, $\tau_2 = 2z/\omega_n = 4,4 \cdot 10^{-4} \text{ sec.}$ De aici, $\tau_1 = 31,6 \cdot 10^{-4} \text{ sec.}$, $C = \tau_1/R_1 = 31,6 \cdot 10^{-4}/3600 = 1 \mu\text{F}$, $R_2 = \tau_2/C = 4,4 \cdot 10^{-4}/10^{-6} = 440 \Omega$.

d) *Schema circuitului* proiectat este indicată în figura 6.21. Semnalul de ieșire este amplificat suplimentar cu un AO în conexiune diferențială.

2. Decodificator FSK

Unul dintre cele mai răspândite mijloace pentru transmisia datelor numerice este linia telefonică. Ea este folosită ca purtătoare de date în banda (300 Hz — 3400 Hz). Banda limitată de frecvență pe care lucrează semnalele telefonice face să fie imposibilă transmisia prin această rețea, a

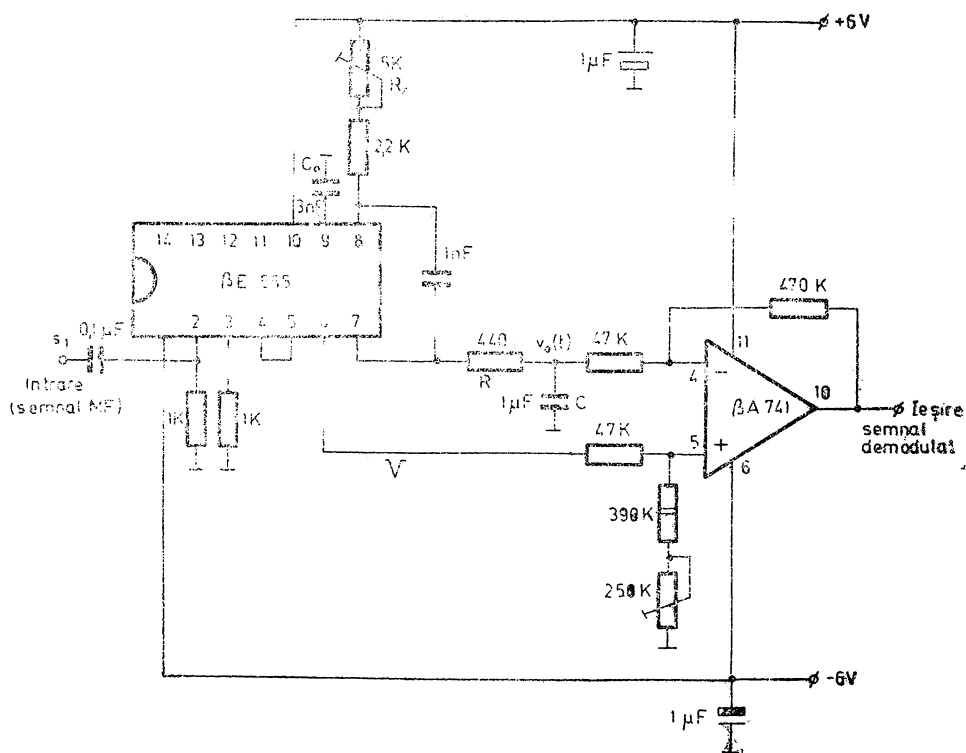
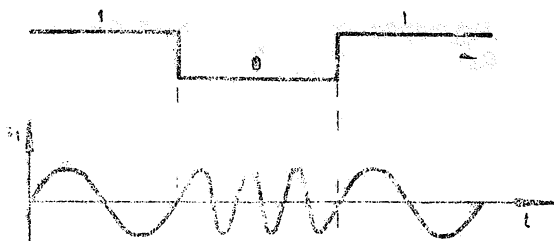


Fig. 6.21. Demodulator MF cu frecvență PLL 565

Fig. 6.22. Evoluția în timp a unui semnal codificat FSK



semnalelor telefonice binare (dreptunghiulare), cărora li s-ar distruge fronturile.

De aceea, prin sistemul MODEM (Modulator—DEModulator) datele binare se modulează cu purtătoare sinusoidală, se emit pe linia telefonică și se demodulează la recepție. Pentru frecvențe cuprinse între 1000 și 2400 Hz se utilizează *modulația cu deplasarea de frecvență* FSK (Frequency Shift Keying). De exemplu, conform unei convenții internaționale (CCITT), pentru numărul binar 1 se adoptă 1300 Hz, iar pentru 0, 2100 Hz, semnalul modulat avînd evoluția din figura 6.22.

Circuitul PLL se poate folosi ca demodulator FSK. Deoarece conform celor arătate mai sus frecvența f_1 variază în salturi, regimul tranzitoriu la variația în treaptă a mărimii de intrare este determinant (fig. 6.8, a). Parametrii buclei ω_n și z se aleg astfel ca să permită o rezervă suficientă de variație pentru eroarea de fază. Pe lângă această restricție, trebuie să se țină cont de viteza de transmisie a datelor în biți/secundă. Bucla PLL trebuie să prezinte o bandă de trecere suficient de largă și o filtrare corespunzătoare a armonicilor purtătoarei pentru a reda corect semnalul modulat, de formă dreptunghiulară. Fronturile semnalului demodulat se formează cu ajutorul comparatoarelor plasate la ieșirea FTJ.

În figura 6.23 se prezintă un circuit demodulator FSK pentru semnale modulate conform convenției $1 \rightarrow 2025$ Hz, $0 \rightarrow 2225$ Hz. Calculul circuitului cuprinde următoarele etape:

a) *Parametrii OCT* — Se alege $C_0 = 4,7$ nF și $f_{osc} = 2225$ Hz. Rezultă $R_0 = 1/(3,7f_{osc}C_0) = 25$ k Ω .

b) *Parametrii buclei PLL* — Se alege $z = 0,707$. Valoarea minimă pentru ω_n rezultă din figura 6.8, a punînd condiția limitării unghiului $\varphi_{max} = 0,45\Delta\omega/\omega_n$ la 1 radian, unde $\Delta\omega = 2\pi \cdot 200$ rad./s. Rezultă $\omega_n \geq 2\pi \cdot 90$ rad/s. Se adoptă $f_n = 150$ Hz, corespunzătoare vitezei de transmitere a informației binare.

c) *Parametrii FTJ* — $\tau_1 + \tau_2 = K_A/\omega_n^2 = \frac{2,8 \cdot 2225}{(2\pi)^2 150^2} = 0,007$ s,
 $\tau_2 = 2z/\omega_n = (2 \cdot 0,707)/(2\pi 150) = 0,0014$ s, $\tau_1 = 0,0056$ s, $C = \tau_1/R_1 = 1,7$ μ F; se alege $C = 2,2$ μ F, rezultă $R_2 = \tau_2/C = 700\Omega$.

Circuitul este prevăzut cu filtre pentru filtrarea suplimentară a armonicilor purtătoarei, iar comparatorul β M2711 formează fronturile semnalului de ieșire.

3. Sinteza frecvențelor

OCT oscilează cu frecvența (6.26), reglabilă cu elementele externe R_0 și C_0 . Acest semnal dat de OCT se poate sincroniza cu semnale s_1 de dife-

$= 3f_1$. De exemplu, dacă $f_1 = 5$ kHz, bucla PLL poate genera la ieșirea OCT (terminalul 4) un semnal sincron, avînd frecvența 1 kHz, 1.66 kHz, 15 kHz, 35 kHz etc., multiplu impar de f_1 .

Circuitul funcționează în regim de filtru urmăritor de bandă îngustă. Pulația naturală a buclei trebuie aleasă cît mai mică, pentru a obține o bună imunitate la zgomotul ce însoțește semnalul de intrare, dar suficientă pentru banda de captură (6.11).

De exemplu pentru $f_1 = 60$ kHz și $f_{osc} = 300$ kHz, sincronizarea se realizează pe armonica a 5-a a semnalului s_1 . Alegînd $R_0 = 2$ k Ω se calculează

$$C_0 = \frac{1}{3,7 R_0 f_{osc}} = \frac{1}{3,7 \cdot 2000 \cdot 300 \cdot 10^3} = 450 \text{ pF}$$

Dacă se dorește ca banda de captură să aibă frecvența centrată în jurul frecvenței f_{osc} cu $\pm 12\%$, adică $B_c = 70$ kHz, conform relației (6.30) rezultă

$$f_n = B_c / 2\sqrt{2} = 25 \text{ kHz}$$

și de aici parametrii FTJ—R₁C, conform relațiilor (6.13)

$$\tau_1 = \frac{K_A}{\omega_n^2} = \frac{2,8 f_{osc}}{(2\pi f_n)^2} = \frac{2,8 \cdot 300000}{(2\pi \cdot 25000)^2} = 34 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

$$C_1 = \frac{\tau_1}{R_1} = \frac{34 \cdot 10^{-6}}{3,6 \cdot 10^3} = 10 \text{ nF}$$

Schema rezultată este indicată în figura 6.25.

b) Multiplicarea frecvenței într-un raport oarecare

Se utilizează schema de principiu din figura 6.26. Frecvența semnalului la ieșirea din OCT se divizează de n ori, iar sincronizarea se realizează pe

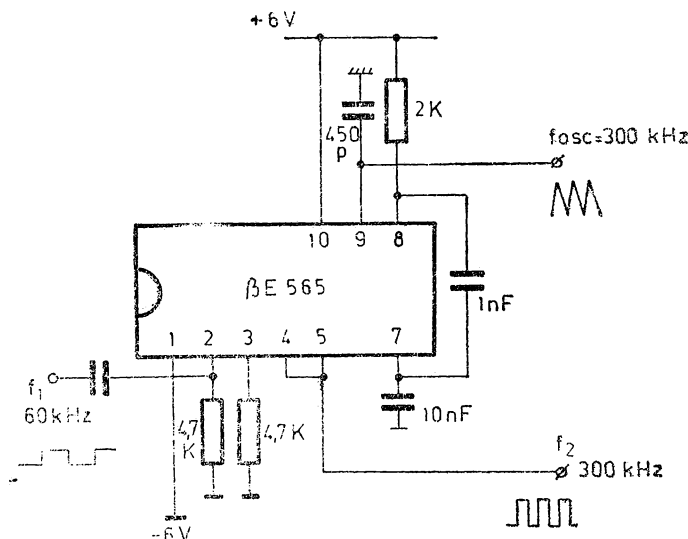


Fig. 6.25. Multiplicator de frecvență

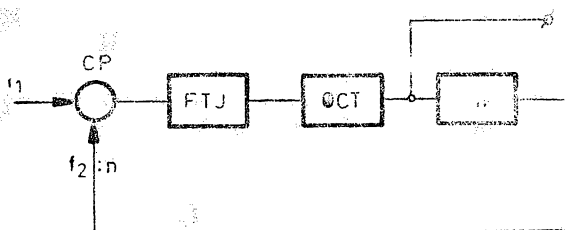


Fig. 6.26. Schema bloc a unui multipliator de frecvență modulo n

frecvența $f_2 : n = f_1$. Rezultă că semnalul s_2 la ieșirea din OCT are frecvența egală cu $f_1 \cdot n$. De obicei f_{osc} se alege egală cu nf_1 sau în vecinătatea acesteia pentru a putea asigura o bandă de captură suficient de îngustă. Un astfel de multipliator de frecvență cu $n = 10$ se prezintă în figura 6.27. Divizorul de frecvență decadic este realizat cu CI digital CDB 490, alimentat

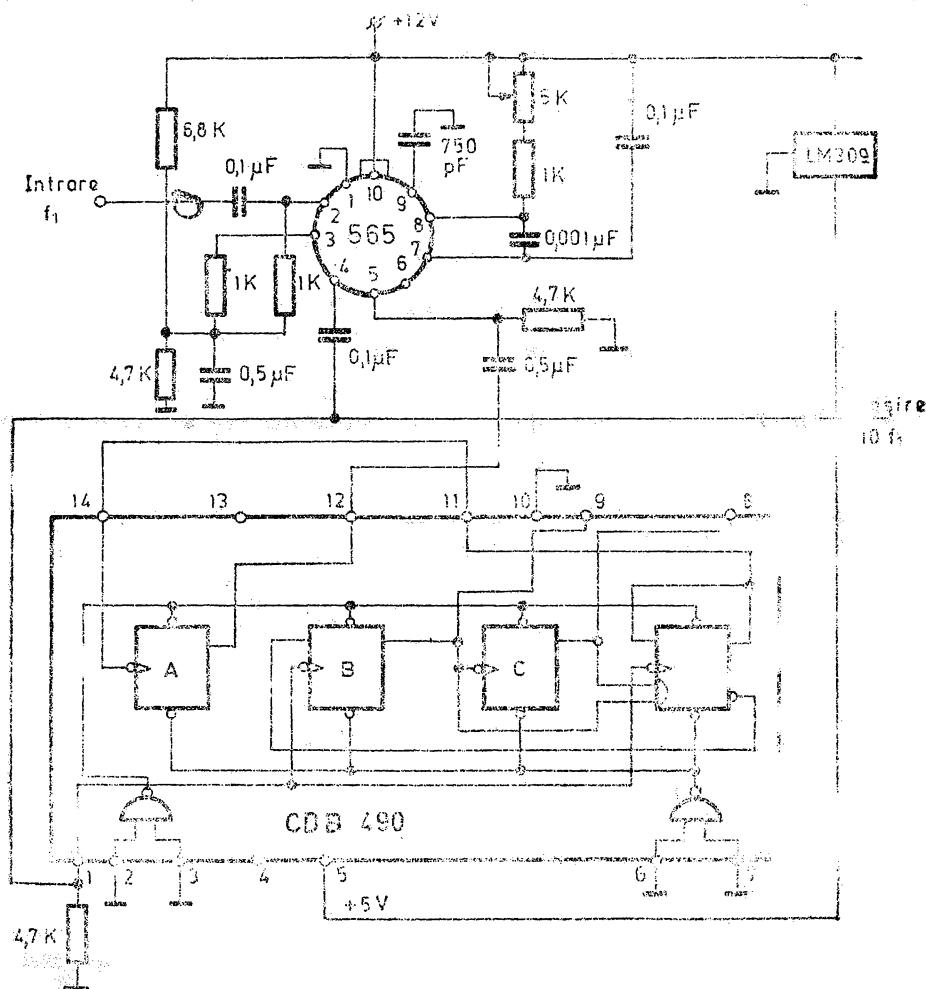


Fig. 6.27. Multipliator de frecvență cu CI PLL

de la 5 V. Frecvența de oscilație liberă se poate regla între $1/(3,7R_0C_0) = 1/(3,7 \cdot 750 \cdot 10^{-12} \cdot 10^3) = 360 \text{ kHz}$ și $1/(3,7 \cdot 750 \cdot 10^{-12} \cdot 6 \cdot 10^3) = 60 \text{ kHz}$. Ca urmare, se pot multiplica frecvențe de la 6 kHz, la 36 kHz.

6.3. CIRCUITUL INTEGRAT BE 561

Pentru frecvențe pînă la 30 MHz se poate utiliza circuitul PLL, 561, avînd largi utilizări ca demodulator pentru semnale MF, sau MA, filtru urmăritor de bandă îngustă, generator de semnale, sincronizator de date, sau radioreceptor MA.

6.3.1. Configurația CI PE 561

Schema bloc a circuitului PLL μ E 561 este indicată în figura 6.28. Circuitul cuprinde:

- comparatorul CP de fază cu intrare diferențială pentru semnalul s_1 ; semnalul s_2 de ieșire al OCT este aplicat intern la intrarea CP, dar se regăsește și la terminalul 5;
- FTJ realizat cu rezistențele de ieșire din CP (6 k Ω) și un condensator sau o rețea RC plasată la terminalele 14—15,
- etajele diferențiale de amplificare A_1 și A_2 ;
- OCT, cu f_{osc} reglabilă prin C_0 , plasat între terminalele 2 și 3 ($f_{osc\ lim} = 30$ MHz);
- etajul multiplicator dublu echilibrat pentru demodularea sincronă a semnalelor modulate în amplitudine (MA).

FTJ avînd $R_1 = 6 \text{ k}\Omega$ și banda de trecere f_c are o componentă externă C , sau R_2C alese astfel încît $R_2 \ll R_1$ și

$$C = 1/(2\pi f_s R_1 \cdot 2) \cong 13,3/f_s \text{ } \mu\text{F} \quad (6.32)$$

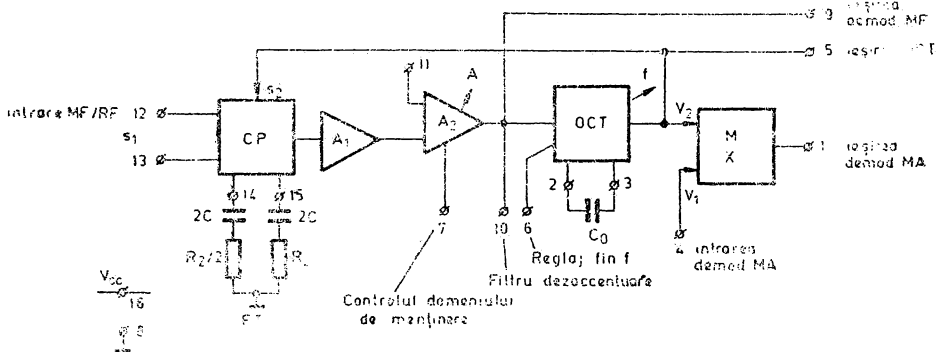


Fig. 6.28. Schema bloc a CI β E 561

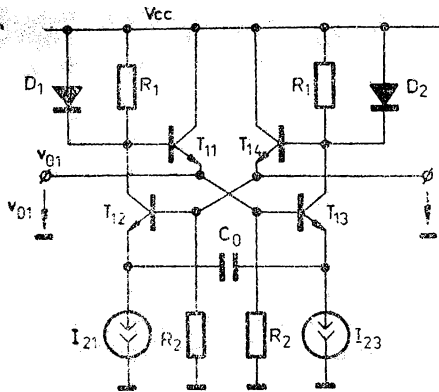


Fig. 6.29. Configurația OCT din CI 561.

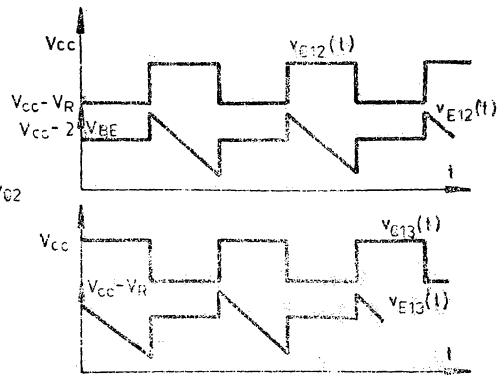


Fig. 6.30. Diagramele de semnale ale OCT

OCT este un oscilator de înaltă frecvență (fig. 6.29), cu cuplaj prin emitor. Principiul de funcționare este indicat în figura 6.30. Tranzistoarele T_{12} și T_{13} funcționează în contratimp, încărcând și descărcând condensatorul C_0 cu curentul constant I_{21} sau I_{23} furnizat de sursele de curent. Tensiunile de colector v_{C12} și v_{C13} rămân aproximativ constante și egale cu V_{CC} pentru tranzistorul blocat și cu $V_{CC} - V_R = V_{CC} - R_1(I_{21} + I_{23})$, pentru tranzistorul în conducție. Diodele D_1 și D_2 limitează pe V_R la circa 0,7 V. Tensiunile de ieșire sînt preluate prin repetoarele T_{11} și T_{14} .

Dacă inițial T_{12} este blocat, iar T_{13} conduce,

$$v_{C12} \cong V_{CC}, v_{C13} = V_{CC} - v_{R1} = V_{CC} - R_1(I_{21} + I_{23}).$$

Tensiunea la bornele condensatorului C_0 va avea deci o variație uniformă

$$dv_c/dt = -I_{21}/C_0$$

Tranzistoarele T_{14} și T_{12} intră în conducție cînd v_{E1} devine cu $2v_{BE}$ mai mic decît v_{C1} . În momentul comutării tensiunea pe condensatorul C_0 are valoarea $-R_1(I_{21} + I_{23})$, iar potențialul colectorului T_{12} scade la $V_{CC} - V_R$. Ca urmare, polarizarea tranzistoarelor T_{11} și T_{13} devine insuficientă și ele se blochează. Condensatorul C_0 se încarcă în sens contrar, iar tensiunea la bornele sale atinge în final valoarea $+2R_1(I_{21} + I_{23})$. Încărcarea fiind liniară, duratele celor două impulsuri sînt

$$t_1 = \Delta v_c C_0 / I_{21} = 2R_1(I_{21} + I_{23})C_0 / I_{21}$$

$$t_2 = \Delta v_c C_0 / I_{23} = 2R_1(I_{21} + I_{23})C_0 / I_{23}$$

De aici, rezultă frecvența semnalului generat de OCT :

$$f_{osc} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{8R_1C_0} \quad (6.33)$$

În cazul cînd $I_{21} = I_{23}$

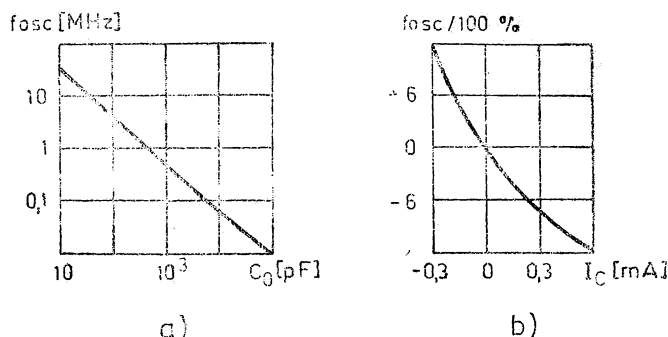


Fig. 6.31. Dependența frecvenței libere de oscilație a OCT de parametri CI βE 561;
a — dependența de C_0 ; b — dependența de I_c

Cînd semnalul V_R atinge limita v_D , relațiile de mai sus devin

$$f = \frac{1}{2v_D C_0 (1/I_{21} + 1/I_{23})} = \frac{I}{4v_D C_0}, \text{ dacă } I_{21} = I_{23} \quad (6.34)$$

În cazul CI βE 561 (fig. 6.28), frecvența poate fi comandată cu ajutorul curentului de polarizare I_C , (fig. 6.31, b) al etajului amplificator A_2 . Comanda se face prin semnalul v_0 furnizat de FTJ (în funcționarea normală a buclei PLL), sau din exterior. Comanda externă se poate face la terminalul 6 la care se aplică tensiuni mai mici decît $2v_D$ și la terminalul 7 la care se conectează o rezistență de 5 ... 20 kΩ.

Frecvența oscilației libere este stabilită cu ajutorul condensatorului C_0 (fig. 6.31, a) care se alege conform relației

$$C_0 = 300/f_{osc} \text{ pF}$$

În continuare se prezintă unele date caracteristice pentru circuitul PLL βE 561.

Valori limită absolute

Tensiunea de alimentare 25 V

Tensiunea diferențială de intrare ± 1 V

Puterea disipată 300 mW

Temperatura de funcționare 0 ... 70°C

Caracteristici electrice tipice

Limitele frecvenței OCT 0.1 Hz — 30 MHz

Curentul de alimentare 10 mA, la $V_{CC} = 18$ V

Semnalul minim de intrare pentru sincronizare 100 μ V

Tensiunea de c.c. la intrare 4 V

Tensiunea de c.c. la ieșire 14 V

Amplitudinea disponibilă la ieșire (terminalul 9) $4V_{v-v}$

Impedanța de intrare 2 kΩ || 4 pF

6.3.2. Aplicații tipice ale circuitului PLL 561

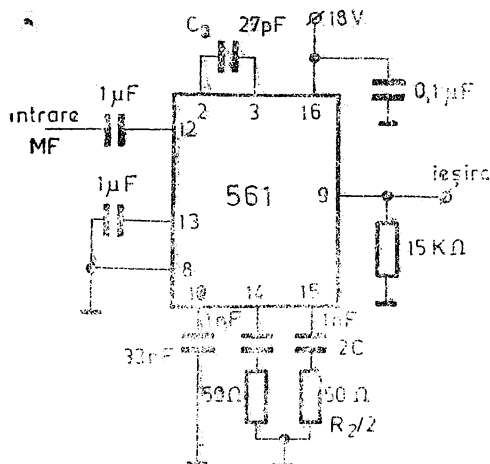


Fig. 6.32. Demodulator MF cu CI PLL 561

1. Demodulator MF

Semnalul MF se aplică la intrarea CP, iar semnalul demodulat se obține la ieșirea A₂. Semnalul MF trebuie să aibă amplitudinea mai mare ca 120 μV. Relațiile de calcul pentru elementele circuitului sînt:

— Capacitatea condensatorului C aparținînd FTJ:

$$C \approx 13,30/f \text{ } \mu\text{F} \quad (6.35)$$

unde f este lărgimea de bandă pentru semnalul demodulat

— Capacitatea condensatorului

C_0 :

$$C_0 \approx 300/f_{osc} \text{ pF}$$

unde $f_{osc} = f_{\text{purta\cator}}$ este exprimată în MHz.

Exemplu. Pentru $f_p = f_{osc} = 10,7 \text{ MHz}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$, $\Delta f = 75 \text{ kHz}$ rezultă $C = 0,5 \text{ nF}$ și $C_0 = 27 \text{ pF}$, iar schema este indicată în figura 6.32.

2. Demodulator MA

Circuitul multiplicator M permite demodularea semnalelor modulate în amplitudine (MA), avînd $f_p = 30 \text{ MHz}$ și amplitudinea mai mare ca 170 μV. Principiul de funcționare a fost explicat în capitolul 5. Multiplicatorul trebuie să primească la intrarea sa semnalul MA și un semnal de frecvența purtătoarei, sincron cu semnalul MA.

Bucă PLL este utilizată pentru refacerea purtătoarei. Dacă aceasta are frecvența $f_p = f_1 = f_{osc}$, la ieșirea OCT rezultă un semnal sincron cu s_1 , dar defazat cu 90°. Pentru ca semnalele s_1 și s_2 (la ieșirea OCT) să rezulte în fază, sau defazate cu 180°, înainte de a fi aplicat la intrarea buclei PLL, s_1 este trecut printr-o rețea de defazare RC, așa cum se poate observa în figura 6.33. Alegînd $R_1 = R_2 = R_i = 2 \text{ k}\Omega$ (R_i fiind rezistența

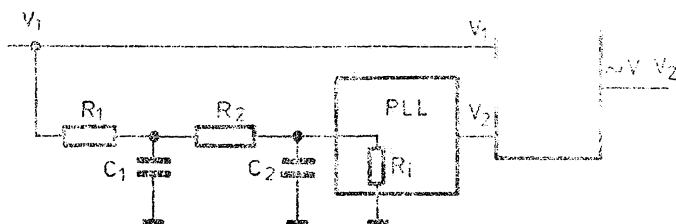


Fig. 6.33. Schema bloc a demodulatorului MA cu circuit PLL

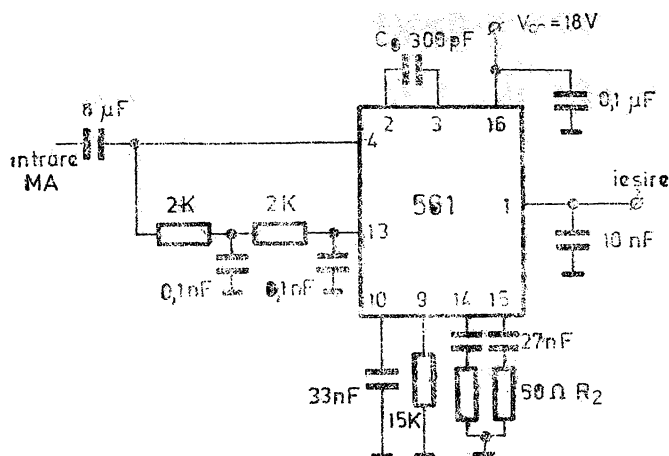


Fig. 6.34. Demodulator MA cu CI PLL β E 561

de intrare la terminalul 13) și $C_1 = C_2$ se poate arăta că filtrul introduce la frecvența $1/2\pi RC$ un defazaj de 90° .

În figura 6.34 se indică un demodulator MA pentru un semnal avînd $f_p = 1$ MHz, $f_m = 1$ kHz și amplitudinea purtătoarei de 1,4 mV. Componentele se aleg conform relațiilor

$$C_0 = 300/f_{osc} = 300/1\text{MHz} = 300 \text{ pF}$$

$$C_1 = 1/2\pi R_1 \omega_{osc} = 1/(2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10^6) = 100 \text{ pF}$$

$$C \approx 13,3/f_m = 13,3/10^3 \text{ } \mu\text{F} = 13,3 \text{ nF}$$

Capitolul 7

STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Funcționarea circuitelor și aparatelor electronice necesită pentru alimentarea cu energie electrică surse de tensiune continuă. Aceasta se obține în mod obișnuit de la baterii sau de la rețeaua de curent alternativ, prin redresare și filtrare.

În majoritatea cazurilor, sursele de alimentare pentru aparatura electronică au puteri mici, de ordinul waților, până la sute de wați. Schemele cu tranzistoare necesită, de exemplu, fie tensiuni pozitive, fie tensiuni negative de ordinul a ± 30 V și curenți până la 5–10 A. Schemele cu amplificatoare operaționale sau cu circuite integrate analogice utilizează surse de alimentare cu polaritate dublă, cele mai frecvente tensiuni fiind ± 12 V sau ± 15 V, iar curenții sînt de ordinul zecilor sau sutelor de mA. Montajele cu circuite logice TTL sînt alimentate cu tensiuni de +5 V, curenții putînd atinge cîțiva amperi.

Pentru a garanta buna funcționare a unei scheme sau a unui aparat electronic este necesar ca tensiunea de alimentare să fie constantă. Variațiile tensiunii continue de alimentare se pot datora fie variațiilor tensiunii rețelei (în mod obișnuit tensiunea rețelei poate varia în limitele $\pm 10\%$ — -15% din tensiunea nominală de 220 V), fie variației curentului de sarcină, a temperaturii sau a altor factori.

Stabilizatoarele sînt circuite electronice de tip cuadripol, care se conectează între sursa de alimentare și consumator, avînd rolul de a menține constante tensiunea sau curentul consumatorului în raport cu variațiile tensiunii sursei, ale rezistenței de sarcină, ale temperaturii ambiante sau ale altor factori perturbatori.

În figura 7.1, a se prezintă schema stabilizatorului sub forma unui cuadripol, iar în figurile 7.1, b și 7.1, c se prezintă cele două tehnici principale de realizare a unui stabilizator de tensiune: cu element de reglare de tip serie (E.S.), respectiv cu element de reglare de tip paralel (E.P.).

Pentru aprecierea performanțelor unui stabilizator de tensiune se definesc următoarele mărimi caracteristice:

— coeficientul de stabilizare S_0 (față de tensiunea de alimentare) prin relația

$$S_0 = \frac{\Delta U_I}{\Delta U_0}, \text{ la } I_0 \text{ și } T \text{ constante};$$

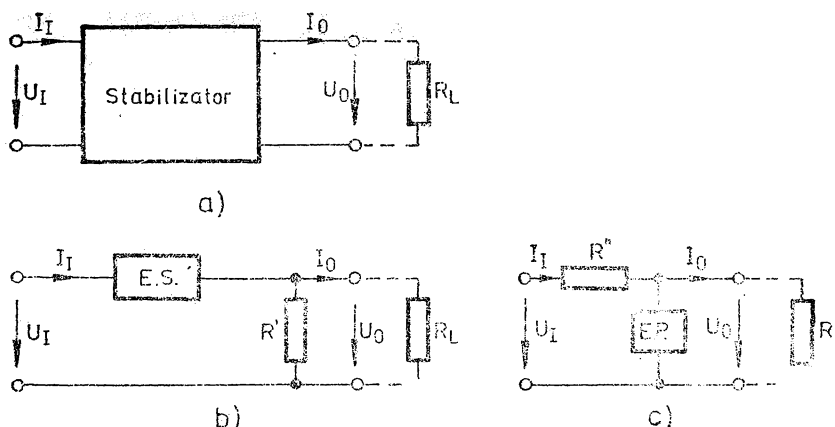


Fig. 7.1. Schema bloc a stabilizatorului de tensiune

a — cuadripol; b — cu element de reglare de tip serie; c — cu element de reglare de tip paralel

— coeficientul de temperatură S_T prin relația

$$S_T = \frac{\Delta U_O}{\Delta T}, \text{ la } U_I \text{ și } I_O \text{ constante};$$

— rezistența de ieșire (internă) R_O prin relația

$$R_O = - \frac{\Delta U_O}{\Delta I_O}, \text{ la } U_I \text{ și } T \text{ constante};$$

— eficiența (randamentul) stabilizatorului η , prin relația

$$\eta = \frac{P_O}{P_I} = \frac{U_O I_O}{U_I I_I}$$

Stabilizatoarele cu element de reglaj serie au performanțe mai bune decât cele cu element de reglaj paralel; cu toate acestea, stabilizatoarele de tip paralel se utilizează în unele aplicații datorită simplității schemei (vezi stabilizatoarele cu diode Zener) și a faptului că nu necesită circuite speciale de protecție la suprasarcină sau scurtcircuit la ieșire.

În realizarea practică a unui stabilizator se ține cont atât de performanțele sale, cât și de prețul său de cost, corelate cu performanțele și prețul de cost ale circuitului sau aparatului electronic ce urmează a fi alimentat de la sursa de tensiune stabilizată. Se construiesc astfel stabilizatoare de tensiune cu componente discrete, stabilizatoare hibride cu componente discrete și AO sau componente discrete și circuite stabilizatoare integrate. De asemenea, se pot utiliza numai stabilizatoare integrate monolitice.

7.1. STABILIZATOARE DE TENSIUNE CU COMPONENTE DISCRETE

Stabilizatoarele de tensiune cu componente discrete sînt folosite datorită unor cerințe practice, cum ar fi: simplitatea schemei de stabilizare, gama largă de variație a tensiunii stabilizate etc. Aceste stabilizatoare sînt de următoarele tipuri: stabilizatoare parametrice, stabilizatoare cu reacție și stabilizatoare în regim de comutație.

7.1.1. Stabilizatoare de tensiune parametrice

Stabilizarea parametrică a tensiunii se bazează pe proprietatea diodelor Zener de a menține într-un domeniu dat (domeniul de stabilizare) tensiunea constantă la bornele lor. Performanțele acestor stabilizatoare sînt strict determinate de caracteristica tensiune-curent (fig. 7.2, a) a diodelor Zener folosite.

a. Stabilizatoare parametrice simple

Diodele Zener sînt caracterizate prin următoarele mărimi electrice (fig. 7.2, a): tensiunea nominală U_{ZN} și curentul nominal I_{ZN} ; tensiunea minimă U_{Zm} și curentul minim I_{Zm} ; tensiunea maximă U_{ZM} și curentul maxim I_{ZM} ; puterea maximă disipată P_{ZM} . Semnificația acestor mărimi poate fi urmărită în figura 7.2, a. Se fabrică diode Zener pentru tensiuni nominale cuprinse între limitele $3 \div 200$ V, curenți nominali între limitele $5 \text{ mA} \div 1 \text{ A}$ și puteri în gama $0,25 \div 50$ W.

În schemele de stabilizare, diodele Zener (DZ) se conectează în paralel cu rezistența de sarcină R_L , așa cum se indică în figura 7.2, b. Acest

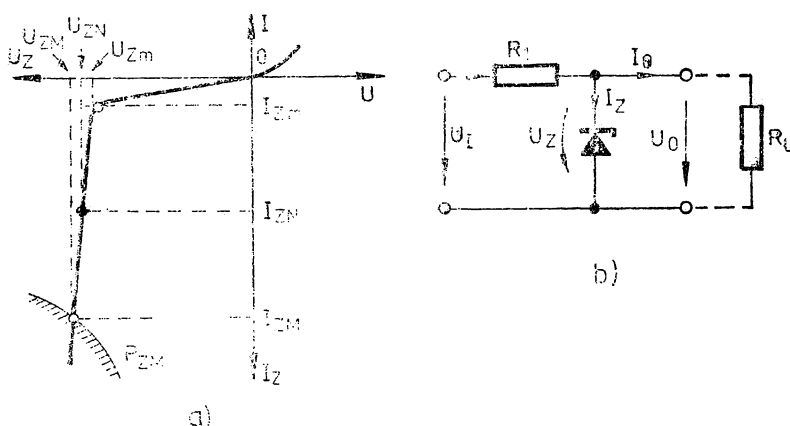


Fig. 7.2. Stabilizator parametric cu DZ

a — caracteristica tensiune-curent a DZ; b — schema stabilizatorului de tensiune

stabilizator este de tipul „cu element de reglaj paralel”. Pentru analiza circuitului stabilizator, caracteristica DZ se aproximează prin relația

$$U_Z = U_{Z_0} + r_Z I_Z \cong U_{Z_m} + r_Z I_Z, \quad (7.1)$$

unde r_Z este rezistența dinamică (diferențială) a diodei în zona utilă a caracteristicii, definită astfel:

$$r_Z = \Delta U_Z / (\Delta I_Z) = (U_{Z_M} - U_{Z_m}) / (I_{Z_M} - I_{Z_m}) \quad (7.2)$$

Uzual, r_Z este de ordinul ohmilor, sau zecilor de ohmi, mai rar sute sau mii de ohmi.

Aplicînd teoremele lui Kirchhoff se obține sistemul:

$$I_I = I_Z + I_0; \quad U_I = R_1 I_I + U_0; \quad U_0 = U_Z = R_L I_0 \quad (7.3)$$

Combinînd (7.1) cu (7.3) rezultă:

$$U_0 = -\frac{U_{Z_m} + \frac{U_I r_Z}{R_1}}{1 + \frac{r_Z}{R_1} + \frac{r_Z}{R_L}} \quad \text{și} \quad (7.4)$$

$$I_Z = \frac{U_I - U_0}{R_1} - \frac{U_0}{R_L} = \frac{U_I - U_0}{R_1} - I_0 \quad (7.5)$$

Din aceste relații se pot determina performanțele stabilizatorului. Coeficientul de stabilizare S_0 este dat de relația:

$$S_0 = \frac{\Delta U_I}{\Delta U_0} = \left(1 + \frac{r_Z}{R_1} + \frac{r_Z}{R_L} \right) / \left(\frac{r_Z}{R_1} \right), \quad (7.6)$$

iar rezistența de ieșire R_0 are valoarea:

$$R_0 = -\frac{U_0}{I_0} = \frac{r_Z R_L}{r_Z + R_1} \quad (7.7)$$

De obicei $r_Z \ll R_1$ și $r_Z \ll R_L$, de aceea relațiile (7.6) și (7.7) se pot aproxima, rezultînd valorile

$$S_0 \cong R_1 / r_Z \quad \text{și} \quad R_0 \cong r_Z \quad (7.8)$$

Un stabilizator cu DZ are deci performanțe cu atît mai bune, cu cît rezistența dinamică a diodei este mai mică și cu cît rezistența de balast R_1 este mai mare. Dar creșterea rezistenței de balast R_1 atrage după sine creșterea tensiunii de alimentare U_I a stabilizatorului și totodată micșorarea randamentului acestuia.

Pentru proiectarea stabilizatorului cu diodă Zener se pornește de la mărimile electrice cerute de sarcină U_0 și I_0 , și de la limitele $U_{I_m} \div U_{I_M}$, $I_{0m} \div I_{0M}$ de variație ale tensiunii nestabilizate, respectiv ale curentului de sarcină. Ținînd cont de aceste date, se determină rezistența de balast R_1 , iar apoi se alege dioda Zener.

Rezistența de balast se determină cu formula

$$R_1 = \frac{U_{Im} - U_0}{I_{oM} + I_{Zm}}, \quad (7.9)$$

unde U_0 este tensiunea la bornele sarcinii, egală cu tensiunea nominală U_{ZN} a diodei Zener, iar I_{Zm} este curentul minim de la care DZ asigură stabilizarea tensiunii (cuprins de obicei între 1 mA și 5 mA).

Se determină apoi puterea maximă disipată pe diodă

$$P_{ZM} = U_0 \left(\frac{U_{IM} - U_0}{R_1} - I_{om} \right) \quad (7.10)$$

DZ aleasă trebuie să fie capabilă să disipe această putere la temperatura maximă a mediului în care funcționează.

Se determină apoi valorile maxime și minime ale curentului prin DZ:

$$I_{Zmax} = \left(\frac{U_{IM} - U_{ZM}}{R_1} - I_{om} \right) < I_{ZM} \quad (7.11)$$

$$I_{Zmin} = \left(\frac{U_{Im} - U_{Zm}}{R_1} - I_{oM} \right) > I_{Zm} \quad (7.12)$$

în care U_{ZM} , U_{Zm} , I_{ZM} și I_{Zm} sînt date de catalog ale DZ (fig. 7.2, a).

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator pentru un receptor care consumă un curent I_0 cuprins între 5 mA și 50 mA la o tensiune $U_0 = 7,5$ V, știind că variațiile tensiunii rețelei (transmise la intrarea stabilizatorului) sînt de +10% și -15% din tensiunea nominală. Se dau deci $I_{om} = 5$ mA, $I_{oM} = 50$ mA, $U_0 = 7,5$ V, $U_{Im} = 0,85U_I$, $U_{IM} = 1,1U_I$. Se admite că $I_{Zm} = 5$ mA.

Se alege valoarea nominală a tensiunii de intrare:

$U_I = (1,5 \div 2,5)U_0 = 15$ V. Se determină rezistența de balast $R_1 = (0,85 \cdot 15 - 7,5)/(0,05 + 0,005) = 95,5\Omega$. Se alege $R_1 = 100\Omega$. Se determină puterea maximă disipată pe diodă: $P_{ZM} = 7,5((1,1 \cdot 15 - 7,5)/100 - 0,005) = 0,63$ W. Din catalog se alege DZ de 1 W, de tipul PL7V5Z, cu parametrii: $U_{Zm} = 7$ V, $U_{ZN} = 7,5$ V, $U_{ZM} = 7,9$ V, $I_{Zm} = 5$ mA, $I_{ZM} = 130$ mA, $r_Z = 7\Omega$. Se verifică $I_{Zmax} = (1,1 \cdot 15 - 7,9)/100 - 0,005 = 0,081$ A $< 0,13$ A = I_{ZM} și $I_{Zmin} = (0,85 \cdot 15 - 7)/100 - 0,05 = 0,0075$ A > 5 mA = I_{Zm} . Schema stabilizatorului este cea din figura 7.2, b. Performanțele lui sînt următoarele:

— factorul de stabilizare $S_0 \cong R_1/r_Z = 100/7 \cong 14$;

— rezistența internă $R_0 \cong r_Z = 7\Omega$;

— randamentul $\eta = P_0/P_I = U_0 I_0 / (U_I I_I) = 7,5 \cdot 50 / (15 \cdot 75) = 33\%$.

Aceste valori se interpretează astfel: la o variație a tensiunii de intrare $\Delta U_I = 1$ V se produce o variație a tensiunii de ieșire $\Delta U_0 = \Delta U_I / S_0 = 1/14$ V = 70 mV; la o variație a curentului de sarcină $\Delta I_0 = 10$ mA se produce o variație a tensiunii de ieșire $-\Delta U_0 = R_0 \cdot \Delta I_0 = 7 \cdot 10$ mA = 70 mV. Dioda PL7V5Z are conform datelor de catalog coeficientul de temperatură $\alpha_{VZ} = 4,5 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$, adică o variație cu 20°C a temperaturii diodei modifică procentual valoarea tensiunii stabilizate cu cantitatea $\Delta U_0/U_0 = 20 \cdot 4,5 \cdot 10^{-4}$, deci $\Delta U_0 = 7,5 \cdot 9 \cdot 10^{-3}$ V $\cong 70$ mV.

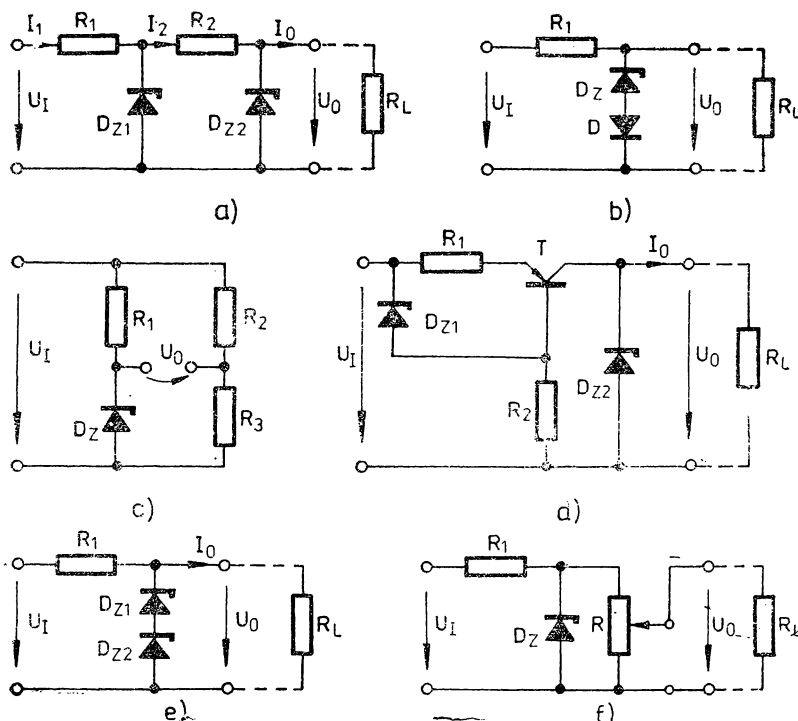


Fig. 7.3. Variante de stabilizoare de tensiune cu DZ

a — cu conectare în cascadă; b — cu compensare termică; c — montaj în punte; d — cu generator de curent constant; e — cu conectare în serie; f — cu reglajul U_0

În figura 7.3 se prezintă câteva variante de stabilizoare de tensiune cu diode Zener, variante care urmăresc în principal îmbunătățirea performanțelor stabilizatorului.

Montajul din figura 7.3, a utilizează conectarea în cascadă a două stabilizoare de tipul celui descris anterior. Prin aceasta se îmbunătățește factorul de stabilizare global, care devine egal cu produsul factorilor de stabilizare ale fiecărui etaj în parte. Este evident că în această configurație $U_{Z1} > U_{Z2}$, și $I_1 > I_2 > I_0$. Dezavantajul principal al stabilizatorului parametric cu mai multe etaje constă în randamentul său foarte mic, deoarece sînt necesare tensiuni de intrare mari în raport cu tensiunea stabilizată.

Compensarea termică a diodei Zener se poate realiza prin plasarea în serie cu aceasta a una sau mai multe diode cu siliciu polarizate direct (fig. 7.3, b). Diodele Zener cu tensiuni peste 5 V au coeficientul de temperatură pozitiv, pe cînd diodele cu Si au coeficientul de temperatură negativ (circa $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$), ca urmare este posibilă compensarea termică a acestora la variația temperaturii mediului. Inconvenientul metodei constă în faptul că odată cu creșterea tensiunii Zener crește numărul de diode de compensare necesare.

O îmbunătățire a stabilizării în raport cu tensiunea de intrare se poate obține cu montajul în punte din figura 7.3, c. El este utilizat în situațiile în care rezistența dinamică r_z a diodei Zener este relativ mare (DZ cu tensiuni nominale de $100 \div 200$ V au rezistențe dinamice de ordinul sutelor de ohmi, pînă la ordinul kiloohmilor). Cu ajutorul rezistenței R_3 se echilibrează efectul rezistenței r_z . Echilibrarea se obține corect numai la o singură valoare a curentului, care se alege în mijlocul domeniului de lucru prevăzut.

În figura 7.3, d se prezintă un stabilizator la care rezistența de balast R_1 se înlocuiește printr-un montaj de tip generator de curent constant, format din grupul R_1 , R_2 , DZ_1 și tranzistorul T. El menține curentul de colector constant în raport cu variațiile tensiunii de intrare U_I . Grupul R_2 , DZ_1 funcționează ca un stabilizator parametric obișnuit, tensiunea la bornele diodei DZ_1 fiind practic constantă. Aceeași tensiune practic constantă se regăsește și la bornele rezistenței R_1 , deci curentul de emitor al tranzistorului (și cel de colector) nu se modifică semnificativ, ca urmare punctul de funcționare pe caracteristica diodei DZ_2 nu se modifică la variațiile tensiunii de intrare între limitele U_{Im} și U_{IM} . Acest montaj, pe lîngă faptul că are un coeficient de stabilizare foarte mare, are și un randament ridicat.

Prin conectarea în serie a mai multor diode Zener (care pot admite același curent) se poate extinde limita tensiunii stabilizate (fig. 7.3, e). În acest montaj, dacă unele diode au coeficientul de temperatură pozitiv, iar altele negativ, este posibilă o compensare globală cu temperatura a stabilizatorului.

Montajul din figura 7.3, f permite obținerea unei tensiuni stabilizate U_0 de valoare reglabilă, prin intermediul potențiometrului R. În acest montaj rezistența de ieșire a stabilizatorului este cu atît mai mare, cu cît tensiunea de sarcină U_0 obținută potențiometric este mai mică.

b. Stabilizatoare parametrice cu tranzistoare

Utilizarea tranzistoarelor în schemele de stabilizare parametrice permite extinderea curenților de sarcină pînă la ordinul amperilor sau zecilor de amperi. Tranzistorul are rolul de a amplifica curentul de ieșire al stabilizatorului. În funcție de modul cum este conectat tranzistorul există configurații de tip serie, serie-paralel, sau paralel. *Configurația serie* are o eficiență mai bună decît configurația paralel, însă necesită circuite suplimentare de protecție a elementului serie împotriva suprasarcinii sau a scurtcircuitului la ieșire.

În figura 7.4. se prezintă configurația standard a unui stabilizator parametric cu tranzistor serie. Tranzistorul poate fi de tip *npn* (fig. 7.4, a) sau *pnp* (fig. 7.4, b).

Grupul format din dioda DZ și rezistența R_1 funcționează ca un stabilizator parametric simplu. Tranzistorul T funcționează ca repetor pe emitor, asigurînd în sarcină curentul

$$I_0 = I_E = \beta I_B \quad (7.13)$$

și tensiunea constantă

$$U_0 = U_Z \quad U_{BE} \quad (7.14)$$

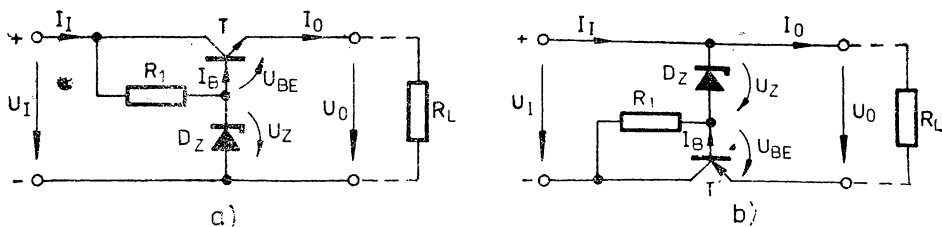


Fig. 7.4. Stabilizator parametric cu tranzistor serie
a — de tip npn; b — de tip pnp

Față de un stabilizator simplu cu diodă Zener, schema cu tranzistor din figura 7.4 prezintă avantajul că poate furniza un curent de β ori mai mare decât cel furnizat de dioda Zener, practic la aceeași tensiune stabilizată, deci se poate stabili tensiunea la bornele unei sarcini având puterea de β ori mai mare. Utilizarea repetorului asigură totodată micșorarea rezistenței de ieșire de β ori, adică $R_0 = r_Z/\beta$. Factorul de stabilizare este egal cu cel dat de grupul DZ, R_1 , adică $S_0 = R_1/r_Z$.

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator cu tranzistor serie (fig. 7.4, a) pentru alimentarea unei sarcini care consumă un curent I_0 ce variază între limitele 50 mA ÷ 250 mA la o tensiune U_0 de 9 V, cunoscând că tensiunea de intrare este $U_I = 15 \text{ V} \pm 3 \text{ V}$ (variații de $\pm 20\%$ din tensiunea nominală). Pentru polarizarea corespunzătoare a dispozitivelor active trebuie ca tensiunea $V_{CE} > 2 \dots 3 \text{ V}$.

Proiectarea constă în alegerea tranzistorului T, proiectarea grupului stabilizator R_1 —DZ, după metoda expusă în paragraful precedent și verificarea parametrilor stabilizatorului.

Se verifică tensiunea minimă la bornele tranzistorului $U_{CEmin} = U_{Im} - U_0 = 12 - 9 = 3 \text{ V} > 2 \text{ V}$. Se determină căderea de tensiune maximă și puterea maximă disipată la bornele tranzistorului serie: $U_{CEmax} = U_{Im} - U_0 = 18 - 9 = 9 \text{ V}$; $P_{dMax} = U_{CEmax} I_{oM} = 9 \cdot 0,250 = 2,25 \text{ W}$. Se alege tranzistorul BD 135 cu caracteristicile $I_{CM} = 1 \text{ A}$, $U_{CEo} = 45 \text{ V}$, $P_{dM} = 6,5 \text{ W}$, $\beta = 40 \div 150$.

Curentul de bază maxim al tranzistorului $I_{BM} = I_{oM}/\beta_{min} = 250/40 = 6,25 \text{ mA}$. Tensiunea DZ: $U_Z = U_0 + U_{BE} = 9 + 0,6 = 9,6 \text{ V}$. Se alege DZ cu parametrii: $U_{ZN} = 10 \text{ V}$, $U_{Zm} = 9,4 \text{ V}$, $U_{ZM} = 10,6 \text{ V}$, $I_{Zm} = 2 \text{ mA}$, $I_{ZM} = 32 \text{ mA}$, $P_{ZM} = 0,4 \text{ W}$, $r_Z = 15\Omega$.

Cu relația (7.9) se determină valoarea rezistenței R_1 :

$$R_1 = (U_{Im} - U_Z)/(I_{BM} + I_{Zm}) = (12 - 10)/(6,25 + 2)\text{k}\Omega = 250\Omega.$$

Se verifică DZ, cu relațiile (7.10), (7.11), (7.12):

$$P_{Zmax} = U_Z[(U_{Im} - U_Z)/R_1 - I_{om}/\beta_{max}] = 10[(18 - 10)/250 - 50 \cdot 10^{-3}/150] = 0,32 \text{ W} < 0,4 \text{ W} = P_{ZM};$$

$$I_{Zmax} = (U_{Im} - U_{ZM})/R_1 - I_{om}/\beta_{max} = (18 - 10,6)/0,25 - 50/150 = 29 \text{ mA} < 32 \text{ mA} = I_{ZM};$$

$$I_{Zmin} = (U_{Im} - U_{Zm})/R_1 - I_{oM}/\beta_{min} = (12 - 9,4)/0,25 - 250/40 = 4 \text{ mA} > 2 \text{ mA} = I_{Zm}.$$

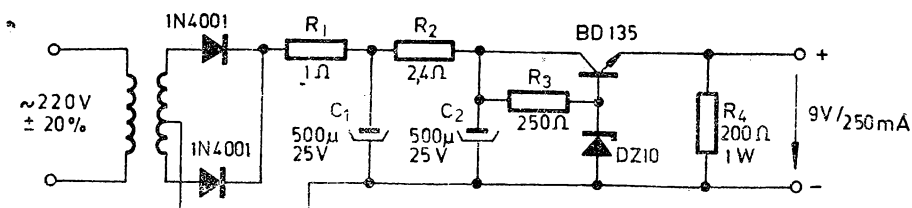


Fig. 7.5. Exemplu de alimentator stabilizat cu tranzistor serie

Parametrii stabilizatorului proiectat sînt:

$$\eta = (U_o I_o) / (U_I I_I) = 9 \cdot 0,25 / [15 \cdot (0,25 + 0,013)] = 0,57 = 57\% ;$$

$$S_o \cong R_1 / r_z = 250 / 15 = 16,6 ; R_o \cong r_z / \beta_{min} = 15 / 40 = 0,37\Omega.$$

În figura 7.5 se prezintă schema alimentatorului stabilizat proiectat mai sus. Tensiunea alternativă este furnizată de transformatorul cu priză mediană, obținîndu-se în secundar valoarea 2×12 V (valoare efectivă). Această tensiune este redresată de către diodele 1N4001 și filtrată de grupul $R_1 - C_1$ și $R_2 - C_2$. La bornele condensatorului C_2 se obține o tensiune continuă de valoarea $U_I = 15 \pm 3$ V (variațiile de ± 3 V provin din variațiile tensiunii rețelei), care reprezintă tensiunea de intrare a stabilizatorului. La ieșirea stabilizatorului se află o rezistență R_4 de „presarcină” care asigură un curent de „pornire” pentru tranzistor, în situația în care alimentatorul funcționează în gol.

O schemă de stabilizator care poate realiza la ieșire o tensiune stabilizată reglabilă este prezentată în figura 7.6. Tensiunea la ieșirea stabilizatorului este $U_o = U_Z R_3 / (R_2 + R_3) - U_{BE}$.

Performanțele schemei de bază (figurile 7.4 și 7.6) se pot îmbunătăți atît în sensul micșorării rezistenței interne, cît și în sensul măririi factorului de stabilizare a stabilizatorului.

Pentru micșorarea rezistenței interne și creșterea curentului de sarcină a stabilizatorului se utilizează fie conectarea în paralel a mai multor tranzistoare (fig. 7.7, a), fie conectarea tranzistoarelor în montaj Darlington (fig. 7.7, b, c). Tranzistoarele T_1 și T_2 la conexiunea lor în paralel trebuie selectate în funcție de mărimea factorului lor de amplificare β și trebuie protejate prin rezistențele R_E de egalizare a curenților. Factorul de amplificare al grupării în paralel devine egal cu 2β .

Pentru montajul Darlington (cu tranzistoare *nnp* — figura 7.7, b, sau cu tranzistoare *pnp* — figura 7.7, c) factorul de amplificare este egal cu produsul cîștigurilor în curent al celor două tranzistoare: $\beta = \beta_1 \beta_2$.

Creșterea coeficientului de stabilizare se poate realiza utilizînd montajul din figura 7.3, d,

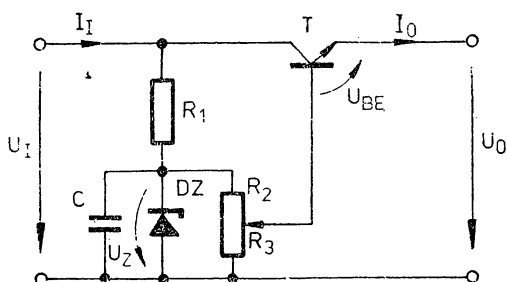


Fig. 7.6. Stabilizator de tensiune cu ieșire reglabilă

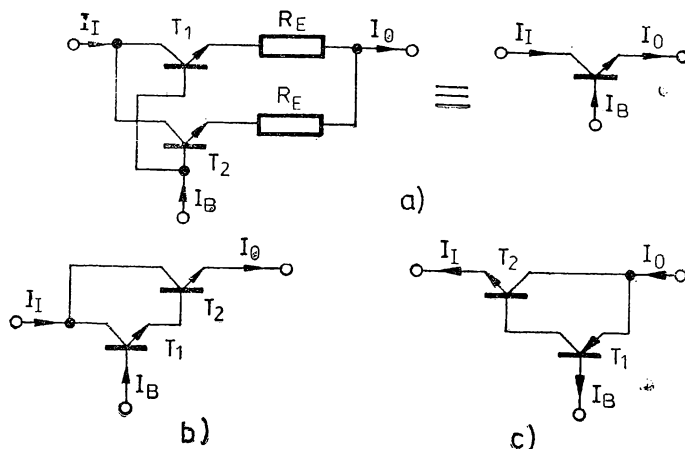


Fig. 7.7. Tranzistoare compuse
a — montate în paralel; b — montaj Darlington cu tranzistoare *nnp*; c — montaj Darlington cu tranzistoare complementare

în care punctul de funcționare al diodei Zener se stabilizează printr-un generator de curent constant.

În figura 7.8 se prezintă o schemă de sursă de tensiune stabilizată reglabilă, cu performanțe bune, realizată pe baza observațiilor de mai sus. Tensiunea alternativă a rețelei de 18 V obținută prin intermediul transformatorului de rețea este redresată de puntea redresoare 3PM05 și filtrată de grupul R_1-C_1 , R_2-C_2 , obținându-se la bornele condensatorului C_2 tensiunea de intrare în stabilizator $U_I = 20 \text{ V} \pm 3 \text{ V}$.

Grupul format din componentele R_3 , R_4 , DZ_3 și T_3 constituie un generator de curent constant pentru diodele DZ_1 și DZ_2 , conectate în serie. Aceste diode sînt de tipul PL6V8, avînd fiecare $U_{ZN} = 6,8 \text{ V}$, rezultînd o tensiune stabilizată reglabilă (prin potențiometrul R) pînă la valoarea $U_0 = 2 \cdot 6,8 - 2 \cdot 0,6 = 12,4 \text{ V}$. Montajul Darlington format din tranzistoarele T_1 și T_2 poate debita un curent de sarcină pînă la 3A. Rezistența de presarcină R_7 are valoarea de 120Ω .

Configurația paralel a stabilizatorului parametric cu tranzistor este prezentată în figura 7.9. (cu tranzistor *nnp* — fig. 7.9, a și cu tranzistor

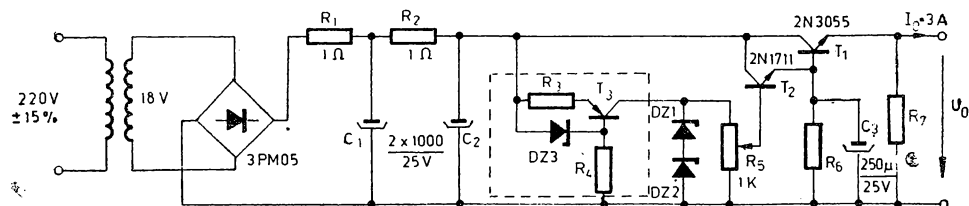


Fig. 7.8. Sursă de tensiune stabilizată reglabilă

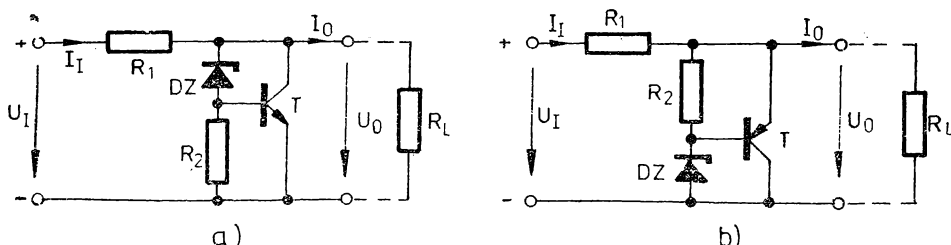


Fig. 7.9. Stabilizator parametric de tip paralel
a — cu tranzistor *nnp*; b — cu tranzistor *pnp*

pnp — fig. 7.9, b). Se poate observa că valoarea tensiunii stabilizate este

$$U_0 = U_Z + U_{BE} \quad (7.15)$$

Circuitul prezintă avantajul unei bune stabilizări datorate tranzistorului T. Dacă tensiunea la bornele sarcinii tinde să crească, de exemplu, crește și tensiunea U_{BE} , care comandă mărirea curentului de colector, deci mărirea căderii de tensiune pe rezistența R_1 , și deci, revenirea tensiunii de sarcină la valoarea inițială. Prin urmare variațiile de tensiune datorate tensiunii de intrare, sau modificării sarcinii sînt compensate de variațiile curentului în rezistența R_1 . Față de stabilizatorul parametric simplu cu DZ, stabilizatorul paralel asigură un curent de ieșire și o putere stabilizată mult mai mare (de circa β ori).

Se pot obține tensiuni stabilizate reglabile cu schemele din figura 7.10. În schema din figura 7.10, a $U_0 < U_Z$, iar în cea din figura 7.10, b $U_0 > U_Z$. Rezultă astfel tensiunile reglabile potențiometric

$$U_0 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_Z + U_{BE}, \quad (7.16)$$

respectiv

$$U_0 = \frac{R_2 + R_3}{R_3} U_Z + U_{BE} \quad (7.17)$$

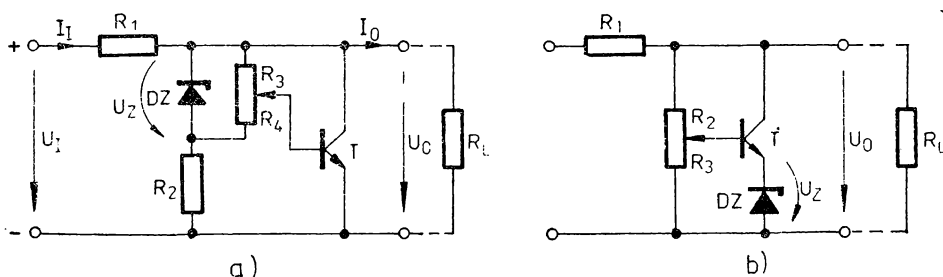


Fig. 7.10. Schema unor stabilizatoare de tip paralel cu tensiune reglabilă
a — pentru $U_0 < U_Z$; b — pentru $U_0 > U_Z$

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator cu tranzistor în configurație paralel (Fig. 7.9, a) avînd tensiunea stabilizată $+9\text{ V}$, limitele de variație ale curentului de sarcină $I_{om} = 20\text{ mA}$ și $I_{OM} = 200\text{ mA}$, și ale tensiunii de alimentare $U_{Im} = 14\text{ V}$ și $U_{IM} = 18\text{ V}$.

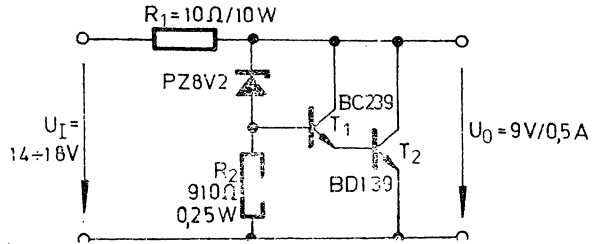


Fig. 7.11. Stabilizator de tensiune pentru curenți mari

Alegerea diodei Zener: $U_Z = U_0 - U_{BE} = 9 - 0,6 = 8,4\text{ V}$. Se alege dioda Zener de mică putere DZ8V2 avînd $U_{ZN} = 8,2\text{ V}$, la $I_Z = 5\text{ mA}$.

Calculul rezistenței de balast: $R_1 = (U_{Im} - U_c)/(I_{om} + I_{cm}) = (14 - 9)/(1,1 \cdot 0,2) = 23\text{ }\Omega$. Se alege $R_1 = 22\text{ }\Omega$. Curentul minim prin tranzistor se consideră circa $0,1I_{OM}$.

Alegerea tranzistorului: Puterea disipată pe R_1 este $P_{R1M} = (U_{IM} - U_c)^2/R_1 = (18 - 9)^2/22 \approx 4\text{ W}$; puterea disipată pe tranzistor: $P_{dM} = ((U_{IM} - U_0)/R_1 - I_{om})U_0 = ((18 - 9)/22 - 0,02)9 \approx 3,5\text{ W}$. Se alege tranzistorul BD135 cu parametrii: $P_M = 6,5\text{ W}$, $I_{CM} = 1\text{ A}$, $U_{CEM} = 45\text{ V}$, $\beta = 40 \div 150$.

Rezistența de polarizare a diodei Zener: $R_2 = U_c/(I_Z + I_{BM}) = 9/(5 + I_{OM}/\beta_{min}) = 9/(5 + 5)\text{ k}\Omega = 900\text{ }\Omega$. Se alege $R_2 = 910\text{ }\Omega$.

Cu aceste valori calculate, schema este cea din figura 7.9, a.

Pentru curenți de sarcină care depășesc 500 mA se recomandă utilizarea tranzistoarelor compuse, în montaj Darlington, așa cum se indică în figura 7.11, pentru stabilizatorul de $9\text{ V}/0,5\text{ A}$.

Îmbinarea calităților funcționale ale stabilizatoarelor serie și ale celor paralel conduce la realizarea unor montaje combinate de tip *serie-paralel* (fig. 7.12). Elementul de reglaj serie este constituit din tranzistoarele T_1 și T_2 (conexiune Darlington), iar elementul de reglaj paralel este tranzistorul T_3 . Diodele D_1 , D_2 și D_3 compensează DZ și variația tensiunilor U_{BE} a tranzistoarelor cu temperatura.

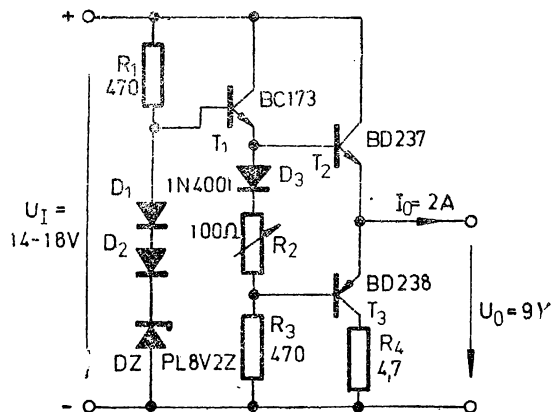


Fig. 7.12. Stabilizator de tensiune de tip serie-paralel

7.1.2. Stabilizatoare de tensiune cu reacție

Stabilizatoarele cu reacție (fig. 7.13) sînt sisteme de reglaj automat care mențin mărimea de ieșire U_0 la o valoare constantă, comandată de mărimea de referință U_{REF} . Mărimea de ieșire U_0 sau o parte din aceasta (kU_0) este comparată în permanență cu mărimea de referință U_{REF} , iar diferența lor $kU_0 - U_{ref} = \varepsilon$ (eroarea), după o amplificare corespunzătoare, comandă un element regulator care modifică pe U_0 pînă la anularea erorii.

Prin mărirea complexității sistemului de reglare, eroarea poate fi redusă considerabil, rezultînd un stabilizator cu performanțe deosebit de bune. În funcție de modul de conectare a elementului în raport cu sarcina, stabilizatoarele cu reacție sînt de tipul serie sau de tipul paralel.

Stabilizatoarele serie au un consum mic în gol, un randament ridicat și asigură o stabilizare mai bună decît cele în paralel, în schimb necesită circuite de protecție speciale la suprasarcină sau la scurtcircuitarea bornelor de ieșire.

În figura 7.14, a se prezintă cea mai simplă schemă de stabilizator cu reacție cu element de reglaj serie, iar în figurile 7.14, b și 7.14, c, variante îmbunătățite ale aceluiași scheme.

Tranzistorul T_2 , avînd rol de comparator și de amplificator de eroare, amplifică diferența dintre tensiunea $kU_0 = U_0(R_2 + R'')/(R_1 + R_2 + R)$, luată potențimetric, și tensiunea de referință U_{REF} , dată de DZ. Se poate scrie relația $U_0 k = U_{REF} + U_{BE}$, din care rezultă valoarea tensiunii stabilizate

$$U_0 = (U_{REF} + U_{BE}) \frac{R_1 + R_2 + R}{R_2 + R''} = \frac{U_{REF} + U_{BE}}{K} \quad (7.18)$$

Orice tendință de creștere a tensiunii stabilizate U_0 se traduce prin creșterea tensiunii de eroare ε aplicată pe baza tranzistorului T_2 . Aceasta comandă creșterea curentului său de colector, deci scăderea curentului de bază al tranzistorului T_1 . Scăderea curentului I_{B1} are ca efect creșterea rezistenței echivalente între emitorul și colectorul tranzistorului T_1 , deci readucerea tensiunii U_0 la o valoare mai mică, adică se produce stabilizarea tensiunii U_0 .

Pentru proiectarea stabilizatorului din figura 7.14 se parcurg următoarele etape: alegerea tranzistorului regulator serie T_1 , calculul rezistenței

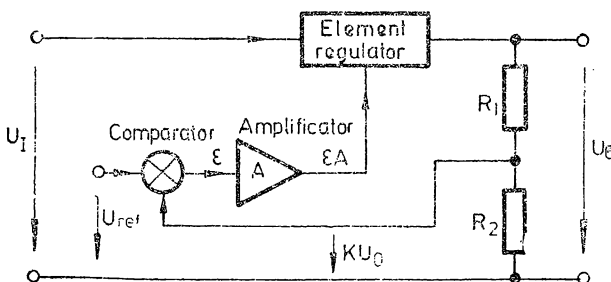


Fig. 7.13. Schema bloc a unui stabilizator cu reacție

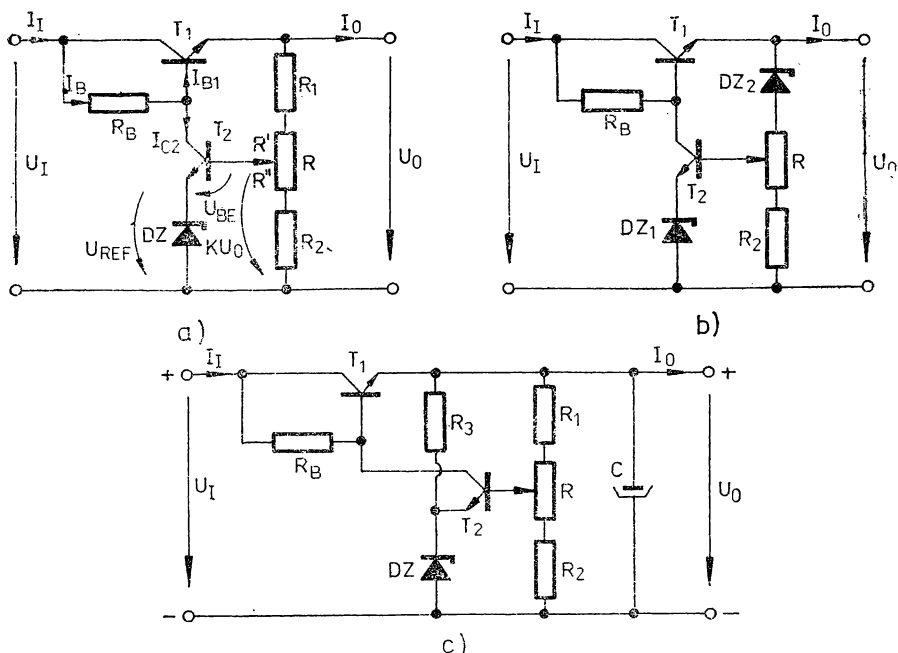


Fig. 7.14. Stabilizatoare cu reacție cu element de reglaj serie
a — configurația fundamentală; b —, c — variante îmbunătățite

de bază R_B , alegerea tranzistorului de comandă T_2 , alegerea diodei Zener de referință DZ , calculul valorilor rezistențelor divizorului de ieșire R_1 , R , R_2 .

Exemplu. Să se proiecteze un stabilizator serie, cu reacție, care să furnizeze la ieșire o tensiune stabilizată $U_0 = 15$ V, la un curent de 1 A, tensiunea de intrare variind între limitele $U_{Im} = 20$ V $\div$ $U_{IM} = 30$ V. Se parcurg etapele enumerate mai sus:

a). Alegerea tranzistorului de intrare serie T_1 .

Se verifică tensiunea minimă colector-emitor: $U_m = U_{Im} - U_0 = 20 - 15 = 5$ V $> 2 \div 3$ V.

Puterea disipată maximă este $P_{dM} = (U_{IM} - U_0)I_0 = (30 - 15) \cdot 1 = 15$ W. Se alege un tranzistor capabil să disipe această putere la un curent de 1 A, avînd $U_{CEmax} = 30$ V (pentru a nu se străpunge la $U_{IM} = 30$ V în ipoteza unui scurtcircuit de scurtă durată la bornele de ieșire). Se alege tranzistorul 2N3055.

b). Calculul rezistenței de bază R_B .

Tranzistorul 2N3055 are un factor de amplificare minim $\beta = 20$, deci curentul său de bază maxim este $I_{B1M} = I_{OM}/\beta_{1min} = 1/20 = 0,05$ A = 50 mA. Rezistența de bază R_B are valoarea:

$$R_B = (U_{Im} - U_0 + U_{BE})/I_{B1M} = (20 - 15 + 0,6)/0,05 = 112 \Omega.$$

Se alege din catalog rezistența $R_B = 110 \Omega/0,5$ W.

c). Alegerea tranzistorului de comandă T_2 .

Se alege tranzistorul 2N2222, capabil să furnizeze un curent de colector mai mare de 50 mA (pentru comanda tranzistorului T_1).

d). Alegerea diodei Zener DZ.

Se alege o diodă cu tensiunea de stabilizare mai mică decât U_0 ($U_Z = KU_0 - U_{BE}$, unde $K < 1$, așa cum rezultă din relația 7.18) și un curent mai mare sau egal cu cel al tranzistorului T_2 (50 mA). Se alege tipul PL9V1Z, care are $U_Z = 9,1$ V și $I_Z = 50$ mA.

e). Calculul valorilor rezistențelor divizorului R_1 , R , R_2 .

Divizorul de tensiune trebuie să îndeplinească următoarele condiții:
— Să realizeze un factor de divizare KU_0 dat de relația (7.18), adică $15 = (9,1 + 0,6)(R_1 + R + R_2)/(R_2 + R'')$; de aici $K = (R_2 + R'')/(R_1 + R + R_2) = 9,7/15 = 0,64$. Se admite un factor de divizare reglabil în limitele $\pm 10\%$, adică se obțin relațiile:

$$R_2/(R_1 + R + R_2) = 0,64 \cdot 0,9 \text{ și } (R_2 + R)/(R_1 + R + R_2) = 0,64 \cdot 1,1.$$

— Curentul care trece prin divizor să fie mult mai mic decât curentul de sarcină I_0 , dar mult mai mare ca I_{B2} , pentru a nu modifica factorul de divizare K . Aceste cerințe se scriu sub forma:

$$\frac{U_0}{R_1 + R + R_2} = \left(\frac{1}{50} \div \frac{1}{10}\right) I_0 \text{ și } \frac{U_0}{R_1 + R + R_2} = (10 \div 20) I_{B2}.$$

Dacă tranzistorul T_2 are un curent de colector de 50 mA, cu $\beta = 50$, curentul său de bază poate fi $I_{B2} = 1$ mA. Relațiile de mai sus sînt verificate pentru $R_1 + R + R_2 = 1000 \Omega$ ($U_0 = 15$ V, $I_0 = 1$ A, $I_{B2} = 1$ mA). Introducînd această valoare în expresiile factorului de divizare minim și maxim, se obțin valorile de catalog ale rezistențelor: $R_1 = 330 \Omega$, $R = 110 \Omega$, $R_2 = 560 \Omega$.

Schema stabilizatorului proiectat este dată în figura 7.15.

Pentru a calcula randamentul nominal al stabilizatorului se determină mai întîi curentul său de intrare: $I_I = I_0 + I_{R2} + I_Z = 1 + 15/1000 + 0,05 = 1,065$ A. Randamentul nominal va fi:

$$\eta = \frac{U_0 I_0}{U_{II} I_I} = \frac{15 - 1}{25 \cdot 1,065} = 0,564 = 56,4\%.$$

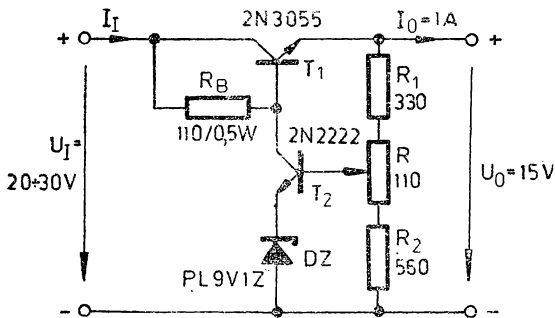


Fig. 7.15. Schema cu valori numerice a unui stabilizator serie, cu reacție

O îmbunătățire a factorului de stabilizare al stabilizatorului din figura 7.14, a se realizează cu variantele prezentate în figurile 7.14, b și 7.14, c. În schema din figura 7.14, b este introdusă dioda Zener DZ₂ în locul rezistenței R_1 , avînd tensiunea Zener fixată la valoarea $U_{Z2} = U_0 - U_{Z1} - U_{BE}$ și curentul $I_{Z2} = (1/50 - 1/20)I_0$. Tensiunea U_{Z2} fiind fixată, rezultă

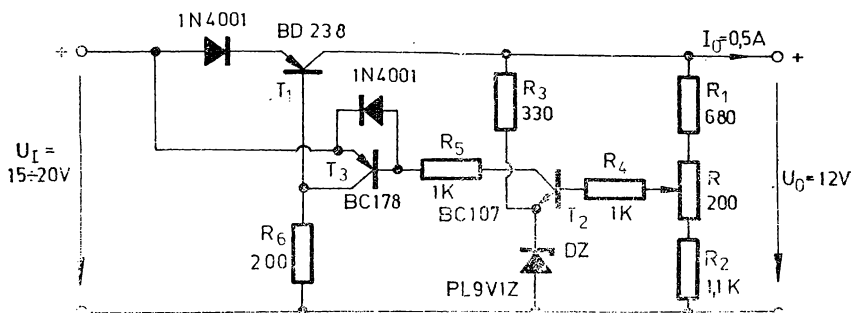


Fig. 7.16. Stabilizator de tensiune cu amplificarea mărită a buclei de reacție

că amplificatorul de eroare T_2 va sesiza variațiile ΔU_0 și nu variațiile $K \cdot \Delta U_0$ ($K < 1$), ca în cazul din figura 7.14, a.

În schema din figura 7.14, c, potențialul de emitor al tranzistorului T_2 este fixat de grupul R_3, DZ de către tensiunea stabilizată U_0 și nu de către tensiunea nestabilizată U_I ca în cazul schemei din figura 7.14, a. La proiectarea acestei scheme trebuie să se țină cont de faptul că rezistența R_3 și dioda Zener DZ se aleg astfel încât curentul prin rezistența R_3 să fie mult mai mare decât curentul de emitor al tranzistorului T_2 , pentru a nu afecta tensiunea de referință U_Z a diodei Zener.

În schemele prezentate în figura 7.14, tranzistorul T_2 are atât rolul de a compara tensiunea de reacție KU_0 cu cea de referință U_Z , cât și rolul de amplificator de eroare. În scopul măririi amplificării, între tranzistoarele T_1 și T_2 se pot intercala unul sau mai multe etaje de amplificare. Un exemplu în acest sens este prezentat în figura 7.16.

Stabilizatoarele la care etajul de amplificare este construit dintr-un etaj diferențial de amplificare realizează performanțe mai bune, decât cele cu amplificare directă. În figura 7.17 este prezentată schema unui astfel de montaj. Elementul de reglaj de tip serie este compus din tranzistoarele T_1 și T_2 în montaj Darlington (amplificator de curent).

Etajul diferențial amplificator de eroare este compus din tranzistoarele identice T_3 și T_4 . Pe baza tranzistorului T_3 se aplică tensiunea de referință U_Z a diodei Zener, iar pe baza tranzistorului T_4 se aplică tensiunea de

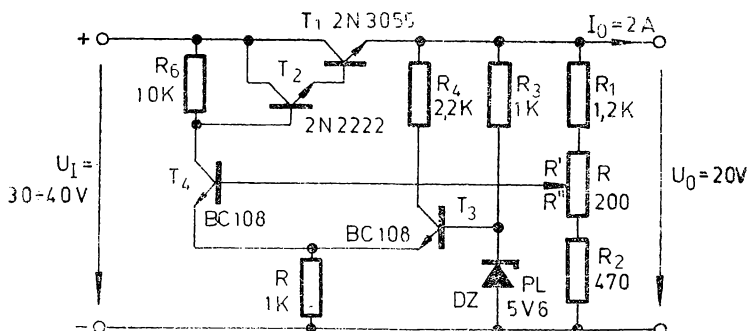


Fig. 7.17. Stabilizator de tensiune cu amplificator diferențial

reacție KU_0 , obținută potențiometric prin grupul R_1, R, R_2 . Semnalul de eroare $\varepsilon = KU_0 - U_Z$ este amplificat de etajul diferențial și comandă baza tranzistorului T_2 . Tensiunea stabilizată are valoarea

$$U_0 = U_Z \frac{R_1 + R + R_2}{R_2 + R''}$$

Cu două tranzistoare identice în montaj diferențial se realizează și o compensare bună cu temperatura a montajului, deoarece efectele termice asupra celor două tranzistoare se anulează dacă acestea se află permanent la aceeași temperatură. O compensare suplimentară față de temperatură se poate realiza dacă se utilizează ca sursă de referință diode Zener compensate (de exemplu de tipul ROZ 82 A, B fabricate la ICCE București).

Stabilizatoarele de tip paralel cu reacție sînt mai puțin răspîndite decît cele de tip serie. Ele se utilizează în cazul unor variații mici ale tensiunii de alimentare și a variațiilor bruște ale curentului prin sarcină.

În figura 7.18 se prezintă o schemă practică de stabilizator cu reacție, în configurație de tip paralel. Tranzistorul T_3 compară tensiunea de referință dată de dioda DZ cu tensiunea de reacție KU_0 (luată potențiometric), iar diferența lor este amplificată de acest etaj. Curentul de colector al tranzistorului T_3 comandă curentul de bază al tranzistorului T_2 , astfel încît tranzistorul compus T_2-T_1 , prin rezistența de balast R_1 furnizează la ieșire tensiunea stabilizată U_0 , a cărei valoare poate fi fixată între anumite limite prin intermediul potențiometrului R .

Stabilizatoarele de tensiune cu amplificatoare operaționale au căpătat o mare răspîndire, datorită performanțelor care se pot obține în schemele de stabilizare.

În schemele stabilizatoarelor, AO sînt utilizate atît ca stabilizatoare propriu-zise, cît mai ales ca amplificatoare de eroare, în circuitele de reacție pentru comanda elementelor de reglaj de tip serie, sau de tip paralel.

În figura 7.19 se prezintă schema unui stabilizator cu AO pentru curenți mici de sarcină (circa 10 mA). Pe intrarea neinversoare a AO se aplică tensiunea U_Z , stabilizată de DZ. Amplificatorul operațional

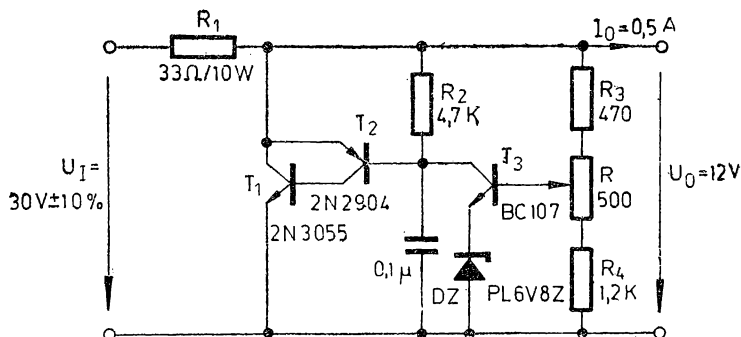


Fig. 7.18. Schema unui stabilizator cu reacție de tip paralel

are factorul de amplificare ($A = 1 + R_2/R_1$) constant, independent de tensiunea de alimentare, astfel că tensiunea de ieșire este

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_Z \quad (7.19)$$

Prin modificarea raportului R_2/R_1 se pot obține tensiuni stabilizate de diferite valori (mai mari decât tensiunea de referință U_Z).

Curentul de sarcină este limitat superior la valoarea curentului maxim I_{AM} , debitat de AO, conform relației,

$$I_0 = I_{AM} - \frac{U_0}{R_1 + R_2} \quad (7.20)$$

Utilizarea AO în configurația stabilizatoarelor de tensiune este ilustrată în figura 7.20. În ambele scheme din această figură AO compară tensiunea de referință (U_{REF} sau o parte din aceasta KU_{REF}) cu tensiunea de ieșire stabilizată (U_0 sau o parte din aceasta KU_0). Eroarea rezultată prin această comparație este amplificată de către AO și aplicată pe baza tranzistorului de reglaj serie T, care acționează în sensul readucerii tensiunii stabilizate U_0 la valoarea impusă.

Valoarea tensiunii stabilizate este dată de relația

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{REF}, \quad (7.21)$$

pentru schema din figura 7.20, a și

$$U_0 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{REF}, \quad (7.22)$$

pentru schema din figura 7.20, b.

Cele două scheme se utilizează fie pentru a obține tensiuni stabilizate mai mari ca U_{REF} (fig. 7.20, a), fie pentru a obține tensiuni stabilizate mai mici ca U_{REF} (fig. 7.20, b).

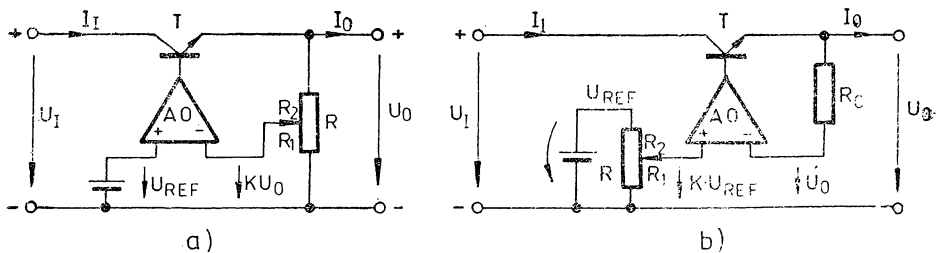


Fig. 7.20. Stabilizatoare de tensiune pentru curenți de sarcină mari
a — pentru $U_0 > U_{REF}$; b — pentru $U_0 < U_{REF}$

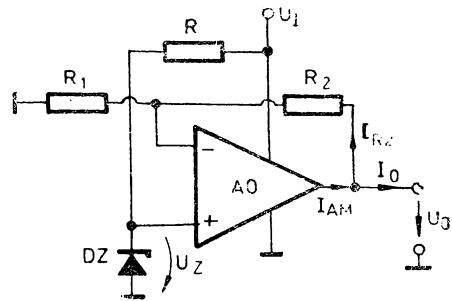


Fig. 7.19. Stabilizator cu AO pentru curenți de sarcină mici

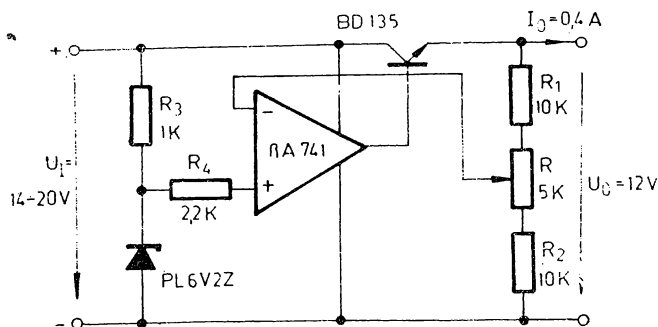


Fig.7.21. Schema cu valori numerice a unui stabilizator cu AO pentru curenți de sarcină mari și $U_o > K_{REF}$

Alimentarea AO se face de la tensiunea de intrare U_I nestabilizată, deoarece amplificarea circuitului nu depinde de tensiunea de alimentare (dacă ea respectă anumite limite de catalog). Tensiunea de referință se obține de la bornele unei diode Zener alimentate printr-o rezistență de polarizare fie de la tensiunea nestabilizată U_I , fie de la cea stabilizată U_o .

În figura 7.21 se prezintă schema unui stabilizator de 12 V și 400 mA realizat cu AO integrat $\beta A 741$. Intrarea neînversoare a AO este menținută la potențialul constant de 6,2 V de către DZ PL 6V2Z, polarizată prin rezistența R_3 . La intrarea înversoare se aplică tensiunea KU_o ($K = 0,5$), prin grupul de rezistoare R_1 , R_2 , R . Potentiometrul R permite reglajul fin al tensiunii stabilizate în limitele $12 \text{ V} \pm 20\%$. Amplificatorul operațional alimentează baza tranzistorului BD 135, acesta fiind element de reglaj de tip serie.

Creșterea limitei superioare a curentului de sarcină se poate realiza utilizând ca element de reglaj un tranzistor compus, în montaj Darlington (vezi de exemplu figura 7.17).

7.1.3. Stabilizatoare în regim de comutație

Utilizarea stabilizatoarelor de tensiune în regim de comutație este avantajoasă datorită randamentului net superior față de celelalte tipuri de stabilizatoare. Se pot obține în mod curent stabilizatoare în comutație cu un randament de peste 90%.

Complexitatea schemelor și dificultățile de realizare practică îngrijită a acestor tipuri de stabilizatoare limitează însă aria de utilizare a lor în alimentarea schemelor electronice de mică putere numai la cazuri de strictă necesitate.

Schema bloc a unui stabilizator de tensiune în comutație conține următoarele componente (fig. 7.22): un element de comutație (de regulă un tranzistor sau un tiristor), un circuit de acumulare (filtru $L - C_o$) și un circuit de comandă și control.

Elementul comutator este comandat sub acțiunea semnalului de comandă ε furnizat de circuitul de comandă și control. Acest comutator se închide periodic cu o frecvență relativ ridicată. (10 — 100 kHz). La

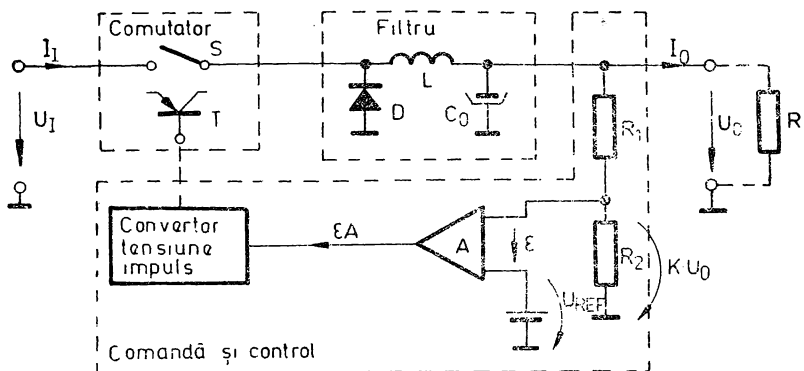


Fig. 7.22. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune în comutație

ieșirea din elementul comutator se obține un tren de impulsuri dreptunghiulare de tensiune, avînd amplitudinea egală cu tensiunea de intrare U_I , iar coeficientul de umplere (raportul între durata impulsului de valoare U_I și perioada lui) comandat de către circuitul de comandă astfel încît valoarea medie a acestor impulsuri de tensiune să fie egală cu tensiunea stabilizată U_0 (impusă de elementul de referință prin relația $KU_0 = U_{REF}$).

Circuitul de acumulare (filtrul $L - C_0$) are rolul de a acumula energie de la sursa de alimentare U_I (în perioada de timp cît comutatorul static este conectat) și de a o ceda apoi sarcinii R_L (în perioada de timp cît comutatorul este deconectat).

Circuitul de comandă și control compară tensiunea de ieșire U_0 (sau o parte din ea KU_0) cu o tensiune de referință U_{REF} iar diferența lor ε este amplificată la valoarea εA și aceasta din urmă (printr-un circuit de conversie) comandă timpzii de conectare sau deconectare a comutatorului. Datorită comutatorului, în tensiunea de ieșire a stabilizatorului apare o componentă alternativă de ondulație cu frecvența egală cu frecvența de comutație și cu o amplitudine de cîțiva mV.

La un stabilizator în comutație partea cea mai importantă și mai pretențioasă în proiectare și realizarea practică o constituie circuitul de comandă și control. Stabilizatorul din figura 7.23 utilizează un tranzistor unijoncțiune (TUJ) ca oscilator comandat în tensiune, de la ieșirea căruia se comandă tiristorul regulator TR. Tensiunea KU_0 obținută prin intermediul potențiometrului P este amplificată de către tranzistoarele T_1 , T_2 și comparată cu tensiunea de referință U_Z a diodei Zener DZ 2 plasată în emitorul tranzistorului T_2 . În funcție de nivelul tensiunii KU_0 , tranzistorul T_2 va modifica frecvența de oscilație a tranzistorului T_3 și implicit durata de conducție a tiristorului regulator TR. În acest mod se reglează valoarea tensiunii de ieșire U_0 .

Stabilizatorul din figura 7.24 conține un circuit multivibrator asimetric care comandă tranzistorul regulator T_1 . Tranzistoarele T_2 și T_7 formează un amplificator diferențial care comandă tensiunea la bornele divizorului R_1 . P plasat la ieșirea stabilizatorului cu tensiunea de referință furnizată de dioda Zener DZ 2. Ieșirile amplificatorului diferențial

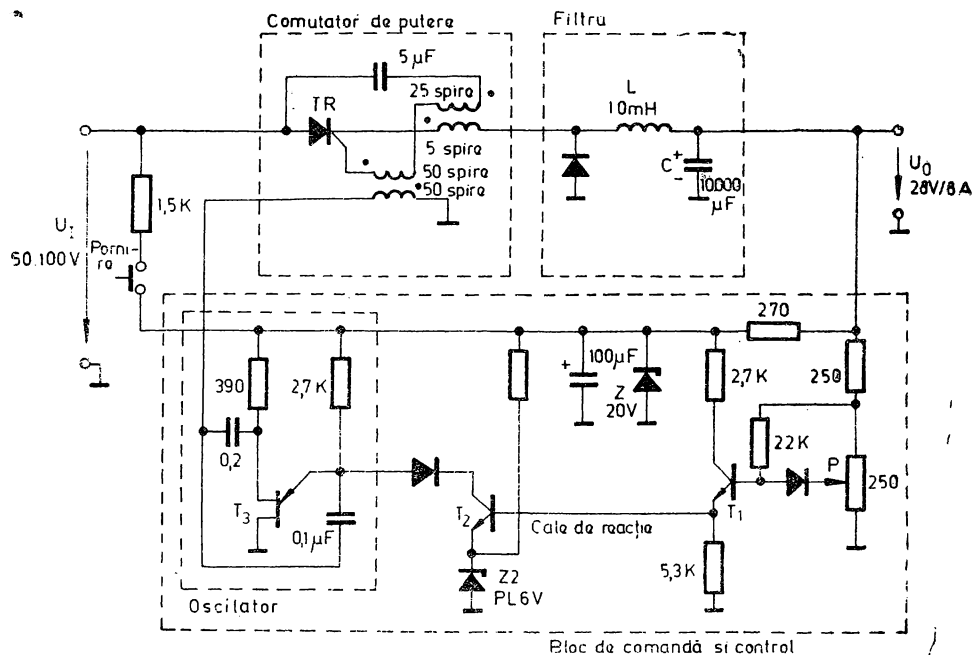


Fig. 7.23. Stabilizator de tensiune în comutație cu TUJ

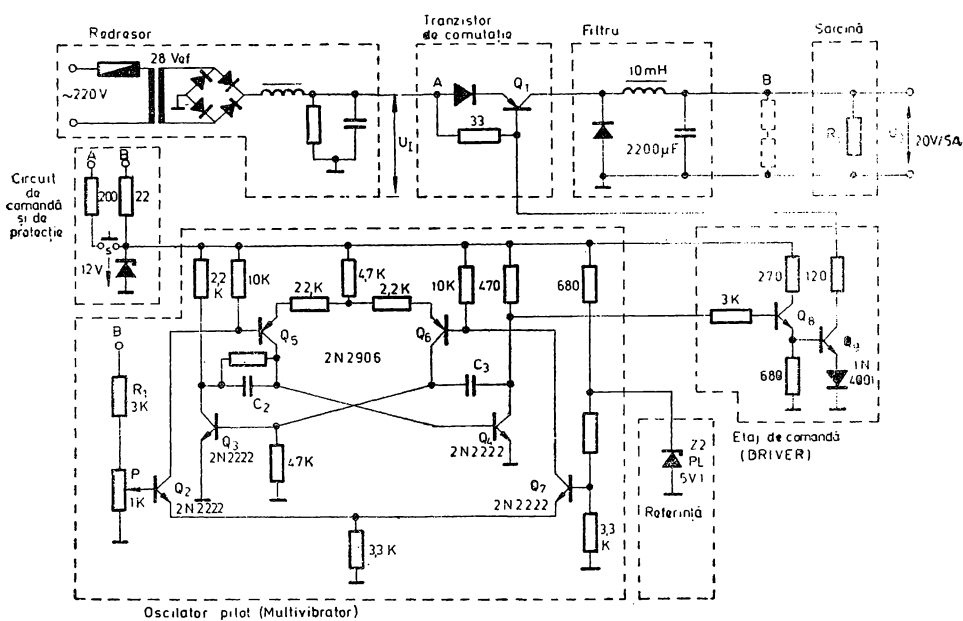


Fig. 7.24. Stabilizator de tensiune în comutație cu circuit multivibrator

comandă perechea de tranzistoare T_5 și T_6 , care constituie surse de curent de care depinde perioada de conducție a tranzistoarelor T_3 și T_4 . Tranzistoarele T_3 și T_4 formează un circuit oscilant multivibrator. Orice tendință de creștere a diferenței de tensiune dintre tensiunea de ieșire și cea de referință are ca efect reducerea perioadei de conducție a tranzistorului regulator T_1 , acționat prin intermediul tranzistoarelor T_8 și T_9 . Pornirea montajului se face prin apăsarea butonului normal deschis S prin intermediul căruia se alimentează inițial schema de la tensiunea de intrare a stabilizatorului.

7.1.4. Protecția stabilizatorului de tensiune

În timpul funcționării stabilizatorului pot apărea regimuri de scurtcircuit accidentale sau de suprasarcini, care în majoritatea cazurilor conduc la defectarea stabilizatorului. Din acest motiv se prevăd protecții ale stabilizatorului, atât pentru regimul de scurtcircuit, cât și pentru cel de suprasarcină. Protecția la scurtcircuit trebuie să acționeze foarte rapid pentru a evita distrugerea componentelor stabilizatorului. Protecția la suprasarcină acționează mai lent (de obicei prin intermediul unor circuite de temporizare). Aceste tipuri de protecție se pot realiza prin siguranțe fuzibile normale sau cu relee termice.

În figura 7.25, a se prezintă o schemă de protecție a stabilizatorului serie prin limitarea curentului de scurtcircuit. Circuitul de protecție este constituit din tranzistorul T_2 și rezistența R_{sc} . Caracteristica de ieșire a stabilizatorului, avînd aspectul din figura 7.25, b, limitează curentul debitat pe sarcina R_L la valoarea I_{sc} .

Atît timp cît curentul de sarcină I_O nu depășește valoarea curentului de scurtcircuit impus I_{sc} , căderea de tensiune la bornele rezistenței R_{sc} este mai mică decît tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului T_2 și tranzistorul regulator T_1 funcționează normal, tensiunea de ieșire U_O fiind constantă (stabilizată).

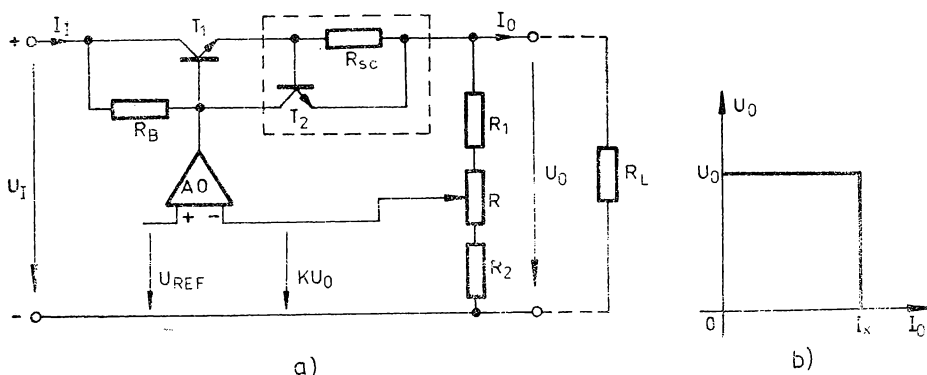


Fig. 7.25. Protecția stabilizatoarelor

a — schema protecției cu limitarea I_{sc} ; b — caracteristica statică de ieșire a stabilizatorului

În cazul în care curentul de sarcină crește pînă la valoarea I_{sc} , tensiunea la bornele rezistenței R_{sc} atinge valoarea critică

$$U_{BE} = R_{sc} I_{sc} = 0,65 \text{ V} \quad (7.23)$$

la care tranzistorul T_2 începe să conducă, preluînd o parte din curentul de bază al tranzistorului T_1 și împiedicînd astfel amplificarea acesteia. În continuare, pentru rezistențe de sarcină $R_L < U_0/I_{sc}$, curentul rămîne constant și egal cu valoarea I_{sc} . Se obține astfel o caracteristică de protecție de formă rectangulară, ca în figura 7.25, b.

Pentru proiectarea unui circuit de protecție de acest tip (cu limitarea automată a curentului de scurtcircuit) este suficientă determinarea rezistenței R_{sc} cu relația

$$R_{sc} = \frac{0,65}{I_{sc}} \quad (7.24)$$

Spre exemplu, pentru protecția stabilizatorului din figura 7.21, care debitează un curent nominal de 0,4 A, dacă se impune curentul de scurtcircuit $I_{sc} = 0,65 \text{ A}$, rezultă $R_{sc} = 1 \Omega$. Tranzistorul din circuitul de protecție trebuie să aibă un curent de colector mai mare decît curentul de bază al tranzistorului regulator T_1 , adică $I_{C2} > I_{B1} = I_{C1}/\beta$. Dacă tranzistorul T_1 este de tipul BD 135 ($I_{C1} = 1 \text{ A}$; $\beta_1 = 40$), atunci tranzistorul T_2 poate fi de tipul BC 170 ($I_{C2} = 0,1 \text{ A}$; $\beta_2 = 35$).

O schemă practică de stabilizator cu limitarea automată a curentului de scurtcircuit la valoarea $I_{sc} = 2 \text{ A}$ este dată în figura 7.26. Circuitul de protecție este constituit din rezistența $R_{sc} = 0,33 \Omega$ și tranzistorul T_2 (BC 170), a cărui colector este conectat la baza tranzistorului T_3 , pe care îl comandă. Tranzistoarele T_1 și T_3 formează un amplificator de curent (montaj Darlington) pentru circuitul de sarcină. Rezistența

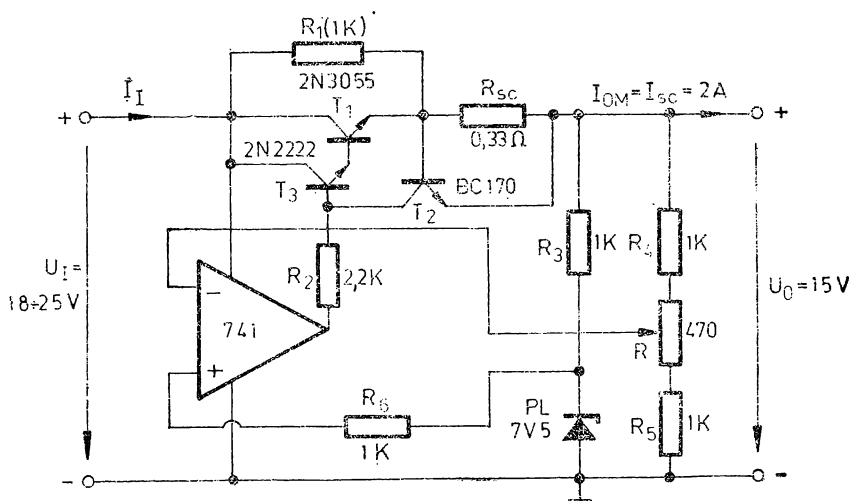


Fig. 7.26. Schemă practică de stabilizator cu limitarea curentului de scurtcircuit

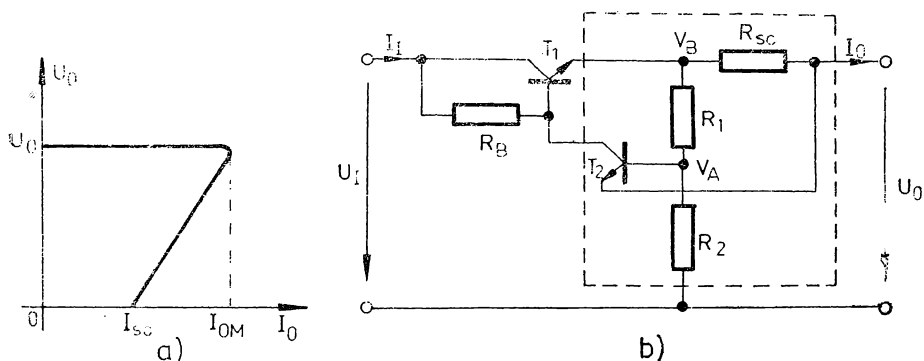


Fig. 7.27. Protecția prin întoarcerea caracteristicii
a — caracteristica statică de ieșire; b — schema electrică

R_1 (1 k Ω) este o „rezistență de pornire” prin intermediul căreia se alimentează în momentul inițial grupul R_3 , DZ; R_4 , R , R_5 , care comandă AO βA 741.

Un alt mod de protecție al tranzistoarelor este denumit „protecție prin întoarcerea caracteristicii”. Această protecție „prin întoarcere” forțează reducerea curentului de scurtcircuit I_{sc} la o valoare mai mică decât curentul limită I_{OM} care declanșează procesul de protecție. Caracteristica externă a unui astfel de stabilizator cu limitare (fig. 7.27, b), prin întoarcere este redată în figura 7.27, a.

Dacă se notează cu V_A și V_B potențialele nodurilor din figură (potențiale în raport cu masa) se pot scrie ecuațiile:

$$V_A = V_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}; \quad V_B = U_O + I_O R_{sc} \quad (7.25)$$

Tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_2 este

$$U_{BE2} = V_A - U_O, \text{ sau} \\ U_{BE2} = \frac{R_2 R_{sc}}{R_1 + R_2} I_O - \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_O \quad (7.26)$$

Din această relație se poate deduce valoarea maximă a curentului I_{OM} la care începe procesul de protecție, impunând $U_{BE} = 0,65$ V:

$$I_{OM} = \frac{R_1}{R_2 R_{sc}} U_O + \frac{R_1 + R_2}{R_2 R_{sc}} \cdot 0,65 \quad (7.27)$$

În mod similar se determină valoarea curentului de scurtcircuit I_{sc} , impunând în (7.27) $U_O = 0$:

$$I_{sc} = \frac{R_1 + R_2}{R_2 R_{sc}} \cdot 0,65 \quad (7.28)$$

Comparînd (7.27) cu (7.28) se vede că $I_{sc} < I_{OM}$, caracteristica externă a circuitului fiind de forma celei din figura 7.27, a (cu întoarcere).

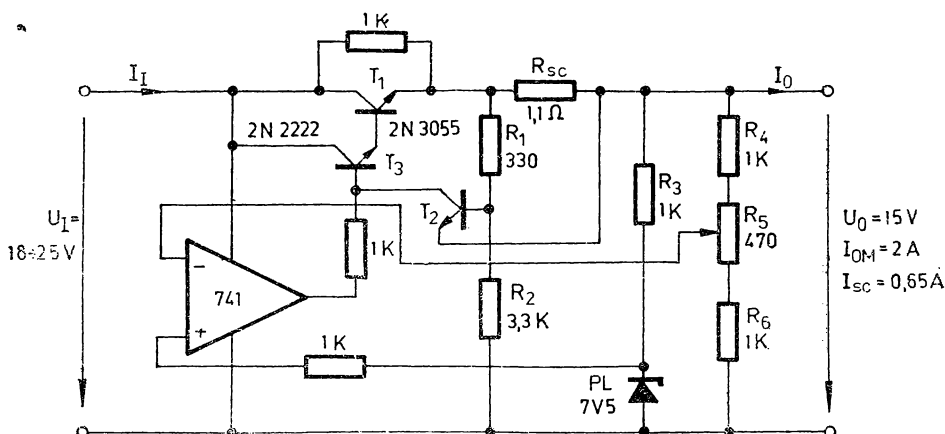


Fig. 7.28. Schemă practică de stabilizator cu protecție prin întoarcerea caracteristicii

Spre exemplu, dacă se aleg următoarele valori pentru rezistențele din figura 7.27, b: $R_1 = 330 \, \Omega$, $R_2 = 3,3 \, \text{k}\Omega$ și $R_{sc} = 1,1 \, \Omega$, rezultă la o tensiune stabilizată de 15 V: $I_{OM} = 0,33 \cdot 15 / (3,3 \cdot 1,1) + 3,63 \cdot 0,65 / (3,3 \cdot 1,1) = 2 \, \text{A}$ și $I_{sc} = ((0,33 + 3,3) / 3,3 \cdot 1,1) \cdot 0,65 = 0,65 \, \text{A}$.

La proiectarea schemei din figura 7.27, b se va urmări ca I_{B2} să fie mult mai mic decât curentul care circulă prin divizorul R_1 , R_2 ; de asemenea, trebuie ca $I_{C2} > I_{B1}$.

O schemă practică de stabilizator de tensiune cu protecție prin întoarcere este prezentată în figura 7.28. Elementele schemei sînt la fel cu cele din figura 7.26. Curentul maxim de declanșare a protecției este $I_{OM} = 2 \, \text{A}$, iar curentul de scurtcircuit este $I_{sc} = 0,65 \, \text{A}$ (vezi figura 7.27, a).

7.2. STABILIZATOARE DE TENSIUNE INTEGRATE

Stabilizatoarele de tensiune integrate, de construcție monolitică, se încadrează în categoria stabilizatoarelor cu reacție, cu element de reglare de tip serie. În principiu, schema electrică nu diferă de schema stabilizatorului cu componente discrete. Deosebirea constă în utilizarea unor blocuri funcționale în care se apelează la tehnici de circuit destul de complexe, pentru a se obține un nivel de performanță ridicat.

În figura 7.29 se prezintă schema bloc a unui stabilizator de tensiune integrat monolitic, de uz general (cu mai mult de trei terminale). Principalele blocuri funcționale ale stabilizatorului sînt: sursa de tensiune de referință, amplificatorul de eroare și elementul regulator serie (etajul de ieșire). Blocurile funcționale auxiliare sînt: rețeaua de polarizare și circuitul de protecție (limitator de curent).

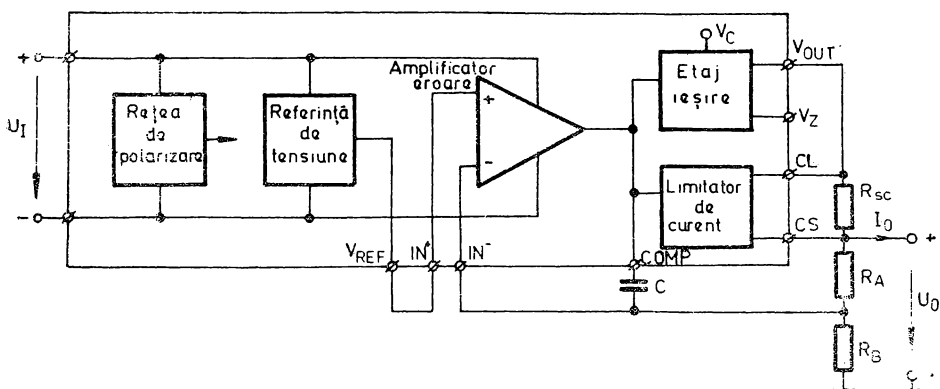


Fig. 7.29. Schema bloc a unui stabilizator de tensiune integrat

7.2.1. Stabilizatoare de tensiune integrate din prima generație

Aceste stabilizatoare de tensiune integrate permit accesul utilizatorului la intrările și ieșirile tuturor blocurilor funcționale. Stabilizatoarele de tensiune din prima generație sînt livrate în capsule de mică putere cu mai mult de trei terminale. Ele furnizează la ieșire un curent de sarcină mic, în schimb există posibilitatea utilizării lor în mai multe variante, surse stabilizate de tensiuni pozitive sau negative cu nivelul de tensiune la ieșire programabil în limite largi, extinderea domeniului de curenți la ieșire, posibilități de limitare a curentului la ieșire, realizarea unor surse stabilizate în comutație, realizarea unor generatoare de curent constant etc.

Dintre stabilizatoarele care aparțin primei generații se bucură de o largă popularitate circuitele μA 723 (βA 723, ROB 723), LM 304, (ROB 304); și LM 305 (ROB 305).

În figura 7.30 se prezintă schema bloc și configurația terminalelor pentru stabilizatorul βA 723. Tensiunea de alimentare a stabilizatorului este $U_I = 9,5 \text{ V} \div 40 \text{ V}$. Tensiunea stabilizată poate

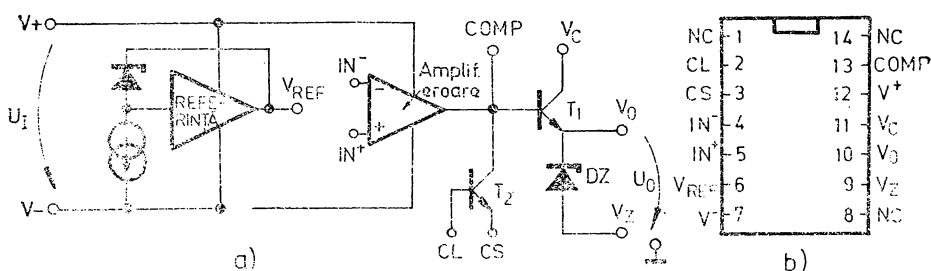


Fig. 7.30. Schema bloc și configurația terminalelor stabilizatorului integrat βA 723
a — schema bloc; b — configurația terminalelor

fi programată în limitele $U_0 = 2 \div 37$ V, la un curent de sarcină maxim de 150 mA. Sursa pentru tensiune de referință produce o tensiune $U_{REF} = 7,15$ V, care poate fi coborâtă pînă la valoarea de 2 V cu un divizor rezistiv R_1 , R_2 conectat în exterior între borna V_{REF} și masă. Curentul maxim admis la borna V_{REF} este de 15 mA, iar la terminalul V_Z , de 25 mA. Amplificatorul de eroare are o amplificare de 60 dB și permite aplicarea la intrarea sa a unei tensiuni diferențiale de maximum 5 V. Tranzistorul de ieșire T_1 poate debita un curent maxim de 150 mA. Utilizînd la ieșire montaje de tip Darlington se pot obține curenți pînă la 10 A. Tranzistorul de protecție T_2 poate fi conectat fie pentru limitare de curent, fie pentru limitare de curent prin întoarcere. Între borna COMP și IN^- se conectează un condensator de 5–20 nF pentru a evita intrarea în oscilație a amplificatorului de eroare. Terminalul CL se numește terminal de limitare a curentului, iar terminalul CS, terminal de sesizare a curentului.

Datorită accesului la mai multe intrări, fabricantul circuitului de tip 723 lasă la dispoziția utilizatorului un cîmp larg de manifestare a fanteziei tehnico-aplicative, ca urmare acest circuit constituie un bun exemplu de maximă versatilitate în construcția stabilizatoarelor monolitice integrate.

În figurile care urmează se prezintă cîteva din aplicațiile tipice ale circuitului βA 723.

Conexiunile simple din figura 7.31 permit obținerea unor tensiuni stabilizate fie mai mici decît tensiunea de referință de 7,15 V (fig. 7.31, a), fie mai mari decît aceasta (fig. 7.31, b), în limitele $2 \div 37$ V. Aceste circuite pot debita un curent maxim de sarcină $I_{OM} = 150$ mA, prin limitarea acestuia prin rezistența R_{sc} . Această rezistență nu protejează stabilizatorul, ci limitează doar curentul, realizînd o caracteristică rectangulară ca în figura 7.25, b. Valoarea rezistenței R_{sc} calculată cu relația (7.24) este

$$R_{sc} = \frac{0,65}{I_{OM}} = \frac{0,65}{0,15} = 4,33 \Omega.$$

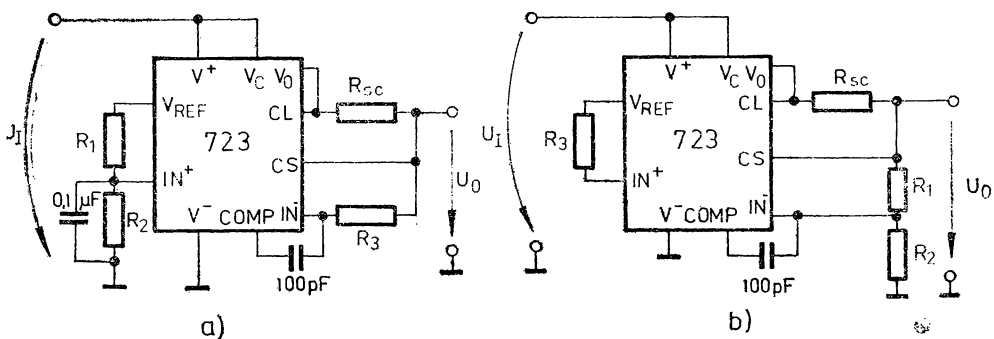


Fig. 7.31. Stabilizator de tensiune cu CI βA 723
a – pentru $U < U_{REF}$; b – pentru $U_0 > U_{REF}$

Rezistențele R_1 și R_2 ale divizorului de tensiune se calculează în funcție de valoarea $U_{REF} = 7,15 \text{ V}$ și de tensiunea stabilizată U_o cerută de consumator și satisfac relațiile

$$\frac{U_o}{U_{REF}} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (7.29)$$

(pentru schema din figura 7.31, a unde tensiunea stabilizată are valori cuprinse între 2 V și 7 V), respectiv

$$\frac{U_o}{U_{REF}} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (7.30)$$

(pentru schema din figura 7.31, b, unde tensiunea stabilizată are valori cuprinse între 7 V și 37 V).

De exemplu, pentru $U_o = 5 \text{ V}$, se alege $R_1 = 2,15 \text{ k}\Omega$ și $R_2 = 4,88 \text{ k}\Omega$, iar pentru $U_o = 15 \text{ V}$, se alege $R_1 = 7,87 \text{ k}\Omega$ și $R_2 = 7,15 \text{ k}\Omega$. Rezistența R_3 se calculează cu formula

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (7.31)$$

În figura 7.32 se prezintă o schemă de stabilizator pentru o tensiune $U_o = 5 \text{ V}$, schemă care realizează o protecție prin întoarcerea caracteristicii (vezi figura 7.27). Curentul de scurtcircuit se calculează cu relația

$$I_{sc} = \frac{R_3 + R_4}{R_4 R_{sc}} \cdot 0,65, \quad (7.32)$$

iar curentul maxim I_{OM} cu relația

$$I_{OM} = I_{sc} \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{U_o}{0,65} \right) \quad (7.33)$$

Cu valorile din schemă rezultă $I_{sc} = 40 \text{ mA}$ și $I_{OM} = 140 \text{ mA}$.

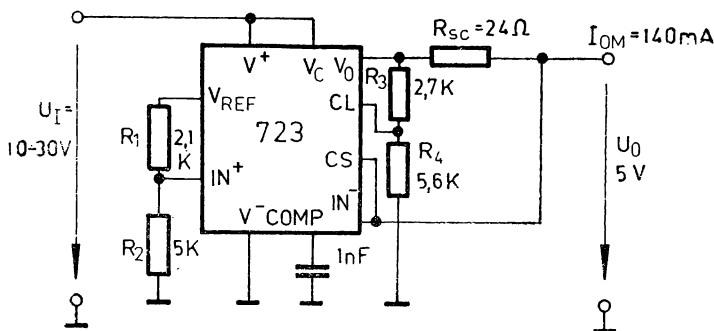


Fig. 7.32. Stabilizator de tensiune cu CI βA 723 cu protecție prin întoarcerea caracteristicii

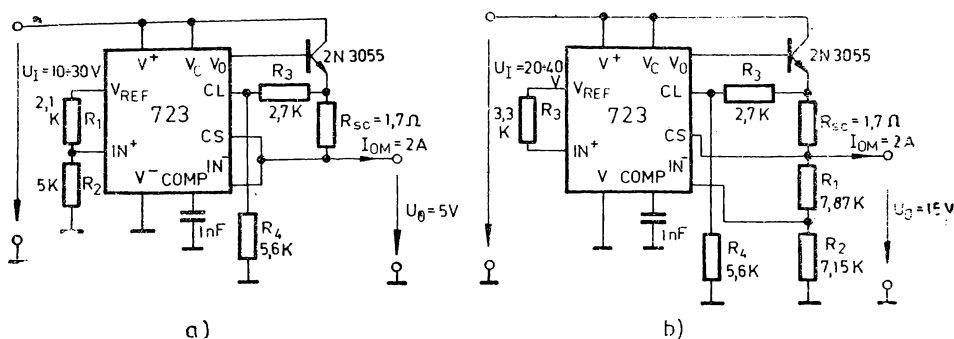


Fig. 7.33. Mărirea gamei curenților de ieșire a —, b) — variante

În figura 7.33 se prezintă două scheme realizate cu tranzistor exterior (2 N 3055) care pot furniza curenți de sarcină pînă la $I_{OM} = 2\text{ A}$, avînd protecție prin întoarcerea caracteristicii.

7.2.2. Stabilizatoare de tensiune integrate din generația a doua

Comparativ cu circuitele din prima generație, stabilizatoarele de tensiune din generația a doua oferă performanțe electrice superioare. Aceste stabilizatoare oferă următoarele avantaje:

- conțin integrate schemele de protecție;
- conțin integrată rețeaua de compensare în frecvență;
- în schemele aplicative necesită cel mult trei componente discrete exterioare (două rezistențe și un condensator);
- furnizează la ieșire curenți de ordinul amperilor.

Stabilizatoarele din generația a doua sînt CI de putere putînd debita puteri de ordinul $10 \div 100\text{ W}$. Ele sînt livrate în capsule cu trei terminale ca și tranzistoarele de putere (TO—3 sau TO—5), putînd fi montate pe radiatoare calculate în mod corespunzător.

Tipurile reprezentative de stabilizatoare din generația a doua sînt circuitele LM 338 K, LM 350 K, ROB 317 (pentru tensiuni pozitive) și LM 337 K (pentru tensiuni negative).

Circuitul ROB 317 fabricat la ICCE, București este un stabilizator de tip flotant, producînd la ieșire o tensiune stabilizată reglabilă între limitele $1,2\text{ V} \div 37\text{ V}$ și un curent maxim de sarcină $I_{OM} = 0,5\text{ A}$. Modul de conexiune al acestui circuit este prezentat în figura 7.34. Întregul ansamblu poate fi considerat că este constituit dintr-o diodă Zener de $1,2\text{ V}$ polarizată cu un curent constant $I_{AJ} = 50\text{ }\mu\text{A}$, conectată la intrarea neinversoare a unui AO cu o amplificare de 80 dB , care comandă tranzistorul regulator T. Nivelul tensiunii de ieșire U_0 se poate fixa prin intermediul rezistențelor R_A și R_B , conform relației

$$U_0 = U_{REF} \left(1 + \frac{R_B}{R_A} \right) + R_B I_{AJ} \quad (7.34)$$

unde $U_{REF} = 1,2\text{ V}$ și $I_{AJ} = 50\text{ }\mu\text{A}$.

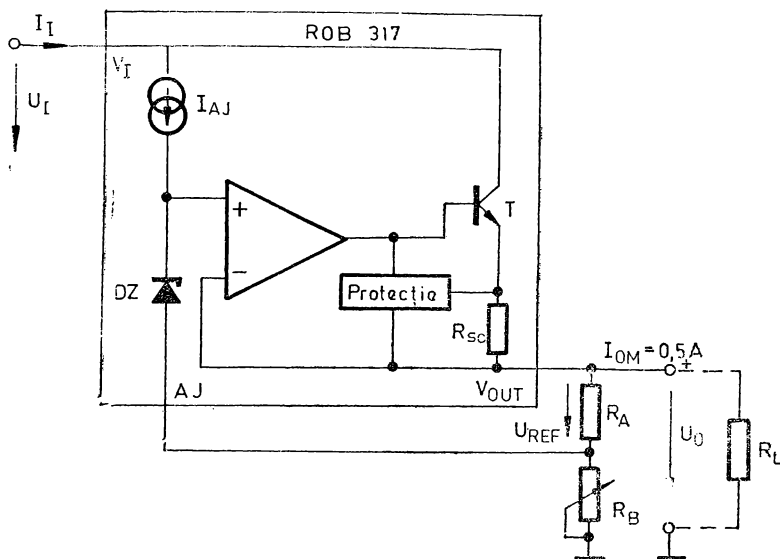


Fig. 7.34. Schema bloc a stabilizatorului integrat ROB 317

Pentru funcționarea normală a stabilizatorului este necesară o sarcină minimă, care să permită scurgerea la masă a unui curent de minimum 10 mA. Ca urmare, R_A și R_B trebuie să îndeplinească și condiția

$$\frac{U_0}{R_A + R_B} \geq I_{Om} = 10 \text{ mA} \quad (7.35)$$

De exemplu, pentru a obține o tensiune stabilizată $U_0 = 12 \text{ V}$, din relațiile (7.34) și (7.35) se găsesc valorile $R_A = 120 \Omega$ și $R_B = 1080 \Omega$.

Deși stabilizatorul ROB 317 este prevăzut cu circuite interioare integrate pentru protecție, în schemele practice este necesară o protecție suplimentară cu componente discrete exterioare, împotriva fenomenelor tranzitorii. Aceste protecții se realizează cu diode și tranzistoare, după modelul din figura 7.35.

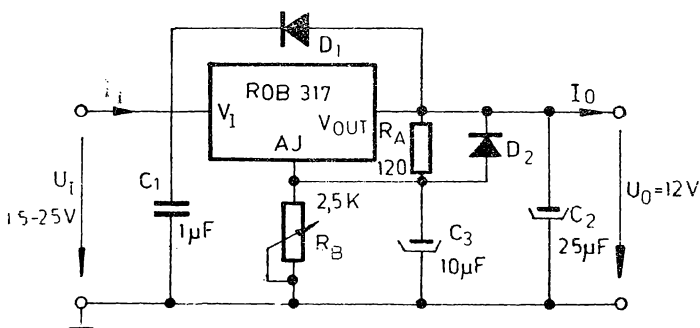


Fig. 7.35. Protecții externe ale CI ROB 317

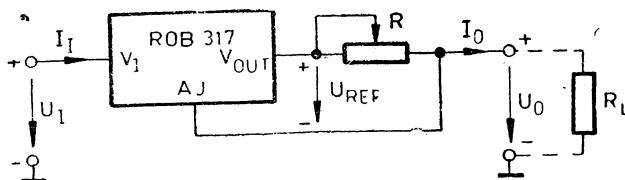


Fig. 7.36. Stabilizator de curent de precizie cu CI ROB 317

Circuitul ROB 317 poate fi utilizat cu bune rezultate pentru obținerea unor stabilizatoare de curent de precizie (fig. 7.36). Curentul stabilizat de ieșire I_O se fixează prin intermediul rezistorului R între 10 mA (valoarea minimă a curentului de sarcină I_{Om}) și curentul maxim furnizat de circuitul integrat ($I_{OM} = 0,5$ A), conform relației

$$I_O = \frac{U_{REF}}{R} + I_{AJ}, \quad (7.36)$$

unde $U_{REF} = 1,2$ V și $I_{AJ} = 50$ μ A. Pentru a se putea încadra în limitele de curenți impuse ($I_{Om} = 10$ mA, $I_{OM} = 0,5$ A) rezistența R are valorile $R_{Max} = 120$ Ω și $R_{min} = 2,4$ Ω .

7.2.3. Stabilizatoare de tensiune duale

Circuitele integrate analogice se alimentează de obicei de la două surse de tensiune continuă, una pozitivă și alta negativă. Aceste tensiuni de alimentare pot fi simetrice sau nesimetrice față de masă. Circuitele care furnizează simultan cele două tensiuni stabilizate se numesc stabilizatoare duale.

Dacă în timpul funcționării una din tensiuni își modifică nivelul într-un sens, cealaltă trebuie să-și modifice nivelul în sens contrar, pentru a se restabili raportul lor existent inițial. Acest fenomen se numește „urmărire”. Toate stabilizatoarele de tensiune continuă duale monolitice sînt cu urmărire.

Ca tip reprezentativ se consideră circuitul ROB 1468 fabricat la ICCE — București. Acest circuit poate fi alimentat cu tensiunile duale maxime $U_{IM} = \pm 30$ V, debitează un curent maxim $I_{OM} = 50$ mA, iar tensiunile de ieșire (duale și simetrice) pot fi reglate în limitele $U_0 = \pm 8$ V $\div$ ± 20 V (în absența circuitelor externe de ajustare se obțin tensiunile duale $U_0 = \pm 15$ V).

În figura 7.37 se prezintă circuitul echivalent funcțional al stabilizatorului dual ROB 1468. Acest stabilizator nu conține integrate circuitele de protecție; limita curentului și tipul protecției la scurtcircuit se fixează de către utilizator.

Componentele externe care se atașează stabilizatorului sînt: condensatoarele C_1 și C_2 (pentru compensarea de frecvență a amplificatoarelor); condensatoarele C_3 și C_4 (pentru îmbunătățirea stabilizării de sarcină; rezistențele R_{sc}^+ și R_{sc}^- (pentru limitarea curentului de scurtcircuit). Montajul furnizează la ieșire tensiunile $U_0 = \pm 15$ V cu o precizie de 3.3%. Tensiunea de dezechilibru între ieșiri este de maximum 300 mV.

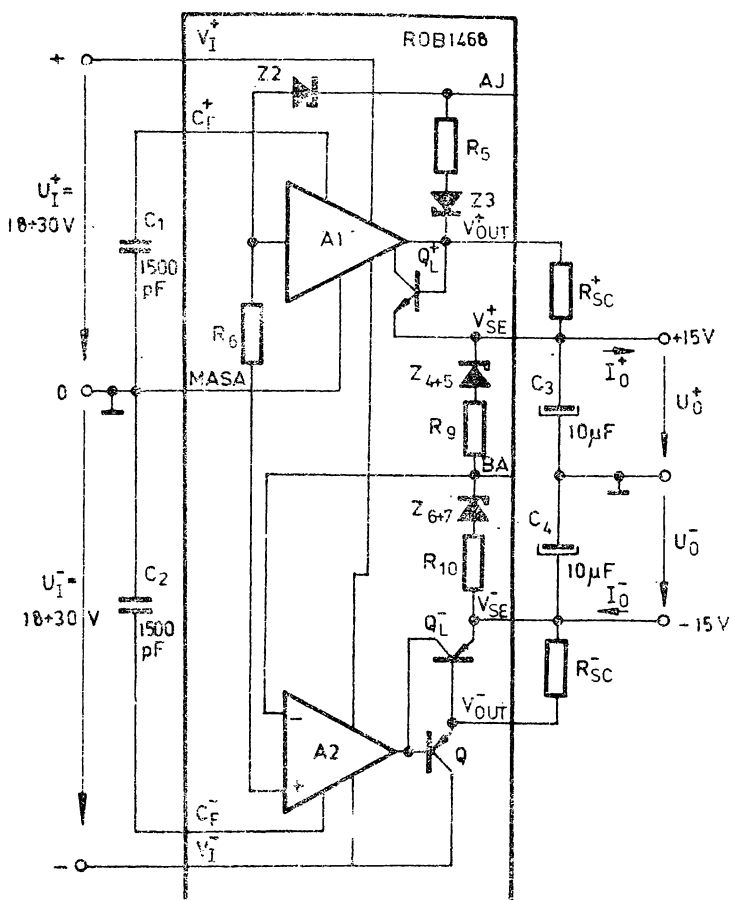


Fig. 7.37. Schema bloc a stabilizatorului dual ROB 1468

Extinderea domeniului tensiunilor de ieșire se poate realiza cu montajul din figura 7.38, a care permite obținerea unor tensiuni de ieșire mai mari ca ± 15 V (până la ± 20 V) și cu montajul din figura 7.38, b, care permite obținerea unor tensiuni de ieșire sub ± 15 V (până la ± 8 V).

La stabilizatoarele duale ROB 1468 livrate în capsule de tip TO-116 (cu 14 terminale), tensiunile de ieșire se pot regla în toată gama de ± 8 V — ± 20 V, deoarece utilizatorul are acces la borna BA. La cele livrate în capsulă de tip TO-100 (cu numai 10 terminale) tensiunile de ieșire se pot regla numai în gama ± 15 V ÷ ± 20 V, deoarece utilizatorul nu are acces la borna BA.

Pentru limitarea curentului de scurtcircuit la valoarea maximă admisă de CI ($I_{OM} = 50$ mA), rezistențele de scurtcircuit au valorile :

$$R_{sc}^+ = R_{sc}^- = \frac{0,65}{0,05} \frac{\text{V}}{\text{mA}} = 13 \Omega.$$

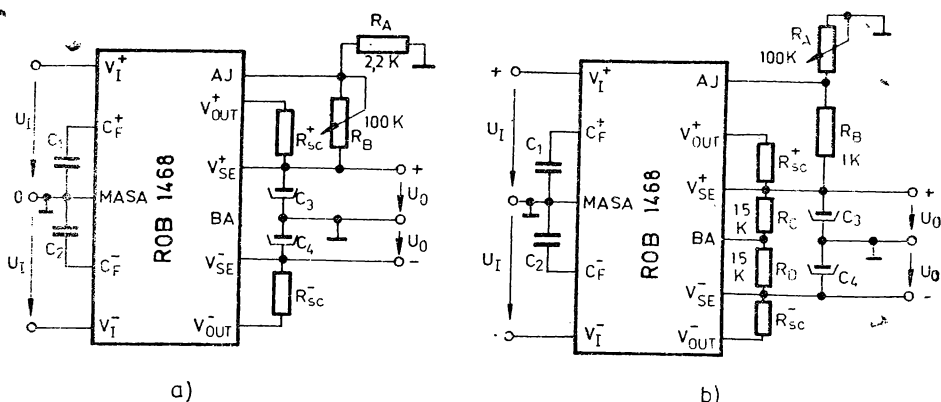


Fig. 7.38. Extinderea domeniului tensiunilor de ieșire

a — pentru tensiuni între ± 15 V și ± 20 V; b — pentru tensiuni între ± 8 V și ± 15 V

Capacitățile C_1 , C_2 , C_3 și C_4 au aceleași valori ca și în schemele din figura 7.37.

Extinderea limitei curentului de sarcină se poate realiza cu tranzistoare externe de putere. În figura 7.39 se arată modul de conectare al tranzistoarelor de putere T_1 și T_2 .

Pentru construirea unui stabilizator de tensiune dual, dacă nu se dispune de circuitul specializat ROB 1468 (sau altele similare) se pot utiliza

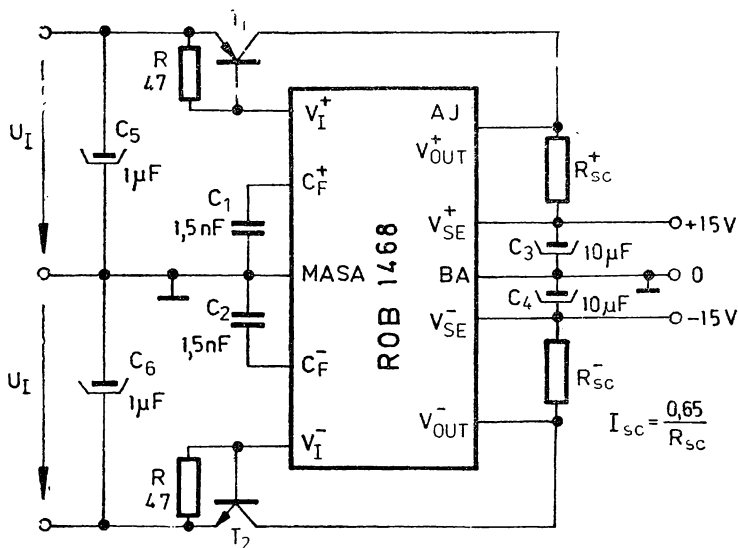


Fig. 7.39. Extinderea limitei curentului de sarcină la utilizarea CI ROB 1468

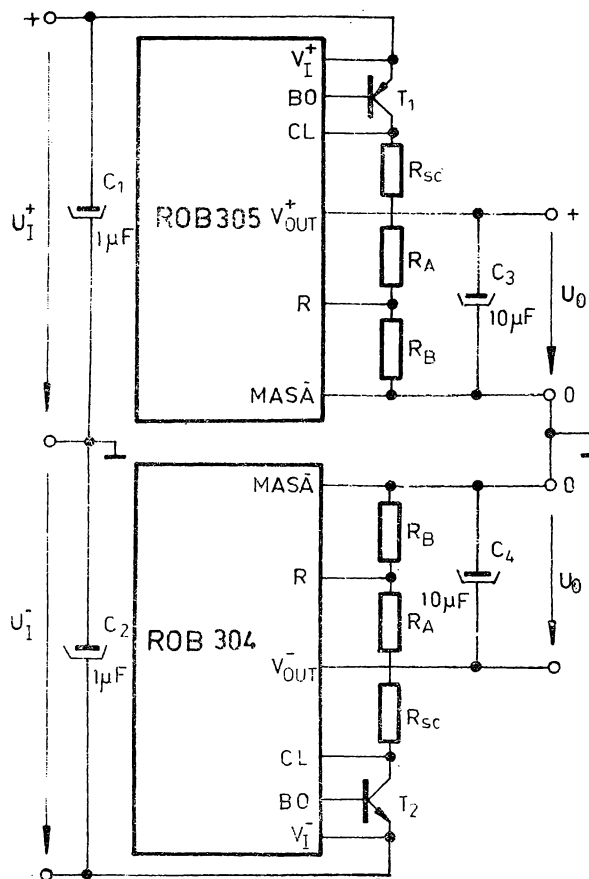


Fig. 7.40. Stabilizator dual cu CI ROB 305 și ROB 304

și alte tehnici. Prin combinarea a două stabilizatoare cu o singură ieșire se pot construi scheme funcțional echivalente.

În figura 7.40 se prezintă o variantă de stabilizator dual cu circuitele ROB305 (stabilizator de tensiune pozitivă, cu borna negativă la masă) și ROB 304 (stabilizator de tensiune negativă, cu borna pozitivă la masă).

Capitolul 8

UTILIZAREA CIRCUITELOR INTEGRATE ANALOGICE ÎN APARATURA DE MĂSURĂ

Circuitele integrate analogice au devenit componente fundamentale ale aparatelor de măsură electronice. De regulă, un aparat electronic de măsură conține următoarele părți:

— *traductorul de intrare*, care transformă mărimea de măsurat în semnal electric;

— *circuitul electronic*, care prelucrează semnalul electric: îl amplifică, îl filtrează, îl prelucrează după legi neliniare (exponențiale, logaritmice, multiplicatoare); circuitul electronic adaptează impedanțele între etaje și, dacă este nevoie, izolează partea de măsură propriu-zisă de cea de redare;

— *traductorul de ieșire* (instrument indicator, înregistrator sau osciloscop) permite afișarea sau înregistrarea grafică a mărimii măsurate.

Variatatea aparatelor analogice de măsură este foarte mare, în cele ce urmează se vor face referiri numai la unele aspecte specifice utilizării CI analogice în construcția acestor aparate.

8.1. ASPECTE LEGATE DE UTILIZAREA AO ÎN APARATURA DE MĂSURĂ

Amplificatorul este unitatea fundamentală și universală în circuitele electronice de măsură, iar AO este unul dintre CI amplificatoare cel mai frecvent utilizate. În cele ce urmează se vor prezenta unele aspecte legate de erorile care pot apare în circuitele amplificatoare cu AO și unele măsuri care trebuie luate în scopul asigurării preciziei de măsură cerute.

8.1.1. Compensarea tensiunii de dezechilibru și a derivei

Efectul tensiunii de dezechilibru poate fi considerat ca un semnal nedorit v_D , aplicat la borna neinversoare a unui AO ideal (fig. 8.1) Eroarea v_{OE} care apare datorită v_D este proporțională cu amplificarea etajului:

$$v_{OE} = (1 + R_2/R_1)v_D \quad (8.1)$$

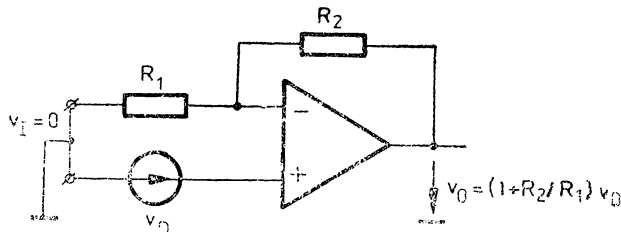


Fig. 8.1. Efectul tensiunii de dezechilibru în circuitul amplificator

Tensiunea de dezechilibru se poate ajusta la zero, cu ajutorul unui potențiomtru montat la bornele speciale pentru compensarea derivei AO, conform prescripțiilor de catalog, așa ca de exemplu, pentru AO β A 741 și β M 301, compensarea tensiunii de dezechilibru se face ca în figura 8.2. Dacă AO nu are terminale pentru compensare, se poate aplica din exterior o tensiune mică, care anulează efectul acesteia (fig. 8.3). Prin aceste procedee se poate compensa tensiunea inițială de dezechilibru, erorile putând apare în continuare datorită derivei.

Exemplu. Dacă $v_D = 3$ mV, iar R_2/R_1 este ales pentru a realiza o amplificare $A = 100$, eroarea datorată ofsetului poate atinge 300 mV. Ea se poate compensa la bornele AO. Dacă după operația de compensare temperatura a crescut cu 50°C , tensiunea la ieșire se va modifica cu 0,75 mV, dacă coeficientul de derivă termică este de $15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

La AO uzuale tensiunea de dezechilibru este de ordinul mV, iar coeficienții de derivă termică sînt de zeci de $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Utilizarea lor în aparatele de măsură pentru semnale mici este posibilă doar cînd se realizează ajustarea la zero la începutul fiecărei măsurători.

În instalațiile complexe, cînd nu este permisă ajustarea frecventă a parametrilor, și în aparatura de precizie, se utilizează AO de precizie care

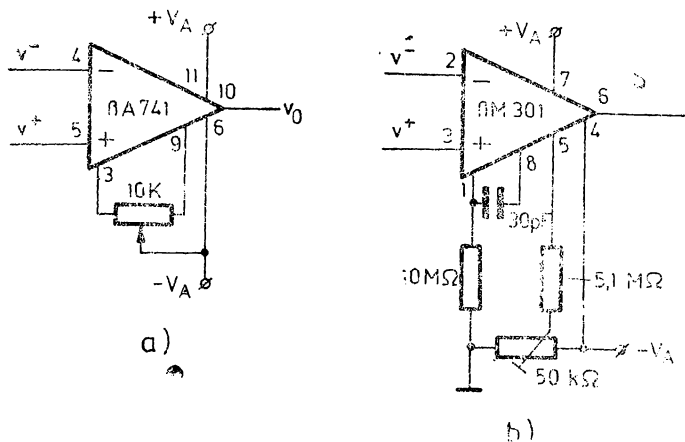
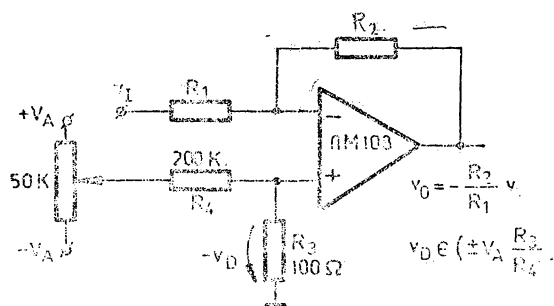
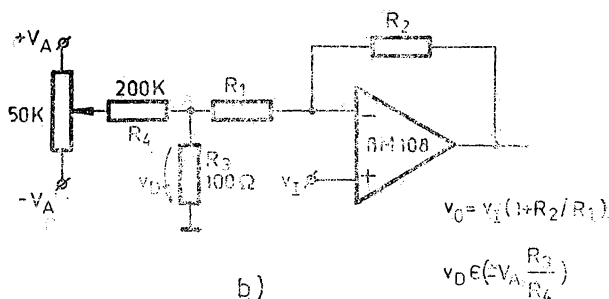


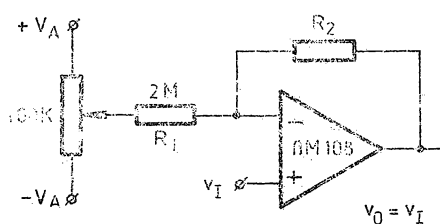
Fig. 8.2. Compensarea tensiunii de dezechilibru la bornele AO
a — pentru AO β A 741; b — AO β M 301



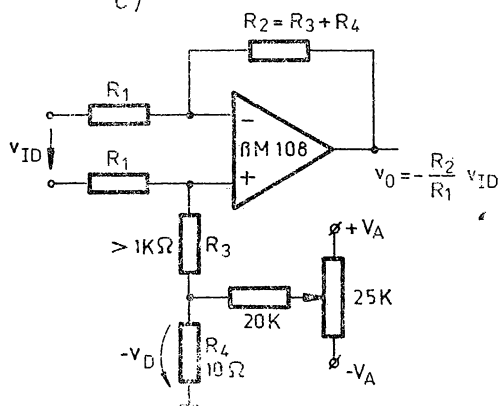
a)



b)



c)



d)

Fig. 8.3. Compensarea tensiunii de dezechilibru la intrarea AO
a — amplificatorul inversor; b — amplificatorul neinvertor;
c — repetorul; d — amplificatorul diferențial

garantează tensiuni de derivă și dezechilibru reduse. Amplificatoarele românești de tip βM 108A/208A/308A garantează tensiuni de dezechilibru sub 1 mV și coeficienți de derivă termică sub $1 \mu V/^{\circ}C$.

8.1.2. Compensarea erorilor datorate curenților de polarizare

Curenții de polarizare ai intrărilor sînt echivalenți cu surse de curent constant i_B^- și i_B^+ (fig. 8.4), care decalează tensiunea de ieșire cu

$$v_{0E} = R_2 i_B^- \quad (8.2)$$

în cazul conexiunii inversoare (fig. 8.4, a), sau cu

$$v_{0E} = -r_g i_B^+ \quad (8.3)$$

în cazul repetorului, avînd o sursă de semnal de rezistență r_g (fig. 8.4, b).

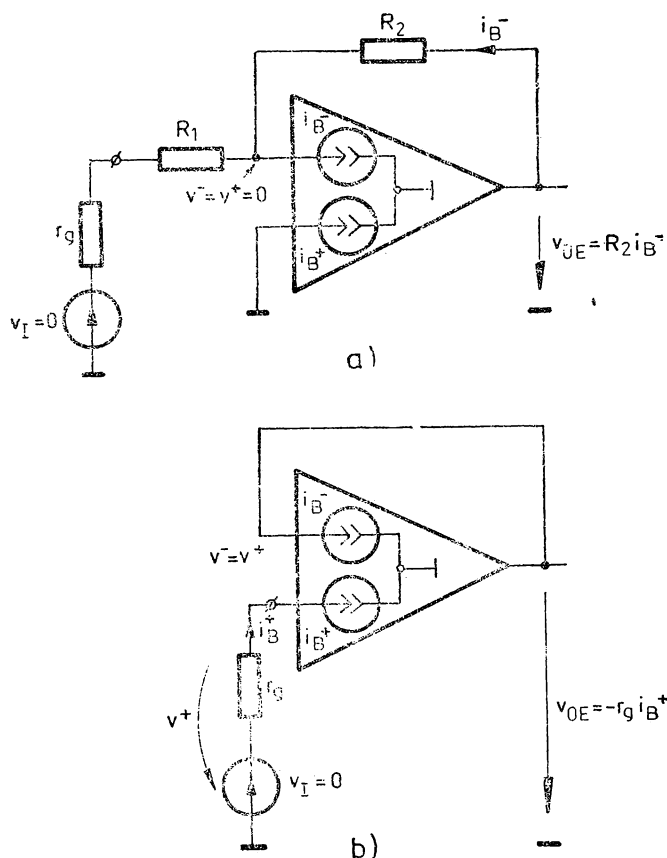


Fig. 8.4. Efectul curenților de polarizare a intrărilor AO
a — amplificator inversor; b — repetor

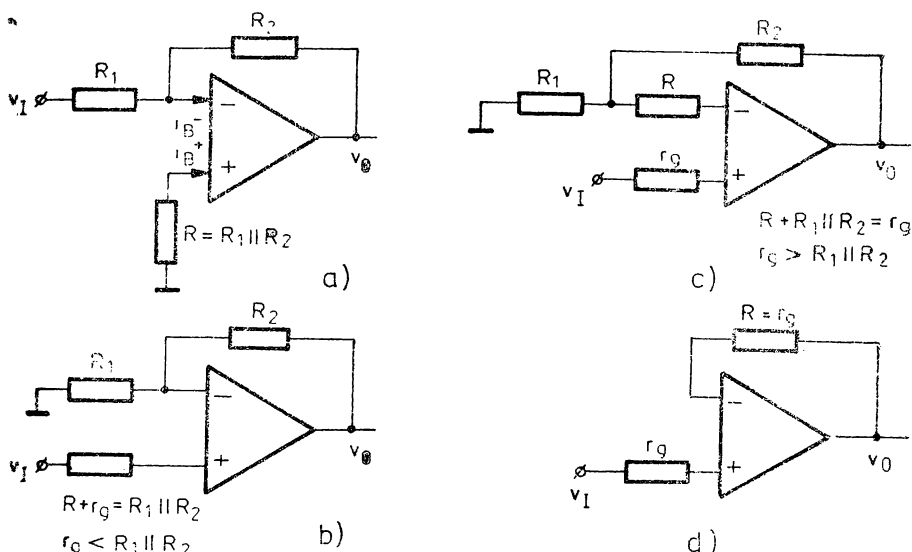


Fig. 8.5. Compensarea efectului curenților de polarizare.

a — amplificator neinversor; b — amplificator inversor cu rezistențe mici ale sursei de semnal; c — amplificator inversor cu rezistențe r_g mari, d — repetor

Se poate demonstra că prin plasarea la borna neinversoare (fig. 8.5, a, b), sau inversoare (fig. 8.5, c, d) a unei rezistențe R , care să asigure egalitatea rezistențelor echivalente la ambele borne ($R_{ech}^+ = R_{ech}^-$), tensiunea eroare scade la valoarea

$$v_{OE} = R_2(i_B^- - i_B^+) = R_2 i_D, \quad (8.4)$$

curentul i_D de dezechilibru fiind mult mai mic decât curenții de polarizare i_B . Se observă totodată că valoarea rezistenței R_2 influențează sensibil eroarea, de aceea, pentru o amplificare dată, ea trebuie aleasă cât mai mică posibil. Limita minimă este impusă la inversor de rezistența $R_1 = R_2/A$, care determină valoarea rezistenței de intrare a etajului (cap. 3), și, în general, de curentul de ieșire $i_o = v_o / (R_L || (R_1 + R_2))$ care trebuie limitat, la valoarea permisă de catalog.

AO uzuale au curenți de polarizare i_B de sute de nA și de dezechilibru i_D de zeci de nA. AO de precizie cu tranzistoare bipolare asigură $i_B \geq 800$ pA, cele cu TECJ sau MOS, zeci de pA, iar amplificatoarele electrometrice (hibride) prezintă curenți de polarizare de ordinul zecimilor de pA. AO de tip $\mu M108A$, $208A$, $308A$ au $i_B \leq 3$ nA și $i_D \leq 400$ pA.

Exemplu. În cazul $R_2 = 100$ k Ω , $R_1 = 1$ k Ω , $i_B = 200$ nA și $i_D = 50$ nA, eroarea datorată curenților de polarizare va fi de 20 mV pentru

circuitul necompensat și de 5 mV pentru compensarea cu $R = 990 \Omega$, conform figurii 8.5, a. Utilizând un AO cu $i_D = 400 \text{ pA}$ rezultă o eroare de 40 μV .

Cînd se dispune numai de AO uzuale, micșorarea curenților de polarizare se poate face cu ajutorul unor etaje de intrare de tip repetor, cu TECJ, așa ca în figura 8.6. Etajul amplificator prezintă însă o tensiune de ofset mai mare și o rejecție de mod comun mai mică, dependentă de asimetria etajului de intrare datorată toleranțelor de fabricație a componentelor.

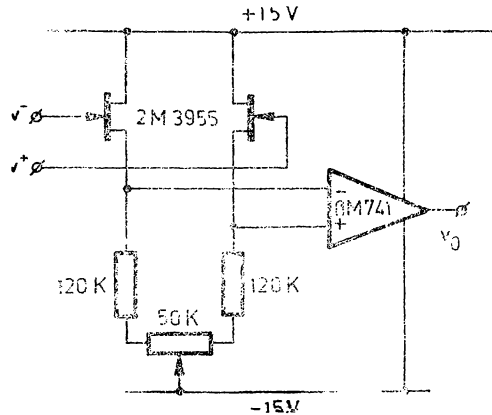


Fig. 8.6. Schemă echivalentă unui AO cu curenți reduși de polarizare

8.1.3. Rezistența de intrare

Amplificatorul în *conexiune inversoare* (fig. 8.8, a) prezintă o rezistență de intrare relativ mică (cap. 3), determinată de rezistența R_1 la borna inversoare :

$$R_i \cong R_1 \quad (8.5)$$

Mărirea rezistenței R_1 în scopul adaptării R_i la rezistența r_g a sursei de semnal (fig. 8.7) mărește zgomotul propriu al circuitului amplificator (de aceea se recomandă $R_1 \leq 20 \text{ k}\Omega$). De asemenea, în scopul obținerii unei amplificări $A = -R_2/R_1$ date, mărirea lui R_1 conduce la valori mari pentru R_2 , crescînd astfel erorile datorate curentului de polarizare și zgomotelor.

În *conexiunea neinversoare*, (fig. 8.8, b) rezistența de intrare este mult mai mare :

$$R_i \cong \frac{1}{A/(ar_{id}) + 1/r_{ic}} \quad (8.6)$$

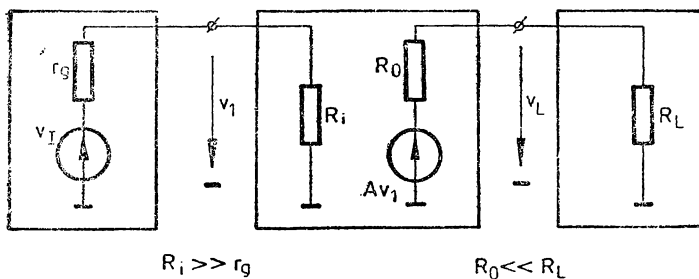


Fig. 8.7. Schema echivalentă a unui circuit amplificator

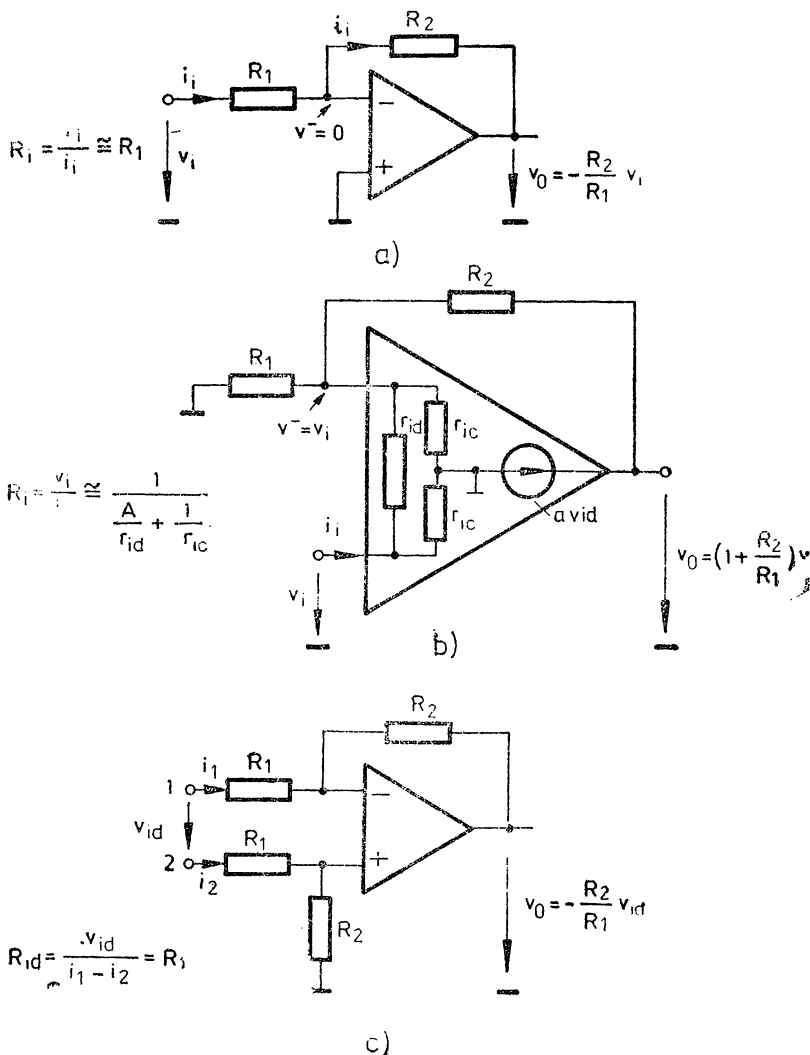


Fig. 8.8. Scheme de calcul al rezistențelor de intrare

a — conexiune inversoare, b — conexiune neinversoare, c — conexiune diferențială

În relația de mai sus, A este amplificarea etajului amplificator, a este amplificarea AO, r_{id} și r_{ic} sînt rezistențele de intrare diferențiale și de mod comun ale AO.

Din expresia (8.6) se poate observa că la valori mari ale amplificării, cînd $ar_{id}/A \ll r_{ic}$,

$$R_i \approx ar_{id}/A < r_{ic}, \quad (8.7)$$

iar pentru amplificări mici (de exemplu $A = 1$ în cazul repetorului), $ar_{id}/A \gg r_{ic}$, iar

$$R_i \approx r_{ic} \quad (8.8)$$

AO uzuale prezintă rezistențe de intrare de mod comun de ordinul sutelor de $M\Omega$, iar AO cu TECJ în etajul de intrare au R_I de ordinul $10^{12} \Omega$. Dacă nu se dispune de un AO cu rezistența de intrare suficientă, se poate utiliza schema din figura 8.9, cu TECJ pereche. Tensiunea de ieșire din repetor este

$$v_0 = v_I - v_{GS1} + v_{GS2} \cong v_I$$

Conexiunea diferențială (fig. 8.8, c) se caracterizează printr-o rezistență mică de intrare

$$R_{id} = v_{id}/(i^+ - i^-) \cong R_1 \quad (8.9)$$

Pentru mărirea rezistenței de intrare în montajele diferențiale se folosesc diverse configurații, așa cum se va vedea în paragraful 8.2.

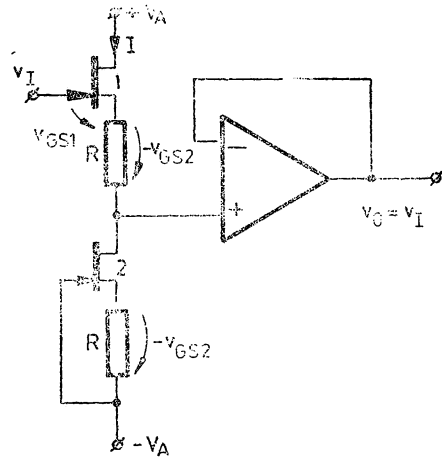


Fig. 8.9. Repetor cu rezistență mare de intrare

8.1.4. Erori datorate tensiunii de mod comun

AO nu suprimă complet efectul asupra ieșirii al variațiilor tensiunii de mod comun la intrare. Valorile uzuale ale rejecției de mod comun (r_{mc}) sînt de 80 ... 90 dB, iar în cazuri speciale ating chiar 120 dB.

În cazul amplificatoarelor neinverse, eroarea datorată semnalului de mod comun la borne ($v^+ = v^- = v_I$) (fig. 8.8, b) are forma

$$v_{OE} = \frac{v_I}{r_{rmc}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (8.10)$$

În cazul conexiunii diferențiale (fig. 8.8, c) există de asemenea semnale de mod comun la bornele AO ($v^+ = v^- = v_2 R_2 / (R_1 + R_2) \neq 0$). Valoarea finită a rejecției de mod comun a întregului etaj se datorează atât r_{mc} a AO, cât și asimetriei introduse de toleranțele rezistoarelor. Dacă toleranța de fabricație este $r = \Delta R / R_N$, adică $R = R_N(1 + r)$, R_N fiind valoarea nominală a rezistenței, raportul de rejecție a modului comun a conexiunii diferențiale este de forma

$$RRMC = \frac{1}{\frac{4r}{A+1} + \frac{1}{r_{mc}}}, \quad (8.11)$$

unde A este amplificarea R_2/R_1 a etajului diferențial.

Eroarea datorată RMC va fi

$$v_{OE} = A \frac{v_{IC}}{RRMC} = A \frac{v_1 + v_2}{2RRMC} \quad (8.12)$$

Exemplu. Pentru $A = 10$, $rrmc = 10^4$ (80 dB), $r = \pm 0,1\%$ conform relației (8.11) rezultă $RRMC = 2200$, adică $RMC = 66,7$ dB. Ca urmare, etajul diferențial are $RRMC$ de circa 4,6 ori mai mică decât $rrmc$ a AO. Dacă $v_1 = 10,3$ V și $v_2 = 10$ V, eroarea datorată RMC finite a conexiunii diferențiale de mai sus va fi de 0,046 V (conform relației 8.12), adică 1,6% din semnalul util $A(v_2 - v_1) = -3$ V de la ieșire.

8.1.5. Influența impedanțelor de izolație și a conductorului de masă

Măsurările de mare sensibilitate impun luarea unor măsuri suplimentare pentru evitarea unor efecte parazite datorate rezistențelor finite de izolație sau a conductorului de masă.

Rezistența de izolație între conductoare este de ordinul ($10^{11} \div 10^{12}$) Ω și scade cu creșterea temperaturii, sau la umezeală și impurități. Chiar pe o placă curată, între două conductoare paralele lungi de 25,5 mm, situate la distanța de 1,3 mm, la 125°C, rezistența de izolație este de circa 10^{11} Ω . În cazul AO de precizie, curentul de fugă între conductoarele borne-

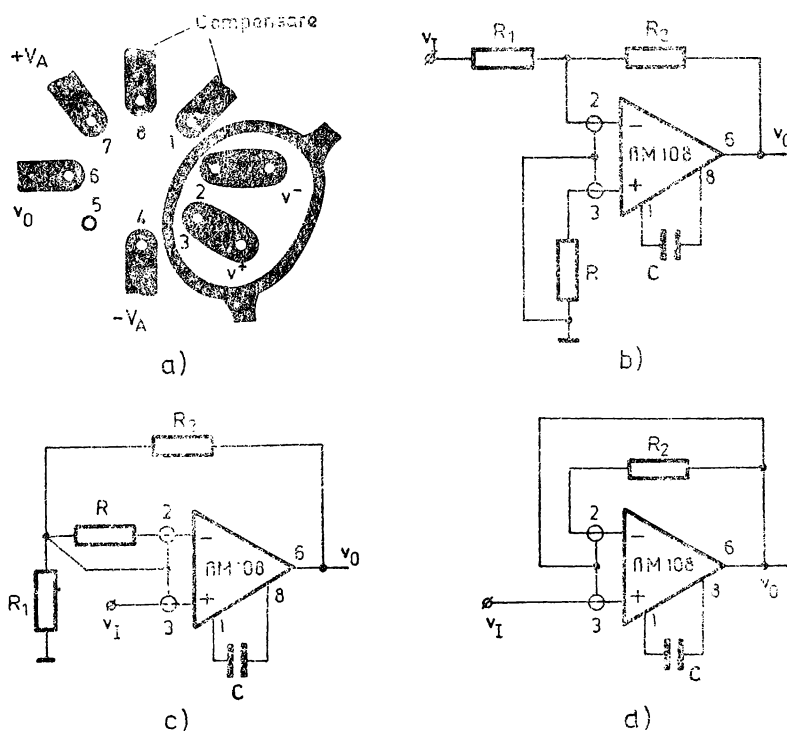


Fig. 8.10. Conectarea inelelor de protecție, la AO de precizie

a — placa cu circuit imprimat, b — amplificator inversor, c — amplificator neinversor, d — repetor

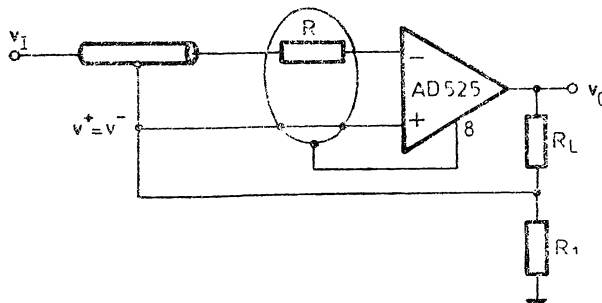


Fig. 8.11. Amplificator de precizie cu AD 515

lor de intrare poate deveni comparabil cu curentul de polarizare a intrărilor, putînd chiar satura AO. Pe lîngă necesitatea unui montaj foarte îngrijit, curat și protejat la impurități și umezeală, circuitele cu AO avînd impedanțe mari de intrare și curenți reduși de polarizare impun măsuri suplimentare de ecranare a întregului montaj, protecția bornelor de intrare prin inele de gardă (fig. 8.10) și cabluri ecrante (fig. 8.11) legate la același potențial cu al bornelor de intrare. În figura 8.12, este indicată o măsură de protejare a intrărilor la curenții de fugă datorati unor surse de tensiune continuă de 100 V și alternativă de 220 V, 50 Hz, față de care $R_{iz} = 10^{11} \Omega$ și $C_{iz} = 10$ pF. Curenții de fugă

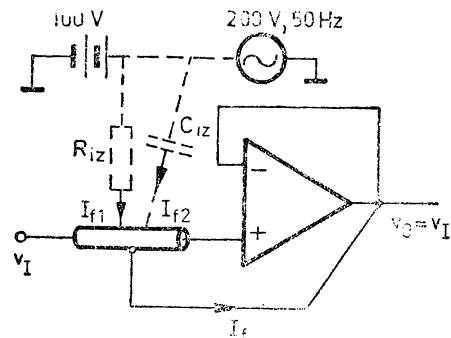


Fig. 8.12. Măsuri de protecție contra curenților de fugă

$$I_f = \frac{100 \text{ V}}{10^{11} \Omega} + 2 \pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 10^{-11} \text{ F} \cdot 220 \text{ V} = 1 \text{ nA} + 0,69 \mu\text{A}$$

vor fi canalizați spre circuitul de sarcină.

Alte perturbații pot apare datorită curenților de întoarcere prin conductorul de masă, de rezistență mică R_m (fig. 8.13), dar nenulă. Cînd suma I_m

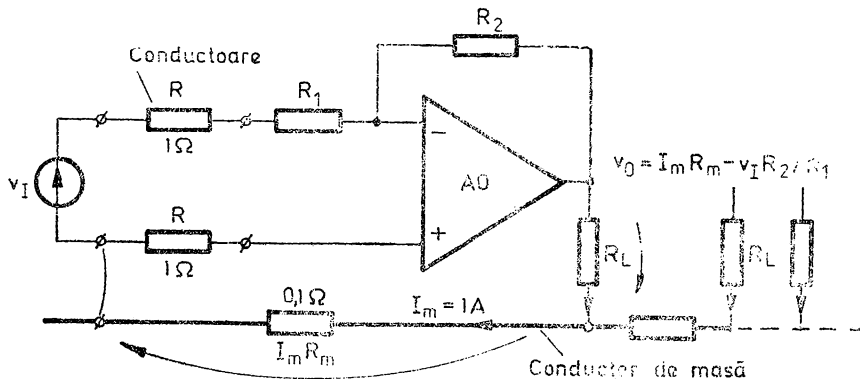


Fig. 8.13. Influența rezistenței finite a conductorului de masă în amplificatorul inversor

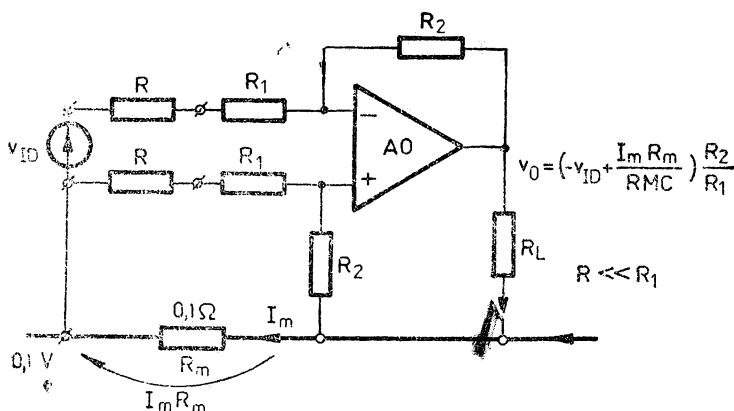


Fig. 8.14. Influența rezistenței finite a conductorului de masă în amplificatorul diferențial

a acestor curenți produce căderi de tensiune $R_m I_m$ comparabile cu semnalul util, apar erori mari la ieșire, alterînd rezultatele măsurării.

De exemplu, la $I_m = 1$ A și $R_m = 0,1 \Omega$, $R_m I_m = 100$ mV, rezultînd erori pentru semnalul de ieșire de ordinul sutelor de mV. În astfel de cazuri se preferă utilizarea conexiunii diferențiale (fig. 8.14), cînd tensiunea parazită $R_m I_m$ apare ca semnal de mod comun, rejectat de etajul diferențial.

8.1.6. Influența zgomotelor interne ale dispozitivelor componentelor electronice

Zgomotele interne proprii ale AO și componentelor externe se echivalează de obicei cu tensiuni aleatoare V_n sau curenți I_n (valoare medie pătratică), acționînd la intrarea amplificatorului în banda de trecere a acestuia. Ele sînt direct dependente și de impedanțele $(Z_1 + r_g) || Z_2$ în cazul conexiunii inversoare, și $Z_1 + r_g$ în cazul amplificatorului neînversor (Z_1 este impedanța de la borna inversoare, Z_2 impedanța de reacție, iar r_g , rezistența sursei de semnal).

Erorile $v_{OE} = V_n (1 + Z_2/Z_1) + I_n Z_2$ care apar la ieșire se pot micșora printr-o serie de măsuri, ca de exemplu: — utilizarea unor AO de zgomot redus, înlocuirea rezistoarelor de carbon cu rezistoare cu peliculă metalică, limitarea rezistenței R_1 la cel mult 20 k Ω , evitarea plasării condensatoarelor între borna inversoare și masă, sau la intrarea inversoare a AO, montarea în paralel cu R_2 a unui condensator de mică valoare care va limita banda de zgomot (acest condensator este util de multe ori și pentru asigurarea stabilității).

8.2. AMPLIFICATOARE SPECIALE UTILIZATE ÎN APARATURA DE MĂSURĂ

Unele măsurări se fac în condiții speciale, dificile, datorate zgomotelor mari, tensiunilor de mod comun de nivel ridicat, considerabile față de nivelul semnalului util, semnalelor de valori foarte reduse, provenind de la surse de mare rezistență etc. Pentru aceste cazuri se utilizează amplificatoare speciale, monolitice sau hibride.

8.2.1. Amplificatoare de instrumentație

Măsurătorile de precizie care necesită amplificarea unor semnale de nivel foarte redus, în prezența unor tensiuni de mod comun mari, furnizate de punți de măsură, termocuple sau alte traductoare, montate la distanță față de punctul de citire și prelucrare a datelor, impun utilizarea unor amplificatoare de mare performanță.

Amplificatoarele de instrumentație (AI) sînt amplificatoare diferențiale cu amplificarea A finită, foarte precis reglabilă, și cu impedanțe de intrare și RMC de valori foarte mari. Configurația lor este diferită, ele putînd fi realizate cu componente discrete și AO sau integrate în tehnologie monolitică ori hibridă. Parametrii lor (fig. 8.15) garantează performanțe deosebite într-o gamă mare de variație a amplificării ($A = 1 \div 1000$): $0,5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. RMC = $100 \div 120 \text{ dB}$, neliniaritate sub $0,01\%$. Impedanța de intrare (fig. 8.16), foarte mare în c.c. are un caracter capacitiv și scade la creșterea frecvenței semnalului aplicat.

Configurații de AI.

Varianța din figura 8.17, a se poate realiza cu componente discrete și AO, iar parametrii săi se pot calcula din schema echivalentă din figura 8.17, b):

$$\begin{aligned} A &= v_c/v_{id} = 1 + R_F/R_E \\ R_{id} &= v_{id}/i_i \cong 2\beta R_E || R_F \\ R_{ic} &= (v^+ + v^-)/2i_i \cong \beta R_F \end{aligned} \quad (8.13)$$

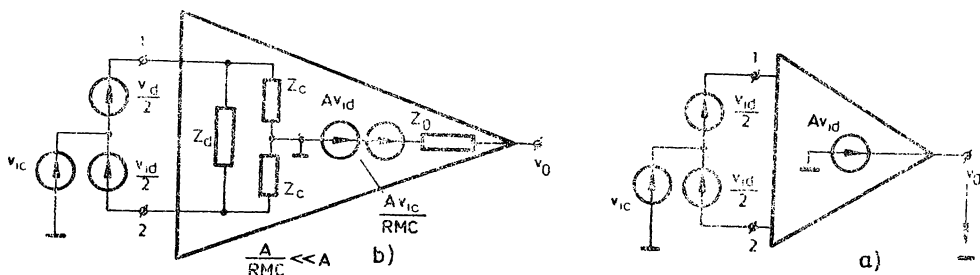


Fig. 8.15. Schema echivalentă a amplificatorului de instrumentație
a — ideal; b — real

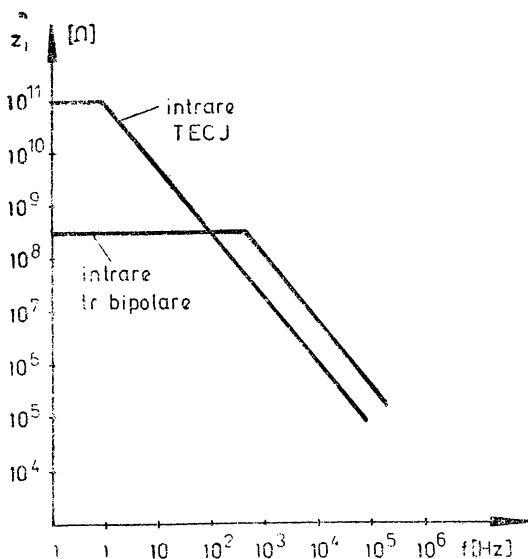


Fig. 8.16. Impedanța de intrare a AI

Neasigurarea egalității parametrelor elementelor pereche (în număr mare) conduce la erori de neliniaritate și la scăderea RMC. Varianta integrată (fig. 8.18), avantajoasă din acest punct de vedere, asigură $R_i > 10^{11} \Omega$ și curenți i_B de ordinul 10 pA.

O altă variantă a cărei simetrie este determinată de elemente pereche în număr mai mic este indicată în figura 8.19. Conform schemei echivalente din figura 8.19, b rezultă parametrilor (în condițiile $R_2 \gg R_C$, $i_1, i_2 \ll g_m v_{1,2}$)

$$A \cong 2R_2/R_E; \quad R_{id} \cong R_E \beta / 2 \quad (8.14)$$

Coeficientul de amplificare se poate regla în limite largi prin modificarea rezistenței R_E .

Schemele de mai sus, relativ simple și ieftine, realizate frecvent în tehnologie monolitică, prezintă dezavantajul unor neliniarități destul de mari.

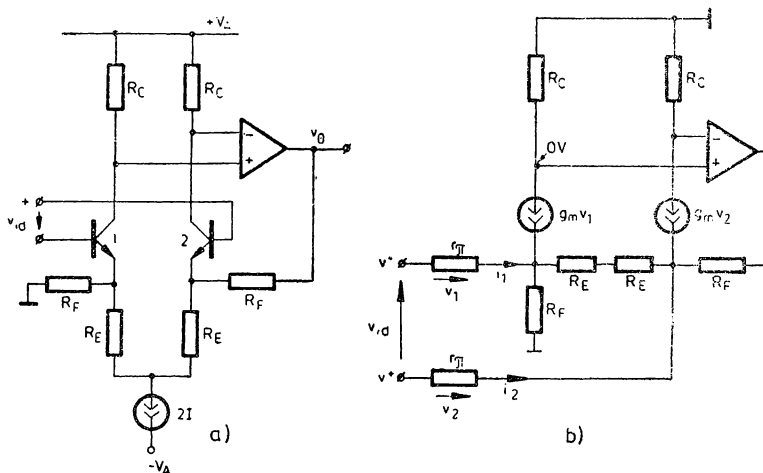


Fig. 8.17. Amplificator de instrumentație

a — schema electrică; b — schema echivalentă pentru semnale mici

134108

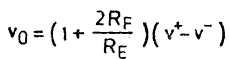


Fig. 8.19. Amplificator de instrumentatie

a — schema electrică; b — schema echivalentă pentru semnale mici

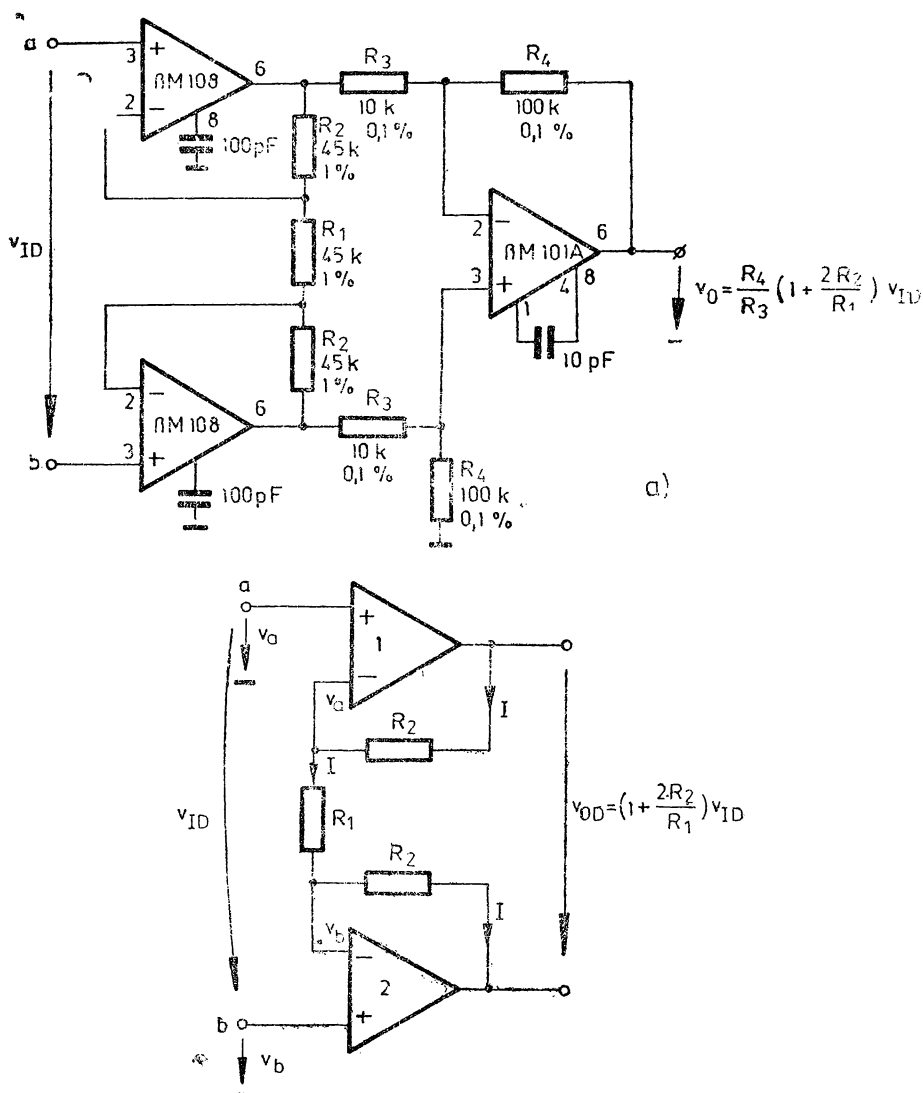


Fig. 8.20. Amplificator de instrumentație cu AO
a — schema de principiu, b — schema echivalentă

Performanțe deosebite se asigură cu schema din figura 8.20, a, a cărei rezistență de intrare este de ordinul rezistenței de mod comun a AO utilizate. Conform schemei echivalente din figura 8.20, b se poate calcula $v_{OD} = I(R_1 + 2R_2)$; $I = (v_a - v_b)/R_1$, de unde

$$\begin{aligned} v_O &= -v_{OD}R_4/R_3 = -R_4/R_3 \cdot I(R_1 + 2R_2); \\ A = v_O/v_{ID} &= -(1 + 2R_2/R_1)R_4/R_3 \end{aligned} \quad (8.15)$$

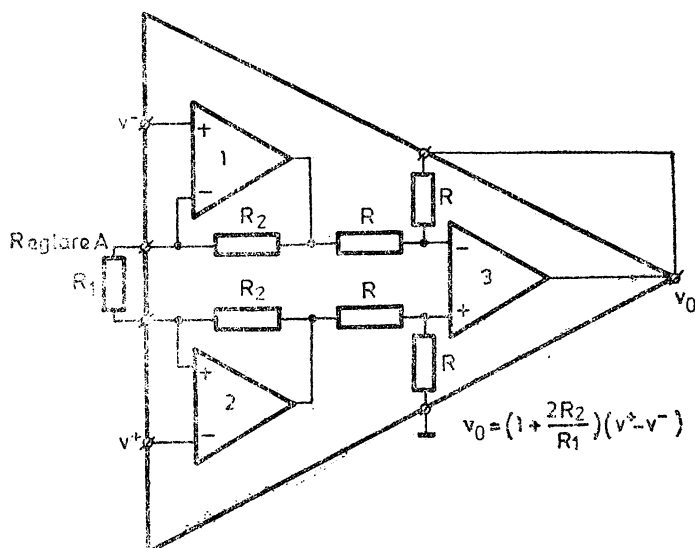


Fig. 8.21. Configurația unui AI integrat

În figura 8.21 se prezintă schema de principiu a variantei integrate. Rezistorul R_1 montat în exterior asigură reglajul amplificării. Gama de reglaj a amplificării este $1 \div 10000$, coeficientul de neliniaritate $0,01\%$, deriva dependentă de AO1 și AO2 poate coborî la $0,25 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$. La varianta BB 3620 (Burr Brown), $i_B = \pm 25 \text{ nA}$, $Z_{id} = 300 \text{ M}\Omega \parallel 3 \text{ pF}$, $Z_{ic} = 1000 \text{ M}\Omega \parallel 3 \text{ pF}$, iar RMC poate atinge 100 dB .

Observație. Tensiunea de mod comun admisă la intrare este limitată, pentru evitarea saturării AO. Se impune ca

$$|v_{IC}| + |A_1(v^+ - v^-)/2| \leq |V_{osat}|; A_1 = 1 + 2R_2/R_1 \quad (8.16)$$

De exemplu, dacă $V_{osat} = \pm 15 \text{ V}$ și $A_1 = 1$, v_{IC} va putea varia în limitele $\pm 10 \text{ V}$, dacă se impune ca v_0 să rămână în limitele $\pm 10 \text{ V}$.

La funcționarea schemei în c.a. va apare o asimetrie datorită influenței capacităților parazite a conductoarelor de semnal și rezistenței sursei de semnal (fig. 8.22, a), inegal repartizate la intrarea AI. Aceasta cauzează scăderea RMC în c.a. Pentru păstrarea performanțelor ridicate se iau măsuri de anulare a influenței capacităților parazite prin aplicarea tensiunii de mod comun la ambele intrări (fig. 8.22, b). Aceasta se preia prin divizorul rezistiv cu ramuri egale R , de la ieșirea primului etaj, și se aplică pe cablul coaxial al conductoarelor de la bornele de intrare ale AI. Ca urmare, tensiunea la bornele capacităților parazite va fi nulă, eliminând efectul acestora.

În figura 8.22, c se indică o variantă de AI cu AO de precizie în tehnologie BIFET ($v_D = 0,25 \text{ mV}$, $k_d = 2,5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, $i_B = 35 \text{ pA}$). Pentru asigurarea unor performanțe bune la frecvențe și capacități de intrare mari, conectarea divizorului rezistiv la cablul de ecranare se realizează printr-un repetor. Performanțele schemei depind mult de precizia și stabilitatea componentelor pasive utilizate.

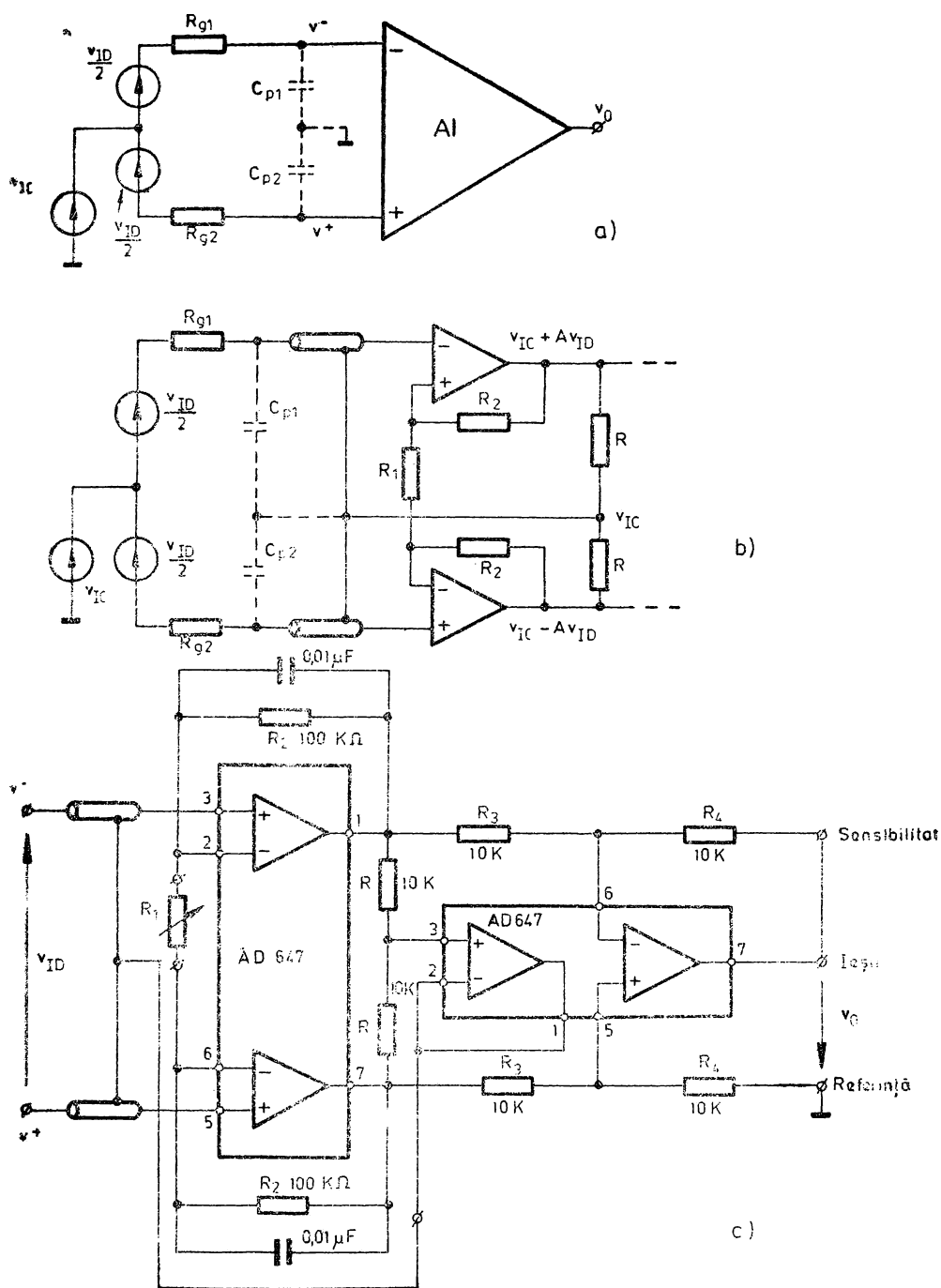


Fig. 8.22. Măsurile de îmbunătățire a performanțelor AI

a — influența capacităților parazite și a rezistenței sursei și conductoarelor de semnal;
b — eliminarea efectului capacităților parazite; c — schema unui AI de mare performanță

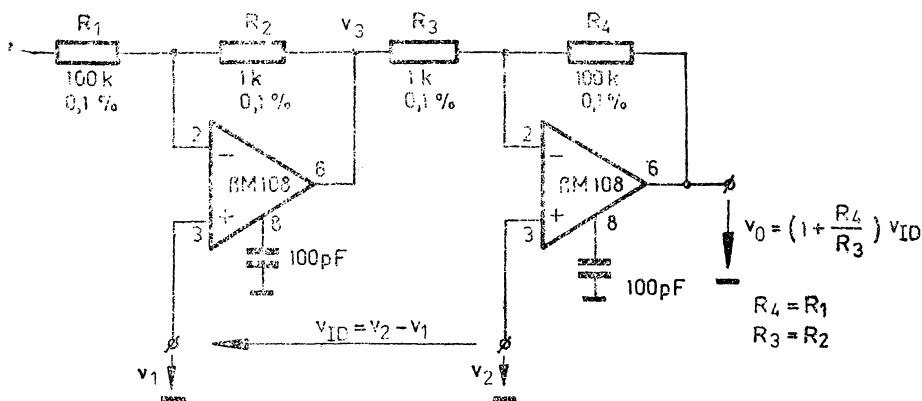


Fig. 8.23. Amplificator de instrumentație

Schema din figura 8.23 asigură extinderea limitelor v_{IC} la cele admisibile de către AO, dar reglajul amplificării se face prin variația simultană a două rezistențe. Dacă $R_1/R_2 = R_4/R_3$, $A = 1 + R_4/R_3$. Amplificatorul prezentat în figură are $R_i > 10^{10} \Omega$, $A = 101$, iar la o toleranță de fabricație a rezistoarelor de 1%, $RMC = 80$ dB.

8.2.2. Amplificatoare izolatoare

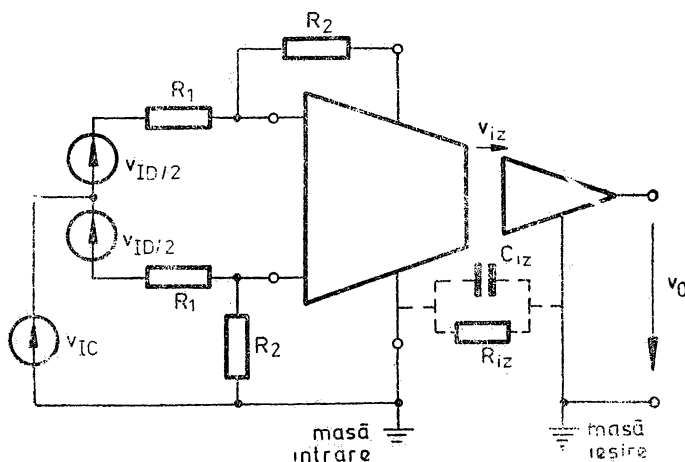
Cînd semnalul care trebuie măsurat este suprapus peste tensiuni de mod comun de nivel foarte ridicat, periculoase pentru utilizator sau pentru aparatura de prelucrare, sau cînd traductorul de intrare recepționează semnale de la ființe umane (de exemplu în aparatura biomedicală), se cere separarea galvanică a etajului de intrare de cel de ieșire. Amplificatoarele izolatoare asigură această cerință, realizînd protecția aparaturii de măsură, supraveghere sau control, a utilizatorilor sau a pacienților.

Amplificatoarele de izolație se pot realiza în tehnologie discretă sau integrată (module hibride). Etajul de intrare de tip AO sau AI este izolat de etajul de ieșire prin transformator sau prin cuplaj optic (fig. 8.24). Cuplajul optic se utilizează la amplificatoarele de bandă largă și viteze mari de răspuns. Pentru precizii foarte mari și o bună liniaritate se utilizează cuplajul prin transformator.

Posibilitățile de izolație ale amplificatoarelor izolatoare sînt caracterizate de următorii parametri de catalog:

- *tensiunea de izolație* care poate apare continuu în bariera de izolație, în timpul utilizării (în funcție de tipul constructiv este cuprinsă între 500 și 3000 V);

- *tensiunea de test* (circa $1000 \text{ V} + 2V_{iz}$) poate fi aplicată scurt timp (indicat în catalog) în bariera de izolație;



$$v_0 = \frac{R_2}{R_1} \left[v_{ID} + \frac{v_{IC}}{RMC} \right] + \frac{V_{iz}}{RMI}$$

Fig. 8.24. Amplificator cu izolație

— *rejecția modului de izolație* (RMI) avînd valori de $120 \div 160$ dB, indică modul în care tensiunea de izolație influențează tensiunea de ieșire ($v_{OE} = v_{iz}/RMI$);

— *rezistența de izolație* este de ordinul $10^{12} \Omega$, iar *capacitatea barierei de izolație* poate atinge valori pînă la 12 pF.

În figura 8.25, a se prezintă o schemă de amplificator izolator, utilizat în aparatura de precizie, în domeniul medical. Izolația galvanică este realizată cu optocuplor, configurația de intrare este de tip amplificator de instrumentație, iar etajul de ieșire este un amplificator de curent.

În figura 8.25, b este prezentat un amplificator izolator utilizat în teletransmisia de date. Deoarece factorul de transfer a optocuplorului este aproximativ constant în domeniul de variație a curenților de 15... 25 mA, curentul static al tranzistorului T_1 se fixează (prin R_1 , R_2 , R_3) la 20 mA. Variația de ± 5 mA în jurul valorii statice se datorează semnalului de intrare în gama $\pm(5 \cdot 100) = 500$ mV. Se poate arăta că amplificarea circuitului este

$$\frac{v_0}{v_i} \approx \frac{i_d}{i_f} \cdot \frac{R_4 R_7}{R_6 R_3} \quad (8.17)$$

Circuitul asigură un coeficient de liniaritate de 2% în banda de frecvențe de 1 MHz pentru amplificare unitară, $RMC = 22$ dB la 1 MHz, $V_{iz} = 3$ kV c.c, iar deriva amplificării este $-6\%/^{\circ}\text{C}$.

O altă schemă de amplificator izolator, utilizînd un optocuplor dual, pentru semnale diferențiale de intrare, este indicată în figura 8.25, c. Caracteristica de transfer a optocuplorului poate fi descrisă de relația:

$$i_c = K \left(\frac{i_F}{i_F'} \right)^n, \quad (8.18)$$

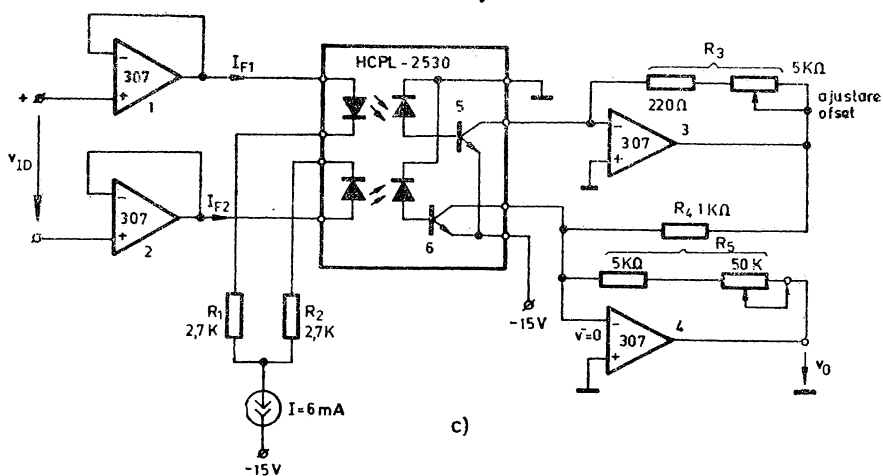
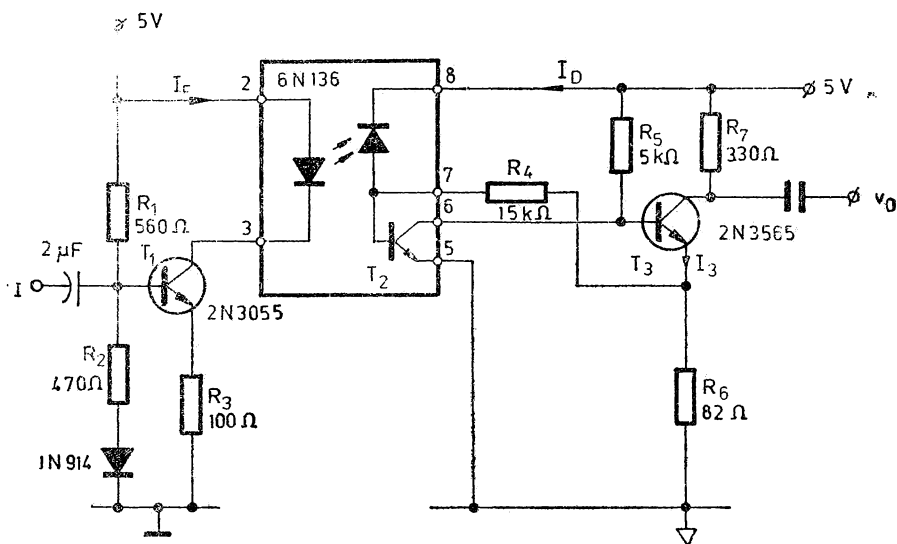
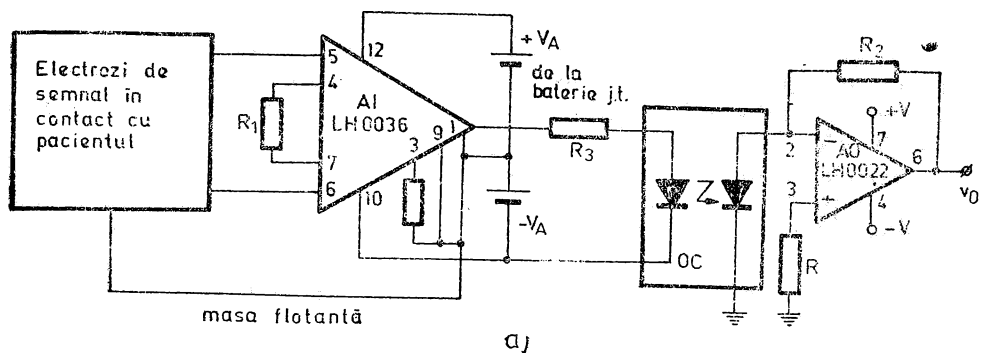


Fig. 8.25. Exemple de amplificatoare izolatoare

a — utilizate în măsurări medicale; b — utilizate în teletransmiterea de date; c — cu optocuplor dual

unde i_c este curentul de colector, K o constantă de transfer dată în catalog pentru curentul de intrare i_F , iar i_F este curentul de intrare. Exponentul n este egal aproximativ cu 2 pentru $i_c \geq 5$ mA și cu 1, pentru $i_c \geq 16$ mA.

Diodele de intrare sînt polarizate cu curentul constant $I_F = 3$ mA $= I/2$. Față de această componentă apar variații proporționale cu tensiunea diferențială de intrare (v_{ID}):

$$i_{F1} = I_F + v_{ID}/(2R); i_{F2} = I_F - v_{ID}/(2R), \text{ sau}$$

$$i_F = \frac{I}{2} \left(1 \pm v_{ID} \cdot \frac{1}{RI} \right) \quad (8.19)$$

Tensiunea de ieșire depinde de cei doi curenți de colector, adică

$$v_o = + \left(i_{c6} - \frac{v_{o3}}{R_4} \right) R_5 = \left(+i_{c6} - \frac{R_3 i_{c5}}{R_4} \right) R_5 \quad (8.20)$$

Amplificarea întregului circuit se poate calcula ținînd cont de relațiile (8.18, 8.19 și 8.20).

8.3. UTILIZAREA AO ÎN CIRCUITELE DE MĂSURĂ A TENSIUNILOR ȘI CURENȚILOR

Măsurarea directă a tensiunilor și curenților se face cu instrumente diverse, voltmetre sau ampermetre. În cazul măsurării semnalelor foarte mici, acestea prezintă erori de măsură mari datorită parametrilor lor necorespunzători (rezistență internă insuficient de mare în cazul voltmetrului și insuficient de mică în cazul ampermetrului). Mărirea sensibilității măsurării, în paralel cu adaptarea impedanțelor, se poate asigura intercalînd între traductorul de intrare și cel de ieșire un circuit electronic, în general de tip amplificator.

Frecvent, la măsurarea semnalelor mici se utilizează instrumente magneto-electrice, avînd cea mai mare sensibilitate dintre instrumentele indicatoare. Ele sînt simple, ieftine și asigură precizii corespunzătoare. Parametrii acestor instrumente de măsură sînt *curentul nominal* I_N (care produce deviația maximă a acului indicator) și *rezistența internă* r . Cînd aparatul este parcurs de curentul I_N , la bornele sale apare *tensiunea nominală* $V_N = rI_N$ (fig. 8.26, a).

Măsurarea directă a tensiunilor cu instrumentele sensibile la variația curentului necesită conectarea unor rezistențe R în serie (fig. 8.26, b). Limita tensiunii măsurate corespunde curentului nominal, adică

$$V_M = I_N(R + r) = V_N + I_N R \quad (8.21)$$

Relația de mai sus servește la calculul rezistenței R , necesare pentru măsurarea tensiunilor în domeniul $(0 - V_M)$.

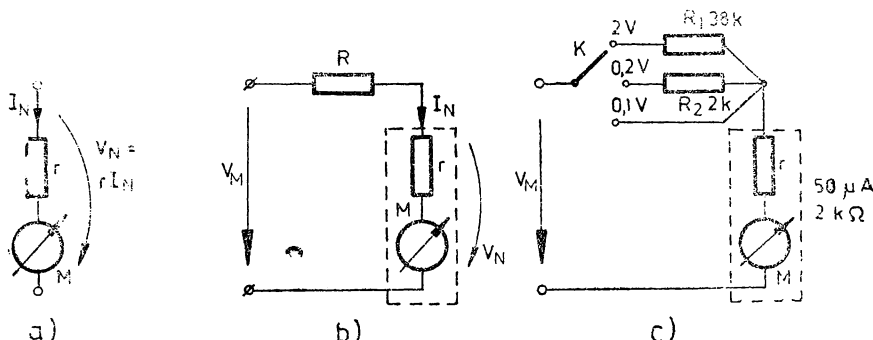


Fig. 8.26. Măsurarea directă a tensiunilor

a — Parametrii instrumentului de măsură; b — circuitul de măsură; c — exemplu, pentru mai multe domenii de măsură

Exemplu. Pentru măsurarea directă a tensiunilor cu un ampermetru de $50 \mu\text{A}/2 \text{ k}\Omega$, în domeniile (0–2) V, (0–200) mV și (0– V_N) ($V_N = I_N r = 100 \text{ mV}$), se conectează rezistențele

$$R = (V_M - V_N)/I_N = V_M/I_N - r \quad (8.22)$$

de valoare $R_1 = 38 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ și $0 \text{ k}\Omega$, conform figurii 8.26, c.

Din exemplul de mai sus, se poate observa că rezistența internă a aparatului de măsură ($R + r$) scade sensibil cu scăderea valorii tensiunii măsurate. Știind că precizia de măsură a aparatului este mai bună în a doua jumătate a scalei gradate, rezultă limitarea inferioară a valorilor de tensiune măsurate la tensiunea nominală a instrumentului indicator.

Aparatele electronice de măsură a tensiunii elimină inconvenientele semnalate mai sus, asigurând rezistențe de intrare independente de domeniile de tensiune măsurate și extinderea domeniilor de măsură la valori mult mai mici decât tensiunile nominale ale instrumentelor indicatoare utilizate.

Voltmetrul din figura 8.27 are o impedanță mare de intrare, datorită repetorului cu AO. Dacă se dorește mărirea sensibilității aparatului peste limitele date de V_N , AO se montează într-un circuit amplificator. De exemplu, voltmetrul din figura 8.28 utilizează un aparat indicator avînd

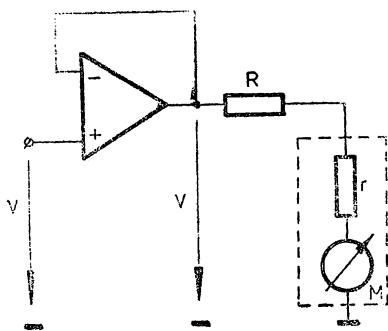


Fig. 8.27. Măsurarea tensiunilor cu repetor cu AO

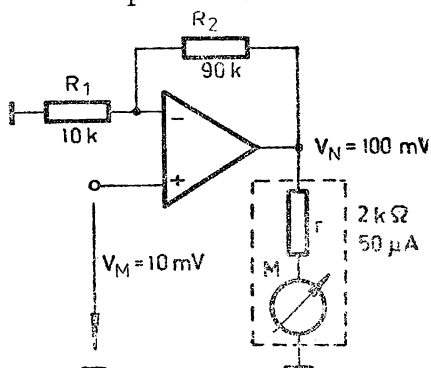


Fig. 8.28. Măsurarea tensiunilor cu amplificator neinvertor

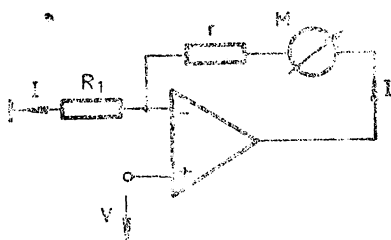


Fig. 8.29. Schemă care asigură independența față de rezistența internă a instrumentului

$V_N = 50 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3 \text{ V} = 100 \text{ mV}$, și asigură măsurarea unor tensiuni de intrare în limitele $V_N/A = 100/10 = 10 \text{ mV}$.

În montajul din figura 8.29, limitele de măsurare ale tensiunii sînt independente de rezistența internă r a instrumentului. Rezistența R_1 se alege în așa fel ca aparatul de măsură să fie parcurs de curentul nominal I_N , cînd la intrare se măsoară tensiunea maximă V_M :

$$V_M = R_1 I_N \quad (8.23)$$

De exemplu, pentru măsurarea tensiunilor în limitele (0–200) mV cu un galvanometru de $50 \mu\text{A}/2 \text{ k}\Omega$ este necesară rezistența $R_1 = 200 \cdot 10^{-3}/(50 \cdot 10^{-6}) \Omega = 4 \text{ k}\Omega$.

O mare sensibilitate și flexibilitate în alegerea parametrilor, precum și independența față de rezistența internă r a instrumentului indicator o asigură schema din figura 8.30. De obicei R_1 se alege astfel încît $I_{2M} = V_M/R_1 \ll I_3$, ca urmare $I \cong I_3$ (I este curentul de ieșire al AO, iar I_3 , curentul de sarcină). Tensiunea maximă măsurată va fi deci

$$V_M = R_3 I_N / (1 + R_2/R_1) \quad (8.24)$$

Curentul I_N nu trebuie să depășească limita admisă de AO (mA ÷ zeci de mA), iar rezistența instrumentului trebuie să fie mică în raport cu rezistența de ieșire a AO (zeci de Ω).

Cînd măsurarea tensiunii nu are ca referință punctul comun, masa, (sarcina este flotantă), se poate utiliza montajul diferențial din figura 8.31. Pentru mărirea sensibilității se pot intercala etaje de amplificare, așa cum se indică în figura 8.32. În acest caz, dependența între domeniul maxim de măsură V_M și curentul nominal al instrumentului de măsură este de forma:

$$I_N = \frac{V_5}{R_6} = \frac{V_m R_2 R_4}{R_5 R_1 R_3} \quad (8.25)$$

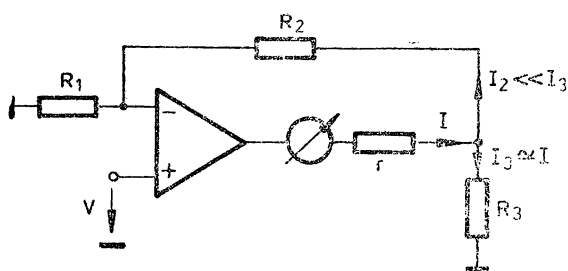


Fig. 8.30. Variantă a circuitului de măsură a tensiunilor

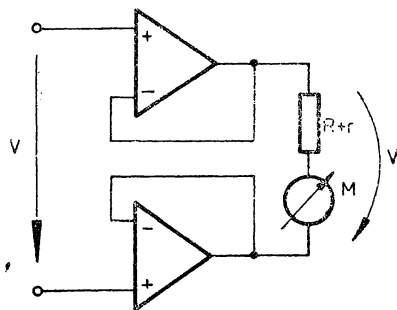


Fig. 8.31. Măsurarea tensiunilor flotante

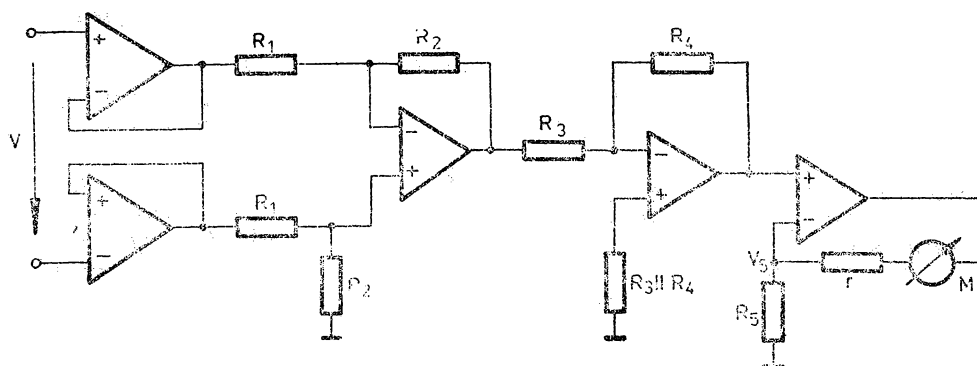


Fig. 8.32. Măsurarea tensiunilor flotante cu AI

Pentru măsurarea tensiunilor alternative cu instrumente magnetoelectrice de c.c., semnalul măsurat trebuie redresat, de exemplu ca în schema din figura 8.33. Pentru frecvențe mai mari ca $1/(2\pi C_2 R_1)$, $R_1 \ll R_2$, curentul mediu prin aparatul de măsură este v/R_1 , ca urmare, aparatul poate măsura tensiuni în limita $v_M = R_1 i_M = 220 \cdot 50 \cdot 10^{-3} = 11 \text{ mV}$, unde v_M reprezintă valoarea medie a semnalului de măsură. Banda de trecere limitată a AO și viteza S finită la ieșire, impun anumite domenii de frecvențe pentru semnalele măsurate, în cazul de față, cițiva kHz.

Măsurarea directă a curenților mai mari decât curentul nominal al galvanometrului se realizează cu scheme de forma indicată în figura 8.34, a. Rezistența R se alege în funcție de parametrii instrumentului și de limita I_M a curentului măsurat:

$$R = r \frac{I_N}{I_M - I_N} \quad (8.26)$$

Pentru obținerea mai multor domenii de măsură se folosește schema din figura 8.34, unde K este un comutator de domenii de măsură.

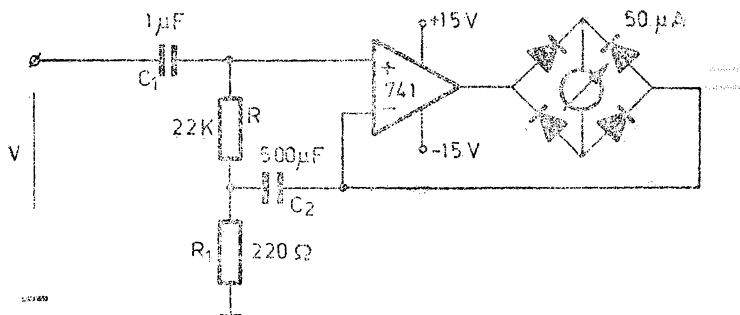


Fig. 8.33. Măsurarea tensiunilor alternative

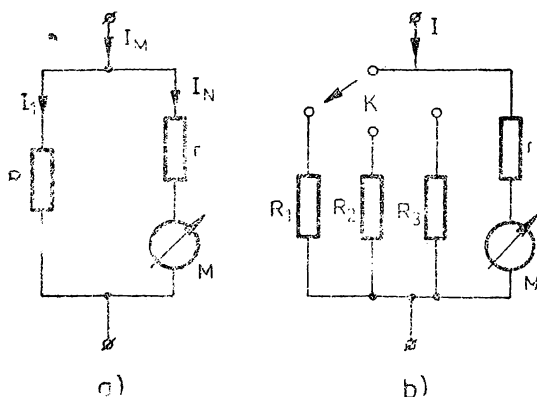


Fig. 8.34. Măsurarea directă a curenților
a – principiu de măsură; b – exemplu pentru
mai multe domenii de curenți

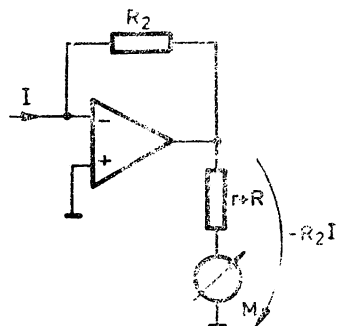


Fig. 8.35. Măsurarea curenților
cu amplificator de curent

Exemplu. Pentru măsurarea curenților în domeniile (0–1) mA și (0–2) mA cu un instrument de $200 \mu\text{A}/1 \text{ k}\Omega$, trebuie conectate rezistențele $R_1 = 0,25 \text{ k}\Omega$, respectiv $R_2 = 0,11 \text{ k}\Omega$.

Dezavantajul măsurării directe apare datorită măririi rezistenței echivalente a aparatului de măsură odată cu micșorarea domeniului curenților de măsură. Circuitele electronice măresc sensibilitatea măsurării și realizează totodată adaptarea impedanțelor.

Se utilizează frecvent amplificatoare cu AO, care pot servi la conversia curent-tensiune în scopul utilizării aparatelor de tip voltmetru (fig. 8.35), așa cum s-a discutat anterior, sau la amplificarea unor tensiuni $R_I I$, direct proporționale cu curentul măsurat (fig. 8.36). Pentru măsurarea curenților foarte mici se utilizează schema din figura 8.37, care asigură independența domeniului de măsură de rezistența internă a aparatului:

$$I_N = I + I_x = I(1 + R_2/R_x)$$

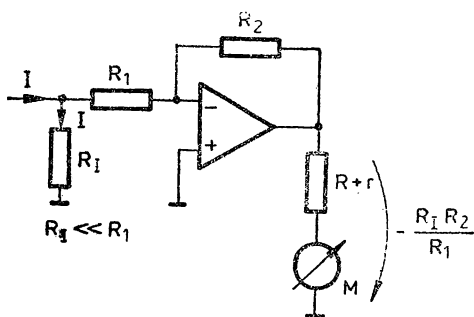


Fig. 8.36. Măsurarea curenților prin intermediul
amplificatoarelor de tensiune

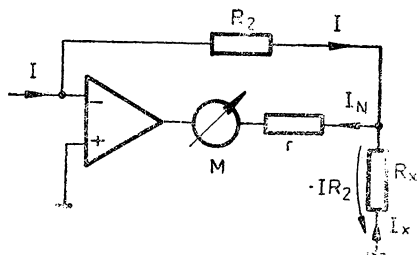


Fig. 8.37. Altă variantă pentru măsurarea
curenților

Aplicații

În cele ce urmează se vor indica unele scheme de complexitate redusă de măsurare a tensiunilor și curenților. Precizia măsurării depinde atât de precizia instrumentului de măsură, cât și de performanțele AO, toleranțele și calitatea componentelor.

Aplicațiile din figurile 8.38, 8.39 și 8.40 ilustrează principiul de măsură indicat în figurile 8.28 și 8.36. Schema din figura 8.38 este realizată cu un AO de precizie. Tranzistoarele TECJ din etajul de intrare al AO asigură impedanța de intrare mult mai mare ca valoarea $R_3 + R_4 + R_5 + R_6$ de $10\text{ M}\Omega$, care reprezintă tocmai rezistența de intrare a voltmetrului. Divizorul rezistiv fixează domeniile de măsură. Amplificarea circuitului este $1 + R_2/R_1 = 100$, ca urmare, pentru a obține la ieșire o tensiune sub limita $V_N = 100\text{ k}\Omega \cdot 100\text{ }\mu\text{A} = 10\text{ V}$, la borna neînversoare trebuie aplicate tensiuni mai mici ca $0,1\text{ V}$. P_1 servește la anularea dezechilibrului inițial iar P_2 stabilește deviația maximă a acului indicator când la intrarea neînversoare apare tensiunea limită de $0,1\text{ V}$. Diodele D_1 și D_2 limitează tensiunea de intrare la bornele AO.

În figura 8.39 se indică schema unui aparat sensibil de măsură a tensiunilor și curenților. Dipolul R_4C asigură filtrarea zgomotelor de c.a. care însoțesc semnalul măsurat, iar $R_3 = 10\text{ M}\Omega \ll R_i$ a AO fixează impedanța de intrare. Schimbarea domeniului de măsură se poate face modificând amplificarea, prin R_2 . Schema este destinată măsurării curenților pînă la 100 nA și a tensiunilor pînă la 1 V . Se utilizează AO de precizie CA

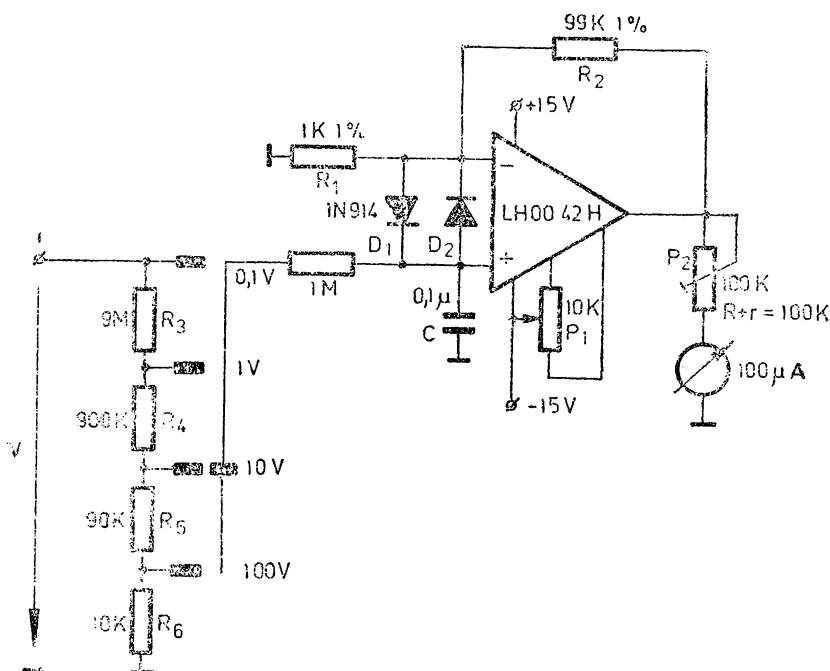


Fig. 8.38. Voltmetru cu AO de precizie

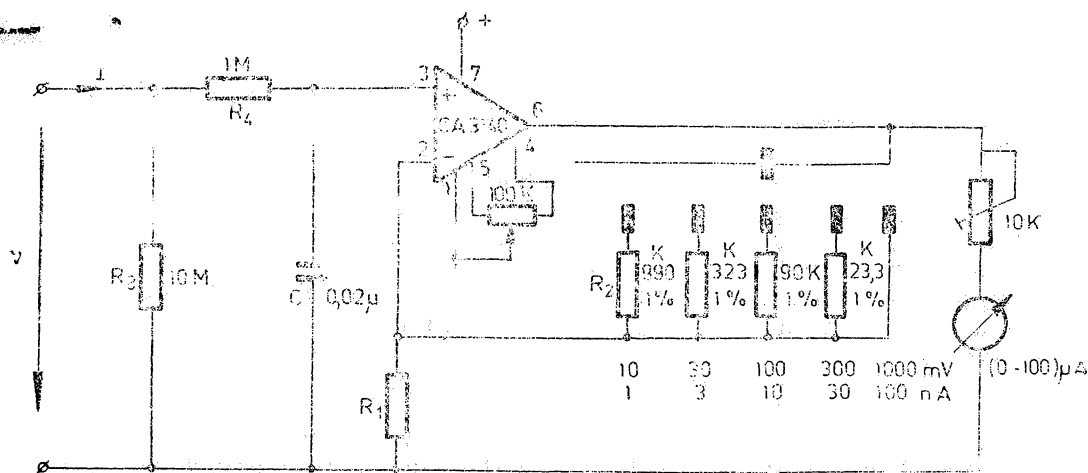


Fig. 8.39. Voltmetru și ampermetru

3140, avînd $i_{Bmax} = 50 \text{ pA}$, care produce o cădere de tensiune pe R_4 de cel mult $10^6 \cdot 50 \cdot 10^{-12} \text{ V} = 50 \text{ μV}$. Eroarea maximă apare în domeniul (0—10) mV și este 0,5%, sau în domeniul (0—1) nA, cînd este 5%.

În figura 8.40 aparatul de măsură utilizează un AO foarte ieftin, de bandă largă de tip A109D (producție RDG—echivalent cu ROB 709, realizat la ICCE). Divizorul rezistiv R_6, R_5, R_4, R_7 servește la compensarea tensiunii de dezechilibru. Componentele C_2, C_1 și R_8 asigură compensarea caracteristicii de frecvență. Deoarece tensiunea nominală a instrumentulu de măsură este $50 \text{ μA} \cdot 5 \text{ kΩ} = 0,25 \text{ V}$, iar amplificarea este $1 + R_2/R \cong 45$, tensiunea care apare la borna neînversoare trebuie să fie de cel mul

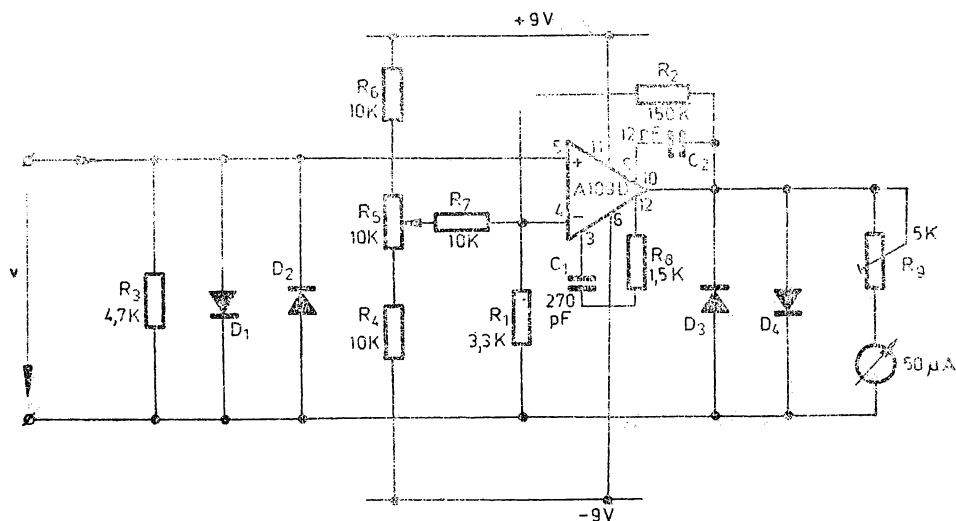


Fig. 8.40. Voltmetru și ampermetru (variantă)

$250 \text{ mV}/45 = 5,5 \text{ mV}$. Rezistorul R_3 se utilizează numai la măsurarea curenților (în limita $5,5 \text{ mV}/4,7 \text{ k}\Omega = 1 \mu\text{A}$).

Microampermetrul din figura 8.41 funcționează după același principiu. Tensiunea nominală $V_N = 2 \text{ k}\Omega \cdot 100 \mu\text{A} = 200 \text{ mV}$ și amplificarea $A = -R_2/R_1 = -1000$ impun limita tensiunii la borna inversoare de $0,2 \text{ mV}$. Șuntul R_3 , R_4 , R_5 stabilește domeniul curenților de măsură și are rezistența de 200Ω , mult mai mică decât rezistența de intrare a AO.

Aparatele de măsură de c.a. din figura 8.42 ilustrează principiile de măsură indicate în figurile 8.30 și 8.37. Voltmetrul de c.a. (fig. 8.42, a) cu AO hibrid, de bandă largă, are R_i de $10 \text{ M}\Omega$ și este utilizat pentru frecvențe în limita $100 \text{ Hz} - 500 \text{ kHz}$. Curentul prin R_3 ($I = V/R_3$) se fixează la $125 \mu\text{A}$, iar șuntul P de $1 \text{ k}\Omega$ se reglează astfel, încât la $V = V_M$, prin aparat să circule curentul limită de $100 \mu\text{A}$.

Miliampermetrul din figura 8.42, b permite măsurarea curenților în domeniul $10 \mu\text{A} - 100 \text{ mA}$. Deoarece $R_3 \ll (R_1 + R_2)$, $V_N \cong 1 \text{ mA} \cdot 150 = 150 \text{ mV}$, $A = 1 + R_2/R_1 = 50$, tensiunea la borna neînversoare nu trebuie să depășească 3 mV . Rezistențele R_4 care fixează domeniul de măsură se aleg astfel ca $I_M R_4 = 3 \text{ mV}$. De exemplu, pentru $I = 10 \text{ mA}$, rezultă $R_4 = 0,3 \Omega = (0,27 \Omega + 0,03 \Omega)$.

În figura 8.43 se prezintă un circuit pentru măsurarea curenților de fugă sau a unor curenți foarte reduși, generați de senzori care trebuie polarizați cu surse de tensiune V_B . Utilizând un AO—BIFET de mare precizie, care asigură curenții de polarizare i_B mult mai mici decât curenții măsurati, senzorul se poate polariza indirect cu tensiunea V_B , aplicată la borna neînversoare. Tensiunea V_B se va regăsi și la intrarea inversoare, iar curentul generat de senzor va fi amplificat de AO. Amplificatorul de instrumentație AI preia componenta amplificată, dependentă de curentul măsurat, de valoare $I_s R_2$.

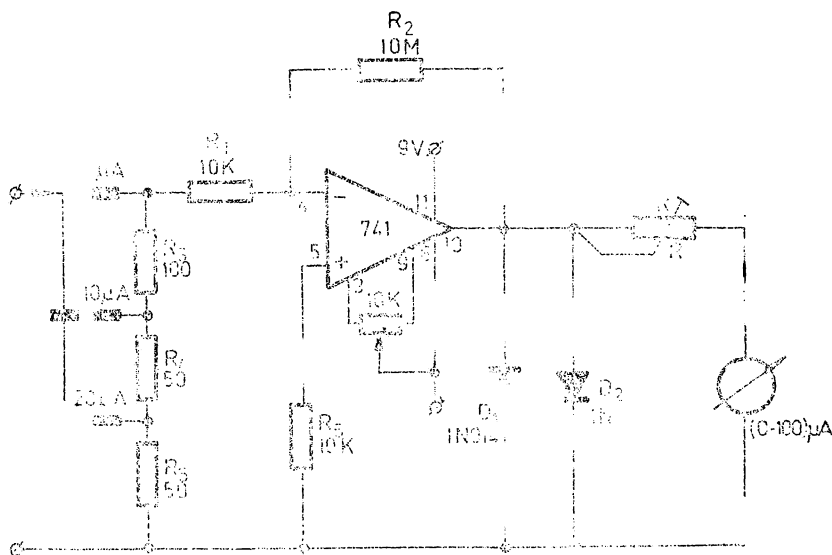


Fig. 8.41. Microampermetru

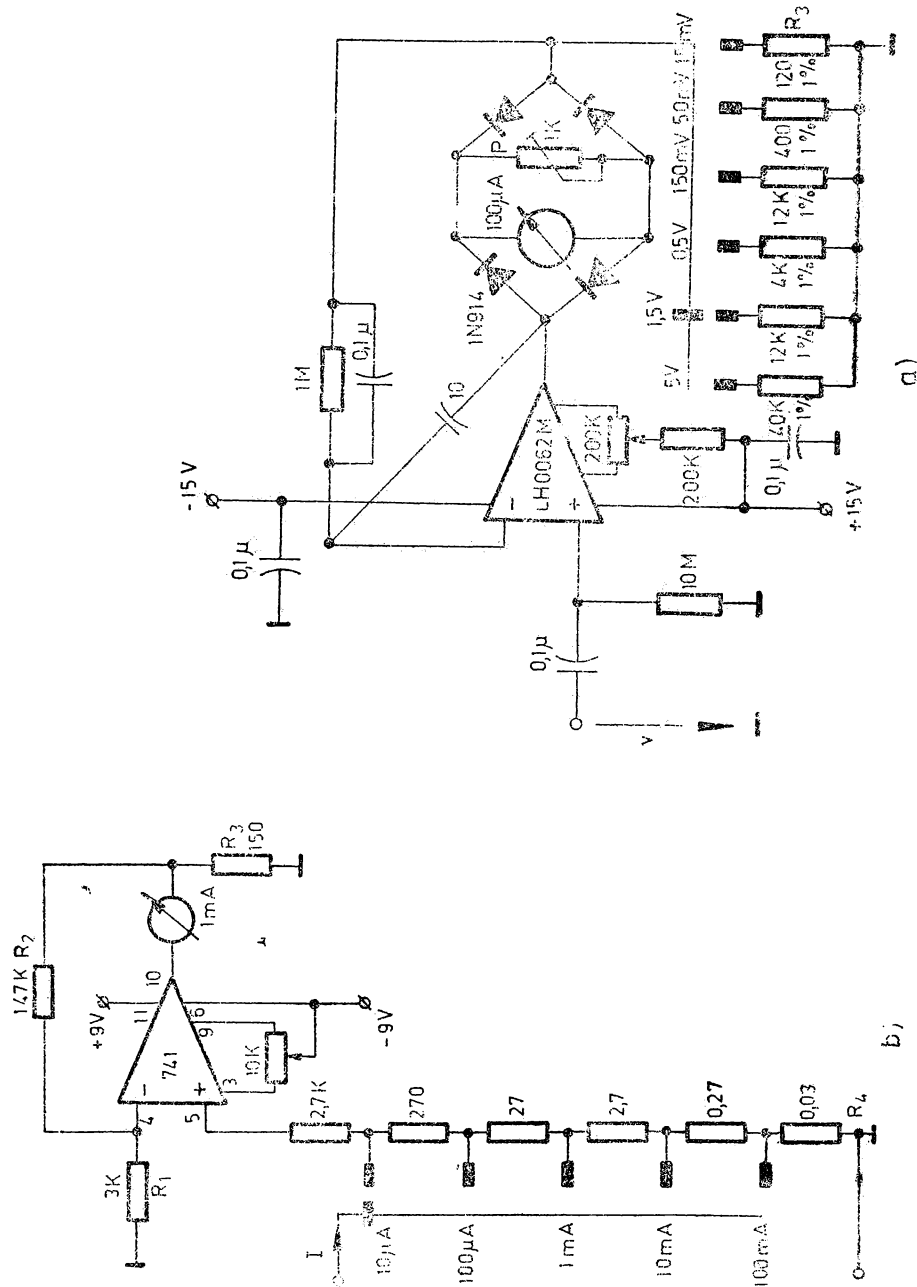


Fig. 8.42. Aparate de măsură de c.a.

a — milivoltmetru de c.a.; b — miliampermetru de c.a.

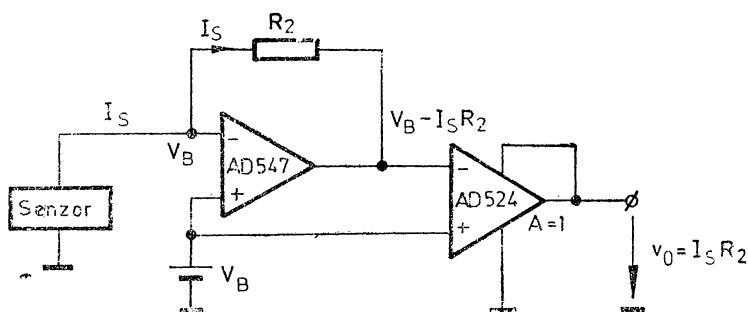


Fig. 8.43. Picoampermetru

În figura 8.44 se prezintă câteva moduri de măsurare a unor mărimi electrice (tensiuni și curenți) provenite de la surse flotante. Se utilizează un AO monolitic (LM 4250), programabil, în sensul că parametrii săi pot fi fixați din exterior (prin R_c), în funcție de aplicațiile concrete ale sale. În aparatele de măsură se asigură rezistențe de intrare mari, curenți de polarizare și tensiuni de dezechilibru reduse. Pe lângă aceste avantaje, AO

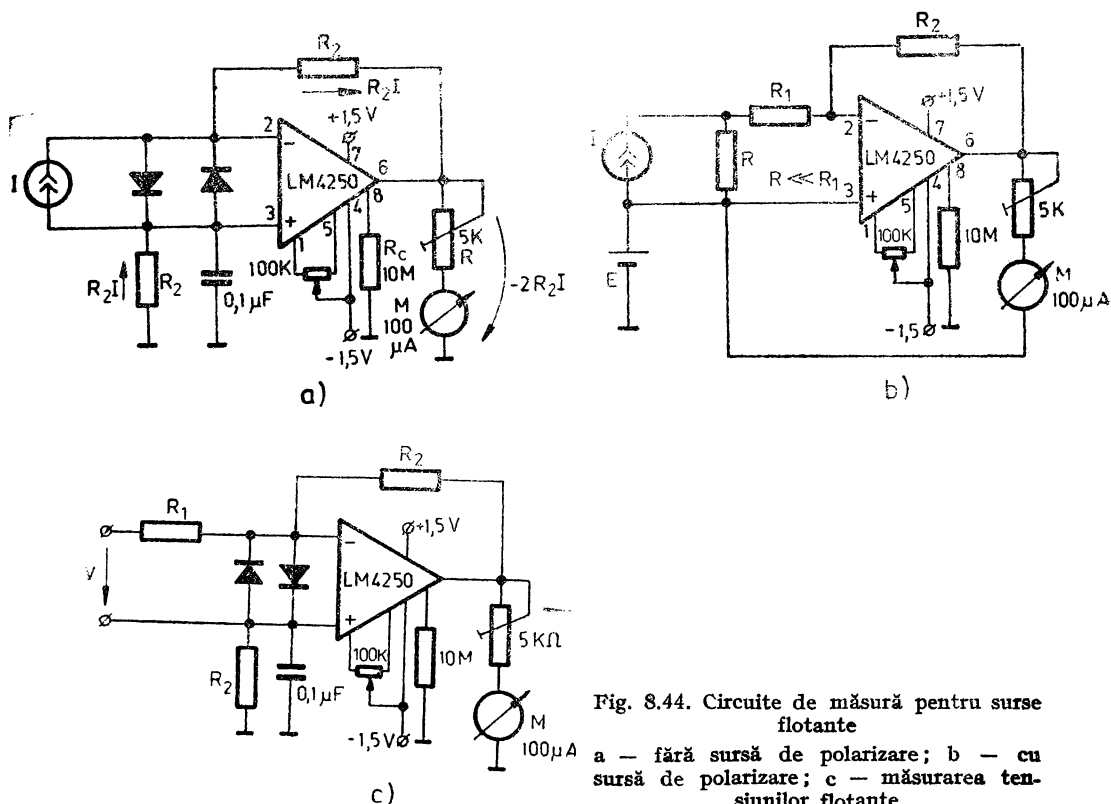


Fig. 8.44. Circuite de măsură pentru surse flotante

a — fără sursă de polarizare; b — cu sursă de polarizare; c — măsurarea tensiunilor flotante

prezentat mai sus, îl prezintă și pe acela al utilizării în aparatele portabile, alimentate de la baterie.

Microampermetrul din figura 8.44, a servește la măsurarea curenților în domeniul $100 \text{ nA} - 100 \text{ }\mu\text{A}$, fixate cu ajutorul rezistenței R_2 . Limita curențului măsurat este $I_M = 500 \text{ mV}/2R_2$.

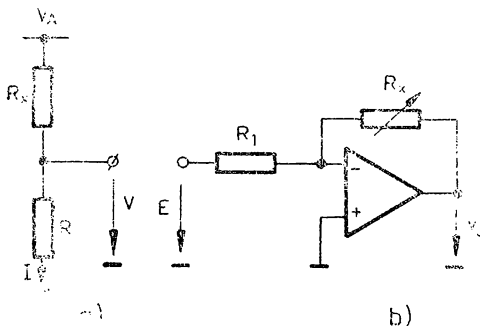
Pentru curenți mari, în limitele $1 \text{ mA} \dots 10 \text{ A}$, se recomandă schema din figura 8.44, b, iar pentru măsurarea tensiunilor flotante în gama $10 \text{ mV} - 100 \text{ V}$, schema din figura 8.44, c.

8.4. MĂSURAREA PARAMETRILOR CIRCUITELOR ELECTRICE ȘI A MĂRIMILOR NEELECTRICE

Parametrii R , L , C sînt evaluați prin măsurarea unor semnale electrice în circuite specifice, care conțin componentele cu parametri respectivi. Mărimile neelectrice sînt sesizate de traductoare, care furnizează la ieșire un semnal electric sau își modifică parametrii (de regulă R , L , sau C) în funcție de mărimea măsurată. Circuitele electronice din componența aparatelor de măsură contribuie atît la conversia parametru-semnal direct măsurabil, cît și la adaptarea impedanțelor și la prelucrarea semnalelor în scopul afișării convenabile, la precizia cerută, a rezultatelor.

8.4.1. Punți de măsură

În foarte multe cazuri, mărimea de ieșire a traductoarelor este o rezistență electrică (termorezistoare, fotorezistoare, termistoare, timbre tensometrice, potențiometre). Uneori, ele se pot monta în circuite simple (fig. 8.45, a), iar valoarea rezistenței lor R_x se pune în corespondență cu tensiunea V , sau curențul I , direct măsurabili. De exemplu, dacă mărimea măsurată este x , iar $R_x = f(x)$, pentru schema din figura 8.45, a rezultă



$$V = V_A \frac{R}{R + R_x},$$

iar variația tensiunii față de mărimea măsurată

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dx} &= - \frac{V_A \cdot R}{(R + R_x)^2} \frac{dR_x}{dx} \approx \\ &\approx - \frac{V_A}{R} \cdot \frac{dR_x}{dx}, \quad R_x \ll R \end{aligned}$$

Fig. 8.45. Transformarea variațiilor de rezistență în variații de tensiune

a — montaj potențiometric; b — montaj amplificator

poate fi sesizată de un voltmetru electronic. Schema este însă dezavantajoasă în cazul în care variațiile dR_x/dx sînt mici față de valoarea de referință R_x și în cazul măsurărilor la distanță, cînd se preferă amplificatoarele diferențiale.

Cînd se utilizează varianta din figura 8.45, b, rezultă o dependență liniară a tensiunii de ieșire față de rezistența R_x , adică

$$v_0 = -\frac{V}{R_1} R_x$$

rezultînd o sensibilitate mai mare, într-un domeniu mai larg de valori decît în cazul precedent.

Pentru măsurătorile sensibile se utilizează punțile electrice. Cea mai simplă configurație utilizată este puntea Wheatstone (fig. 8.46). La echilibru, cînd rezistențele brațelor sale sînt proporționale,

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_3} \quad (8.27)$$

tensiunea de ieșire $V = 0$, indiferent de tensiunea de alimentare V_A . Reciproc, valoarea $V \neq 0$, indică măsura dezechilibrului din brațele punții, datorat nerespectării raportului valoric (8,27). Proprietatea este valabilă și în c.a., cînd în brațele punții se pot plasa diverse componente R , L , C .

Cînd traductorul avînd rezistența nominală R se plasează într-unul din brațele punții, așa ca în figura 8.47, variațiile $r = \Delta R/R$ în jurul valorii nominale vor produce un dezechilibru

$$V = \frac{V_A}{4} \cdot \frac{r}{1 + r/2} \approx \frac{V_A}{4} r, \quad r \ll 1 \quad (8.28)$$

Liniaritatea se păstrează pentru variații r foarte mici în jurul valorii de referință. De aceea tensiunea de dezechilibru a punții trebuie amplificată cu un etaj diferențial, cel mai potrivit fiind amplificatorul de instrumentație.

Exemplu. Dacă $V_A = 10$ V, iar $r_{max} = \pm 0,005$, dezechilibrul punții va varia în limitele $\pm 12,5$ mV. Sensibilitatea punții de măsură este $\pm 1,25$ mV/V. Pentru ca AI să furnizeze la ieșire a tensiune cuprinsă între ± 10 V, se fixează $A = 800$.

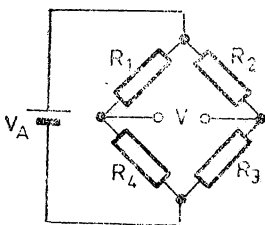


Fig. 8.46. Punte de măsură Wheatstone

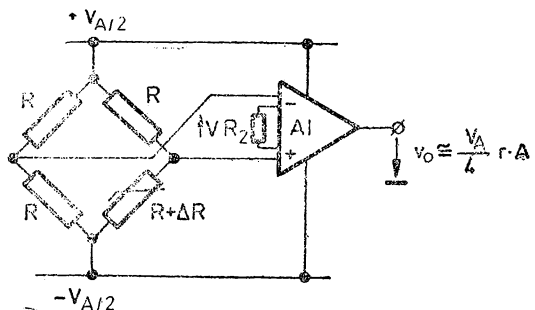


Fig. 8.47. Schema de măsură cu traductorul montat într-unul din brațele punții

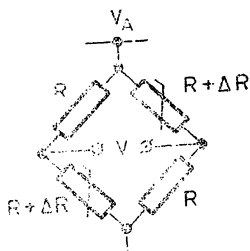


Fig. 8.48. Montarea traductoarelor în două brațe ale punții

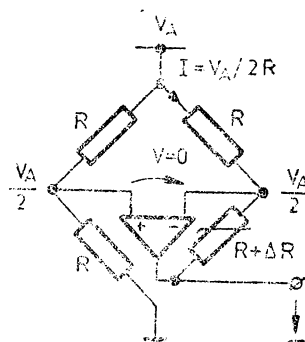


Fig. 8.49. Punte activă

Sensibilitatea punții se dublează dacă traductorul se plasează în două brațe ale punții (fig. 8.48). Tensiunea V devine

$$V = \frac{V_A}{2} \cdot \frac{r}{1 + r/2} \approx \frac{V_A}{2} r, \quad r \ll 1 \quad (8.29)$$

Rămîne însă dezavantajul domeniului restrîns de liniaritate.

Puntea activă (fig. 8.49) elimină acest dezavantaj. AO menține echilibrul punții ($V = 0$) prin tensiunea v_o , care compensează variațiile de tensiune datorate modificărilor de rezistență ΔR :

$$v_o = \Delta R I = \Delta R \frac{V_A}{2R} = r \frac{V_A}{2}, \quad (8.30)$$

indiferent de ordinul de mărime a valorii r .

În schema din figura 8.50, de mare sensibilitate, se obțin tensiuni de forma:

$$v_o = \frac{R_2}{R} \cdot \frac{V_A}{2 \left(1 + \frac{R}{2R_2}\right)} \cdot r, \quad \Delta R \ll R + R_2 \quad (8.31)$$

Schema este ieftină, dar necesită rezistoare de precizie și reajustarea precisă a rezistoarelor R_2 , la modificarea amplificării.

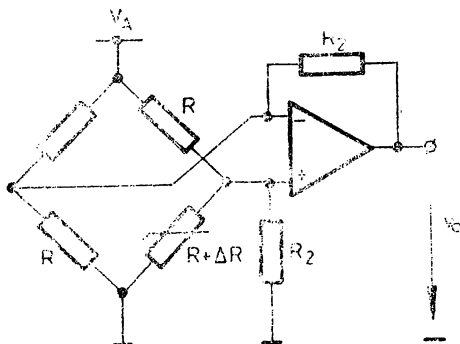


Fig. 8.50. Măsurarea cu puntea activă

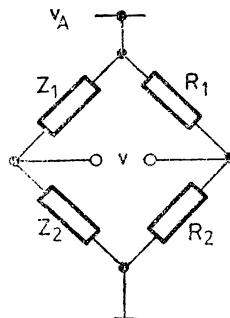


Fig. 8.51. Punte de c.a.

Pentru măsurarea inductivităților, capacităților sau a unor mărimi sesizate prin modificarea parametrilor unor traductoare inductive sau capacitive, se utilizează diverse tipuri de punți de c.a. (fig. 8.51). Când impedanțele Z_1 și Z_2 corespund unor condensatoare, puntea este echilibrată pentru

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{R_1}{R_2} \quad (8.32)$$

În cazul că Z_1 și Z_2 reprezintă impedanțele unor bobine, echilibrul punții are loc pentru

$$\frac{L_2}{L_1} = \frac{R_2}{R_1} \quad (8.33)$$

Prin urmare, și în acest caz se poate asocia dezechilibrul punții cu mărirea variației unuia din parametrii componentelor din brațele punții.

8.4.2. Aplicații ale circuitelor integrate amplificatoare la măsurarea parametrilor electrici de circuit și a mărimilor neelectrice

Există o mare varietate de aplicații ale CI analogice în măsurările electronice. S-au selectat doar câteva exemple, ilustrative pentru problematica de principiu expusă în acest capitol.

În figura 8.52 este prezentată schema unui ohmmetru electronic cu scală liniară pentru măsurarea rezistențelor în gama $10\ \Omega - 10\ \text{M}\Omega$. La

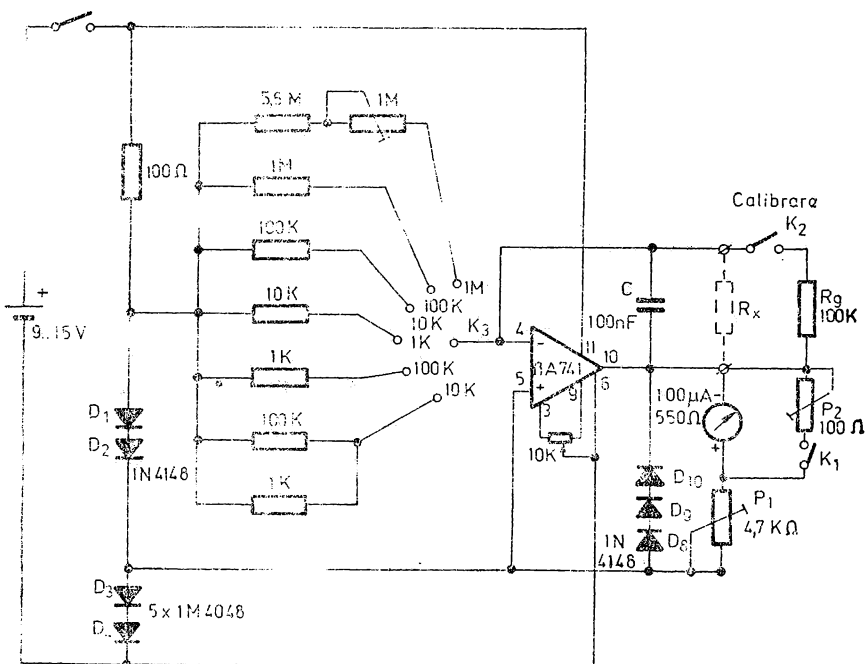


Fig. 8.52. Ohmmetru

întrarea inversoare a AO se aplică tensiunea constantă $V = 2V_D = 1,2 \dots 1,4$ V. Rezistența R se alege astfel ca pentru valoarea maximă a rezistenței măsurate $R_{x\max}$ tensiunea de ieșire v_o să nu depășească limita admisă de instrumentul indicator $V_N = I_N r + I_N P_1$. În cazul de față, de exemplu, pentru domeniul $(0-1 \text{ M}\Omega)$ se obține $R = 2V_D R_X / V_N = 5,6 \text{ M}\Omega$. La conectarea comutatorului K_1 aparatul de măsură este șuntat de $P_2 = 55 \Omega$, ceea ce permite mărirea curentului în ramura de măsură la 1 mA , deci măsurarea unor rezistențe de 10 ori mai mari decât cele corespunzătoare lui K_1 deconectat. Comutatorul K_2 servește la calibrare, când comutatorul de domenii trebuie fixat pe poziția $100 \text{ k}\Omega$.

În figura 8.53 se prezintă schema unui aparat de măsură a capacităților. Instrumentul indicator are la borne tensiunea de pe condensatorul C , preluată prin intermediul unui repetor de tensiune. Încărcarea la curent constant a condensatorului C (de la sursa cu T_2) este comandată de comparatorul cu AO1. Acesta este comutat de către tensiunea v^- , preluată de la bornele condensatorului C_x , a cărui capacitate se măsoară. Atîta timp cît $v^- < v^+$, (pragul v^+ fiind fixat cu P_1), T_2 este polarizat direct și încarcă condensatorul C la curent constant. Cînd v^- depășește pragul v^+ , sursa de curent se blochează și tensiunea la bornele condensatorului C rămîne constantă. Valoarea acestei tensiuni este direct dependentă de timpul de încărcare a condensatorului C , iar acesta depinde de viteza de

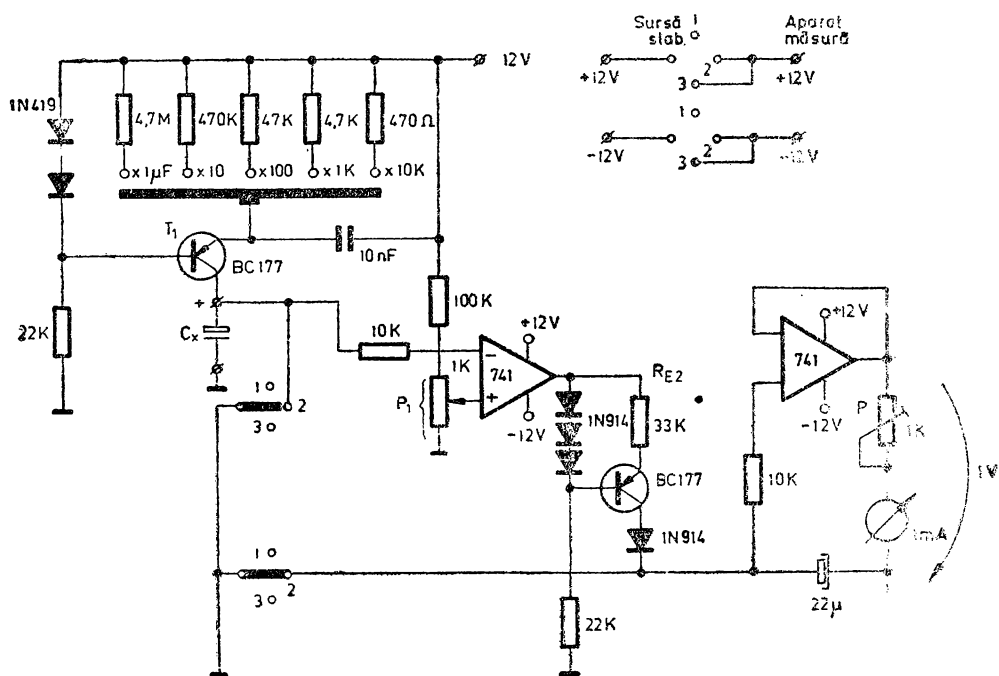


Fig. 8.53. Măsurarea capacităților

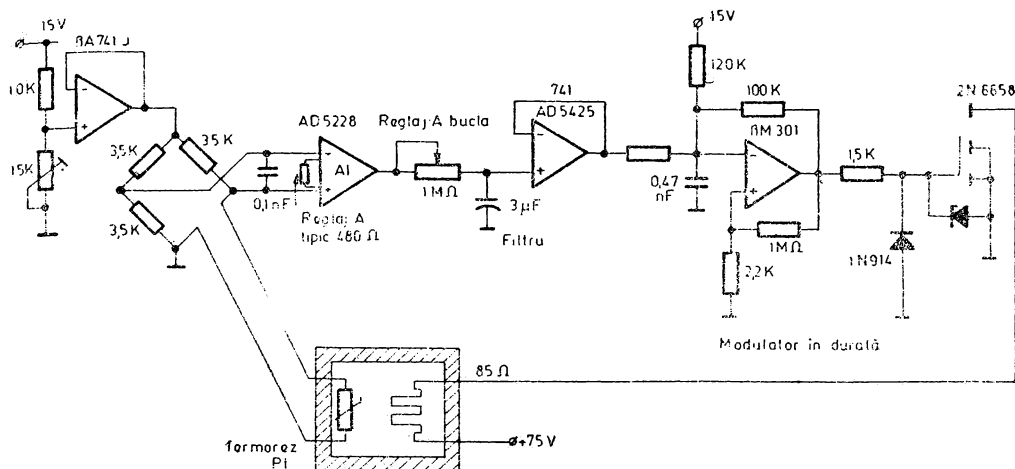


Fig. 8.57. Reglajul temperaturii unui cuptor electric

În final, în figura 8.57 se indică o schemă de reglaj al temperaturii unui cuptor electric. Traductorul este o termorezistență de platină montată în brațele unei punți de c.c. Amplificarea semnalului diferențial se realizează cu un AI de mare precizie ($2 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$). Semnalul este filtrat de zgomote și comandă modulatorul în durată, care modifică curentul mediu în bobină, în funcție de variația temperaturii. Se comandă astfel încălzirea, sau răcirea camerei termice, în funcție de mărimea prescrisă. Termorezistența are $3,5 \text{ k}\Omega$, la 200°C , iar domeniul de măsură este $(200 \pm 0,1)^\circ\text{C}$.

Capitolul 9

GENERATOARE DE SEMNAL

Circuitele generatoare de semnal produc oscilații electrice întreținute, transformând energia electrică de c.c. primită de la sursa de alimentare în energie de c.a. Generarea semnalelor periodice se poate realiza în diverse moduri. De exemplu, amplificatoarele cu reacție pozitivă *critică* își pierd stabilitatea și intră în oscilație, generând semnale sinusoidale. Circuitele care conțin etaje de amplificare cu reacție pozitivă *supracritică*, de exemplu elemente de tip comparator cu histerzis, servesc frecvent la generarea semnalelor dreptunghiulare.

Există numeroase variante constructive de generatoare de semnal. Generatoarele de oscilații sinusoidale se mai numesc și *oscilatoare sinusoidale*. *Generatoarele de semnale* (numite impropriu generatoare de funcții) produc două sau mai multe tipuri de semnale: dreptunghiular, triunghiular, sinusoidal, trapezoidal etc. Un caz particular al acestora îl constituie *generatoarele de tensiune liniar variabilă* (GTLV). Parametrii semnalului (frecvența, amplitudinea, factorul de umplere) pot fi reglabili manual sau automat, iar aparatele pot fi de sine stătătoare, sau înglobate în instalații complexe de măsură sau control automat.

Modulele analogice universale (AO, comparatoarele, temporizatoarele, circuitele PLL, multiplicatoarele) au o largă utilizare în construcția generatoarelor de semnal, mai ales în gama $10^{-3} - 10^6$ Hz. Există și module specializate, monolitice sau hibride, destinate generării semnalelor de diverse tipuri. În cele ce urmează se vor trata câteva dintre metodele cele mai uzuale de generare a semnalelor, prezentind principiile de funcționare ale schemelor larg utilizate, atât în structură discretă, cu module universale, cât și sub formă integrată în modulele specializate.

9.1. OSCILATOARE SINUSOIDALE

Generarea semnalelor sinusoidale se realizează în principiu cu ajutorul circuitelor oscilante descrise de ecuații diferențiale de forma

$$\frac{d^2 v_0}{dt^2} + \omega_0^2 v_0 = 0 \quad (9.1)$$

Acest tip de ecuație omogenă are soluția liberă

$$v_0(t) = V \sin(\omega_0 t + \varphi), \quad (9.2)$$

periodică, de frecvență $\omega_0/2\pi$, amplitudinea V și faza φ fiind dependente de condițiile inițiale $v_0(0)$.

De obicei, datorită efectelor parazite și pierderilor interne, ecuația reală de funcționare a circuitului oscilant poate lua ușor forma:

$$\frac{d^2 v_0}{dt^2} + 2z\omega_0 \frac{dv_0}{dt} + \omega_0^2 v_0 = 0, \quad (9.3)$$

z fiind coeficientul de amortizare, de valoare mică, $0 < z \ll 1$.

În acest caz, soluția ecuației (9.3)

$$v_0(t) = V \exp(-z\omega_0 t) \sin(\omega_0 \sqrt{1-z^2} t + \varphi) \quad (9.4)$$

rămâne oscilantă de pulsație $\omega = \omega_0 \sqrt{1-z^2} \cong \omega_0$, dar amplitudinea sa devine ușor amortizată, conducând în final la ieșirea din oscilație a sistemului.

În cazul când efectele nedorite duc la o ecuație reală de forma

$$\frac{d^2 v_0}{dt^2} - 2z\omega_0 \frac{dv_0}{dt} + \omega_0^2 v_0 = 0, \quad 0 < z \ll 1, \quad (9.5)$$

soluția devine neamortizată

$$v_0(t) = V \exp(z\omega_0 t) \sin(\omega_0 \sqrt{1-z^2} t + \varphi) \quad (9.6)$$

Amplitudinea semnalului crește ușor în timp, atingând în final limita de saturație a circuitului, semnalul periodic fiind puternic distorsionat.

Ținând cont de cele două efecte posibile, (9.3) și (9.5), se renunță la forma ideală a oscilatorului descrisă de (9.1), dirijând intenționat comportarea acestuia spre forma (9.5), oscilant neamortizată, sau (9.3), oscilant amortizată, după cum amplitudinea semnalului generat este mai mică, respectiv mai mare decât amplitudinea V_{lim} dorită la ieșire. Se realizează astfel *amorsarea sigură* a oscilațiilor (pentru $V < V_{lim}$) și *menținerea amplitudinii* la valoarea dorită, indiferent de condițiile inițiale, efectele perturbatoare, sau toleranțele componentelor.

Ecuația caracteristică a ecuației care descrie procesul oscilant (9.3) sau (9.5)

$$H(s) = s^2 \pm 2z\omega_0 s + \omega_0^2 = 0,$$

sau în general

$$H(s)_x = s^2 \pm 2as_x + b_x = 0, \quad a > 0, \quad b > 0$$

conține informații asupra pulsației semnalului. Aceasta reprezintă partea imaginară a soluției ecuației caracteristice

$$\text{Im } s_{1,2} = \omega_0 \sqrt{1-z^2} = \sqrt{b^2 - a^2}$$

Asigurându-se prin proiectare un coeficient de amortizare z suficient de mic ($z = a/\sqrt{b} \ll 1$), pulsația semnalului $\omega_0 \sqrt{1 - z^2}$ va fi foarte aproape de pulsația naturală. Amplitudinea va tinde să varieze lent, putându-se regla ușor la limita dorită, iar distorsiunile vor rămâne în limitele admisibile.

Implementarea ecuațiilor (9.3) și (9.5) se realizează în multe cazuri cu AO, sau cu configurații de tip AO. Viteza finită S de variație a semnalului la ieșirea AO va limita frecvența semnalului generat. De exemplu, dacă se va utiliza un AO $\beta A 741$, care are $S = 0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$ și se dorește generarea unui semnal sinusoidal $V_M \sin(\omega_0 t)$, având amplitudinea $V_M = 8 \text{ V}$, *frecvența maximă* posibilă se deduce din condiția

$$|dv_0/dt| = |V_M \omega_0 \cos \omega_0 t| \leq S, \quad (9.7)$$

adică, $f_{olim} = S/(2\pi V_M) \cong 10 \text{ kHz}$. Utilizarea unor AO rapide necompensate intern, de exemplu $\beta A 301$, având $S = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$ permite mărirea frecvenței semnalului generat la valori de zeci, sau sute de kHz.

La frecvențe foarte joase trebuie să se utilizeze AO de precizie care asigură curenți reduși de polarizare, tensiuni de dezechilibru mici și rezistențe mari de intrare. *Limita inferioară de frecvențe* este impusă mai ales de valorile mari ale componentelor RC necesare la frecvențe reduse. În anumite tehnologii, acestea prezintă dezavantajul unui volum mare, toleranțe și parametri necorespunzători. Calitatea componentelor RC au un rol determinant asupra *preciziei și stabilității* frecvenței oscilatoarelor.

9.1.1. Oscilatoare cu rețele de reacție RC

Unul dintre principiile frecvent utilizate în realizarea oscilatoarelor sinusoidale este cel al amplificatoarelor cu reacție pozitivă, aduse la limita de stabilitate. Parametrii lor se aleg astfel, încât ecuația caracteristică să corespundă unui sistem oscilant. În cazul schemei bloc din figura 9.1, ecuația caracteristică este de forma

$$H(s) = 1 - A(s)B(s) = s^2 \pm 2z\omega_0 s + \omega_0^2 = 0; \quad 0 < z \ll 1 \quad (9.8)$$

unde $A(s)$ și $B(s)$ rezultă prin înlocuirea lui $j\omega$ cu s în expresia răspunsului la frecvență a circuitului amplificator A și a celui de reacție B .

Când amplificatorul se realizează cu AO, rețelele de reacție cele mai potrivite cu banda de frecvențe și viteza de răspuns a acestora sînt de tip RC.

Oscilatoare cu rețea Wien. Aceste tipuri de oscilatoare se utilizează cel mai frecvent. Rețeaua Wien (fig. 9.2) are răspunsul la frecvență

$$B(j\omega) = \frac{v_2}{v_1} = \frac{R_2 C_1 j\omega}{R_1 R_2 C_1 C_2 (j\omega)^3 + (R_2 C_1 + R_2 C_2 + R_1 C_1)j\omega + 1} \quad (9.9)$$

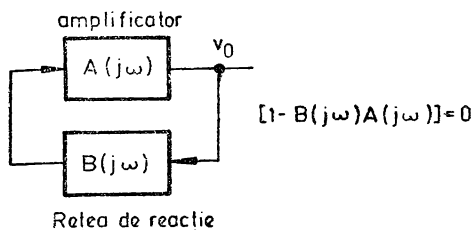


Fig. 9.1. Schema bloc a oscilatorului de tip amplificator cu reacție pozitivă critică

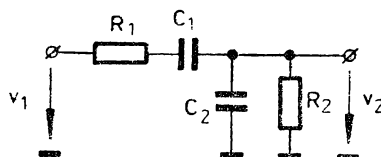


Fig. 9.2. Rețea Wien

Utilizînd un amplificator neinvertor (fig. 9.3), cu amplificarea

$$A = 1 + R_3/R_4 > 0 \quad (9.10)$$

și ținînd cont de (9.10) și (9.9), ecuația caracteristică a oscilatorului devine

$$1 - AB(s) = R_1 R_2 C_1 C_2 s^2 + R_2 C_1 (1 + C_2/C_1 + R_1/R_2 - A)s + 1 = 0 \quad (9.11)$$

Comparînd cu forma (9.7) se poate observa că pentru amorsarea oscilației pe frecvența

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}) \quad (9.12)$$

A se alege astfel, încît ecuația (9.11) să corespundă unui circuit oscilant ușor neamortizat, de tipul (9.5), adică

$$A = 1,05(1 + C_2/C_1 + R_1/R_2) \quad (9.13)$$

În majoritatea cazurilor se alege $R_1 = R_2 = R$ și $C_1 = C_2 = C$, rezultînd

$$A \cong 3 \text{ și } f_0 = 1/2\pi RC \quad (9.14)$$

Pentru menținerea amplitudinii la valoarea dorită, circuitul se prevede cu elemente neliniare de limitare a amplitudinii, sau de reducere a amplificării A , din momentul în care amplitudinea depășește valoarea limită, dorită. În cele mai simple cazuri, în circuitul de reacție al amplificatorului se conectează diode, termistoare, sau lămpi cu incandescență.

Asigurînd însă un reglaj automat al amplificării A , rezultă distorsiuni mult mai reduse decît în configurațiile mai sus amintite. De exemplu, în figura 9.4, amplificarea este reglabilă în jurul valorii 3 cu ajutorul rezistenței controlabile a unui TECJ. În absența semnalului de ieșire, sau la valori mici ale acestuia, TECJ are rezistența r_{DS} minimă (conduce la saturare), iar $A > 3$ asigură amorsarea rapidă a oscilației. La depășirea amplitudinii V_{lim} sesizată de DZ, tensiunea de comandă pe poarta TECJ devine negativă, iar rezistența sa crește. Amplificarea A scade sub valoarea 3, sistemul devenind ușor amortizat. Dipolul RC_4 are rol de filtru pentru semnalul redresat și se alege astfel ca $RC_4 > 1/2\pi f_0$.

În figura 9.5 se prezintă o variantă mai complexă de oscilator cu rețea Wien, în care reglajul amplitudinii se face cu un regulator proporțional

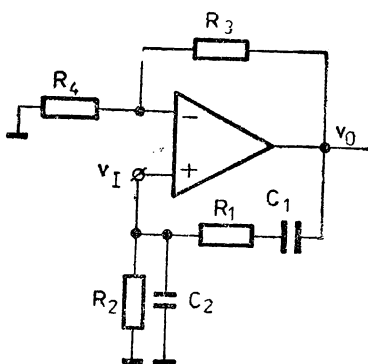


Fig. 9.3. Schema de principiu a oscilatorului cu rețea Wien

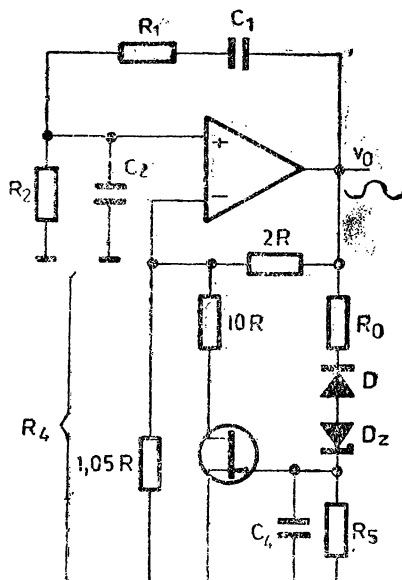


Fig. 9.4. Oscilator cu rețea Wien și reglajul automat amplificării cu rezistență activă

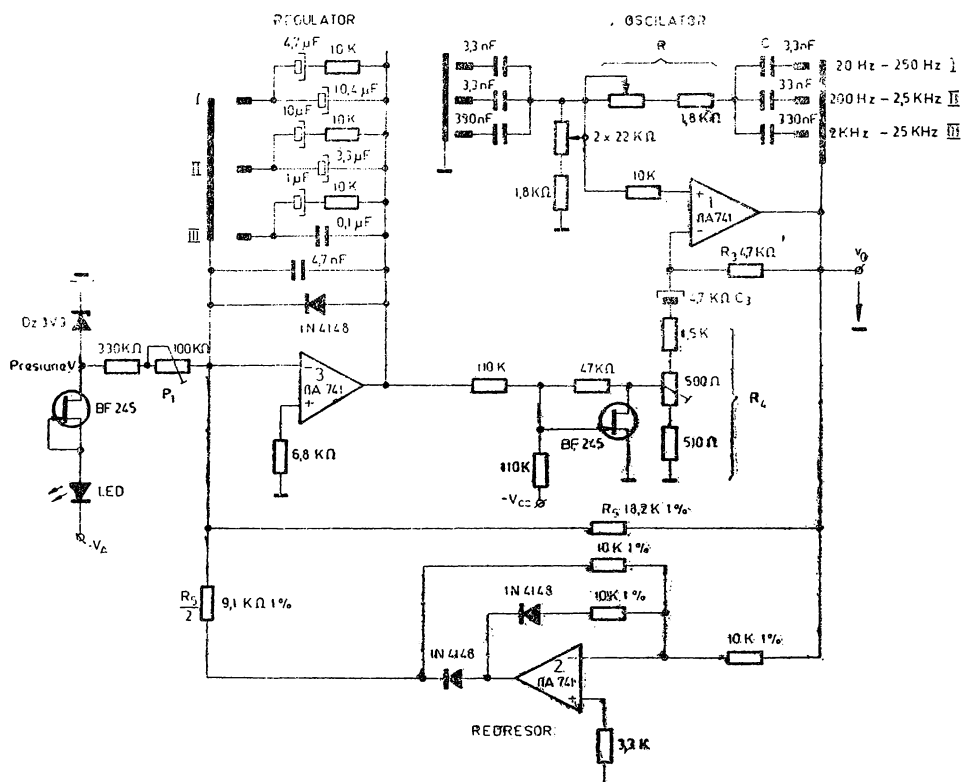


Fig. 9.5. Oscilator cu rețea Wien și reglajul automat amplificării cu regulator PI

integral (PI). Se asigură astfel un nivel redus de distorsiune a semnalului generat. Schema bloc de principiu este indicată în figura 9.6.

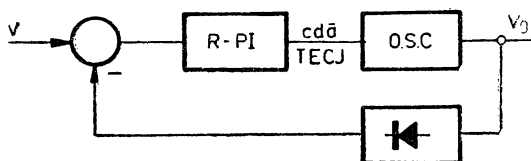


Fig. 9.6. Schema bloc a oscilatorului din figura 9.5.

Generatorul propriu-zis este realizat cu AO1, iar frecvența poate fi reglată în trei game, cu ajutorul elementelor RC ale rețelei Wien. Amplificarea A se menține în jurul valorii 3 prin asigurarea raportului $R_3/R_4 = 2$. Valoarea rezistenței R_4 se comandă pe poarta TECJ cu regulatorul PI, realizat cu AO3. Regulatorul prelucrează după o lege PI eroarea între mărimea de referință (proporțională cu amplitudinea dorită) și mărimea de reacție (proporțională cu amplitudinea semnalului). Mărimea de referință este furnizată de DZ, iar mărimea de reacție se obține la bornele redresorului dublă alternanță cu AO2. În funcție de eroarea pozitivă sau negativă se comandă rezistența activă (TECJ) care modifică în mod corespunzător amplificarea A în jurul valorii optime. Rezultă o comportare de tip (9.3) sau (9.5) care asigură generarea semnalului la parametrii doriți.

Concluzii. Schema de principiu a oscilatoarelor cu reacție RC este simplă și se recomandă în special pentru generarea semnalelor de frecvență fixă. Deoarece fiecare modificare a frecvenței necesită o reajustare precisă a mai multor elemente din schemă, reglajul frecvenței devine mai dificil. Pentru acordarea corespunzătoare, oscilatorul necesită sisteme relativ complicate pentru reglajul automat al amplificării.

În general, precizia și stabilitatea frecvenței depind de caracteristicile componentelor RC ale rețelei de reacție. Amplitudinea este fixată cu ajutorul dispozitivelor limitatoare de tensiune. Frecvența maximă depinde în special de viteza limită S de variație a semnalului la ieșirea din AO. Frecvența minimă este limitată mai mult de parametri RC, decât de parametri de c.c. ai AO.

Pentru realizarea unor frecvențe de precizie și stabilitate ridicată, una din rezistențele punții Wien se poate înlocui cu un cristal de cuarț, iar elementele RC rămase se acordă pe frecvența de rezonanță f_0 a acestuia: $f_0 = 1/2\pi RC$.

9.1.2. Oscilatoare bazate pe modelarea ecuațiilor cu variabile de stare

Ecuațiile (9.3) și (9.5), caracteristice oscilatoarelor pot fi reprezentate în funcție de variabilele de stare, printr-un sistem de două ecuații diferențiale de ordinul unu.

Dacă în ecuația

$$\frac{d^2 v_0}{dt^2} \pm 2z\omega_0 \frac{dv_0}{dt} + \omega_0^2 v_0 = 0$$

se notează $v_{01} = 1/\omega_0 \cdot dv_0/dt$, rezultă $v_0 = -1/\omega_0 \cdot dv_{01}/dt \mp 2zv_{01}$

Se obține sistemul

$$v_0 = \omega_0 \int_0^t v_{01} dt; \quad v_{01} = -\omega_0 \int_0^t (v_0 \pm 2zv_{01}) dt \quad (9.15)$$

Modelul unui astfel de sistem se poate realiza conform figurii 9.7, cu ajutorul unor integratoare cu AO (vezi cap. 3). Integratoarele cu AO1 și AO2 realizează dependențele

$$\begin{aligned} -v_{01} &= -\frac{1}{RC} \int_0^t v_3 dt \\ v_0 &= -\frac{1}{RC} \int_0^t (-v_{01}) dt, \end{aligned} \quad (9.16)$$

iar AO3 este un sumator care furnizează tensiunea

$$v_3 = -\frac{R_3}{R_1} v_0 + \frac{R_3}{R_1} v_{01} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(2 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{01}$$

Observație. Termenul al treilea apare numai cînd comutatorul K este conectat.

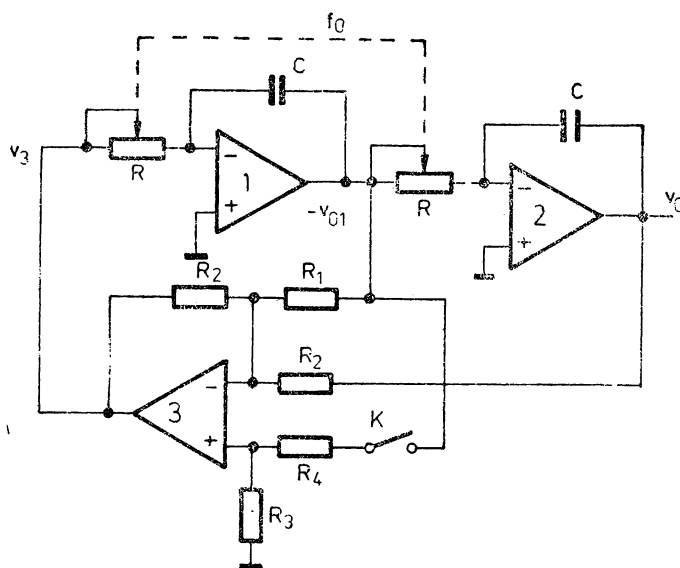


Fig. 9.7. Principiul de realizare a oscilatorului prin modularea ecuațiilor cu variabile de stare

Sistemul de ecuații (9.16) va lua forma

$$v_{01} = \frac{1}{RC} \int_0^t \left[-v_0 + \frac{R_2}{R_1} v_{01} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(2 + \frac{R_2}{R_1} \right) v_{01} \right] dt$$

$$v_0 = \frac{1}{RC} \int_0^t v_{01} dt$$

Comparînd cu (9.15) rezultă parametrii

$$f_0 = 1/(2\pi RC)$$

$z = R_2/(2R_1)$, pentru sistemul neamortizat (K deconectat)

$$z = -\frac{1}{2} \left[\frac{R_2}{R_1} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \left(2 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \approx \frac{1}{2} \left(\frac{2R_3}{R_3 + R_4} - \frac{R_2}{R_1} \right),$$

pentru sistemul amortizat (K conectat).

Comutatorul static K intră în conducție cînd amplitudinea la ieșire depășește valoarea fixată. El poate fi realizat cu DZ, așa cum se prezintă în exemplul concret din figura 9.8. Se observă că, pentru a asigura $z \ll 1$ și schimbarea sensului reacției, s-a ales $R_2/R_1 \ll R_3/(R_3 + R_4) \ll 1$

Oscilator comandat în tensiune

Oscilatorul de mai sus poate fi prevăzut cu un sistem de comandă liniară a frecvenței semnalului generat. La intrarea integratoarelor se aplică un semnal de comandă V , multiplicat cu tensiunea în buclă (fig. 9.8), astfel că ecuațiile de funcționare devin de forma

$$v_0 = V/(RC) \int v_{01} dt; v_{01} = V/(RC) \int v_0 dt \quad (9.19)$$

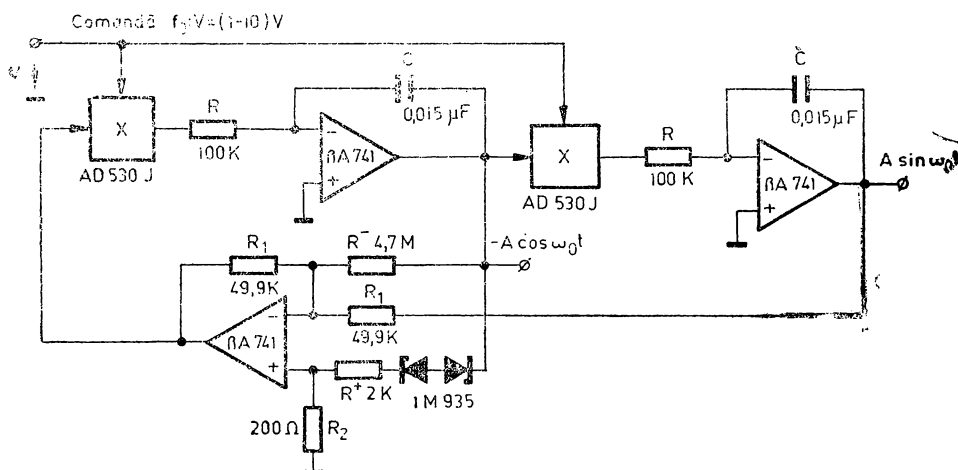


Fig. 9.8. Modulator de frecvență

căea ce indică o frecvență

$$f_0 = \frac{V}{2\pi RC}, \quad (9.20)$$

liniar dependentă de tensiunea de comandă V . Prin urmare, în schema indicată, frecvența este reglabilă între limitele $1/(2\pi \cdot 10^5 \cdot 0,015 \cdot 10^{-6}) = 100 \text{ Hz}$ și $10/2 \cdot 10^5 \cdot 0,015 \cdot 10^{-6} = 1000 \text{ Hz}$, iar amplitudinea este stabilită de DZ la 7 V.

Circuitul poate servi ca modulator de frecvență, semnalul modulator fiind tensiunea V , sau ca oscilator reglabil, în echipamentele complexe de automatizare.

9.1.3. Oscilatoare cu filtre de rezonanță

Realizarea oscilatoarelor în configurații simple, însă fără reglajul independent al parametrilor f_0 și z este posibilă prin utilizarea filtrelor de rezonanță. Uneori pot apărea distorsiuni mai mari, deoarece la filtrele de ordin superior, pe lângă componenta utilă, sinusoidală, apar componente tranzitorii. Parametrii circuitului trebuie aleși astfel încât aceste componente să se amortizeze cât mai rapid.

Un exemplu tipic din această categorie de oscilatoare este indicat în figura 9.9. Răspunsul la frecvență al buclei închise se deduce luând în considerare aproximarea $R \ll R_2$ și forma echivalentă a FTJ din figura 9.10. Știind că $Z_{a3} = R_1 + R_2 + R_1 R_2 C_2 j\omega$ și $v^+ = v^- = v_a Z_{c1} / (Z_{c1} + Z_{a3})$, se deduce

$$v_0 = \{1 + C_3 R_3 j\omega [-R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 + (R_1 + R_2) C_1 j\omega + 1]\} = 0,$$

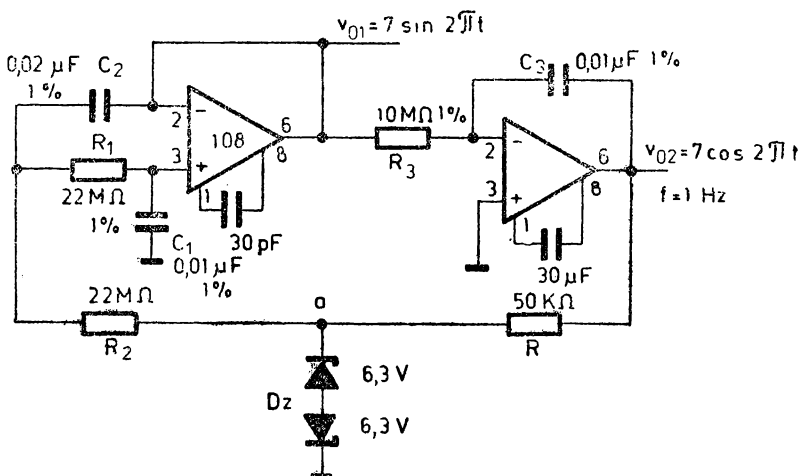


Fig. 9.9. Schema unui oscilator cu filtru de rezonanță

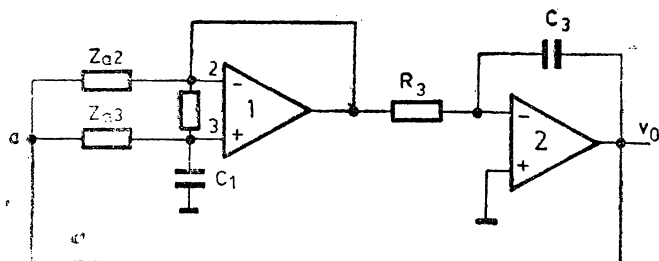


Fig. 9.10. Schema simplificată (de principiu) a oscilatorului din figura 9.9.

de unde ecuația caracteristică a oscilatorului

$$H(s) = 1 + C_3 R_3 s + C_3 R_3 C_1 (R_1 + R_2) s^2 + C_3 R_3 C_1 R_1 C_2 R_2 s^3 = 0$$

Impunând ca ecuația caracteristică să aibă rădăcini de forma $s_{1,2} = \pm j\omega_0$, rezultă frecvența semnalului generat și condițiile de oscilație :

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} = 1/\sqrt{C_3 R_3 C_1 (R_1 + R_2)} \quad (9.21)$$

Pentru $R_1 = R_2 = R$, rezultă

$$1/\sqrt{RC_2} = 1/\sqrt{2R_3 C_3} \quad (9.22)$$

iar pentru $C_2 = 2C_3 = 2C_1$ și $R_3 = R$, rezultă

$$\omega_0 = 1/(2\pi\sqrt{2RC}) \quad (9.23)$$

În practică se preferă un semnal ușor neamortizat, realizat prin alegerea unor valori $R_3 < R$, ca de exemplu $R_3 \cong R/2$, așa cum se indică în schema din figura 9.9. Rezultă o insensibilitate mai mare la toleranțele componentelor, dar un grad de distorsiuni mai ridicat.

Distorsiuni mai reduse oferă schema din figura 9.11, căreia îi corespunde o ecuație caracteristică de ordinul doi :

$$H(s) = 1 + \frac{(C_1 + C_2) R_3 R_2 - R_1 R_3 C_1}{R_2} s + R_1 R_3 C_1 C_2 s^2 = 0,$$

dedusă din condițiile $v^+ = v^- = 0$; $R_2 \gg R_3$; $R_1 \gg R_3$. Pentru $C_1 = C_2 = C$ și impunând o soluție ușor neamortizată, adică

$$-1 \ll \frac{(C_1 + C_2) R_3 R_2 - R_1 R_3 C_1}{R_2} \cong \frac{-CR_3 R_1}{R_2} < 0,$$

rezultă frecvența de oscilație

$$f_0 \cong \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_3 C}} \quad (9.24)$$

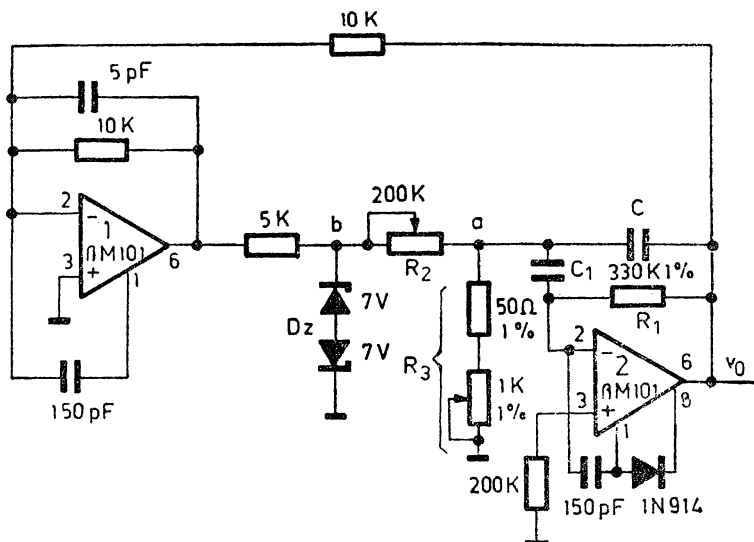


Fig. 9.11. Oscilator cu filtru de rezonanță

9.2. GENERATOARE DE UNDĂ

Un alt principiu de generare a semnalelor se bazează pe elementele neliniare, de tip comparator cu histerezis, la ieșirea cărora se pot obține tensiuni dreptunghiulare. Concomitent se poate genera și unda triunghiulară sau în dinte de fierăstrău. Principiul este utilizat și la generarea unei sinusoidale, obținute prin prelucrarea neliniară a semnalului triunghiular. Oscilatoarele sinusoidale bazate pe acest principiu se folosesc la frecvențe joase, când generarea directă a unei sinusoidale cu circuitele descrise în paragraful anterior devine neeconomică din punctul de vedere al calității și volumului elementelor de circuit. Suplimentar, generatorul poate fi completat cu elemente de reglaj al parametrilor semnalelor generate, sau cu circuite formatoare de impulsuri ori generatoare de trepte de tensiune.

În paragraful de față se vor prezenta principiile de generare a semnalelor dreptunghiulare, triunghiulare și sinusoidale, indicate în figura 9.12.

Limitări în funcționare. În paragraful de față se vor indica o serie de scheme care folosesc comparatoare cu AO sau AN (vezi capitolul 3). Acestea au viteza de ieșire a semnalului limitată la parametrul de catalog S . Ea va limita frecvența semnalului generat. De exemplu, dacă se utilizează AO βA 741 cu $S = 0,5 \text{ V}/\mu\text{S}$, iar semnalul dreptunghiular are amplitudinea $\pm 10 \text{ V}$ tranziția semnalului de la limita superioară la cea inferioară are loc în timp finit, adică $t_{HL} = 20 \text{ V}/(0,5 \text{ V}/\mu\text{s}) = 40 \mu\text{s}$. Pentru ca această durată să fie neglijabilă în raport cu durata impulsului dreptunghiular frecvența superioară a semnalului generat se limitează superior la circa 1 kHz , corespunzătoare unei perioade de $1000 \mu\text{s}$.

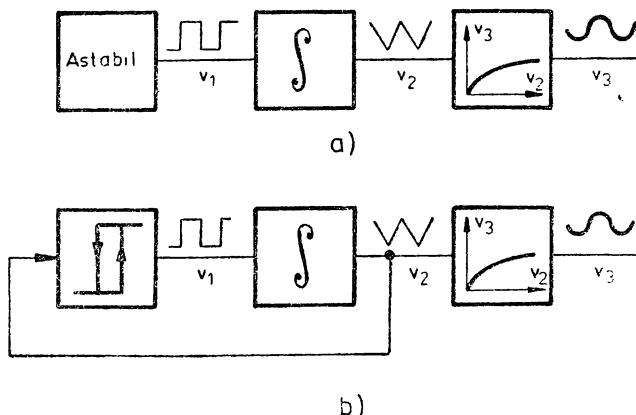


Fig. 9.12. Principii de realizare a generatoarelor de semnale
a — cu astabil, integrator și formator de tensiune sinusoidală; b — cu
comparator cu histerezis integrator și formator sinusoidal

La frecvențe joase, în special integratoarele, impun utilizarea unor AO de precizie, și a unor componente RC de foarte bună calitate, stabile în timp și având pierderi neglijabile.

9.2.1. Circuite astabile cu AO și AN

Varianta foarte cunoscută de generator de undă dreptunghiulară cu AO este indicată în figura 9.13.

Presupunând că se pleacă de la anumite condiții inițiale, de exemplu, $v_c(0) = V^- = 0$, iar $v_o = V_{OH}$, rezultă

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OH} = V_{PH} > V^- \quad (9.25)$$

Pentru un timp, la ieșire se păstrează starea de saturație V_{OH} iar condensatorul se încarcă exponențial prin rezistența R de la tensiunea de ieșire (fig. 9.14). În momentul în care v_c atinge valoarea V^+ , adică pragul superior (9.25) și tinde să-l depășească, AO basculează în starea V_{OL} ($V^- > V^+$), iar V^+ devine negativ

$$V^+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{OL} = V_{PL} < V^- \quad (9.26)$$

Atîta timp cît v_c se menține superior pragului (9.26), AO rămîne saturat în starea limită inferioară. Variația semnalelor astabilului este indicată în figura 9.14.

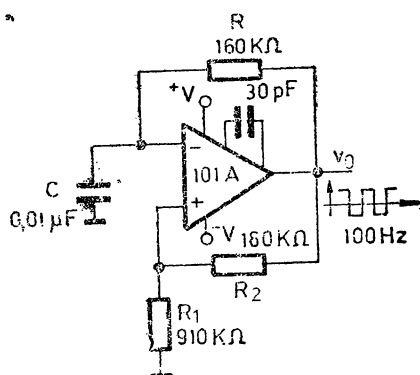


Fig. 9.13. Astabil cu AO

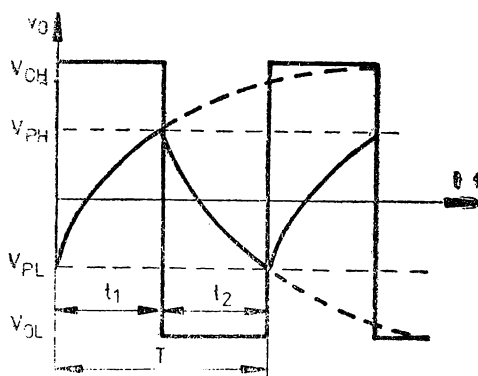


Fig. 9.14. Cronogramele semnalelor astabilului cu AO

Dacă limitele de saturație ale AO sînt simetrice, pragurile de basculare (9.25) și (9.26) sînt egale și de semne contrare, iar impulsurile generate au factorul de umplere 0,5. Se poate arăta că perioada semnalului dreptunghiular este

$$T = 2RC \ln(1 + 2R_1/R_2) \quad (9.27)$$

În cazul $R_1 = 0,85 RC$, rezultă $T \cong 2RC$, iar cînd $R_1 = R_2$, perioada T are valoarea $T \cong 2,2 RC$.

În cazul real, V_{OH} și V_{OL} nu sînt perfect simetrice, iar asimetria se modifică cu tensiunea de alimentare sau rezistența de sarcină. Aceasta va duce la modificarea frecvenței și a duratei impulsurilor generate. Stabilizarea acestor variații se poate realiza prin stabilirea pragurilor V_{PL} și V_{PH} și a tensiunii cu care se încarcă condensatorul C , independente de tensiunea de alimentare, așa cum se indică în figura 9.15. Aceste tensiuni sînt stabilite de către DZ. Tensiunea de ieșire se poate lua de la bornele DZ, sau de la ieșirea AO.

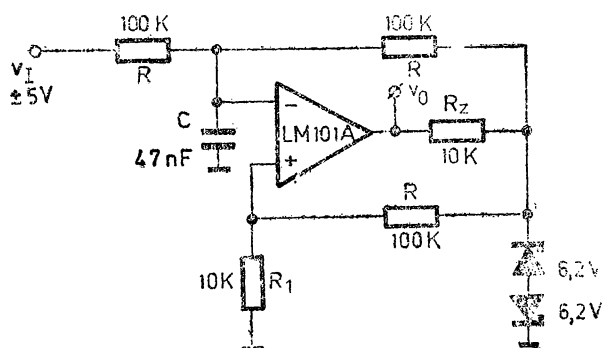


Fig. 9.15. Modulador de durată cu AO

În figura 9.15 se prezintă și posibilitatea *modulării în durată* a tensiunii dreptunghiulare cu ajutorul unui semnal modulator aplicat la intrarea inversoare. Condensatorul va fi alimentat de la două surse, v_I și $V_Z + V_D$, la încărcare și v_I și $-V_Z - V_D$, la descărcare. Ca urmare, cele două durate ale impulsurilor semnalului dreptunghiular vor fi diferite. Ecuațiile care definesc modul de variație a tensiunii la bornele condensatorului sînt

$$\frac{RC}{2} \frac{dv_C}{dt} + v_C = \frac{v_I \pm (V_Z + V_D)}{2} \cong \frac{v_I \pm V_Z}{2} \quad (9.28)$$

Pentru a putea fi îndeplinite condițiile de basculare ale AO, tensiunea de alimentare a condensatorului trebuie să depășească cele două praguri, adică

$$\frac{v_I + V_Z}{2} > \frac{R_1}{R + R_1} V_Z, \text{ respectiv } \frac{v_I - V_Z}{2} < -\frac{R_1}{R + R_1} V_Z$$

Notînd $a = R_1/(R_1 + R_2)$, se deduc condițiile:

$$v_I > V_Z (2a - 1) \text{ și } v_I < V_Z (1 - 2a) \quad (9.29)$$

Pentru ca inecuațiile de mai sus să fie simultan îndeplinite este necesar ca $a < 1/2$. Duratale semnalului rezultă de forma

$$T_1 = \frac{RC}{2} \ln \frac{v_I + V_Z(1 + 2a)}{v_I + V_Z(1 - 2a)} \text{ și } T_2 = \frac{RC}{2} \ln \frac{v_I - V_Z(1 + 2a)}{v_I - V_Z(1 - 2a)}$$

Observație. La proiectarea oscilatoarelor cu comparatoare, trebuie avut în vedere să nu se depășească valorile limită absolute prevăzute pentru AO, $V_{IC \text{ lim}}$ și $V_{ID \text{ lim}}$.

În figura 9.16 se indică varianta de generator pentru semnale dreptunghiulare, realizat cu amplificator Norton (AN)

Comparatorul lucrează după același principiu expus anterior.

Bascularea are loc însă în momentul în care $I^+ = I^-$, adică

$$\frac{v_C(t) - v_{BE}}{R_3} = \frac{V_{CC} - v_{BE}}{R_1} + \frac{v_O - v_{BE}}{R_2}$$

Datorită reacției pozitive, AN este saturat, ca urmare $v_O \cong V_{CC}$ sau $v_O \cong 0$. În aceste condiții valoarea tensiunii la bornele condensatorului în momentul basculării va fi în cele două cazuri

$$V_{PL} \cong \frac{R_3}{R} V_{CC};$$

$$V_{PH} \cong \frac{2R_3}{R} V_{CC},$$

(9.29)

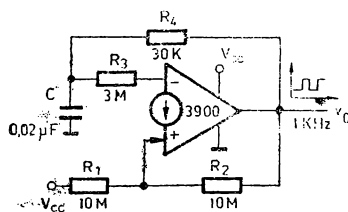


Fig. 9.16. Astabil cu AN

cu condiția $v_{BE}/R_3 \ll V_{CC}/R$ și $v_{BE} \ll V_{CC}$.

Cînd $R_3 \gg R_4$, variația tensiunii v_C este descrisă de relația

$$R_4 C \frac{dv_C}{dt} + v_C = V_0,$$

cu condițiile inițiale și finale $v_C(0) = V_{PL}$, $v_C(T_1) = V_{PH}$, $V_0 = V_{CC}$ și $v_C(0) = V_{PH}$, $v_C(T_2) = V_{PL}$, $V_0 = 0$. De aici, duratele celor două impulsuri:

$$T_1 = R_4 C \ln[(R_3 - R)/(2R_3 - R)] \text{ și } T_2 = R_4 C \ln 2 \approx 0,69 R_4 C.$$

Problema are soluții dacă $(R_3 - R)/(R_3 \cdot 2 - R) > 1$, adică $R_3/R < 1/2$. Factorul de umplere devine 0,5 cînd $R_3 = R/3$. În acest caz,

$$T_1 = T_2 \approx 0,69 R_4 C \text{ și } f = 1/(T_1 + T_2) = 1/(1,4 R_4 C).$$

9.2.2. Generatoare de tensiune triunghiulară și dreptunghiulară

Generarea tensiunii triunghiulare se poate realiza cu integroare, la intrarea cărora se aplică o tensiune dreptunghiulară. De obicei aceasta este furnizată de un comparator, comandat de integratorul respectiv (fig. 9.17).

În schema indicată în figura 9.17, integratorul este realizat cu AO1, iar comparatorul cu AO2. Diodele Zener servesc la stabilizarea frecvenței la variația tensiunii de alimentare sau a sarcinii. Formele de undă obținute

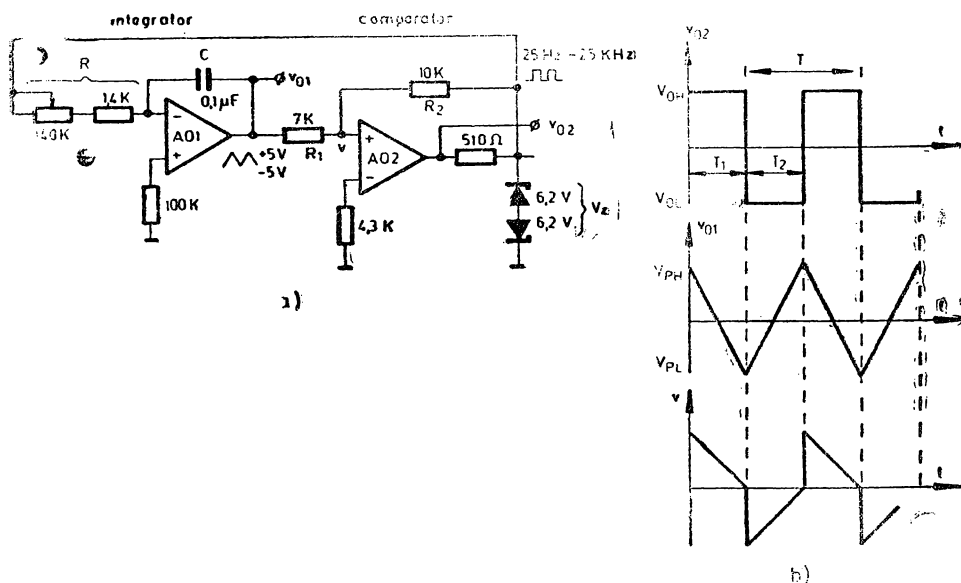


Fig. 9.17. Generator de tensiune dreptunghiulară și triunghiulară cu AO
a — schema electrică; b — cronogramele semnalelor

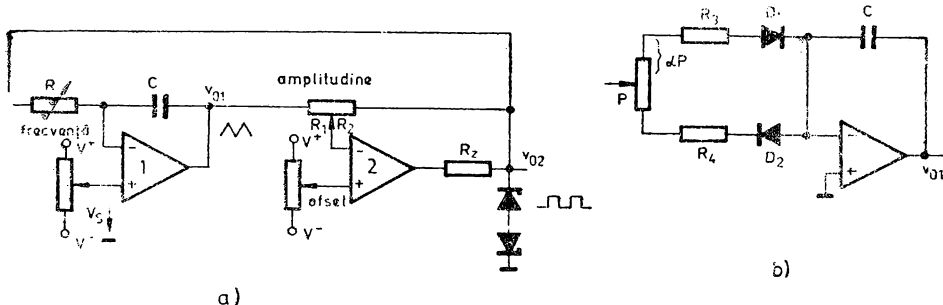


Fig. 9.18. Posibilități de reglaj al generatorului de semnale din figura 9.17:
a — Reglajul frecvenței, al amplitudinii semnalului triunghiular, al tensiunii de c.c. și ajustarea ofsetului; b — reglajul factorului de umplere

la cele două ieșiri sînt indicate în figura 9.17, b. Parametrii semnalului generat sînt

— amplitudinea vîrf la vîrf a unei triunghiulare :

$$V_{v-v} = 2V_Z R_1 / R_2 \quad (9.30)$$

— frecvența și semiperioada celor două semnale :

$$f = R_2 / (4R_1 RC) ; \quad T_1 = T_2 = 2RCR_1 / R_2 \quad (9.31)$$

Posibilitățile de reglaj și compensare a erorilor datorate tensiunii de dezechilibru sînt sugerate în figura 9.18, a. Aplicînd o tensiune constantă la borna inversoare a integratorului tensiunea liniar variabilă se deplasează în c.c. (cu V_S), iar panta devine $(\pm |V_Z - V_S|) / (RC)$, ca urmare rezultă o modificare a factorului de umplere, dependentă de tensiunea V_S .

Reglarea manuală a factorului de umplere a unei dreptunghiulare se poate realiza asigurînd curenți diferiți la încărcarea și descărcarea condensatorului C, așa cum se indică în figura 9.18, b. Diodele D_1 și D_2 conduc în contratimp asigurînd durate T_1 și T_2 diferite, dar frecvența constantă, independentă de poziția cursorului :

$$T_1 = 2C(R_3 + \alpha P)R_1 / R_2 ; \quad T_2 = 2C(R_4 + (1 - \alpha)P)R_1 / R_2 ; \quad (9.32)$$

$$f = R_2 / (2R_1 C(R_3 + R_4 + P))$$

În figura 9.19 se prezintă un generator de tensiune dreptunghiulară și triunghiulară, cu posibilitatea comenzi independente a duratelor T_1 și T_2 . Analizînd funcționarea schemei, se observă că, datorită polarizării diferite a punții cu diode în cele două alternanțe, diodele din ramurile opuse sau conduc simultan, sau ambele sînt blocate, astfel că semnalul la intrarea integratorului este aplicat, sau de la V^+ prin R_1 , sau de la V^- prin R_2 .

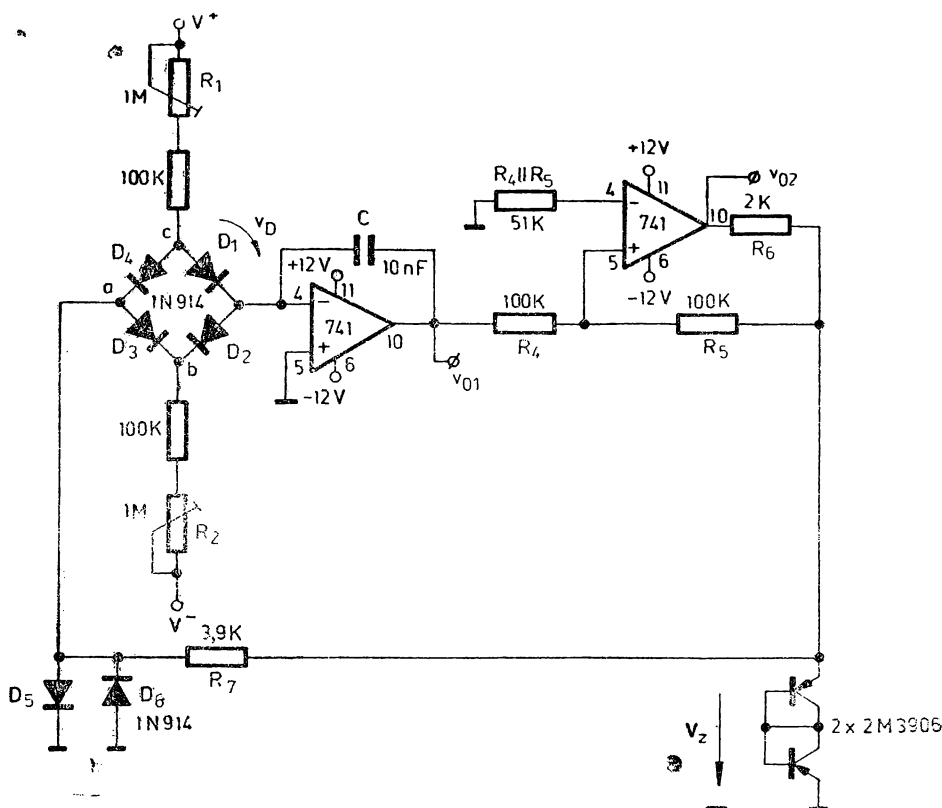


Fig. 9.19. Generator de semnal cu reglajul independent al duratelor T_1 și T_2

Ca urmare, duratele celor două impulsuri devin

$$T_1 = \frac{R_4}{R_6} (V_Z + V_D) \frac{CR_1}{V^+ - V_D}; \quad T_2 = \frac{R_4}{R_5} (V_Z + V_D) \frac{-CR_2}{V^- + V_D}$$

În cazul particular cînd $V^+ = -V^- \gg V_D$, rezultă un factor de umplere de aproximativ 0,5, iar semnalul V^+ modulează semnalul în frecvență:

$$f = \frac{R_5}{R_4(R_1 + R_2)C} \cdot \frac{V^+}{V_Z}, \quad (9.33)$$

aceasta fiind liniar dependentă de semnalul de comandă.

O altă posibilitate de comandă în tensiune a frecvenței generatorului de undă este indicată în figura 9.20. În funcție de tensiunea de la ieșirea comparatorului, pozitivă, sau negativă (aproximativ egală cu $\pm V_{cc}$),

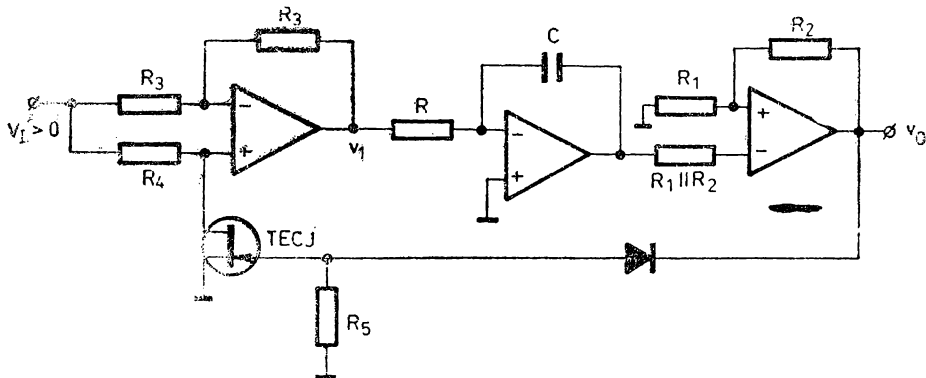


Fig. 9.20. Conversor tensiune-frecvență

TECJ conduce, sau se blochează, astfel că tensiunea de intrare a integratorului este

$$V_1 = \left(1 + \frac{R_3}{R_3}\right) V_I - \frac{R_3}{R_3} V_I = V_I, \text{ pentru TECJ blocat și}$$

$$V_1 = -\frac{R_3}{R_3} V_I = -V_I, \text{ pentru TECJ saturat.}$$

Rezultă

$$T_1 = T_2 = \frac{CR}{V_I} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot (V_{OH} - V_{OL}) \quad (9.34)$$

iar frecvența semnalului generat este

$$f = V_I(R_2 + R_1)/(4CRR_1V_{CC}) \quad (9.35)$$

în cazul cînd $V_{OH} = -V_{OL} = V_{CC}$.

În figura 9.21 se prezintă un generator de tensiune dreptunghiulară și triunghiulară cu AN. AN1 are rol de integrator, iar AN2, de comparator.

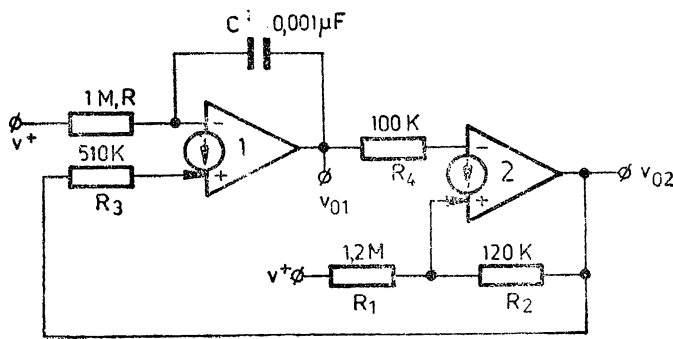


Fig. 9.21. Generator de semnale cu AN

Integratorul este caracterizat de următoarele ecuații de funcționare

$$I^+ = I^-, \text{ adică, } \frac{V^+ - V_{BE}}{R} + \frac{d}{dt} (v_{01} - V_{BE})C = \frac{v_{02} - V_{BE}}{R_2} \quad (9.36)$$

Pentru $R_3 = R/2$, și ținând cont de tensiunile de saturație ale comparatorului, din relația de mai sus rezultă

$$\begin{aligned} v_{01} &= V_{BE} + \frac{v^+ - V_{BE}}{CR} t + v_{01}(0), \text{ pentru } v_{02} = V_{OH} = V^+ \\ v_{01} &= V_{BE} - \frac{V^+ - V_{BE}}{CR} t + v_{01}(0), \text{ pentru } v_{02} = V_{OL} = 0. \end{aligned} \quad (9.37)$$

Tensiunea de prag a comparatorului rezultă din condițiile $I^+ = I^-$, $v_{01} = V_P$, $v_{02} = V_{sat}$. Ținând cont de prima relație, se poate scrie

$$\frac{v_{01} - V_{BE}}{R_4} = \frac{V^+ - V_{BE}}{R_1} + \frac{v_{02} - V_{BE}}{R_2}$$

Alegând $R_1 \gg R_2$ și $R_4 \cong R_2$ și ținând cont că $V^+ \gg V_{BE}$, rezultă

$$V_{PH} \cong V^+ R_4 / R_2 \cong V^+ \text{ și } V_{PL} \cong V^+ R_4 / R_1 \cong 0 \quad (9.38)$$

Ca urmare, din relațiile (9.37) și (9.38), rezultă duratele perioadelor de încărcare și de descărcare a condensatorului

$$T_1 = \frac{CR}{V^+ - V_{BE}} (V_{PH} - V_{PL}), \quad T_2 = \frac{CR}{V^+ + V_{BE}} (V_{PH} - V_{PL}) \quad (9.39)$$

Ținând cont de valorile aproximative ale tensiunilor de prag și neglijând V_{BE} în raport cu V^+ , rezultă valoarea aproximativă a frecvenței semnalului generat

$$f = 1/(T_1 + T_2) = 1/(2RC) \quad (9.40)$$

Alte generatoare de semnal se pot realiza utilizând circuite PLL, așa cum a fost specificat în capitolul 6, circuite temporizatoare, sau comparatoare integrate, așa cum s-a menționat în capitolul 4.

9.2.3. Formatoare de tensiune sinusoidală

S-a arătat că la frecvențe mici oscilatoarele sinusoidale bazate pe principiul reacției pozitive critice sînt neeconomice, în special datorită valorilor prea mari pentru componentele RC. În aceste cazuri, unda sinusoidală se formează prin prelucrarea neliniară a semnalelor triunghiulare sau dreptunghiulare. În circuitele analogice se utilizează frecvent principiul atenuii cu pantă variabilă a rampei liniare, sinusoida fiind deci aproximată prin porțiuni liniare.

De exemplu, în figura 9.22 s-au evidențiat trei porțiuni liniare, delimitate de punctele t_1 , t_2 și t_3 . Panta celor trei segmente se alege egală cu panta curbei în punctele 0, t_{12} și t_{23} , adică $1, \cos t_{12}$ și $\cos t_{23}$. Numărul de puncte de frângere se alege în funcție de eroarea maximă acceptată, existînd în acest sens nomograme care permit determinarea rapidă a lor. Inițial, curba sinusoidală este aproximativ liniară, deci se poate confunda cu semnalul rampă din care se formează. Pe măsura creșterii amplitudinii rampei, ea trebuie atenuată tot mai mult, iar valoarea maximă a semnalului sinusoidal va fi de circa 1,57 ori mai mică decît valoarea maximă V_M a rampei din care se formează:

$$y_M = V_M/1,57$$

Se pune deci problema realizării unui circuit de atenuare liniar pe porțiuni. Sesizarea valorilor y_1 și y_2 la momentele t_1 și t_2 se poate face cu ajutorul unor comparatoare, în cel mai simplu caz, cu diode invers polarizate pentru tensiuni mai mici decît pragul respectiv. Atenuarea semnalului se poate realiza prin divizoare rezistive comutate în funcție de atingerea diferitelor praguri sesizate de comparator.

Un exemplu este dat în figura 9.23. Tensiunile de prag se fixează prin divizorul rezistiv r_1, r_2 . Valoarea rezistențelor se alege astfel ca să fie parcurse de un curent de circa 10 ori mai mare decît curentul prin diode. Analizînd schema se observă că la tensiuni reduse ($V_I < V_D + V_1$), diodele sînt blocate, iar $v_0 = v_I$. Cînd, la momentul t_1 , v_I atinge o valoare egală cu $v_D + V_1$, dioda D_1 intră în conducție. Ca urmare, v_0 va rămîne liniar dependentă de v_I , dar de pantă mai mică:

$$v_0 = v_I \frac{R_1}{R_1 + R} + \frac{V_1 + V_D}{R_1 + R} R = v_I \frac{R_1}{R_1 + R} + \text{const.} \quad (9.41)$$

La creșterea tensiunii v_I peste valoarea $V_D + V_2$, D_2 intră în conducție, stabilind o dependență intrare-ieșire de forma:

$$v_I = v_0 \left[1 + R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right] - (V_2 + V_D) R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \quad (9.42)$$

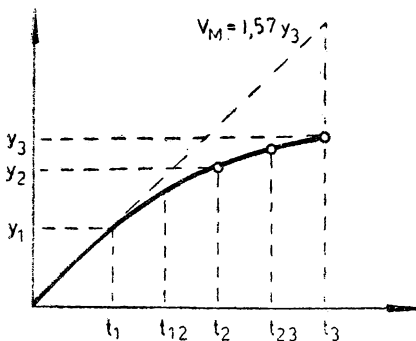


Fig. 9.22. Aproximarea unei sinusoidale prin segmente de dreaptă

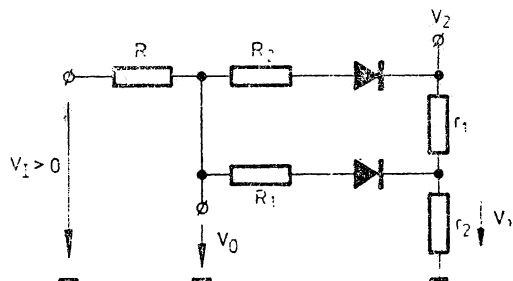


Fig. 9.23. Formator de tensiune sinusoidală cu diode. Schemă de principiu

• În general, pentru mai multe tensiuni de prag, rezultă

$$v_I = v_0 \left[1 + R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots \right) \right] + \text{const.} \quad (9.43)$$

Relațiile de mai sus permit alegerea rezistențelor divizorului, deoarece indică panta tensiunii de ieșire. În punctele t_{12} , t_{23} etc. alese, aceasta se impune a fi egală cu $dv_0/dt = \cos t$, adică

$$\begin{aligned} \cos t_{12} &= \left(1 + \frac{R}{R_1} \right)^{-1} \\ \cos t_{23} &= \left[1 + R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) \right]^{-1} \end{aligned}$$

În general,

$$\cos t_{n, n+1} = \left[1 + R \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) \right]^{-1} \quad (9.44)$$

Valorile tensiunilor de prag V_1 , V_2 se aleg cunoscând momentele punctelor de frîngere, deci valorile tensiunii în aceste puncte:

$$\begin{aligned} \frac{V_{IM}}{1,57} \sin t_1 &= V_D + V_1 \\ \frac{V_{IM}}{1,57} \sin t_2 &= V_D + V_2 \end{aligned} \quad (9.45)$$

În circuitele integrate, în loc de diode comparatoare, se folosesc tranzistoare. Pentru adaptarea impedanțelor, etajul divizor rezistiv se separă prin repetoare de blocul comparator. În figura 9.24 se indică principiul constructiv al formatorului de undă sinusoidală, integrat în generatorul de semnale 8083. T_1 și T_3 sînt conectate ca repetoare, r_1 și r_2 fixează pragurile, iar R_1 , panta semnalului de ieșire în intervalul t_{12} . În intervalul t_{23} , panta este nulă. Pentru fixarea pantei și a pragurilor sînt valabile relațiile (9.44) și (9.45), dar în loc de V_D , apare căderea de tensiune $2V_{BE}$, mai mare, datorită repetoarelor.

Un alt mod de a obține caracteristici de pantă variabilă, liniare pe porțiuni, dar cu posibilitatea amplificării semnalului de intrare, este indicat în figura 9.25. Comutatoarele cu diode au anodul la potențialul masei și intră în conducție cînd potențialul catodului atinge valoarea de circa $-0,7$ V. În general,

$$\frac{v_0 r_2 + V_{CC} r_1}{r_1 + r_2} = -V_{BE} \cong -0,7 \text{ V} \quad (9.46)$$

Relația de mai sus permite dimensionarea divizorului rezistiv r_1 , r_2 pentru diferite tensiuni de frîngere $v_0(t_i) = -\frac{V_{IM}}{1,57} \sin t_i$ dorite. Panta pentru fiecare porțiune este dată de raportul R_2/R_1 , $(R_2 || r_1)/R_1$ etc.

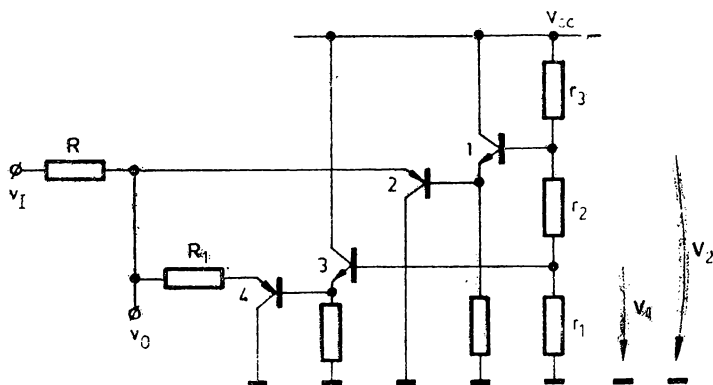


Fig. 9.24. Formator de tensiune sinusoidală cu tranzistoare. Schema de principiu

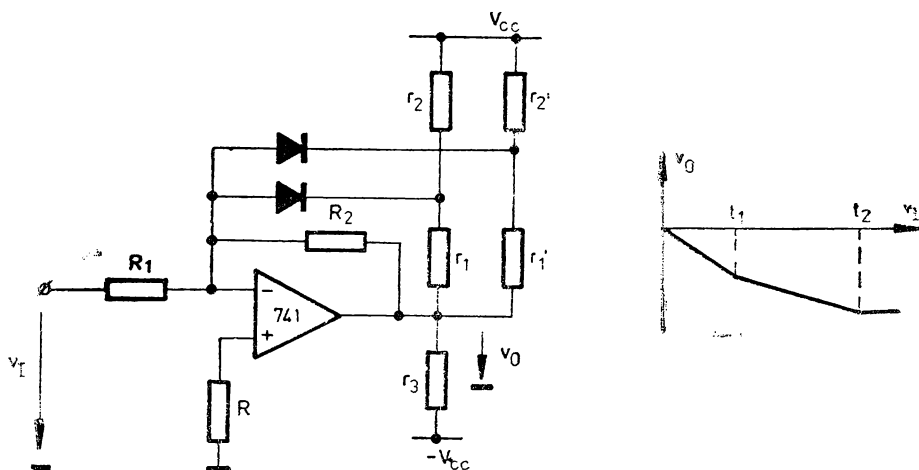


Fig. 9.25. Formator de tensiune sinusoidală cu AO

Observație. În schemele de mai sus s-a indicat doar principiul de funcționare a formatoarelor de undă sinusoidală, fiecare din ele corespunzând porțiunii pozitive sau negative (de același semn) a sinusoidei. O variantă completă, cu aproximarea sinusoidei prin 6 segmente liniare (într-un sfert de perioadă) este indicată în figura 9.26.

Precizia transformării neliniare este mult dependentă de egalitatea parametrilor componentelor pereche, diode, tranzistoare, rezistoare, care realizează zonele pozitive și negative de același tip. Sortarea de elemente pereche este mai dificilă la realizarea discretă și necesită componente de mare precizie.

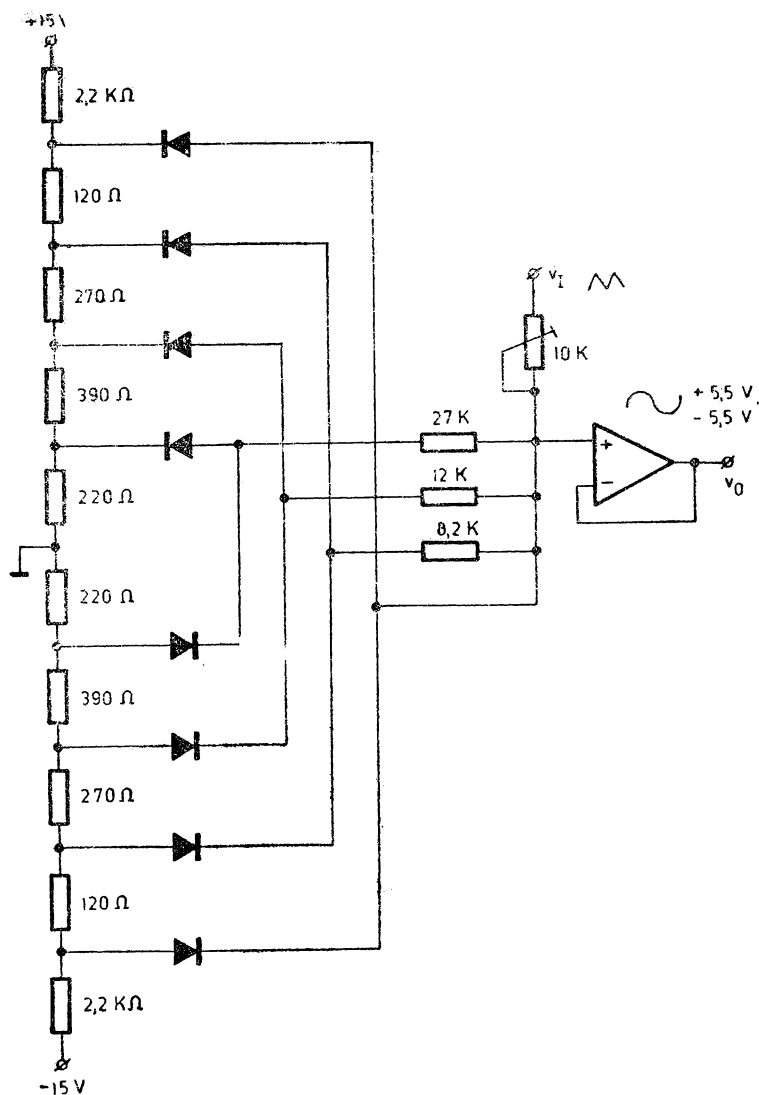


Fig. 9.26. Schema unui formator de tensiune sinusoidală cu diode

9.3. CIRCUITUL INTEGRAT GENERATOR DE SEMNALE 8038

Circuitul integrat monolitic 8083 (DATEL, XR) este destinat generării semnalelor dreptunghiulare, triunghiulare și sinusoidale în gama $0,001\text{ Hz} - 1\text{ MHz}$.

9.3.1. Principiul de funcționare al CI 8038

Schema bloc a CI 8083 se prezintă în figura 9.27. Semnalul triunghiular se obține la bornele unui condensator C, montat în exterior. Acesta se încarcă și descarcă la curent constant: I_1 pentru K deconectat, respectiv $I_1 - I_2$, pentru K conectat. Comanda comutatorului electronic K este asigurată de bistabilul SR, la ieșirea căruia semnalul este dreptunghiular. Împreună cu cele două comparatoare de la intrările sale, bistabilul formează un circuit comparator cu histerezis, comandat de semnalul triunghiular. Formatorul de tensiune sinusoidală prelucrează semnalul triunghiular, elaborând la ieșirea sa un semnal sinusoidal de aceeași frecvență.

Pentru a se analiza parametrii semnalului triunghiular și modul lor de ajustare, se poate urmări schema de principiu din figura 9.28. Curentul constant I_1 este generat de oglinda $T_6 - T_3$ și este dependent de rezistența externă R_A

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{EB3} + V_{EB6} - V_7}{R_A} \quad (9.47)$$

Se observă că $V_7 \cong 4V_{CC}/5$, iar $V_{EB3} \cong V_{EB6}$, prin urmare

$$I_1 \cong V_{CC}/(5R_A) \quad (9.48)$$

Curentul $I_2/2$ este fixat de oglinda de curent $T_6 - T_2$ și poate fi reglat din exterior prin R_B :

$$I_2/2 = (V_{CC} - V_7)/R_B = V_{CC}/(5R_B) \quad (9.49)$$

Oglinda $T_{11} - T_{12,13}$ dublează curentul de mai sus.

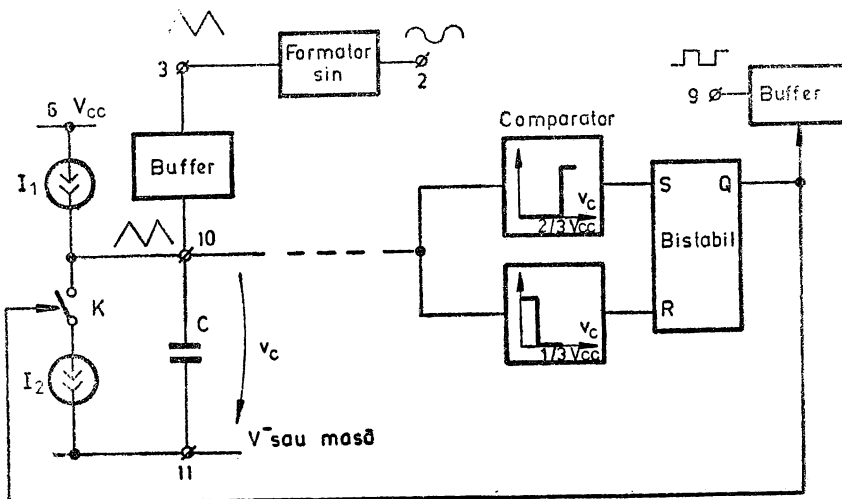


Fig. 9.27. Schema bloc a CI 8038

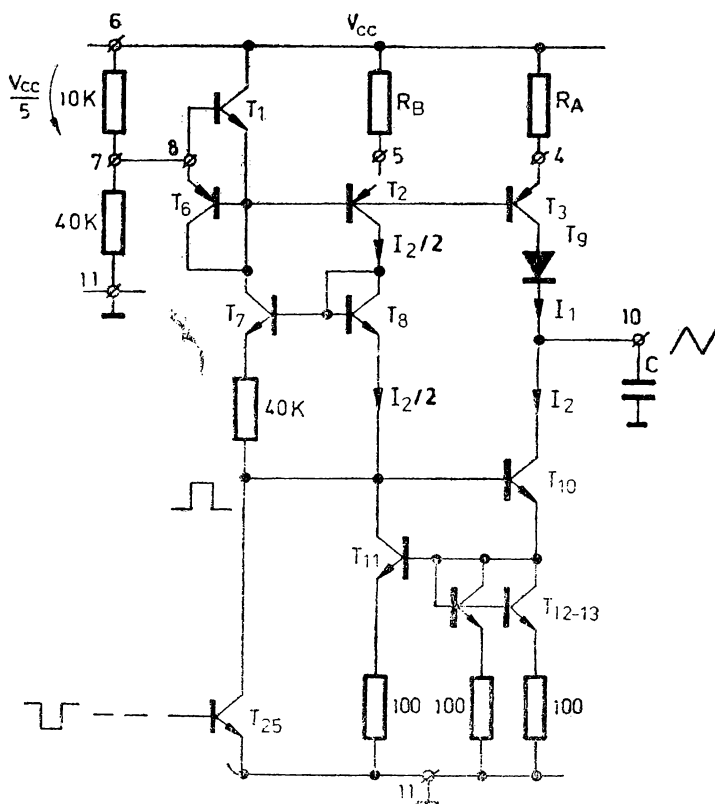


Fig. 9.28. Schema electronică a circuitului formator de tensiune triunghiulară din configurația CI 8038

Funcționarea oglinzii de curent I_2 este comandată de comutatorul electronic T_{25} care poate fi blocat, sau saturat. În primul caz, funcționează ambele oglinzi, astfel că

$$I_C = I_1 - I_2 = \frac{V_{CC}}{5R_A} - \frac{2V_{CC}}{5R_B} = \frac{V_{CC}}{5} \cdot \frac{R_B - 2R_A}{R_A R_B} \quad (9.50)$$

Cînd $R_B < 2R_A$, condensatorul se descarcă. Un caz particular frecvent întîlnit este $R_A = R_B = R$, cînd curentul de descărcare este

$$I_C = -V_{CC}/5R \quad (9.51)$$

La saturarea tranzistorului T_{25} , oglinda I_2 se blochează, iar condensatorul C se încarcă cu curentul I_1 :

$$I_C = I_1 = V_{CC}/5R_A \quad (9.52)$$

Variația tensiunii la bornele condensatorului este deci liniară, iar valorile sale sînt cuprinse între tensiunile de prag ale comparatorului cu histerzis. Acestea sînt fixate de comutatoarele diferențiale $T_{15}-T_{17}$, $T_{19}-T_{21}$ (fig. 9.29), la $2/3 V_{CC}$ și $V_{CC}/3$.

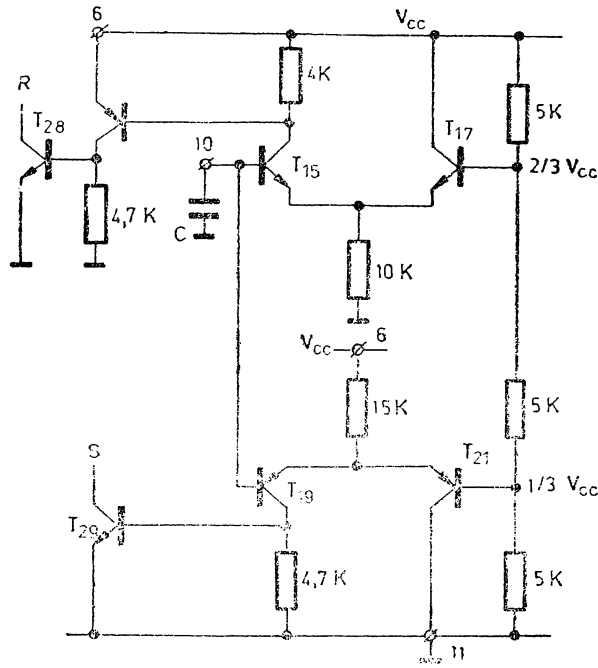


Fig. 9.29. Comparatoarele diferențiale comandate de TLV în configurația CI 8038

Rezultă intervalele T_1 și T_2 de variație

$$T_1 = \frac{C}{I_1} (V_{PH} - V_{PL}) = C \frac{5R_A}{V_{CC}} \cdot \frac{V_{CC}}{3} = \frac{5}{3} R_A C \quad (9.53)$$

$$T_2 = \frac{C}{I_1 - I_2} (V_{PH} - V_{PL}) = C \frac{5R_A R_B}{V_{CC}(R_B - 2R_A)} \left(-\frac{V_{CC}}{3} \right) = \frac{5}{3} C \frac{R_A R_B}{-R_B + 2R_A}$$

Parametrii semnalului dreptunghiular vor fi:

$$V_{v-v} = \frac{V_{CC}}{3}; f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{3(2R_A - R_B)}{10R_A^2 C}; \mu = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{2R_A - R_B}{2R_A} \quad (9.54)$$

Pentru $R_A = R_B$ factorul de umplere este 0,5, iar frecvența $f = 0,3/RC$. Când reglajul frecvenței se realizează cu ajutorul unei singure rezistențe, comune (fig. 9.32, b), echivalentă cu $2R_A = 2R_B$, frecvența va fi $f = 0,15/RC$.

Alte blocuri componente ale generatorului de semnale sînt comparatorul cu histerzis și formatorul de tensiune sinusoidală. Așa cum s-a specificat anterior, blocul comparator este realizat cu bistabilul RS (fig. 9.30) și comparatoarele diferențiale. Pentru a obține o comutație rapidă, intrarea în saturație a tranzistoarelor se evită prin utilizarea de

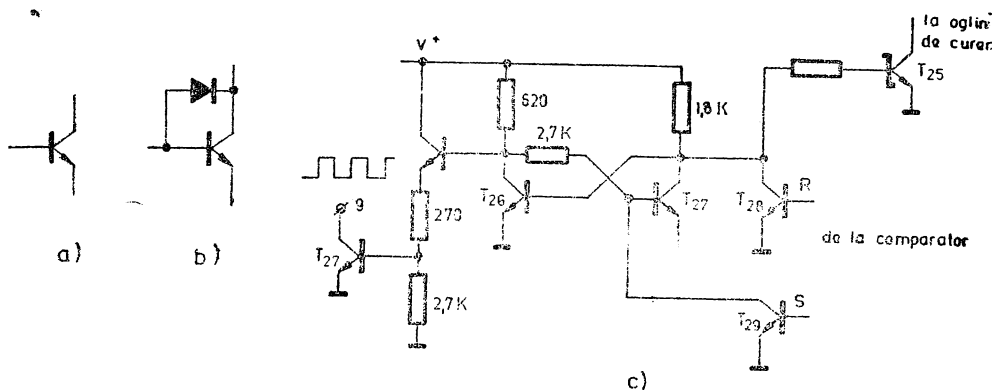


Fig. 9.30. Bistabilul RS din configurația CI 8038

tranzistoare Schottky. Acestea au conectate în paralel cu joncțiunea BC o diodă de tip metal-semiconductor, care nu permite intrarea în conducție a joncțiunii BC , deci saturarea tranzistorului, deoarece, în conducție menține la bornele sale o tensiune de numai 0,3 V. Bistabilul (fig. 9.30, b) este comandat de comparatoarele diferențiale prin T_{28} și T_{29} . La rîndul lui el comandă comutatorul electronic T_{25} al oglinzii de curent I_2 . Tensiunea dreptunghiulară de ieșire a comparatorului este preluată prin două etaje de tip repetor, iar tranzistorul final este cu colector în gol.

Formatorul de tensiune sinusoidală este reprezentat în figura 9.31, iar funcționarea și principiul constructiv au fost explicate în paragraful 9.2.3.

9.3.2. Parametrii principali ai CI 8038

Domeniul frecvențelor 0,001 Hz — 1 MHz

Factorul de umplere reglabil între 2% și 98%

Liniaritate 0,1% ; Distorsiuni 1%

Valori limită absolute. Limita tensiunii de alimentare ± 18 V, sau 36 V; tensiunea de intrare la orice terminal mai mică decît tensiunea de alimentare; curentul de intrare (terminalul 4 și 5) mai mic ca 25 mA; curentul de ieșire (terminalul 3 și 9) mai mic ca 25 mA.

9.3.3. Aplicații ale CI 8038

Generarea semnalelor

Circuitul poate fi alimentat la $\pm V_{CC}$, (se recomandă tensiuni c - prinse în limitele $\pm 5 \dots \pm 15$ V), caz în care la bornele 2, 3, și 9 (fig. 9.3 a, b) se obțin semnale simetrice față de origine. Alimentarea între $+V_C$ (10 ... 30 V) și masă duce la generarea semnalelor variabile, avînd valoarea medie egală cu $V_{CC}/2$.

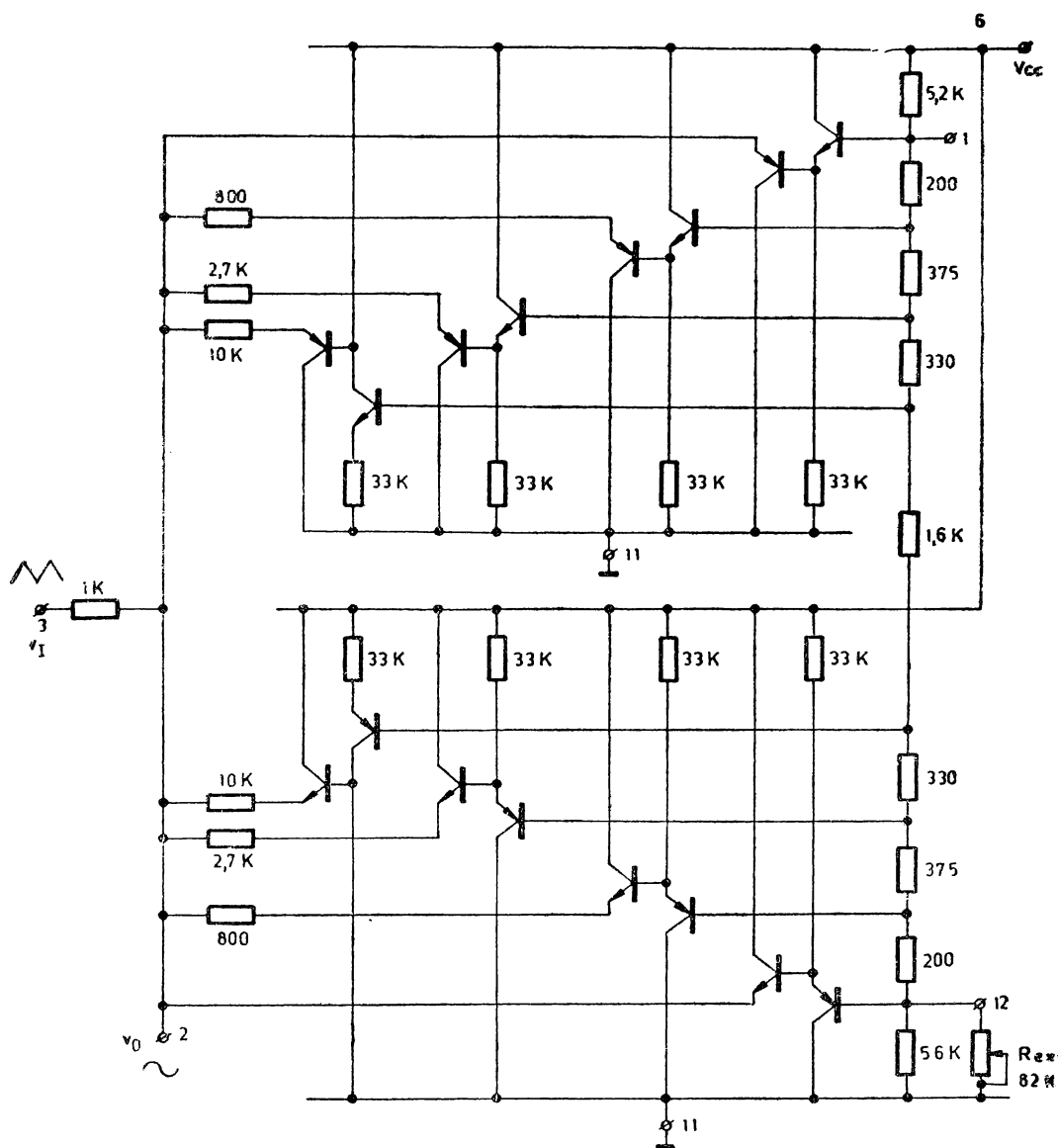


Fig. 9.31. Formatorul de tensiune sinusoidală în configurația CI 8038

Rezistențele R_A și R_B care determină frecvența semnalului generat și factorul de umplere se aleg astfel încât să rezulte, pentru curenții $I_A = V_{CC}/5R_A$ și $I_B = V_{CC}/5R_B$ valori în limitele recomandate de $10 \mu A$ și $1 mA$. În acest caz se obțin performanțe optime pentru CI. Se recomandă să nu se depășească domeniul de curenți $1 \mu A \dots 5 mA$, iar rezistențele R_A și R_B să fie cuprinse între $1 k\Omega$ și $1 M\Omega$.

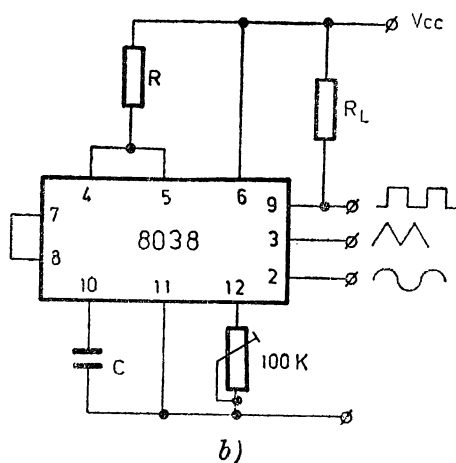
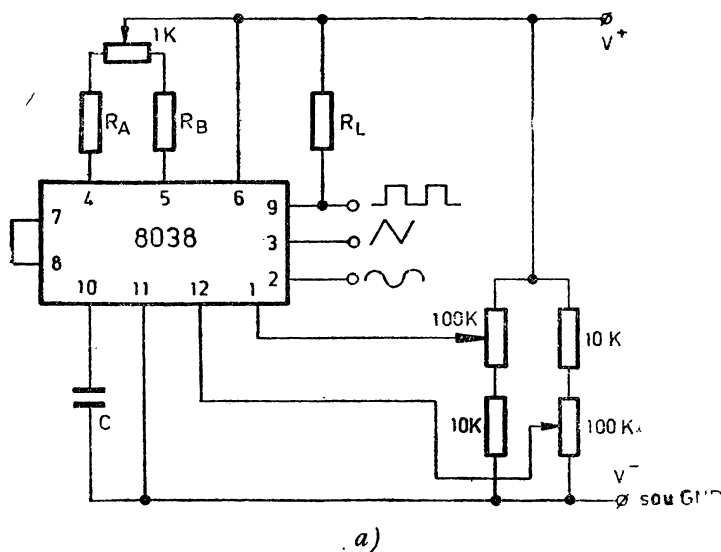


Fig. 9.32. Generatoare de semnal cu CI 8038:

a — cu reglajul factorului de umplere; b — cu factor de umplere 0,5

Tranzistorul T_{23} (fig. 9.30) cu colectorul în gol, la bornele căruia rezultă tensiunea dreptunghiulară, poate fi conectat prin rezistența R_L de sarcină (fig. 9.32) la tensiuni diferite de v_{cc} , de exemplu la 5 V, rezultând un semnal TTL.

Pentru minimizarea distorsiunilor unei sinusoidale, între terminalele 11 și 12, respectiv 1 și 6 se plasează un rezistor de 82 k Ω , sau un potențiometru reglabil.

Modulator de frecvență

Frecvența semnalului generat poate fi modificată cu ajutorul curentului care încarcă și descarcă condensatorul C. El poate fi comandat din exterior, la terminalul 8 al oglinzii de curent. Când la terminalul 8 nu se mai aplică o tensiune constantă (terminalul 8 nu se mai conectează la 7), ci o tensiune variabilă V_s , curenții oglinzilor de curent I_1 și I_2 se vor modifica odată cu V_s .

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_s}{R_A}; \quad I_2/2 = \frac{V_{CC} - V_s}{R_B}$$

Ca urmare, frecvența semnalului generat va depinde liniar de semnalul modulator V_s . Într-adevăr

$$T_1 = \frac{C(V_{PH} - V_{PL})}{I_1} = C \frac{V_{CC}}{3} \frac{R_A}{V_{CC} - V_s}$$

$$T_2 = \frac{C(V_{PH} - V_{PL})}{-I_1 + I_2} = C \frac{V_{CC}}{3} \frac{R_A R_B}{(V_{CC} - V_s)(2R_A - R_B)}$$

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{3(2R_A - R_B)(V_{CC} - V_s)}{2V_{CC}R_A^2C} = m + nV_s$$

$$\mu = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = \frac{2R_A - R_B}{2R_A}$$

În cele de mai sus, V_s s-a considerat ca fiind potențialul terminalului 8 (față de borna de masă), așa cum este indicat și în schema din figura 9.33

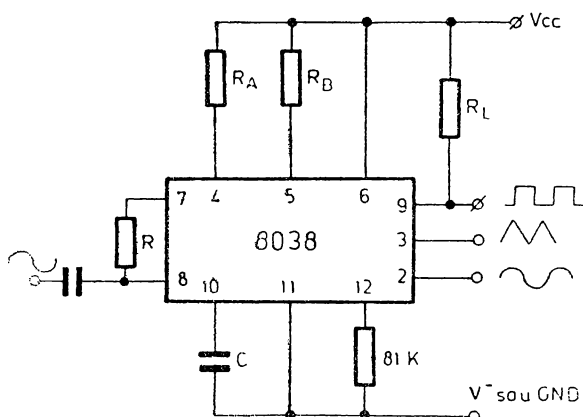


Fig. 9.33. Modulator de frecvență

În acest caz se admit⁵ deviații de frecvență reduse, pînă la 10%. Pentru mărirea deviației de frecvență admise, sau cînd semnalul modulator este dreptunghiular, acesta se aplică între terminalele 6 ($+V_{CC}$) și 8. Potențialul terminalului 8 se poate modifica între $V_{CC}(V_{6-8} = 0)$ și $(2V_{CC}/3 + 2)$ V, cînd $V_{6-8} = (V_{CC}/3 - 2)$ V. Aceasta permite variații de frecvență pentru semnalul modulator în raportul 1 : 1000. Pentru $f = 0$, $V_{8-6} = 0$ V.

Observație. Rezistența R din schema reprezentată în figura 9.33 servește la mărirea rezistenței de intrare la terminalul 8, la valoarea $R + 8 \text{ k}\Omega$. În absența ei, rezistența de intrare este de $8 \text{ k}\Omega$.

Capitolul 10

UTILIZAREA CIRCUITELOR INTEGRATE ANALOGICE ÎN SISTEMLA AUDIO ȘI RADIO

În prezent, CI analogice monolitice sau hibride s-au impus și în tehnica sunetului, permițând simplificarea procedeeelor de construcție, întreținere și exploatare a instalațiilor și aparaturii aferente, miniaturizarea, creșterea fiabilității și realizarea unor performanțe ridicate.

10.1. CIRCUITE INTEGRATE UTILIZATE ÎN SISTEMLA AUDIO

Mijloacele tehnice de prelucrare electroacustică în scopul înregistrării și redării sunetelor sînt înglobate sub denumirea de *sisteme audio*. Sistemele de înregistrare permit memorarea semnalului electroacustic pe discuri sau benzi. Sistemele de reproducere a sunetelor preiau semnalul electroacustic de la sursele programelor sonore (magnetofone, picupuri, microfoane, tunere radio, instrumente muzicale) și îl prelucrează la nivelul cerut de traductorul electroacustic (difuzor sau cască), pentru a fi redat sub formă sonoră.

Un lanț electroacustic pentru sistemul de redare apare sub forma generală prezentată în figura 10.1. Sursele programelor sonore emit semnalul electroacustic (semnal audio), adică o tensiune de audiofrecvență, care reproduce modificările semnalului acustic primar. Nivelul său este insu-

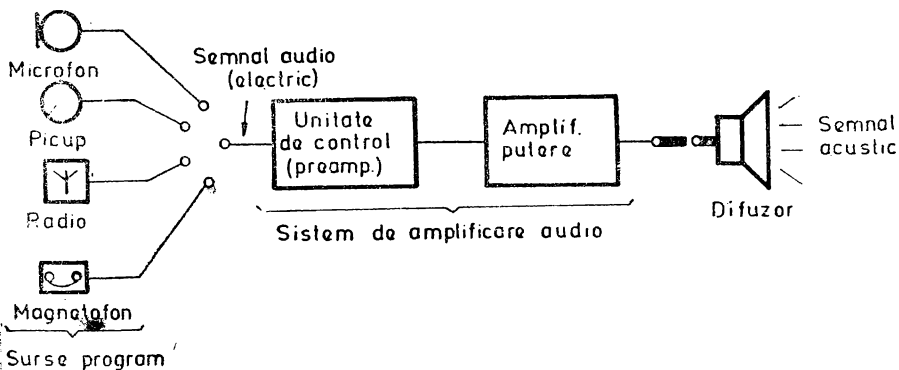


Fig. 10.1. Schema bloc a unui sistem audio

ficient pentru difuzor, de aceea trebuie amplificat în mai multe etaje, ultimul fiind un amplificator de putere. Sistemul trebuie să permită comutarea diferitelor surse program, mixarea semnalelor provenite de la aceste surse, să îmbunătățească raportul semnal/zgomot, să corecteze spectrul de frecvențe în funcție de caracteristica de frecvență a traductoarelor, să debiteze în sarcină puterea suficientă și să aibă impedanțele de intrare și ieșire adaptabile la cît mai multe tipuri de surse program și diverse sarcini.

Semnalul audio trebuie transmis cît mai *fidel*, adică fără distorsiuni și nealterat de zgomote. Sistemul trebuie să asigure modificarea parametrilor auditive în limite cît mai largi, putînd fi prevăzut cu diverse reglaje: de volum, de ton, corecții pentru adaptarea la diversele sensibilități ale urechii și la calitățile acustice ale încăperii în care se face audiția etc.

Banda de frecvențe a lanțului electroacustic este diferită, în funcție de performanțele și scopul urmărit. De exemplu, urechea foarte sensibilă percepe sunete în banda 16 Hz — 20 kHz, iar vorbirea conține sunete de frecvențe cuprinse în gama 60 Hz și 10 kHz. Instalațiile pentru interfon se pot limita la banda 200 Hz — 2 kHz, dar sistemele de înaltă fidelitate (hi-fi) trebuie să aibă o bandă mult mai mare, chiar 30 kHz, ele putînd reda mai corect regimurile tranzitorii rapide și variațiile sub formă de impuls.

Circuitele electronice care realizează mixarea, preamplificarea, corecțiile caracteristicii de frecvență și îmbunătățirea raportului semnal/zgomot aparțin *unității de control* (fig. 10.1) a sistemului audio. Aceasta este denumită de multe ori, simplu, preamplificator audio, datorită funcției sale fundamentale, prezentă în toate sistemele audio, indiferent de complexitatea lor.

În sistemele audio se utilizează diverse variante de CI monolitice cu funcția de amplificator de putere, preamplificator sau comutator electronic și CI hibride, care înglobează diferite unități funcționale ale lanțului electroacustic.

10.1.1. Circuite integrate de zgomot redus

Utilizarea unor CI și componente, avînd zgomote proprii neglijabile în raport cu semnalul util este de primă importanță pentru transmiterea fidelă a semnalelor electroacustice de nivel redus (mV). Ca reprezentante tipice ale preamplificatoarelor integrate, de zgomot redus, se amintesc CI de producție românească βM 381, 382, 387 (IPRS) și ROB 8135 (ICCE).

a. Preamplificatoarele de zgomot redus βM 381, βM 382 și βM 387.

Aceste tipuri de circuite prezintă performanțe favorabile utilizării lor în sistemele audio ca preamplificatoare: zgomot mic de intrare ($< 0,9 \mu V$), amplificare mare în buclă deschisă (> 100 dB), alimentare de la o singură sursă ($9 \div 40$ V), bandă largă de câștig unitar (15 MHz) și de putere (75 kHz, la $V_{v-u} = 20$ V), variație în limite largi a tensiunii de ieșire ($V_{cc} - 2$ V).

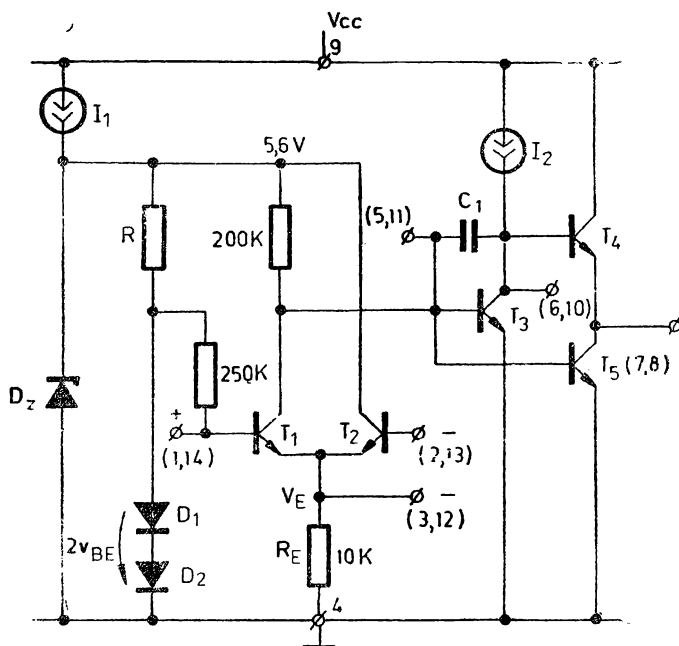


Fig. 10.2. Configurația internă a amplificatorului βM 381

Cele trei variante au aceeași configurație de bază. Circuitul βM 381 permite alegerea între etajul de intrare diferențial și cel asimetric și modificarea curentului de polarizare a etajului de intrare, în scopul îmbunătățirii performanțelor de zgomot. Preamplificatorul βM 382 este prevăzut cu o rețea internă de rezistoare, care simplifică schemele interne de conexiune, iar βM 387 are un număr redus de terminale și ca urmare, un preț de cost redus.

Configurația internă a amplificatorului βM 381 este prezentată în figura 10.2. Conține două etaje amplificatoare de tensiune și unul amplificator de curent (de ieșire). Etajul de intrare poate fi utilizat în configurație diferențială (T_1 și T_2), conform figurii 10.3, sau asimetrică, așa ca în figura 10.4. În acest caz, T_2 este blocat, prin conectarea bazei sale la masă. Configurația diferențială prezintă avantajul unei rezistențe de intrare mai mari, permițând utilizarea unor componente de valori mai favorabile (rezistențe mari și capacități mici), în circuitul de reacție. Configurația asimetrică se utilizează în cazul aplicațiilor de zgomot foarte redus. Circuitul este compensat intern cu $C_1 = 4$ pF, care stabilește banda de trecere a repetorului la 15 MHz și stabilizează circuitele având amplificări $A \geq 10$. Stabilitatea repetorului se asigură prin compensare la borne, cu condensatoare externe, în paralel cu C_1 . Amplificatorul este protejat la scurtcircuit, iar curentul de ieșire este limitat la 12 mA.

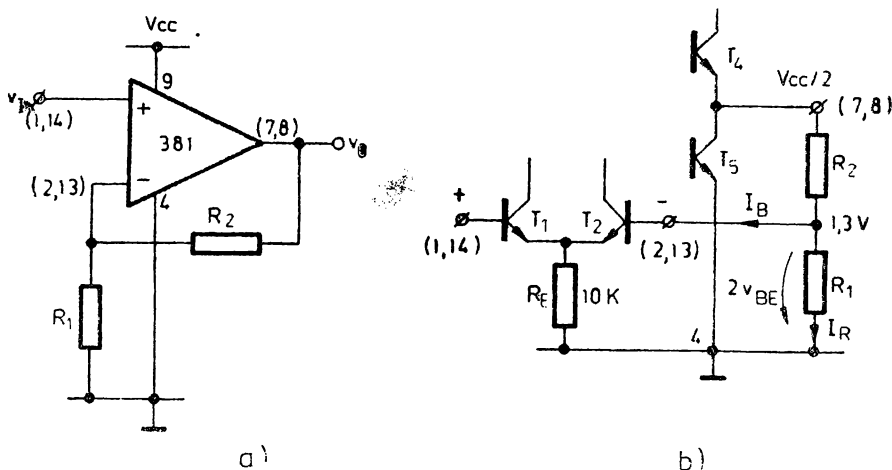


Fig. 10.3. Configurația care asigură un etaj de intrare diferențial
a — conexiuni externe; b — detaliu intern

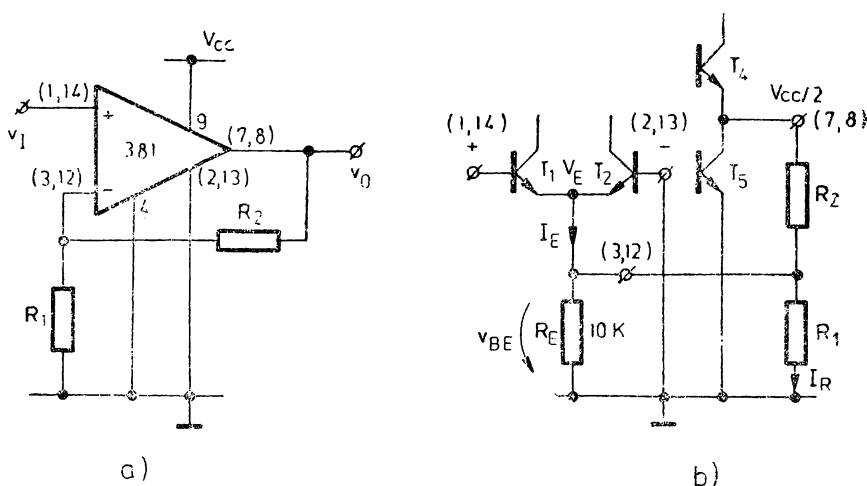


Fig. 10.4. Configurația care asigură un etaj de intrare asimetric
a — conexiuni externe; b — detaliu intern

În figura 10.5, a se prezintă configurația modului dual $\beta\text{M } 382$, iar în figura 10.5, b terminalele CI $\beta\text{M } 387$.

1. *Polarizarea în c.c.* Alimentarea de la o singură sursă necesită un circuit de polarizare în c.c., care să fixeze valoarea de repaus (la $v_I = 0$) a tensiunii de ieșire la

$$V_0 = \frac{V_{CC}}{2} \quad (10.1)$$

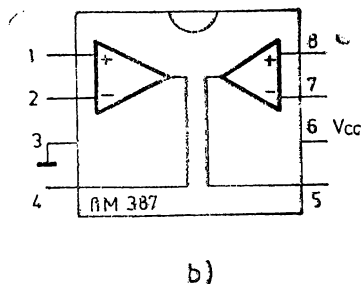
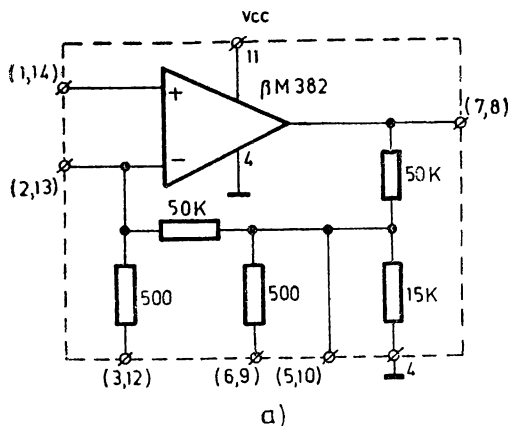


Fig. 10.5. Amplificatoare de zgomot redus
a — βM 382; b — βM 387

În cazul modului βM 381, rezistențele de polarizare R_1 și R_2 se fixează în funcție de configurația etajului de intrare a circuitului integrat.

În cazul etajului asimetric (fig. 10.4) se recomandă

$$I_R \geq 500 \mu A \text{ și } R_1 = \frac{V_{BE}}{I_R} \leq 1,3 \text{ k}\Omega \quad (10.2)$$

Pentru $R_1 \parallel R_E \cong R_1$, din analiza circuitului rezultă :

$$\frac{V_0}{R_1 + R_2} = \frac{V_{CC}}{2} \cdot \frac{1}{R_1 + R_2} \cong \frac{V_{BE}}{R_1}, \quad (10.3)$$

iar $V_{BE} \cong 0,65 \text{ V}$. Ținând cont de relația (10.2), din relația de mai sus se calculează R_2 .

În cazul etajului diferențial (fig. 10.3) se impune :

$$I_R \geq 50 \mu A \text{ și } R_1 = \frac{2V_{BE}}{I_R} \leq 260 \text{ k}\Omega \quad (10.4)$$

R_2 se calculează din relația caracteristică circuitului

$$\frac{V_{CC}}{2(R_1 + R_2)} = \frac{2V_{BE}}{R_1}, \quad V_{BE} \cong 0,65 \text{ V} \quad (10.5)$$

2. Conexiunea neinversoare (fig. 10.6). Rezistențele de polarizare în

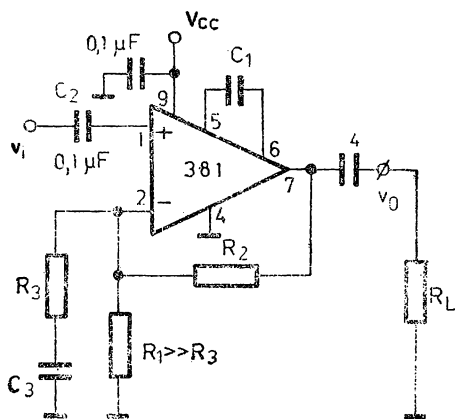


Fig. 10.6. Amplificator de c.a. neinversor

c.c. se aleg conform relațiilor (10.2) (10.5). Frecvența limită inferioară este

$$f_j = \frac{1}{2\pi R_3 C_3} \quad (10.6)$$

iar pentru $f \geq f_j$ amplificarea este

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_1 || R_3} \approx 1 + \frac{R_2}{R_3}, \quad R_3 \ll R_1 \quad (10.7)$$

Condensatorul C_1 limitează superior banda de trecere și se alege în funcție de aceasta:

$$C_1 \approx \frac{1}{2\pi f_s r_e A_v} - 4 \cdot 10^{-12}, \quad (10.8)$$

unde f_s este frecvența superioară (la -3 dB) a caracteristicii de frecvență, $r_e = kT/(qI_E) \approx 1,3 \text{ k}\Omega$ ($I_E = 20 \text{ }\mu\text{A}$), iar amplificarea A_v este dată de relația (10.7).

Condensatoarele de decuplare în c.c. a intrării și a ieșirii se aleg pe baza condițiilor

$$C_2 \geq 0,1 \text{ }\mu\text{F}; \quad C_4 \geq \frac{1}{2\pi f_j R_L} \quad (10.9)$$

Sursa de alimentare se decuplează cu un condensator ceramic de $0,1 \text{ }\mu\text{F}$, avînd terminalele cît mai scurte și plasat cît mai aproape de CI.

Pentru o funcționare liniară și fără distorsiuni, semnalul de intrare a amplificatorului neinversor trebuie limitat la 300 mV_{ef} (850 mV_{v-o}).

3. Conexiunea inversoare (fig. 10.7). Rezistențele de polarizare R_1 și R_2 se aleg conform relațiilor (10.4) și (10.5), deoarece configurația nu permite utilizarea etajului de intrare asimetric. Pentru $f \geq f_j = 1/(2\pi R_3 C_3)$, amplificarea este

$$A_v = -\frac{R_2}{R_3} \quad (10.10)$$

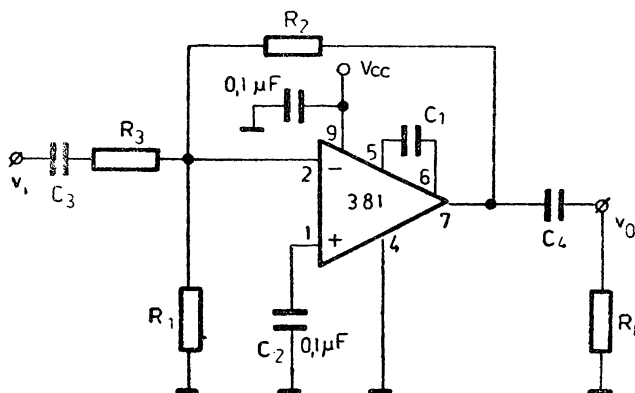


Fig. 10.7. Amplificator de c.a. inversor

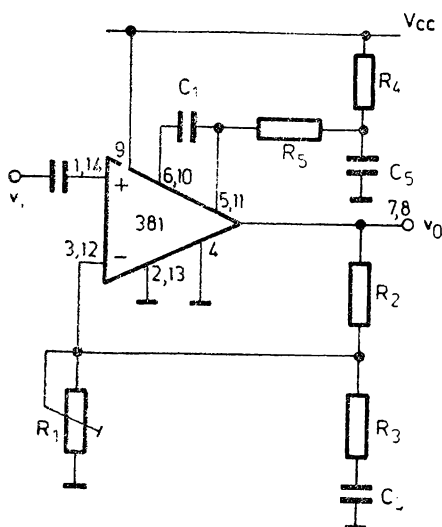


Fig. 10.8. Amplificator de zgomot redus

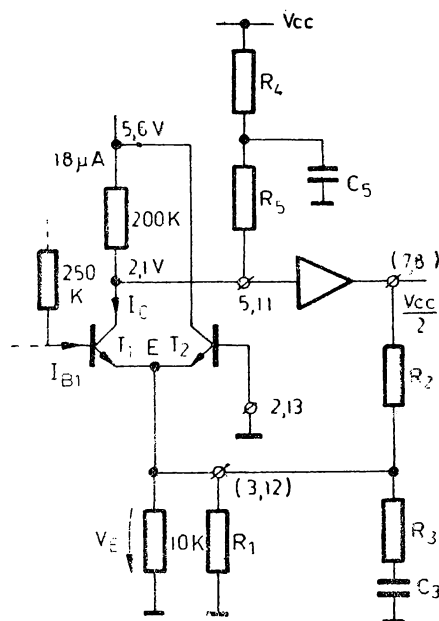


Fig. 10.9. Detalii ale configurației interne a amplificatorului de zgomot redus

4. *Reducerea zgomotului echivalent.* Pe lângă utilizarea etajului de intrare asimetric, în scopul îmbunătățirii performanțelor de zgomot, curentul de polarizare I_C (fig. 10.9) al acestui etaj (modulul βM 381) se poate modifica din exterior. Conform recomandărilor I_C se fixează la $170 \mu A$ când rezistența r_g a sursei de semnal este mai mică decât $3 k\Omega$. Când $r_g \geq 15 k\Omega$, I_C rămâne la valoarea de $18 \mu A$ (conform polarizării interne), iar când r_g are valori intermediare, I_C se alege între 18 și $170 \mu A$.

Modificarea curentului de polarizare I_C la valoarea dorită se face prin injectarea unui curent suplimentar la borna 5 (sau 11) a preamplificatorului (fig. 10.8). Rezistențele R_4 și R_5 ale acestui circuit se aleg ținând cont de recomandarea :

$$\frac{R_5}{R_4} \cong 3 \quad (10.11)$$

și de configurația circuitului (fig. 10.9) :

$$I_C = 18 \mu A + (V_{CC} - 2,1 V)/(R_4 + R_5) \quad (10.12)$$

Condensatorul C_5 (μF) aplatizează variațiile tensiunii sursei de alimentare (riplul de c.a.).

În cazul cînd I_C se fixează la valorile în limita superioară, are loc o scădere a potențialului V_E :

$$V_E \approx 0,8 - \frac{I_C}{130} \cdot 250 \cdot 10^3 \quad (10.13)$$

iar rezistențele R_1 și R_2 de polarizare verifică relația

$$\left(\frac{V_{CC}}{2} - V_E \right) \frac{1}{R_1} + I_C = \frac{V_E}{R_E || R_1} \quad (10.14)$$

Pentru $V_E \ll V_{CC}/2$ și $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, rezultă:

$$R_2 = \frac{1}{2} \cdot V_E \cdot 10^7 / (V_E \cdot 1,1 \cdot 10^4 - I_C \cdot 10^6) \quad (10.15)$$

b. Amplificatorul operațional de zgomot redus ROB 8135

Amplificatorul operațional ROB 8135 (echivalent cu AO LM 1303) este destinat aplicațiilor în preamplificatoarele audio (stereo). Datele de catalog indică posibilitatea alimentării la tensiuni cuprinse în gama ($\pm 4,5 \text{ V} - \pm 15 \text{ V}$) și performanțe bune de zgomot ($V_{n \text{ ech}} \leq 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ și $I_{n \text{ ech}} \leq 10 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$). Modulul integrat este dual.

Circuitul ROB 8135 se conectează în etajele amplificatoare de c.a. (fig. 10.10), la fel ca oricare AO (cap. 3). La terminalele 3, 4 (sau 10, 11) se conectează condensatorul C_3 care asigură stabilitatea circuitului repetor,

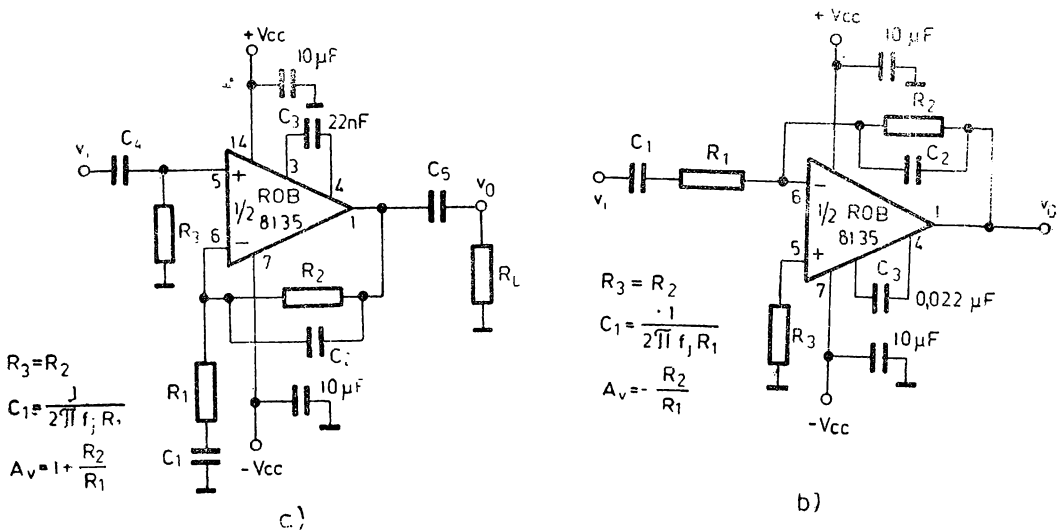


Fig. 10.10. Amplificator de c.a. cu AO:
a — neinversor; b — inversor

dar limitează viteza tensiunii la ieșire (în cazul de față, $S = 1 \text{ V}/\mu\text{s}$). Dacă C_3 se micșorează în scopul măririi pantei S , stabilitatea se poate asigura cu condensatorul C_2 , plasat în paralel cu R_2 și având valoarea

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_s R_2} \quad (10.16)$$

f_s fiind limita superioară (la -3 dB) a caracteristicii de frecvențe. În figura 10.11 se prezintă un amplificator neinvertor de c.a., cu AO alimentat de la o singură sursă.

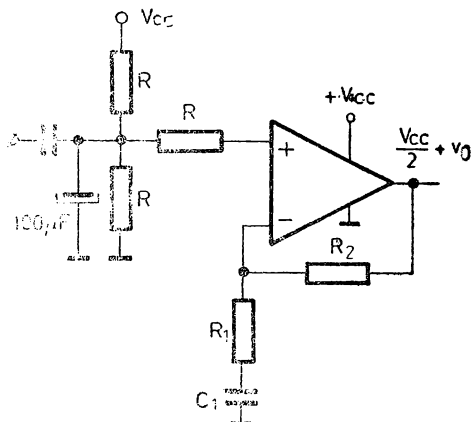


Fig. 10.11. Amplificator de c.a. neinvertor

10.1.2. Preamplificatoare audio

1. *Preamplificator pentru microfon.* Caracteristica de frecvență a microfonului este plată, ca urmare nu necesită corecții. Microfoanele de mare impedanță ($\sim 20 \text{ k}\Omega$) și ieșire de nivel ridicat ($\sim 200 \text{ mV}$) nu pun probleme deosebite circuitelor preamplificatoare. Datorită impedanței mari de ieșire, trebuie utilizate numai cu cablu scurt, datorită pericolului amplificării cîmpurilor parazite. Microfoanele dinamice, de joasă impedanță ($\sim 200 \Omega$) sînt mai favorabile din acest punct de vedere dar, avînd ieșirea la nivel scăzut ($\sim 2 \text{ mV}$) cer din partea preamplificatoarelor performanțe de zgomot deosebite.

În figura 10.12, a se prezintă un preamplificator de zgomot redus, pentru microfon dinamic. Amplificarea este $1 + 22000/56 \approx 400$ (relația 10.7) pentru $f > f_j = 1/(2\pi \cdot 10^{-4} \cdot 56) \approx 30 \text{ Hz}$ (relația 10.6). Condensatorul C_1 fixează frecvența superioară a benzii de trecere la valoarea $f_s = 1/(2\pi \cdot 14 \cdot 10^{-12} \cdot 1300 \cdot 400) \approx 20 \text{ kHz}$ (relația 10.8). Rezistențele de polarizare sînt alese conform relațiilor (10.2) și (10.3).

În figura 10.12, b este prezentată o altă variantă de preamplificator, în care performanțele de zgomot sînt mai reduse. În calculul rezistențelor de polarizare s-au utilizat relațiile (10.4) și (10.5), impunînd inițial $R_1 = 27 \text{ k}\Omega$.

În aplicațiile de mare sensibilitate se utilizează microfoane cu trei borne, două pentru ieșire diferențială și una legată la masă. Cablul de conexiune are conductoarele de semnal înfășurate în sens opus în jurul conductorului „blanc” de masă. Astfel, conductoarele de semnal preiau uniform tensiunile parazite, care apar ca semnale de mod comun la intrarea preamplificatorului și trebuie suprimate de acesta. Doar semnalul util, diferențial, este destinat amplificării. În schemele de înaltă fidelitate preamplificatoarele au configurații de tip diferențial, caracteristice amplificatoarelor de instrumentație. Semnalul diferențial se poate transforma

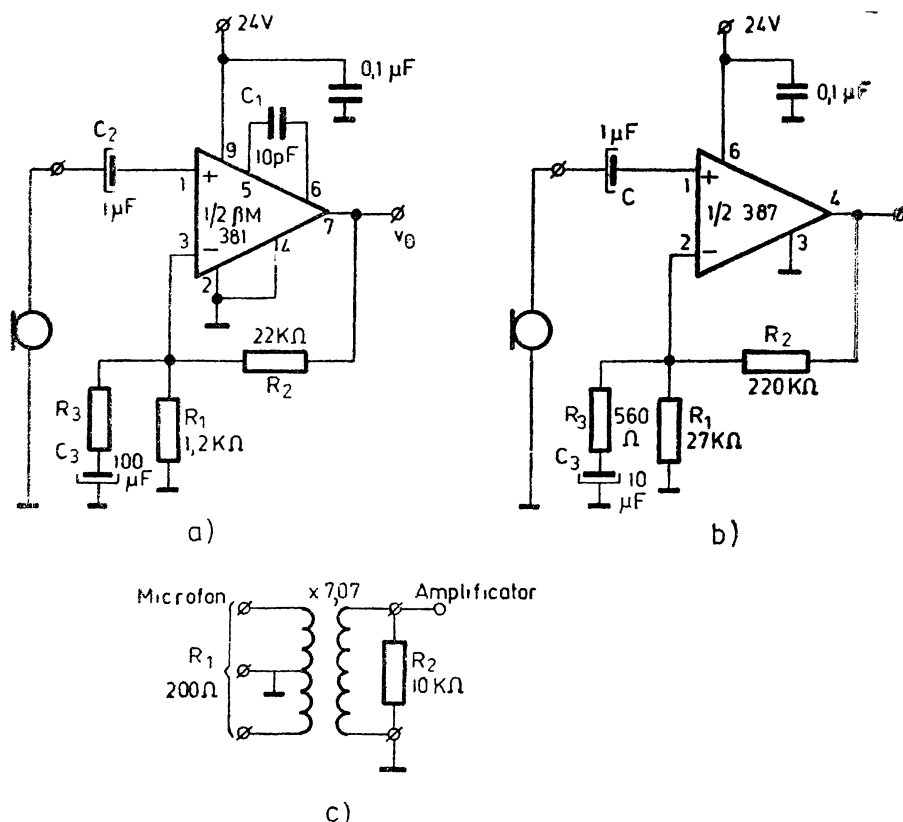


Fig. 10.12. Preamplificatoare pentru microfon dinamic

a — preamplificator de zgomot redus; b — variantă simplă; c — transformator pentru microfon cu trei borne

intr-unul asimetric cu ajutorul unui transformator (fig. 10.12, c) și amplifică apoi cu un etaj asimetric. De exemplu, dacă rezistența de ieșire a microfonului este $R_1 = 200 \Omega$, și cea de intrare în amplificator este $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ [optimă pentru CI $\beta\text{M } 381$], transformatorul trebuie să aibă raportul de transformare $n = n_2/n_1 = \sqrt{R_2/R_1} \cong 7$.

2. *Preamplificator pentru doza magnetică.* Dozele magnetice ale picupurilor furnizează o tensiune a cărei amplitudine crește cu viteza acului lector, deci cu frecvența semnalului electroacustic. Pentru realizarea unei caracteristici de frecvență plate, preamplificatorul trebuie să asigure corecția complementară, adică să amplifice mai mult semnalele de frecvențe joase, decât pe cele de frecvențe înalte.

În acest sens există normative. De exemplu, conform normelor RIAA caracteristica de frecvență a preamplificatorului corector pentru doza magnetică trebuie să fie de forma indicată în figura 10.13, b. Un circuit de acest tip este prezentat în figura 10.13, a. Calculul parametrilor acestui circuit se efectuează de obicei în condiții simplificatorii, care țin cont că în anumite domenii de frecvențe, condensatoarele au impedanța foarte

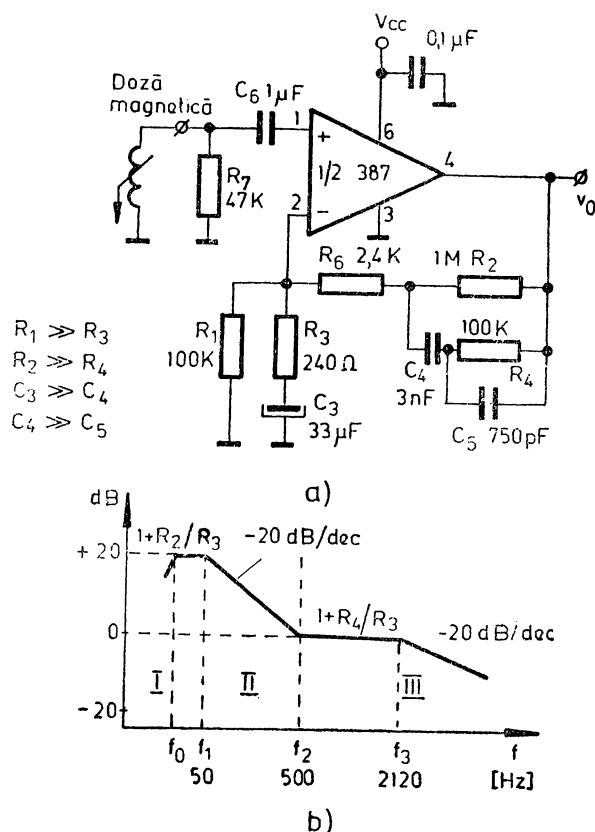


Fig. 10.13. Preamplificator corector pentru doză magnetică
a — schemă electronică; b — caracteristică de corecție

mică (aproximativ zero), sau foarte mare (aproximativ infinit). Schemele echivalente circuitului în diferitele domenii ale frecvenței sînt indicate în figura 10.14. Rezultă următoarele amplificări și frecvențe de frîngere:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}, f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_4}, f_2 = \frac{1}{2\pi R_4 C_4}, f_3 = \frac{1}{2\pi R_4 C_4} \quad (10.18)$$

$$A_v = 1 + \frac{R_2}{R_3}, f_0 < f < f_1; A_v \text{ (0 dB)} = 1 + \frac{R_4}{R_3}, f_2 < f < f_3$$

Parametrii R, C se aleg în funcție de valorile frecvențelor de frîngere și amplificării dorite. Pentru R_6 se recomandă valoarea $R_6 \cong 10R_3 \ll R_4$.

Exemplu. Se consideră o doză magnetică avînd sensibilitatea $0,5 \frac{\text{mV}}{\text{cm/s}}$ și viteza maximă de 25 cm/s. Preamplificatorul este alimentat de la 30 V și trebuie să furnizeze la ieșire cel mult 5V_{ef}. Componentele schemei de preamplificare sînt calculate conform relațiilor (10.4), (10.5) și (10.18).

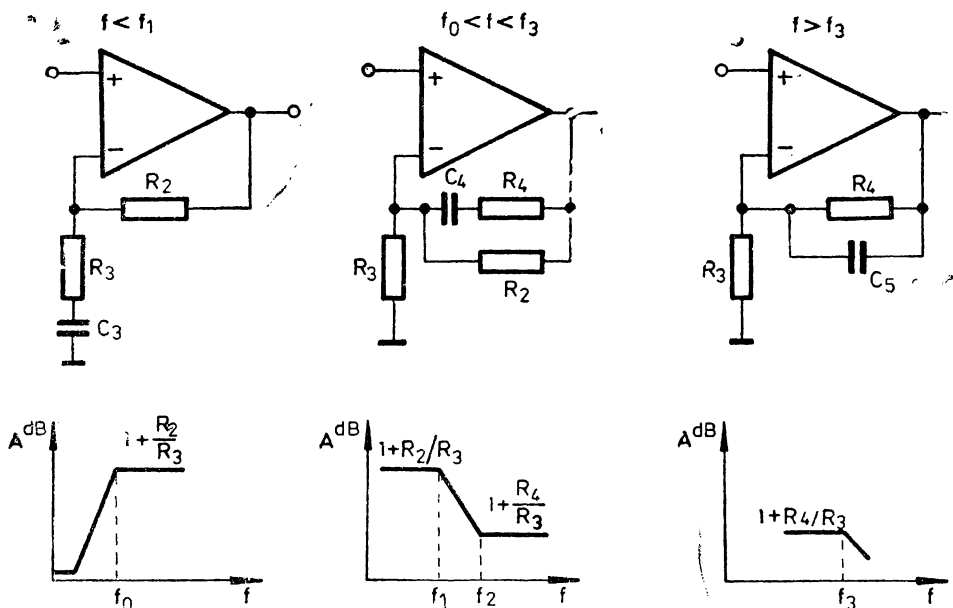


Fig. 10.14. Scheme echivalente pentru calculul caracteristici de frecvență ale preamplificatorului corector

Frecvențele de frângere ale caracteristicii RIAA sînt $f_0 = 20$ Hz, $f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 500$ Hz, $f_3 = 2120$ Hz.

Rezultă schema din figura 10.13, a. Mersul calculului este următorul:
— Valoarea maximă a semnalului la intrarea preamplificatorului este $0,5 \frac{\text{mV}}{\text{cm/s}} \cdot 25 \frac{\text{cm}}{\text{s}} = 12,5$ mV. Amplificarea în banda medie (referința 0 dB) trebuie să fie deci $5 \text{ V} / (12,5 \text{ mV}) = 400$. Circuitul de polarizare: se alege $R_1 = 100$ k Ω , rezultă $R_2 = (30/2,6 - 1) \cdot 10^5 \approx 1$ M Ω . Parametrii rețelei de corecție: $C_4 = 1/(2\pi R_2 f_1) = 1/(2\pi \cdot 50 \cdot 10^5) \approx 3$ nF; $R_4 = 1/(2\pi f_2 C_4) = 1/(2\pi \cdot 500 \cdot 3 \cdot 10^{-9}) \approx 100$ k Ω ; $R_3 = R_4/(A_0 \text{ dB} - 1) = 100000/(400 - 1) \approx 240$ Ω ; $R_6 = 10R_3 \approx 2,4$ k Ω ; $C_3 = 1/(2\pi f_0 R_3) = 1/(2\pi \cdot 20 \cdot 240) \approx 33$ μ F; $C_5 = 1/(2\pi f_3 R_4) = 1/(2\pi \cdot 2120 \cdot 10^5) \approx 750$ pF.

Un alt exemplu de preamplificator corector pentru doza magnetică este prezentat în figura 10.15, cu CI de tip AO. Considerînd și în acest caz caracteristica de frecvență pe porțiuni, se deduc următoarele relații:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}, f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, f_2 = \frac{1}{2\pi R_5 C_1}, f_3 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (10.19)$$

$$A_v = 1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}, f_0 < f < f_1; A_v(0 \text{ dB}) = 1 + \frac{R_2}{R_4}, f_2 < f < f_3$$

Dozele de cristal sau ceramice au caracteristica de frecvență plată și, în general, nu necesită corecție de frecvență. Semnalul lor de ieșire

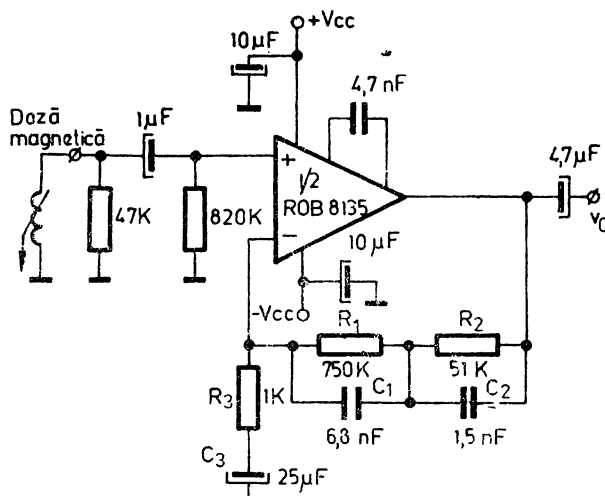


Fig. 10.15. Variantă pentru preamplificatorul corector pentru doza magnetică

este mare (100 mV — 2 V), și se poate aplica direct la circuitele de reglaj al tonului și volumului, sau la amplificatorul final (fig. 10.30).

3. *Preamplificator pentru banda magnetică.* Capul de înregistrare a benzii magnetice este inductiv, deci impedanța lui crește cu frecvența semnalului electroacustic. Însă, începând cu câțiva kHz, apare o scădere bruscă a amplitudinii semnalului înregistrat, scădere dependentă de viteza benzii și mărimea întrefierului.

Datorită acestor fenomene, este necesară liniarizarea caracteristicii de frecvență cu ajutorul unui *preamplificator corector pentru înregistrare*. Acesta trebuie să aibă o amplificare mărită în zona frecvențelor înalte, pentru care capul magnetic de înregistrare este mai puțin sensibil. Caracteristica de frecvență la înregistrare (cap magnetic + amplificator) trebuie să fie liniară, de forma indicată în figura 10.16. Conform prescripțiilor NAB frecvențele de frîngere sînt $f_1 = 50$ Hz, $f_2 = 1770$ Hz, la viteza de înregistrare de 4,76, sau 9,53 cm/s și $f_2 = 3180$ Hz, la 19,5 cm/s sau 38,1 cm/s. Pentru frecvențele înalte, amplificarea este cu 30 dB (sau 35 dB mai mare) ca la frecvențe joase.

La redare, pentru realizarea caracteristicii plate, va trebui realizată *corecția complementară* (fig. 10.16) cu ajutorul preamplificatorului corector de redare.

a. *Preamplificatorul pentru capul de înregistrare a benzii magnetice.* Caracteristica de frecvență a preamplificatorului corectează neliniaritatea caracteristicii capului de înregistrare, suplimentînd amplificarea începînd de la câțiva kHz,

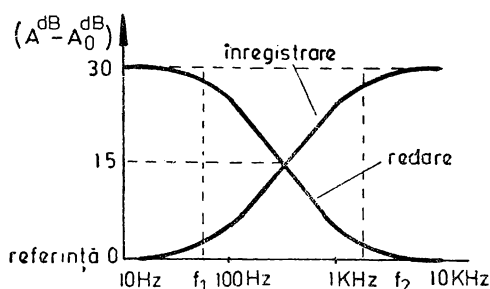


Fig. 10.16. Caracteristicile de frecvență la înregistrare și redare

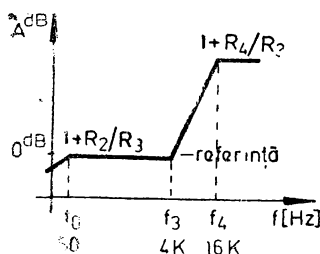


Fig. 10.17. Caracteristica de frecvență pentru preamplificatorul pentru capul de înregistrare

de înaltă frecvență în circuitul amplificator. Parametrii schemei se deduc pe baza relațiilor :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}, \quad f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_4}, \quad f_4 = \frac{1}{2\pi R_4 C_4} \quad (10.20)$$

$$A_v (0 \text{ dB}) = 1 + \frac{R_2}{R_3}, \quad f_0 < f < f_3; \quad A_v = 1 + \frac{R_2}{R_4}, \quad f > f_4$$

Exemplu. Se consideră un microfon care furnizează la ieșire tensiunea maximă de 10 mV, iar caracteristica de frecvențe a capului de înregistrare este definită de $f_3 = 4$ kHz și $f_4 = 16$ kHz. Preamplificatorul este alimentat de la 24 V, iar limita curentului de comandă este 30 μ A.

Deoarece tensiunea maximă la ieșirea CI β M 381 este 24 V - 2 V = 22 V = 7,8 V_{ef}, tensiunea de ieșire a preamplificatorului se limitează la o valoare ceva mai mică, de exemplu, 6 V. De aici, rezultă amplificarea maximă 6 V/10 mV = 600 $\approx$ 55,6 dB. Parametrii componentelor circuitului se calculează conform relațiilor (10.2), (10.3) și (10.20) rezultând valorile indicate în figura 10.18: $R_4 = R_2/(A_{max} - 1) = 22000/(600 - 1) \approx 33 \Omega$; $C_4 = 1/(2\pi R_4 f_4) = 1/(2\pi \cdot 16000 \cdot 33) \approx 0,27 \mu$ F; $R_3 = 1/(2\pi f_3 C_4) =$

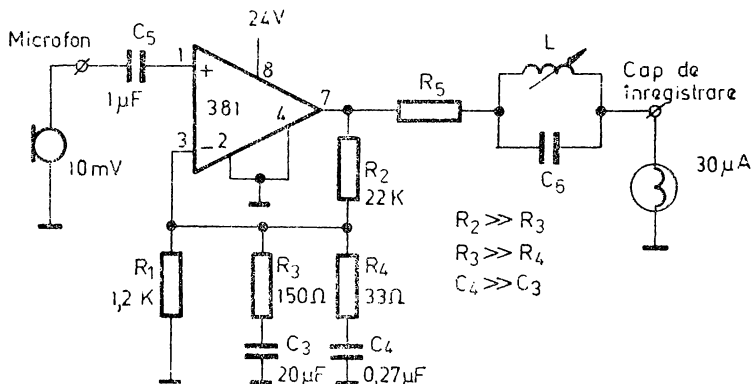


Fig. 10.18. Preamplificator pentru capul magnetic de înregistrare

$= 1/(2\pi \cdot 4000 \cdot 0,27 \cdot 10^{-6}) \cong 150 \Omega$; $C_3 = 1/(2\pi f_0 R_3) = 1/(2\pi \cdot 50 \cdot 150) = 20 \mu\text{F}$; $A_{0\text{ dB}} = 1 + R_2/R_3 = 1 + 22000/150 = 150$; $R_9 = v_{0\text{ max}}/I_{0\text{ max}} = 6\text{ V}/30 \mu\text{A} = 200\text{ k}\Omega$.

b. *Preamplificator pentru capul magnetic de redare.* Pentru a realiza caracteristica de redare din figura 10.16 se utilizează, de exemplu, circuitul din figura 10.19. Relațiile aproximative de calcul sînt următoarele:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}, f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_4}, f_2 = \frac{1}{2\pi R_4 C_2} \quad (10.21)$$

$$A_v(0\text{ dB}) = 1 + \frac{R_4}{R_3}, A_{\text{max}} = 1 + \frac{R_2}{R_3}$$

Exemplu. Se consideră un cap de redare, avînd sensibilitatea $800 \mu\text{V}$ la 1 kHz și $9,53\text{ cm/s}$. Preamplificatorul este alimentat de la 24 V și are o tensiune maximă la ieșire de $0,5\text{ V}_{\text{ef}}$.

Componentele circuitului se pot calcula corespunzător relațiilor (10.4) (10.5) și (10.21). Astfel, se alege $R_1 = 240\text{ k}\Omega$ și se calculează $R_2 = (24/2,6 - 1) \cdot 24\text{ k}\Omega \cong 2,2\text{ M}\Omega$; $A_v(1\text{ kHz}) = 0,5\text{ V}/800 \mu\text{V} = 625 \cong 56\text{ dB}$. Din figura 10.16, rezultă amplificarea pentru $f > f_2$: $A_{0\text{ dB}} = A_v(1\text{ kHz}) - 5\text{ dB} = 51\text{ dB} \cong 355$; $C_2 = 1/(2\pi f_1 R_2) = 1/(2\pi \cdot 50 \cdot 2,2 \cdot 10^6) = 1500\text{ pF}$; $R_4 = 1/(2\pi f_2 C_2) = 1/(2\pi \cdot 1770 \cdot 1500 \cdot 10^{-12}) \cong 62\text{ k}\Omega$; $R_3 = R_4/(A_{0\text{ dB}} - 1) = 62000/(355 - 1) \cong 180$; $C_3 = 1/(2\pi f_0 R_3) = 1/(2\pi \cdot 40 \cdot 180) \cong 20\text{ }\mu\text{F}$. Rezultatele sînt indicate în figura 10.19, a.

În figura 10.19, b este indicată o altă variantă de preamplificator pentru capul de redare.

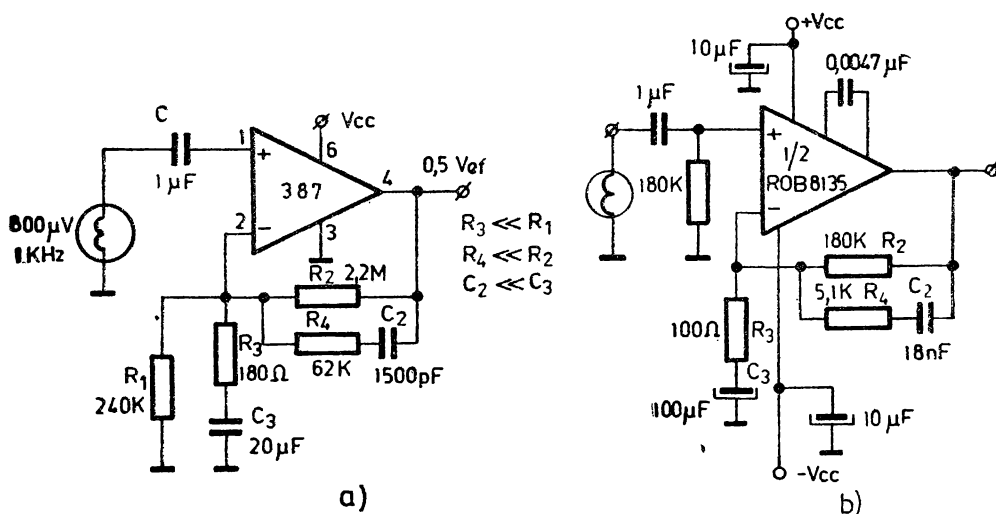


Fig. 10.19. Preamplificatoare pentru capul de redare
a — varianta dată în exemplul de calcul; b — altă variantă

10.1.3. Filtre audio

Deși preamplificatoarele corectoare realizează o caracteristică de frecvență plată, pot surveni modificări în caracteristicile traductoarelor sau ale condițiilor de funcționare. Acustica încăperii în care are loc audierea, sensibilitatea urechii și gustul auditorului care preferă tonalități mai joase sau mai înalte impun prelucrarea suplimentară a caracteristicii de frecvență.

În acest sens, programul de audiere poate fi modificat în funcție de preferință, dozând frecvențele joase (20 Hz — 200 Hz) și pe cele înalte (8 kHz — 20 kHz), cu ajutorul *corectorului de ton*. Ținând seama că sensibilitatea urechii scade la nivele reduse ale sunetului și la capetele benzii frecvențelor audio, lanțul electroacustic poate fi completat cu un sistem de *reglaj fiziologic* care realizează corecții atât în funcție de frecvență, cât și de nivelul semnalului electroacustic.

Cu ajutorul filtrelor se pot elimina unele zgomete datorate unor perturbații la înregistrare și aparaturii aferente. *Filtrele trece-sus* (taie-joase) suprimă zgometele mecanismelor de antrenare, zgometele externe diverse (vânt, pași) și împiedică oscilațiile libere ale membranei difuzorului pe frecvențe infrasonore (0,5—2 Hz). *Filtrele trece-jos* (taie-înalte) elimină zgometele de pe banda magnetică (pocnituri, sunete stridente, în domeniul de peste 10 kHz), sunetele provenind din interferența cu posturile de radio. Utilizate concomitent, rezultă *filtrele trece-bandă*, care pot reduce mult domeniul frecvențelor audio, rămânând de multe ori în banda 300 Hz — 3 kHz, caracteristică vorbirii.

Circuitele de egalizare corectează acustica încăperii. În anumite benzi de frecvență apare tendința de microfonie sau de atenuare. Egalizatoarele formate dintr-un număr mare de filtre, acordate fiecare pe altă frecvență compensează excesul de reverberații, sau randamentul insuficient al difuzoarelor.

1. *Corector de ton*. Reglajul de ton se realizează numai pentru frecvențele joase și înalte, utilizând filtre pasive (mai ieftine) sau active. Filtrele active au avantajul unor distorsiuni mai reduse (datorită reacției negative) dar necesită măsuri suplimentare de stabilizare a funcționării, putând intra ușor în oscilație.

În figura 10.20, a se prezintă varianta uzuală (Baxandall) pentru reglajul de ton cu AO, iar în figura 10.20, b sînt date limitele caracteristicii de frecvență, reglabile cu cele două potențiometre.

Schema se poate analiza simplificat, pe domenii de frecvență și rezultă următorii parametri:

— amplificarea frecvențelor joase și înalte

$$A_{j \max} = 1 + \frac{R_2}{R_1}, \quad A_{j \min} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (10.22)$$

$$A_{s \max} = \frac{R_1 + R_3 + R_6}{R_3}, \quad A_{s \min} = \frac{R_3}{s + 2 R_4}$$

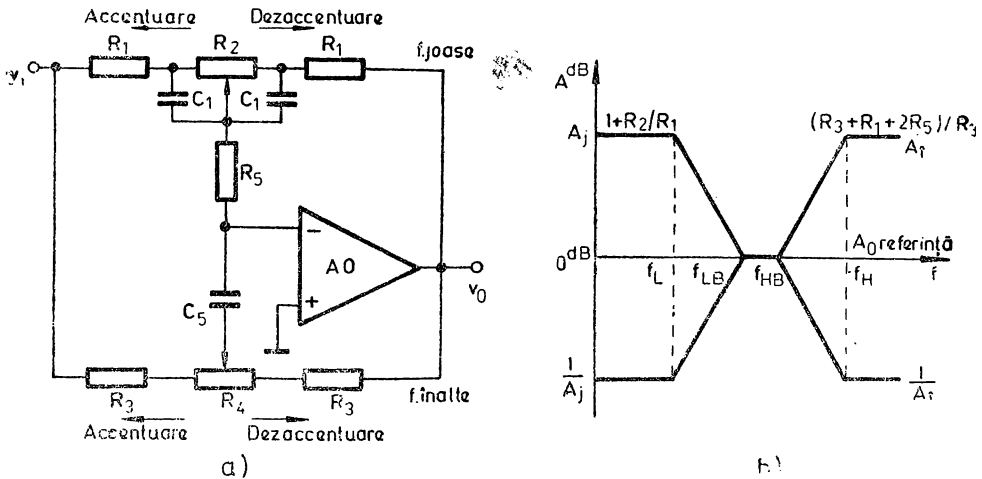


Fig. 10.20. Corector de ton

— schemă electrică; b — caracteristică de frecvențe

— frecvențele de frîngere

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, \quad f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}, \quad f_H = \frac{1}{2\pi R_3 C_5} \quad (10.23)$$

$$f_{HB} = \frac{1}{2\pi(R_1 + 2R_3 + 2R_5)C_5}$$

Exemplu. Se dă $A_{im} = \pm 20$ dB, $f_L = 30$ Hz, $f_H = 10$ kHz. Rezultă $f_{LB} = 10$ Hz, $f_L = 300$ Hz. Se alege $R_2 = 250$ kΩ. Conform relațiilor (10.22) și (10.23) rezultă: $R_1 = R_2/(A_{j\max} - 1) = 250000/9 = 27$ kΩ; $C_1 = 1/(2\pi f_L R_2) = 1/(2\pi \cdot 30 \cdot 250000) \approx 22$ nF; se alege $R_5 = R_1 = 15$ kΩ; $R_3 = (R_1 + 2R_5)/(A_{s\max} - 1) = (27 + 2 \cdot 15)/9 \approx 4,7$ kΩ; $C_3 = 1/(2\pi f_H R_3) = 1/(2\pi \cdot 10000 \cdot 4700) \approx 3,3$ nF; se alege $R_4 = 500$ kΩ $> 10 \cdot (R_3 + R_1 + 2R_5)$.

Circuitul este indicat în figura 10.21. Amplificatorul inversor de la intrare asigură rezistența de intrare de 100 kΩ și o rezistență de ieșire foarte mică. AO cuadruplu are performanțe foarte bune în c.a.: bandă de putere de 25 kHz și $S = 2,5$ V/μs.

O altă variantă pentru corectorul de ton este indicată în figura 10.22, a, împreună cu limitele sale de reglaj, din figura 10.22, b.

2. *Egalizator de octavă.* Există o serie de variante de egalizatoare de octavă, formate din filtre active, sau pasive, acordate fiecare pe frecvență la interval de o octavă una față de alta ($f_{k+1} = 2f_k$), în întreg domeniul audio. Un exemplu de filtru activ cu AO este indicat în figura 10.23, iar parametrii săi de circuit se aleg conform relațiilor:

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_0 H_0 C_1}, \quad R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - H_0) \cdot 2\pi f_0 C_1}, \quad R_3 = \frac{2Q}{2\pi f_0 C_1} \quad (10.24)$$

unde Q este factorul de calitate, iar H_0 , amplificarea la frecvența centrală f_0 .

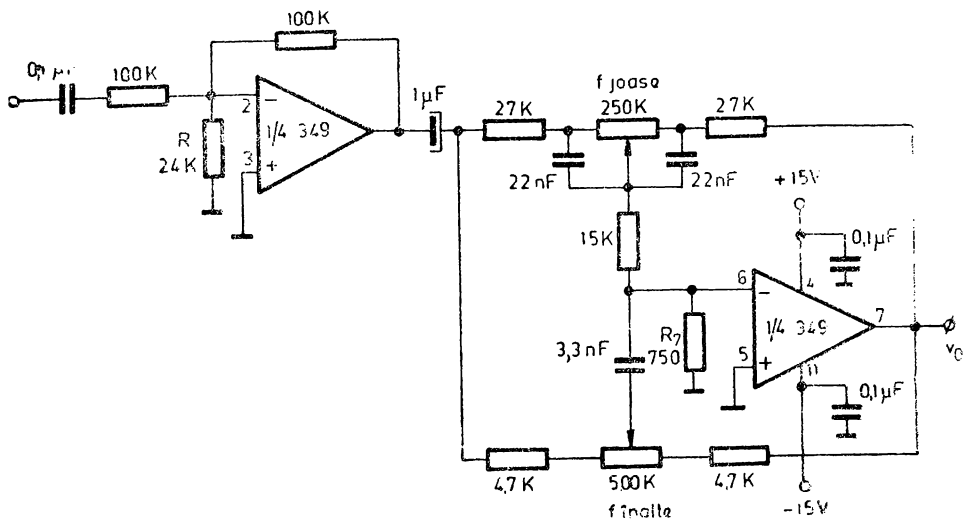
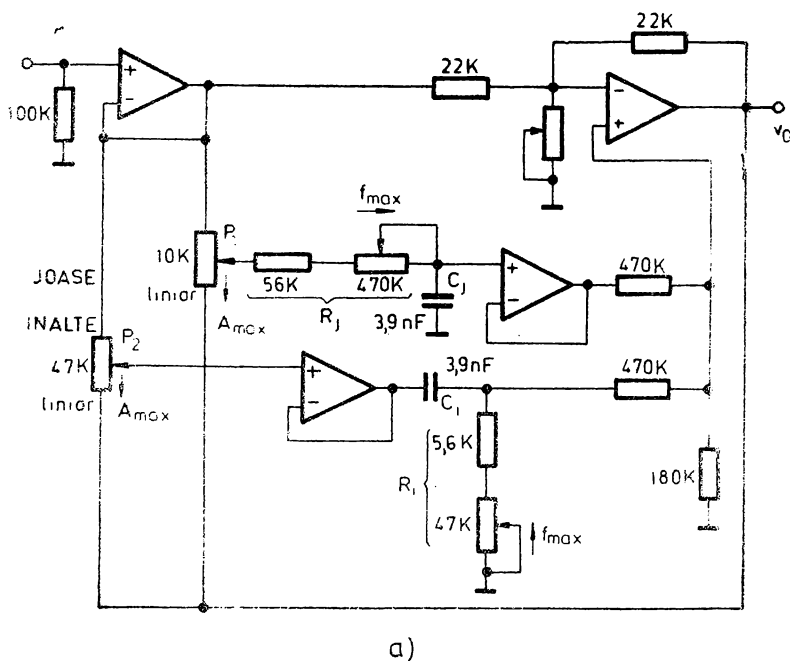
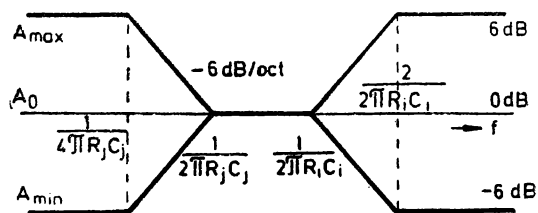


Fig. 10.21. Exemplu de corector de ton



a)



b)

Fig. 10.22. Variantă pentru reglaj de ton
a — schema electrică; b — caracteristică de frecvențe

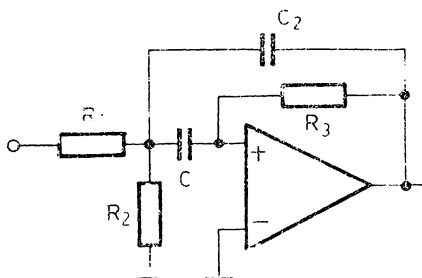


Fig. 10.23. Filtru pentru egalizator de octavă

Exemplu. Pentru $Q = 2$, $H_0 = 4$ și $C_1 = C_2 = C$, rezultă următoarele: R_1 se alege în funcție de rezistența de intrare impusă pentru filtru ($R_i = (R_1 + R_2)/n$, n fiind numărul celulelor de filtrare plasate în paralel). Conform relațiilor (10.24), alegând $R_1 = 22,2 \text{ k}\Omega$, rezultă $R_2 = R_1 H_0 / (2Q^2 - H_0) = R_1$ (pentru datele de mai sus) și $R_3 = 2R_1 H_0 = 180 \text{ k}\Omega$. Capacitatea C se calculează funcție de frecvențele centrale, rezultatele fiind indicate în tabelul 10.1.

Tabelul 10.1

Valorile capacității C a filtrului din fig. 10.23										
f_0 [Hz]	31,5	63	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
C [nF]	100	56	27	15	7,5	3,6	1,8	0,91	0,43	0,22

10.1.4. Amplificatoare audio de putere

Etajul final al lanțului electroacustic, amplificatorul de putere, trebuie să debiteze puterea necesară în sarcină, asigurând, indiferent de amplitudinea sa, un semnal nedistorsionat în toată banda de trecere. Tehnologia integrată oferă diverse variante monolitice de amplificatoare audio de putere, pînă la circa 20 W. Acestea pot fi prevăzute sau nu cu protecții la scurtcircuit, la supraîncărcare termică sau la supratensiune. Amplificatoarele de putere destinate instalațiilor profesionale de înaltă performanță și putere ridicată (zeci de W) sînt de construcție hibridă.

1. Amplificatorul audio de putere TBA 790.

Amplificatorul TBA 790 (IPRS) poate fi alimentat de la tensiuni cuprinse între 6 și 15 V și debitează în sarcină puteri pînă la 2,5 W. În buclă închisă realizează amplificări pînă la 49 dB în banda de (20—20000) Hz și este recomandat pentru rezistențe de sarcină mai mari sau egale cu 8 Ω .

Configurația de principiu a CI TBA 790 este indicată în figura 10.24. Etajul diferențial (T_2 , T_3) cu sarcină activă (T_4 , T_5) este atacat asimetric (pe T_1 , T_2). Repetorul T_1 asigură curenți de intrare de ordinul zecilor de nA și o rezistență mare de intrare (tipic 50 M Ω). Tensiunea

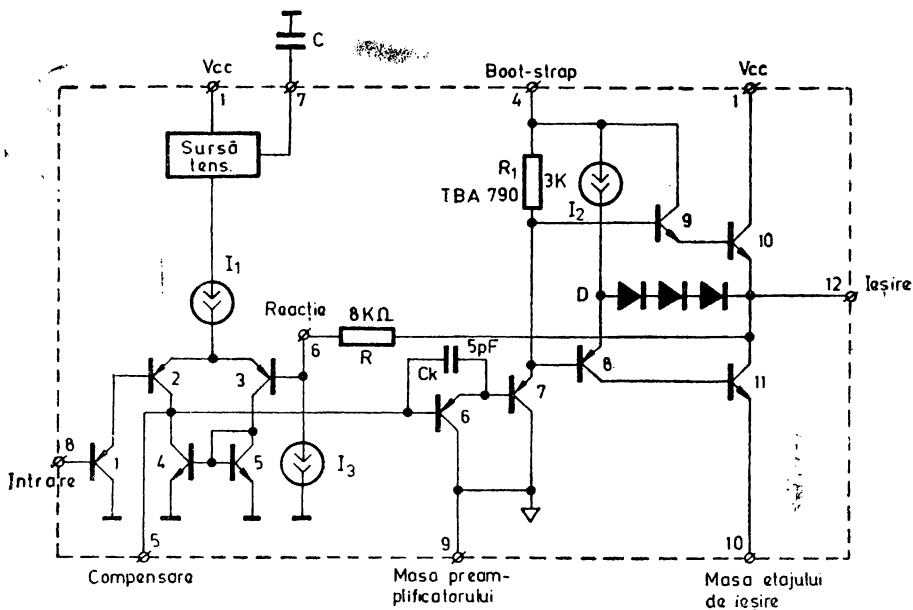


Fig. 10.24. Configurația amplificatorului audio TBA 790

la borna 7 este constantă și reprezintă o tensiune internă de polarizare a etajului de intrare. Valoarea sa este

$$V_7 = \frac{2V_{CC}}{3} + 0,5 \text{ V} \quad (10.28)$$

și, de obicei, se filtrează suplimentar prin $C = 100 \mu\text{F}$.

Etajul pilot (T_6, T_7) asigură amplificarea în tensiune, compensarea caracteristicii de frecvențe (prin $C_k = 5 \text{ pF}$) și curentul de comandă al etajului de ieșire. Etajul final, în contratimp, în clasă AB este realizat cu tranzistoarele T_8, T_9, T_{10}, T_{11} .

Polarizarea în c.c. ($V_0 = \frac{V_{CC}}{2}$) este asigurată intern prin rezistența $R_2 = 8 \text{ k}\Omega$ și sursa de curent I_3 (fig. 10.24). Considerînd I_{B3} neglijabil, pentru $v_i = 0$, se poate scrie relația

$$V_0 = V_6 + R_2 I_3 = R_2 I_3 = \frac{V_{CC}}{2}, \quad (10.26)$$

unde $V_6 = V_{EB} \ll R_2 I_3$. Valoarea curentului I_3 este fixată intern și este egală cu $V_{CC}/(2R_2)$, asigurîndu-se astfel un punct static de funcționare la jumătatea tensiunii de alimentare.

Se face observația că dacă sursa de semnal (aplicată la terminalul 8) are valoarea rezistenței r_s mare, tensiunea V_0 poate crește mult ($V_6 \approx r_s I_{B1} + V_{BE}$). Din acest motiv, r_s trebuie limitată la cel mult $1 \text{ M}\Omega$.

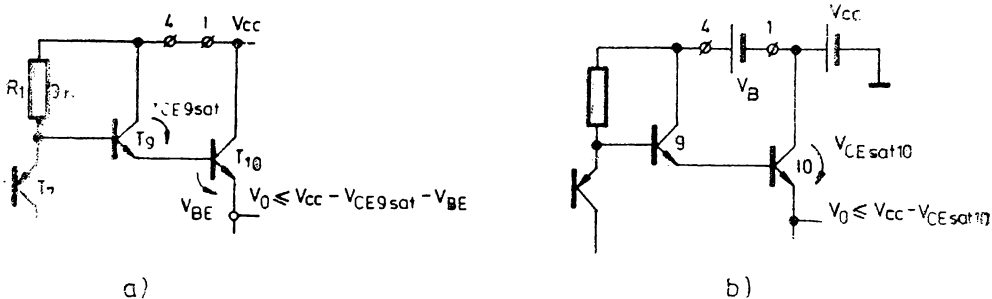


Fig. 10.25. Etaje de ieșire pentru amplificatorul de putere

a — cu domeniu redus de variație a tensiunii la ieșire; b — principiul pentru extinderea domeniului

Variația tensiunii de ieșire într-un domeniu cât mai mare este una din principalele cerințe ale amplificatorului de putere și trebuie asigurată printr-o proiectare corectă a întregului montaj.

Tensiunea minimă de ieșire (la alternanța negativă) este asigurată intern, prin circuitul de polarizare cu diode tranzistor. Tranzistorul de ieșire T_{11} poate ajunge la saturație (rezultând astfel o tensiune foarte apropiată de cea de alimentare). Într-adevăr, tensiunea bază-colector

$$V_{BC11} = V_{BE11} + V_{CE7} - V_{BE8} + 3V_{BE} \cong -V_{EC7} + 3V_{BE}$$

poate deveni pozitivă când V_{EC7} scade sub $3V_{BE}$.

Pentru alternanța pozitivă, în cazul alimentării uzuale a etajului de ieșire, se observă că tranzistorul de ieșire nu se poate satura (fig. 10.25, a), deoarece $V_{BC10} = -V_{EC9}$, nu poate deveni pozitivă nici când T_9 este saturat. Pentru a da posibilitate tranzistorului T_{10} să se satureze (permițând astfel mărirea amplitudinii tensiunii de ieșire pînă aproape de V_{CC}), se realizează schema de principiu din figura 10.25, b. Pe colectorul tranzistorului T_9 se aplică o tensiune care la limită depășește tensiunea de colector a lui T_{10} , care se poate satura.

Schema reală se poate realiza în două variante după cum sarcina (difuzorul) se cuplează cu o bornă la V_{CC} , (fig. 10.26, a) sau la masă (fig. 10.26, b). În prima variantă, considerînd semnalul de intrare nul și ținînd cont că în acest caz circuitul este polarizat intern pentru $V_0 = V_{CC}/2$, rezultă că tensiunea rămasă, furnizată de sursa de alimentare ($V_{CC}/2$) este preluată de condensatorul C_B (de boot-strap). În prezența semnalului de intrare apar variații v_0 ale tensiunii de ieșire, care tind să modifice și tensiunea la bornele condensatorului C_B . Alegînd însă o valoare C_B care să determine o constantă de timp $T = C_B R_L || (R_1 + r_{014}) \cong \cong C_B R_L$ (deoarece $R_L \ll (R_1 + r_{014})$), mai mare ca perioada maximă a semnalului audio, variațiile de tensiune pe condensatorul C_B devin neglijabile. Întreaga variație v_0 este preluată de sarcină. Se vor asigura condițiile de saturare ale tranzistorului T_{10} , deoarece tensiunea V_4 este de forma $V_4 = V_{CC} + v_0$, atingînd valoarea maximă pentru $v_{0 \max} = V_{CC}/2$, adică $V_{4 \max} = 3V_{CC}/2$, valoare care este favorabilă pentru saturarea lui T_{10} .

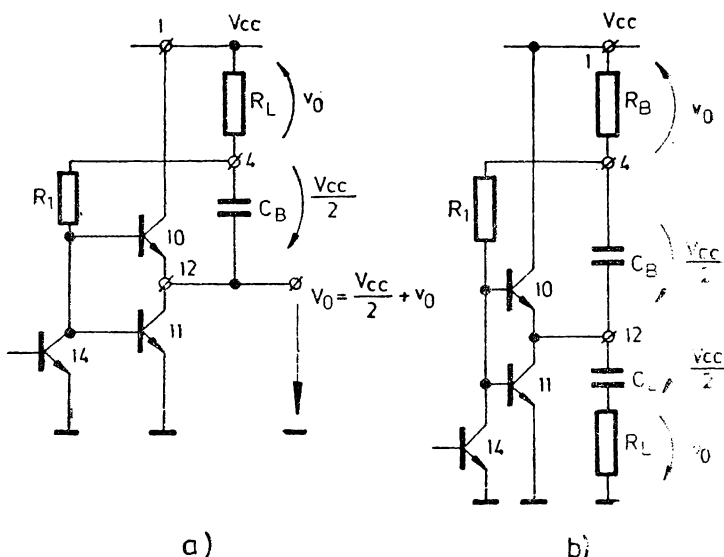


Fig. 10.26. Variante de conexiune boot-strap
a — cu sarcina la V_{CC} ; b — cu sarcina la masă

În concluzie, în cazul configurației cu „sarcina la plus” valoarea capacității C_B trebuie să respecte condiția :

$$C_P > \frac{1}{2\pi f_j R_L} \quad (10.27)$$

De exemplu, pentru

$$f_j = 20 \text{ Hz}, R_L = 8 \Omega, \text{ rezultă } C_B \geq \frac{1}{2\pi \cdot 20 \cdot 8} \approx 1000 \mu\text{F}.$$

În varianta a doua (fig. 10.26, b) în absența semnalului de intrare, cele două condensatoare externe C_B și C_L preiau în mod egal jumătate din tensiunea de alimentare, deoarece $V_0 = V_{CC}/2$. Variațiile semnalului vor fi urmărite cu constantele de timp $T_B = (R_L + R_B || (R_1 + r_{e1c}))C_B \cong \cong C_B R_B$, $C_B > C_L$, și $T_L \cong C_L R_L$. Cînd aceste constante sînt mari (în raport cu perioada maximă a semnalului de intrare), condensatoarele păstrează la borne o tensiune aproape constantă, tensiunea variabilă fiind preluată de sarcină. Tensiunea V_4 poate atinge valori pînă la $3V_{CC}/2$, permițînd intrarea în saturație a tranzistorului de ieșire.

În cazul sarcinii cu o bornă la masă se recomandă următoarele relații de proiectare :

$$R_B = (10 \div 20) R_L, R_L = (4 \div 8) \Omega \quad (10.28)$$

$$C_B = \frac{C_L}{k}, k = 2 \div 10, C_L = \frac{1}{2\pi f_j R_L}, C_B R_B > \frac{2 \cdot 5}{2\pi f_j}$$

De exemplu, pentru $f_j = 20 \text{ Hz}$, $R_L = 8 \Omega$, rezultă $C_L = 1000 \mu\text{F}$, $C_B = C_L/10 = 100 \mu\text{F}$, $R_B = 10 R_L$; se alege $R_B = 100 \Omega > 5/(2\pi f_j R_B)$.

unde $R_2 = 8 \text{ k}\Omega$ este integrată și are valoare fixă.

Fig. 10.27. Stabilirea
amplificării de c.a. în
bucă închisă

2. Alte amplificatoare audio de putere

315

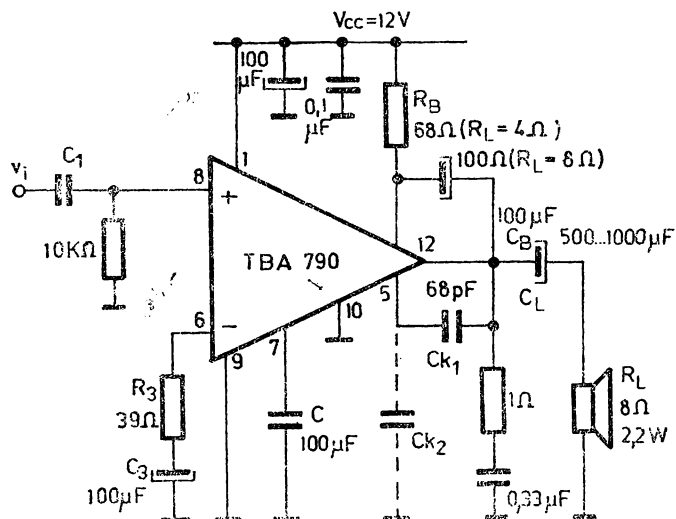


Fig. 10.29. Variantă de amplificator de putere cu CI TBA 790

Alte circuite din aceeași familie sînt amplificatoarele audio de putere TBA 810 S și 810 AS (varianta cehoslovacă MBA 810 S și 810 AS). Sînt prevăzute cu protecție termică, se recomandă pentru sarcini de 4 Ω și ating puteri pînă la 7 W. Varianta TBA 810 DS are și protecție la supratensiune, fiind recomandată amplificatoarelor audio din instalațiile auto. Variantele TBA 800 A (3 W la $V_{CC} = 16$ V și $R_L = 8 \Omega$) și TBA 800 (5 W, la $V_{CC} = 16$ V și $R_L = 16 \Omega$) sînt destinate etajelor finale din instalațiile radio și TV.

Componentele externe se plasează analog cu cele din figurile 10.28 și 10.29. Condensatorul C_{k1} fixează frecvența f_s a benzii de trecere ($C_{k1} = 820$ pF, pentru $f_s = 20$ kHz și $C_{k1} = 1,5$ nF, pentru $f_s = 10$ kHz). Rezistența de reacție $R_2 = 4$ k Ω este integrată, iar $C_{k2} \approx 5C_{k1}$.

Unele amplificatoare de putere au amplificarea fixă, stabilită intern, necesitînd astfel un număr mic de componente externe. Amplificatorul LM 380 (National Semiconductor) are amplificarea de 34 dB și banda de trecere de 100 kHz (la 2 W și $R_L = 8 \Omega$). Furnizează în sarcină pînă la 2,5 W (pentru $V_{CC} = 18$ V, $R_L = 8 \Omega$ și $V_{CC} = 24$ V, $R_L = 16 \Omega$). Un exemplu tipic de utilizare este indicat în figura 10.30, unde se prezintă un amplificator pentru doza piezoelectrică. Aceasta are un semnal mare de ieșire (300 mV) și nu necesită preamplificare. Potențiometrele P_1 și P_2 realizează reglajul de volum și de ton, conform caracteristicii din figura 10.30, b.

Alte amplificatoare de putere sînt variante de AO, cu posibilitatea alimentării de la două surse și a fixării din exterior a amplificării în buclă închisă. Un exemplu se prezintă în figura 10.31, care utilizează CI TDA 2020 (SPRAGUE) avînd puteri pînă la 20 W și tensiuni de alimentare în limitele ($\pm 5 - \pm 22$) V. Parametrii sînt următorii: banda de

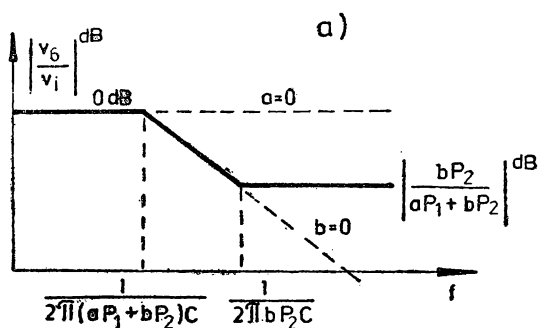
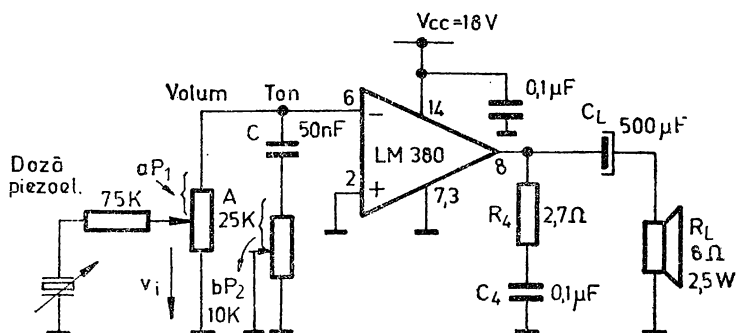


Fig. 10.30. Amplificator audio pentru doză piezoelectrică
a — schemă; b — caracteristică de frecvență

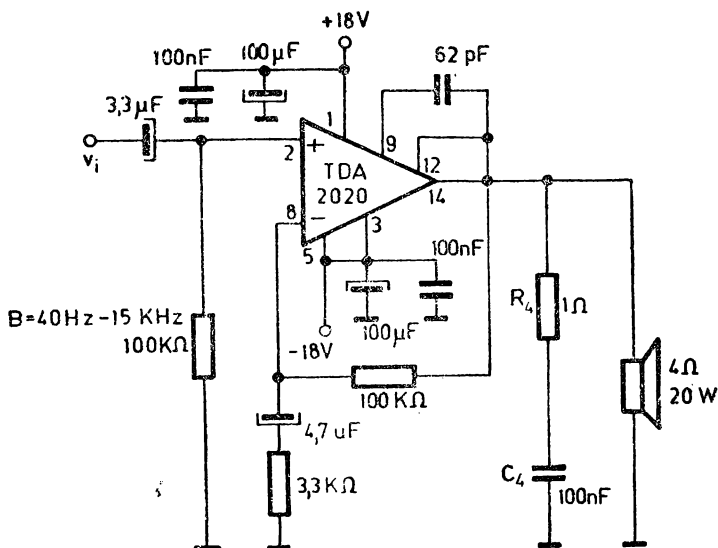


Fig. 10.31. Amplificator audio de putere

trecere 40 Hz — 15 kHz, putere de ieșire (15 — 18) W la $V_{cc} = \pm 17$ V, $R_L = 4 \Omega$ și 20 W la $V_{cc} = \pm 18$ V, $R_L = 4 \Omega$. Pentru $R_L = 8 \Omega$, $V_{cc} = \pm 18$ V, $P_o = 16,5$ W. Distorsiunile de frecvență sînt 1%, iar cele de neliniaritate 0,2% (1 kHz, 15 W).

Pentru mărirea puterii debitate în sarcină se utilizează două amplificatoare, unul inversor și unul neinversor, conectate ca în figura 10.32. Montajul din figura 10.33 ilustrează modul de conexiune prezentat în figura 10.32, a, iar cel din figura 10.34 se referă la conexiunea din figura 10.32, b.

3. *Observații privitoare la modul de execuție a montajelor audio*

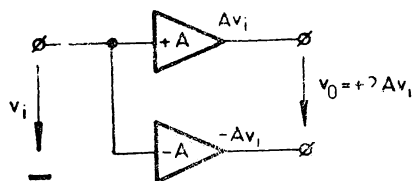
Realizarea corectă a instalațiilor audio trebuie să respecte anumite recomandări privitoare la executarea montajelor. Acestea trebuie să fie cît mai compacte, avînd lipiturile corect executate și terminalele componentelor cît mai scurte. Intrările și componentele de la intrare trebuie plasate cît mai departe de ieșire, iar traseele de intrare și cele de ieșire se separă printr-un traseu de masă. Nu se recomandă utilizarea soclurilor pentru CI.

Capsulele amplificatoarelor de putere se montează pe radiatoare de aluminiu sau bronz laminat, iar aripioarele integratelor se ung cu vase-lină siliconică. Se vor utiliza rezistoare cu peliculă metalică, iar condensatoarele vor fi de tip stiroflex sau ceramice, și electrolitice cu tantal.

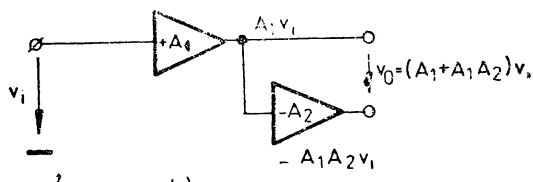
Prin realizarea corectă a cablajului imprimat se va evita formarea buclelor de masă. Datorită rezistenței finite a conductoarelor de masă parcurse de curenți mari, pot apare deplasări ale nivelelor continue de tensiune, sau reacții pozitive, care produc cu ușurință oscilații în sistem. În figurile 10.35, a și c sînt indicate două exemple de realizare incorectă a unor astfel de conexiuni, iar în figurile 10.35, d și b, modul de conectare corectă în scopul evitării buclelor de masă. Pentru a evita formarea buclelor de masă, amplificatoarele de putere (în particular CI TBA 790 și TCA 150) sînt prevăzute cu două terminale de masă: masa de semnal și masa de putere (fig. 10.24).

10.2. UTILIZAREA CIRCUITELOR INTEGRATE ÎN SISTEMELE DE RADIORECEPȚIE

Semnalele de frecvență radio (FR) sînt prelucrate în radioreceptoare în scopul extragerii componentei de frecvență audio și aducerii sale la nivelul corespunzător audiției.



a)



b)

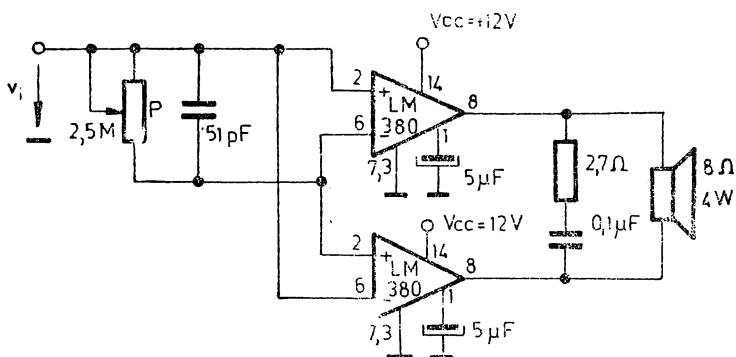


Fig. 10.33. Amplificator audio de putere cu CI LM 380

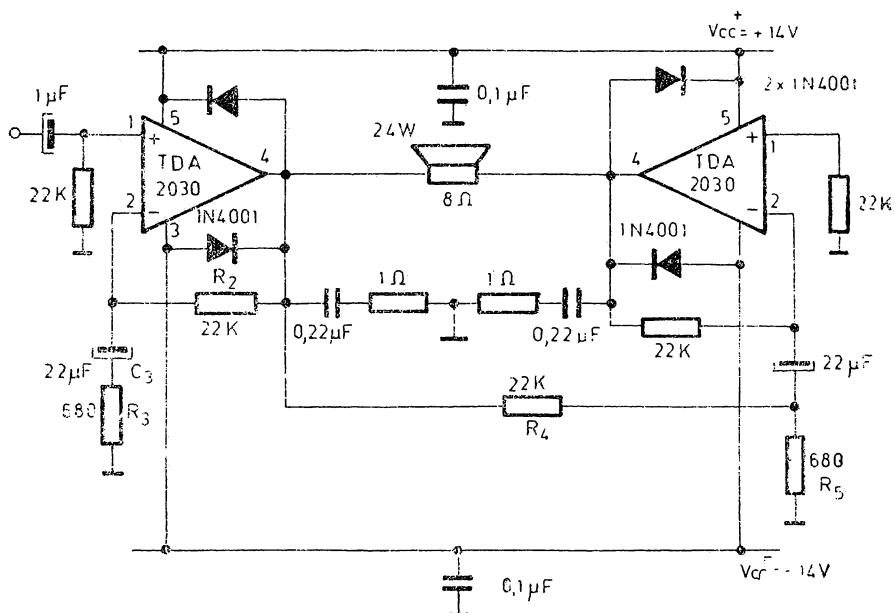


Fig. 10.31. Amplificator audio de putere

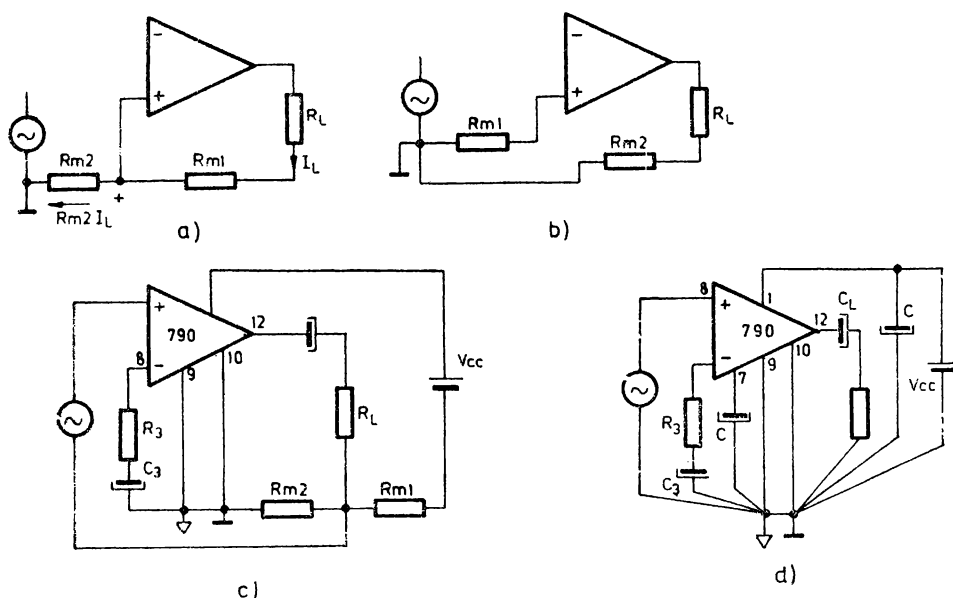


Fig. 10.35. Indicații pentru evitarea formării buclor de masă
a, c — conexiuni incorecte; b, d — conexiuni corecte

În majoritatea cazurilor, radioreceptoarele sînt de tip superheterodină, avînd schema bloc indicată în figura 10.36. Semnalele FR sînt captate de antenă (pot fi amplificate — AFR —, sau nu) și apoi sînt mixate cu semnalul unui oscilator local în scopul modificării frecvenței la o valoare pentru care sînt acordate circuitele radioreceptorului. La ieșirea schimbătorului de frecvențe (SF) rezultă astfel un semnal de *frecvență intermediară* (FI), care este apoi amplificat (AFI) și demodulat (detectat — DET). Semnalul audio (FA) rezultat prin demodularea semnalului FI poate fi prelucrat intern în aparatul radio, sau extern, conform celor prezentate în paragraful 10.1. Schema electronică a receptorului radio cuprinde și un circuit de reglaj automat al amplificării (RAA) în funcție de amplitudinea semnalului recepționat, astfel că indiferent de aceasta, amplitudinea semnalului de ieșire să rămîină constantă. În cazul că se recepționează un semnal stereofonic, după blocul detector, care extrage semnalul stereo multiplex, trebuie intercalat un decodor, care să separe cele două semnale stînga (L) și dreapta (R).

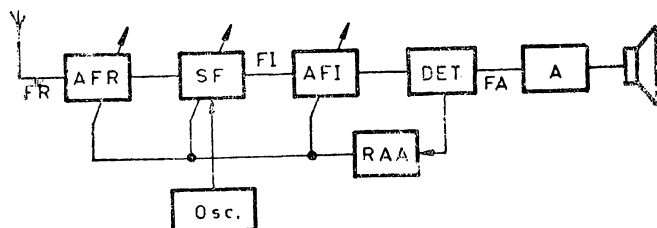


Fig. 10.36. Schema bloc a radioreceptorului superheterodină

Se face observația că etajele care prelucrează semnalul FR, pînă la extragerea componentei audio FA, fac parte din blocul funcțional numit tuner radio.

Frecvențele intermediare pentru recepția semnalelor modulate în amplitudine (MA) sînt de 262,5 kHz sau 455 kHz. Pentru recepția semnalelor modulate în frecvență (MF), frecvența intermediară este de 10,7 MHz, iar pentru calea de sunet a televizoarelor este de 6,5 MHz.

Circuitele integrate sînt tot mai mult utilizate în construcția radioreceptoarelor. Ele cuprind, parțial sau total, blocurile componente indicate în figura 10.36. Astfel, se produc CI analogice de tip radioreceptor MA, amplificatoare—demodulatoare de FI pentru recepția semnalelor MF, radioreceptoare MA/MF, decodoare stereo, comutatoare analogice și tasteri senzoriali. O serie de CI românești sînt descrise pe larg în literatura de specialitate. În acest capitol se vor prezenta doar unele probleme de principiu care stau la baza utilizării acestor circuite în sistemele de radiorecepție.

10.2.1. Radioreceptoare MA

Aceste tipuri de radioreceptoare realizează prelucrarea semnalelor radio conform schemei bloc din figura 10.36. Semnalul generat de oscilatorul local are o frecvență (reglabilă) care depășește frecvența FR a semnalului recepționat cu o valoare fixă FI. Prin mixarea celor două semnale (practic multiplicarea lor — vezi capitolele 5 și 6) rezultă un semnal MA, avînd una din armonici de frecvență egală cu diferența semnalelor mixate, adică tocmai FI. Această componentă de frecvență intermediară (FI) este extrasă cu un filtru trece-bandă și apoi amplificată. Prin detecție se suprimă apoi purtătoarea de frecvență FI, rămînînd componenta audio, care, așa cum s-a arătat poate fi prelucrată în continuare intern, sau extern.

Receptoarele MA integrate, monolitice, (TDA 1046 — IPRS Băneasa, LM 1820 — National Semiconductor, HA 1199 — Harris) conțin integrate blocurile componente fundamentale, iar în exterior se conectează rețelele RLC de acord și reglaj al fiecărui bloc. Un exemplu se prezintă în figura 10.37, a pentru circuitul receptor MA auto ($V_{CC} = 10,8$ V, ... 15,6 V, $FI = 256,2$ kHz) și în figura 10.37, b, pentru radioreceptorul românesc TDA 1046 ($V_{CC\ max} = 18$ V, $FI = 455$ kHz, reglabil între 0,2—1 MHz, recepționează semnale RF pînă la 30 MHz).

10.2.2. Amplificatoare-demodulatoare de FI pentru semnale MF

Amplificarea semnalelor de frecvență intermediară modulate în frecvență se poate realiza cu ajutorul diferitelor CI monolitice, ca de exemplu, βM 3189 (LM 3189, CA3189) pentru $FI = 10,7$ MHz, TAA 661, TBA 120 U, pentru FI sunet (în receptoarele TV) de 6,5 MHz, sau TDA 440 P/N pentru FI semnale video de 38 MHz.

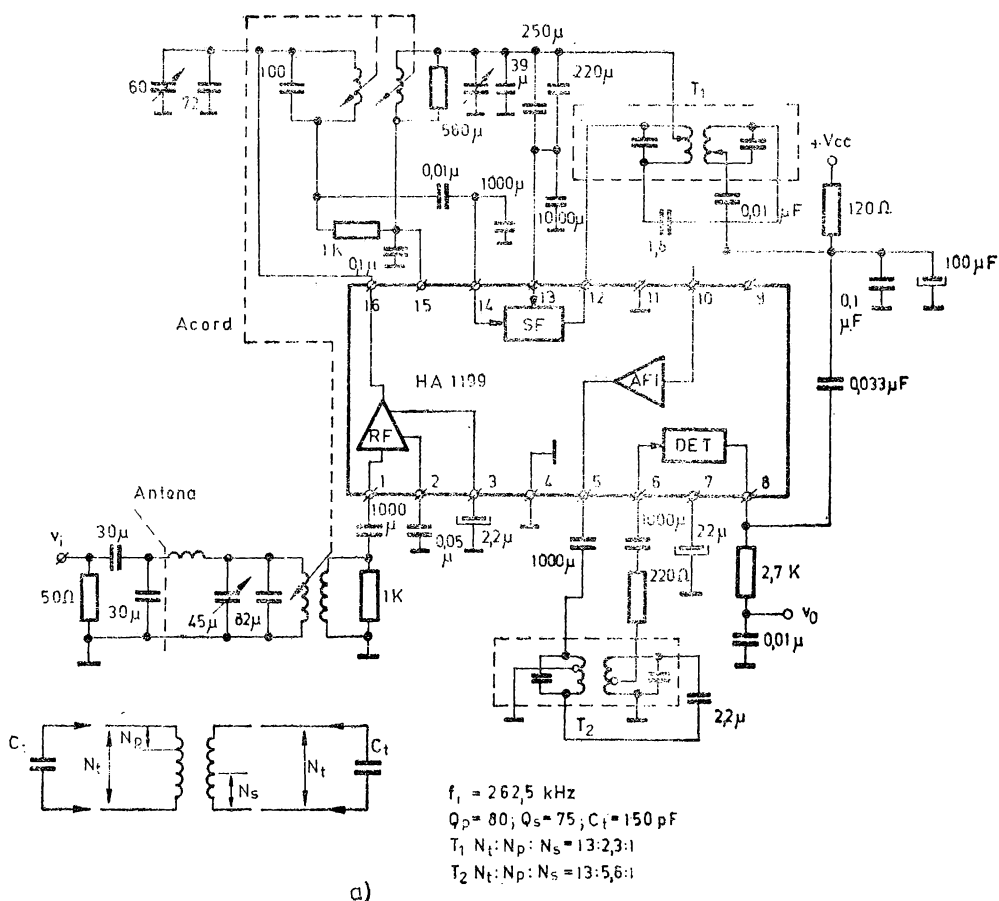


Fig. 10.37. Receptoare MA
a — receptor auto cu CI HA 1199;

În figura 10.38 se indică schema bloc a amplificatorului limitator de tip βM 3189. Semnalul de frecvență intermediară este aplicat la intrarea (1) și amplificat în trei etape de către amplificatoarele limitatoare. Acestea limitează puternic semnalul în amplitudine, evitând astfel modulația parazită în amplitudine, care poate perturba funcționarea demodulatorului de MF. Demodulatorul este realizat cu un circuit multiplicator dublu balansat. Semnalul FI este accesibil la terminalul 8 și are $300 \text{ mV}_{\text{v-e}}$. Amplificatorul audio furnizează la ieșirea (6) un semnal de 500 mV cu distorsiuni mai mici ca $0,1\%$. Circuitul furnizează semnale auxiliare pentru blocul de unde ultracurte (UUS), numit impropriu tuner (realizat de obicei cu tranzistoare și componente RLC). Acesta prelucrează semnalul RF și livrează semnalul de frecvență intermediară. Semnalele auxiliare sînt: RAA întîrziat, CAF — controlul automat al frecvenței, sau tensiunea de alimentare. Ieșirea de CAF poate fi utilizată și de un instrument de acord

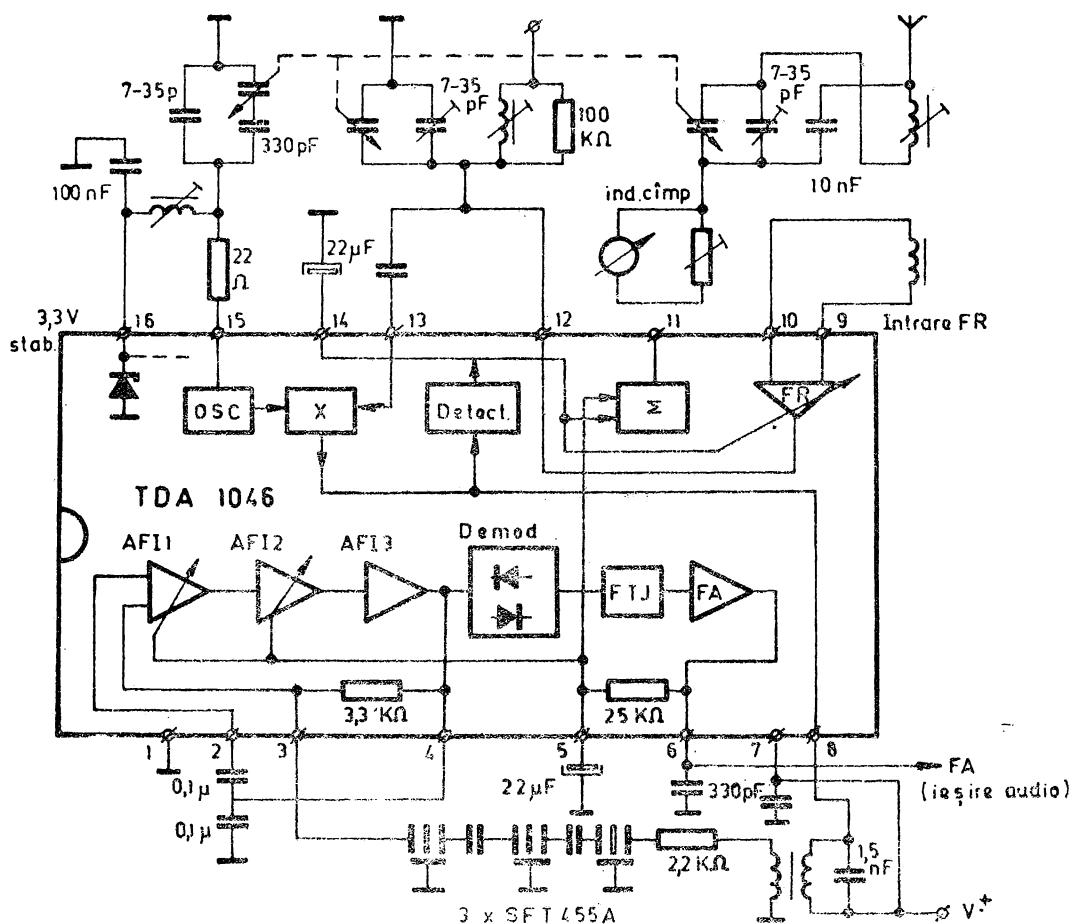


Fig. 10.37
b — radioreceptor cu CI TDA 1046

cu punct median pentru acordul vizual precis, al fiecărui post. Sistemul de blocaj acționează când raportul semnal/zgomot este degradat, decuplând în acest caz ieșirea audio.

Un exemplu tipic de utilizare a CI β M3189 este indicat în figura 10.39.

10.2.3 Radiorecetoare MA/MF

Aceste tipuri de circuite integrate permit utilizarea lor în schemele de radiorecepție atât pentru semnale MA, cât și pentru semnale MF, în funcție de modul lor de conectare și de circuitele aferente, externe.

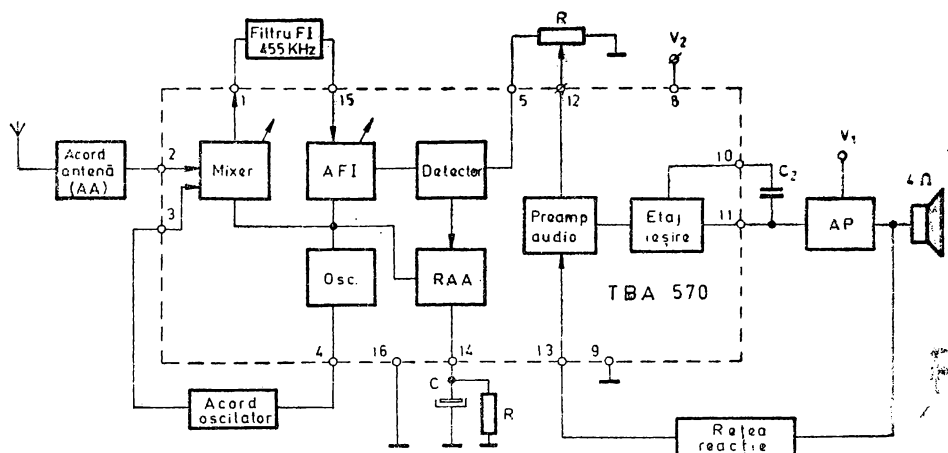


Fig. 10.40. Schema bloc pentru recepția semnalelor MA cu TBA 570

De exemplu, CI monolitic TBA 570 (IPRS), de medie performanță, este destinat radioreceptoarelor MA/MF portabile, auto și staționare. Schema bloc pentru recepționarea semnalelor MA (535 ÷ 1605 kHz) este indicată în figura 10.40. Cuprinde oscilatorul local, mixerul, amplificatorul de FI, detectorul MA, circuitul RAA, preamplificatorul audio, etajul de ieșire. Filtrul FI este acordat pe frecvența 455 kHz, și este conectat în exterior, la fel ca și amplificatorul audio de putere. Cu ajutorul buclei RAA, amplitudinea semnalului la ieșire se menține constantă pentru un domeniu de variație al semnalului de intrare de 0,1 ÷ 150 mV.

Schema bloc pentru recepționarea semnalelor MF este indicată în figura 10.41. În acest caz, circuitul are rol de amplificator limitator de FI, având blocurile tipice acestei funcționări.

În figura 10.42 se prezintă ca aplicație tipică a circuitului integrat TBA 570, schema unui radioreceptor cu două lungimi de undă.

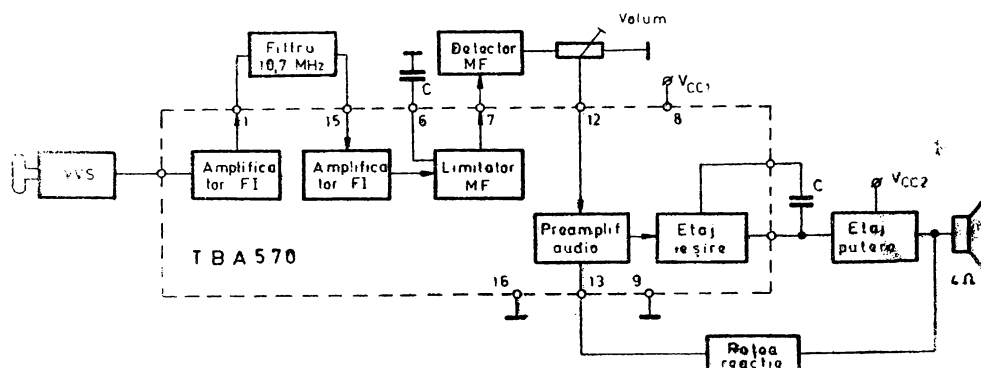


Fig. 10.41. Schema bloc pentru semnale MF cu TBA 570

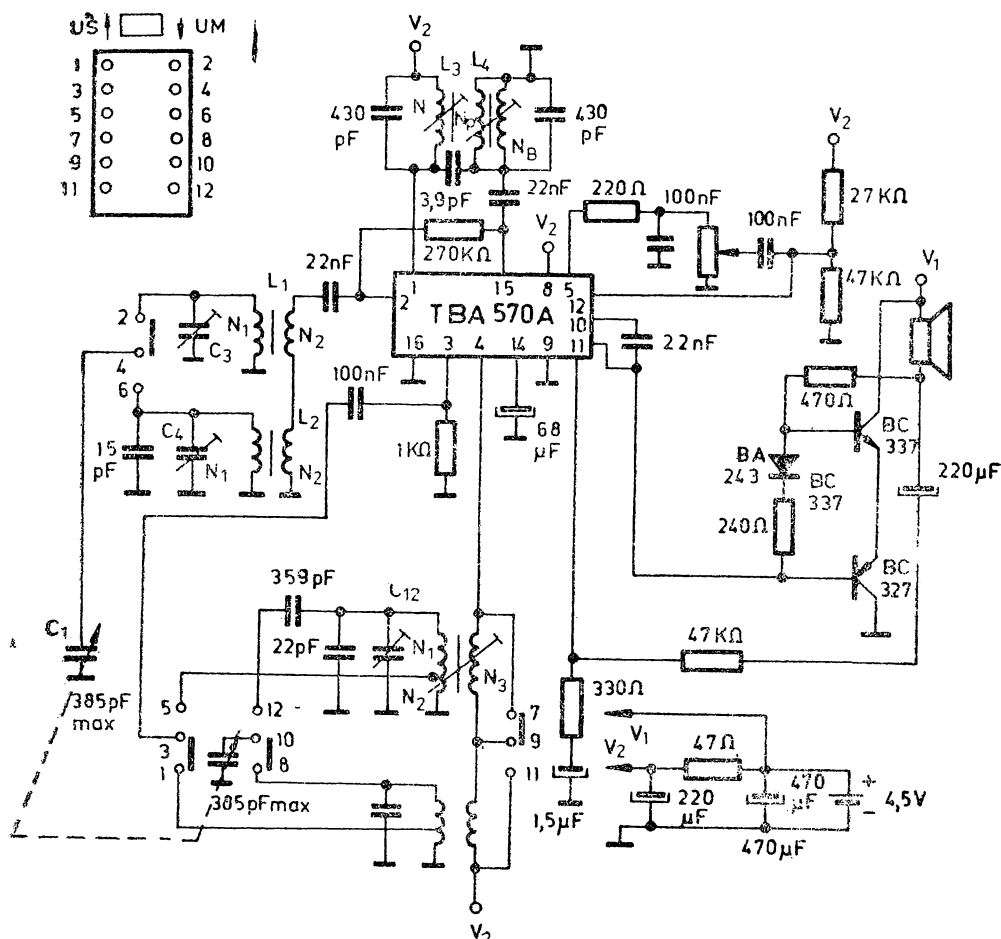


Fig. 10.42. Radioreceptor cu două lungimi de undă

10.2.4. Decodare stereo

Sistemele de radiodifuziune transmit semnalele stereofonice stînga (L) și dreapta (R) simultan, sub forma unui semnal complex, numit *semnal stereo multiplex*, de forma :

$$v_m = (L + R) + (L - R) \cos \omega_s t + P \cos \frac{\omega_s}{2} t,$$

unde L și R reprezintă cele două semnale utile, avînd frecvența audio (30 Hz — 15 kHz), ω_s este pulsația purtătoarei ($f_s = 38$ kHz) și P , amplitudinea unui semnal pilot, de frecvență 19 kHz, calat pe frecvența purtătoarei.

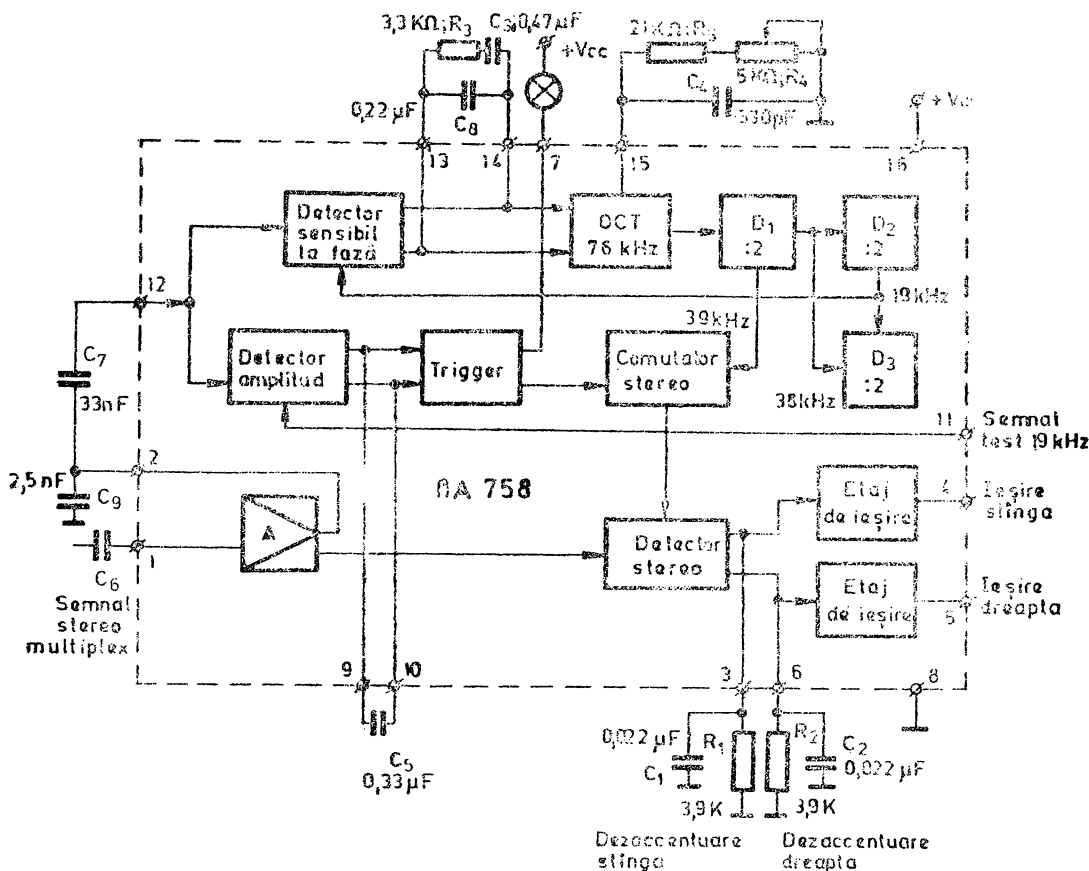


Fig. 10.43. Schema bloc a decodurului $\beta A 758$

Decodorul stereo are sarcina sã separe semnalele L și R din semnalul multiplex. Dintre decodoarele monolitice cele mai răspândite, se pot cita, de exemplu, CI $\beta A 758$, LM 1800, LM 1310.

Schema bloc a decodurului $\beta A 758$ (echivalent cu LM 1800) este indicată în figura 10.43. Semnalul stereo multiplex este aplicat la intrarea amplificatorului A, cu rol de adaptare pentru decodorul propriu-zis și de amplificare ($A = 3$), pentru circuitul PLL. Circuitul PLL servește la refacerea purtătoarei de 38 kHz. OCT al buclei PLL, are frecvența de oscilație proprie de 76 kHz, iar bucla se calează pe frecvența semnalului pilot de 19 kHz, obținută prin divizare, redând la ieșirea detectorului de fază, amplitudinea semnalului pilot. Pentru semnale pilot suficient de puternice pentru a permite o bună recepție stereo, comutatorul stereo este conectat, permițând aplicarea semnalului de frecvența purtătoarei la intrarea blocului decodor și funcționarea indicatorului de mod. La recepția mono, comutatorul este deconectat, iar decodorul are rol numai de amplificare.

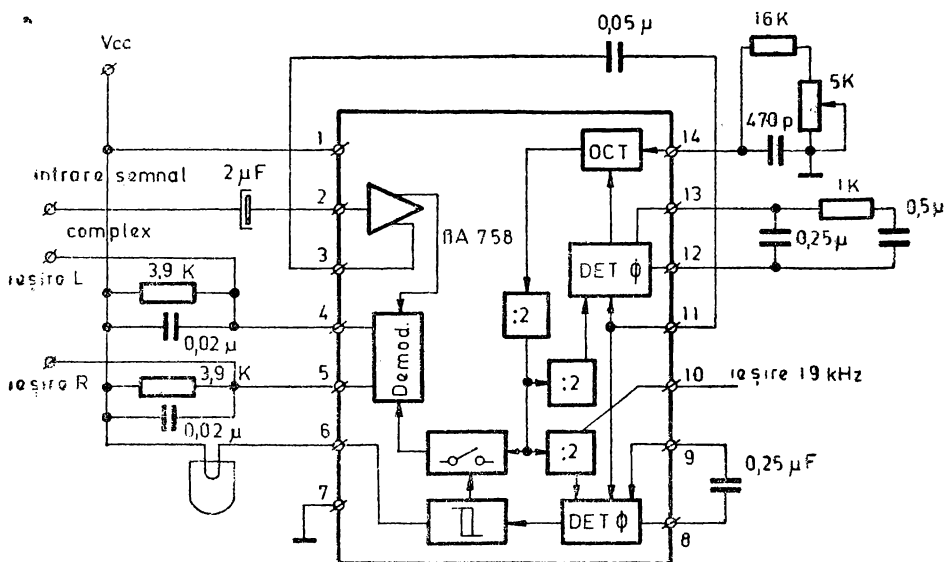


Fig. 10.44. Decodor stereo cu CI βA 758

În funcționarea stereo, blocul decodor permite demodularea componentei $L-R$, mixarea ei cu componenta $L+R$ și separarea pe această cale a celor două semnale, stînga și dreapta.

Un exemplu tipic de aplicație a decodurului stereo βA 758 este indicat în figura 10.44.

ANEXE

Ținând cont de diversitatea circuitelor electronice utilizate în domeniul audio, în cele ce urmează se prezintă o serie de exemple, care completează și întregesc prezentarea făcută în capitolul 10.

A.1. PREAMPLIFICATOARE AUDIO

În figura A.1 se prezintă un amplificator de instrumentație de înaltă fidelitate, pentru semnale audio provenite de la un microfon cu ieșire diferențială. Rezistențele R_1 și R_2 fixează impedența de intrare la 2 k Ω ,

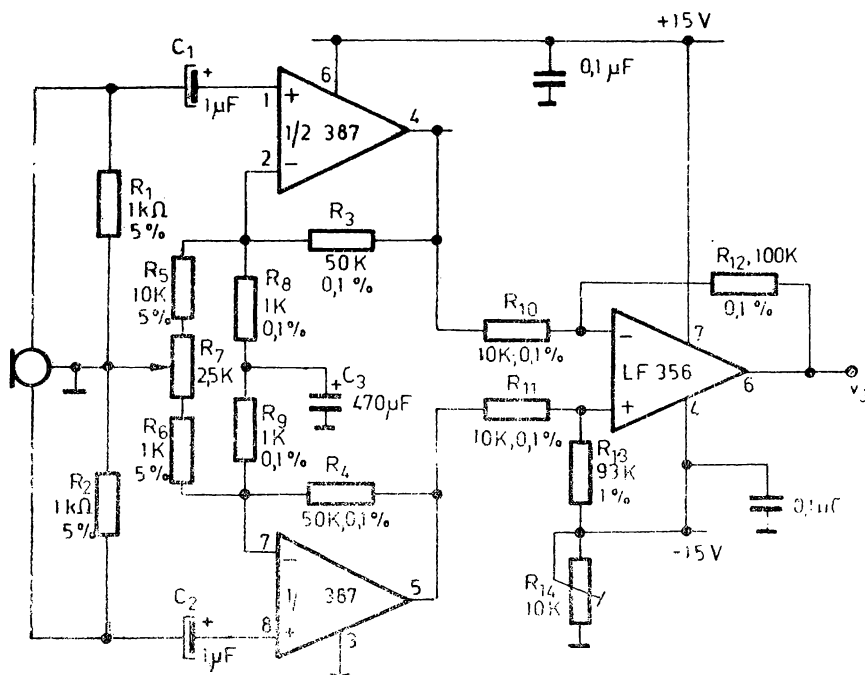


Fig. A.1. Preamplificator audio de înaltă fidelitate

iar R_7 , reglează nivelul de c.c. al tensiunii de ieșire la 0 V. Amplificarea este dată de R_3 , R_4 , R_8 , R_9 pentru $f \geq f_0 = 1/(2\pi R_8 C_3)$. Amplificatoarele de intrare $\beta M 387$ asigură nivelul redus de zgomot, iar AO LF356 în conexiune diferențială, rejecția de mod comun de mare valoare.

În figura A.2 se exemplifică modul de conectare a AO $\beta A 741$ ca amplificator audio inversor (fig. A.2, a) sau neinversor (fig. A.2, b), alimentat de la o singură sursă. La intrare, pe firul cablului ecranat se montează o perlă de ferită pentru evitarea perturbațiilor de înaltă frecvență. În paralel cu rezistența de reacție se poate monta un condensator de stabilizare, care limitează totodată banda de trecere a zgomotelor. Impedanța de intrare a preamplificatorului trebuie adaptată la impedanța microfonului. În figura A.2, b, de exemplu, poziția comutatorului K depinde de impedanța microfonului (deconectat pentru 24 k Ω și conectat pentru 600 Ω). Îmbunătățirea performanțelor de zgomot se obține prin substituirea AO $\beta A 741$ cu ROB 8135.

Figura A.3, a prezintă un amplificator corector pentru doza magnetică avînd înalte performanțe la zgomot și care ilustrează principiul din figura 10.9 (vezi paragraful 10.1.2). O variantă mai puțin pretențioasă, cu AO $\beta A 741$, este prezentată în figura A.3, b.

Preamplificatoarele cu corecție pentru banda magnetică sînt exemplificate în figura A.4. În figura A.4, a montajul asigură performanțe de zgomot deosebite. O mare simplitate prezintă schema cu amplificatorul $\beta M 382$ (fig. A.4, b), avînd schema internă de principiu dată în figura 10.5, a. Figurile A.4, c și d prezintă variante mai puțin pretențioase cu AO uzual BA741.

În figura A.5 se indică o schemă de preamplificator pentru casetofon. La viteza benzii de 4,76 cm/s capul magnetic furnizează un semnal redus (0,8 mV/1 kHz). Amplificarea circuitului este mare (45 dB) și componentele trebuie să aibă zgomote intrinseci reduse. Se recomandă rezistoare cu peliculă metalică și dispozitive de zgomot redus: BC413, BC109B, $\mu A 739$, $\mu A 749$, LM1303, ROB8135. Corecția de egalizare se face conform

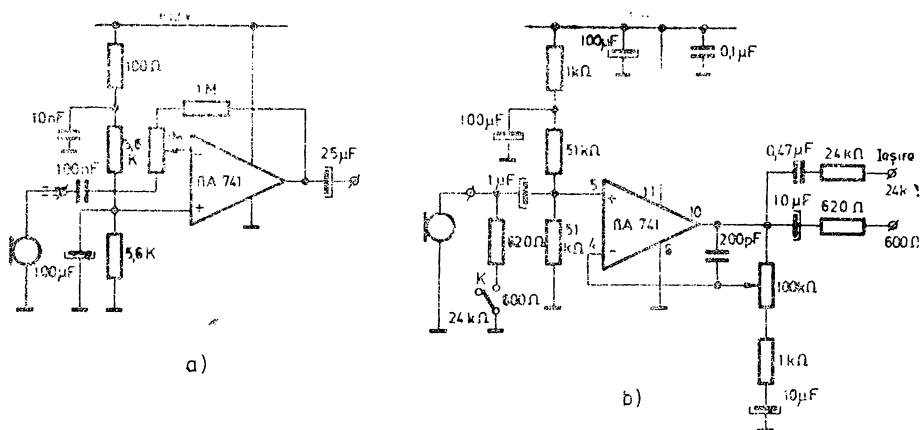
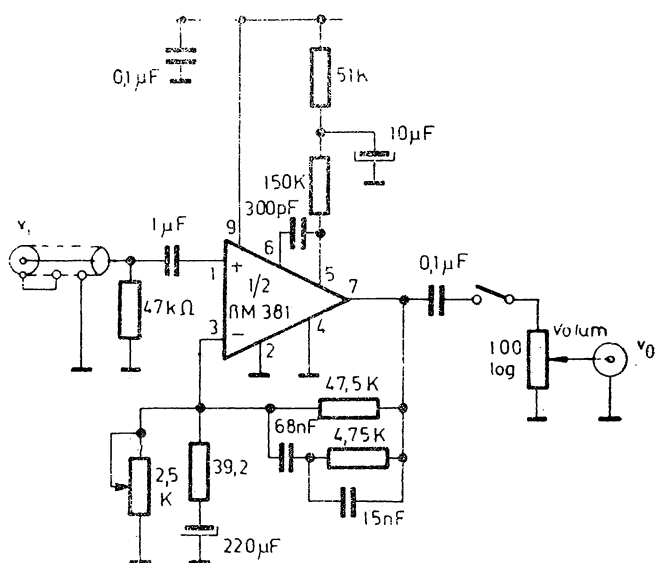
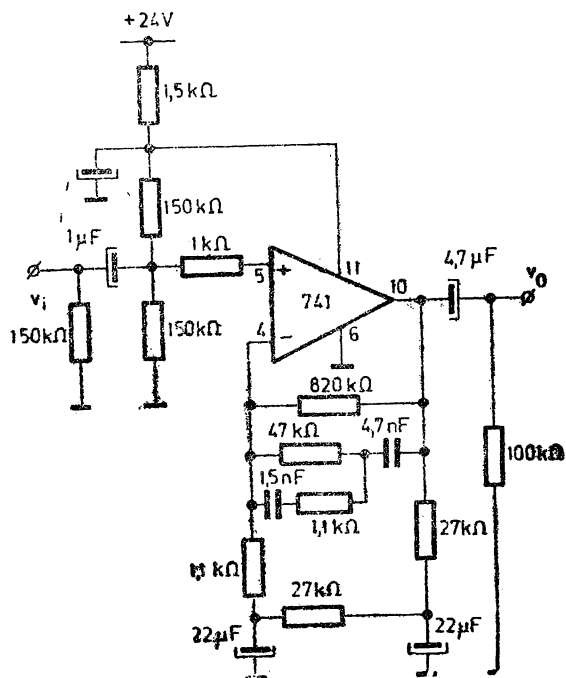


Fig. A.2. Preamplificator audio cu AO $\beta A 741$

a — inversor, b — neinversor



a)



b)

Fig. A.3. Preamplificatoare pentru picup cu doză magnetică
a — cu amplificator de zgomot redus, b — cu AO β A 741

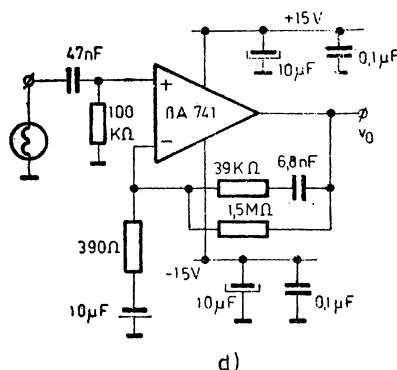
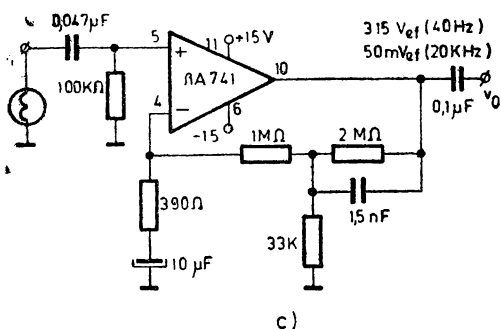
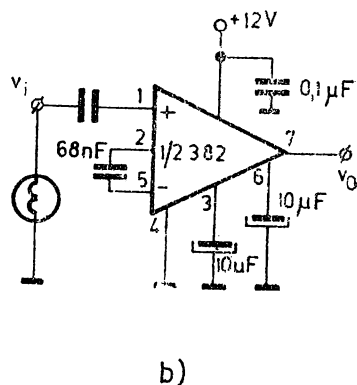
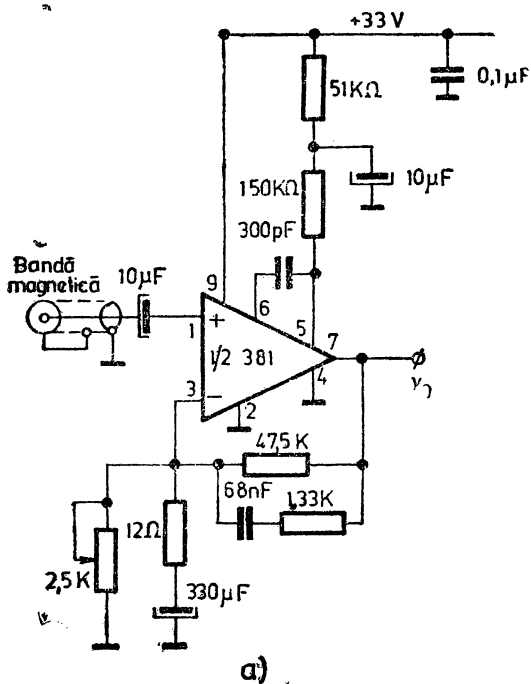


Fig. A.4. Preamplificatoare cu corecție pentru bandă magnetică
a — cu βM 381, b — cu βM 382, c, d — cu βA 741

curbei standard pentru 120 μs (K apăsător) în cazul casetelor normale și 70 μs (K deconectat) pentru casete FeCr sau CrO₂. Corectorul de ton este pasiv. În cazul alimentării asimetrice, la borna A se conectează circuitul de polarizare din figura A.5, b.

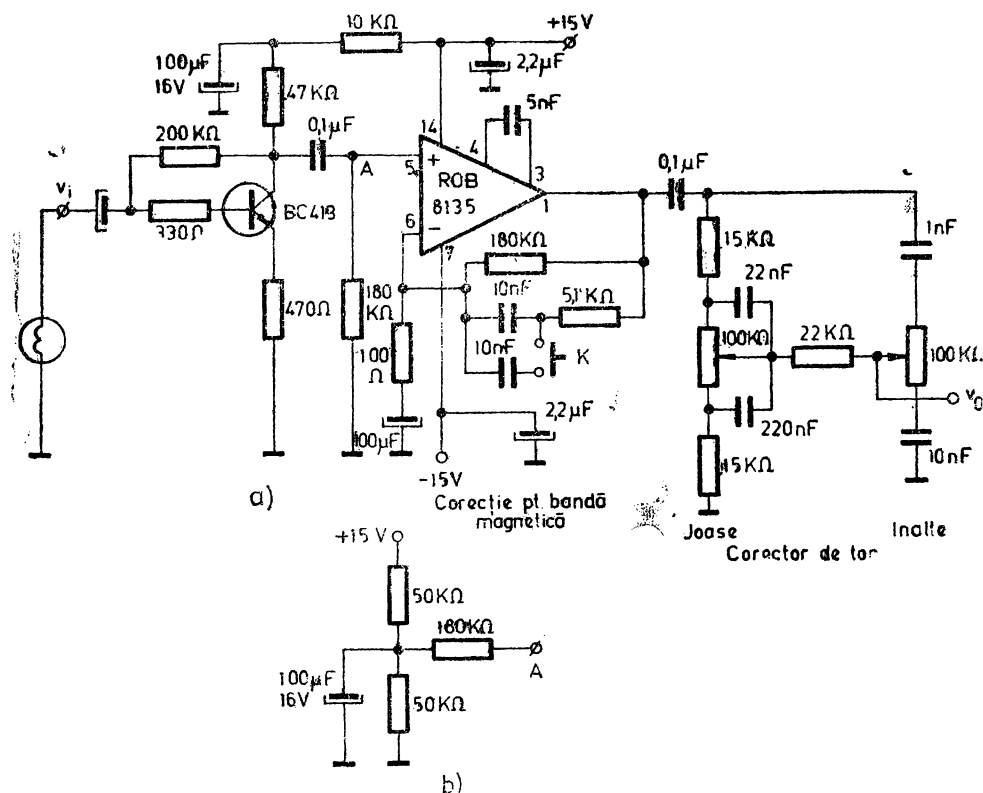


Fig. A.5. Preamplificator pentru casetofon
a — schema electrică, b — circuit pentru polarizare la c.c.

În figura A.6 sînt indicate variante de preamplificatoare audio cu trei intrări, pentru picup cu doză magnetică, magnetofon și microfon.

A.2. FILTRE AUDIO

Circuitele corectoare de ton sînt exemplificate în figura A.7. Corectorul de ton din figura A.7, a asigură reglajul amplificării semnalelor de frecvență joasă (4), medie (3) și înaltă (2) în limitele indicate de caracteristicile de frecvență. Amplificarea unitară este obținută pentru poziția mediană a celor 3 cursoare R_2 , R_3 și R_4 . În figura A.7, b este indicată o variantă de corector de ton Baxandall.

În figura A.8 se prezintă o variantă de preamplificator pentru chitară, alimentat de la baterie (9 V).

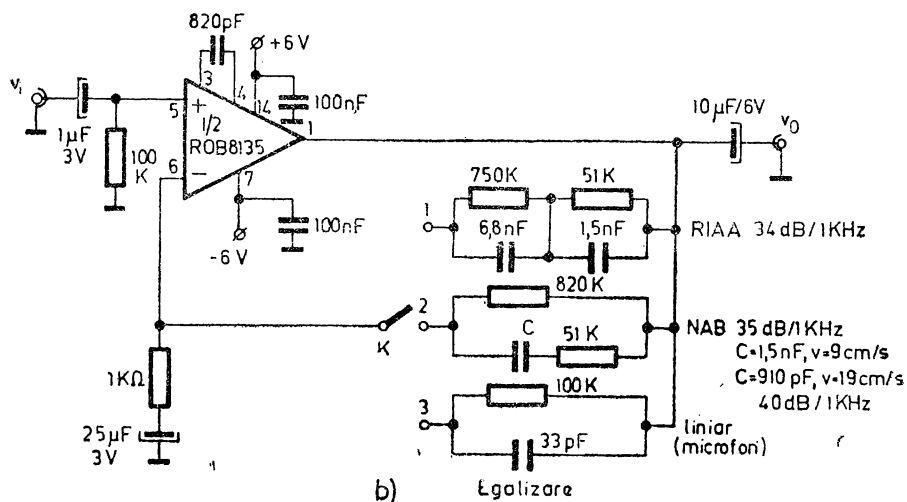
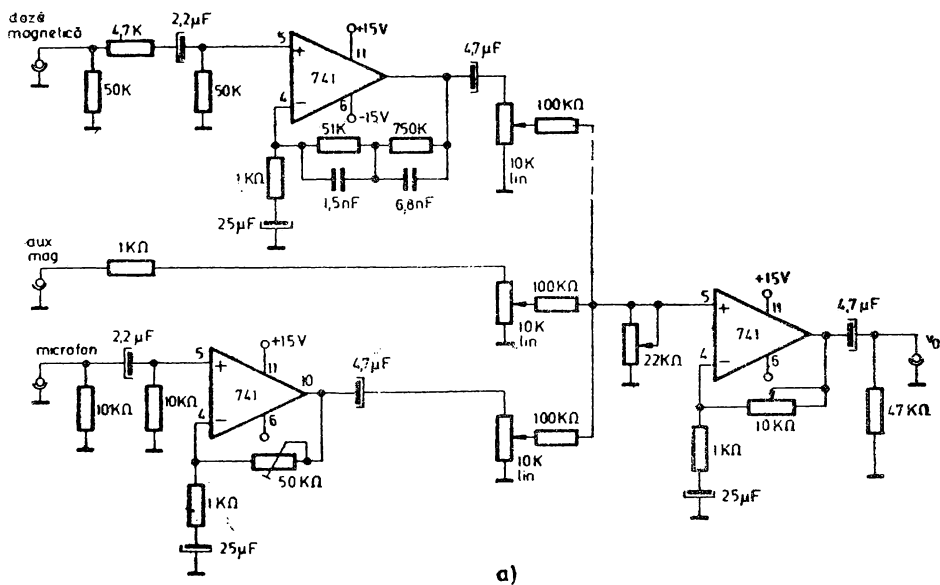


Fig. A.6. a, b Variante de preamplificatoare audio cu trei intrări

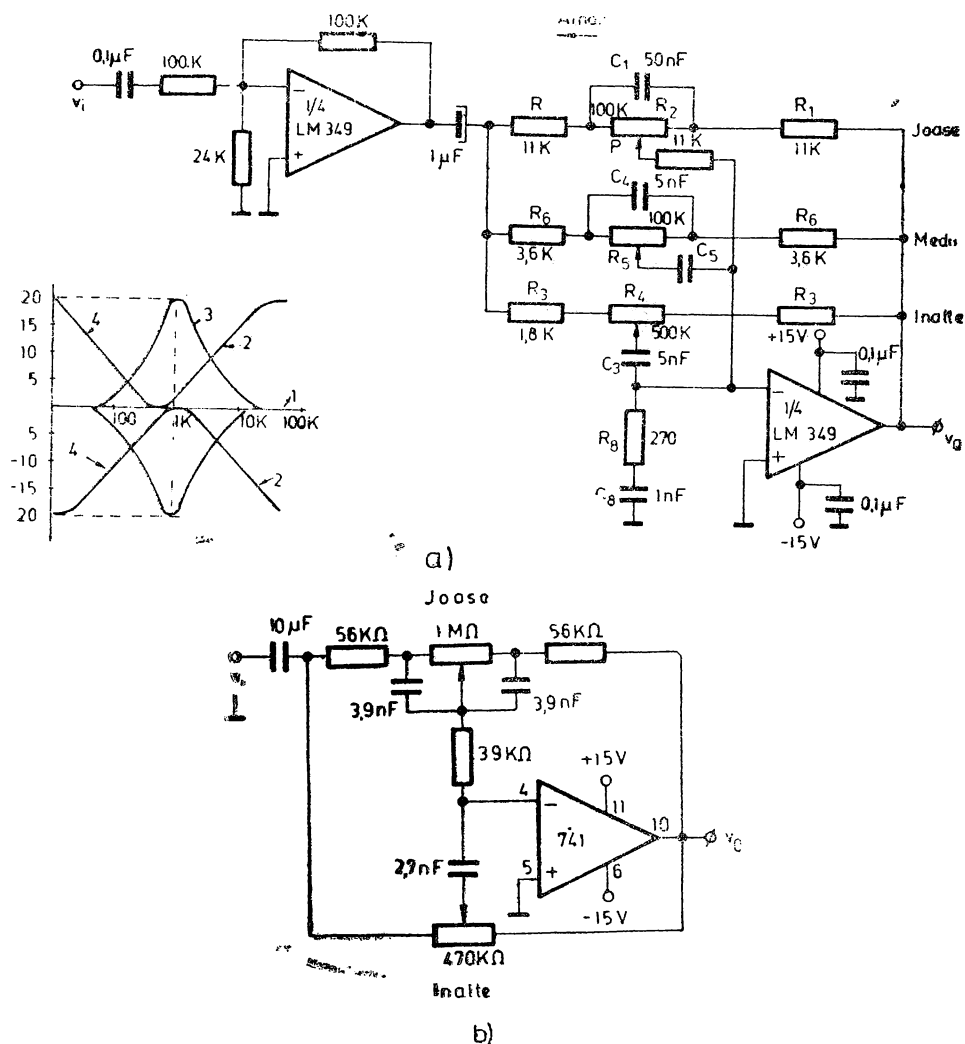


Fig. A.7. Corecție de ton

a — cu corecție la joasă, medie și înaltă frecvență, b — corector de ton Baxandall

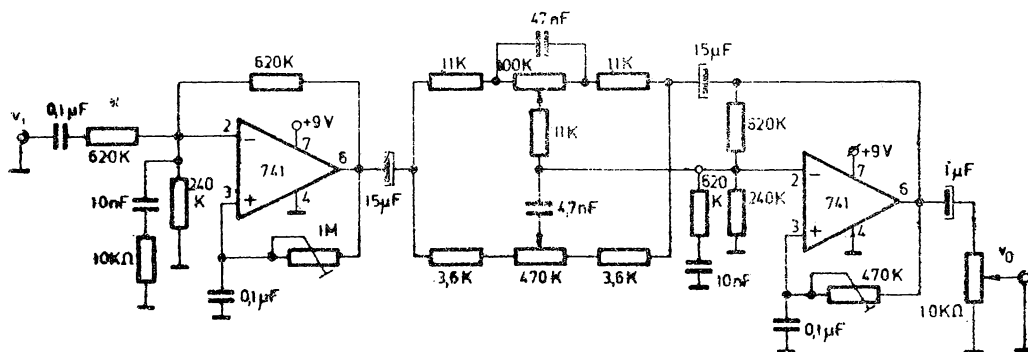


Fig. A.8. Preamplificator audio pentru chitară

Egalizoarele sînt exemplificate în figura A.9. Modulele de egalizare tu inductanțe simulate, reprezentate în figura A.9, a se aleg conform. cabelului A.1.

Tabelul A.1

Valorile componentelor egalizorului cu inductanțe simulate

f_0	[Hz]	32	64	125	250	500	1k	2k	4k	8k	16k
C_1	[F]	10μ	$4,7\mu$	$2,2\mu$	1μ	$0,33\mu$	220n	100n	47n	33n	22n
C_2	[F]	330n	220n	100n	47n	22n	10n	4,7n	2,2n	0,5n	1n
R_1	[k Ω]	33	33	33	33	39	39	39	39	36	30
R_2	[Ω]	220	200	220	270	330	270	330	470	220	130

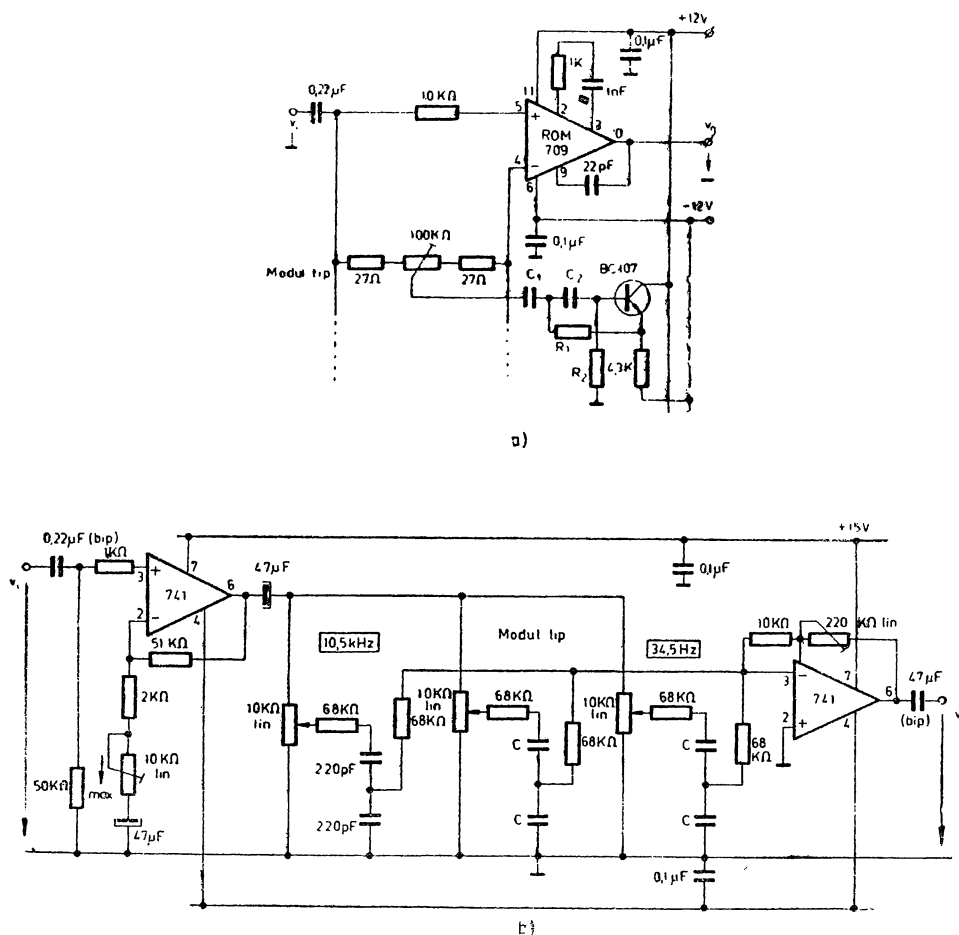


Fig. A.9. Egalizare

a — cu inductanțe simulate, b — cu filtre pasive

Egalizorul din figura A.9, b conține 8 filtre pasive de tip rețea Wien, acordate pe frecvența $f_0 = 1/(2\pi RC)$. Valorile condensatoarelor C corespunzătoare rezistențelor $R = 68 \text{ k}\Omega$ și diferitelor frecvențe f_0 sînt date în tabelul A.2.

Tabelul A.2

Valorile capacităților egalizorului cu filtre pasive

f_0	[Hz]	25	35	50	106	498	1,064k	4,98k	10,69k
C	[nF]	100	68	47	22	4,7	2,2	0,47	0,22

În figura A.10 este indicat un amplificator audio cu rezistența de intrare $100 \text{ k}\Omega$, care utilizează ca sursă de semnal aparate pentru reproducerea sunetului cu impedanță de ieșire sub $50 \text{ k}\Omega$ și nivelul mare de semnal (peste 1000 mV). Amplificarea preamplificatorului este de $17,5 \text{ dB}$ în banda $5 \text{ Hz} - 38 \text{ kHz}$. Eficacitatea reglajului de ton este $\pm 20 \text{ dB}$, la $5 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$ și a filtrului trece-sus — 12 dB/oct sub 30 Hz , respectiv a filtrului trece-jos — 12 dB/oct peste 10 kHz .

A.3. AMPLIFICATOARE DE PUTERE

Variante de amplificatoare audio de putere cu CI TBA 810 S se reprezintă în figurile A.11, a, cu sarcina la tensiunea V_{CC} și în figura A.11, b, cu sarcina la masă. O variantă similară (cu amplificatorul integrat de putere TBA 800) se prezintă în figura A.11, c.

Amplificatorul stereo de putere realizat cu amplificatorul dual integrat HA 1377A (sau VLX 3777W) de $2 \times 5 \text{ W}$ este prezentat în figura A.12, a. Banda de trecere este de $40 \text{ Hz} - 25 \text{ kHz}$ și poate fi alimentat la tensiuni de la 8, la 18 V . Este protejat intern la supratensiune și supraîncărcare termică. Poate fi utilizat în instalațiile audio din automobile.

O altă variantă de amplificator stereo de putere de $2 \times 5 \text{ W}$ este prezentată în figura A.12, b. Tensiunea de intrare este $150 - 650 \text{ mV}$, banda de trecere $40 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$ iar distorsiunile sînt mai mici de 2% , la $V_{CC} = 14,5 \text{ V}$. Potențiometrul de $50 \text{ k}\Omega$ liniar servește la tăierea frecvențelor înalte, iar potențiometrul semireglabil de $50 \text{ k}\Omega$, simetrizează banda de trecere pe fiecare canal. În absența difuzoarelor, la ieșire sînt conectate rezistențe de 33Ω care evită mersul în gol.

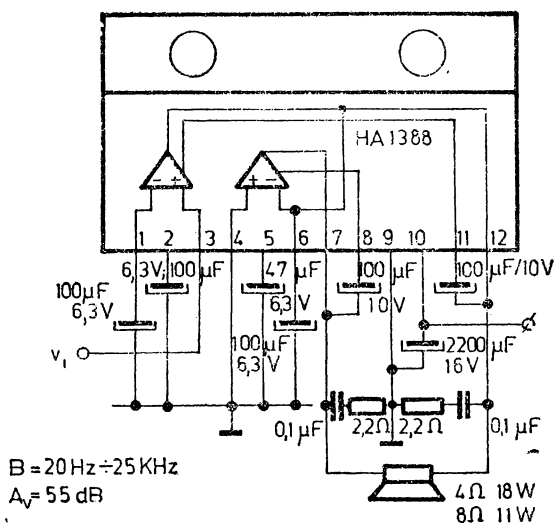


Fig. A.13. Amplificator audio de 18 W

Figura A.13 prezintă un amplificator audio de 18 W cu CI HA 1388 (sau VLX 3788) în banda 20 Hz—25 kHz putînd fi alimentat de la 8, la 18 V. Este protejat la scurtcircuitarea ieşirii şi a difuzorului, la supra-tensiune şi supraîncărcare termică. Este conectat conform schemei de principiu din figura 10.32, b.

BIBLIOGRAFIE

1. BALAKAI, V. G. ș.a. Integral'nie shemi analogo-țifrovîh i țifro-analogovîh preobrazovatelei. Moscova, „Energhia”, 1978
2. BARNA, A, Amplificatoare operaționale, București, Editura tehnică, 1974
3. BODEA, M. ș.a., Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. 2. București, Editura tehnică, 1980
4. BODEA, M., ș.a., Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. 3. București, Editura tehnică, 1984
5. BULUCEA, C., VAIS M., PROFETA, H., Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1975
6. CIUGUDEAN. M., Proiectarea unor circuite electronice. Timișoara, Editura Facla, 1983
7. DASCĂLU, D., TURIC, L., HOFFMAN, I., Circuite electronice. București, Editura didactică și pedagogică, 1981
8. DRAGU, I., IOSIF, I., Amplificatori operaționali. București, Editura militară, 1981
9. FEȘTILĂ, LELIA, Circuite integrate analogice. Uz intern, Institutul politehnic Cluj-Napoca, 1981
10. GRAEME, J., G., Designing with Operational Amplifiers. Applications alternatives. New-York, Mc. Graw Hill, 1977
11. GNATEK, IU., R., Spravocinik po țifroanalogovîm i analogoțifrovîm preobrazovatel'am. Moscova, Radio i sviaz', 1982
12. GRAY, P., MEYER, R., Analiza și sinteza circuitelor integrate analogice. București, Editura tehnică, 1983
13. HELLYER, H., Radio și televiziune. Întrebări și răspunsuri. București, Editura tehnică, 1976
14. HERȘCOVICI, H., Circuite integrate în aparatura de automatizare. București, Editura tehnică, 1976
15. HIBBERD, R., Circuite integrate. Întrebări și răspunsuri. București, Editura tehnică, 1975
16. KOFLIN, R., DRISKOL, F., Operationnîe usiliteli i lineinîe integral'nie shemi. Moscova, Mir, 1979
17. MANOLESCU, ANCA ș.a., Circuite integrate liniare. București, Editura didactică și pedagogică, 1983
18. MIRON, C., Circuite electronice. Uz intern, Institutul Politehnic, Cluj-Napoca, 1981
19. MIRON, C., Introducere în circuite electronice. Cluj-Napoca, Editura Dacia, 1983
20. OPRESCU, G., Caleidoscop audio. Editura Albatros, București, 1982
21. POP, E., ș.a., Tehnici moderne de măsurare. Timișoara, Editura Facla, 1983
22. RÂPEANU, R., ș.a., Circuite integrate analogice. Catalog. București, Editura tehnică, 1983
23. RISTEA I., POPESCU, C., Stabilizatoare de tensiune. București, Editura tehnică, 1983
24. RUTKOVSKI, Dj., Integral'nie operaționnîe usiliteli. Moscova, Mir. 1978

25. SENTURIA, S., D., WEDLOCK, B., D., Electronic circuits and Applications — traducerea în limba rusă. Moscova, Izdatelstvo „Mir”, 1977
26. SCHLETT, Z., HOFFMAN, I., CÂMPEANU, A., Semiconductoare și aplicații. Timișoara, Editura Facla, 1981
27. STERE, R., ș.a., Tăuizistoare cu efect de câmp, București, Editura tehnică, 1972
28. ȘILO, V., L., Lineiñie integral'ñie shemñ v radioelektronnoi apparature. Moscova, Sovetskoe radio, 1979
29. TIETZÈ, U., SCHENK, CH., Halbleiter—Schaltungstechnik. Berlin, Springer Verlag, 1980
30. VASILESCU, G., LUNGU, S., Electronică. București, Editura didactică și pedagogică, 1981
31. VĂTĂȘESCU, A., ș.a., Circuite integrate liniare, vol. 1. București, Editura tehnică, 1976
32. * * * — Analogovñe i tñfrovñe integral'ñie shemñ. Moscova, Sovetskoe radio, 1979
33. * * * — Audio Data Book. Santa Clara — National Semiconductor, 1976
34. * * * — Nonlinear Circuits Handbook, Analog Devices, 1980
35. * * * — Transducer Interfacing Handbook, Analog Devices, 1980
36. * * * — Linear Integrated Circuits, National semiconductor, 1976
37. * * * — Integrated Circuits Data Book, Sprague, 1980
38. Colecția Tehnium, București, 1978—1984
39. Colecția Express informația, Moscova, 1980 seria Electronică
40. Colecția Electrotehnica, Budapesta, 1980—1983
41. Colecția Electronics, New-York, 1980—1983
42. Colecția IEEE Transaction on Circuits and Systems, S.U.A., 1982
43. Colecția IEEE Proceedings-G, S.U.A., 1980