



4

Manual
de
utilizare

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

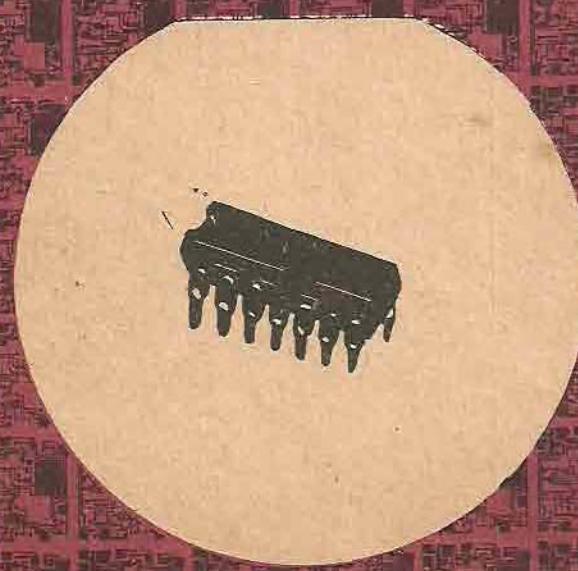
AUTOMATICA

INFORMATICA

SERIA PRACTICĂ

ELECTRONICA

MANAGEMENT



BIBLIOTECĂ DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ, MANAGEMENT

SERIA PRACTICĂ

- Automatică
- Informatică
- Electronică
- Management

- M. K. Starr. Conducere producției. Sisteme de execuție
- V. Crăciunovici s.a. Elemente de execuție
- A. Vladescu s.a. Radioreceptoare
- M. Mayer. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutăție forțată
- G. Möltgen. Tiristoare în practică. Mutatoare cu comutăție de la rețea
- L. Zamfirescu, I. Oprescu. Automatizarea cupoarelor industriale
- I. Papadache. Automatică aplicată, ediția I-a și a II-a
- Șt. Alexandru. Automatizarea proceselor tehnologice în industria lemnului
- V. H. Lisičkin. Prognoză tehnico-științifică în ramurile industrii
- G. Raymond. Tehnica televiziunii în culori
- J. J. Samuely, J. Pignard, A. Sarazin. Instrumentația electronică în fizica nucleară
- T. Homos. Capacitate de producție în construcții de mașini
- S. Radu, D. Filoti. Centrale telefonice automate. Sisteme de comutăție.
- R. Stere s.a. Transistoră cu efect de cimp
- D. N. Sapiro. Proiectarea radioreceptoarelor
- V. Antonescu, M. Popovici. Ghid pentru controlul statisṭic al calității producției
- N. Stanciu s.a. Tehnica imagii în cinematografie și televiziune
- P. Veseanu, Șt. Pătrașcu. Măsurarea temperaturii în tehnică
- T. Penescu, V. Petrescu. Măsurarea presiunii în tehnică
- P. Popescu, P. Mihordea. Măsurarea debitului în tehnică
- P. Veseanu. Măsurarea nivelului în tehnică
- C. Hidoi, P. Isa. (coordinațor) Studiul muncii, vol. I–VIII
- V. Baltac s.a. Calculatorul FELIX C-256, Structură și programare
- R. L. Morris. Proiectarea cu circuite integrate TTL
- Ishikawa Kaoru. Controlul de calitate pentru măștri
- A. M. Buhtiarov s.a. Culegere de probleme de programare
- P. Constantinescu. Sisteme informatiche, modele ale conducerii și sistemelor conduse
- E. S. Buffa. Conducere modernă a producției, vol. I și II
- A. Vladescu s.a. Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare
- A. Nadolo. Măsurarea volumului și cantității lichidelor în industrie
- Ch. Jones Design. Metode și aplicații
- Gh. Pisău s.a. Elaborarea și introducerea sistemelor informaticе
- C. Hidoi. Analiza și proiectarea circuitelor informaționale în unitățile economice
- A. Vladescu s.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare vol. 1, 2 și 3.
- M. Silișteanu s.a. Scheme de televizoare, magnetofoane, picupuri vol. 1 și 2 ed. a II-a
- D. W. Davies. Rețele de interconectare calculatoarelor
- V. Pescaru s.a. Fișiere, baze și bănci de date
- Gh. Baștirea s.a. Comanda numerică a mașinilor-uncelte
- N. Sprinceanu, s.a. Automatizări discrete în industrie, Culegere de probleme
- M. Florescu. Cibernetică, automatizări, informatică în industria chimică
- S. Călin. Optimizări în automatizări industriale
- S. Maican. Sisteme numerice cu circuite integrate
- I. Rîstea s.a. Manualul muncitorului electronist
- M. Simionescu. Proiectare unitară a circuitelor electronice
- C. Cluceru. Tehnica măsurărilor în telecomunicații
- P. Nițulescu. Electroalimentarea instalațiilor de telecomunicații
- R. Rădeanu s.a. Circuite integrate analogice catalog
- Șt. Lozneanu s.a. Casetofoane. Depanare. Funcționare.
- T. Vladulescu s.a. Centrale telefonice automate
- N. Iosif s.a. Tiristoare și modele de putere. Catalog
- P. Postelnicu – Sisteme și liniile de transmisii telefoniice
- M. Silișteanu s.a. Receptoare TV în culori

M. BODEA
(coordonator)
A. VĂTĂŞESCU
(coordonator)
G. TĂNASE
S. NEGRU
A. NĂSTASE
V. GHEORGHIU
N. MARINESCU

CIRCUITE INTEGRATE LINEARE

Manual de utilizare
vol. IV



Editura Tehnică
Bucureşti 1985

Contribuția autorilor la elaborarea volumului:

ing. M. BODEA și ing. A. VĂTĂȘESCU — coordonatori
ing. G. TĂNASE *cap. 1, 3*
ing. S. NEGRU *cap. 2*
ing. A. NĂSTASE *cap. 4*
ing. V. GHEORGHIU *cap. 5*
ing. N. MARINESCU *cap. 6*

Redactor: ing. Smaranda Dimitriu
Tehnoredactor: Maria Trăsnea
Coperta seriei: Constantia. Guluță
Execuția desenelor: Constantia Ceachiris

Bun de tipar 25. 5. 1985. Coli de tipar 24,5
G.Z. 629.19



Tiparul executat sub comanda
nr. 1596 la
Intreprinderea poligrafică
„13 Decembrie 1918”
str. Grigore Alexandrescu nr. 89-97
București
Republica Socialistă România

PREFĂTA

Acest volum — al patrulea — al seriei Manualelor de utilizare prezintă o serie de circuite aflate în producția curentă a IPRS-Băneasa care pot fi descrise ca circuite de uz general cu o largă clasă de aplicații.

Primul capitol — elaborat de ing. G. Tănase — descrie convertorul D/A de 8 biți- β DAC 08.

Capitolul 2 — elaborat de ing. S. Negru — prezintă circuitul β AA 145 destinat comenziilor în fază a tiristoarelor și triacelor.

Atât circuitul β DAC 08 cît și circuitul β AA 145 au un statut cert de standard industrial constituind inima a zeci de aplicații. Din acest motiv acestor două circuite li s-a rezervat o parte importantă a volumului de față insistându-se numai asupra aplicațiilor (de altfel bogat reprezentate) ci și asupra structurii și modului lor de funcționare.

Capitolul 3 — elaborat de ing. G. Tănase — și capitolul 4 — elaborat de ing. A. Năstase — descriu două circuite cu un grad de complexitate aparent redus: β A 726 — două tranzistoare n-p-n monolitice și o oglindă de curent, termostatale și, respectiv, β A 3054 — două perechi diferențiale, cu sursă de curent în emisie, complet independente. Aplicațiile fac apel la proprietatea cea mai interesantă din punctul de vedere al utilizării: dată fiind realizarea monolitică nivelul de împerechere electrică și termică a componentelor este excelent. În plus circuitul β A 726 dispune și de un termostat realizat în cipul din siliciu, termostat care menține constantă temperatura cipului. Datorită prezenței termostatului devin realizabile cîteva de aplicații în care se exploatează tocmai reducerea majoră a dependenței parametrilor electrici de variațiile temperaturii mediului ambient. De observat că se recomandă conectarea termostatului numai în cazurile în care aplicația folosește fie numai unul din tranzistoarele existente pe cip fie impune condiții de împerechere termică relativ relaxate. Explicația acestei recomandări constă în apariția unui gradient nенeglijabil de temperatură pe cip odată cu conectarea termostatului (datorită rezistenței termice de valoare mică a capsulei utilizate), fapt care conduce la o ușoară dezechilibrare termică a celor două tranzistoare.

Capitolul 5 — elaborat de ing. V. Gheorghiu — descrie circuitul β TDA 655 destinat reglării turăției motoarelor de c.c. utilizate în casetofoane.

Capitolul 6 — elaborat de ing. N. Marinescu — prezintă familia de circuite β L 100 destinate comenziilor liniare sau logaritmice a unei barete de LED-uri.

Includerea acestei familii de circuite în volumul de față „face public“ nivelul deosebit de competitiv atins de IPRS-Băneasa în proiectarea și realizarea de circuite analogice bipolare. Este vorba de renunțarea la prelucrarea directă,

„cuvînt cu cuvînt”, a unui circuit integrat preferindu-se modificarea sau reconstrucția sa completă astfel încît circuitul asimilat să poată fi produs mai eficient sau la parametri superiori în comparație cu modelul de referință. De o astfel de procedură au beneficiat multe din circuitele produse anterior familiei BL 100 cum ar fi, de exemplu, BE555, TDA 440, TDA 1170, BA 723, BA 741, BM 108A etc.

În cazul familiei BL 100 reconstrucția circuitelor a atins un astfel de nivel încît comparația directă cu modelele de referință arată clar că este vorba de fapt de circuite noi, originale.

Sîntem convinși că aceasta este calea corectă și eficientă care poate fi caracterizată lapidar astfel: a învăța din greșelile altora fără a le subevalua însă ideile bune.

Coordonarea activității colectivului de autori a fost asigurată de ing. M. Bodea și ing. A. Vătășescu care au prelucrat și prezentat într-o formă unitară materialele elaborate de membrii colectivului.

AUTORII

București, 21 Decembrie 1984

CUPRINS

PREFĂTA

CAPITOLUL 1. $\text{D}\text{AC} 08$ CONVERTOR DIGITAL — ANALOG DE 8 BIȚI	13
1.1. Prezentarea circuitului	13
1.1.1. Destinație	13
1.1.2. Schema-bloc	13
1.2. Schema electrică funcțională	15
1.3. Schema electrică completă	19
1.3.1. Circuitul de polarizare	19
1.3.2. Circuitul de interfață	25
1.3.3. Circuitul de comutare curenti	30
1.3.4. Amplificatorul pentru curentul de referință	32
1.3.5. Circuitul rețelei de ponderare curenti	37
1.3.6. Curentii de alimentare ai convertorului	45
1.4. Parametri	47
1.4.1. Mărimi specifice convertoarelor D/A	47
1.4.2. Performanțele circuitului	49
1.4.3. Măsurări la fabricant	49
1.4.4. Măsurări la utilizator	55
1.5. Scheme fundamentale de utilizare	62
1.5.1. Alimentarea circuitului	62
1.5.2. Observații asupra comportării circuitului în temperatură	63
1.5.3. Funcționarea cu tensiuni pozitive de referință	64
1.5.4. Funcționarea cu tensiuni negative de referință	64
1.5.5. Funcționarea cu tensiuni alternative de referință	65
1.5.6. Ajustarea curentului de ieșire la capăt de scală	67
1.5.7. Obținerea curentului de referință	67
1.5.8. Obținerea tensiunii de control a pragului logic pentru diverse familii logice	68
1.5.9. Inhibarea ieșirii convertorului	69
1.5.10. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și ieșire diferențială	70
1.5.11. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și tensiune de ieșire bipolară	71
1.5.12. Conversie D/A cu ieșire în tensiune simetrică față de zero	71
1.5.13. Conversie D/A cu tensiunca de ieșire decalată	72
1.5.14. Conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă	73
1.5.15. Conversie D/A cu ieșire în tensiune pozitivă	74
1.5.16. Recomandări pentru utilizare	75
1.6. Aplicații	79
1.6.1. Convertor D/A de două cifre	79
1.6.2. Convertor D/A de trei cifre (BCD)	80
1.6.3. Convertor D/A rapid utilizând amplificatoarele operaționale de viteză $OP-17$, $OP-16$, $OP-15$, (sau $LF\ 155$, $LF\ 156$, $LF\ 157$)	81
1.6.4. Convertor A/D de 8 biți	84
1.6.5. Convertor A/D rapid	87
1.6.6. Convertor A/D cu intrare diferențială	91

1.6.7. Sistem de conversie <i>A/D</i> controlat de microprocesor	92
1.6.8. Adunarea sau scăderea binară cu ieșire analogică	95
1.6.9. Adunare binară în patru cadrane cu ieșire analogică	96
1.6.10. Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (intr-un singur cadran)	97
1.6.11. Înmulțirea între o mărime analogică și un cuvînt logic cu ieșire analogică	98
1.6.12. Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (în patru cadrane)	100
1.6.13. Împărțire între o mărime analogică și un cuvînt logic cu ieșire analogică	102
1.6.14. Împărțire între două cuvinte logice cu ieșire analogică	102
1.6.15. Raportul a două tensiuni analogice (intr-un singur cadran) cu ieșire binară	103
1.6.16. Raportul a două tensiuni analogice (în patru cadrane) cu ieșire binară	104
1.6.17. Atenuator programabil cuplat în curent continuu	105
1.6.18. Atenuator programabil pentru aplicații audio	107
1.6.19. Atenuator programabil de curent alternativ, de bandă largă și impedanță mare de intrare	110
1.6.20. Sursă de curent programabilă binar	111
1.6.21. Buclă de curent 4...20 mA programabilă binar	112
1.6.22. Generator de funcții	114
1.6.23. Controlul numeric al funcționării temporizatorului $\beta E555$	115
1.6.24. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă	121
1.6.25. Detectarea și memorarea valorilor de virf	122
1.6.26. Circuit de eșantionare și memorare cu durată infinită	123
1.6.27. Comanda afișajelor cu tub catodic fără utilizarea transformatoarelor	127
1.6.28. Sistem cu traductor în puncte	127
1.6.29. Echilibrarea punților cu traductoare	129
1.6.30. Detector de defecte pe rețea de alimentare de c.a.	130
1.6.31. Compensarea tensiunii de offset a unui amplificator operațional prin control digital	131
1.6.32. Comanda transformatoarelor cu priză mediană	131
1.6.33. Emitter/receptor diferențial de linie pentru logică CMOS	132
1.6.34. Emitter MODEM	133
1.7. De retinut pentru utilizare	133
1.8. Alte circuite	136
<i>Bibliografie</i>	136
CAPITOLUL 2. CIRCUIT PENTRU COMANDĂ ÎN FAZĂ A TIRISTOARELOR (TRIACELOR) – $\beta AA 145$	137
2.1. Prezentarea circuitului	137
2.1.1. Introducere	137
2.1.2. Circuitul $\beta AA 145$. Destinație	141
2.1.3. Schema bloc	145
2.2. Schema electrică	149
2.2.1. Alimentarea circuitului	149

2.2.2. Blocul de sincronizare și detectorul de nul	151
2.2.3. Generatorul de rampă și comparatorul	162
2.2.4. Etajul monostabil	176
2.2.5. Blocul logic și etajele de ieșire	182
2.3. Parametri	187
2.3.1. Performanțele circuitului	187
2.3.2. Măsurători la fabricant	194
2.3.3. Măsurători la utilizator	202
2.4. Aplicații	204
2.4.1. Comanda monoalternanță a unui tiristor de 1A	205
2.4.2. Comanda bialternanță a două tirosoare de 1A montate antiparalel	209
2.4.3. Comanda unui tiristor de 22A	212
2.4.4. Comanda unui tiristor de 1 A cu separare galvanică totală	213
2.4.5. Comanda bialternanță a unui tiristor de 1 A cu montaj în punte	113
2.4.6. Comanda în cadrul I a unui triac de 6 A	216
2.4.7. Comanda în cadrul III a unui triac de 6 A	217
2.4.8. Comanda în cadrul II a unui triac de 6A	218
2.4.9. Controlul turăriei unui ventilator în funcție de temperatură ambientă	219
2.4.10. Comanda turăriei unui motor universal	221
2.4.11. Punte redresoare monofazică semicomandată	222
2.4.12. Punte redresoare trifazică semicomandată	224
2.4.13. Circuit cu histerezis pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat	225
2.4.14. Circuit cu acțiune gradată pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat.	227
2.5. De reținut pentru utilizare	232
2.6. Alte circuite	233
2.6.1. Circuitul TEA 1007 (<i>AEG-TELEFUNKEN</i>)	233
2.6.2. Circuitul U 106BS (<i>AEG-TELEFUNKEN</i>)	234
2.6.3. Circuitul U 111B (<i>AEG-TELEFUNKEN</i>)	238
2.6.4. Circuitul U 217B (<i>AEG-TELEFUNKEN</i>)	238
2.6.5. Circuitele L120, L121 (<i>SGS-ATES</i>)	242
2.6.6. Circuitul TCA 780 (<i>SIEMENS</i>)	245
2.6.7. Circuitul CA 3058 (<i>RCA</i>)	247
<i>Bibliografie.....</i>	251
CAPITOLUL 3 84726 TRANZISTOARE TERMOSTATATE	252
3.1. Prezentarea circuitului	252
3.2. Schema electrică	253
3.2.1. Tranzistoarele pereche	254
3.2.2. Oglinda de curent	254
3.2.3. Termostatul	255
3.3. Parametri	264
3.3.1. Performanțele circuitului	264
3.3.2. Măsurători la fabricant	266
3.3.3. Măsurători la utilizator	270
3.4. Aplicații	271
3.4.1. Termometru analogic	271
3.4.2. Oscilator LC	273
3.4.3. Amplificator cu derivă redusă	275
3.4.4. Amplificator de instrumentație	277
3.4.5. Referință de tensiune compensată în temperatură	278
3.4.6. Amplificator logaritmic	281
3.4.7. Circuit pentru obținerea rădăcinii patrate	282
3.4.8. Circuit pentru ridicare la patrat	284

3.4.9. Circuit pentru înmulțirea și împărțirea a două semnale analogice	284
3.4.10. Referință de tensiune de valoare mică	285
3.4.11. Detector <i>MA</i> fără prag	287
3.4.12. Generator de zgomot	288
3.5. Alte circuite cu substrat stabilizat termic	289
<i>Bibliografie</i>	291
CAPITOLUL 4 BA3054 ARIE DE TRANZISTOARE	292
4.1. Prezentarea circuitului	292
4.1.1. Destinație	292
4.1.2. Descrierea circuitului	292
4.2. Parametri	293
4.2.1. Performanțele circuitului	293
4.2.2. Măsurări la fabricant	297
4.2.3. Măsurări la utilizator	303
4.3. Aplicații	304
4.3.1. Amplificator diferențial de joasă frecvență	304
4.3.2. Amplificator diferențial de înaltă frecvență	307
4.3.3. Amplificator cascădă	307
4.3.4. Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), <i>MF</i>	309
4.3.5. Amplificator demodulator de frecvență intermediară <i>MF</i> cu blocaj de dezacord (<i>muting</i>)	311
4.3.6. Modulatoare <i>MA</i>	312
4.3.7. Demodulatoare <i>MA</i>	316
4.3.8. Detector sensibil la fază	318
4.3.9. Dublor de frecvență	319
4.3.10. Oscilator	320
4.3.11. Mixer de <i>RF</i>	321
4.3.12. Transformarea semnalului triunghiular în semnal sinusoidal	322
4.3.13. Amplificator de eroare pentru stabilizator de tensiune	322
4.3.14. Trigger Schmitt	327
4.3.15. Etaj pilot pentru amplificator de putere stereo.	329
4.4. Alte circuite	331
<i>Bibliografie</i>	331
CAPITOLUL 5 BTDA655 REGULATOR DE TURATIE PENTRU MOTOARE DE CURENT CONTINUU DE CASETOFON	332
5.1. Prezentarea circuitului	332
5.1.1. Destinație	332
5.1.2. Schema bloc	232
5.2. Schema electrică	333
5.2.1. Referință de tensiune	333
5.2.2. Protecția termică	335
5.2.3. Amplificatorul de eroare	335
5.2.4. Etajul de putere	336
5.3. Parametri	337
5.3.1. Performanțele circuitului	337
5.3.2. Măsurători la fabricant	339
5.3.3. Măsurători la utilizator	339
5.4. Aplicații	340
5.4.1. Schema de principiu a aplicației	340
5.4.2. Stabilirea schemei de aplicație	345
5.4.3. Reglajul turăției	348
5.4.4. Schema de aplicație	350

5.5. De reținut pentru utilizare	353
5.6. Alte circuite	353
<i>Bibliografie</i>	363
CAPITOLUL 6 BL 100 CIRCUIT PENTRU COMANDA ÎN CASCADĂ A DIODELOR ELECTROLUMINISCENTE	364
6.1. Prezentarea circuitului	364
6.1.1. Destinație	364
6.1.2. Modul de funcționare	365
6.1.3. Schema bloc a circuitului BL100	366
6.2. Schema electrică	368
6.2.1. Alimentarea stabilizată	369
6.2.2. Comparatorul de tensiune	370
6.2.3. Circuitul de polarizare	375
6.2.4. Generatorul de curent pentru aprinderea LED-urilor	376
6.2.5. Amplificator operațional	377
6.3. Parametri	378
6.4. Aplicații	380
6.4.1. Utilizarea directă a circuitului BL100 (Afisaj cu 5 LED-uri)	380
6.4.2. Afisaj cu 10 LED-uri	381
6.4.3. Comanda intensității luminoase a LED-urilor	381
6.4.4. Comanda intensității luminoase a LED-urilor în funcție de iluminarea ambientă	383
6.4.5. Detector de virf simplă alternanță	383
6.4.6. Detector de precizie monoalternantă cu amplificator exterior	384
6.4.7. Detector de precizie pentru valoarea medie, bialternanță cu amplificatoare exterioare	385
6.4.8. Utilizarea amplificatorului operațional intern pentru afișarea semnalului alternativ	386
6.4.9. Afisaj liniar cu 20 de LED-uri	388
6.4.10. Afisaj de putere cu tranzistoare	390
6.4.11. Afisaj de mare putere cu triac	391
6.4.12. Afisaj cu tranziție gradată la comutarea LED-urilor din bandă	393
6.4.13. Afisaj cu cristale lichide	394
<i>Bibliografie</i>	394

β DAC-08**Convertor digital-analog de 8 biți****1.1. Prezentarea circuitului****1.1.1. Destinație**

În marea familie a convertoarelor, circuitul integrat β DAC-08, convertor de 8 biți, ocupă o poziție de standard industrial. Circuitul are o precizie de 0,19% suficientă pentru aplicațiile industriale obișnuite. Fănd un circuit de viteză (timp de stabilire de ordinul a 100 ns) poate fi utilizat la achiziții de date pentru controlul proceselor industriale și prelucrări numerice.

Versatilitatea în utilizare este justificată și de posibilitatea interfațării cu orice tip de logică (TTL, CMOS etc.), de gama largă a tensiunilor de alimentare $\pm 4,5$ V ... ± 18 V ce pot fi și nesimetrice, precum și de consumul redus (de numai 33 mW la o tensiune de alimentare de ± 5 V) independent de stările celor 8 biți din intrările logice.

1.1.2. Schema bloc

Schema bloc a convertorului β DAC 08 este indicată în figura 1.1.

Circuitul are două ieșiri de curent notate I_o și \bar{I}_o . Acești curenți au proprietatea că suma lor este constantă și egală cu $\frac{255}{256} I_{REF}$, unde I_{REF} este curentul impus din exterior care intră în terminalul 14; ei sunt furnizați de blocul *COMUTATOARE CURENȚI*, obținându-se prin însumarea curenților din ieșirile fiecăruia din cele opt comutatoare.

Curenții I_1, \dots, I_8 furnizați de blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* sunt o fracțiune crescătoare cu puterile lui 2, din curentul I_{REF} ; astfel $I_k = I_{REF}/2^k$ pentru $k = 1 \div 8$. Acești curenți sunt aplicați la intrările celor opt comutatoare de curent.

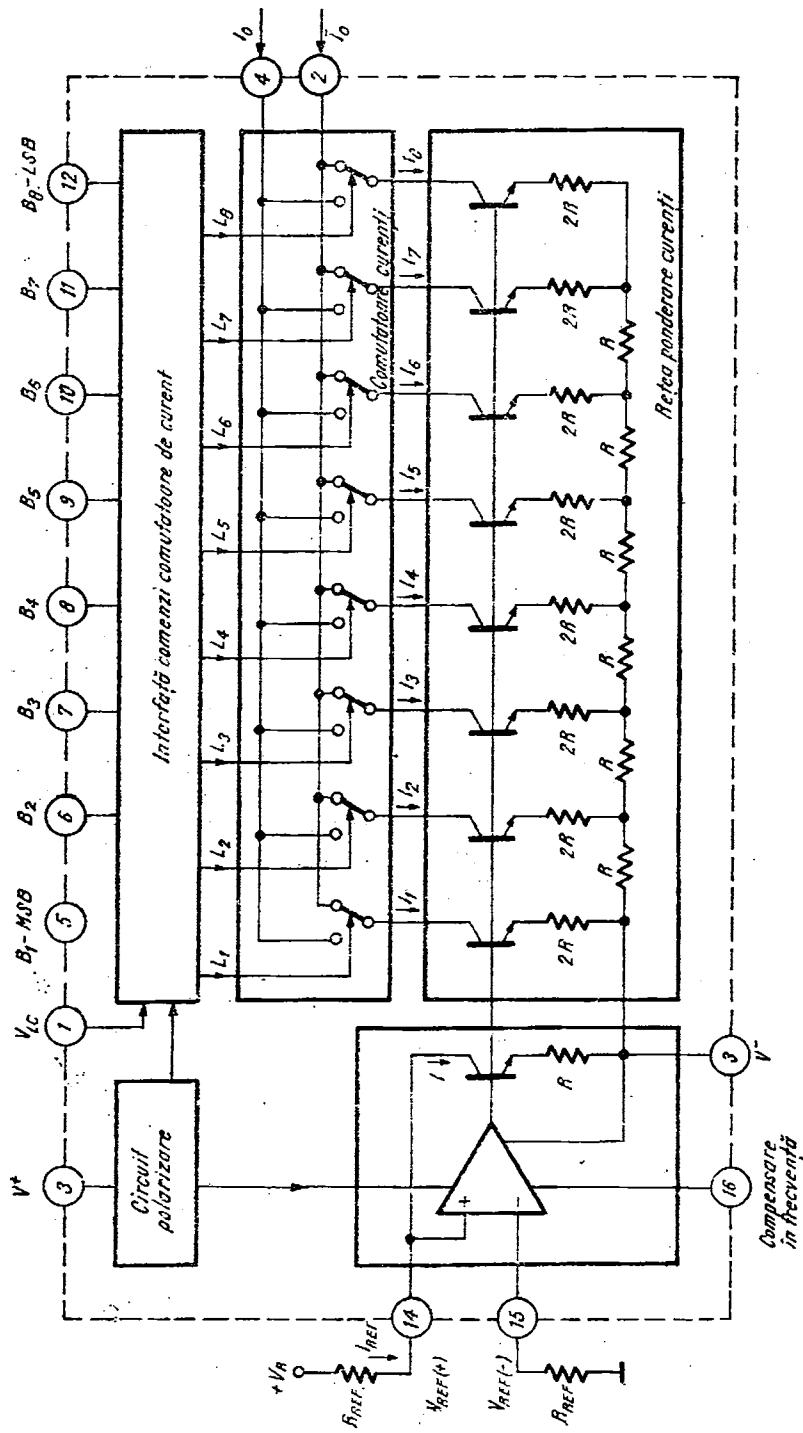


Fig. 1.1. Schema bloc a circuitului integrat βDAC 08

Comutarea oricărui din curenții I_1, \dots, I_8 spre ieșirea I_o sau $I_{o'}$ se face în funcție de comanda logică L_1, \dots, L_8 aferentă comutatorului respectiv. Comenzile L_k pentru cele opt comutatoare de curent sunt date de blocul *INTERFAȚĂ COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*, care are rolul de separare între cei opt biți de comandă logică B_1, \dots, B_8 și blocul *COMUTATOARE DE CURENT*.

Astfel în funcție de configurația logică a intrărilor B_1, \dots, B_8 se obține un curent I_o proporțional cu valoarea numerică a cuvântului binar format din cei opt biți. Valoarea maximă la ieșirea de curent I_o se obține atunci cind toți curenții I_k sunt comutați în această ieșire.

Se obține:

$$I_o = \sum_{k=1}^8 I_k = I_{REF} \sum_{k=1}^8 1/2^k = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

Curentul de referință, I_{REF} , ce reprezintă mărimea analogică din intrarea convertorului, este transferată către blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* prin blocul *AMP REF* care este un repetor de curent realizat cu un amplificator operațional funcționând într-o buclă de reacție negativă de curent.

Curentul I_{REF} este furnizat din exterior cu ajutorul unui generator de curent sau dintr-un generator de tensiune, V_{REF} , și o rezistență, R_{REF} , care determină valoarea curentului (vezi figura 1.1):

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}}.$$

Rezistența conectată în intrarea $V_{REF(-)}$ este egală cu cea care determină valoarea curentului I_{REF} (conectată în intrarea $V_{REF(+)}$), având rolul să compenseze efectul curentului din intrarea $V_{REF(+)}$ asupra curentului I_o transferat către blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI*.

Polarizarea în curent constant a blocurilor componente ale convertorului este asigurată de blocul *CIRCUIT POLARIZARE* care furnizează curenții de polarizare necesari unei funcționări optimale a întregului circuit integrat.

1.2. Schema electrică funcțională

Pentru o prezentare de principiu a funcționării circuitului vom folosi schema din figura 1.2.

Făcînd abstracție, pentru moment, de problemele legate de împerecherea tranzistoarelor și considerînd $\beta = \infty$, se observă că rețeaua de ponderare $R-2R$ conduce la relația:

$$I_{REF} + I_{E+} = 256 I$$

Dacă neglijăm curentul de intrare, I_E , se obține:

$$I = I_{REF}/256$$

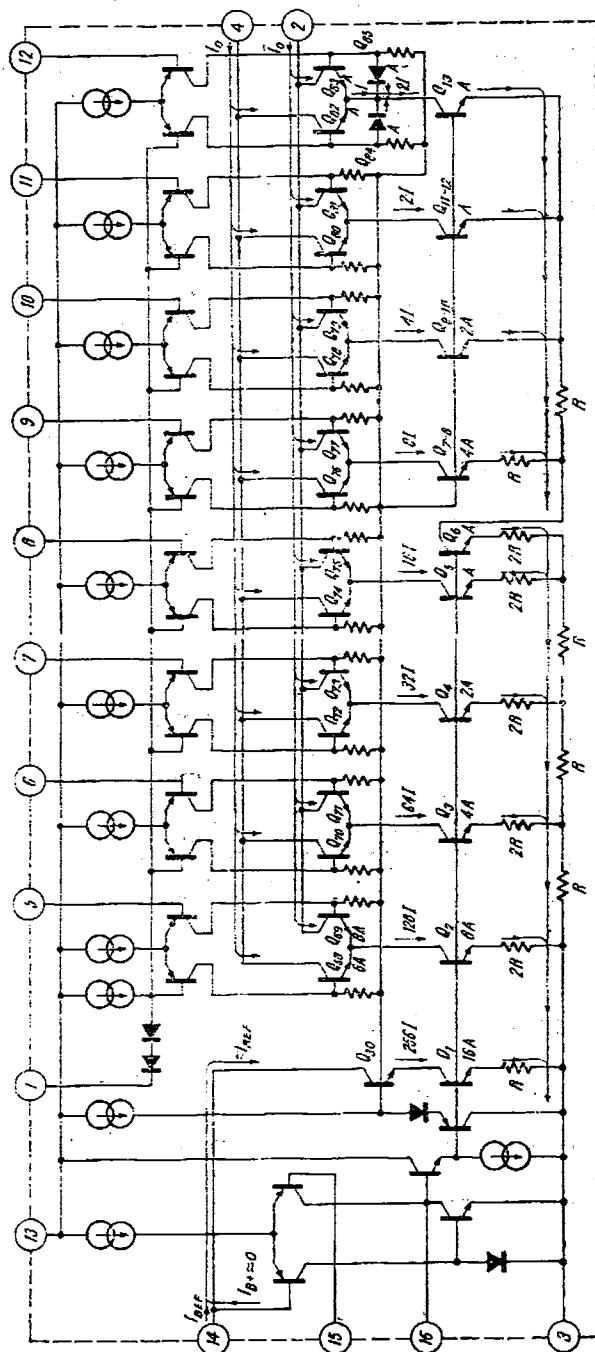


Fig. 1.2. Schema electrică funcțională a circuitului integrat $\beta DAC\ 08$.

Astfel, corespunzător stărilor celor opt intrări logice, curenții de ieșire (I_o , respectiv \bar{I}_o) constituie o combinație liniară a curenților generați de rețeaua de ponderare: $I_{REF}/2$, $I_{REF}/4$, $I_{REF}/8$, $I_{REF}/16$, $I_{REF}/32$, $I_{REF}/64$, $I_{REF}/128$, $I_{REF}/256$.

Pentru ca rapoartele de divizare obținute prin rețeaua $R-2R$ să fie cât mai aproape de valorile ideale indicate mai sus este necesară o împerechere foarte bună a elementelor componente din rețeaua de ponderare.

- Astfel tranzistoarele Q_1, \dots, Q_5 au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor egală cu $I_{REF}/16A$, conducind la o împerechere foarte bună a parametrului β . Emisoarele tranzistoarelor Q_1, \dots, Q_5 sunt realizate folosind aceeași geometrie de emitor circular repetată cu factorul indicat în figura 1.2. Acest mod de realizare a rapoartelor de arii conduce la o precizie foarte bună dată numai de dispersia ariei elementare de emitor circular.

De asemenea rețeaua de rezistențe $R-2R$ este bine împerecheată folosind inscrierea a două rezistențe R pentru ramura $2R$ și utilizând pentru rezistența R o geometrie ce conduce la dispersii tehnologice minime.

De fapt, aşa cum se va arăta în § 1.3 precizia convertorului $GDAC\ 08$ este dată de precizia rețelei $R-2R$.

- Deoarece realizarea unor rapoarte de arii 1:256 ridică probleme tehnologice dificile lantul rețelei de ponderare a fost separat în două zone: una corespunzătoare celor mai semnificativi patru biți iar alta pentru celelalte patru biți; separarea este făcută de tranzistorul Q_6 . Deoarece precizia de realizare a divizării pentru ultimii patru biți poate fi cel mult de 16 ori mai slabă ca pentru primii patru biți, s-a utilizat o rețea de ponderare bazată pe rapoarte de arii, combinată cu un singur grup de rezistențe $R - R$. Si aici tranzistoarele $Q_{7-8}, Q_{9-10}, Q_{11-12}, Q_{13}$ au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor egală cu $I_{REF}/128A$, realizându-se o bună împerechere a parametrului β . De asemenea rapoartele de arii de emitor se obțin cu precizie ridicată utilizând aceeași geometrie de emitor elementar repetată cu factorul indicat în figura 1.2.

- Pentru aceleași motive de împerechere foarte bună a parametrului β , tranzistoarele Q_{68}, \dots, Q_{75} au aceeași tensiune colector-bază și aceeași densitate de curent de emitor, $I_{REF}/16A$. Pentru tranzistoarele componente ale comutatoarelor de curent pentru ultimii patru biți această condiție nu mai este nevoie, dispersia tehnologică a parametrului β pentru tranzistoarele Q_{68}, \dots, Q_{75} fiind în limitele cerute de precizia pentru ultimii patru biți.

- Abaterea față de valoarea $\frac{255}{256} I_{REF}$ pentru curentul I_o sau \bar{I}_o este dată de dispersia

parametrului β pentru tranzistorul Q_{30} față de tranzistoarele Q_{68}, \dots, Q_{75} . De aceea densitatea curentului de emitor pentru Q_{30} este aceeași ca pentru tranzistoarele Q_{68}, \dots, Q_{75} , egală cu $I_{REF}/16A$. De asemenea, utilizarea convertorului astfel încât potențialele terminalelor 2, 4 și 14 să fie aceleași asigură aceeași tensiune colector-bază pentru tranzistoarele Q_{30} și Q_{68}, \dots, Q_{75} , contribuind la o bună împerechere a parametrului β .

Blocul *AMP-REF* din schema bloc (vezi figura 1.1) conține un *amplificator operațional cu intrare diferențială* (vezi figura 1.2) conectat în buclă de reacție negativă prin intermediul tranzistorului Q_{30} ; această buclă face ca intrările amplificatorului (terminalele 14 și 15) să fie practic la același potențial, iar curentul tranzistorului Q_{30} să fie egal cu I_{REF} , deoarece curentul de polarizare al intrării neinversoare a amplificatorului este neglijabil (I_{REF} este de ordinul mA iar I_{B1} de ordinul 0,1 μ A).

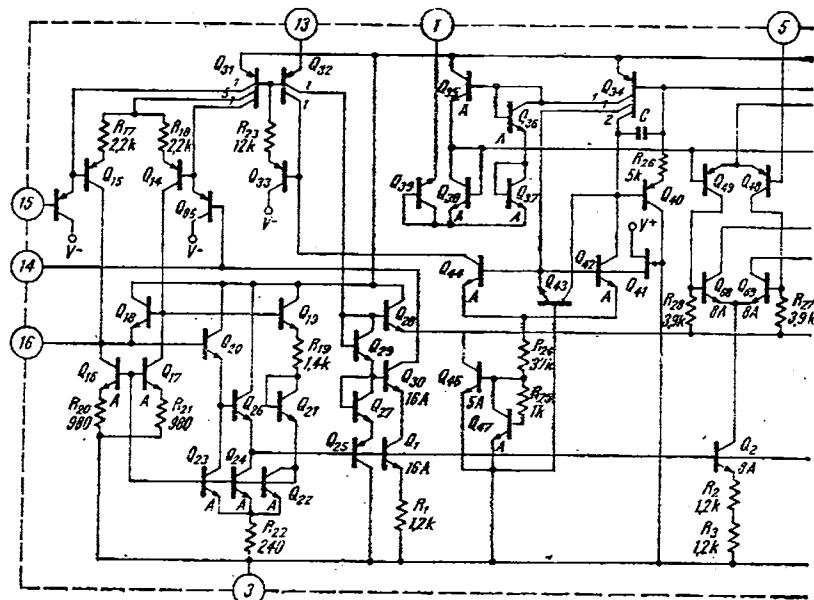


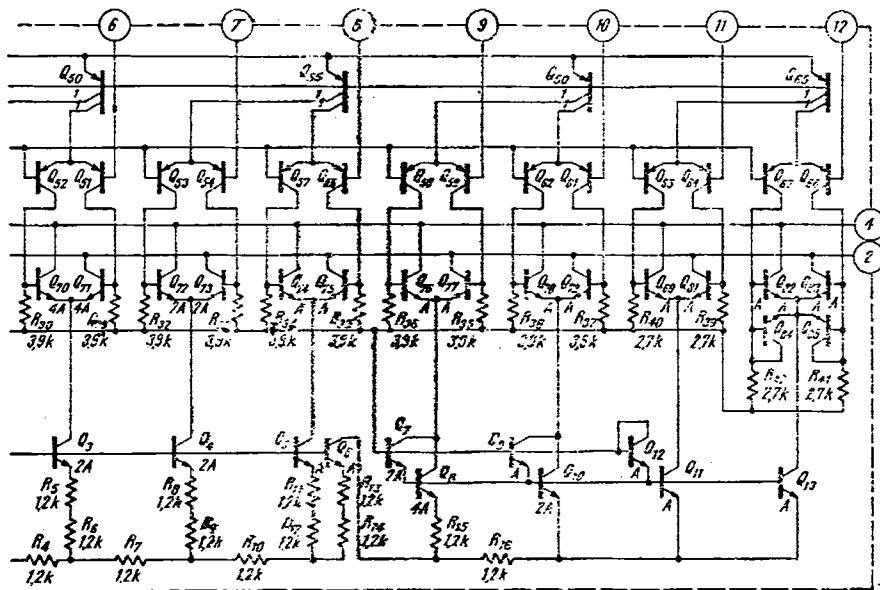
Fig. 1.3. Schema electrică

Cele opt semnale logice ce acționează la terminalele 5, 6, ..., 12 se aplică pe una din intrările celor opt etaje diferențiale (vezi figura 1.2); cealaltă intrare a acestora este conectată la un potențial constant egal cu $V_1 + 1,3$ V (V_1 este potențialul de c.c. fixat din exterior la terminalul 1, iar valoarea de 1,3 V reprezintă tensiunea pe cele două diode polarizate de un generator de curent constant). Tensiunca V_1 se alege astfel încît

$$V_1 + 1,3 \text{ V} = (\dot{V}_{H\min} + \dot{V}_{L\max})/2,$$

unde $\dot{V}_{H\min}$ și $\dot{V}_{L\max}$ sunt tensiunile minimă respectiv maximă pentru nivele de 1 logic și 0 logic; în cazul nivelelor TTL va rezulta $V_1 = 0$.

Cele opt etaje diferențiale formează interfața cu comutatoarele de curent formate la rîndul lor, de asemenea din opt etaje diferențiale. Comandate de cele opt semnale din intrările logice, etajele diferențiale trimit comenzi în circuit pentru comutatoarele de curent, dezechilibrînd etajele diferențiale de comutare ce intră în alcătuirea lor astfel încit transferă curentii ponderați din emitoare pe ramura corespunzătoare curentului de ieșire I_o sau pe ramura pentru \bar{I}_o , după cum semnalul logic este 1 sau 0.



detaliată a circuitului integrat β DAC 08.

1.3. Schema electrică completă

Schema electrică detaliată a convertorului β DAC 08 este prezentată în figura 1.3. În continuare sînt descrise blocurile funcționale ale circuitului (corespunzător schemei bloc din figura 1.1); în calculele ce urmează se va considera pentru tensiunile V_{BE} valoarea de 0,65 V — dacă nu se specifică altfel — iar curenții de bază ai tranzistoarelor se neglijăază presupunîndu-se β suficient de mare; în calcule pentru toate tranzistoarele npn în regiunea activă normală se va lua $\beta = 100$.

1.3.1. Circuitul de polarizare

Schema de detaliu a circuitului de polarizare este indicată în figura 1.4.

Acest circuit realizează polarizarea amplificatorului operațional din blocul *AMP REF* și a blocului *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*. Deoarece polarizarea se realizează prin generație de curent constant regimul de c.c. al convertorului este practic independent de tensiunea de alimentare.

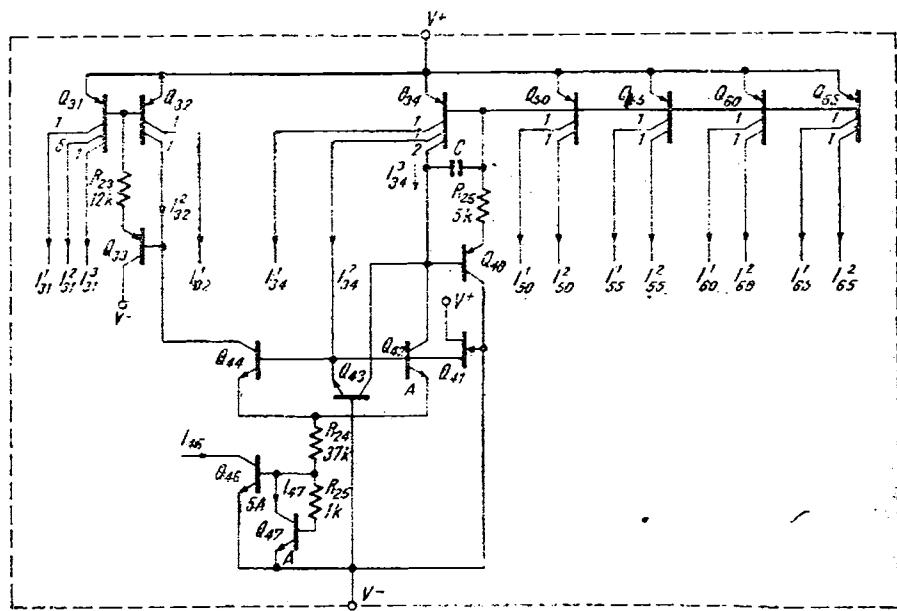


Fig. 1.4. Schema circuitului de polarizare.

• Circuitul de pornire

Schema sa este prezentată în figura 1.5, fiind alcătuită din tranzistoarele Q_{41} , Q_{42} , Q_{43} , Q_{44} , Q_{45} , Q_{46} și rezistențele R_{24} , R_{25} . În acest circuit rolul decisiv îl are tranzistorul cu efect de cimp (TEC-J) Q_{41} care amorsează funcționarea. Într-adevăr, în primul moment după aplicarea alimentării circuitului, curentul I_{34}^2 este nul deci nu există o polarizare a bazelor tranzistoarelor Q_{42} , Q_{44} și Q_{43} care lucrează ca diodă Zener (tranzistor blocat cu joncțiune bază-emitor polarizată invers); astfel curentii I_{42} și I_{44} sunt nuli și nu pot fi generați curentii de polarizare necesari. În aceste condiții curentul I_{41} generat de Q_{41} are rolul de catalizator, realizând polarizarea tranzistoarelor Q_{42} , Q_{44} și a diodei Zener Q_{43} . Funcționarea corectă presupune că valoarea curentului I_{41} este suficient de mare pentru a asigura un curent minim prin dioda Zener Q_{43} atunci cînd Q_{44} și Q_{42} sunt deschise.

Tinind seama de schema din figura 1.5 se poate scrie relația:

$$V_{Z43} = V_{BE42} + (I_{43} + I_{42})R_{24} + V_{BE46}. \quad (1.1)$$

Deoarece tranzistoarele Q_{44} și Q_{43} au aceeași aric de emitor iar $V_{BE44} = V_{BE42}$ curentii I_{44} și I_{42} sunt egali. Considerind pentru tensiunea V_{Z43} valoarea de 7,2 V (corespunzător procesului tehnologic) cu relația 1.1 se obține:

$$I_{44} = I_{42} = \frac{V_{Z43} - V_{BE42} - V_{BE46}}{2R_{24}} = \frac{7,2V - 0,65V - 0,65V}{2 \times 37 k\Omega} = 80 \mu A. \quad (1.2)$$

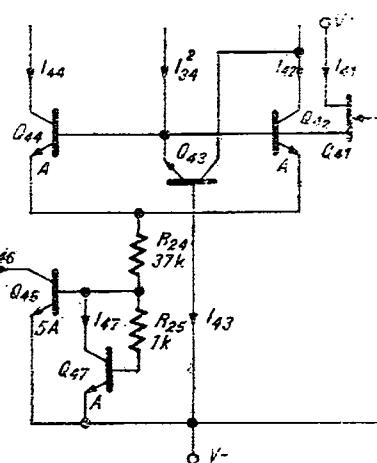


Fig. 1.5. Schema circuitului de pornire

Pentru curentul I_{43} există relația:

$$I_{43} = I_{34}^2 + I_{41} - \frac{I_{44}}{\beta} - \frac{I_{42}}{\beta}. \quad (1.3)$$

În cazul cel mai defavorabil, adică la conectarea alimentării circuitului avem $I_{34}^2 = 0$; I_{41} se determină din caracteristica dată în figura 1.6, ținând seama că $V_D = (V^+ - V^-) - V_{Z_{43}}$. Pentru valoarea minimă a tensiunii de alimentare ($\pm 4,5$ V), se obține:

$$V_{D \min} = 9V - 7,2V = 1,8V \text{ și } I_{41 \min} = I_D(V_{D \min}) = 3,7\mu A \quad (1.4)$$

Ținând seama de rezultatele din relațiile 1.2 și 1.4 și înlocuind $\beta = 100$ în relația 1.3 se obține:

$$I_{43 \min} = 3,7\mu A - \frac{2 \times 80\mu A}{100} = 2,1\mu A. \quad (1.5)$$

Valoarea obținută mai sus cu relația 1.5 garantează amorsarea curentilor I_{43} și I_{44} , deci funcționarea corectă a circuitului de pornire.

Odată generați curentii I_{43} și I_{44} , se pot determina apoi și ceilalți curenti de polarizare.

● *Curenții de polarizare pentru etajul de intrare* (vezi blocul *AMP REF* în schema bloc din figura 1.1) sunt generați de oglinda de curent Q_{31}, Q_{32} , vezi figura 1.4; tranzistorul Q_{33} are rolul de tampon, minimizând efectul curentilor de bază ai tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} asupra curentului I_{33}^2 .

Într-addevăr, notând cu β_L respectiv β_S factorii de amplificare în curent pentru tranzistoarele *pnp* laterale (în acest caz Q_{31} și Q_{32}) și respectiv *pnp* de substrat (în acest caz Q_{33}) se obține

$$I_{44} = \frac{I_{31} + I_{32}}{\beta_L(\beta_S + 1)} + I_{33}^2 \quad (1.6)$$

unde I_{31} și I_{32} sunt curentii totali de colector pentru tranzistoarele Q_{31} și Q_{32} , adică:

$$I_{31} = I_{31}^1 + I_{31}^2 + I_{31}^3, \quad I_{32} = I_{32}^1 + I_{32}^2. \quad (1.7)$$

Din relația 1.6 se observă efectul prezentei tranzistorului Q_{33} : reducerea cu factorul $(\beta_S + 1)$ a influenței curentilor de bază ai tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} asupra curentului I_{32}^2 . Efectul este important deoarece pentru procesul tehnologic în care se realizează acest circuit integrat la *IPRS-BĂNEASA* avem:

$$\beta_L \approx 10, \quad \beta_S \approx 100. \quad (1.8)$$

Tranzistoarele Q_{31} și Q_{32} au aceeași tensiune emitor-bază și aceeași arie de emitor astfel încit

$$I_{31} = I_{32} \quad (1.9)$$

Colectoarele tranzistoarelor Q_{31} și Q_{32} sunt divizate în rapoarte bine determinate, exprimate prin numerele care apar în figura 1.4. Astfel pentru curenți componente se poate scrie:

$$I_{31}^1 = \frac{I_{31}^2}{5} = I_{31}^3, \quad I_{32}^1 = I_{32}^2. \quad (1.10)$$

Cu relațiile 1.6, 1.7, 1.8 și 1.9 se obține:

$$I_{31} = I_{32} = 2 I_{44} / \left[1 + \frac{4}{\beta_L(\beta_S + 1)} \right] \quad (1.11)$$

$$I_{31}^1 = I_{31}^3 = \frac{I_{31}}{7}, \quad I_{31}^2 = \frac{5}{7} I_{31}, \quad I_{32}^1 = I_{32}^2 = \frac{1}{2} I_{32} \quad (1.12)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.2 și 1.8 în relațiile 1.11 și 1.12 se obține:

$$\begin{aligned} I_{31}^1 &= 23 \mu A, \quad I_{31}^2 = 114 \mu A, \quad I_{31}^3 = 23 \mu A, \\ I_{32}^1 &= 80 \mu A, \quad I_{32}^2 = 80 \mu A \end{aligned} \quad (1.13)$$

● Curenții de polarizare pentru *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT* (vezi schema bloc din figura 1.1) sunt generați de oglinda de curent multiplă alcătuită din tranzistoarele Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} , Q_{65} . Tranzistorul Q_{40} îmbunătățește funcționarea oglinzelii de curent minimizând efectul curentilor de bază ai tranzistoarelor *pnp* laterale Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} , Q_{65} asupra curentului I_{34}^3 .

Astfel, ținând seama de figura 1.4 avem relația:

$$I_{42} = I_{34}^3 + \frac{I_{34} + I_{50} + I_{55} + I_{60} + I_{65}}{\beta_L(\beta_S + 1)} \quad (1.14)$$

unde I_{34} , I_{50} , I_{55} , I_{60} și I_{65} sunt curenții totali de colector ai tranzistoarelor Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} și Q_{65} :

$$\begin{aligned} I_{34} &= I_{34}^1 + I_{34}^2 + I_{34}^3, \\ I_{50} &= I_{50}^1 + I_{50}^2, \quad I_{55} = I_{55}^1 + I_{55}^2, \\ I_{60} &= I_{60}^1 + I_{60}^2, \quad I_{65} = I_{65}^1 + I_{65}^2. \end{aligned} \quad (1.15)$$

Tranzistoarele Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} și Q_{65} au aceeași tensiune emitor-bază și aceeași arie de emitor, astfel încit au aceeași curenti de colector:

$$I_{34} = I_{50} = I_{55} = I_{60} = I_{65}. \quad (1.16)$$

Colectoarele tranzistoroarelor Q_{34} , Q_{50} , Q_{55} , Q_{60} , Q_{65} sunt divizate în rapoarte bine determinate exprimate prin numerele care apar în figura 1.4. Astfel pentru curenții componente ai fiecărui tranzistor se poate scrie:

$$\begin{aligned} I_{34}^1 &= I_{34}^2 = \frac{I_{34}^3}{2}, \\ I_{50}^1 &= I_{50}^2, \quad I_{55}^1 = I_{55}^2, \\ I_{60}^1 &= I_{60}^2, \quad I_{65}^1 = I_{65}^2. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Folosind relațiile 1.14, 1.15, 1.16 și 1.17 vom exprima curenții generați de oglinda de curent multiplă:

$$I_{34} = I_{50} = I_{55} = I_{60} = I_{65} = 2 I_{55} / \left[1 + \frac{10}{\beta_L(\beta_S + 1)} \right], \quad (1.18)$$

$$I_{34}^1 = I_{34}^2 = \frac{I_{34}}{4}, \quad I_{34}^3 = \frac{I_{34}}{2}, \quad I_{50}^1 = I_{50}^2 = \frac{I_{50}}{2}, \quad I_{55}^1 = I_{55}^2 = \frac{I_{55}}{2} \quad (1.19)$$

$$I_{60}^1 = I_{60}^2 = \frac{I_{60}}{2}, \quad I_{65}^1 = I_{65}^2 = \frac{I_{65}}{2}. \quad (1.20)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.2 și 1.8 în relațiile 1.18 și 1.19 se obține:

$$I_{34} = 40 \mu A, \quad I_{34}^2 = 40 \mu A, \quad I_{34}^3 = 80 \mu A$$

$$I_{50}^1 = 80 \mu A, \quad I_{50}^2 = 80 \mu A,$$

$$I_{55}^1 = 80 \mu A, \quad I_{55}^2 = 80 \mu A,$$

$$I_{60}^1 = 80 \mu A, \quad I_{60}^2 = 80 \mu A,$$

$$I_{65}^1 = 80 \mu A, \quad I_{65}^2 = 80 \mu A.$$

Acum se poate determina și curentul I_{43} , după terminarea regimului de pornire; cu relațiile 1.2, 1.3, 1.20 și folosind caracteristica din figura 1.6 (se consideră $V_D = 22,8$ V pentru o alimentare de ± 15 V) se obține:

$$I_{43} = 40 \mu A + 9,6 \mu A - \frac{2 \times 80 \mu A}{100} = 48 \mu A. \quad (1.21)$$

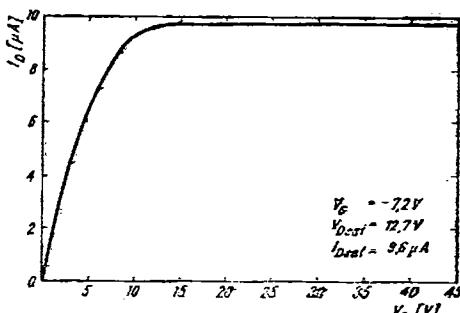


Fig. 1.6. Caracteristica curent-tensiune $I_D(V_{DS})$ pentru tranzistorul $TECJ$, Q_{41} .

• Curentul de polarizare ce asigură existența tensiunii pentru bazele tranzistoarelor din blocul *RETEA PONDERARE CURENȚI* (vezi schema bloc din figura 1.1) este generat de grupul Q_{46} , Q_{47} .

Conform cu figura 1.4 se pot scrie relațiile:

$$V_{BE46} - V_{BE47} = R_{25} \frac{I_{47}}{\beta} = V_T \ln \left(\frac{I_{46}}{I_{47}} \cdot \frac{1}{5} \right), \quad (1.22)$$

$$I_{42} + I_{44} = I_{47} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) + \frac{I_{46}}{\beta}, \quad (1.23)$$

Din relația 1.23 și 1.2 se obține:

$$I_{47} \approx I_{42} + I_{44} = 160 \text{ } \mu\text{A}. \quad (1.24)$$

Cu rezultatul din relația 1.24, din relația 1.22 se obține:

$$I_{46} = 5I_{47} \exp \left(\frac{I_{47} \cdot R_{25}}{\beta V_T} \right) = 5 \times 160 \text{ } \mu\text{A} \exp \left(\frac{160 \times 1,0}{100 \times 26} \right) = 0,8 \text{ mA}. \quad (1.25)$$

Este interesant de precizat aici, rolui rezistenței R_{25} care minimizează efectul factorului β asupra curentului I_{46} .

Intr-adevăr, cu ajutorul relațiilor 1.22 și 1.23 se obține:

$$F_1(I_{46}, I_{47}, \beta) = I_{46} - 5I_{47} \exp \left(\frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T} \right) = 0 \quad (1.26)$$

$$F_2(I_{46}, I_{47}, \beta) = I_{42} + I_{44} - I_{47} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) - \frac{I_{46}}{\beta} = 0 \quad (1.27)$$

$$\frac{dI_{46}}{d\beta} = - \begin{vmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial \beta} & \frac{\partial F_1}{\partial I_{47}} \\ \frac{\partial F_2}{\partial \beta} & \frac{\partial F_2}{\partial I_{47}} \end{vmatrix} / \begin{vmatrix} \frac{\partial F_1}{\partial I_{46}} & \frac{\partial F_1}{\partial I_{47}} \\ \frac{\partial F_2}{\partial I_{46}} & \frac{\partial F_2}{\partial I_{47}} \end{vmatrix} \quad (1.28)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial \beta} = 5I_{47}^2 \frac{R_{25}}{\beta^2 V_T} \exp \left(\frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T} \right), \quad \frac{\partial F_2}{\partial \beta} = \frac{I_{46} + I_{47}}{\beta^2} \quad (1.29)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{46}} = 1, \quad \frac{\partial F_2}{\partial I_{46}} = - \frac{1}{\beta} \quad (1.30)$$

$$\frac{\partial F_1}{\partial I_{47}} = -5 \left(1 + \frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T} \right) \exp \left(\frac{I_{47}R_{25}}{\beta V_T} \right), \quad \frac{\partial F_2}{\partial I_{47}} = - \left(1 + \frac{1}{\beta} \right). \quad (1.31)$$

Înlocuind expresiile 1.29, 1.30 și 1.31 în 1.28, prin prelucrări simple se obține:

$$\frac{dI_{46}}{d\beta} = - \frac{5}{\beta^2} \left[\frac{\left[\left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \frac{I_{47}^2 R_{25}}{V_T} - \left(1 + \frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) (I_{46} + I_{47}) \right]}{\left[\frac{5}{\beta} \left(1 + \frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) + \left(1 + \frac{1}{\beta} \right) \exp \left(- \frac{I_{47} R_{25}}{\beta V_T} \right) \right]} \right]. \quad (1.32)$$

Tinind seama de relațiile 1.24 și 1.25 se poate considera $I_{48} = 5I_{47}$; înlocuind aceasta în 1.32 și făcind neglijările ce se impun, rezultă:

$$\frac{dI_{48}}{I_{48}} / \frac{d\beta}{\beta} = - \frac{1}{\beta} \left[\frac{I_{47}R_{25}}{V_T} \left(1 - \frac{6}{\beta} \right) - 6 \right]. \quad (1.33)$$

Înlocuind cu valori numerice, se calculează factorul de desensibilizare a curentului I_{48} față de parametrul β :

$$\frac{dI_{48}}{I_{48}} / \frac{d\beta}{\beta} = - \frac{1}{100} \left[\frac{160 \times 1}{26} \left(1 - \frac{6}{100} \right) - 6 \right] \approx 0. \quad (1.34)$$

1.3.2. Circuitul de interfață

Schema electrică de detaliu a circuitului de interfață (vezi blocul *INTERFAȚA COMENZI COMUTATOARE DE CURENT* din figura 1.1) este prezentată în figura 1.7.

Cele opt semnale logice se aplică la terminalele 5, 6, ..., 12; pe terminalul 1 se fixează tensiunea de prag logic astfel încât să se obțină:

$$V_P = (V_{H\min} + V_{L\max})/2, \quad (1.35)$$

unde $V_{H\min}$ și $V_{L\max}$ reprezintă tensiunea minimă pentru nivelul 1 logic respectiv tensiunea maximă pentru nivelul 0 logic.

Deoarece tensiunea pe terminalul 1 (V_1) verifică relația:

$$V_P = V_1 + V_{BE38} + V_{BE39}, \quad (1.36)$$

se obține din 1.35 și 1.36 valoarea necesară pentru V_1 :

$$V_1 = (V_{H\min} + V_{L\max})/2 - 1,3 \text{ V}. \quad (1.37)$$

Astfel atunci cînd starea unuia din cele opt semnale logice este 1 logic tensiunea respectivă este mai mare decit V_P și etajul diferențial corespunzător va fi dezechilibrat într-un sens, iar cînd starea este 0 logic tensiunea acestui semnal este mai mică decit V_P iar etajul diferențial se dezechilibrează în celălalt sens. Dacă semnalele pe unul sau mai multe din terminalele 5, 6, ..., 12 sunt 1 logic, se obține:

$$\begin{aligned} I_{49} &= I_{50}^1, \quad I_{52} = I_{50}^2, \dots, \quad I_{67} = I_{66}^2 \\ I_{48} &= 0, \quad I_{51} = 0, \dots, \quad I_{66} = 0 \end{aligned} \quad (1.38)$$

Dacă semnalele din terminalele 5, 6, ..., 12 sunt 0 logic, se obține:

$$\begin{aligned} I_{49} &= 0, \quad I_{52} = 0, \dots, \quad I_{67} = 0 \\ I_{48} &= I_{50}^1, \quad I_{51} = I_{50}^2, \dots, \quad I_{66} = I_{66}^2 \end{aligned} \quad (1.39)$$

Deci cele opt etaje diferențiale lucrează drept comutatoare de curent; curentii generatoarelor din emitoare sunt comutați pe ramurile din stînga dacă semnalul logic corespunzător este 1 logic, respectiv pe ramurile din dreapta dacă acest semnal este 0 logic.

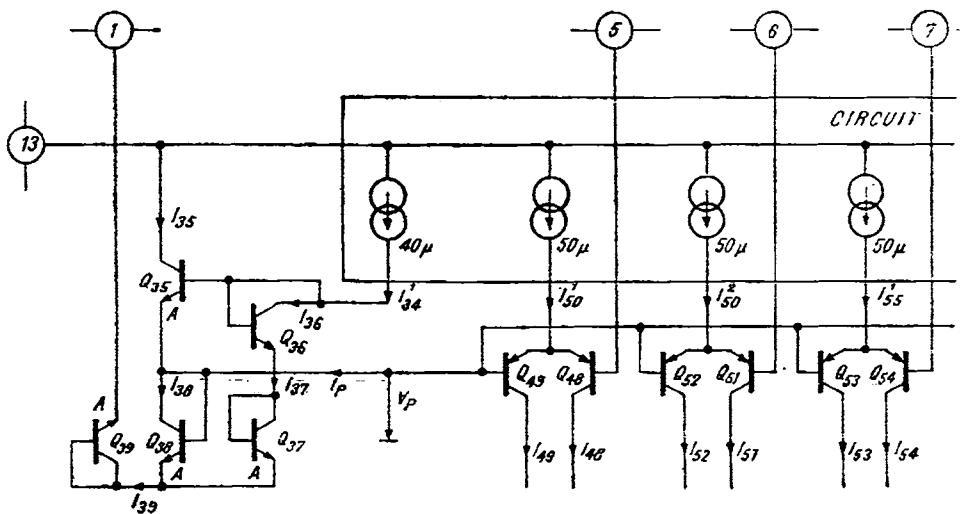


Fig. 1.7. Schema circuitului

Valabilitatea acestei afirmații se poate verifica prin calcul direct.

De exemplu, pentru etajul Q₄₉ - Q₄₈ se poate scrie:

$$\begin{aligned} V_5 - V_P &= V_{EB49} - V_{EB48}, \\ I_{49} + I_{48} &= I_{50}^1 \end{aligned} \quad (1.40)$$

$$V_T \ln \frac{I_{49}}{I_{48}} = V_{EB49} - V_{EB48}$$

Din relațiile 1.40 se obține:

$$I_{48} = \frac{I_{50}^1}{1 + \exp [(V_5 - V_P)/V_T]}, \quad (1.41)$$

$$I_{49} = \frac{I_{50}^1 \exp [(V_5 - V_P)/V_T]}{1 + \exp [(V_5 - V_P)/V_T]}. \quad (1.42)$$

Pentru $V_5 = 1$, cu relația 1.35 vom avea:

$$V_5 - V_P \geq (V_{H\ min} - V_{L\ max})/2 \quad (1.43)$$

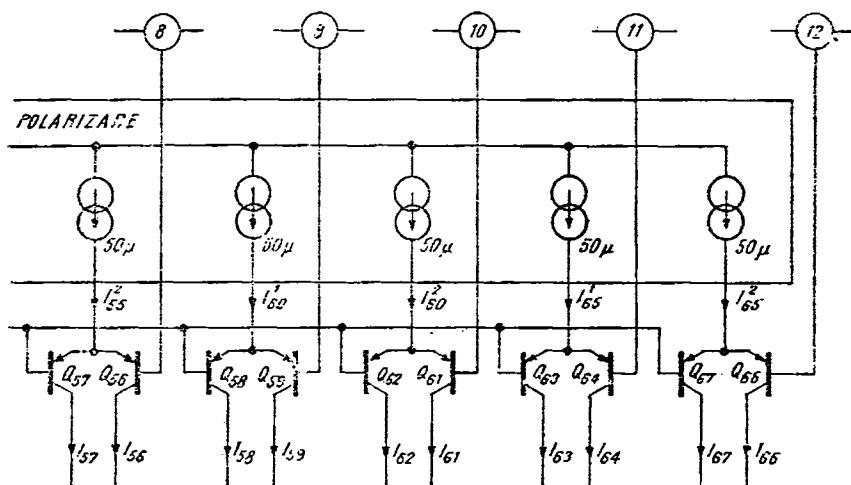
Dacă $V_5 = 0$, se va obține:

$$V_5 - V_P \leq (V_{L\ max} - V_{H\ min})/2 \quad (1.44)$$

Tinind seama de relațiile 1.41, 1.42, 1.43 și 1.44 se obține pentru

$$V_5 = 1, I_{49H} \geq I_{48H} \text{ și } I_{48H} \leq I_L \quad (1.45)$$

$$V_5 = 0, I_{49L} \leq I_L \text{ și } I_{48L} \geq I_H$$



de interfață

unde

$$I_L = \frac{I_{50}^1}{1 + \exp [(V_{H\ min} - V_{L\ max})/2V_T]} \quad (1.46)$$

și

$$I_H = \frac{I_{50}^1 \exp [(V_{H\ min} - V_{L\ max})/2V_T]}{1 + \exp [(V_{H\ min} - V_{L\ max})/2V_T]}$$

În cazul nivelelor logice TTL, $V_{L\ max} = 0,8$ V și $V_{H\ min} = 2$ V, cu relațiile 1.20, 1.45 și 1.46 rezultă pentru $T = 27^\circ\text{C}$:

$$I_H = I_{50}^1 (1 - 10^{-10}) \simeq I_{50}^1 = 80 \mu\text{A}, \quad I_L = I_{50}^1 \times 10^{-10} \simeq 0.$$

În concluzie:

pentru $V_5 = 1$, $I_{49H} = 80 \mu\text{A}$ și $I_{49L} = 0$;

pentru $V_5 = 0$, $I_{49L} = 0$ și $I_{49H} = 80 \mu\text{A}$.

Imunitatea la zgomot a celor opt intrări logice (terminalele 5, 6, ..., 12) este dată de

$$V_N = (V_{H\ min} - V_{L\ max})/2 \quad (1.47)$$

deoarece tensiunea de prag V_p este fixată prin intermediul tensiunii pe terminalul 1 (V_1) la jumătatea distanței între pragurile logice ($V_{H\ min}$ și $V_{L\ max}$) conform relației 1.35.

În cazul nivelelor TTL se obține

$$V_{N, TTL} = (2 - 0,8)/2 \text{ V} = 0,6 \text{ V}.$$

În continuare se vor determina limitele între care variază tensiunea de prag V_P în funcție de cuvântul binar și de temperatură și se va arăta că aceste variații influențează în mod neglijabil imunitatea la zgomet.

Așa cum s-a arătat anterior (vezi relația 1.36), tensiunea de prag V_P depinde de valoarea ($V_{BE38} + V_{BE39}$). Înținând seama de schema din figura 1.7, se poate scrie:

$$I_{38} = I_{35} + I_P, \quad (1.48)$$

$$I_{37} \approx I_{36} \approx I_{34}, \quad (1.49)$$

$$V_{BE38} + V_{BE39} = V_{BE38} + V_{BE37}. \quad (1.50)$$

Înținând seama de relațiile 1.48 și 1.49 relația 1.50 devine:

$$V_T \ln \left(\frac{I_{35}}{A} \frac{A}{I_{34}} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{34}}{A} \frac{A}{I_{38}} \right) \quad (1.51)$$

Prelucrind 1.51, cu ajutorul relației 1.48 se obține:

$$(I_{34}^1)^2 = I_{35}(I_{38} - I_P) \quad (1.52)$$

Cu relația 1.52 se determină I_{38} :

$$I_{38} = I_{34}^1 \left[\frac{I_P}{2 I_{34}^1} + \sqrt{1 + \left(\frac{I_P}{2 I_{34}^1} \right)^2} \right]. \quad (1.53)$$

De asemenea există relațiile:

$$I_{39} = I_{38} + I_{37}, \quad (1.54)$$

$$V_{BE38} + V_{BE39} - 2V_{BE38} = V_{BE39} - V_{BE37}. \quad (1.55)$$

Prelucrind relația 1.55 și înținând seama de 1.54, 1.49, 1.48 și 1.53 se obține:

$$V_{BE38} + V_{BE39} = 2 V_{BE38} + V_T \ln \frac{1 + \sqrt{1 + x^2 + x}}{\sqrt{1 + x^2 - x}},$$

unde s-a notat

$$x = \frac{I_P}{2 I_{34}^1}. \quad (1.56)$$

Valcarea curentului I_P depinde de starea celor opt etaje diferențiale (vezi figura 1.7), astfel încât atunci cind cele opt intrări logice sunt la nivel 1 logic avem $I_{PH} = 8 I_B$ iar cind intrările sunt la nivel 0 logic avem $I_{PL} \approx 0$; I_B este curentul de bază pentru tranzistoarele din ramura stîngă a celor opt etaje diferențiale, cind curentul generatorului din emitor este comutat pe această ramură. Cu relația 1.20, înținând seama de cele de mai sus se obține:

$$I_B = \frac{I_{39}}{S_L} = \frac{80 \mu A}{10} = 8 \mu A,$$

$$0 = I_{PL} \leq I_P \leq I_{PH} = 8 I_B = 64 \mu A \quad (1.57)$$

Cu ajutorul relațiilor 1.20, 1.56 și 1.57 se determină intervalul de variație a sumei ($V_{BE38} + V_{BE39}$) atunci cind curentul I_P variază între valorile extreme:
– pentru toate intrările logice în starea 1 logic vom avea:

$$\begin{aligned} (V_{BE38} + V_{BE39})_{II} &= 2 V_{BE38} - V_T \ln \frac{1 + \sqrt{1 + x_H^2 + x_H}}{\sqrt{1 + x_H^2 - x_H}} = \\ &= 2 \times 0,65 V + 26 mV \ln \frac{1 + \sqrt{1 + (0,8)^2} + 0,8}{\sqrt{1 + (0,8)^2} - 0,8} = 1,348 V; \end{aligned} \quad (1.58)$$

– pentru toate intrările logice în starea 0 logic se obține:

$$(V_{BE38} + V_{BE39})_L = 2V_{BE38} + V_T \ln \frac{1 + \sqrt{1 + x_L^2} + x_L}{\sqrt{1 + x_L^2} - x_L} = \\ = 2 \times 0,66 \text{ V} + 26 \text{ mV} \times \ln 2 = 1,318 \text{ V}. \quad (1.59)$$

Cu relațiile 1.36, 1.58, 1.59 se poate estima:

– variația tensiunii de prag V_P considerind tensiunea V_1 fixă:

$$\Delta V_P = [V_{BE38} + V_{BE39}]_H - [V_{BE38} + V_{BE39}]_L = 30 \text{ mV}; \quad (1.60)$$

– variația tensiunii de prag pentru temperatura maximă de funcționare T_{max} 125°C :

$$\Delta V_P(T_{max} = 398^\circ\text{K}) = \frac{T_{max}(\text{°K})}{T_0(\text{°K})} \Delta V_P(T_0 = 298^\circ\text{K}) = 40 \text{ mV}. \quad (1.61)$$

Relațiile 1.60 și 1.61 arată că imunitatea la zgomot (vezi relația 1.47) este practic neinfluentată de variația tensiunii V_P . Astfel pentru cazul logicii TTL se obține cu relațiile 1.60, 1.61 și 1.36 pentru $V_1 = 0$:

$$\left(\frac{\Delta V_P}{V_P} \right)_{T=25^\circ\text{C}} = \frac{30 \text{ mV}}{1,3} = 2,3 \% \quad (1.62)$$

$$\left(\frac{\Delta V_P}{V_P} \right)_{T=125^\circ\text{C}} = \frac{40 \text{ mV}}{1,3 \text{ V}} = 3,1 \%. \quad (1.63)$$

Curentul generat în exterior din terminalul 1 este I_{39} ; ținând seama de relațiile 1.53, 1.54, 1.57 și 1.49 se obține:

$$I_{34}^1(1 + x_L + \sqrt{1 + x_L^2}) \leq I_{39} \leq I_{34}^1(1 + x_H + \sqrt{1 + x_H^2})$$

adică

$$80 \text{ } \mu\text{A} \leq I_{39} \leq 120 \text{ } \mu\text{A} \quad (1.64)$$

Deci circuitul exterior trebuie să fie capabil să absoară $120 \text{ } \mu\text{A}$ din terminalul 1.

1.3.3. Circuitul de comutare curenți

Schema electrică de detaliu a circuitului de comutare curenți (vezi blocul *COMUTATOARE CURENȚI* din figura 1.1) este dată în figura 1.8. Există opt etaje diferențiale ce realizează comutarea curenților din emitoarele comune ale fiecărui etaj diferențial pe ramura din stînga sau din dreapta în funcție de comanda în curenț primită. Curenții de comandă dezchilibrăză prin tensiunea determinată pe rezistențele din baze etajelor diferențiale, determinând trecerea curenților generați de blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* pe calea curentului de ieșire I_o (ieșirea directă) sau \bar{I}_o (ieșirea complementară).

În cazul etajului diferențial Q_{68}, Q_{69} corespunzător intrării MSB (*most significant bit – bitul cel mai semnificativ*) – terminalul 5, abaterea curentului din ramura stingă sau dreaptă față de curentul din emitorare se determină ținând seama de relațiile 1.46:

– pentru $V_S = 1$ se poate scrie (vezi figura 1.8):

$$I_{68} = I_2 \frac{\exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta V/V_T)} \quad \text{unde } \Delta V = I_{49H}R_{28} = 0,312 \text{ V} \quad (1.65)$$

– pentru $V_S = 0$ se obține:

$$I_{69} = I_2 \frac{\exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta V/V_T)}, \quad \text{unde } \Delta V = I_{48L}R_{27} = 0,312 \text{ V} \quad (1.66)$$

Relații de aceeași formă cu 1.65 și 1.66 se obțin și pentru curenții celorlalte etaje diferențiale cu excepția ultimului etaj diferențial Q_{82}, Q_{83} corespunzător intrării LSB (*least significant bit – bitul cel mai puțin semnificativ*) – terminalul 12.

În acest caz ținând seama de relațiile 1.46 și figura 1.8 obținem

– pentru $V_{12} = 1$ avem

$$I_{84} = I_{82} = I_{REF}/256$$

și

$$I_{82} = \frac{I_{13}}{2} \frac{\exp(\Delta_1 V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} \quad (1.67)$$

unde

$$\Delta_1 V = (I_{67H} - I_{REF}/256)R_{42} \quad (1.68)$$

iar (vezi § 1.3.2)

$$I_{67H} = I_{55}^2 = 80 \mu\text{A}.$$

– pentru $V_{12} = 0$ avem

$$I_{85} = I_{83} = I_{REF}/256$$

$$I_{83} = \frac{I_{13}}{2} \frac{\exp(\Delta_1 V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} \quad (1.69)$$

unde

$$\Delta_1 V = (I_{67L} - I_{REF}/256)R_{41} \quad (1.70)$$

iar (vezi § 1.3.2.)

$$I_{67L} = I_{73}^2 = 80 \mu\text{A}.$$

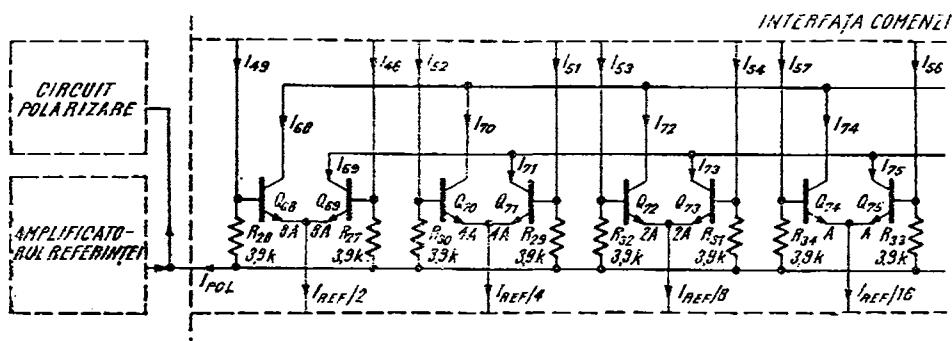


Fig. 1.8. Schema electrică a

Tinând seama de rezultatele obținute în relațiile 1.65, ..., 1.68 se poate calcula eroarea convertorului pentru curentii din ieșirea I_o (sau \bar{I}_o), datorită neidealității comutatoarelor de curent:

$$\frac{I_T - I_o}{I_T} = \frac{1}{1 + \exp(\Delta V/V_T)} \left[1 + \frac{1}{256} \left(\frac{1 + \exp(\Delta V/V_T)}{1 + \exp(\Delta_1 V/V_T)} - 1 \right) \right] \quad (1.71)$$

unde (vezi § 1.2)

$$I_T = I_{REF}/2 + I_{REF}/4 + \dots + I_{REF}/256 = \frac{255}{256} I_{REF}$$

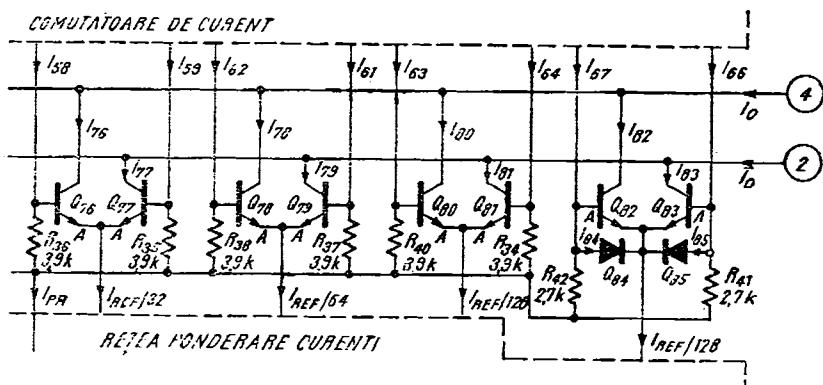
Neglijind unitatea față de exponențială în (1.71) și aproxiimind paranteza mare cu valoarea unu (se consideră pentru I_{REF} valoarea nominală de 2 mA, vezi § 1.4.2) se obține:

$$\frac{I_T - I_o}{I_T} = \exp\left(-\frac{\Delta V}{V_T}\right) \quad (1.72)$$

Înlocuind valorile numerice în 1.72 se calculează eroarea introdusă de comutatoarele de curent:

eroarea	$T = 298 \text{ K}$ (25°C)	$T = 398 \text{ K}$ (125°C)
$\frac{I_T - I_{OUT}}{I_T}$	6×10^{-6}	125×10^{-6}

Deoarece precizia convertorului de 8 biți are valoare maximă de 0,1% (vezi § 1.4.2), se observă din tabelul precedent că neidealitatea comutatoarelor de curent nu introduce practic nici o eroare la ieșirea de curent I_o (sau \bar{I}_o) a convertorului.



comutatoarelor de curenti

Pentru curentul I_{POL} generat către blocul *AMP REF* din figura 1.8 se determină valoarea ținând seama de curenții generați de blocul *INTERFAȚĂ COMENZI COMUTATOARE DE CURENT*. Astfel conform cu relațiile 1.46 se obține că valoarea curentului I_{POL} nu depinde de starea semnalelor logice pe cele opt intrări. Din figurile 1.7 și 1.8 se obține:

$$I_{POL} = I_{50}^1 + I_{50}^2 + I_{55}^1 + I_{55}^2 + I_{60}^1 + I_{65}^1 + I_{65}^2 - I_{PR} - \frac{I_{REF}}{256}.$$

În relația precedentă valoarea curentului I_{PR} este neglijabilă (vezi relația 1.116) iar în cazul $I_{REF} = 2 \text{ mA}$ se obține:

$$I_{POL} = 8 \times 80 \mu\text{A} - 8 \mu\text{A} = 632 \mu\text{A}. \quad (1.73)$$

1.3.4. Amplificatorul pentru curentul de referință

Schema electrică a amplificatorului este dată în figura 1.9 (vezi blocul *AMP REF* din schema bloc (figura 1.1)). Se observă că amplificatorul operational are intrare diferențială și ieșire în curent, având o reacție negativă internă închisă prin intrarea neinversoare.

Pentru a caracteriza funcționarea în curent continuu a amplificatorului se ține seama de legătura acestuia cu celelalte blocuri componente ale circuitului integrat (vezi figura 1.9 și figura 1.3).

Astfel curenții etajului de intrare sunt generați de *CIRCUITUL DE POLARIZARE* (vezi § 1.3.1) și se obțin conform figurii 1.9 folosind rezultatele din relația 1.13:

$$I_{14} = I_{15} = \frac{I_{31}^2}{2} = 57 \mu\text{A}, \quad (1.74)$$

$$I_{86} = I_{31}^3 \quad \frac{I_{14}}{\beta_L} = 23 \mu\text{A} + \frac{57}{10} \mu\text{A} = 28,7 \mu\text{A}, \quad (1.75)$$

$$I_{87} = I_{31}^1 + \frac{I_{15}}{\beta_L} = 23 \mu\text{A} + \frac{57}{10} \mu\text{A} = 28,7 \mu\text{A}. \quad (1.76)$$

Curenții de intrare ai amplificatorului sunt:

$$I_{B87} = \frac{I_{87}}{\beta_S} = \frac{28,7}{100} \mu\text{A} \approx 0,29 \mu\text{A}, \quad (1.77)$$

$$I_{B86} = \frac{I_{86}}{\beta_S} = \frac{28,7}{100} \mu\text{A} \approx 0,29 \mu\text{A}. \quad (1.78)$$

Conform figurii 1.9 și folosind rezultatele din relația 1.74 se obțin curenții prin tranzistoarele Q_{16} și Q_{17} :

$$\begin{aligned} I_{16} &\approx I_{15} = 57 \mu\text{A}, \\ I_{17} &\approx I_{14} = 57 \mu\text{A}. \end{aligned} \quad (1.79)$$

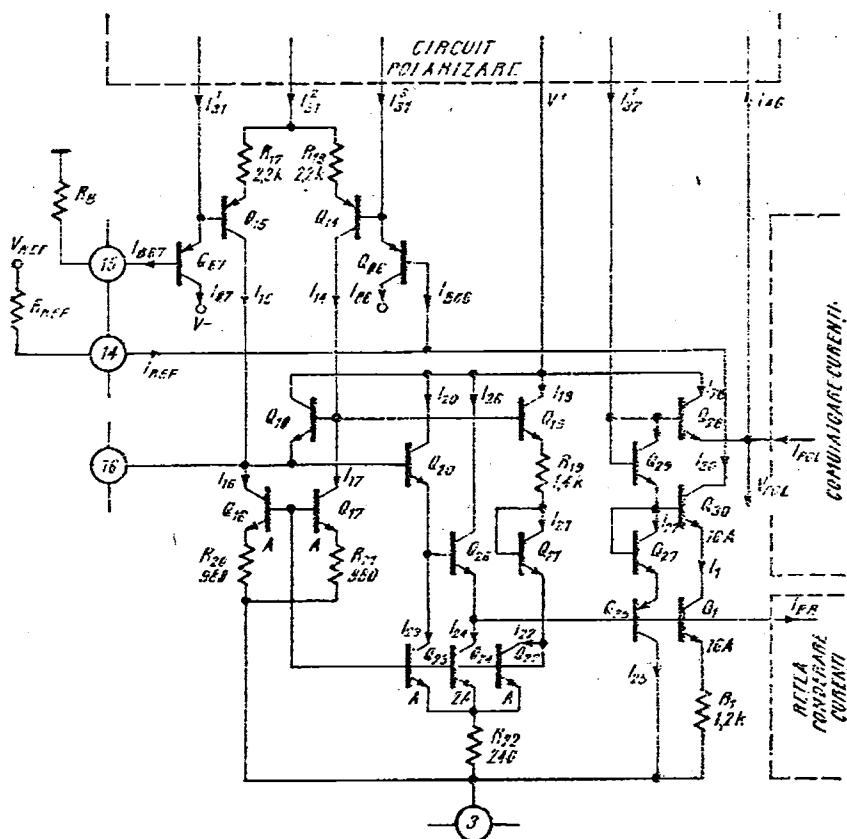


Fig. 1.9. Schema electrică a amplificatorului pentru curentul de referință.

Pentru grupul tranzistoarelor Q_{22} , Q_{24} , Q_{23} se obțin relațiile:

$$V_{BE16} + I_{16}R_{20} = V_{BE23} + (I_{23} + I_{24} + I_{25})R_{22} \quad (1.80)$$

$$I_{23} = \frac{I_{24}}{2} = I_{22},$$

decarece tranzistoarele Q_{23} , Q_{24} , Q_{25} au aceeași tensiune bază-emitor, iar arăile de emitor sunt în raport cu determinantele de notatările din figura 1.9.

Curentii I_{23} , I_{24} , I_{22} se determină folosind relațiile 1.80. Se obține ecuația:

$$V_{BE23} - V_{BE16} = I_{16}R_{29} - 4I_{23}R_{23} \quad (1.81)$$

Această ecuație se rezolvă numeric și se obține

$$I_{22} = I_{23} \approx 58 \text{ } \mu\text{A}, \quad (1.82)$$

$$I_{34} = 2I_{23} \approx 116 \text{ } \mu\text{A}.$$

Considerind amplificatorul operațional ca fiind ideal, adică potențialele celor două intrări sunt egale, din figura 1.9 se obține:

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{R_B}{R_{REF}} I_{B30}, \quad (1.83)$$

$$I_{30} = I_{REF} + I_{B30}. \quad (1.84)$$

Din relațiile 1.76, 1.77, 1.83, și 1.84 rezultă că în cazul în care $R_B = R_{REF}$ pentru curentul I_{30} se obține relația:

$$I_{30} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \quad (1.85)$$

Înlocuind în relația 1.85 valorile numerice uzuale $V_{REF} = 10$ V și $R_{REF} = 5$ kΩ (vezi § 1.4.2) rezultă:

$$I_{30} = \frac{10 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA} \quad (1.86)$$

conform cu figura 1.9 se obține și curentul prin tranzistorul Q_1 :

$$I_1 = I_{30} = 2 \text{ mA}. \quad (1.87)$$

Se determină curentul tranzistorului Q_{28} ținând seama de relațiile 1.25 și 1.73:

$$I_{28} = I_{46} - I_{POL} = 800 \mu\text{A} - 632 \mu\text{A} = 168 \mu\text{A}. \quad (1.88)$$

Conform figurii 1.9 și relațiilor 1.13 și 1.87, curentii tranzistoarelor Q_{28}, Q_{27}, Q_{25} sunt următorii:

$$I_{28} = I_{32} - \frac{I_{28}}{\beta} = 80 \mu\text{A} - 1,68 \mu\text{A} = 78,3 \mu\text{A}, \quad (1.89)$$

$$I_{27} = I_{28} - \frac{I_{30}}{\beta} = 78,3 \mu\text{A} - \frac{2000}{100} \mu\text{A} = 58,3 \mu\text{A}, \quad (1.90)$$

$$I_{25} \approx I_{27} = 58,3 \mu\text{A}. \quad (1.91)$$

Se poate determina tensiunea de polarizare a etajelor diferențiale din blocul *COMUTATOARE CURENȚI* (V_{POL}), la ieșirea reșistorului de tensiune realizat cu tranzistorul Q_{28} :

$$V_{POL} = V_{BE28} + V_{BE27} + V_{BE25} + V_{BE1} + R_1 I_1 - V_{BE28} \quad (1.92)$$

Considerind pentru tranzistorul pnp valoarea de 0,7 V a tensiunii emitor-bază, cu relațiile 1.87 și 1.92 se calculează tensiunca V_{POL} :

$$V_{POL} = 0,65 \text{ V} + 0,65 \text{ V} + 0,7 \text{ V} + 0,65 \text{ V} + 1,2 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ mA} - 0,65 \text{ V} = 4,4 \text{ V}. \quad (1.93)$$

Pentru tranzistorul Q_{26} se poate scrie relația:

$$I_{26} = I_{24} + \frac{I_1}{\beta} + I_{BR} - \frac{I_{25}}{\beta_S}. \quad (1.94)$$

În relația 1.94, curentul I_{BR} este suma curentilor de bază absorbiți de blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI*. Ținând seama de cele prezentate în secțiunea 1.2 și relațiile 1.85, 1.86, 1.87, 1.91 se obține:

$$I_{BR} = \frac{I_{REF}}{\beta} = \frac{I_1}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{100} = 20 \mu\text{A} \quad (1.95)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.82, 1.87, 1.91, 1.95 în relația 1.94 se obține:

$$I_{26} = 116 \mu\text{A} + 20 \mu\text{A} + 20 \mu\text{A} - \frac{58,3 \mu\text{A}}{100} = 155,4 \mu\text{A}. \quad (1.96)$$

Pentru curentii tranzistoarelor Q_{19} și Q_{21} se poate scrie:

$$I_{19} \approx I_{21} = I_{23} + \frac{I_{16}}{\beta} + \frac{I_{17}}{\beta} + \frac{I_{23}}{\beta} + \frac{I_{22}}{\beta} + \frac{I_{24}}{\beta}. \quad (1.97)$$

Cu relațiile 1.79 și 1.82, înlocuind valorile numerice în 1.97, rezultă:

$$I_{19} \approx I_{21} = 61,5 \mu\text{A}. \quad (1.98)$$

Dc asemenea pentru tranzistorul Q_{20} se determină curentul acestuia folosind relațiile 1.82 și 1.96:

$$I_{20} = I_{23} + \frac{I_{26}}{\beta} = 58 \mu\text{A} + \frac{155,4}{100} \mu\text{A} = 59,5 \mu\text{A}. \quad (1.99)$$

Din figura 1.9 se poate determina tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_{18} :

$$\begin{aligned} V_{BE18} &= V_{BE19} + I_{19}R_{19} + V_{BE21} + V_{BE16} + I_{16}R_{20} - V_{BE20} - \\ &\quad - V_{BE26} - V_{BE1} - I_1R_1. \end{aligned} \quad (1.100)$$

Înlocuind valorile numerice date de relațiile 1.98, 1.79, 1.87 în relația 1.100, se calculează:

$$V_{BE18} \approx -I_1R_1 = -2,4 \text{ V} \quad (1.101)$$

Se observă din rezultatul obținut în relația 1.101 că tranzistorul Q_{18} este permanent blocat, jonctiunea bază-emitor funcționând drept capacitate (de compensare). De asemenea rolul lui Q_{18} este să limiteze valoarea curentului I_1 ; conform relației 1.101 se obține:

$$I_{1\max} = \frac{V_{Z18}}{R_1} = \frac{7,2}{1,2} \text{ mA} = 6 \text{ mA}. \quad (1.102)$$

Pentru a descrie *funcționarea în regim de semnal mic* se folosește schema simplificată din figura 1.10. Pentru etajul de intrare se poate scrie relația:

$$v_{REF} = (v_{EB67} - v_{EB66}) + (v_{EB15} - v_{EB14}) + R_{15}i_{15} - R_{16}i_{14} + R_{REF}i_{REF} + i_{B67}R_{REF} \quad (1.103)$$

În condiția de semnal mic se poate scrie:

$$v_{EB67} - v_{EB66} = (i_{67} - i_{66})/g_{m1}, \text{ unde } g_{m1} = \frac{I_{67}}{V_T} \quad (1.104)$$

$$v_{EB15} - v_{EB14} = (i_{15} - i_{14})/g_{m2}, \text{ unde } g_{m2} = \frac{I_{15}}{V_T}.$$

Pentru relațiile 1.104 se calculează g_{m1} și g_{m2} folosind relațiile 1.76 și 1.79:

$$g_{m1} = \frac{I_{67}}{V_T} = \frac{28,7}{26} \text{ mA/V} = 1,1 \text{ mA/V}, \quad (1.105)$$

$$g_{m2} = \frac{I_{15}}{V_T} = \frac{57}{26} \text{ mA/V} = 2,2 \text{ mA/V}.$$

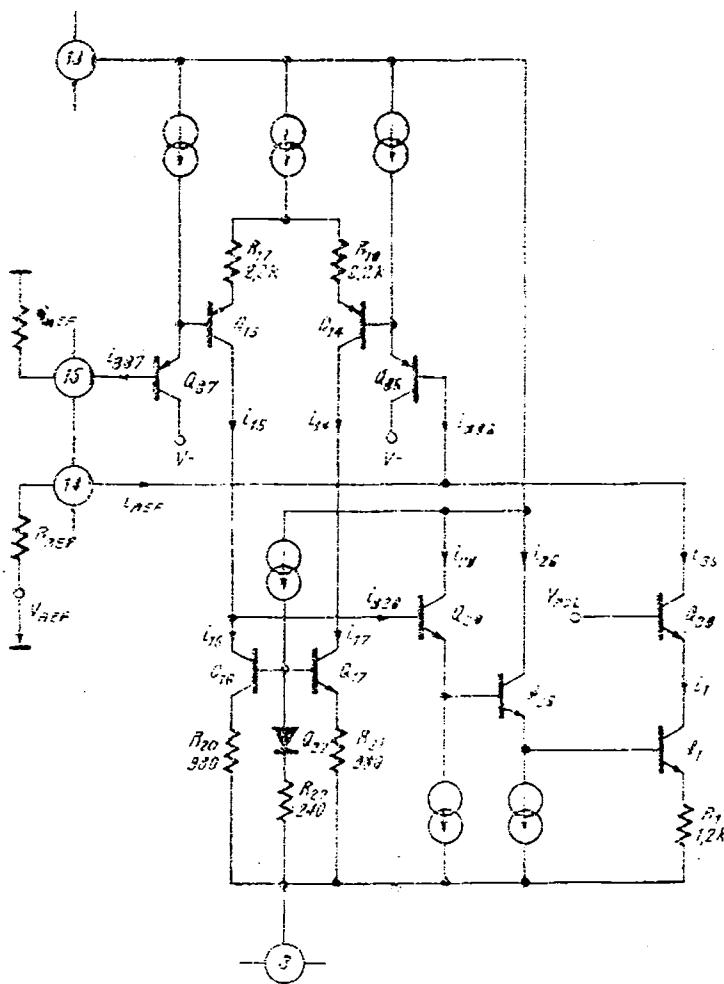


Fig. 1.10. Schema electrică simplificată pentru calculul cîștigului la semnal mic al circuitului din figura 1.9.

Dar în regim dinamic avem:

$$j_{15} \doteq j_{14} = 0, \quad (1.105)$$

$$i_{15} = \beta_L i_{37} = \beta_L \beta_S i_{387},$$

$$\delta_{\text{tot}} = \theta_1 \delta_{\text{tot}} + \theta_2 \delta_{\text{tot}} -$$

Prin aplicarea relației 1.103 cu ajutorul relațiilor 1.104, 1.106 și 1.107 se obține:

$$v_{REF} = \frac{2i_{15}}{\alpha_1 g_{m1}} + \frac{2i_{15}}{\alpha_2 g_{m2}} + 2R_{17}i_{15} + \frac{i_{15}}{\beta_1 \beta_2} R_{REF} + R_{REF}i_{REF} \quad (1.108)$$

De asemenea există relația:

$$i_{30} = i_{B20} + i_{REF} \quad (1.109)$$

cu relațiile 1.107, 1.108 și 1.109 rezultă:

$$v_{REF} = R_{REF} i_{30} + 2 i_{15} \left(\frac{1}{\beta_{LEM_1}} + \frac{1}{\beta_{m_2}} R_{17} + \frac{R_{REF}}{\beta_L \beta_S} \right). \quad (1.110)$$

Datorită oglinzelii de curent formată cu tranzistoarele $Q_{16} - Q_{17}$ (vezi figura 1.10) se obține:

$$\begin{aligned} i_{16} &= i_{17} = i_{14} \\ i_{B20} &= i_{15} - i_{16} \end{aligned} \quad (1.111)$$

Cu ajutorul relațiilor 1.106 și 1.111, conform figurii 1.10 rezultă:

$$i_{30} = i_1 \beta_L \beta_{20} \beta_{20} \times 2 i_{15} = 2 \beta^3 i_{15}, \quad (1.112)$$

dacă se consideră același factor de amplificare β pentru tranzistoarele Q_7 , Q_{26} și Q_{20} .

Din relațiile 1.112 și 1.110 se obține:

$$v_{REF} = i_{30} \left[R_{REF} \left(1 + \frac{1}{\beta^3 \beta_L \beta_S} \right) + \frac{1}{\beta^3} \left(\frac{1}{\beta_{LEM_1}} + \frac{1}{\beta_{m_2}} + R_{17} \right) \right] \quad (1.113)$$

Făcind aproximările ce se impun și folosind relațiile 1.105, relația 1.113 devine:

$$v_{REF} = i_{30} (R_{REF} + r_o), \text{ unde } r_o = 2,75 \cdot 10^{-6} \text{ k}\Omega. \quad (1.114)$$

Se observă că există o limită inferioară a rezistenței R_{REF} , pentru a obține curentul i_{30} practic independent de valoarea amplificării în buclă închisă, reflectată în relația 1.114 prin rezistența r_o . Astfel se poate scrie:

$$i_{30} = \frac{v_{REF}}{R_{REF}}, \text{ dacă } R_{REF} \gg r_o$$

Pentru obținerea curentului i_{30} cu o precizie de 10^{-4} , din relația 1.114 se obține:

$$i_{30} = \frac{v_{REF}}{R_{REF}}, \text{ pentru } R_{REF} \geq 10^4 r_o = 27,5 \Omega \quad (1.115)$$

Astfel, pentru o funcționare corectă a blocului de intrare *AMP REF* se poate considera pentru rezistența R_{REF} limita inferioară de $27,5 \Omega$ dată de relația 1.115.

1.3.5. Circuitul rețelei de ponderare curenti

Schema electrică a circuitului de ponderare este prezentată în figura 1.11 (vezi blocul *REȚEA PONDERARE CURENȚI* din schema bloc, figura 1.1). Pentru grupul tranzistoarelor Q_7, Q_8, \dots, Q_{13} există o polarizare prin tensiunea V_{POL} , care diferă de tensiunea de polarizare a bazelor tranzistoarelor Q_1, Q_2, \dots, Q_6 .

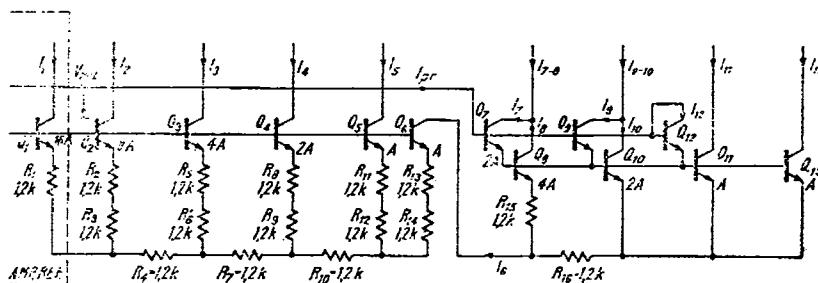


Fig. 1.11. Schema circuitului de ponderare curenți.

Curentul I_{PR} se determină ținând seama de relațiile 1.123 – 1.126, conform cu figura 1.11:

$$I_{PR} \approx \frac{I_{11} + I_{13}}{\beta} + \frac{I_{7-8}}{\beta^2} + \frac{I_{9-10}}{\beta^2} = \frac{I_{REF}}{64} \cdot \frac{1}{\beta} \left(1 + \frac{1}{\beta} + \frac{2}{\beta} \right) \approx 0,32 \text{ } \mu\text{A} \quad (1.116)$$

• *Influența valcii finite a cîstigului în curent asupra preciziei convertorului.*

Deoarece tranzistoarele Q_7 , Q_9 , Q_{13} au aceeași tensiune bază-emitor iar arile de emitor sunt în rapoarte bine determinate există relațiile:

$$I_{12} = I_9 = \frac{I_7}{2} \quad (1.117)$$

$$I_{11} = I_{13} = \frac{I_{10}}{2} \quad (1.118)$$

Se va considera pentru simplificarea relațiilor că toate tranzistoarele din schema, Q_1 , ..., Q_{13} au aceeași valoare a parametrului β .

Se obține:

$$V_{BE8} - V_{BE10} = R_{16} \frac{\beta + 1}{\beta} (I_{13} + I_{11} + I_{10}) - R_{15} \frac{\beta + 1}{\beta} I_8. \quad (1.119)$$

Ținind seama de relația 1.118, relația 1.119 devine:

$$V_T \ln \left(\frac{I_8}{I_{10}} \frac{2A}{4A} \right) = R_{16} \frac{\beta + 1}{\beta} (2I_{10} - I_8). \quad (1.120)$$

Ecuția 1.120 are soluția:

$$I_8 = 2I_{10}. \quad (1.121)$$

Dacă asemenea avem relația:

$$\frac{\beta + 1}{\beta} (I_7 + I_9 + I_{13}) = \frac{1}{\beta} (I_8 + I_{10} + I_{11} + I_{13}). \quad (1.122)$$

Din relațiile 1.117, 1.118, 1.121 și 1.122 se obține:

$$I_{10} = (\beta + 1) I_{13}. \quad (1.123)$$

Prelucrind relațiile 1.117, 1.118, 1.121 și 1.123 obținem:

$$I_{11} = I_{13},$$

$$I_{9-10} = I_9 + I_{10} = 2I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta + 1} \right), \quad (1.124)$$

$$I_{7-8} = I_7 + I_8 = 4I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta + 1} \right).$$

Conform figurii 1.11 se poate scrie relația:

$$I_6 = \frac{\beta + 1}{\beta} I_8 + \frac{\beta + 1}{\beta} (I_{10} + I_{11} + I_{13}). \quad (1.125)$$

Prelucrind relația 1.125 cu ajutorul relațiilor 1.117, 1.118, 1.121, 1.123 se obține:

$$I_6 = 8I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right). \quad (1.126)$$

Pentru tranzistoarele Q_5 și Q_6 există relația:

$$V_{BE6} - V_{BE5} = V_T \ln \frac{I_6}{I_5} = 2R_{11}(I_5 - I_6). \quad (1.127)$$

Ecuția 1.127 are soluția evidentă:

$$I_5 = I_6 = 8I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right). \quad (1.128)$$

În continuare se pot scrie relațiile:

$$V_{BE4} - V_{BE5} = V_T \ln \left(\frac{I_4}{I_5} \frac{A}{2A} \right) = 2R_{11}I_5 + R_{10}(I_5 + I_6) - 2R_8I_4. \quad (1.129)$$

$$V_{BE3} - V_{BE4} = V_T \ln \left(\frac{I_3}{I_4} \frac{2A}{4A} \right) = 2R_8I_4 + R_7(I_4 + I_5 - I_6) - 2R_5I_3. \quad (1.130)$$

$$V_{BE2} - V_{BE3} = V_T \ln \left(\frac{I_2}{I_3} \frac{4A}{3A} \right) = 2R_5I_3 - R_4(I_3 + I_4 + I_5 - I_6) - 2R_2I_2. \quad (1.131)$$

$$V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_2} \frac{8A}{16A} \right) = 2R_2I_2 - R_1I_1. \quad (1.132)$$

Rezolvarea ecuațiilor de mai sus, ținând seama de relația 1.128 conduce la soluțiile:

$$\begin{aligned} I_4 &= 2I_5 = 16I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right), \\ I_3 &= 2I_4 = 32I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right), \\ I_2 &= 2I_3 = 64I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right), \\ I_1 &= 2I_2 = 128I_{13} \left(1 + \frac{1}{\beta} \right). \end{aligned} \quad (1.133)$$

Din relațiile 1.124, 1.128, 1.133 se obține:

$$I_{12} = \frac{I_1}{128} \left(1 - \frac{1}{\beta + 1} \right), \quad (1.134)$$

$$I_{11} = \frac{I_1}{128} \left(1 - \frac{1}{\beta + 1} \right), \quad (1.135)$$

$$I_{9-10} = \frac{I_1}{64} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.136)$$

$$I_{7-8} = \frac{I_1}{32} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.137)$$

$$I_5 = \frac{I_1}{16}, \quad (1.138)$$

$$I_4 = \frac{I_1}{8}, \quad (1.139)$$

$$I_3 = \frac{I_1}{4}, \quad (1.140)$$

$$I_2 = \frac{I_1}{2}. \quad (1.141)$$

Folosind cele prezentate în Secțiunea 1.2 și §§ 1.3.3 și 1.3.4, conform figurii 1.2 se obțin curentii corespunzători fiecărei intrări logice B_1, \dots, B_8 , în funcție de curentul de referință, I_{REF} , ținând seama de relațiile 1.134, 1.135, ..., ..., 1.141:

$$I(B_1 = MSB) = \frac{I_{REF}}{2}, \quad (1.142)$$

$$I(B_2) = \frac{I_{REF}}{4}, \quad (1.143)$$

$$I(B_3) = \frac{I_{REF}}{8}, \quad (1.144)$$

$$I(B_4) = \frac{I_{REF}}{16}, \quad (1.145)$$

$$I(B_5) = \frac{I_{REF}}{32} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.146)$$

$$I(B_6) = \frac{I_{REF}}{64} \left[1 - \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 \right], \quad (1.147)$$

$$I(B_7) = \frac{I_{REF}}{128} \left[1 - \frac{1}{\beta + 1} \right]. \quad (1.148)$$

$$I(B_8 = LSB) = \frac{I_{REF}}{256} \left[1 - \frac{1}{\beta + 1} \right]. \quad (1.149)$$

Relațiile 1.142, ..., 1.149 ne furnizează curenții la ieșire I_o sau \bar{I}_o în cazul cauzivreal, în care împerecherea parametrilor tranzistoarelor și a valorilor rezistențelor din rețeaua R-2R este perfectă în schimb valoarea lui β este finită, aceasta influențând valorile curenților conform relațiilor indicate.

Astfel, în acest caz, pentru cei mai semnificativi patru biți nu există erori datorate valorii lui β ; pentru cei mai puțin semnificativi patru biți erorile se determină în continuare folosind relațiile 1.146, ..., 1.149:

$$\begin{aligned}\varepsilon_5 &= [I_{REF}/32 - I(B_5)]/I_{REF} = \frac{1}{32} \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 = \\ &= \frac{1}{32} \left(\frac{1}{101} \right)^2 \simeq 3 \cdot 10^{-8},\end{aligned}\quad (1.150)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_6 &= [I_{REF}/64 - I(B_6)]/I_{REF} = \frac{1}{64} \left(\frac{1}{\beta + 1} \right)^2 = \\ &= \frac{1}{64} \left(\frac{1}{101} \right)^2 \simeq 1,5 \cdot 10^{-8},\end{aligned}\quad (1.151)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_7 &= [I_{REF}/128 - I(B_7)]/I_{REF} = \frac{1}{128} \frac{1}{\beta + 1} = \\ &= \frac{1}{128} \frac{1}{101} \simeq 78 \cdot 10^{-8},\end{aligned}\quad (1.152)$$

$$\begin{aligned}\varepsilon_8 &= [I_{REF}/256 - I(B_8)]/I_{REF} = \frac{1}{256} \frac{1}{\beta + 1} = \\ &= \frac{1}{256} \frac{1}{101} \simeq 39 \cdot 10^{-8}.\end{aligned}\quad (1.153)$$

Cumulind erorile date de relațiile 1.150 – 1.153 se obține eroarea totală pentru cazul cel mai defavorabil:

$$\varepsilon_t = \varepsilon_5 + \varepsilon_6 + \varepsilon_7 + \varepsilon_8 = 1,215 \cdot 10^{-4}. \quad (1.154)$$

Trebuie observat că eroarea convertorului de 8 biți β DAC 08 datorată parametrului β , calculată cu relația 1.154 este mult mai mică decât precizia acestuia în cazul clasei celei mai bune (vezi § 1.4.2):

$$\varepsilon_t = 1,215 \cdot 10^{-4} \ll \frac{1}{4} \text{ LSB} = 9,5 \cdot 10^{-4}.$$

Astfel eroarea introdusă de valoarea finită a parametrului β poate fi neglijată, iar relațiile 1.142, ..., 1.149 capătă forma ideală:

$$\begin{aligned}I(B_1) &= I_{REF}/2, \quad I(B_2) = I_{REF}/4, \quad I(B_3) = I_{REF}/8, \quad I(B_4) = I_{REF}/16 \\ &\quad (1.155) \\ I(B_5) &= I_{REF}/32, \quad I(B_6) = I_{REF}/64, \quad I(B_7) = I_{REF}/128, \quad I(B_8) = I_{REF}/256.\end{aligned}$$

• În continuare se determină erorile de conversie D/A în cazul în care se neglijă influența parametrului β (se presupune o valoare infinită) și se ține seama de variația celorlalți parametri ai tranzistoarelor.

Astfel, ținând seama de figura 1.2 și figura 1.11 se obțin relațiile:

$$V_T \ln \frac{I_{s2} - I_{s3}}{I_{s2}} - V_T \ln \frac{A_{s4}}{A_{s3}} - V_T \ln \frac{J_{s24}}{J_{s32}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{s0}}{I_{s3}} - V_T \ln \frac{A_{11}}{A_{13}} - V_T \ln \frac{J_{s11}}{J_{s13}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{s8}}{I_{s0}} - V_T \ln \frac{A_{10}}{A_{11}} - V_T \ln \frac{J_{s10}}{J_{s11}} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{s6}}{I_{s8}} - V_T \ln \frac{A_8}{A_{10}} - V_T \ln \frac{J_{s8}}{J_{s10}} + R_{15}I_{s6} - R_{16}(I_{s8} + I_{s0} + I_{s3}) = 0,$$

$$I_{s6} + I_{s8} + I_{s0} + I_{s3} - I_s = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{s4}}{I_s} - V_T \ln \frac{A_5}{A_6} - V_T \ln \frac{J_{s5}}{J_{s6}} + (R_{11} + R_{12})I_{s4} - (R_{13} + R_{14})I_s = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{s2}}{I_{s4}} - V_T \ln \frac{A_4}{A_5} - V_T \ln \frac{J_{s4}}{J_{s5}} + (R_8 + R_9)I_{s2} - R_{10}(I_{s4} + I_s) - (R_{11} + R_{12})I_{s4} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{s0}}{I_{s2}} - V_T \ln \frac{A_3}{A_4} - V_T \ln \frac{J_{s3}}{J_{s4}} + (R_5 + R_6)I_{s0} - R_7(I_{s4} + I_{s2} + I_s) - (R_8 + R_9)I_{s2} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{s8}}{I_{s0}} - V_T \ln \frac{A_2}{A_3} - V_T \ln \frac{J_{s2}}{J_{s3}} + (R_2 + R_3)I_{s8} - R_4(I_{s0} + I_{s2} + I_{s4} + I_s) - (R_5 + R_6)I_{s0} = 0,$$

$$V_T \ln \frac{I_{REF}}{I_{s8}} - V_T \ln \frac{A_1}{A_2} - V_T \ln \frac{J_{s1}}{J_{s2}} + R_1I_{REF} - (R_3 + R_4)I_{s8} = 0.$$

Se trece la diferențe finite în ecuațiile precedente notindu-se

$$\frac{\Delta I_{s2}}{I_{s2}} = x_8, \quad \frac{\Delta I_{s3}}{I_{s3}} = x_{13}, \quad \frac{\Delta I_{s0}}{I_{s0}} = x_7, \quad \frac{\Delta I_{s8}}{I_{s8}} = x_6, \quad \frac{\Delta I_{s6}}{I_{s6}} = x_5, \quad \frac{\Delta I_{s4}}{I_{s4}} = x_4,$$

$$\frac{\Delta I_s}{I_s} = x_0, \quad \frac{\Delta I_{s2}}{I_{s2}} = x_3, \quad \frac{\Delta I_{s0}}{I_{s0}} = x_2, \quad \frac{\Delta I_{s8}}{I_{s8}} = x_1, \quad \Delta \left(\frac{A_x}{A_y} \right) / \left(\frac{A_x}{A_y} \right) = x_A,$$

$$\frac{\Delta(R_x - R_y)}{R_x} = x_R, \quad \Delta \left(\frac{J_{sx}}{J_{sy}} \right) / \left(\frac{J_{sx}}{J_{sy}} \right) = x_s.$$

De asemenea se folosesc relațiile:

$$I_{s2} = I(B8), \quad I_{s3} = 2I(B8), \quad I_{s0} = I(B7), \quad I_{s8} = I(B5), \quad I_{s4} = I(B4), \quad I_s = I(B5),$$

$$I_{s2} = I(B3), \quad I_{s0} = I(B2), \quad I_{s8} = I(B1).$$

Prelucrind ecuațiile anterioare se obține

$$2x_{13} - 2x_8 = x_A + x_s,$$

$$x_7 - x_{13} = x_A + x_s,$$

$$x_6 - x_7 = x_A + x_s;$$

$$x_5 - x_6 = x_A + x_s + \frac{RI(B_5)}{V_T} x_R + \frac{RI(B_7)}{V_T} (2x_6 + x_7 + x_{13} - 4x_3),$$

$$x_5 I(B_5) + x_6 I(B_6) + x_{13} I(B_7) + x_7 I(B_7) - x_0 I(B_4) = 0,$$

$$x_4 - x_0 = x_A + x_s + \frac{RI(B_4)}{V_T} 2x_R + \frac{2RI(B_4)}{V_T} (x_0 - x_4),$$

$$x_3 - x_4 = x_A + x_s + \frac{RI(B_4)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (3x_4 + x_0 - 4x_3),$$

$$x_3 - x_3 = x_A + x_s + \frac{RI(B_3)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (6x_3 + x_0 + x_4 - 8x_3),$$

$$x_1 - x_2 = x_A + x_s + \frac{RI(B_2)}{V_T} 4x_R + \frac{RI(B_4)}{V_T} (12x_2 + 2x_3 + x_4 + x_0 - 16x_1),$$

$$-x_1 = x_A + x_s + \frac{RI(B_1)}{V_T} 2x_R + \frac{2RI(B_1)}{V_T} x_1.$$

Rezolvând sistemul de ecuații precedent în contextul unor aproximări rezonabile, rezultă

$$x_8 = -(x_A + x_s) \left[\frac{93}{128} \frac{V_T}{RI(B_1)} + \frac{509}{128} + 4 \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] / \left[1 + 2 \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] -$$

$$-x_R \left[\frac{263}{32} + \frac{295}{32} \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] / \left[1 + 2 \frac{RI(B_5)}{V_T} \right],$$

$$x_7 = x_8 + \frac{3}{2} (x_A + x_s),$$

$$x_6 = x_8 + \frac{5}{2} (x_A + x_s),$$

$$x_5 = (x_A + x_s) \left[1 + \frac{7}{4} \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] / \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] + x_R \frac{RI(B_5)}{V_T} / \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T} \right] +$$

$$+ x_8 \frac{RI(B_5)}{V_T} / \left[1 + \frac{RI(B_5)}{V_T} \right],$$

$$x_4 = -\frac{29}{16} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - \frac{199}{64} x_R,$$

$$x_3 = -\frac{13}{16} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - \frac{87}{64} x_R,$$

$$x_2 = -\frac{9}{16} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - \frac{107}{64} x_R,$$

$$x_1 = -\frac{1}{2} \frac{V_T}{RI(B_1)} (x_A + x_s) - x_R.$$

În cazul cind $I_{REF} = 2 \text{ mA}$, ținând seama de valorile rezistențelor și curentilor (conform figurilor 1.2 și 1.3) din relațiile precedente, se obține

$$\begin{aligned} x_7 &= -2,33(x_A + x_s) - 5,14x_R, \\ x_7 &= -0,83(x_A + x_s) - 5,14x_R, \\ x_6 &= 0,17(x_A + x_s) - 5,14x_R, \\ x_5 &= -0,17(x_A + x_s) - 3,07x_R, \\ x_4 &= -0,039(x_A + x_s) - 3,11x_R, \\ x_3 &= -0,018(x_A + x_s) - 1,36x_R, \\ x_2 &= -0,012(x_A + x_s) - 1,67x_R, \\ x_1 &= -0,011(x_A + x_s) - x_R. \end{aligned} \quad (1.156)$$

Pentru parametrii de împerechere x_A , x_R se pot considera valorile

$$x_A = 0,5\% \quad x_s = 5\%, \quad x_R = 0,25\%. \quad (1.157)$$

Folosind relațiile 1.156 și 1.157 se calculează erorile corespunzătoare celor opt intrări logice în cazul cel mai defavorabil

$$\begin{aligned} \varepsilon_8 &= x_8 \frac{I_8}{I_{REF}} = \frac{x_8}{2^8} = -\frac{0,128 + 0,0128}{256} = -0,055\%, \\ \varepsilon_7 &= x_7 \frac{I_7}{I_{REF}} = \frac{x_7}{2^7} = -\frac{0,046 + 0,0128}{128} = -0,046\%, \\ \varepsilon_6 &= x_6 \frac{I_6}{I_{REF}} = \frac{x_6}{2^6} = -\frac{0,009 - 0,0128}{64} = -0,005\%, \\ \varepsilon_5 &= x_5 \frac{I_5}{I_{REF}} = \frac{x_5}{2^5} = -\frac{0,009 + 0,0077}{32} = -0,052\%, \\ \varepsilon_4 &= x_4 \frac{I_4}{I_{REF}} = \frac{x_4}{2^4} = -\frac{0,002 + 0,0078}{16} = -0,061\%, \\ \varepsilon_3 &= x_3 \frac{I_3}{I_{REF}} = \frac{x_3}{2^3} = -\frac{0,001 + 0,003}{8} = -0,055\%, \\ \varepsilon_2 &= x_2 \frac{I_2}{I_{REF}} = \frac{x_2}{2^2} = -\frac{0,00066 + 0,0042}{4} = -0,12\%, \\ \varepsilon_1 &= x_1 \frac{I_1}{I_{REF}} = \frac{x_1}{2} = -\frac{0,0006 + 0,0025}{2} = -0,15\%. \end{aligned} \quad (1.158)$$

— Observăm din relațiile 1.158 că erorile de conversie corespunzătoare celor mai puțin semnificativi patru biți depind mai mult de împerecherea tranzistoarelor din rețea de ponderare prin intermediul parametrilor x_4 și x_5 , decât de împerecherea rezistențelor din rețea. Pentru cei mai semnificativi patru biți predomină însă, parametrul x_R , de împerechere a rezistențelor din rețea.

— Dacă se calculează eroarea totală de conversie D/A a convertorului de 8 biți, pentru curentul de ieșire I_o (sau \bar{I}_o) se obține:

$$\varepsilon_t = \varepsilon_1 + \varepsilon_2 + \dots + \varepsilon_8 = -0,54\%. \quad (1.159)$$

Această eroare corespunde la o abatere a curentului la capăt de scală în ieșire față de valoarea ideală:

$$|\Delta I_{FS}| = |I_o (\text{full scale}) - \frac{255}{256} I_{REF}| = |\varepsilon_t| I_{REF}. \quad (1.160)$$

Folosind relațiile 1.159 și 1.160, în cazul în care $I_{REF} = 2 \text{ mA}$, se obține:

$$|\Delta I_{FS}| = 0,0054 \times 2 \text{ mA} = 10,8 \mu\text{A}. \quad (1.161)$$

Rezultatul obținut mai sus este în concordanță cu valorile care sunt prezentate în § 1.4.2. Astfel pentru varianta $\beta DAC 08C$, eroarea la capăt de scală trebuie să fie $\frac{1}{256} I_{REF}$ adică $7,8 \mu\text{A}$, valoare comparabilă cu cea calculată în relația 1.161.

1.3.6. Curenții de alimentare ai convertorului

Folosind schema electrică din figura 1.3 se pot evalua curenții absorbiți de la sursele de alimentare ale circuitului.

Astfel curentul absorbit de la sursa de tensiune pozitivă este:

$$I^+ = I_{18} + I_{19} + I_{28} + I_{35} + (I_{31} - I_{32} - I_{34} + I_{39} + I_{55} + \\ + I_{60} - I_{65}) \left(1 + \frac{1}{\beta_L}\right). \quad (1.162)$$

Cu ajutorul relațiilor 1.48, 1.52 și 1.57 se găsește că

$$I_{35} = I_{34}^2 (-x \pm \sqrt{1-x^2}), \text{ unde } x = \frac{I_P}{2I_{34}^2}. \quad (1.163)$$

Înlocuind cu valorile numerice date de (1.7), (1.13), (1.15) (1.20), (1.57), (1.88) și (1.98): rezultă:

— curentul I^+ în cazul cind cele opt intrări logice sunt în stare logică 1 ($x = x_H = 0,8$),

$$= [-0,8 \pm \sqrt{1-(0,8)^2}] 40 \mu\text{A} \div 7 \left(1 + \frac{1}{10}\right) 160 \mu\text{A} \div 61,5 \mu\text{A} \div 168 \mu\text{A} = 1,48 \text{ mA};$$

— curentul I^+ în cazul cînd cele opt intrări logice sint în starea logică 0 ($x = x_L = 0$):

$$I^+ = 40 \mu\text{A} + 7 \left(1 + \frac{1}{10}\right) 160 \mu\text{A} + 61,5 \mu\text{A} + 168 \mu\text{A} \approx 1,51 \text{ mA.}$$

Deci curentul absorbit de la sursa pozitivă (V^+) este practic constant, conform rezultatelor de mai sus.

Curentul furnizat de sursa negativă se determină din figura 1.3:

$$I^- = I^+ + I_O + \bar{I}_O + I_{REF} - [I_{REF(-)} + I(5) + I(6) + \dots + I(12)].$$

În relația precedență avem $I_O + \bar{I}_O = \frac{255}{256} I_{REF}$; ținind seama de relațiile 1.57, și 1.77 se obține:

— Curentul I^- în cazul în care intrările logice sint în starea logică 1, [$I(5) = I(6) = \dots = I(12) = 0$]:

$$I^- = 1,48 \text{ mA} + \left(1 + \frac{255}{256}\right) I_{REF} - 0,29 \mu\text{A} \approx 1,48 \text{ mA} + 2I_{REF}.$$

Pentru $I_{REF} = 2 \text{ mA}$ se obține $I^- = 5,48 \text{ mA}$.

— Curentul I^- în cazul cînd intrările logice sint în starea logică 0 ($I(5) = I(6) = \dots = I(12) = 8 \mu\text{A}$):

$$I^- = 1,51 \text{ mA} + \left(1 + \frac{255}{256}\right) I_{REF} - 0,29 \mu\text{A} - 64 \mu\text{A} \approx 1,45 \text{ mA} + 2I_{REF}.$$

În cazul $I_{REF} = 2 \text{ mA}$ rezultă $I^- = 5,45 \text{ mA}$.

Observăm că și curentul de alimentare I^- este practic constant în raport cu stările intrărilor logice ale convertorului.

Rezultatele obținute mai sus sint adunate la un loc în tabelul 1.1.

Tabelul 1.1

Valorile curenților absorbiți de la sursa V^+ și furnizați de sursa V^- în funcție de starea intrărilor logice

Intrările logice	$I^+ [\text{mA}]$	$I^- [\text{mA}]$
11 ... 1	1,48	5,48
00 ... 0	1,51	5,45

Curentul de referință $I_{REF} = 2 \text{ mA}$

1.4. Parametri

1.4.1. Mărimi specifice convertoarelor D/A

Conertoarele D/A sunt dispozitive care primesc la intrare un cod digital iar la ieșire apare o tensiune sau un curent în funcție de informația de la intrare. În cazul convertoarelor A/D liniare, mărimea analogică de la ieșire este proporțională cu echivalentul numeric zecimal al codului digital din intrare. Pentru convertoarele unipolare se folosesc coduri digitale ce reprezintă numai valori pozitive și la ieșire se obține o mărime analogică de asemenea pozitivă; în figura 1.12 se prezintă caracteristica de transfer a unui asemenea convertor.

În general această caracteristică se aproximează cu o dreaptă ce trece prin două puncte remarcabile: valoarea ieșirii analogice pentru cod digital zero la intrare și valoarea ieșirii pentru cod digital maxim la intrare. Pentru fiecare clasă de convertor există o anumită toleranță a erorii de conversie; astfel caracteristica acestuia trebuie să se incadreze în zona delimitată de eroarea analogică (vezi figura 1.12). Se spune că eroarea de cîstig „rotește caracteristica” iar eroarea de offset „translatează caracteristica față de origine”.

- **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** (Full Output Range/FR) reprezintă valoarea mărimii analogice de la ieșirea convertorului în cazul în care la intrare se aplică valoarea maximă a codului digital. Deoarece un convertor D/A este în esență un attenuator programabil, mărimea de la ieșire este o fractiune din mărimea din intrare. Astfel în cazul unui convertor de „ n biți” valoarea maximă a ieșirii este egală cu mărimea din intrare multiplicată cu $(2^n - 1)/2^n$ (exceptind un factor de scală). Notind mărimea din intrare cu REF , există relația:

$$FR = K \cdot REF(2^n - 1)/2^n, \text{ unde } K \text{ este factorul de scală.}$$

- **CAPĂT DE SCALĂ** (Full Scale/FS) reprezintă valoarea mărimii de ieșire egală cu mărimea de intrare multiplicată cu factorul de scală (acastă valoare nu poate fi atinsă de mărimea de ieșire). Între **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** și **CAPATUL DE SCALA** există relația:

$$FR = FS(2^n - 1)/2^n.$$

- **BIT** este o unitate binară (0 sau 1) ce reprezintă pondera puterii lui 2 într-un cuvînt logic. Puterea este dată de poziția bitului în cadrul cuvîntului; astfel există relația:

$$0 \dots 0 \overset{n}{\underset{\leftarrow}{|}} 0 \dots 00 = 2^n$$

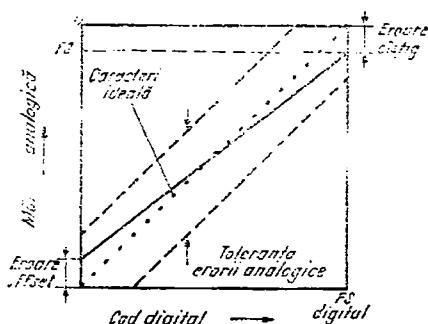


Fig. 1.12. Caracteristica de transfer a convertorului D/A.

● **CEL MAI PUȚIN SEMNIFICATIV BIT** (Least Significant Bit/LSB) reprezintă cea mai mică variație a mărimii analogice la ieșirea convertorului ce se poate obține la variația codului digital din intrare pentru stările 0/1 ale bitului pe poziția 0; legătura cu valoarea **CAPATULUI DE SCALA** este dată de relația:

$$LSB = FS/2^n.$$

● **CEL MAI SEMNIFICATIV BIT** (Most Significant Bit/MSB) reprezintă cea mai mare variație ce se poate obține la ieșire cind variază între stările 0/1 un singur bit din codul digital al intrării; teoretic acesta are valoarea:

$$MSB = FS/2.$$

● **EROAREA DE OFSET A ZEROUILUI SCALEI** (Zero Scale/ZS) reprezintă valoarea mărimii analogice la ieșire în cazul în care codul digital din intrare corespunde unei valori la ieșire egală cu zero. Se exprimă în fracții de FS , în ppm, fracții de LSB sau unități de curent sau tensiune.

● **REZOLUȚIE** (Resolution/R) reprezintă numărul de stări distincte ale mărimii la ieșirea convertorului. Pentru un convertor de n biți există relația (în cazul ideal):

$$R$$

Rezoluția unui convertor se poate exprima și în număr de biți; astfel în cazul unui convertor de n biți se obține (ideal), $R = n$.

● **NELINIARITATE INTEGRALĂ** (Integral Non-linearity/NL) reprezintă deviația maximă a mărimii de ieșire față de linia dreaptă trasată prin punctele extreme ale caracteristicii convertorului (vezi figura 1.12); se exprimă în procente ale valorii **CAPAT DE SCALA** (%FS) sau fracții de LSB .

● **NELINIARITATE DIFERENTIALĂ** (Differential Non-linearity/DNL) este egală cu diferența între deviația maximă a mărimii de ieșire pentru două stări succesive în intrare și deviația ideală corespunzătoare. Această mărime se exprimă în procente ale valorii **CAPAT DE SCALA** sau fracțiune de LSB . Astfel o eroare de liniaritate diferențială $\pm 1/2 LSB$ înseamnă că distanța între două valori ale ieșirii se găsește între limitele $(1 - 1/2) LSB$ și $(1 + 1/2) LSB$ pentru două stări logice succesive în intrare.

● **PRECIZIE RELATIVĂ** (Relative Accuracy) se definește prin deviația maximă de ieșire (în procente de **CAPAT DE SCALA** sau fracții de LSB) față de valorile corespunzătoare liniei drepte trasată între valoarea ideală a ieșirii pentru codul zero la intrare și punctul de valoare maximă a ieșirii în cazul respectiv (*FR*). **PRECIZIA RELATIVĂ** semnifică modul în care proporționalitatea relativă se păstrează pe întregul domeniu al mărimii de ieșire a convertorului.

● **PRECIZIE ABSOLUTĂ** (Absolute Accuracy) reprezintă modul în care ieșirea convertorului aproximează valorile de pe caracteristica ideală (vezi figura 1.12). Această mărime include toți termenii de eroare.

● **MONOTONIE** (Monotonicity) este proprietatea mărimii de ieșire a convertorului de a avea o variație pozitivă (sau cel puțin nulă) la modificarea semnalului logic la intrare între două stări succesive.

● **DOMENIU FUNCȚIONAL** (Functional Compliance) este reprezentat prin excursia în tensiune a ieșirii de curent a convertorului (exemplu $\beta DAC 08$) astfel încit să se păstreze aceeași **PRECIZIE ABSOLUTĂ** (ieșirea de curent se modifică în valoare absolută).

● **DOMENIU „ABSOLUT”** (True Compliance) este dat de excursia în tensiune a ieșirii de curent a convertorului pentru care să se mențină **PRECIZIA ABSOLUTĂ** de $\pm 1/2 LSB$; această mărime conduce la o impedanță de ieșire a convertorului de valoare foarte mare.

● **EROARE DE CIȘTIG** (Gain Error) se reprezintă prin diferența între **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** (pentru convertorul respectiv) și **DOMENIUL MAXIM IDEAL AL IEȘIRII** (factorul de scală este unitar, $k = 1$); se exprimă în procente de **CAPĂT DE SCALĂ (%) FS** sau fracționi de **LSB**.

● **TIMP DE STABILIRE** (Settling Time) este intervalul de timp necesar ieșirii analogice să-și atingă valoarea staționară cu o anumită eroare atunci cînd intrarea logică se modifică. De obicei se specifică pentru o schimbare de la **ZEROUL SCALEI** la **DOMENIUL MAXIM AL IEȘIRII** și se măsoară intervalul între momentul în care schimbarea intrării logice atinge nivelul de 50% și momentul în care ieșirea convertorului atinge valoarea staționară în banda admisă de eroare.

● **VIRF TRANZITORIU** (Glitch) este un impuls de comutare ce apare la ieșire în timpul unei tranziții logice la intrare. Mărimea lui se exprimă în unități de tensiune sau curent și durată sau cantitate de sarcină transferată.

● **REZISTENȚA DE IEȘIRE** (Output Resistance), este rezistența internă echivalentă la ieșire a unui convertor **D/A** de curent. Aceasta se măsoară prin variația curentului la ieșire pentru o variație a tensiunii în ieșire; în acest fel se determină direct **DOMENIUL „ABSOLUT”** al ieșirii convertorului.

● **SENSIBILITATEA FĂTĂ DE SURSA DE ALIMENTARE** (Power Supply Sensitivity) se reprezintă prin variația mărimii de ieșire a convertorului la o variație a valoarei sursei de alimentare. Se exprimă în procente ale **DOMENIULUI MAXIM AL IEȘIRII** pentru un procent de variație a sursei de alimentare; sau un procent de variație a **CAPĂTULUI DE SCALĂ** pentru o variație (in voltă) a sursei de alimentare. În general această mărime este dată pentru variații de curent continuu (lente), dar se poate specifica pentru un anumit domeniu de frecvență.

● **COEFICIENTUL DE VARIATIE CU TEMPERATURA A CAPĂTULUI DE SCALĂ** (Full Scale Temperature Coefficient or Gain Drift) se determină prin raportul dintre variația **DOMENIULUI MAXIM AL IEȘIRII** între 25°C și o temperatură fixată, făță de variația respectivă a temperaturii; se exprimă în ppm°C.

● **CUPLAJ INTRARE-IEȘIRE** (Feed-through) este un parametru ce definește în cazul unui convertor multiplicator, frecvențe pentru care la ieșire apare un semnal alternativ de mărime 1/2 LSB (virf la virf), atunci cînd la intrarea analogică există semnal alternativ iar codul logic este zero.

1.4.2. Performanțele circuitului

Mărimile ce caracterizează circuitul integrat **βDAC 08** sunt date¹ în **Tabelul 1.2**.

Valorile limită absolută trebuie respectate întocmai, deoarece depășirea acestora produce procese ireversibile în structura circuitului, determinând în cele mai multe cazuri defecție catastrofice.

1.4.3. Măsurări la fabricant

Măsurarea parametrilor circuitului integrat **βDAC 08** se face conform Normei Interne în cadrul **IPRS-BANEASA**. Testarea pe plachetă și testarea finală s-au implementat pe sistemul de testare² a circuitelor integrate liniare (**STELA**), elaborat și realizat de asemenea în cadrul **IPRS-BANEASA**.

Tabelul 1.2

βDAC 08M/08AM/08C/08E/08H
Convertor digital-analog de 8 biți

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	$(V^+ - V^-)$	36 V
Tensiunea diferențială de intrare	$(V_{14} - V_{15})$	$V^- \dots V^+$
Tensiunea de mod comun în intrări	(V_{14}, V_{15})	$V^- \dots V^+$
Curentul de referință în intrare		5 mA
Tensiunile în intrările logice		$V^- \dots V^- + 36$ V
Putere disipată		500 mW
	β DAC 08M/08AM	β DAC 08C/08E/08H
Gama temperaturii de funcționare	$-55^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$	$0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$
Gama temperaturii de stocare	$-55^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$	$-25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$
Temperatura jonctiunii	$+150^\circ\text{C}$	$+125^\circ\text{C}$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula MP 117
vedere de sus

- | | |
|---|--|
| 1. Tensiune control prag logic (V_{LC})
2. Curent în ieșirea complementară (I_0)
3. Tensiune alimentare negativă (V^-)
4. Curent în ieșirea directă (I_0)
5. Intrare logică pentru bitul cel mai semnificativ (B_1)
6. Intrare logică (B_2)
7. Intrare logică (B_3)
8. Intrare logică (B_4)
9. Intrare logică (B_5)
10. Intrare logică (B_6) | 11. Intrare logică (B_7)
12. Intrare logică bitul cel mai puțin semnificativ (B_8)
13. Tensiune alimentare pozitivă (V^+)
14. Intrarea neinversoare a amplificatorului referinței convertorului (V_{REF}^+)
15. Intrarea inversoare a amplificatorului referinței convertorului (V_{REF}^-)
16. Terminal pentru compensare în frecvență |
|---|--|

Tabelul 1.2 (continuare)

3DAC 08M/08AM/08C/08E/08H

CARACTERISTICI ELECTRICE (Tensiune de alimentare ± 15 V, $I_{REF} = 2$ mA, $T_{min} < T_A = 25^\circ\text{C} < T_{max}$, dacă nu se specifică altfel; caracteristicile de ieșire se referă atât la I_O cit și la \bar{I}_O)

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unități
Rezoluție			8	8	8	biți
Monotonie			8	8	8	biți
Neliniaritate	NL	$3DAC\ 08.4\ M/08H$ $3DAC\ 08\ M/08E$ $3DAC\ 08\ C$		$\pm 0,1$ $\pm 0,19$ $0 \pm .39$	% FS % FS % FS	
Timp de stabilire	T_s	Se atinge valoarea de regim permanent $\pm 1/2 LSB$		100		ns
Timp de propagare	T_p	$T_A = 25^\circ\text{C}$ pentru fiecare bit pentru toți biții comutați simultan		35		ns
				35		ns
Coefficientul de variație cu temperatura a curentului de ieșire la capăt de scală	TCI_{FS}			± 10		ppm/ $^\circ\text{C}$
Excursia de tensiune la ieșire	V_{OC}	$ \Delta I_{FS} < 1/2 LSB$	-10		18	V
Curentul de ieșire la capăt de scală	I_{FS}	$V_{REF} = 10,000$ V, $R_{REF} = 5,000$ k Ω (vezi figura 1.1) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $3DAC\ 08.4\ M/08H$ $3DAC\ 08\ M/08E$ $3DAC\ 08\ C$	1,984 1,94 1,94	1,992 1,99 1,99	2,000 2,04 2,04	mA
Simetria curentilor în ieșiri la capăt de scală	$I_{FS1} - I_{FS2}$	$3DAC\ 08.4\ M/08\ H$ $3DAC\ 08\ M/08\ E$ $3DAC\ 08\ C$	$\pm 0,5$ ± 1 ± 2	± 4 ± 8 ± 16		μA μA μA
Curentul de „zero” în ieșire	I_{ZS}	$3DAC\ 08.4\ M/08H$ $3DAC\ 08\ M/08E$ $3DAC\ 08\ C$		0,1 0,2 0,2	1 2 4	μA μA μA
Domeniul maxim al ieșirii	I_{FSR}	$V^- = -5$ V $V^- = -7$ V ... -18 V	0 0	2,0 2,0	2,1 4,2	mA mA

Tabelul 1.2 (continuare)
I8DAC 08M/08AM/08C/08E/08H

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unități
Tensiunea pentru nivel logic 1	V_{IH}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$	2			V
Tensiunea pentru nivel logic 0	V_{IL}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$			0,8	V
Curenții în intrările logice pentru nivel logic 1	I_{IH}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$ $2\text{V} \leq V_{IN} \leq +18\text{V}$		0,602	10	μA
Curenții în intrările logice pentru nivel logic 0	I_{IL}	$V_{LC} = 0 \text{ V}$, $-10\text{V} \leq V_{IN} \leq +0,8 \text{ V}$		-2,0	-10	μA
Domeniul de valori ale tensiunilor pe intrările logice	V_{IS}	$V^- = -15 \text{ V}$	-10		18	V
Domeniul de valori pentru tensiunea de prag	V_{THR}		-10		15,5	V
Curentul de polarizare în intrarea inversoare	I_{IS}			-1	-3	μA
„Slew-rate” pentru curentul la ieșire	SR	Se utilizează schema pentru funcționare cu tensiune de referință în impulsuri (vezi figura 1.18)		8		$\text{mA}/\mu\text{s}$
Rejecția tensiunii de alimentare pozitivă	$PSSR_{FS+}$	$\pm 4,5 \text{ V} \leq V^+ \leq +18 \text{ V}$		0,0001	0,0	%/%
Rejecția tensiunii de alimentare negativă	$PSSR_{FS-}$	$-18 \text{ V} \leq V^- \leq -4,5 \text{ V}$ $I_{REF} = 1 \text{ mA}$		0,001	0,01	%/%
Curentul absorbit de la sursa de alimentare pozitivă	I^+	$V^{\pm} = \pm 5 \text{ V}$, $I_{REF} = 1 \text{ mA}$ $V^+ = \pm 5 \text{ V}$, $V^- = -15 \text{ V}$ $V^+ = \pm 15 \text{ V}$		2,4	3,8	mA
Curentul absorbit de la sursa de alimentare negativă	I^-	$V^{\pm} = \pm 5 \text{ V}$, $I_{REF} = 1 \text{ mA}$ $V^+ = \pm 5 \text{ V}$, $V^- = -15 \text{ V}$ $V^{\pm} = \pm 15 \text{ V}$		2,5	3,8	mA
				-4,3	-5,8	mA
				-6,4	-7,8	mA
				-6,5	-7,8	mA

Tabelul 1.2 (continuare)
PDAC 08M/08AM/08C/08E/08H

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min.	Tip.	Max.	Unități
Puterea dissipată	P_D	$V^\pm = \pm 5V$, $I_{REF} = 1mA$ $V^+ = 5V$, $V^- = -15V$ $V^\pm = \pm 15V$		33 108 135	48 136 174	mW mW mW

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistență termică jonctiune-ambiant	$R_{th..}$	200°C/W
--------------------------------------	------------	---------

Concepțut modular, sistemul *STELA* dă posibilitatea testării unor multiple familii de circuite liniare. Pentru familia convertoarelor *D/A* de 8 biți există un cap de măsură (detașabil) care utilizează toată capacitatea de măsură și stimuli a sistemului, având facilități de măsură și stimuli în plus, corespunzătoare cerințelor acestei familii.

În figura 1.13, a se prezintă schema bloc a capului de testare care conține trei plăci: placă de interfață a rasei testate (în acest caz *PDAC 08*) ce face adaptarea terminalelor soclului de măsură la conectorul plăcii; placă de măsură ce conține schema electrică necesară testării și placă de relee. Este de remarcat că testarea se face prin comparație cu un circuit de referință *DAC 80*, convertor *D/A* de 12 biți folosit drept convertor *D/A* de 8 biți și precizie $\pm 1/32$ LSB. Currentul de ieșire al circuitului testat (I_{st}) este repetat de oglinda de curent MIR_1 și comparat cu curentul din ieșirea circuitului de referință. Există cinci stimuli programabili de tensiune continuă: VP_1 stabilește nivelul pragului logic pentru circuitul testat; VP_2 furnizează tensiunea pentru modificarea curentului de referință prin contactele K_{134} , K_{11} , sau stabilește tensiunea de polarizare pentru ieșirile sau intrările logice ale circuitului, prin contactele K_{17} , K_{18} ; VP_3 este tensiunea care stabilește pragul de comparație și are o valoare fixă, sau este egală cu tensiunea rezultată din bucla *ADC* a sistemului; VP_4 și VP_5 sunt tensiunile de alimentare pozitivă respectiv negativă pentru circuitul testat.

Tensiunile VI^+ , VI^- sunt proporționale cu valoarea curentului dat de sursa pozitivă și negativă (VP_4 , VP_5).

Amplificatoarele A_3 și A_4 dubleză tensiunile VP_1 , VP_2 pentru a obține tensiuni între $-20V$ și $+20V$ necesare testării.

Amplificatorul A_1 formează convertorul curent/tensiune, iar A_2 este comparatorul de măsură. Pentru măsurarea mărimilor de ieșire I_o și \bar{I}_o există contactele K_{12} , a , b , c care inversează comenziile logice prin cele 8 porți *XOR* și comută măsurătoarea de pe ieșirea I_o pe \bar{I}_o .

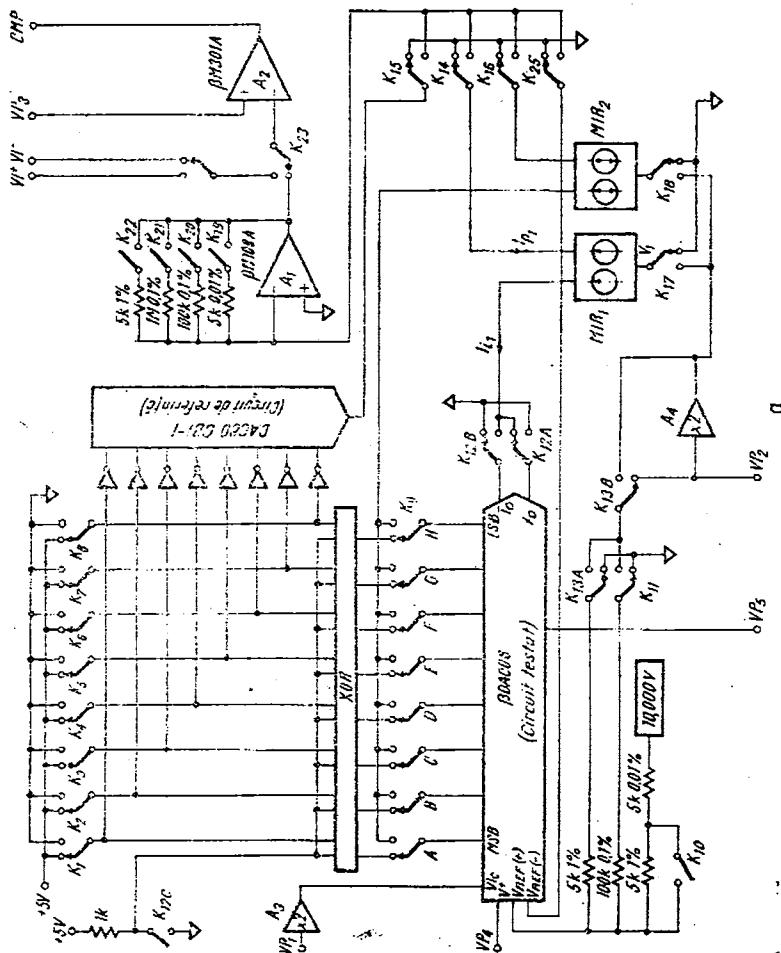


Fig. 1.13.a. Schema bloc a capului de testare pentru β DAC 08.

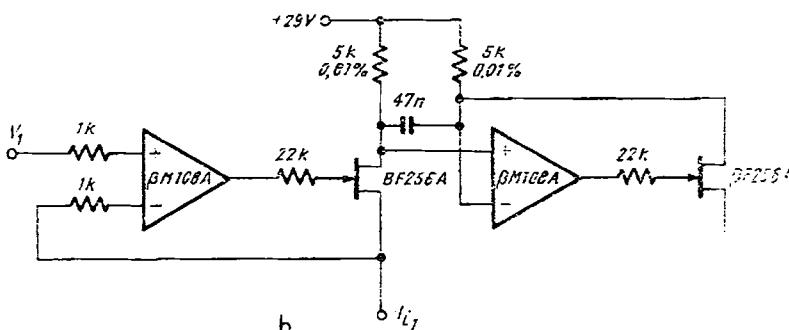


Fig. 1.13. b. Schema electrică a „oglinzii de curent” MIR 1.

Comenzile logice se stabilesc prin contactele K_{1+8} . Contactele K_{9A-H} permit măsurarea curentilor în intrările logice pentru diverse tensiuni VP_2 , cu oglinda de curent bidirecțională MIR_2 . Elementul original pentru măsurarea convertorului îl constituie oglinda de curent MIR_1 (zezi figura 1.13, b).

Astfel în terminalul de măsură (I_o sau \bar{I}_o) se fixează tensiunea V_1 și se citește curentul I_{11} , repetat în ieșirea I_{01} .

Această schemă asigură o precizie de 0,01% determinată de împerecherea rezistențelor de $5\text{ k}\Omega$ din schema.

Sistemul de testare (STELA) este pilotat de un calculator HP 9825. Programul de testare a fost organizat astfel încât testele să fie grupate după numărul de programări comune: astfel testele pentru măsurarea ieșirilor I_o și \bar{I}_o nu diferă decât prin comanda de comutare a contactelor $K_{12 A, B, C}$ făcând posibilă buclarea programului și practic reducerea lui la jumătate. Configurația unui test este standard: sunt programate tensiuni (VP_1, VP_2, VP_4, VP_5) și acționate releele K_{1+24} , apoi se citesc alte tensiuni care sunt prelucrate numeric în vederea deciziei testului.

Programul beneficiază de toate facilitățile de programare și exploatare ale calculatorului HP9825. În figura 1.14 se prezintă organograma testului cel mai important (ca dificultăți de măsură și durată de testare), *NELINIA RITATEA CONVERTORULUI*.

Programul de testare conține 32 teste ce ocupă 5 kB de memorie. Durata unei testări complete a circuitului βDAC 08 este 3,5 s. precizia de măsurare fiind 1% pentru valorile tipice ale parametrilor măsurăți.

1.4.4. Măsurări la utilizator

- Deși acest circuit integrat comportă o schemă de testare destul de complexă, există posibilitatea pentru utilizator să verifice funcționarea circuitului în schemele de aplicații cel mai des întâlnite.

Astfel în figura 1.15 se prezintă schema electrică pentru testare rapidă. Cu această schemă se poate măsura liniaritatea convertorului.

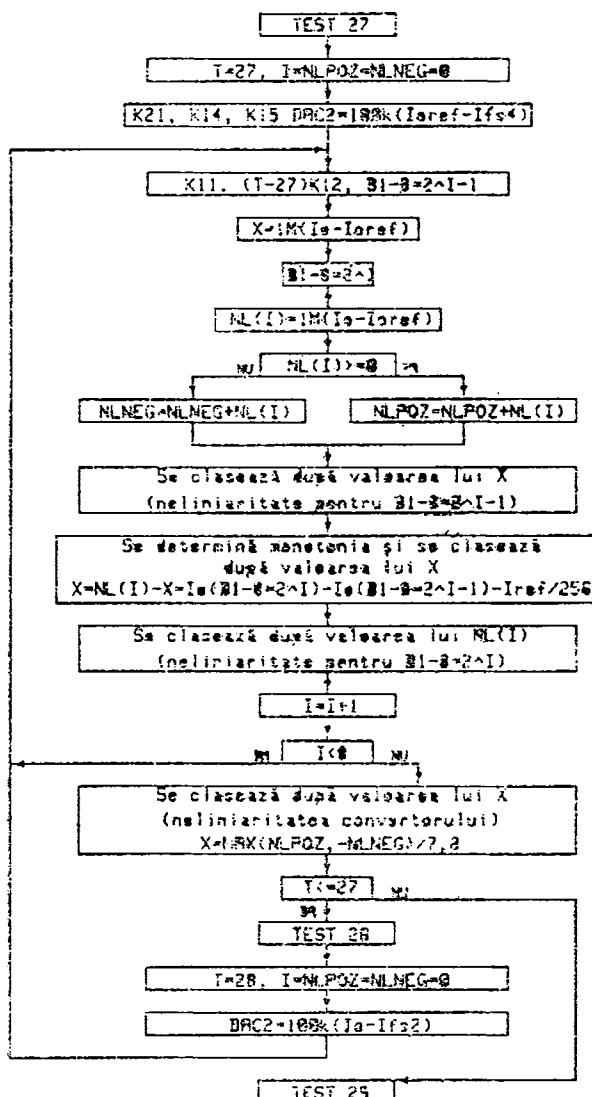


Fig. 1.14. Organigramma de program a testului NELINIRITATEA CONVERTORULUI.

Tensiunea de referință V_{REF} trebuie să aibă o valoare stabilă și cunoscută (de obicei se fixează valoarea de 10,000 V), iar rezistențele R_1 și R_3 să fie stabilă și foarte bine împerecheate pentru o corelație cât mai simplă între V_{REF} și tensiunea la ieșirea convertorului.

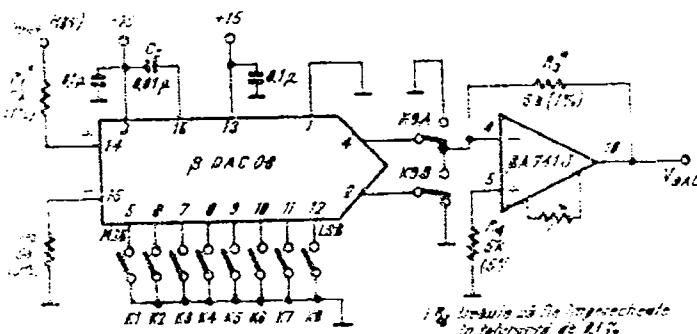


Fig. 1.15. Schema circuitului pentru testarea rapidă a convertorului.

Se poate scrie relația:

$$V_{DAC} = \frac{R_3}{R_1} V_{REF} (2^7 B_1 + 2^6 B_2 + 2^5 B_3 + 2^4 B_4 + 2^3 B_5 + \\ + 2^2 B_6 + 2^1 B_7 + 2^0 B_8) / 256$$

unde B_1, \dots, B_8 sunt variabile ce iau valoarea 0 sau 1 după cum comutatoarele K_1, \dots, K_8 sunt închise sau deschise, în cazul cînd comutatorul dublu K_9 este neacționat. În cazul în care comutatorul K_9 este acționat se măsoară ieșirea complementară de curent a convertorului iar semnificația variabilelor B_1, \dots, B_8 este complementară, ele iau valoarea 0 respectiv 1 cînd comutatoarele K_1, \dots, K_8 sunt deschise, respectiv închise. Tensiunea la ieșire, V_{DAC} , trebuie măsurată cu precizie de cel puțin 0,05%, pentru a obține rezultate corecte pentru calculul neliniarității convertorului.

- În figura 1.16 se indică o schemă de testare a monotoniei pentru convertorul βDAC 08.

Există două LED-uri de semnalizare: LED_2 este aprins în timpul testării iar LED_1 este aprins la prima tranziție nemonotonă întîlnită la ieșirea convertorului; cînd convertorul testat este nemonoton atît LED_2 , cît și LED_1 sunt aprinse, iar starea logică a intrărilor convertorului împreună cu starea precedentă reprezintă stările între care apare tranziția nemonotonă. Dacă circuitul testat este monoton, numai LED_2 se aprinde în timpul testării (durează aproximativ o secundă). Întrerupătorul cu revenire K_1 , este folosit pentru pornirea testării. În cazul cînd LED_1 este aprins, cu ajutorul lui K_1 se comandă continuarea testării (eventual pînă la următoarea stare nemonotonă). Întrerupătorul cu revenire, K_2 , este folosit pentru resetarea stării intrărilor logice ale convertorului (în cazul cînd nu dorim continuarea testării după apariția unei tranziții nemonotone).

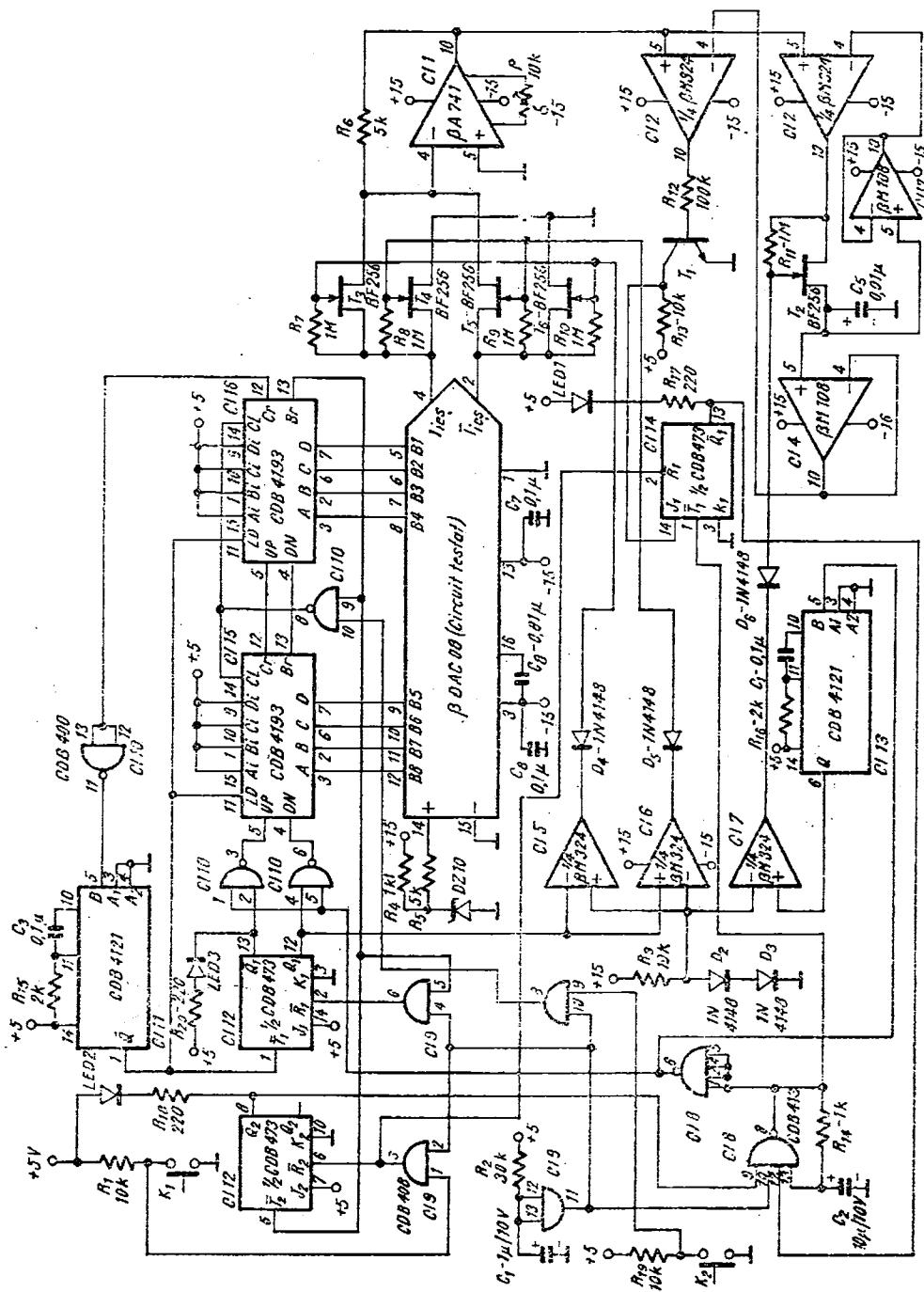


Fig. 1.16. Schema circuitului pentru testarea monotoniei.

Schema de testare din figura 1.16 verifică monotonia pentru ambele ieșiri ale convertorului. Comutarea celor două ieșiri I_o respectiv \bar{I}_o către convertorul curent-tensiune realizat cu $CI\ 1$, se face prin comanda adecvată a tranzistoarelor T_3, T_6 și T_4, T_5 . Secvența logică a intrărilor convertorului este generată de două numărătoare binare reversibile ($CI\ 15, CI\ 16$) care vor determina o tensiune crescătoare în trepte la ieșirea convertorului D/A . Dacă $LED\ 3$ este aprins, aceasta înseamnă că se testează monotonia ieșirii I_o a convertorului și rămîne aprins dacă apare o tranziție nemonotonă în timpul testării acestei ieșiri.

Testarea monotoniei se realizează prin comparația tensiunilor corespunzătoare la două stări adiacente crescătoare, aceste tensiuni trebuie să fie de asemenea în ordine crescătoare în cazul cînd convertorul este monoton. Tensiunea corespunzătoare unei stări este esantionată și memorată cu circuitul „Sample & Hold” realizat cu $CI\ 3, CI\ 4$ și $CI\ 17$; tensiunea de la ieșirea acestuia este aplicată comparatorului ($CI\ 2$) împreună cu tensiunea de la ieșirea convertorului. Comparația este validată de schema logică prin intermediu bistabilului $CI\ 14$.

Semnalul de tact pentru funcționarea schemei este generat de oscilatorul comandat realizat cu $CI\ 8$; există o resetare inițială (la pornirea alimentării schemei) a schemei de testare, determinată de grupul R_2, C_1 . Semireglabilul P este neccesar pentru ajustarea ieșirii convertorului D/A astfel încît tensiunea corespunzătoare stării inițiale (0) să fie ușor pozitivă (de aproximativ 5 mV); acest lucru se observă imediat prin oprirea testării (după startare) chiar pe starea inițială.

• Cu circuitul integrat $\beta DAC\ 08$ se pot obține valori foarte mici pentru timpul de stabilire (tipic 100 ns) pentru $I_{REF} = 2\ mA$. Proiectarea judicioasă a schemelor și a cablajelor acestora contribuie la utilizarea convertorului în condiții pentru performanțe maxime de viteză în testare sau aplicații.

Proiectarea circuitului integrat $\beta DAC\ 08$ a condus la obținerea unor valori pentru timpii de stabilire pentru fiecare bit în ordine crescătoare în raport cu ponderea biților. Astfel timpul de stabilire pentru LSB (bitul cel mai puțin semnificativ) este de 45 ns, iar pentru MSB (bitul cel mai semnificativ) de 100 ns; rezultă că timpul de stabilire pentru toți biții este de 100 ns (fiind determinat de cea mai mare dintre valorile timpilor de stabilire ai fiecaruia din cei opt biți).

Capacitatea de ieșire a convertorului $\beta DAC\ 08$ (înînd seama de capsulă) este de aproximativ 15 pF; de aceea constanta de timp a ieșirii devine importantă în raport cu timpul de stabilire, dacă rezistența de sarcină, $R_L > 500\ \Omega$.

Timpul de stabilire și timpul de propagare sunt practic insensibili în raport cu amplitudinea și fronturile impulsurilor în intrările logice ale convertorului datorită amplificării foarte mari a etajelor de comutare din $\beta DAC\ 08$. Timpul de stabilire rămîne practic neschimbat pentru valori ale lui I_{REF} sub 2 mA pînă la 1 mA, după care începe să crească pentru valori sub 1 mA. Principalul avantaj în cazul cînd I_{REF} are valori ridicate constă în posibilitatea de a utiliza rezistențe de sarcină mai mici pentru un anumit nivel de tensiune la ieșire; astfel se micșorează influența constantei de timp RC de la ieșire.

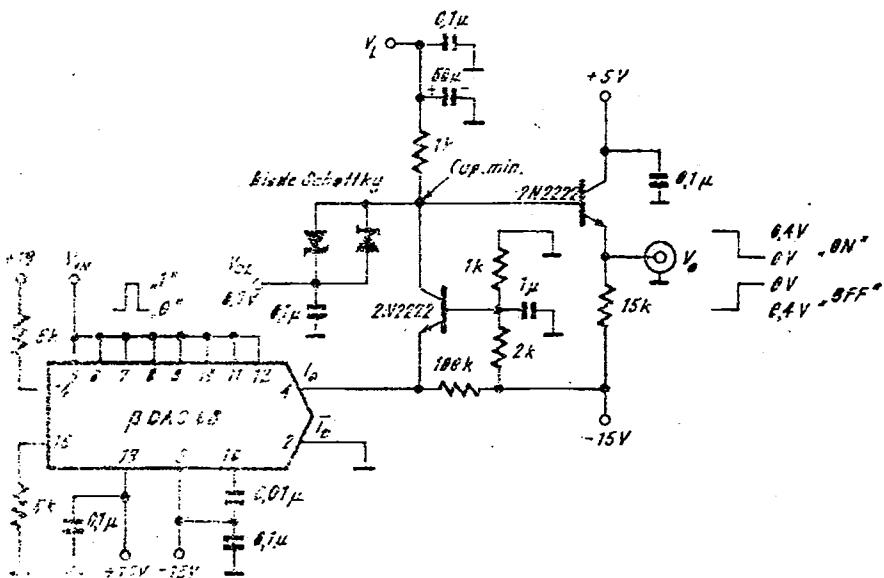


Fig. 1.17. Schema circuitului pentru măsurarea timpului de stabilire.

Măsurarea timpului de stabilire necesită facilitatea de a măsura cu precizie $\pm 4\mu A$, deci este necesară o sarcină de $1\text{ k}\Omega$ pentru a asigura un nivel de tensiune corespunzător pentru osciloscop. În figura 1.17 se prezintă schema electrică propusă pentru măsurarea timpului de stabilire. Se observă utilizarea montajului cascadă la ieșirea convertorului ceea ce permite utilizarea unor rezistențe de sarcină de $1\text{ k}\Omega$ pentru o capacitate parazită echivalentă mai mică de 5 pF .

Vîrfurile tranzitorii (glitch-uri) pentru convertorul de 8 biți sunt foarte mici și pot fi anihilate utilizînd sarcini capacitive de valoare mică astfel încît timpul de stabilire să suferă o creștere minimă.

Îmbunătățirea performanțelor de viteză ale convertorului se realizează utilizând terminale scurte, minimizând capacitatea la ieșire și rezistența de sarcină precum și printr-o filtrare adecvată a tensiunilor de alimentare, a terminalelor pentru referința convertorului și tensiunea de prag logic. Alimentarea circuitului nu necesită valori mari pentru capacitațile de filtraj deoarece curentul de alimentare este practic independent de stările logice pentru intrări; de aceea capacitațile de $0,1 \mu\text{F}$ sunt acoperitoare pentru a realiza o protecție totală la comutări parazite.

Utilizarea diodelor Schottky în schema din figura 1.17 asigură o minimizare a capacitatei parazite pentru sarcina de $1\text{ k}\Omega$ a convertorului. Valorile pentru tensiunea V_s , în cazul măsurătorilor pentru timpul de stabilire ON

(tranzitia $0 \rightarrow 1$ a tensiunii V_{IN}) și OFF (tranzitia $1 \rightarrow 0$ a tensiunii V_{IN}) sunt următoarele

	ON	OFF
$V_L(V)$	2,7	0,7

- Un parametru important pentru viteza de transmisie a informației de la intrarea de referință la ieșirea convertorului (cind comenziile logice sunt neschimbate pentru cel opt biți) este viteza maximă de variație a curentului (slew-rate — SR). Valoarea acestui parametru este practic determinată de amplificatorul referinței (vezi figura 1.1 și 1.3) de la intrarea referinței convertorului.

În figura 1.18 se prezintă o schemă electrică de măsură a Slew-Rate-ului pentru curentul de referință. Această măsurătoare se poate face pentru fiecare din ieșirile convertorului (în funcție de valoarea tensiunii V_c aplicată pe intrările logice). Pentru $V_c = 1$ se măsoară ieșirea directă de curent, iar pentru $V_c = 0$ se măsoară ieșirea complementară de curent.

Curentul de referință în impulsuri se obține cu tensiunea V_{IN} , având amplitudinea de 10 V și fronturi foarte bune (sub 100 ns pentru o măsurătoare corectă a Slew-Rate-ului în ieșire), se obțin impulsuri de curent având stările extreme determinate de valorile:

$$I_{REF\ min} = \frac{V_{IN\ min}}{R_{IN}} + \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{0\ V}{5\ k\Omega} + \frac{10\ V}{100\ k\Omega} = 0,1\ mA$$

$$I_{REF\ max} = \frac{V_{IN\ max}}{R_{IN}} + \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = \frac{10\ V}{5\ k\Omega} + \frac{10\ V}{100\ k\Omega} = 2,1\ mA$$

Curentul de referință variază între limitele extreme date mai sus cu fronturi determinate de tensiunea V_{IN} .

Se măsoară la ieșirea convertorului (terminalul 4 sau 2) viteza de variație a tensiunii pe rezistență de sarcină de $1\ k\Omega$, deoarece tensiunea este proporțională cu curentul din ieșire, această valoare pentru viteza de variație a tensiunii este chiar „Slew-Rate”-ul curentului de referință în impulsuri, măsurat la ieșire.

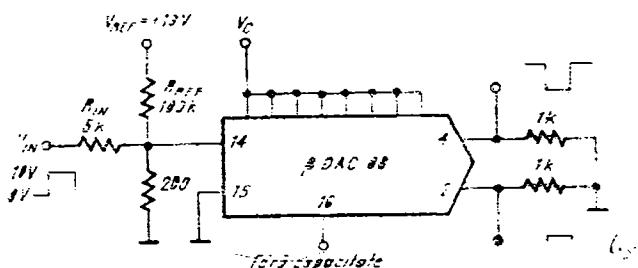


Fig. 1.18. Schema pentru măsurarea parametrului SR (Slew — Rate).

Trebuie observat că schema din figura 1.18 nu utilizează nici un condensator de compensare în terminalul 76, pentru a obține valoarea „Slew-Rate”-ului propriu circuitului.

1.5. Scheme fundamentale de utilizare

1.5.1. Alimentarea circuitului

Convertorul βDAC 08 funcționează într-un domeniu larg al tensiunilor de alimentare de la 9 V pînă la 36 V. În cazul utilizării unor surse de alimentare de ± 5 V (sau minimum $\pm 4,5$ V), se recomandă curenti de referință $I_{REF} \approx 1\text{mA}$. Pentru valori reduse ale curentului de referință (I_{REF}) scade consumul de putere al circuitului și crește excursia de tensiune negativă la ieșire, domeniul de mod comun pentru tensiuni negative în intrările amplificatorului referinței, domeniul tensiunilor negative în terminalul control prag logic. De exemplu, cazul în care convertorul este alimentat cu tensiunea negativă de $-4,5$ V iar $I_{REF} = 2\text{ mA}$ nu este recomandat deoarece excursia de tensiune negativă la ieșire va fi redusă practic la zero.

Funcționarea circuitului este posibilă dacă tensiunea totală, de alimentare (intre V^+ și V^-) este de cel puțin 8 V.

Acest circuit funcționează chiar cu tensiuni de alimentare nesimetrice deoarece este insensibil la variațiile tensiunilor de alimentare. Utilizarea unei baterii pentru alimentarea circuitului este posibilă deoarece nu există nici o conexiune electrică între terminalele de alimentare și punctul de masă; totuși trebuie creat un punct de masă între tensiunile V^+ și V^- astfel încât comenzi logice să aibă un domeniu de lucru corect.

Puterea consumată se poate calcula astfel:

$$P_d = (I^+)(V^+) + (I^-)(V^-) + 2I_{REF}(V^-).$$

Datorită proiectării optimizate a circuitului, curentul de alimentare al acestuia este practic constant, indiferent de stările intrărilor logice. Acest lucru contribuie la dimensionarea capacitaților de decuplare a tensiunilor de alimentare pentru valori reduse.

Alimentarea de la o singură sursă

Convertorul βDAC 08 poate fi alimentat de la o singură sursă dacă există o polarizare corectă a terminalelor sale. Cu alimentare monopolară, care poate fi o baterie, circuitul funcționează la performanțele sale maxime de precizie și viteză ca și în cazul alimentării bipolare.

Divizoarele de tensiune pentru terminalul V_{LC} și pe intrările logice asigură nivelele de tensiune corespunzătoare pentru intefacarea cu familiile logice CMOS, TTL sau *colector în gol* (Open Collector). Pentru polarizările prezentate în figura 1.19, vom verifica condițiile de funcționare corectă a convertorului βDAC 08:

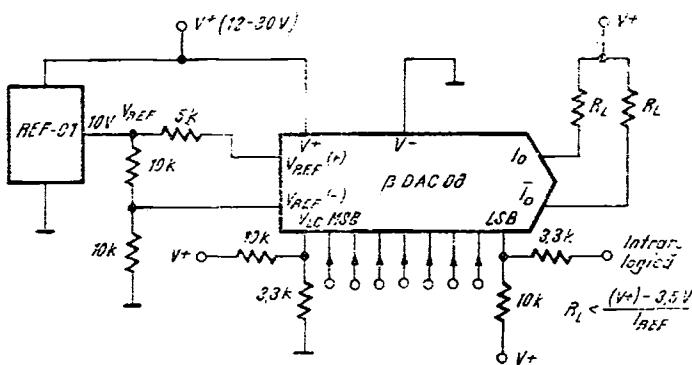


Fig. 1.19. Alimentarea cu o singură sursă a convertorului βDAC 08.

- potențialul de mod comun al intrărilor amplificatorului referinței trebuie să satisfacă relațiile:

$$V_{REF(+)} = V_{REF(-)} = \frac{1}{2} V_{REF} = 5 \text{ V} < (V^+)_\text{min} - 1,5 \text{ V} = 10,5 \text{ V},$$

$$V_{REF(+)} = V_{REF(-)} = 5 \text{ V} > (V^-) + 2,5 \text{ V} + 1 \text{ k}\Omega I_{REF} = 3,5 \text{ V}.$$

- potențialul intrării de control a pragului logic (V_{LC}) trebuie să verifice relațiile:

$$(V_{LC})_\text{min} = \frac{3,3}{13,3} (V^+)_\text{min} = 3 \text{ V} > (V^-) + 2,5 \text{ V} + 1 \text{ k}\Omega I_{REF} = 1,4 \text{ V} = 2,1 \text{ V},$$

$$(V_{LC})_\text{min} = 3 \text{ V} < (V^+) - 1,5 \text{ V} - 1,4 \text{ V} = 9,1 \text{ V}.$$

- potențialul în intrările logice se obține prin superpoziția tensiunilor logice de intrare cu divizoarele $10 \text{ k}\Omega/3,3 \text{ k}\Omega$ identice cu acela de la intrarea V_{LC} .

- potențialele în ieșirile convertorului (I_o și \bar{I}_o) trebuie să verifice condiția următoare (pentru $R_L < \frac{(V^+) - 3,5 \text{ V}}{I_{REF}}$):

$$V_o, \bar{V}_o = (V^+) - R_L I_{REF} > 3,5 \text{ V} \geq (V^-) + 2,5 \text{ V} + 1 \text{ k}\Omega \cdot I_{REF} = 3,5 \text{ V}.$$

1.5.2. Observații asupra comportării circuitului în temperatură

Specificațiile de neliniaritate și monotonie ale circuitului βDAC 08 sunt garantate pentru întregul domeniu al temperaturii de funcționare (vezi tabelul 1.2). Deriva termică a curentului de ieșire la capăt de scală este mică valoare tipică de $\pm 10 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, iar curentul „de zero” la ieșire precum și deriva sa termică sunt neglijabile în comparație cu $1/2 \text{ LSB}$.

Coefficientul de temperatură al rezistenței referinței R_{REF} este indicat să fie cît mai aproape de acela al rezistenței din ieșire.

Timpul de stabilire al convertorului scade aproximativ cu 10% la -55°C și crește aproximativ cu 15% la $+125^{\circ}\text{C}$.

1.5.3. Funcționare cu tensiuni pozitive de referință

După cum s-a văzut circuitul $\beta DAC 08$ este un convertor D/A pentru care curentul de ieșire este egal cu produsul între un număr binar și curentul de referință din intrare. Curentul de referință poate fi constant sau variabil între 0 și 4 mA.

Schema pentru cazul funcționării cu tensiuni pozitive de referință este dată în figura 1.20. Tensiunea pozitivă $+V_{REF}$ forțează prin rezistență R_{14} , un curent în terminalul $V_{REF(+)}$ (terminalul 14) al amplificatorului referinței. Rezistența R_{15} se alege egală cu R_{14} pentru compensarea curentului de intrare al amplificatorului referinței.

Curentul de ieșire la capăt de scală este o funcție liniară de curentul de referință:

$$I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

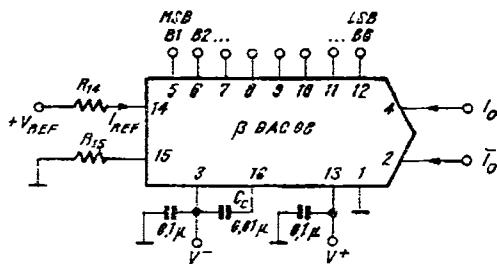
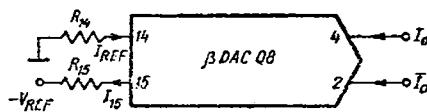


Fig. 1.21. Modul de conectare a convertorului $\beta DAC 08$ pentru tensiune negativă de referință.



Rezistențele R_{14} și R_{15} se aleg egale pentru a anula efectul curentilor de polarizare în intrările $V_{REF(-)}$ și $V_{REF(+)}$ ale amplificatorului referinței.

Rezistența R_{15} poate fi eliminată, conducând la o eroare mică la ieșirea convertorului, dată de relația următoare:

$$\left| \frac{256 I_{15}}{I_{REF}} \right| \approx \frac{1}{8} LSB \text{ (pentru } I_{REF} = 2 \text{ mA și } I_{15} = -1 \mu\text{A})$$

1.5.5. Funcționare cu tensiune alternativă de referință

Convertorul $\beta DAC 08$ poate funcționa cu tensiuni alternative de referință dacă se introduce o componentă de curent continuu pentru intrarea de referință. Astfel în figura 1.22a se prezintă cazul cind tensiunea alternativă se aplică în intrarea neinversoare prin rezistența R_{IN} .

Curentul ce intră în terminalul 14 va fi:

$$I_{14} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} + \frac{V_{IN}}{R_{IN}} .$$

Deoarece acest curent (I_{14}) trebuie să fie pozitiv, amplitudinea tensiunii alternative trebuie să satisfacă condiția:

$$V_{IN \max} < \frac{R_{14}}{R_{REF}} V_{REF}$$

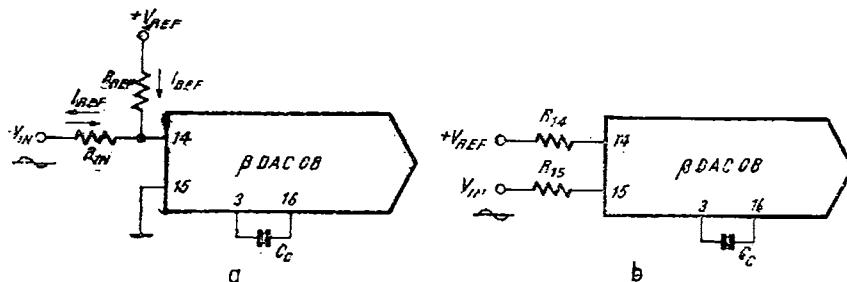


Fig. 1.22. Modul de conectare a convertorului $\beta DAC 08$ pentru tensiuni alternative de referință.

În cazul figurii 1.22b tensiunea alternativă se aplică intrării inversoare, prezintând avantajul unei impedanțe mari de intrare, încit potențialul terminalului $V_{REF(-)}$ (terminalul 15) este egal cu V_{IN} ; de asemenea potențialul terminalului 15 se regăsește în terminalul 14, datorită cîștigului ridicat al amplificatorului referinței. Astfel curentul de referință, care intră în terminalul 14, are expresia:

$$I_{14} = \frac{V_{REF}}{R_{14}} - \frac{V_{IN}}{R_{14}}.$$

Deoarece curentul I_{14} trebuie să fie pozitiv, se obține pentru amplitudinea tensiunii alternative V_{IN} următoarea condiție:

$$V_{IN \max} < V_{REF}.$$

Pentru tensiunile de mod comun, negativă respectiv pozitivă, în intrările amplificatorului referinței, avem relațiile:

$$V_{CM-} = (V^-) + I_{REF} \times 1 \text{ k}\Omega + 2,5 \text{ V},$$

$$V_{CM+} = (V^+) - 1,5 \text{ V}.$$

Deoarece în cazul aplicației din figura 1.22b tensiunea de mod comun la intrare este chiar V_{IN} , amplitudinea acesteia trebuie să satisfacă condițiile:

$$V_{IN \max} \leq |V_{CM-}|$$

$$V_{IN \max} \leq V_{CM+}$$

Utilizarea convertorului în aplicații de curent alternativ necesită compensarea amplificatorului de intrare cu un condensator C_c conectat între terminalele 16 și 3 (alimentare V^-). Valoarea acestuia este corelată cu impedanța echivalentă în terminalul 14, pentru a asigura stabilitatea în frecvență a circuitului; următoarele valori pentru C_c și R_{14} sunt tipice:

$R_{14}(\text{k}\Omega)$	1	2,5	5
$C_c(\text{pF})$	15	37	75

Pentru valori mai mari ale rezistenței R_{14} sunt necesare valori ale condensatorului C_c proporțional mai mari.

Pentru o comportare bună în frecvență sunt necesare valori mici pentru R_{14} ceea ce conduce la valori mici pentru C_c . Dacă terminalul 14 este comandat în curent de un generator cu impedanță mare de ieșire (de exemplu un tranzistor cu ieșire în colector), este necesar un condensator de compensare de valoare mare ($C_c \simeq 0,01 \mu\text{F}$) ceea ce va duce la scăderea benzii de frecvență și a slew-rate-ului.

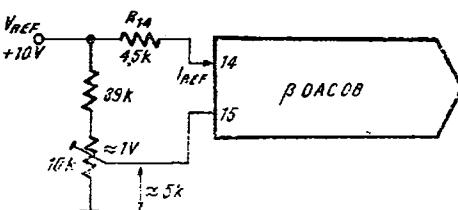
În cazul $R_{14} = 1 \text{ k}\Omega$, $C_c = 15 \text{ pF}$, valoarea pentru slew-rate este de $4 \text{ mA}/\mu\text{s}$, ceea ce face posibilă tranziția curentului la ieșirea convertorului de la 0 la 2 mA în 500 ns.

Comportarea liniară a convertorului în ceea ce privește legătura între I_{REF} și I_{FS} se păstrează pe un domeniu larg de valori ale curentului de referință, I_{REF} , de la 4 μA pînă la 4 mA; proprietatea de monotonie este realizată numai în domeniul de valori 100 μA pînă la 4 mA. Aceste limite indicate mai sus stabilesc legătura ce trebuie îndeplinită între valoarea amplitudinii tensiunii alternative V_{IN} și a tensiunii continue V_{REF} , pentru o funcționare corectă a schemelor din figura 1.22.

1.5.6. Ajustarea curentului de ieșire la capăt de scală

Pentru cele mai multe aplicații diferența foarte mică între I_{REF} și I_{FS} elimină necesitatea ajustării curentului de referință pentru a obține la ieșirea convertorului o valoare pentru curent la capăt de scală cît mai apropiată de valoarea ideală. Dacă este necesară, ajustarea se realizează simplu, modificînd valoarea lui R_{14} sau folosind un potențiometru în locul rezistenței R_{14} . O metodă îmbunătățită de ajustare este prezentată în schema din figura 1.23. În acest caz se elimină practic efectul potențiometrului de reglaj din punctul de vedere al coeficientului său termic.

Fig. 1.23. Ajustarea curentului la capăt de scală.



1.5.7. Obținerea curentului de referință

Pentru obținerea curentului de referință se recomandă schema din figura 1.24, pentru care avem relația:

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{14}}.$$

Tensiunea de referință, V_{REF} trebuie obținută de la o sursă stabilizată iar pentru o filtrare suplimentară rezistența R_{14} este divizată în două componente egale și se introduce condensatorul de filtraj C_{REF} . Valorile uzuale ale componentelor din schemă sint:

$$C_{REF} = 0,1 \mu\text{F}, R_{14A} = R_{14B} = 2,5 \text{ k}\Omega.$$

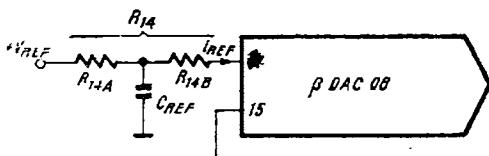


Fig. 1.24. Obținerea curentului de referință.

Domeniul de variație de curent continuu pentru I_{REF} se recomandă să fie de la 0,2 mA pînă la 4,0 mA.

1.5.8. Obținerea tensiunii de control a pragului logic pentru diverse familii logice

Proiectarea circuitului $\beta DAC\text{-}08$ a condus la realizarea unei scheme de interfațare logică cu toate familiile logice și care asigură imunitate mare la zgomot. Acest lucru este posibil datorită excursiei mari de tensiune în intrările logice precum și tensiunii de prag logic complet ajustabilă. Astfel pentru $V^- = -15$ V, tensiunile logice în intrări pot să varieze între -10 V și $+18$ V ceea ce face posibilă interfațarea directă cu familia logică $+15$ V CMOS, chiar dacă circuitul $\beta DAC\text{-}08$ este alimentat de la $+5$ V.

Limita negativă pentru tensiunea în intrările logice și pentru tensiunea de prag logic este $V^- + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5$ V. Tensiunea de prag logic se poate regla într-un domeniu larg cu ajutorul tensiunii de control prag logic, terminalul 1, acoperind practic toate nivelele corespunzătoare diverselor familiilor logice. În figura 1.25 sunt prezentate schemele electrice pentru interfațarea logică în cîteva cazuri mai des întîlnite.

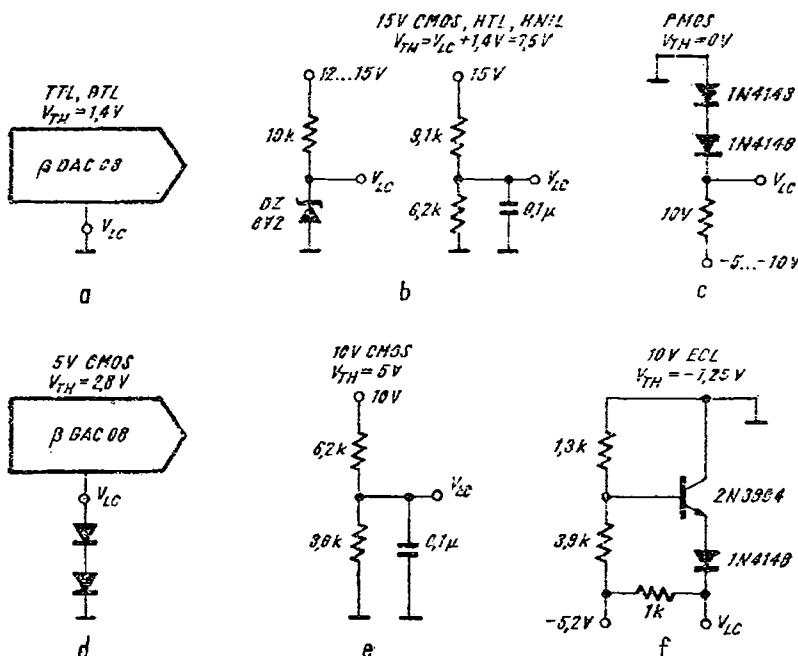


Fig. 1.25. Schema pentru interfațarea cu diverse familii logice.

Practic se poate considera că tensiunea de prag logic, V_{TH} , este mai mare cu 1,4 V decât tensiunea de control prag logic, V_{LC} .

În cazul schemei de interfațare cu logica *ECL* se recomandă $I_{REF} \approx 1$ mA.

Toate schemele de interfațare logică trebuie să țină seama de faptul că în terminalul 1 se generează în exterior un curent constant având o valoare de aproximativ 100 μ A.

Pentru a obține valori mici pentru timpul de stabilire trebuie ca impedanța echivalentă în terminalul 1 să fie cât mai mică, lucru de care se ține seama la dimensionarea schemelor pentru interfațare logică.

1.5.9. Inhibarea ieșirii convertorului

Deoarece convertorul β DAC 08 are pragul logic al intrărilor variabil în funcție de tensiunea de control a pragului logic, inhibarea curentului de ieșire se realizează ușor cu circuitul prezentat în figura 1.26.

În mod normal pentru nivelele logice *TTL*, terminalul 1 (V_{LC}) este conectat la masă; dacă acest terminal se conectează la ieșirea unui inversor cu colectorul în gol legat printr-un rezistor la sursa de +5V, toate cele opt intrări logice capătă semnificația de 0 logic. În acest caz circulă curent numai în ieșirea I_o , iar în ieșirea \bar{I}_o curentul este nul indiferent de codul logic al intrărilor. Cind ieșirea inversorului care comandă terminalul 1 este în stare 0, se restabilește funcționarea normală cu nivele logice *TTL* pentru intrări.

Cîteva caracteristici ale acestui mod de inhibare a ieșirii sunt următoarele:

- intrările logice sunt considerate 0 logic deoarece pragul logic devine 6,4 V în timpul inhibării, depășind nivelele logice *TTL*;
- este folosită o singură linie pentru controlul inhibării;
- oferă o modalitate simplă de utilizare în aplicațiile de multiplicare;

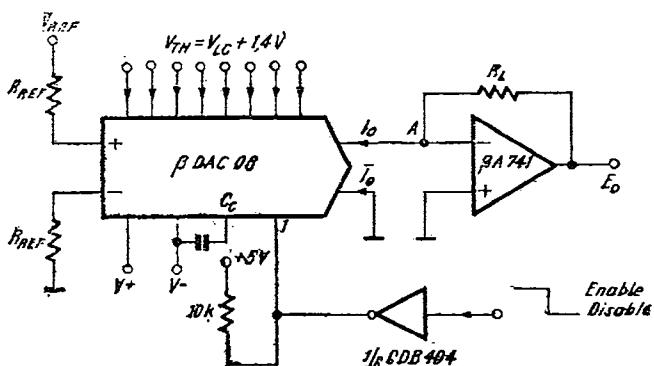


Fig. 1.26. Inhibarea convertorului β DAC 08 prin intrarea de control a pragului logic (V_{LC} – terminalul 1).

- dacă în punctul A din intrarea convertorului curent/tensiune ce furnizează tensiunea E_o , sănătate mai multe ieșiri ale convertoarilor βDAC 08, pentru multiplexare procedeul prezentat este foarte simplu;
- acest mod de inhibare este foarte rapid față de cazul cînd inhibarea se realizează prin anularea curentului de referință.

1.5.10. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și ieșire diferențială

Pentru convertorul βDAC 08 există două ieșiri de curent absorbit, una directă cealaltă complementară care verifică relația $I_o + \bar{I}_o = I_{FS}$. Curentul de ieșire directă apare atunci cînd se aplică 1 logic pe intrările logice. Cînd numărul binar corespunzător celor opt intrări logice crește, curentul I_o crește proporțional (cazul unui convertor de logică pozitivă), iar curentul \bar{I}_o descrește proporțional (cazul unui convertor de logică negativă). Dacă se aplică 0 logic pe intrările logice, curentul I_o este anulat iar \bar{I}_o este egal cu I_{FS} . Cînd numărul binar pentru cele opt intrări descrește, curentul I_o crește proporțional (cazul unui convertor de logică negativă), iar curentul \bar{I}_o descrește proporțional (cazul unui convertor de logică pozitivă). Ambele ieșiri pot fi folosite simultan, dacă una din ieșiri nu este folosită, trebuie conectată la masă sau la un punct capabil să genereze curentul I_{FS} .

Ambele ieșiri au un domeniu larg în tensiune, făcînd posibilă o conversie rapidă curent-tensiune cu ajutorul unei rezistențe conectate la masă sau la o sursă de tensiune. Excursia pozitivă de tensiune în ieșiri este de 36 V peste V^- și este independentă de tensiunca pozitivă de alimentare. Excursia negativă de tensiune este $(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5 \text{ V}$.

Schema electrică pentru ieșire diferențială pe sarcini rezistive este prezentată în figura 1.27, în această configurație se dublează tensiunea față de cazul ieșirii nediferențiale. Această variantă este utilizată în aplicații speciale cum ar fi comanda transformatoarelor, a bobinelor de deflexie ale tuburilor cinescop etc.

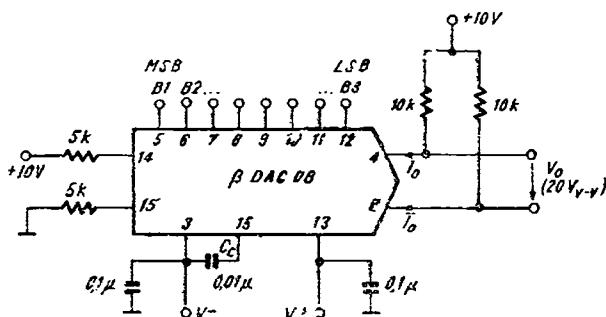


Fig. 1.27. Modul de conectare a convertorului βDAC 08 pentru ieșire diferențială.

1.5.11. Conversie D/A cu sarcină rezistivă și tensiune de ieșire bipolară

Schema electrică pentru această variantă este dată în figura 1.28. Tensiunea la ieșire, atât în cazul ieșirii directe E_o cît și cea complementară \bar{E}_o este de polaritate dublă, sarcina rezistivă fiind conectată la tensiunca de valoare precisă 10,000 V.

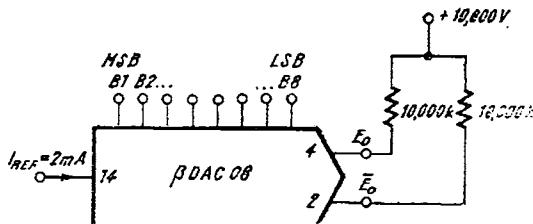


Fig. 1.28. Modul de conectare a convertorului $\beta DAC 08$ pentru tensiune bipolară de ieșire.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.3*. Se observă că valorile capetelor de scală pozitive și negative nu sunt egale.

Tabelul 1.3

Conversie D/A cu sarcină rezistivă și tensiune de ieșire bipolară

		B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$E_o[V]$	$\bar{E}_o[V]$
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	255	1	1	1	1	1	1	1	1	-9,920	+10,000
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV - LSB	254	1	1	1	1	1	1	1	0	-9,840	+9,920
SCALĂ ZERO + LSB	129	1	0	0	0	0	0	0	1	-0,080	+0,160
SCALĂ ZERO	128	1	0	0	0	0	0	0	0	0,000	+0,080
SCALĂ ZERO - LSB	127	0	1	1	1	1	1	1	1	+0,080	0,000
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + LSB	1	0	0	0	0	0	0	0	1	+9,920	-9,840
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	0	+10,000	-9,920

1.5.12. Conversie D/A cu ieșire în tensiune, simetrică față de zero

Schema electrică este prezentată în figura 1.29; cele două ieșiri ale convertorului sunt conectate la amplificatorul diferențial realizat cu βA 741. Pentru tensiunea de ieșire E_o se obține relația:

$$E_o = R_L I_o - \bar{R}_L \bar{I}_o.$$

Deoarece $I_o + \bar{I}_o = I_{FS}$ și se consideră $R_L = \bar{R}_L$ (cu o precizie de $\pm 0,05\%$) relația precedentă pentru E_o devine:

$$E_o = R_L(2I_o - I_{FS}).$$

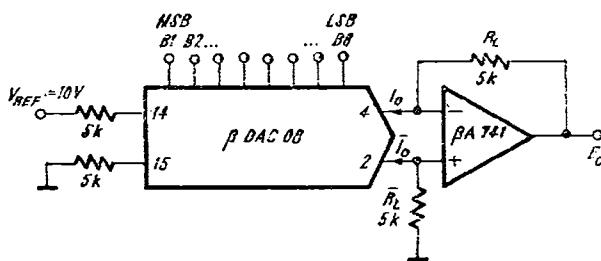


Fig. 1.29. Modul de conectare a convertorului β DAC 08 pentru tensiune simetrică de ieșire.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.4*.

Tabelul 1.4

Conversie D/A cu ieșire în tensiune, simetrică față de zero

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$E_o[V]$
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	+9,920
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV - LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	+9,840
SCALĂ ZERO POZITIVĂ	1	0	0	0	0	0	0	0	+0,040
SCALĂ ZERO NEGATIVĂ	0	1	1	1	1	1	1	1	-0,040
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-9,840
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	-9,920

1.5.13. Conversie D/A cu tensiunea de ieșire decalată

Schema electrică este prezentată în figura 1.30. Tensiunea la ieșire se poate exprima prin relația:

$$E_o = (5 \text{ k}\Omega) I_o - 10 \text{ V} \frac{5 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = (5 \text{ k}\Omega) I_o - 5 \text{ V}$$

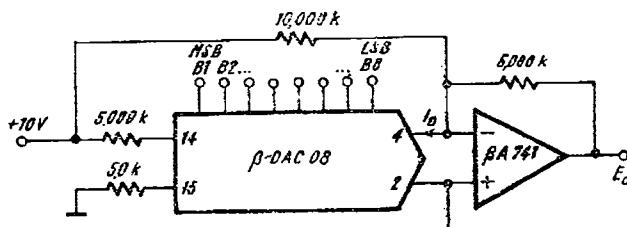


Fig. 1.30. Schema electrică pentru tensiune decalată la ieșire.

Relația precedentă pune în evidență decalajul de tensiune la ieșire ($-5V$). Funcționarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.5*.

Tabelul 1.5

Conversie D/A cu tensiunea de ieșire decalată

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$E_o[V]$
CAPĂT DE SCALĂ POZITIV	1	1	1	1	1	1	1	1	+4,960
SCALĂ ZERO	1	0	0	0	0	0	0	0	0,000
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	-4,960
CAPĂT DE SCALĂ NEGATIV	0	0	0	0	0	0	0	0	-5,000

1.5.14. Conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă

- Sarcina rezistivă

Schema electrică pentru această utilizare este dată în figura 1.31. Tensiunea la ieșire, atât pentru ieșirea directă E_o cît și cea complementară \bar{E}_o , este negativă, sarcina rezistivă fiind conectată la masă.

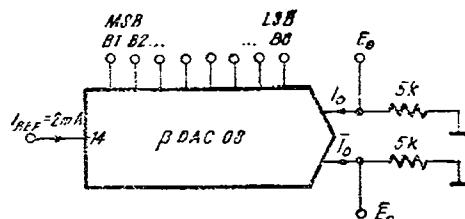


Fig. 1.31. Modul de conectare pentru tensiune monopolară de ieșire.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.6*.

Tabelul 1.6

Conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă

	B_1	B_2	B_3	B_4	B_5	B_6	B_7	B_8	$I_o[\text{mA}]$	$\bar{I}_o[\text{mA}]$	$E_o[\text{V}]$	$\bar{E}_o[\text{V}]$
CAPĂT DE SCALĂ	1	1	1	1	1	1	1	1	1,992	0,000	-9,960	-0,000
CAPĂT DE SCALĂ - LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1,984	0,008	-9,920	-0,040
1/2 CAPĂT DE SCALĂ + LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1,008	0,984	-5,040	-4,920
1/2 CAPĂT DE SCALĂ	1	0	0	0	0	0	0	0	1,000	0,992	-5,000	-4,960
1/2 CAPĂT DE SCALĂ - LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0,992	1,000	-4,960	-5,000
SCALĂ ZERO + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0,008	1,984	-0,040	-9,920
SCALĂ ZERO	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	1,992	-0,000	-9,960

● Cu repetor la ieșire

Schema electrică este prezentată în figura 1.32. Pentru tensiunea la ieșire, E_o , se poate scrie relația:

$$E_o = - R_L I_o$$

Tensiunea E_o ia valori negative cuprinse între 0 și $- I_{FS} R_L$.

Față de schema din figura 1.31 în care potențialul terminalului 4 era practic zero, în acest caz este egal chiar cu E_o . Acest lucru limitează valorile lui E_o ce trebuie să se afle în domeniul maxim al ieșirii pentru a asigura funcționarea corectă a circuitului βDAC 08.

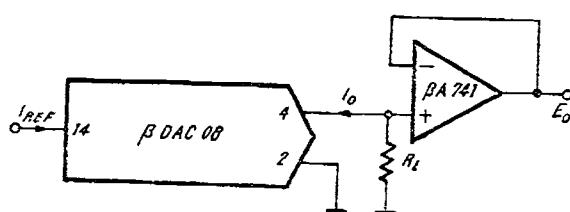


Fig. 1.32. Schema electrică pentru ieșire în tensiune negativă.

1.5.15. Conversie D/A cu ieșire în tensiune pozitivă

● Sarcina rezistivă

Schema acestei aplicații diferă de schema de conversie D/A cu ieșire în tensiune negativă (vezi figura 1.31) numai prin faptul că rezistența de sarcină trebuie legată acum la V_{REF} (+ 10 V) și nu la masă.

Funcționarea schemei este ilustrată de datele din *Tabelul 1.7*.

Tabelul 1.7

Conversie D/A cu ieșire în tensiune pozitivă

	B ₁	B ₂	B ₃	B ₄	B ₅	B ₆	B ₇	B ₈	I _O [mA]	Ī _O [mA]	E _O [V]	Ē _O [V]
CAPĂT DE SCALĂ	1	1	1	1	1	1	1	1	1,992	0,000	0,040	10,000
CAPĂT DE SCALĂ – LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	1,984	0,008	0,080	9,960
1/2 CAPĂT DE SCALĂ + LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1,008	0,984	4,960	5,080
1/2 CAPĂT DE SCALĂ	1	0	0	0	0	0	0	0	1,000	0,992	5,000	5,040
1/2 CAPĂT DE SCALĂ – LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0,992	1,000	5,040	5,000
SCALĂ ZERO + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0,008	1,984	9,960	0,080
SCALĂ ZERO	0	0	0	0	0	0	0	0	0,000	1,992	10,000	0,040

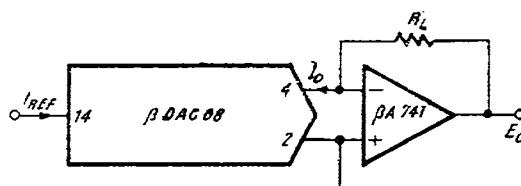


Fig. 1.33. Schema electrică pentru ieșire în tensiune pozitivă.

- Cu convertor curent-tensiune

Schema electrică este prezentată în figura 1.33. Tensiunea la ieșire, E_o , se poate exprima astfel:

$$E_o = R_L I_o.$$

Deci tensiunea E_o ia valori pozitive de la 0 pînă la $R_L I_{FS}$, unde

$$I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

Această schemă prezintă avantajul că terminalul 4 are practic potențial zero ceea ce elimină eroarea, datorată variației potențialului din acest terminal.

1.5.16. Recomandări pentru utilizare

În continuare vom prezenta unele aspecte mai deosebite ale funcționării circuitului $\beta DAC 08$ care afectează într-o măsură mai puțin evidentă performanțele electrice ale acestuia.

- Cauze ale dispersiei curentului la capăt de scală, I_{FS} .

În cazul ideal, valoarea curentului la capăt de scală, I_{FS} este egală cu $\frac{255}{256} I_{REF}$; în realitate există o abatere de la valoarea ideală, justificată de schema internă a convertorului $\beta DAC 08$.

Astfel în figura 1.34 se prezintă o schemă simplificată pentru a explica aceste abateri. Înținând seama de tensiunea de offset V_{os} , a amplificatorului

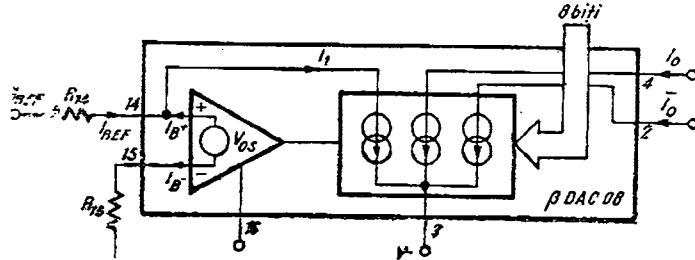


Fig. 1.34. Schemă bloc pentru ilustrarea dispersiei lui I_{FS} .

operațional al referinței și de curenții de intrare ai acestuia pentru curentul I_1 se obține relația:

$$I_1 = I_{REF} + I_{B^{(+)}} = \frac{V_{REF} - V_{OS}}{R_{14}} - \frac{V_{OS}}{R_{14}} + \frac{R_{14}I_{B^{(+)}} - R_{15}I_{B^{(-)}}}{R_{14}}$$

unde

$$I_{REF} = \frac{V_{REF} - V_{OS}}{R_{14}} - \frac{R_{15}}{R_{14}} I_{B^{(-)}}.$$

Termenul de eroare în relația precedentă pentru I_1 pune în evidență contribuția parametrilor V_{OS} , $I_{B^{(-)}}$.

Deoarece $I_{B^{(+)}} \approx I_{B^{(-)}}$, se poate minimiza efectul acestor curenți asupra curentului I_1 , dacă se alege $R_{14} = R_{15}$.

Generatorile de curent controlate de cele opt intrări logice sunt în bucla de reacție a amplificatorului referinței. Astfel în cazul ideal, cind toți cei opt

biți sunt 1 logic avem $I_o = \frac{255}{256} I_1$ și $\bar{I}_o = 0$, iar cind toți cei opt biți

sunt 0 logic $I_o = 0$ și $\bar{I}_o = \frac{255}{256} I_1$. În realitate există un coeficient de transfer K pentru curentul I_o la capăt de scală și un coeficient \bar{K} pentru curentul \bar{I}_o la capăt de scală, adică:

$$I_o(FS) = \frac{255}{256} K I_1$$

$$\bar{I}_o(FS) = \frac{255}{256} \bar{K} I_1$$

În general coeficienții K și \bar{K} sunt egali având valori în jurul lui 1.

Înțînd seama de cele prezentate, valoarea pentru capăt de scală a curenților de ieșire se poate exprima astfel:

$$I_{FS} = a I_{REF} + b,$$

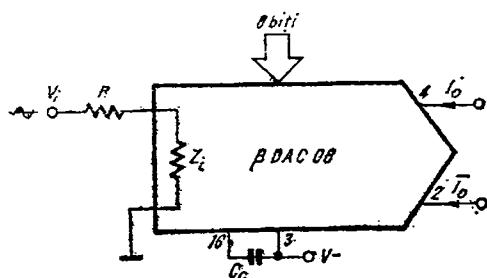
unde în cazul ideal $a = \frac{255}{256}$ și $b = 0$.

• Funcționarea convertorului ca amplificator cu ciștig controlat.

În cazul în care tensiunea de referință are o componentă continuă și una alternativă, la ieșirea convertorului va apărea componentă alternativă ponderată cu semnalul logic existent pe cele opt intrări. Componenta continuă este necesară pentru a asigura polaritatea corectă a curentului de referință. Înțînd seama de figura 1.35, pentru înlăturarea erorii introduse de impedanța de intrare a amplificatorului referinței (înțînd seama de reacția lui internă), trebuie ca:

$$R \gg Z_i.$$

Fig. 1.35. Funcționarea convertorului ca amplificator cu cîștig controlat.



unde $Z_i = 2,75 \cdot 10^{-3} \Omega$ conform rezultatului obținut în relația 1.119. Considerind o eroare de 0,01% datorată valorii nenule a lui Z_i , se obține $R \geq 27,5 \Omega$.

Valoarea minimă a impedanței echivalente R a sursei de semnal, este corelată și cu regimul dinamic al convertorului lucrând ca amplificator cu cîștig controlat; într-adevăr valorile pentru condensatorul de compensare C_c sunt în corespondență cu valorile rezistenței R pentru a asigura stabilitatea în frecvență a amplificatorului referinței.

Viteza maximă de variație a curentului la ieșire (slew-rate, SR) depinde de rețea de compensare utilizată. În *Tabelul 1.8* se prezintă cîteva date tipice.

Tabelul 1.8

Dependența parametrului slew-rate de rețea de compensare

$R [k\Omega]$	0,200	1,0	2,5	5,0
$C_c [pF]$	6	15	37	75
Slew-rate [$mA/\mu s$]	16	4	2	1

Valoarea minimă $R = 200 \Omega$ asigură viteza maximă de variație la ieșire și verifică condiția anterioară: $R = 200 \Omega > 27,5 \Omega$.

Astfel pentru funcționarea performantă a convertorului ca amplificator cu cîștig controlat, trebuie ca impedanța echivalentă în intrare (terminalul 14) să fie de **VALOARE MINIMĂ 200 Ω** .

• Alegerea schemei de utilizare a convertorului în corelație cu cerințele de timp de stabilire la ieșire.

În figura 1.36 se prezintă cele două configurații de bază la ieșirea convertorului. Alegerea între aceste două configurații se face din punctul de vedere al timpului de stabilire la ieșirea schemei.

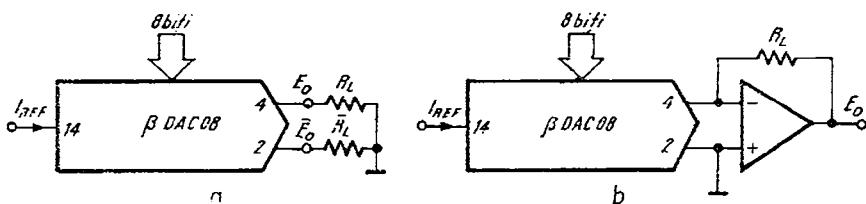


Fig. 1.36. Configurații de ieșire pentru convertorul de 8 biți.

Pentru varianta (a) din figura 1.36 timpul de stabilire este:

$$t_s^{(a)} = 100 \text{ ns} + 6,2 R_L C_L,$$

unde $C_L = 15 \text{ pF}$ reprezintă capacitatea parazită a ieșirii convertorului. Pentru varianta (b) din figura 1.36, timpul de stabilire depinde de amplificatorul ce realizează conversia curent-tensiune:

$$t_s^{(b)} = 100 \text{ ns} + t_s,$$

unde t_s este timpul de stabilire al convertorului curent-tensiune. Pentru SR se poate considera relația aproximativă:

$$\frac{V_o(V)}{SR(V/\mu\text{s})} = 0,34 t_s(\mu\text{s}),$$

unde V_o este amplitudinea pozitivă a tensiunii la ieșire, E_o , cînd intrările logice se modifică între stările extreme ($V_o = R_L I_{REF}$).

În *Tabelul 1.9* se prezintă valorile pentru timpul de stabilire $t_s^{(a)}$ corespunzător diverselor valori pentru R_L și valorile necesare pentru „slew-rate”-ru lui convertorului curent-tensiune din configurația (b), pentru ca $t_s^{(b)}$ să fie egal cu $t_s^{(a)}$ (se consideră $I_{REF} = 2 \text{ mA}$).

Tabelul 1.9

$R_L[\text{k}\Omega]$	0,1	0,5	1,0	5,0
$V_o[\text{V}]$	0,2	1	2	10
$t_s^{(a)}, t_s^{(b)}[\text{ns}]$	109	146	193	565
Slew-rate [$\text{V}/\mu\text{s}$]	63	63	63	63

Din tabelul precedent se observă că configurația (b) este echivalentă cu configurația (a) din figura 1.36 numai dacă amplificatorul de la ieșire are un slew-rate de $63 \text{ V}/\mu\text{s}$. Deci configurația (b) poate fi superioară ca performanțe numai dacă este folosit un amplificator avînd acest parametru peste valoarea indicată mai sus.

Un compromis de viteză și amplitudine a tensiunii la ieșire poate fi în cazul $R_L = 500 \Omega$ cind timpul de stabilire pentru configurația (a) este de 146 ns.

Pentru configurația (b) situația optimă s-ar obține pentru $t_s^{(b)} = 109$ ns și $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ cind valoarea necesară pentru slew-rate ar fi:

$$SR = 3\ 150 \text{ V}/\mu\text{s}$$

valoare practic de nerealizat cu amplificatoarele uzuale.

1.6. Aplicații

1.6.1. Convertor D/A de două cifre

Pentru realizarea unei conversii D/A de 2 cifre se poate folosi schema electrică prezentată în figura 1.37. Sunt utilizate două convertoare β DAC 08, la care sunt folosiți cei mai semnificativi patru biți, corespunzător celor două cifre W_1, W_2 (se folosește codul BCD) aplicați la intrările logice. Pentru mărimea de ieșire V_o se poate scrie:

$$V_o = R_5 I_o$$

unde $I_o = I_{o1} + I_{o2}$, iar pentru curentii I_{o1}, I_{o2} furnizați de cele două convertoare avem relațiile:

$$I_{o1} = \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{[W_1]}{10}, \quad I_{o2} = \frac{V_{REF}}{R_3} \frac{[W_2]}{10},$$

unde $[W_1]$ și $[W_2]$ sunt valorile numerice a celor doi digiti W_1, W_2 . Din relațiile de mai sus, se obține:

$$V_o = \frac{V_{REF}}{10} \left(\frac{R_5}{R_1} [W_1] + \frac{R_5}{R_3} [W_2] \right) = \frac{V_{REF}}{100} (10 [W_1] + [W_2]),$$

dacă se ține seama de valorile rezistențelor R_1, R_3, R_5 din schema electrică dată în figura 1.37.

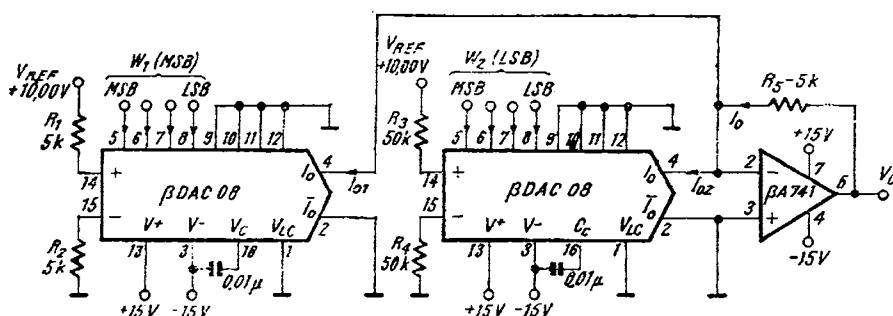


Fig. 1.37. Convertor D/A de două cifre.

Relația dedusă anterior pentru V_o poate fi compactizată sub forma:

$$V_o = \frac{V_{REF}}{100} [W_1, W_2],$$

considerind notația $[W_1, W_2]$ pentru valoarea numerică a celor doi digiti din intrare. Această relație arată că la ieșirea schemei se obține o tensiune proporțională cu valoarea numerică codificată prin digiți $[W_1, W_2]$. Tensiunea V_o ia valori cuprinse între 0 și 9,90 V.

1.6.2. Convertor D/A de trei cifre (BCD)

Un mod simplu de a construi un convertor D/A de 3 cifre este prezentat în figura 1.38. Pentru a realiza acest convertor de preț scăzut sunt necesare numai 3 circuite și rezistențe stable (tip metal-film).

Pentru cele două convertoare din schemă există următoarele relații:

$$I_{REF1} = \frac{V_{REF}}{R_{REF1}} = \frac{5V}{35\text{ k}\Omega} = 0,1428 \text{ mA},$$

$$I_{REF2} = 16 I_{REF1} = 16 \times 0,1428 \text{ mA} = 2,28 \text{ mA},$$

$$I_{PS1} = \frac{99}{100} I_{REF1} = 0,1413 \text{ mA},$$

$$I_{PS2} = \frac{144}{256} I_{REF2} = 1,284 \text{ mA},$$

$$I_{PS} = I_{PS1} + I_{PS2} = 1,425 \text{ mA}.$$

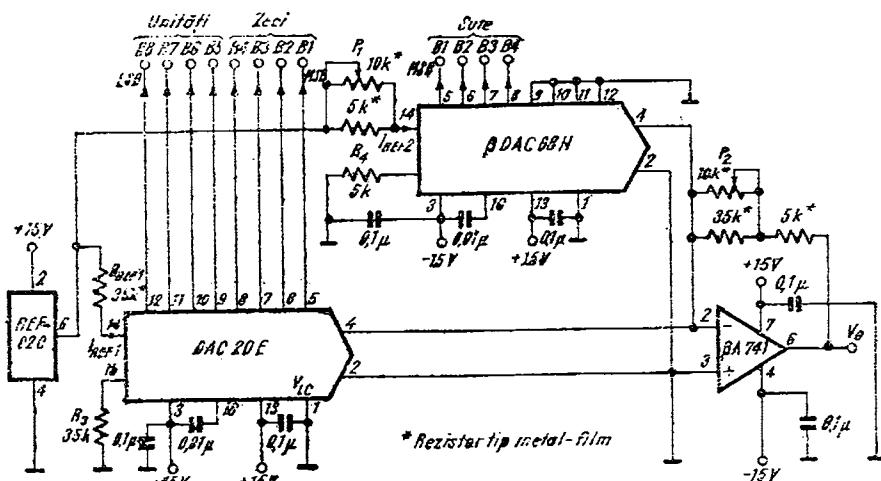


Fig. 1.38. Convertor D/A de trei cifre.

Corespunzător valorilor de capăt de scală ale curenților se obțin pentru tensiunea la ieșire V_o valoriile:

$$V_{FS} = V_o(FS) = 9,990 \text{ V},$$

$$V_{o1} = 0,990 \text{ V},$$

$$V_{o2} = 9,00 \text{ V}.$$

Înind seama de rezultatele de mai sus algoritmul de calibrare este următorul: aplicând nivele logice 0 pentru biții B_1, B_2, B_3, B_4 ($\beta DAC 08H$), iar pentru biții B_1, B_2, \dots, B_8 ($DAC 20E$)³, nivele logice 1, adică codul 099, se ajustează potențiometrul P_2 pînă cînd tensiunea V_o devine egală cu 0,990 V; pentru biții B_1, B_2, \dots, B_8 ($DAC 20E$) cu nivele logice 0 și biții B_1, B_2, B_3, B_4 ($\beta DAC 08H$) cu nivele logice 1, codul 900, se ajustează potențiometrul P_1 pînă cînd tensiunea V_o are valoarea 9,00 V.

1.6.3. Convertor D/A rapid utilizînd amplificatoarele operaționale de viteză OP-17, OP-16, OP-15, (sau LF 157, LF 156, LF 155)

Această aplicație ne arată modul în care se poate realiza un convertor D/A de viteză, cu ieșire în tensiune utilizînd convertorul $\beta DAC 08$ și amplificatoarele operaționale OP-15/16/17 (sau LF 155/156/157). Dimensiunările sunt făcute pentru cel mai rapid (OP-17), pentru acela cu cea mai mică derivă termică a tensiunii de offset (OP-16) și pentru acela cu consumul cel mai mic de putere (OP-15).

Conversia curentului de ieșire a unui convertor de curent în tensiune, menîinînd o valoare mică pentru timpul de stabilire este foarte dificilă. Curentul la capăt de scală pentru $\beta DAC 08$ se stabilește în 100 ns. Se poate atașa în ieșire o rezistență de sarcină, ca în figura 1.39, pentru a obține o tensiune de ieșire între 0 și -10 V. Totuși, în această configurație timpul de stabilire este determinat de constanta de timp $T = R_1 C_0 = 75$ ns. Este necesar un interval de timp egal cu 6,2 T pentru ca ieșirea să se stabilizească cu o precizie de 0,2% din valoarea de regim permanent. Astfel timpul de stabilire al schemei devine 500 ns (inclusiv și timpul de propagare al lui $\beta DAC 08$, de 35 ns).

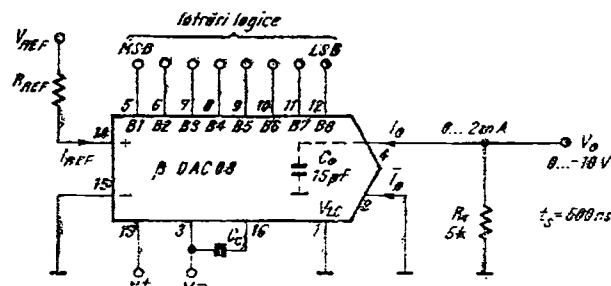


Fig. 1.39. Schema electrică pentru sarcină rezistivă în ieșire.

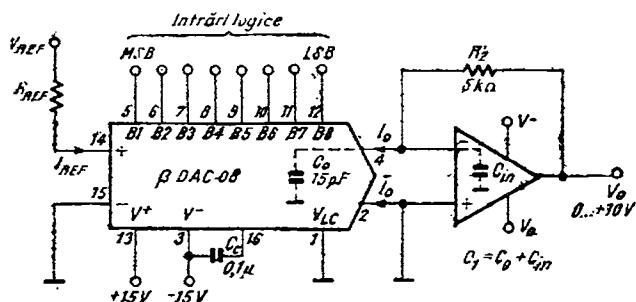


Fig. 1.40. Schema electrică cu convertor curent/tensiune la ieșire.

Datorită acestei constante de timp (RC), conversia curent/tensiune se realizează de obicei cu schema prezentată în figura 1.40. Timpul de răspuns este limitat acum de timpul de stabilire și de valoarea slew-rate-ului amplificatorului operațional. Oricum, este introdus un pol suplimentar la frecvența $1/2\pi R_2 C_1$, unde C_1 este suma între capacitatea de ieșire a DAC-ului și capacitatea de intrare a amplificatorului. Existența acestui pol este supărătoare pentru amplificatoarele rapide, determinând un răspuns deteriorat în timp și chiar oscilații.

Circuitul prezentat în figura 1.41 rezolvă această problemă. Se poate arăta că în cazul $R_1 C_1 = R_2 C_2$, efectul celor două capacități este complet anulat iar timpul de stabilire al schemei va fi determinat numai de amplificatorul operațional folosit. În plus, C_2 poate fi ajustat astfel încât să se minimizeze timpul de răspuns corespunzător amplificatorului utilizat. Dezavantajul acestei scheme față de aceea din figura 1.40, constă în faptul că toate erorile din intrarea amplificatorului (în particular tensiunea de offset V_{os}) sunt amplificate cu factorul $(1 + R_2/R_1)$.

Viteza optimă se poate obține, pentru un preț scăzut, utilizând amplificatorul operațional OP-17 (sau LF 157), stabil pentru amplificări în buclă închisă, în valoare de 5 sau mai mari. Raportul R_2/R_1 se fixează la valoarea 4 (vezi figura 1.42). Timpul de stabilire pentru 0,2%, este 380 ns cind toate intrările logice trec în starea 1 sau trec în starea 0.

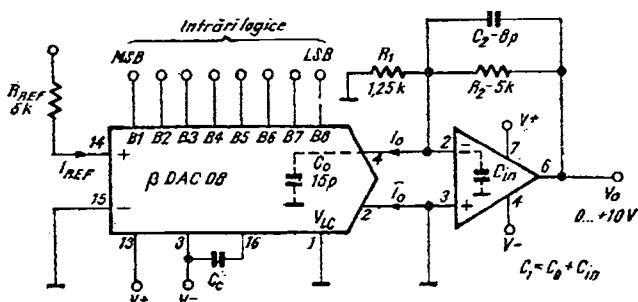


Fig. 1.41. Schema electrică pentru ieșire în tensiune, cu compensare.

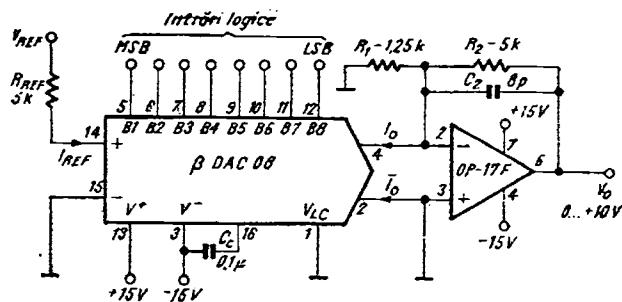


Fig. 1.42. Schema electrică pentru ieșire în tensiune, avind $t_s = 380$ ns.

Pentru a micșora influența tensiunii de offset, V_{os} , asupra timpului de stabilire (trebuie ca $(1 + R_2/R_1)V_{os} < 0,2\% \times 10V = 20$ mV), se poate ajusta tensiunea de offset la zero, ceea ce va determina, în altă ordine de idei, creșterea derivei termice a acestuia ce va deveni un factor limitativ.

Utilizarea ieșirii complementare de curent a convertorului βDAC 08 a condus la schema din figura 1.43, a cărei tensiune de ieșire variază între -10 și $+10$ V. Timpul de stabilire este ușor crescut datorită faptului că se adaugă timpul în care ieșirea trece din -10 V în 0 V. Deoarece $1/2$ LSB este acum egal cu 40 mV, timpul de stabilire scade cu 70 ns.

Amplificatorul $OP-16$ este mai lent decât $OP-17$, dar mai stabil pentru cîțig unitar. De aceea, micșorarea erorii de offset la ieșire poate fi acoperită de o creștere substanțială a timpului de stabilire. Amplificatorul $OP-15$ prezintă un consum redus, ceea ce se reflectă însă în creșterea timpului de stabilire. *Tabelul 1.10* redă valorile rezistențelor și condensatoarelor în cazul diverselor amplificatoare folosite în schemele din figurile 1.42 și 1.43 precum și timpul de stabilire obținut și eroarea de offset la ieșire.

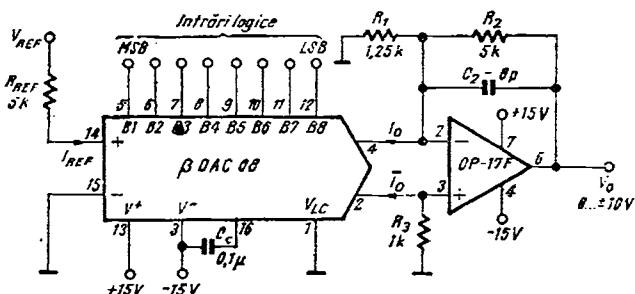


Fig. 1.43. Schema electrică pentru ieșire bipolară în tensiune, avind $t_s = 450$ ns.

Tabelul 1.16

Performanțele schematicelor de convertor D/A raport din §1.6.3

	<i>OP-17</i>	<i>OP-16</i>	<i>OP-15</i>			
V_o	0 ... + 10V Fig. 1.42	-10V ... + 10V Fig. 1.43	0 ... + 10V Fig. 1.42	-10V ... + 10V Fig. 1.43	0V ... + 10 V Fig. 1.42	-10V ... + 10V Fig. 1.43
R_1	1,25 kΩ	1,25 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ	10 kΩ
R_2	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ	5 kΩ
R_3	—	1 kΩ	—	3,3 kΩ	—	3,3 kΩ
C_s	8 pF	8 pF	25 pF	40 pF	30 pF	30 pF
Timp stabilire pentru $\pm 0,2\%$	380 ns	450 ns	750 ns	1100 ns	900 ns	1350 ns
Timpul pentru tranziția ieșirii	150 ns	290 ns	400 ns	800 ns	590 ns	1170 ns
$i/2 \text{ LSB} = 0,2\%$	20 mV	40 mV	20 mV	40 mV	20 mV	20 mV
Ciștigul cu bucla închisă	5	5	1,5	1,5	1,5	1,5
Eroarea de offset la ieșire						
clasa E(max)	2,5 mV	2,5 mV	0,75 mV	0,75 mV	0,75 mV	0,75 mV
clasa F (max)	5,0 mV	5,0 mV	1,5 mV	1,5 mV	1,5 mV	1,5 mV
clasa G (max)	15,0 mV	15,0 mV	4,5 mV	4,5 mV	4,5 mV	4,5 mV
Curent alimentare (max)	7 mA	7 mA	7 mA	7 mA	4 mA	4 mA

1.6.4. Convertor *A/D* de 8 biți

În figura 1.44 se prezintă o schemă pentru un convertor analog digital (*A/D*) de 8 biți folosind patru circuite integrate: un convertor *D/A* de 8 biți (*SDAC 08*), o referință de tensiune de 10 V (*LH0070*), un comparator rapid (*LM 319 H*) și un registru de aproximății succesive de 8 biți (*DM 2502*).

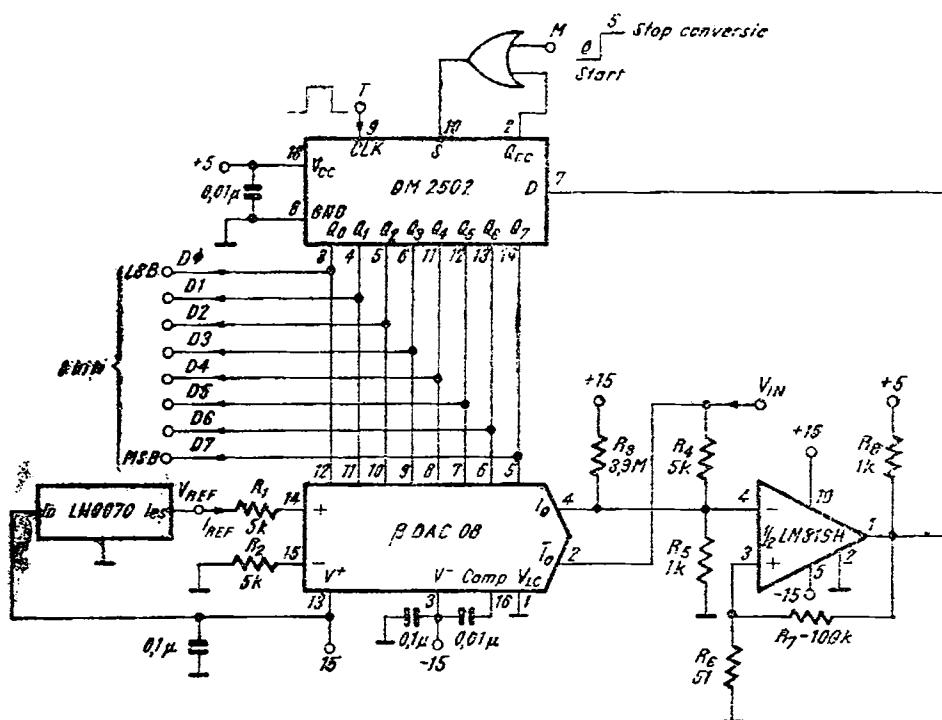


Fig. 1.44. Convertor A/D de 8 biți.

Schimba prezintă două regimuri de lucru în funcție de starea semnalului logic M ; dacă $M = 0$ atunci, prin intermediul portii SAU , ieșirea Q_{CC} (semnalizează terminarea conversiei / conversion complete), se aplică la intrarea S (semnal pentru pornit conversie / Start), determinând funcționarea liberă a convertorului A/D adică conversia se face permanent corespunzător informației analogice de la intrare (tensiunea V_{IN}). Dacă $M = 1$ atunci semnalul Q_{CC} este inhibat și conversia este întreruptă; informația logică la ieșire (cei 8 biți de date) corespunde valorii tensiunii V_{IN} la momentul ultimei conversiei A/D .

Intrarea în schema de conversie A/D se face în tensiune (V_{IN}) iar ieșirea este reprezentată prin cei 8 biți de la registrul de aproximății succesive. Pentru schema dată se poate lucra cu un semnal de tact (T) la intrarea registrului de aproximății succesive, de 4 MHz ce corespunde unui ciclu complet de conversie A/D de 2 μs .

Funcționarea schemei se bazează pe comparația curentilor ce apar în nodul din intrarea inversoare a comparatorului; neglijind neidealitățile se poate scrie:

$$V_{IN}/R_4 + 15 \text{ V}/R_8 = I_o$$

atunci sfârșit ciclul de conversie se-a terminat.

Relația precedentă se mai poate exprima astfel:

$$V_{IN} + 1/2 \text{ LSB} = I_o$$

unde V_{IN} și I_o se exprimă în unități LSB considerind capătul de scală 10 V pentru V_{IN} și 2 mA pentru I_o ; evident că V_{IN} și I_o vor lua valori între 0 și 255 LSB .

Cu ajutorul circuitului LH 0070 se obține tensiunea de referință de 10 V și implicit curentul de referință de 2 mA.

Prin conectarea ieșirii \bar{I}_o chiar la intrarea analogică V_{IN} , curentul absolut din intrare este practic suma între I_o și \bar{I}_o care este constantă și egală cu I_{REF} . Astfel impedanța sursei ce furnizează tensiunea V_{IN} nu deranjează funcționarea.

Comparitorul este prevăzut cu o reacție pozitivă slabă care introduce un histerezis de 2,5 mV, pentru a evita comutările parazite.

În general această schemă nu necesită reglaje. Pentru o referință de 10 V $\pm 0,1\%$ și rezistențe (R_1, R_4) de $5 \text{ k}\Omega \pm 0,05\%$, eroarea maximă la capăt de scală este $\pm 0,15\%$. Eroarea pentru scală zero depinde în totalitate de tensiunea de offset și curentii de intrare ai comparatorului; în cazul în care nu poate fi tolerată se utilizează următoarele proceduri de calibrare:

(a) *Calibrare pentru scală zero.* Se aplică $V_{IN} = + 20 \text{ mV}$ ($1/2 \text{ LSB}$) și se alege rezistența R_3 în jurul valorii de $3,9 \text{ M}\Omega$ astfel încât pentru un semnal de tact de frecvență joasă, ieșirea binară $D0 - D7$ să fluctueze între 0000 0000 și 0000 0001 (trebuie evitată folosirea unui potențiometru deoarece conduce la o creștere a capacitatei și inductanței parazite în nodul de comparare).

(b) *Calibrare pentru capăt de scală.* Se aplică $V_{IN} = + 9,940 \text{ V}$, și se ajustează R_1 pînă cînd ieșirea binară a convertorului A/D fluctuează între 1111 1110 și 1111 1111; același efect pentru calibrare se poate obține prin ajustarea tensiunii de referință, V_{REF} .

O dată încheiată calibrarea, precizia conversiei depinde de erorile introduse de variația temperaturii.

● *Indicații privind realizarea desenului de cablaj.*

– Masa logică trebuie să aibă traseul separat de masa analogică; traseele trebuie să se întâlnescă într-un singur punct.

– Traseele de logică nu trebuie să traverseze sau să fie în imediata vecinătate a unor zone sensibile analogice ale schemei. Acest lucru este important în special pentru nodul de comparare.

– Traseul dintre ieșirea BDAC-08 și intrarea comparatorului trebuie fie scurt, eventual cu inel de gardă din masa analogică.

– Intrarea analogică, V_{IN} , să fie aplicată prin traseu cît mai scurt de la conectorul placii pînă la componentele schemei.

1.6.5. Convertor A/D rapid

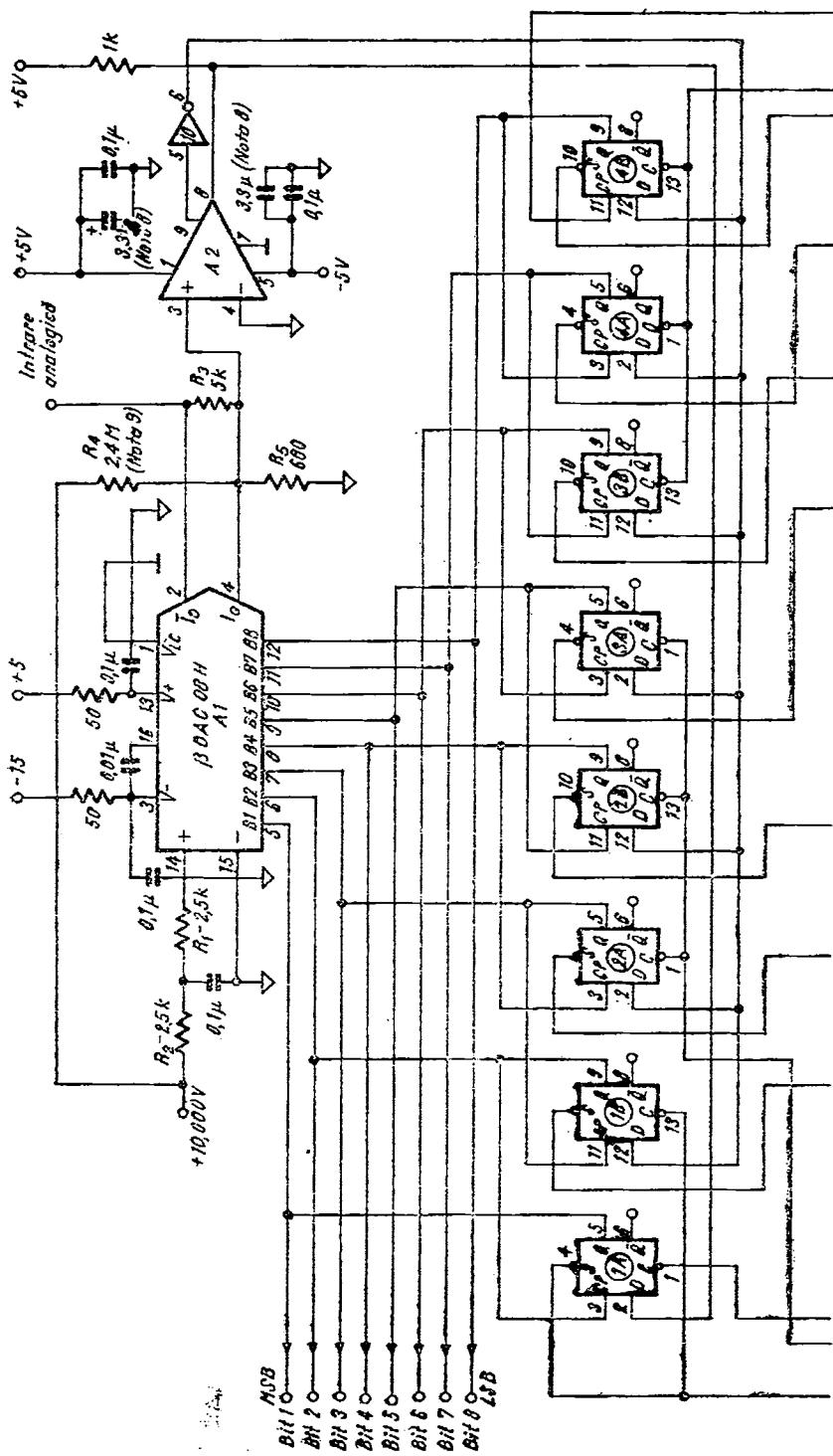
În figura 1.45 se prezintă schema electrică completă pentru conversie analog/digitală rapidă (ciclul de conversie de 1 μ s). Conversia este inițiată atunci cînd semnalul *START* este în starea logică 1 iar semnalul de tact cu frecvență de 13 MHz face tranziția din 0 în 1. Cu o întârziere de 9 ns, este generat de circuitul 7, un semnal de inițializare și un semnal de inhibare, *STROB*. Astfel circuitele 1, 2, 3, 4 sunt inițializate încît toate ieșirile sănt 0 cu excepția *MSB* care este 1. registrele de deplasare (circuitele 5 și 6) sunt resetate avînd ieșirile în 0. Sînt pregătite condițiile pentru primul pas al ciclului de conversie cînd bitul *MSB* (B_1) este 1 iar ceilalți 0. Considerăm pentru tensiunea din intrarea analogică valoarea 0 V, iar comparatorul testînd polaritatea tensiunii din intrarea sa neinversoare, va avea ieșirea în stare logică 0 care se aplică intrărilor *D* ale celor opt bistabile (circuitele 1, 2, 3, 4). În figura 1.46 se prezintă diagrama de semnale utilizată pentru explicarea funcționării. Bistabilele de tip 74S74 își schimbă starea pe frontul pozitiv al impulsului de tact; astfel la momentul notat 1 pe diagrama semnalului *CP₁*, semnalele *RESET* 1, 2, 3 revin în starea 1.

Registrul de deplasare (circuitul 5) așteaptă un front pozitiv al semnalului *CP_e*. La momentul notat 2, apare frontul pozitiv al lui *CP₂* și se produce transferul stării 1 de la ieșirea *5A-Q* la ieșirea *5B-Q*; apoi *5B-Q* trcește în 0, determinînd trecerea lui *1B-Q* în 1 și validarea stării 0 a comparatorului în ieșirea bistabilului *1A*, notată *BIT 1*. Stările celorlalte șase bistabile rămîn nemodificate, deoarece nu apar tranziții pentru intrările de tact ale acestora. Răspunsul comparatorului corespunzător bitului 1 este memorat și se trece la testarea bitului 2.

Procesul continuă cu ajutorul registrelor de deplasare (circuitele 5, 6) care dau posibilitatea testării răspunsului comparatorului pentru ceilalți biți de la bitul 2 la bitul 8. După testarea bitului 8 semnalul de ieșire *EOC* trcește în 1, indicînd că rezultatul paralel al conversiei A/D este disponibil la ieșire (*BIT 1*, *BIT 2*, ..., *BIT 8*).

În cazul funcționării în modul de lucru cu conversie continuă (de altfel cazul cel mai des întlnit) ieșirea *EOC* se conectează la intrarea *START*. Deoarece rezultatul conversiei este disponibil atunci cînd *EOC* trcește în 1, este convenabil să utilizăm frontul pozitiv al ieșirii *STROB* drept semnal de tact pentru două circuite 74S175 avînd rolul de registru tampon de 8 biți. Deoarece semnalul *STROB* trcește în 1 înainte să înceapă un nou ciclu de conversie, există timp suficient pentru stabilirea ieșirilor acestui registru de 8 biți (în jur de 35 ns).

Datorită domeniului de valori pentru timpul de stabilire al convertorului, *ΣDAC 08*, de la 100 ns pentru *BIT 1* la 40 ns pentru *BIT 8*, ar fi necesare, în cazul ideal, intervale pentru testare și decizie de mărime descrescîndă. Practic o asemenea secvență este greu de generat la un preț scăzut, astfel încît se face un compromis: pentru primii patru biți se lucrează cu intervale de 160 ns, iar pentru ultimii patru biți cu intervale de 80 ns; acest lucru este realizat cu cele două semnale de tact *CP₁* și *CP₂* (vezi figura 1.46) de 13 MHz și 6,5 MHz.



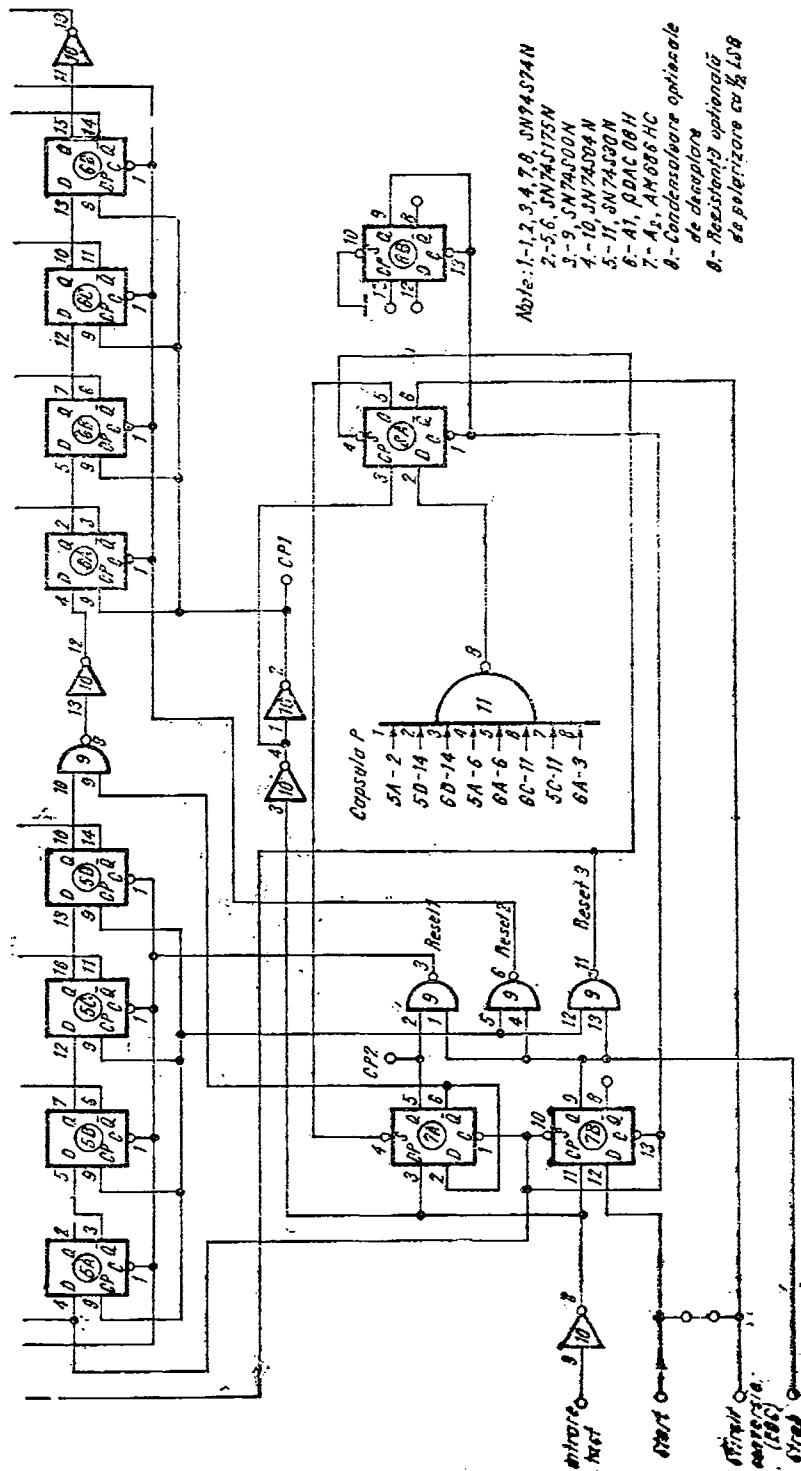


Fig. 1.45. Convertor A/D rapid (durata ciclului de conversie 1 μ s).

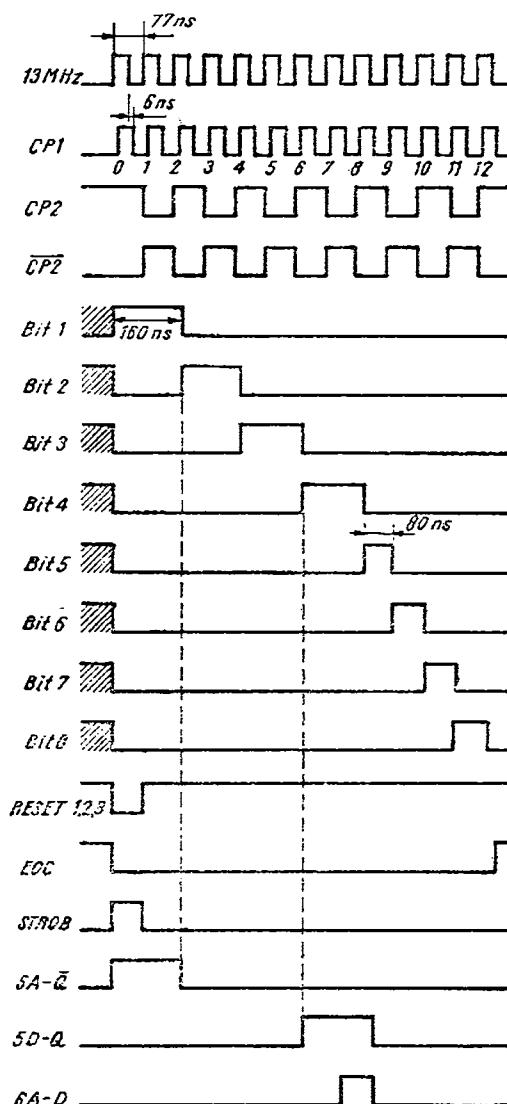


Fig. 1.46. Diagrama de semnale pentru tensiunea $V_{cc} = OV$ la intrarea sistemului de conversie A/D din figura 1.45.

• componentele pentru zona analogică sunt localizate cît mai aproape de conectorul de date, astfel încît traseele pentru semnalele analogice la conector să fie scurte;

• ieșirea comparotorului este recomandat să aibă un traseu cît mai departat de intrările sale pentru a evita cuplajul capacativ ce poate conduce la oscilație.

Proiectarea acestei scheme a condus la utilizarea seriei 74 de circuite în logică TTL Schottky datorită vitezei de lucru, prețului și compatibilității cu comparotorul AM 686. Utilizarea unor circuite cu logică ECL ar fi determinat o ușoară creștere a vitezei de lucru cu prețul unui consum mult sporit de putere.

Pentru realizarea cu bune rezultate a schemei de conversie prezentate, la nivel de cablaj trebuie respectate cîteva reguli importante:

- masa logică trebuie separată de masa analogică, ele trebuie să se întâlnescă într-un singur punct;

- traseele de semnale logice trebuie să fie cît mai departe de zonele analogice sensibile ale schemei, acest lucru este important în special pentru nodul din intrarea comparotorului;

- pentru cazul circuitelor logice TTL-Schottky, traseele pentru masa logică și pentru tensiunea de alimentare (V_{cc}) trebuie să fie groase și să prezinte puncte de decuplare cu capacitate suficient de mare;

- traseul ce unește ieșirea convertorului cu intrarea comparotorului trebuie să fie scurt și înconjurat de masa analogică;

1.6.6. Convertor A/D cu intrare diferențială

Cele două ieșiri complementare de curent ale convertorului $\beta DAC 08$ și capacitatea de multiplicare a acestuia fac posibilă utilizarea sa în cadrul conversiei A/D diferențială; în acest caz informația binară din ieșire (8 biți) conține și semnul tensiunii măsurate. În figura 1.47 se prezintă schema electrică de principiu pentru această aplicație. Considerind comparatorul ideal, se poate scrie relația:

$$V_{IN} = 2,5 \text{ k}\Omega \times (I_o - \bar{I}_o)$$

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} I_{REF}$$

se obține

$$V_{IN} = \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{256} I_{REF} (2N - 255),$$

unde N este valoarea numerică a curentului binar de 8 biți din intrarea convertorului. Ținând seama de ultima relație, tensiunea diferențială din intrare, V_{IN} , este proporțională cu numărul $(2N - 255)$, astfel informația logică la ieșire (8 biți) are următoarea semnificație: bitul B_1 (MSB) reprezintă pola-

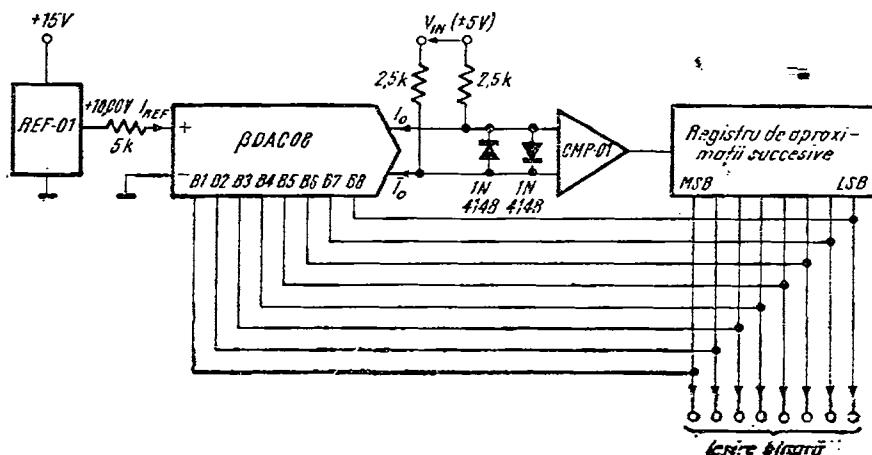


Fig. 1.47. Conversie A/D diferențială.

ritatea tensiunii ($B_1 = 1$ pentru semnul plus și $B_1 = 0$ pentru semnul minus) iar valoarea tensiunii este dată de numărul zecimal atașat numărului binar de 8 biți, B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 dacă semnul este plus respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1 dacă semnul este minus. Pentru cazul $V_{IN} = 0$ se obține la ieșire informația binară corespunzătoare valorilor $N = 127$ și $N = 128$, ceea ce înseamnă că rezultatul conversiei A/D diferențiale are eroarea $\pm \frac{2,5 \text{ k}\Omega}{256} I_{REF} \simeq \pm 20 \text{ mV}$.

Această schemă de conversie prezintă avantajul unei intrări diferențiale; pentru funcționare corectă tensiunea diferențială trebuie să fie în domeniul $\pm 5 \text{ V}$ iar tensiunea de mod comun în domeniul $\pm 3 \text{ V}$ (dacă tensiunea diferențială este în domeniul $\pm 10 \text{ V}$ trebuie ca rezistențele din intrare să fie de $5 \text{ k}\Omega$ în loc de $2,5 \text{ k}\Omega$ iar tensiunea de mod comun să fie 0 V).

Dacă viteza de conversie nu este critică, conversia A/D se poate face cu numărare bidirectională.

1.6.7. Sistem de conversie A/D controlat de microprocesor

● Configurația generală a sistemului

Datorită capabilității convertorului $\beta DAC\ 08$ de a funcționa la tensiuni reduse de alimentare ($\pm 5 \text{ V}$) și de interfațare cu orice tip de logică, acesta este foarte potrivit în sistemele cu microprocesor. Un asemenea sistem

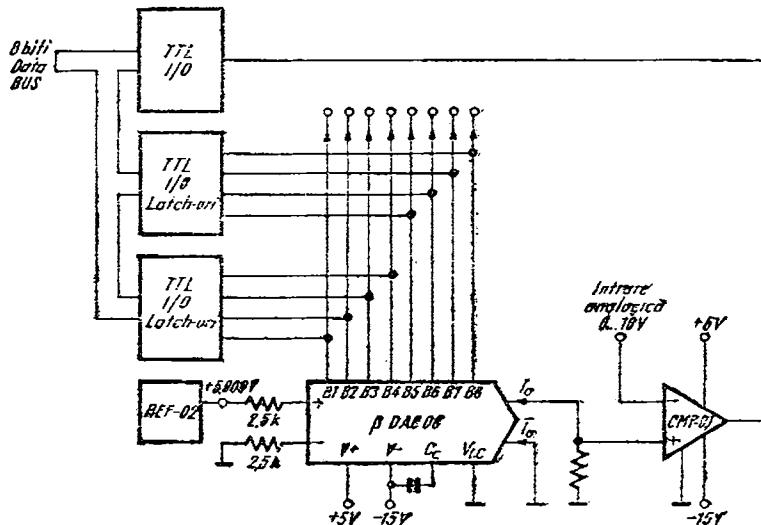


Fig. 1.43. Schema de principiu pentru sistem de conversie A/D controlat de microprocesor

este prezentat în figura 1.48. Acest sistem realizează conversia A/D a unui semnal analogic cu valori între 0 și +10 V, în informație binară de 8 biți ce reprezintă rezultatul conversiei. Controlul conversiei A/D este făcut de microprocesor prin intermediul unei interfețe logice; programind memoria *ROM* din sistem cu algoritmul pentru aproximări succesive sau algoritmul de urmărire, pentru conversia A/D, toată logica operației de conversie este furnizată de microprocesor. Aceasta este o cale necostisitoare ca preț și realizare fizică deoarece nu mai sunt necesare obișnuitele circuite logice componente ale sistemului de conversie A/D fără microprocesor.

● *Conversia A/D utilizând βDAC 08 controlat cu microprocesorul 8080 A.*

În această aplicație se prezintă o metodă simplă, de preț scăzut, pentru conversie A/D de 8 biți utilizând convertorul βDAC 08 și microprocesorul 8080 A. Cu ajutorul unui program optim s-a reușit eliminarea circuitelor periferice de separare. Ușor de extins la conversie de 10 sau 12 biți, metoda prezentată poate fi implementată și pentru alte microprocesoare care au altă distribuție pentru calea de adrese și calea de date.

Acest sistem folosește capacitatea miroprocesorului 8080 A de a simula schema logică pentru aproximării succesive. Schema electrică pentru interfațarea convertorului βDAC 08 cu microprocesorul 8080 A este prezentată în figura 1.49. Ultimii cei mai puțin semnificativi opt biți ai bus-ului de adresă reprezintă date pentru intrările convertorului βDAC 08. În continuare se prezintă programul subrutinei ce realizează funcționarea sistemului:

$0 \div 200 \text{ mV}$ în trepte de 1 mV

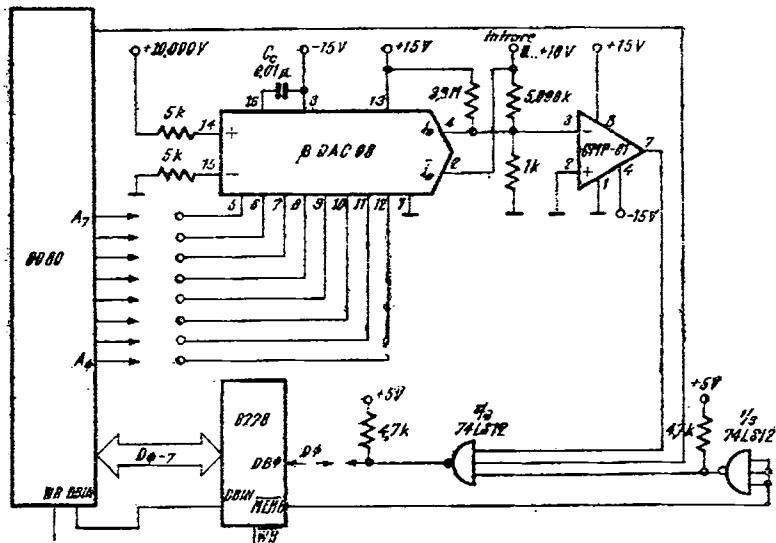


Fig. 1.49. Interfațarea convertorului βDAC 08 cu microprocesorul 8080 A.

START: LXI B, 0800; se încarcă bitul *MSB* în registrul *B* și se rese-tează registrul *C*.

MOV A, B se transferă bitul *MSB* în acumulator
MOV H, A; se setează bitul pentru *MEMORY MAP. I/O (A15)*

TEST: *ORA C* se adună valoarea ultimului test
MOV L, A se transferă testul curent în registrul *L*
MOV A, M se testează starea ieșirii comparitorului
ANA A se setează flag-urile
JPO TOOHI; se devalidează bitul testului în curs
MOV A, B se primește bitul testului în curs
ORA C se face totalul pînă în acest moment
MOV C, A; se păstrează totalul

TOOHI: *MOV A, B* se încarcă valoarea ultimului bit de test
RAR se rotește acumulatorul la dreapta (spre *LSB*)
MOV B, A; se păstrează valoarea noului bit de test
JNC TEST se trece la adresa *TEST* dacă programul continuă
END rezultatul conversiei se află în registrul *C*

Acest mod de adresare apelează convertorul β DAC 08 ca o memorie *ROM* de tipul 256×1 . Timpul de conversie, interfața propriu-zisă și lungimea subrutinei de lucru sînt minimezate datorită timpului de stabilire scurt ce caracterizează convertorul β DAC 08, mai mic decît durata unui ciclu al microprocesorului. Nu sînt necesare instrucțiuni *NOP* sau *WAIT* pentru a produce întîrzieri în execuția programului subrutinei.

Instrucțiunea (*MOV, L, A*) transferă valoarea de test în registrul *L* de adrese al memoriei care controlează cei mai puțin semnificativi 8 biți, stabilind valoarea bitului de control pentru *DAC*. Tensiunea de intrare (a cărei conversie se efectuează) determină un curent ce se compară cu curentul din ieșirea convertorului β DAC 08 în intrarea comparitorului *CMP-01*. Instrucțiunea (*MOV A, M*) validează trecerea în acumulatorul din 8080 *A* a rezultatului dat de *CMP-01* în urma operației de comparare. Procesorul continuă apoi să efectueze operațiile logice necesare pentru realizarea conversiei analog-digitale. Este necesară o zonă de memorie de 21 bytes pentru programul subrutinei de conversie, durată conversiei de 8 biți fiind între 235 și 285 μ s, folosind un tact de 2 MHz. Durata variază ușor în funcție de tensiunea măsurată, deoarece sunt necesari pași suplimentari de program, dacă trebuie păstrat bitul de decizie. Digitizarea se realizează pentru domeniul 0 ... +10 V al tensiunii de intrare; pentru alte domenii se modifică valoarea rezistenței din intrarea analogică (în acest caz 5,000 $k\Omega$).

1.6.8. Adunarea sau scăderea binară cu ieșire analogică

Asemenea operații se pot efectua folosind schema de principiu prezentată în figura 1.50. Deoarece cele două convertoare lucrează cu aceeași curenti de referință se poate exprima fiecare din curentii de ieșire ai acestora ca fiind produsul între valoarea zecimală a cuvântului logic din intrare și valoarea cuvântului de referință respectiv. Astfel se poate scrie:

$$I_{OA} = \frac{1}{256} N(A) \times I_{REF}, \quad I_{OB} = \frac{1}{256} N(B) \times I_{REF},$$

unde $N(X)$ este valoarea numerică zecimală a cuvântului logic X .

În funcție de poziția comutatorului K , se efectuează operația de adunare sau de scădere a curentilor I_{OA} și I_{OB} . Tensiunea la ieșire, E_o , va avea expresia:

$$E_o = R_1(I_{OA} \pm I_{OB}) = R_1 I_{REF} [N(A) \pm N(B)] \frac{1}{256}$$

Vom considera pentru simplitate că $R_1 = R_2 = R$; cu această observație și ținând seama de relațiile

$$N(A) \pm N(B) = N(A \pm B) \quad \text{și} \quad V_{REF} = RI_{REF},$$

se obține

$$E_o = V_{REF} N(A \pm B) \frac{1}{256},$$

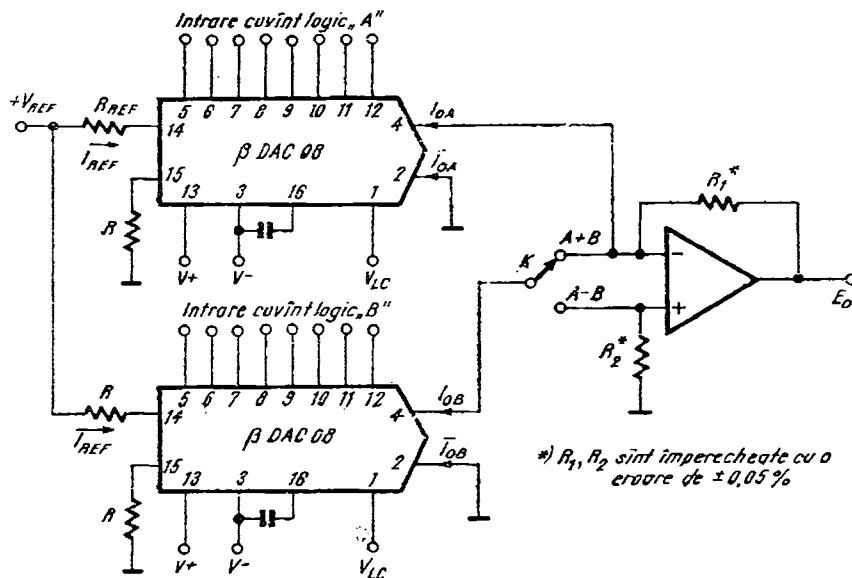


Fig. 1.50. Adunare sau scădere binară cu ieșire analogică.

adică tensiunea la ieșire corespunde operației de adunare sau scădere între cuvintele logice A și B .

Operația aritmetică în cadrul conversiei D/A are o durată determinată de suma între timpul de stabilire al convertorului (100 ns) și al amplificatorului utilizat în conversia curent/tensiune din ieșire. Asemenea operații aritmetice se pot efectua între cuvinte logice aparținând unor familii logice diferite, în acest caz se aplică tensiuni pentru controlul pragului logic, V_{LC} , de valori corespunzătoare.

Datorită ieșirii în tensiune, mărimea de la ieșire, E_o , furnizează și semnul operației aritmetice prin polaritatea acestei tensiuni. În sfîrșit, această schemă realizează un avantaj major față de alte scheme în cazul sistemelor cu prelucrări numerice și reconstituiri de semnale analogice, deoarece asemenea funcții sunt obținute cu un număr minim de componente.

1.6.9. Adunare binară în patru cadrane cu ieșire analogică

În figura 1.51 este prezentată schema electrică de principiu care realizează suma algebraică (cu semn) a două numere binare, ieșirea schemei fiind analogică (în tensiune). Astfel pentru tensiunea de ieșire E_o se poate scrie relația:

$$E_o = (5 \text{ V}) \frac{[2N(A) - 255] + [2N(B) - 255]}{256}$$

unde $N(A)$ și $N(B)$ reprezintă valoarea numerică zecimală a numerelor binare A și B ; relația precedentă poate fi rescrisă sub forma:

$$E_o = (5 \text{ V}) \frac{N^*(A) + N^*(B)}{256} = (5 \text{ V}) \frac{N^*(A + B)}{256}$$

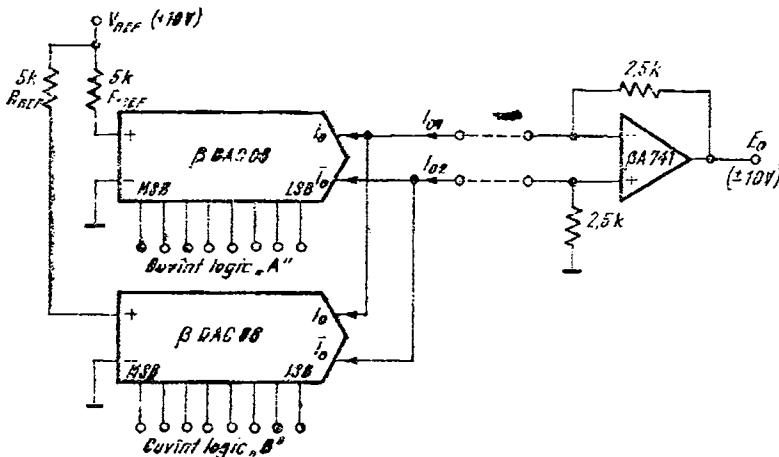


Fig. 1.51. Adunare binară în patru cadrane (schemă de principiu).

unde $N^*(A)$ și $N^*(B)$ sunt valorile numerice zecimale determinate astfel: se consideră cuvintele binare la intrări $A = A_1, A_2, \dots, A_8$, $B = B_1, B_2, \dots, B_8$, atunci semnele pentru N^* sunt date de bitul MSB (A_1 respectiv B_1); dacă A_1 sau $B_1 = 1$ atunci semnul este plus și valorile $N^*(A)$, $N^*(B)$ corespund numerelor binare A_2, A_3, \dots, A_8 , 1 respectiv B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 iar pentru $A_1, B_1 = 0$ semnul este minus și valorile $N^*(B)$, $N^*(B)$ corespund numerelor binare $\bar{A}_2, \bar{A}_3, \dots, \bar{A}_8$, 1 respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1.

Relația precedentă ne arată că tensiunea la ieșire E_0 este proporțională cu suma algebraică a cuvintelor binare A și B .

1.6.10. Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (între-un singur cadran)

Produsul digital a două cuvinte de 8 biți se poate realiza cu schema de principiu prezentată în figura 1.52. Notând cu $N(A)$ și $N(B)$ valoarea numerică a cuvintelor binare A și B se pot scrie relațiile:

$$I_{o1} = N(A) \frac{1}{256} I_{REF1},$$

$$I_{o2} = N(B) \frac{1}{256} I_{REF2},$$

Deoarece $I_{REF1} = \frac{V_{REF}}{R_1}$ iar $I_{REF2} = \frac{R_2}{R_3} I_{o1}$ se obține:

$$I_{o2} = N(A) N(B) \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{R_2}{R_3} \left(\frac{1}{256} \right)^2$$

Relația precedentă ne arată că la ieșirea schemei se obține un curent, I_{o2} proporțional cu produsul valorilor numerice zecimale ale cuvintelor binare A și B .

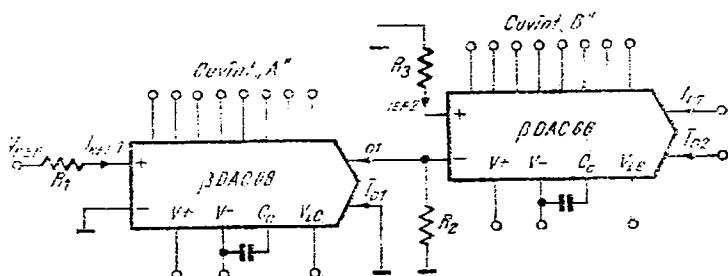


Fig. 1.52. Schema de principiu a unui multiplicator binar (2×8 biți) cu ieșire analogică.

Schela prezentată poate fi privită ca realizând controlul digital prin cuvîntul binar A asupra mărimei la capăt de scală a curentului I_{o2} deoarece are expresia:

$$I_{FS2} = \frac{255}{256} \frac{N(A)}{256} \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{R_2}{R_3}.$$

Pentru funcționarea corectă trebuie ca valorile curentilor de referință I_{REF1} și I_{REF2} să nu depășească 4 mA; dacă se consideră $I_{REF1} = 2$ mA, trebuie ca $R_2/R_3 < 2$.

Această schelă se utilizează foarte eficient în cazul sistemelor ce prelucră numeric valorile eșantionate din semnale analogice, după care se reconstituie semnalul rezultat în urma prelucrării, aceste funcții fiind realizate cu un număr minim de circuite.

1.6.11. Înmulțirea între o mărime analogică și un cuvînt logic, cu ieșire analogică

În cazul acestei operații de multiplicare cu ieșire analogică, polaritatea mărimei de ieșire este dată de produsul între polaritatea tensiunii de intrare, V_{IN} , și semnalul intrării binare de 8 biți (bitul MSB este bitul de semn). Schela electrică de principiu este prezentată în figura 1.53; se pot scrie relațiile

$$V_{IN} = (I_{REF1} - I_{REF2}) \times 10 \text{ k}\Omega$$

$$I_o = I_{o1} + \bar{I}_{o2} = I_{o1} - I_{o2} + \frac{255}{256} I_{REF2}$$

$$I_o^* = \bar{I}_{o1} + I_{o2} = I_{o2} - I_{o1} + \frac{255}{256} I_{REF1}$$

$$I_{o1} = \frac{N}{256} I_{REF1}, \quad I_{o2} = \frac{N}{256} I_{REF2}$$

unde N este valoarea numerică a intrării binare de 8 biți.

Din relațiile precedente se obține:

$$I_o - I_o^* = \frac{1}{256} \frac{V_{IN}}{10 \text{ k}\Omega} (2N - 255)$$

Deci diferența curentilor în ieșirile schemei I_o și I_o^* este egală cu produsul între tensiunea diferențială din intrare, V_{IN} și valoarea numerică ce corespunde cuvîntului de 8 biți deplasat la stînga cu o poziție și avînd 1 pe ultima poziție din dreapta; adică considerînd valoarea numerică N pentru numărul binar B_1, B_2, \dots, B_8 valoarea numerică $(2N - 255)$ corespunde numărului

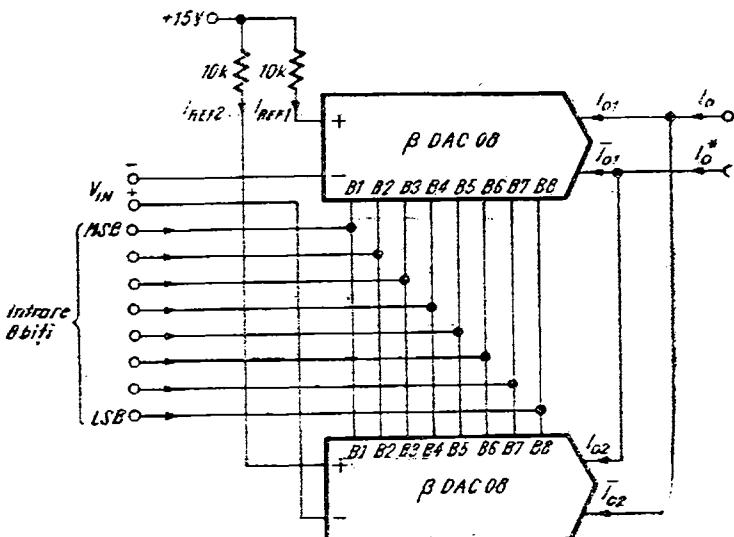


Fig. 1.53. Schema de principiu a multiplicatorului în patru cadrane.

binar B_1, B_2, \dots, B_8 , 1. Acest număr binar de 9 biți corespunde unui număr de 8 biți plus semn. Semnul este dat de bitul MSB al cuvântului de 8 biți din intrare, iar valoarea numerică corespunde cuvântului de 8 biți B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 dacă semnul este plus ($B_1 = 1$), respectiv cuvântului de 8 biți $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1 dacă semnul este minus ($B_1 = 0$). Astfel diferența $I_o - I_o^*$ se poate exprima și sub forma

$$I_o - I_o^* = \frac{V_{IN}}{10 \text{ k}\Omega} (\pm N^*) \frac{1}{256},$$

unde semnul este + dacă $B_1 = 1$, respectiv - dacă $B_1 = 0$; valoarea numerică zecimală N^* corespunde numărului binar de 8 biți B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 dacă $B_3 = 1$, respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1 dacă $B_1 = 0$.

Se observă că multiplicarea nu este perfectă deoarece nu există nici o configurație binară de 8 biți pentru care $I_o - I_o^*$ să se anuleze. Valoarea minimă se obține în cazul valorilor 127 și 128 pentru N :

$$I - I_o^* = \frac{V_{IN}}{10 \text{ k}\Omega} (\pm 1) \frac{1}{256}.$$

Acest multiplicator primește la intrare o tensiune diferențială ce dezechilibrează curentii de referință a căror valoare este determinată și de tensiunea de mod comun a intrărilor (+), (-) pe care se aplică tensiunea V_{IN} . Pentru funcționarea corectă a schemei este indicat ca tensiunea diferențială și tensiunea de mod comun să nu depășească ± 10 V.

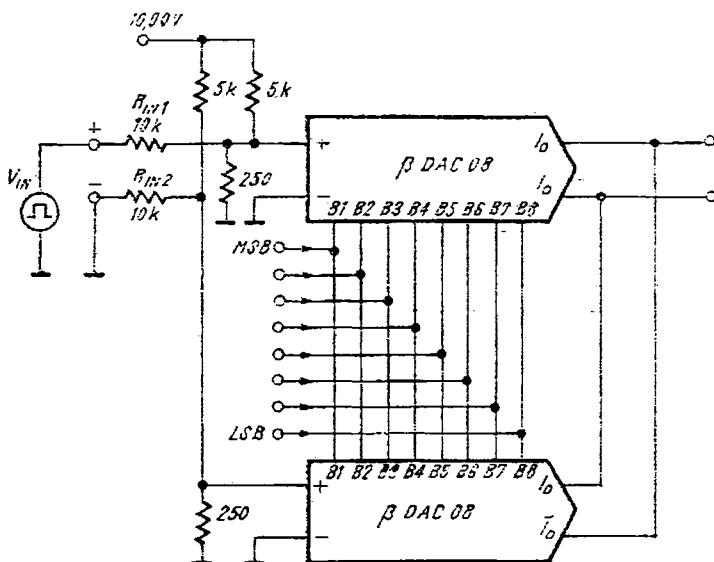


Fig. 1.54. Schema de principiu pentru multiplicator de viteza în patru cadrane.

Ieșirea multiplicatorului este diferențială în curent, în ieșire nu este atașat un amplificator operațional deoarece în cele mai multe cazuri cele două ieșiri diferențiale comandă direct transformatoare, traductoare, linii de transmisie, punți, infășurări de motoare.

În cele două ieșiri apare o componentă de mod comun de curent ce trebuie preluată de sarcina diferențială; o pereche de rezistențe împerecheate conectate în cele două ieșiri pot fi folosite pentru dirijarea către „masă” a curentului de mod comun al celor două ieșiri, în acest mod reducindu-se excursia de tensiune de mod comun pentru acestea.

Deoarece tensiunea de intrare se aplică în intrările inversoare ale celor două convertoare, între aceste puncte apare o impedanță de valoare mare, ce favorizează prezența unei surse de tensiune cu impedanță internă nenulă.

În figura 1.54 se prezintă schema unui multiplicator de viteza în patru cadrane. Această aplicație utilizează capabilitatea convertorului β-DAC 08 de a funcționa cu impulsuri în intrarea de referință. Rezistențele de intrare R_{IN1} și R_{IN2} pot avea valori peste $10\text{ k}\Omega$; astfel pentru $100\text{ k}\Omega$ tensiunea de intrare V_{IN} poate avea valori de $\pm 100\text{ V}$, situație utilă în cazurile cînd există tensiuni de mod comun de valoare ridicată.

1.6.12. Înmulțirea a două cuvinte binare cu ieșire analogică (în patru cadrane)

Operația de multiplicare de viteza între două cuvinte binare de 8 biți, cu ieșire analogică necesită în mod normal cîteva circuite logice și un convertor D/A. Schema prezentată în figura 1.55 realizează această funcție cu numai trei circuite.

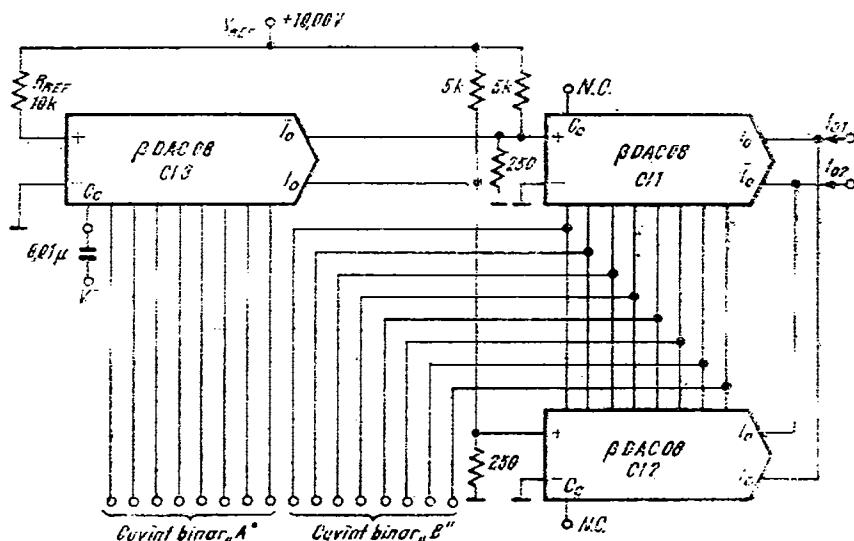


Fig. 1.55. Multiplicare binară în patru cadrane (schema de principiu).

Convertoarele CI_1 și CI_2 sunt conectate ca în cazul aplicației 1.6.11 iar convertorul CI_3 asigură tensiunea pentru intrările de referință ale convertoarelor CI_1 și CI_2 , care depinde de cuvîntul binar A . Mărimea de ieșire este $I_{o1} - I_{o2}$, fiind utilizată pentru comanda unei sarcini diferențiale. Înțînd seama de figura 1.55 și de rezultatele obținute în § 1.6.11 se poate scrie:

$$I_{o1} - I_{o2} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \frac{2N(A) - 255}{256} \frac{2N(B) - 255}{256},$$

unde $N(A)$ și $N(B)$ sunt valorile numerice zecimale pentru numerele binare A și B . Dacă cuvintele de 8 biți A și B se interpretează ca avînd bitul MSB bit de semn atunci relația precedentă se poate scrie astfel:

$$I_{o1} - I_{o2} = 1 \text{ mA} \frac{N^*(A) N^*(B)}{(256)^2},$$

unde $N^*(A)$ și $N^*(B)$ sunt valorile numerice cu semnul dat de bitul MSB al numerelor A și B ; considerînd $A = A_1, A_2, \dots, A_8$ și $B = B_1, B_2, \dots, B_8$, valorile numerice $N^*(A)$ și $N^*(B)$ sunt date de cuvintele de 8 biți $A_2, A_3, \dots, A_8, 1$ și $B_2, B_3, \dots, B_8, 1$, dacă $A_1 = 1$ și $B_1 = 1$ (pentru semnul plus) respectiv de cuvintele $\bar{A}_2, \bar{A}_3, \dots, \bar{A}_8, 1$ și $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8, 1$, dacă $A = 0$, $B = 0$ (pentru semnul minus).

1.6.13. Împărțire între o mărime analogică și un cuvînt logic cu ieșire analogică

Această operație de împărțire este realizată cu schema din figura 1.56. Pentru a explica funcționarea schemei se folosește relația următoare, dedusă ținând seama de figura 1.56,

$$\frac{V_{REF}}{R_3} = \frac{V_o}{R_1} [A] \frac{1}{256},$$

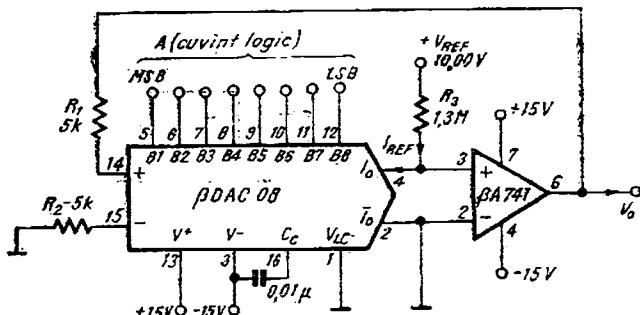


Fig. 1.56. Circuit pentru împărțirea între o mărime analogică și un cuvînt logic, cu ieșire analogică.

unde $[A]$ este valoarea numerică zecimală a cuvîntului logic aplicat în cele opt intrări; $[A]$ ia valori între 0 și 255.

Din relația precedentă se obține:

$$V_o = 256 \frac{R_1}{R_3} V_{REF} \frac{1}{[A]}.$$

Alegînd tensiunea V_{REF} în mod convenabil, se obține pentru tensiunea de la ieșire o variație între 10 V și 40 mV, în funcție de configurația logică a celor opt intrări.

1.6.14. Împărțire între două cuvînte logice cu ieșire analogică

Schema electrică a circuitului care realizează această operație de împărțire între două cuvînte logice de 8 biți este prezentată în figura 1.57. Se observă că se regăsește circuitul de împărțire prezentat în figura 1.57 în § 1.6.13, deci

$$V_o = \frac{256}{[A]} \frac{R_1}{R_3} V_{REF}.$$

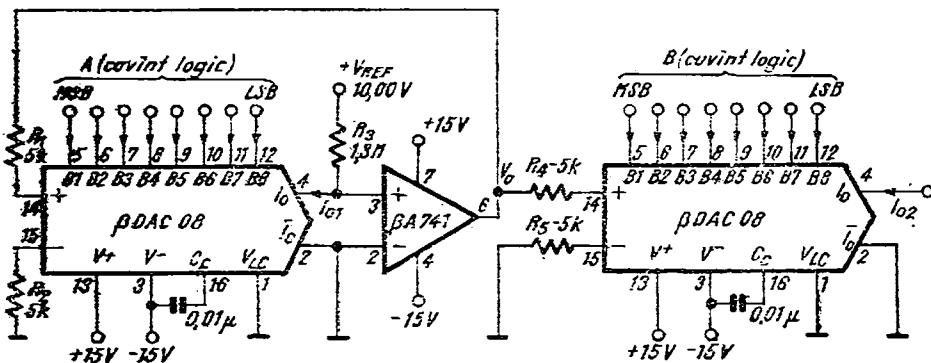


Fig. 1.57. Circuit pentru împărțire între două cuvinte logice cu ieșire analogică.

Al doilea convertor, $\beta DAC08$ din schemă, furnizează în ieșire curentul I_{02} , pentru care se poate scrie relația:

$$I_{02} = \frac{V_o}{R_4} [B] \frac{1}{256}$$

Tinând seama de expresia lui V_o , se obține:

$$I_{02} = \frac{V_{REF}}{R_4} \frac{R_1}{R_3} \frac{[B]}{[A]} = K \frac{[B]}{[A]}$$

În funcție de configurația logică a cuvintelor A și B , curentul la ieșirea schemei, I_{02} , variază între $8 \mu\text{A}$ și 2 mA , fiind proporțional cu raportul valorilor numerice $[B]$ și $[A]$.

1.6.15. Raportul a două tensiuni analogice (într-un singur cadran) cu ieșire binară.

În figura 1.58 este prezentată schema electrică a circuitului care realizează împărțirea între două mărimi analogice (tensiunile V_{REF} și V_{IN}) și conversia A/D a acestui raport.

Curentul la ieșirea convertorului $\beta DAC08$, I_o , este comparat cu curentul I_{IN} furnizat de tensiunea V_{IN} prin rezistența R_3 ; prin intermediu comparației și a Registrului de Aproximații Succesive este controlat curentul I_o astfel încât bucla de reacție negativă conduce la egalitatea celor doi curenti I_o și I_{IN} . În acest caz se poate scrie relația:

$$I_{IN} = \frac{V_{IN}}{R_3} = I_o = \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{[C]}{256},$$

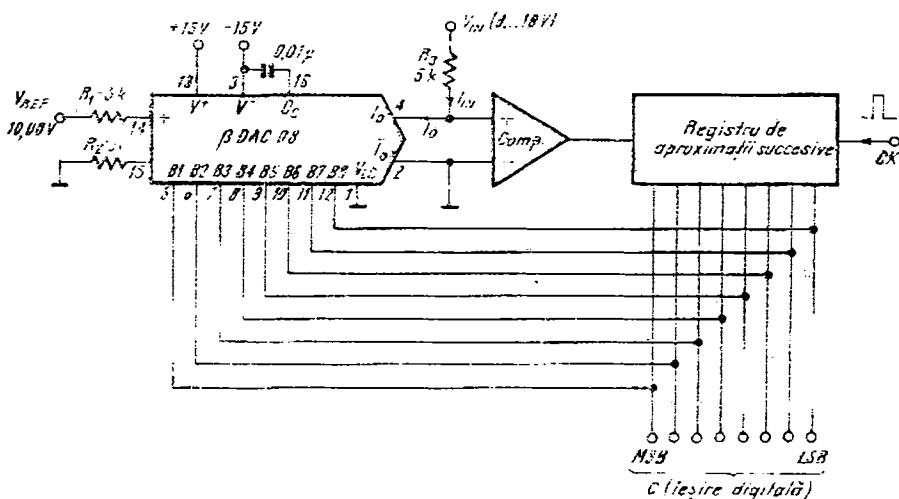


Fig. 1.58. Circuit pentru conversia digitală a raportului a două mărimi analogice.

unde $[C]$ este valoarea numerică zecimală a cuvântului logic de 8 biți furnizat la ieșire, C .

Din relația precedentă se obține:

$$[C] = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} \frac{R_1}{R_3} 256 = K \frac{V_{IN}}{V_{REF}},$$

adică valoarea numerică a ieșirii binare este proporțională cu raportul V_{IN}/V_{REF} . În cazul acestei scheme, tensiunea V_{REF} este constantă, și trebuie ca limita superioară a domeniului de valori pe care îl parcurge tensiunea V_{IN} să fie egală cu tensiunea V_{REF} , pentru o funcționare corectă.

1.6.16. Raportul a două tensiuni analogice (în patru cadrane) cu ieșire binară

Schema electrică de principiu prezentată în figura 1.59 realizează conversia binară a raportului a două tensiuni diferențiale, această schemă este o combinație între schemele din figurile 1.53 și 1.58. Notând cu N numărul atașat cuvântului binar de 8 biți de la ieșire, se poate scrie relația:

$$\frac{V_x}{V_y} = \frac{2N - 255}{256}.$$

Astfel rezultatul conversiei poate fi interpretat astfel: în funcție de polaritatea raportului V_x/V_y , bitul $B1$ (MSB) al ieșirii este 1 pentru semnul plus

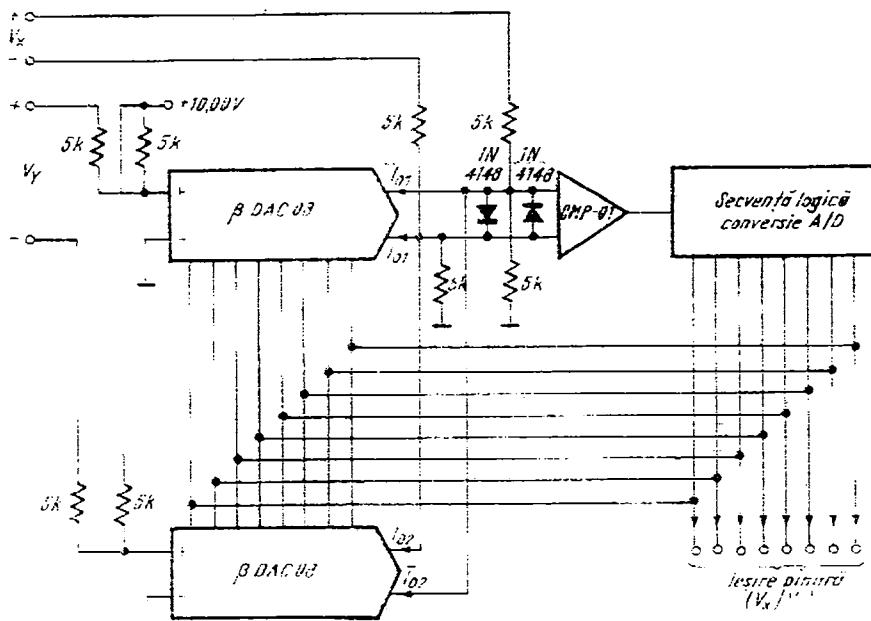


Fig. 1.59. Conversie A/D a raportului de tensiuni.

respectiv 0 pentru semnul minus, valoarea raportului este dată de numărul zecimal corespunzător numărului binar de 8 biți B_2, B_3, \dots, B_8 , 1 în cazul cînd $B_1 = 1$, respectiv $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1 dacă $B_1 = 0$. Această schemă de conversie măsoară rapoarte în gama 0 – 40 dB. Pentru funcționarea corectă a schemei, intrările diferențiale trebuie să aibă tensiuni diferențiale în domeniul $\pm 5V$ și tensiuni de mod comun în domeniul $\pm 5V$.

1.6.17. Atenuator programabil cuplat în curent continuu

Schemă electrică a atenuatorului programabil este prezentată în figura 1.60. Controlul atenuării se face prin cele opt intrări logice, iar al treilea convertor are rolul să compenseze componenta de curent continuu ce apare la ieșirea convertorului ce lucrează ca atenuator. Existența componentei continue la intrare este necesară deoarece tensiunea din intrare e_i , are polaritate dublă. Considerind valoarea numerică a celor opt intrări logice sub forma $N(B_{1-8})$, pentru tensiunea de ieșire, E_o , se poate scrie relația:

$$E_o = (+15 \text{ V}) \left(\frac{R_2}{R_4} - \frac{R_3}{R_5} \right) + e_i \frac{R_2}{R_1} N(B_{1-8}) \frac{1}{256}.$$

Deoarece $R_2 = R_3 = R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ și $R_4 = R_5 = 14 \text{ k}\Omega$ se obține:

$$E_o = \frac{R_2}{R_1} N(B_{1-8}) \frac{1}{256} e_i.$$

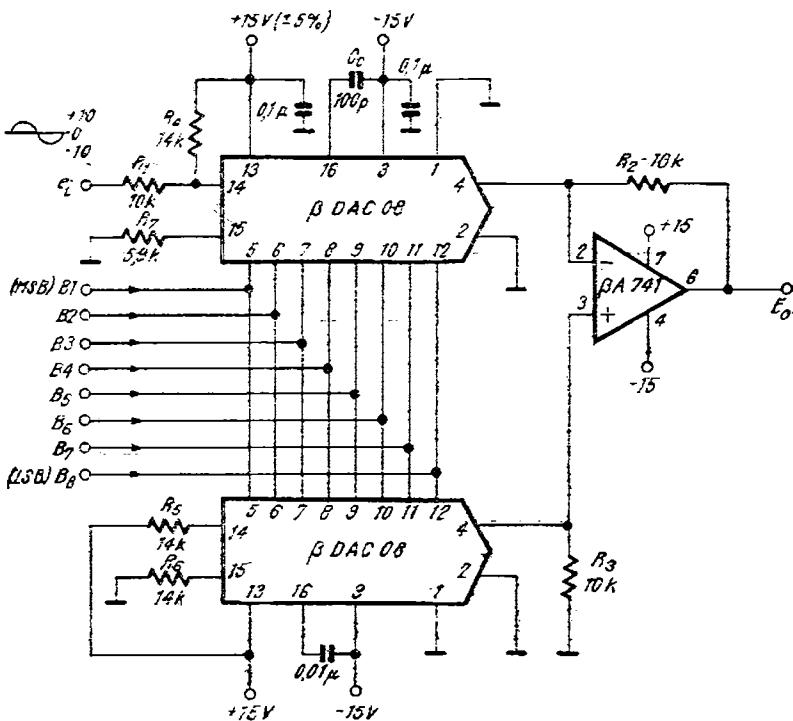


Fig. 1.60. Atenuator programabil cuplat în curent continuu.

Relația precedentă arată că ieșirea poate fi cuplată în curent continuu (deoarece componenta continuă a fost compensată), iar amplificarea atenuatorului programabil depinde de raportul R_2/R_1 .

Se observă condițiile necesare pentru o funcționare corectă a schemei:

- Amplitudinea tensiunii sinusoidale (E_t) verifică relația

$$\frac{15V}{R_4} - \frac{E_t}{R_1} > 0;$$

- Rezistențele R_2 , R_3 , R_4 , R_5 satisfac relația

$$\frac{R_2}{R_4} - \frac{R_3}{R_5} = 0.$$

Acest atenuator programabil funcționează cu performanțe foarte bune de distorsiuni pentru gama frecvențelor audio (0 ... 20 kHz), considerind pentru capacitatea de compensare (C_c) valoarea de 100 pF.

1.6.18. Atenuator programabil pentru aplicații audio

Schema electrică pentru această aplicație este prezentată în figura 1.61. Aceasta conține în esență schema prezentată în § 1.6.17 în figura 1.60, plus partea logică de comandă a convertoarelor de 8 biți.

Funcția de atenuare a semnalului audio din intrare, v_{IN} , este realizată prin intermediul celor două convertoare βDAC 08, tensiunea alternativă obținută la ieșirea convertorului este o fracțiune din tensiunea de intrare, corespunzător stăriilor logice ale celor 8 biți de comandă.

Cele două registre de deplasare de 4 biți, CDB 495, formează un registru de 8 biți ce dă comenziile pentru convertoare. Acest registru se umple cu 1 logic sau 0 logic, corespunzător comenziilor de deplasare dreapta sau stânga furnizate de restul schemei. Considerind că s-a realizat inițializarea registrului de deplasare, cele 8 ieșiri ale sale vor fi în starea logică 1. Printr-o comandă adecvată (*VOLUM MĂRIT*) se introduce în registru valoarea logică 0 de la dreapta spre stânga. Deoarece este folosită ieșirea complementară de curent, \bar{I}_o , considerind că s-a umplut registru pe o lungime de k poziții de la dreapta la stânga ($k \leq 8$), tensiunea v_o îndeplinește relația:

$$v_o = \frac{2^k - 1}{2^8 - 1} v_{IN}.$$

Dacă se aproximează $\frac{2^k - 1}{2^8 - 1}$ cu 2^{k-8} , relația precedentă conduce la următorul rezultat:

$$\log_2 v_o \approx (k - 8) + \log_2 v_{IN}.$$

Se observă că logaritmul tensiunii de ieșire crește liniar cu numărul k , obținându-se astfel funcția unui potențiometru logaritmnic sau atenuator de volum audio. Deoarece relația precedentă se bazează pe aproximarea prezentată mai sus se spune că această schemă este echivalentă cu un potențiometru pseudo-logaritmnic.

O dată cu creșterea volumului (semnalul de control „*VOLUM MĂRIT*” este în starea logică 0), deci cu deplasarea valorii 0 logic către stânga, se obțin și comenziile pentru blocul de afișaj, astfel încât pozițiile stinse să corespundă nivelului de atenuare a semnalului audio (cind toate *LED*-urile sănătătoare atenuarea este minimă adică volum maxim).

Cele două semnale de tact CK_1 și CK_2 corespunzătoare deplasării la dreapta și la stânga sunt date de oscillatorul realizat cu βE 555; acesta are două regimuri de funcționare. Un regim *la pornire*, cind se generează un semnal cu o frecvență de ordinul sutelor de Hertz, și al doilea regim de funcționare (regimul *normal*) cind este furnizat un semnal cu frecvență de ordinul unei fracții de Hertz.

Comenziile pentru creșterea sau micșorarea semnalului la ieșire sunt date prin intrările logice „*VOLUM MĂRIT*” și „*VOLUM MICȘORAT*” (vezi figura 1.61); aceste intrări sunt active pentru starea logică 0.

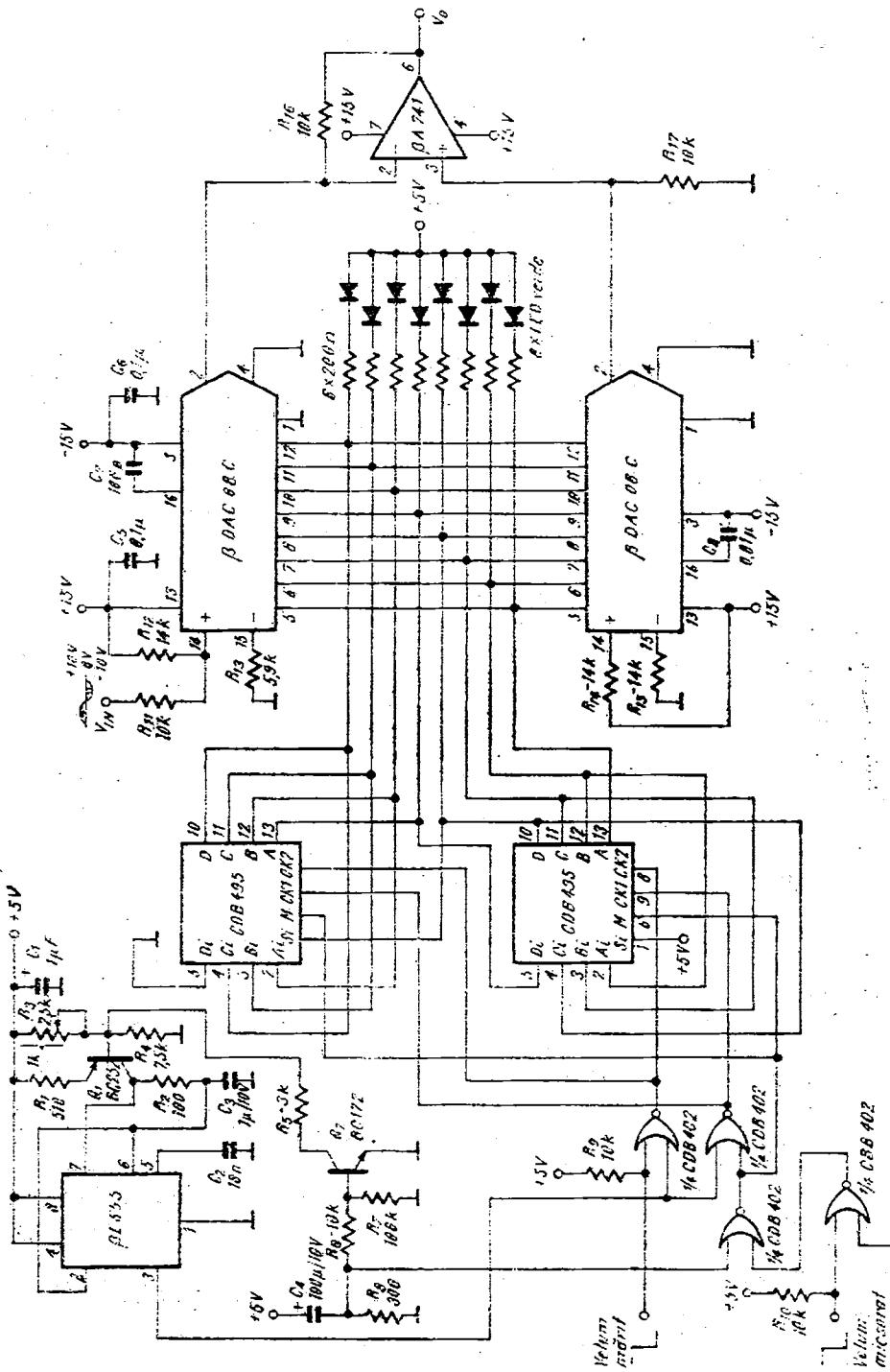


Fig. 1.61. Atenuator programabil pentru aplicații audio.

Regimul de pornire al oscilatorului are o durată de ordinul constantei de timp a grupului C_1, R_8 : $\tau_p = C_4 R_8 = 30 \text{ ms}$; pe această perioadă trebuie ca oscilatorul să furnizeze cel puțin opt impulsuri care să inițializeze stările ieșirilor celor două registre *CDB 495*. În acest caz tranzistorul Q_2 este saturat, determinind o polarizare a tranzistorului Q_1 la un curent I_p , determinat prin relația:

$$I_p = \left(V_{cc} \frac{R_3}{R_3 + R_5 || R_4} - V_{E31} \right) / R_1$$

Pentru valorile date în schema, se obține $I_p = 0,91 \text{ mA}$.

Deoarece tranzistorul Q_1 lucrează ca generator de curent, trebuie ca în timpul încărcării condensatorului C_3 să nu intre în saturatie. Dar C_3 se încarcă pînă la tensiunea $\frac{2}{3} V_{cc}$ (înțînd seama de funcționarea circuitului $\beta E 555$), astfel încît se obține:

$$V_{E31} \geq V_{cc} - (R_1 + R_2) I_p - V_{C3\max} = 1,1 \text{ V},$$

ceea ce arată că tranzistorul Q_1 nu intră în saturatie.

Perioada impulsurilor la pornire este $T_p = t_{1p} + t_{2p}$, unde t_{1p} și t_{2p} sunt intervalele de timp în care ieșirea lui $\beta E 555$ se află în starea logică 1 respectiv 0. Pentru t_{1p} și t_{2p} avem relațiile:

$$t_{1p} = \frac{2}{3} V_{cc} \frac{C_3}{I_p} = 3,6 \text{ ms}$$

$$t_{2p} = 0,693 R_2 C_3 = 0,069 \text{ ms} \quad (\text{această durată trebuie să fie de cel puțin cîteva } \mu\text{s}).$$

Astfel rezultă $T_p = 3,67 \text{ ms}$.

Intervalul de timp în care Q_2 este saturat se calculează cu relația:

$$t_p = C_4 R_8 \ln \frac{V_{cc} - R_8 I_L}{V_H - R_8 I_L} = C_4 R_8 \ln 3 \approx 33 \text{ ms},$$

unde I_L este curentul de intrare în starea logică 0 al lui *CDB 402*, iar V_H este tensiunea pentru nivelul logic 1 (s-a considerat $V_H = 2 \text{ V}$ și $I_L = 1,6 \text{ mA}$).

Dcoarece raportul $\frac{t_p}{T_p} \approx 9$ reprezintă numărul de impulsuri ce se aplică registrelor de deplasare *CDB 495*, pentru modul de lucru cu deplasarea de la dreapta la stînga se realizează inițializarea acestor registre, ieșirile lor fiind în stare logică 0 după intervalul t_p de la aplicarea tensiunii de alimentare V_{cc} .

După terminarea regimului de pornire, oscilatorul lucrează pe frecvența f_n determinată de relația

$$f_n = \frac{1}{t_{1n} + t_{2n}},$$

unde t_{1n} și t_{2n} se calculează cu relațiile:

$$t_{1n} = \frac{2}{3} V_{cc} \frac{C_3}{I_n}$$

$$t_{2n} = 0,693 C_3 R_2.$$

În funcționare normală tranzistorul Q_2 este blocat și curentul dat de generatorul de curent Q_1 este:

$$I_n = \left(\frac{R_3}{R_4 + R_5} V_{cc} - V_{EB1} \right) / R_1.$$

Controlul acestui curent se face prin rezistența semireglabilă, R_3 , aceasta este ajustată astfel încât să se obțină $f_n \approx 0,5$ Hz.

În acest caz impulsurile cu frecvență f_n determină viteza de creștere sau descreștere a semnalului la ieșire, V_o , corespunzător comenziilor „VOLUM MĂRIT” respectiv „VOLUM MICȘORAT”.

În continuare vom sublinia cîteva particularități ale acestei aplicații:

- Singurul reglaj al schemei este realizat prin rezistența R_3 , și determină viteza cu care se modifică volumul semnalului audio la ieșire;

- Această schemă se comportă ca un potențiometru digital, avînd impedanță de intrare fixă, egală cu R_{11} ($10 \text{ k}\Omega$) iar impedanță de ieșire practic nulă.

- Pentru ca semnalul de ieșire, V_o , să nu aibă, practic, componentă continuă, trebuie ca rapoartele $\frac{R_{16}}{R_{12}}$ și $\frac{R_{17}}{R_{14}}$ să fie egale.

- Banda de frecvență a acestui „potențiometru” este determinată de valoarea capacității de compensare, C_7 ; în cazul $C_7 = 100 \text{ pF}$, banda este de ordinul 50 kHz.

- Distorsiunile introduse de această schemă sunt sub 0,1%.

- Există o intrare privilegiată de control a funcționării, astfel încît dacă ambele intrări „VOLUM MĂRIT”, „VOLUM MICȘORAT” sunt în stare logică 0 este validată numai intrarea „VOLUM MICȘORAT”

1.6.19. Atenuator programabil de curent alternativ, de bandă largă și impedanță mare de intrare

În cazul unor aplicații de multiplicator cu convertor D/A se preferă pentru simplitate cuplajul capacitive al semnalului de intrare; totodată se cere și o impedanță mare de intrare pentru a evita încărcarea sursei de semnal ce poate avea o impedanță echivalentă relativ mare.

De asemenea, în cazul unui multiplicator ce lucrează ca atenuator programabil de semnal alternativ, este necesară și o bandă de frecvență cât mai largă.

Acstea cerințe sunt îndeplinite de schema prezentată în figura 1.62. Intrarea se face prin terminalul pentru compensare de frecvență (C_c); acest

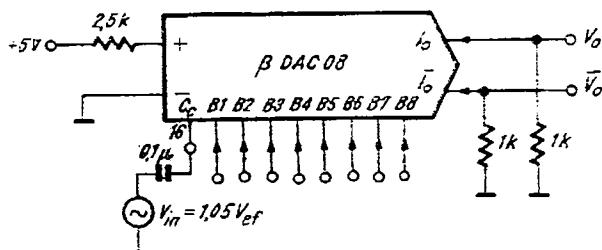


Fig. 1.62. Multiplicator cu intrare cuplată capacitiv și impedanță mare.

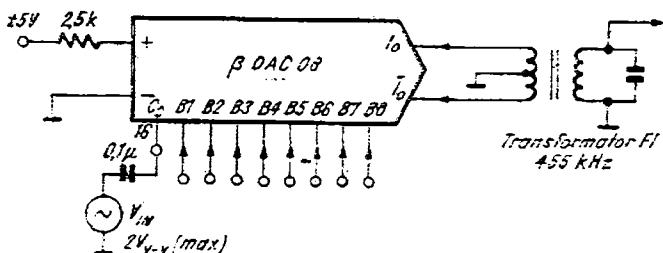


Fig. 1.63. Amplificator programabil de FI.

ucru este posibil deoarece terminalul C_e este baza unui tranzistor al cărui emitor este conectat printr-o diodă mai sus de linia comună a bazelor tranzistorilor din rețeaua de ponderare $R-2R$ internă din β DAC 08.

Schema din figura 1.62 are o bandă de frecvență de circa 1 MHz (justificată prin faptul că semnalul V_{IN} intră după etajul de intrare care fiind realizat cu tranzistoare pnp laterale are performanțe slabe în frecvență și ar înrăutăți performanțele dacă intrarea s-ar face prin amplificatorul referinței).

În figura 1.63 se prezintă schema electrică pentru un amplificator de FI (455 kHz) comandat digital prin cele opt intrări logice.

Pentru cele două scheme prezentate pot fi remarcate cîteva caracteristici:

- impedanță de intrare de $2 M\Omega$;
- domeniul dinamic de reglaj de 40 dB;
- distorsiuni mici;
- frecvență de cădere cu 3 dB a semnalului la ieșire, 1 MHz.

1.6.20. Sursă de curent programabilă binar

Schema electrică a acestui generator este prezentată în figura 1.64. Ieșirea se comportă ca generator de curent ce furnizează în exterior curentul programabil I_O . Rezistența de ieșire este foarte mare (în jurul valorii de $100 M\Omega$).

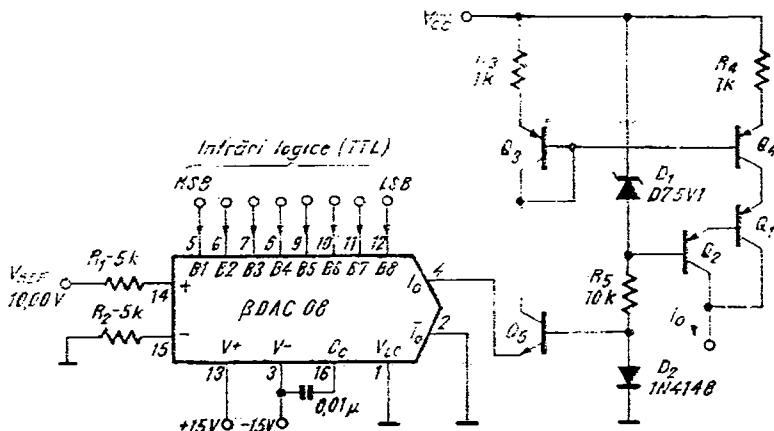


Fig. 1.64. Sursă de curent, programabilă binar.

Curentul din ieșirea convertorului (a cărui valoare variază între 0 și $V_{REF}/R_1 = 2 \text{ mA}$, în funcție de informația logică prezentă la cele opt intrări) este preluat de tranzistorul Q_5 și repetat în colectorul lui Q_4 prin oglinda de curent formată din Q_3 , Q_4 , R_3 , R_4 ; factorul de transfer al oglinzelor este egal cu unitatea. În continuare curentul din colectorul lui Q_4 este preluat de grupul Darlington $Q_1 - Q_2$ și generat la ieșire.

Astfel curentul de ieșire este

$$I_o = \frac{V_{REF}}{R_1} \frac{[K]}{256}$$

unde $[K]$ este valoarea numerică a cuvântului logic de 8 biți aplicat în intrările logice, luând valori între 0 și 255. Pentru valoarea din schemă curentul generat la ieșire, I_o , variază între 0 și 2 mA în trepte de 8 μA . Excursia de tensiune a ieșirii generatorului de curent programabil este limitată superior la valoarea $V_{CC} = 6\text{V}$, pentru a menține o valoare ridicată a impedanței de ieșire a schemei.

1.6.21. Buclă de curent 4...20 mA programabilă binar

Această aplicație prezintă un convertor D/A de curent pentru procese industriale, 4 ... 20 mA, realizat numai cu 3 circuite integrate. Funcționarea este asigurată pentru tensiuni de alimentare negative de $-5\text{ V} \pm 1\text{ V}$ și positive de $+23\text{ V} \pm 7\text{ V}$, schema având la ieșire o excursie de tensiune de 24 V. Programarea curentului se face cu 8 biți, cele opt intrări logice fiind compatibile cu nivelele logice TTL.

Funcționarea este asigurată în domeniul de temperatură $0^\circ\text{C} + 70^\circ\text{C}$, iar timpul de stabilire al curentului în sarcină este de 5 μs pentru o sarcină de $500\ \Omega$.

Schema electrică este prezentată în figura 1.65; un curent de valoare fixă, 0,5 mA, este adăugat curentului din ieșirea convertorului βDAC 08 ce variază între 0 și 2 mA, rezultând un curent care multiplicat de 8 ori furnizează curentul de ieșire între 4 și 20 mA. În schemă există o referință ajustabilă, $REF-01$ de + 10 V care se aplică atât convertorului βDAC 08 pentru obținerea curentului de referință, cit și intrării neinversoare a amplificatorului A_3 (din amplificatorul dual βM 358). Reacția aplicată pe intrarea inversoare asigură o tensiune de + 10 V pe rezistența R_4 de 20 k Ω ; astfel un curent de 0,5 mA va circula prin R_4 și tranzistorul Q_1 (deoarece se neglijă curentul în intrarea inversoare a lui A_3) care are o valoare ridicată pentru parametrul β_N .

Acceași tensiune de + 10 V va determina prin intermediul potențiometrului R_5 , un curent de capăt de scală pentru convertor de 2,0 mA. Suma între curentul I_0 și curentul I_1 de 0,5 mA trece prin rezistență de precizie de 800 Ω . Tensiunea rezultată pe R_5 se aplică intrării neinversoare a amplificatorului A_4 și prin bucla de reacție ce se închide în intrarea inversoare va apărea identic pe rezistență de precizie R_6 de 100 Ω . Astfel curentul I_5 ce variază între 0,5 și 2,5 mA, va fi multiplicat de 8 ori, furnizând curentul I_6 între 4 și 20 mA. Deoarece tranzistorul Darlington 2N6053 are o valoare mare pentru parametrul β_N , practic tot curentul I_6 se regăsește în curentul I_L , la ieșire.

Condensatorul C_1 asigură compensarea în frecvență a amplificatorului referinței din convertorul βDAC 08; C_2 și C_3 sunt condensatoare de decuplare

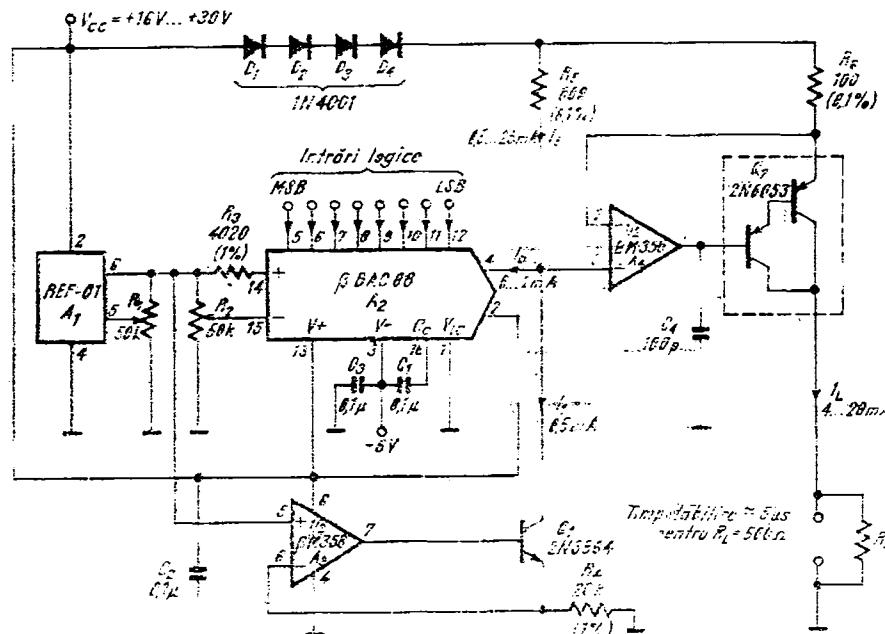


Fig. 1.65. Conversie D/I cu ieșire curent.

pentru tensiunile de alimentare, iar condensatorul C_4 previne apariția unor eventuale oscilații de înaltă frecvență.

Cele patru diode $D_1 \dots D_4$, asigură o diferență de cel puțin 2,5 V între intrările amplificatorului A_4 și tensiunea pozitivă de alimentare în cele mai defavorabile condiții. Potențiometrele R_1 și R_2 regleză valorile capetelor de scală ale curentului la ieșire, 4 mA respectiv 20 mA. Pentru calibrare se conectează un aparat de măsură între ieșire, și masă, se aplică nivele logice 0 pe cele 8 intrări și se ajustează R_1 pînă cînd I_L este egal cu 4,0 mA. Apoi se aplică nivele logice 1 și se ajustează R_2 pînă cînd I_L devine egal cu 20 mA.

Limita minimă a tensiunii în ieșire este egală cu ($V_{cc} - 6$ V); de exemplu pentru $V_{cc} = +16$ V ieșirea poate urca pînă la cel mult +10 V, fără să afecteze curentul de ieșire (condiție impusă de funcționarea în regiunea activă a tranzistorului Q_2), pentru o sarcină de 500Ω . În cazul $V_{cc} = +30$ V, excursia de tensiune este 24 V pentru o sarcină maximă de $1,2 \text{ k}\Omega$.

Deși valorile componentelor din schemă sunt pentru cazul cel mai întîlnit (ieșire programabilă de curent 4–20 mA), funcționarea în cazurile 1–5 mA sau 10–50 mA se poate realiza cu mici modificări: pentru 1–5 mA se înlocuiește tranzistorul Q_2 2N6053 cu tranzistorul 2N5087 și rezistența R_6 devine 400Ω , pentru 10–50 mA rezistența R_6 devine 40Ω determinînd un factor de multiplicare de 20 în loc de 8.

În concluzie, cu această schemă se obține un convertor de curent programabil pentru controlul proceselor industriale, la un preț scăzut; schema este tolerantă la variațiile tensiunii de alimentare; are excursie mare de tensiune în ieșire și este ușor de calibrat. Fiabilitatea crescută și prețul scăzut, în raport cu alte scheme, se realizează prin utilizarea a numai trei circuite integrate și componente discrete ușor disponibile.

1.6.22. Generator de funcții

Cu ajutorul schemei electrice prezentată în figura 1.66 se pot genera semnale sub formă de triunghi și dinți de ferăstrău. Astfel pentru a obține triunghi se numără în sens direct (cele două numărătoare CDB 4193) pînă

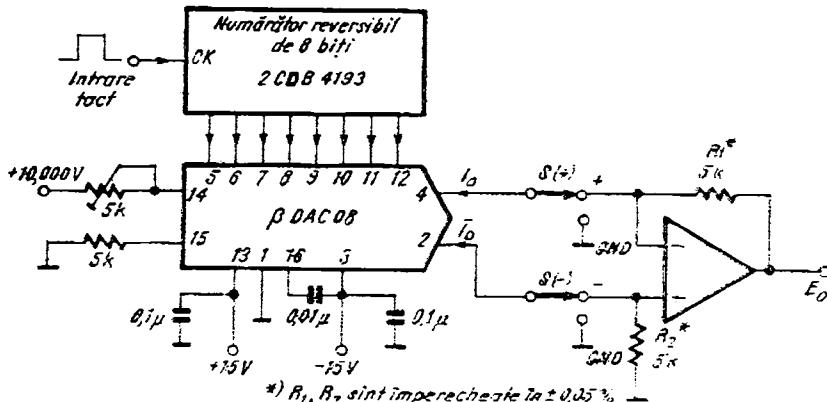


Fig. 1.66. Generator de funcții.

la capăt și apoi se numără în sens invers pînă la zero. Pentru dinți de ferăstrău cu panta pozitivă se numără în sens direct pînă la capăt, apoi se resetează și se reia numărarea în sens direct, pentru pantă negativă se numără în sens invers de la capăt pînă la zero, apoi se resetează și se continuă numărarea în sens invers.

Pot fi generate și alte forme de undă dacă se utilizează o memorie *ROM* programată pentru funcția dorită.

Cu ajutorul comutatoarelor $S(+)$ și $S(-)$ se alege polaritatea tensiunii de ieșire E_o :

POLARITATE E_o	$S(+)$	$S(-)$
POZITIVĂ	+	GND
NEGATIVĂ	GND	-
BIPOLARĂ	+	-

În cazul tensiunii de ieșire bipolare, aceasta este simetrică față de zero. Amplitudinea virf la virf se reglează prin intermediul potențiometrului din intrarea de referință.

Datorită utilizării unui convertor rapid ($\beta DAC\ 08$) se pot genera semnale pînă la 39 kHz în cazul dinte de ferăstrău și numai 18 kHz pentru triunghi.

1.6.23. Controlul numeric al funcționării temporizatorului $\beta E555$

În continuare se descrie o schemă de monostabil și una de astabil a căror funcționare este controlată numeric cu ajutorul convertorului $\beta DAC\ 08$ (durata impulsului furnizat de monostabil variază între 18 μs și 1,4 s iar frecvența astabilului între 1 Hz și 60 kHz).

Schema electrică a monostabilului controlat numeric este prezentată în figura 1.67. Durata impulsului este determinată de un generator de curent constant și o capacitate. Este realizată o sursă de curent programabilă cu ajutorul unui convertor $\beta DAC\ 08$ și o oglindă de curent cu două tranzistoare pnp , care are rolul să schimbe sensul de curgere al curentului din ieșirea convertorului $\beta DAC\ 08$. Capacitatea de temporizare, C , se încarcă la curent constant, determinând o variație liniară a tensiunii pe condensator cu pante dată de raportul I_o/C , de la zero pînă la pragul $\frac{2}{3} V_{cc}$ al circuitului $\beta E\ 555$.

Pentru durata T avem relația:

$$T = \frac{2}{3} V_{cc} \frac{C}{I_o}.$$

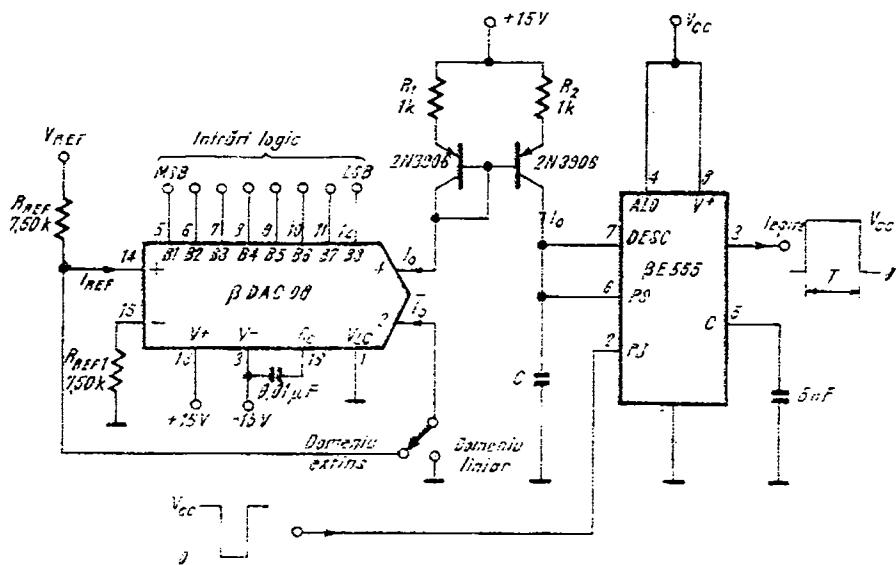


Fig. 1.67. Monostabil controlat numeric.

Se notează cu $[D]$ ponderea numerică introdusă de intrările logice ale convertorului $\beta DAC\ 08$; în cazul cînd comutatorul se află pe poziția *DOMENIU LINIAR*, se obține

$$I_o = [D] \frac{V_{REF}}{R_{REF}} \frac{255}{256} \approx [D] \frac{V_{REF}}{R_{REF}},$$

unde $[D]$ ia valori în intervalul $0 \dots 1$.

Pentru cazul în care comutatorul se află pe poziția *DOMENIU EXTINS*, avem:

$$\left(\frac{V_{REF}}{R_{REF}} - I_o \right) [D] = I_o,$$

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} \left(\frac{V_{REF}}{R_{REF}} - I_o \right)$$

Din relațiile precedente se obține:

- pentru *DOMENIU LINIAR*, $T = \frac{2}{3} \frac{CR_{REF}}{[D]} \frac{V_{CC}}{V_{REF}}$;

- pentru *DOMENIU EXTINS*, $T = \frac{2}{3} CR_{REF} \frac{V_{CC}}{V_{REF}} \frac{2 - [D]}{[D]}$.

Durata impulsului generat de monostabil, depinde în primul rînd de un produs RC și în al doilea rînd de încă doi parametri. Rezistența R este fixă și reprezentată prin R_{REF} care stabilește valoarea curentului de referință pentru convertorul βDAC 08. Considerind fixată valoarea R_{REF} , durata este proporțională cu valoarea condensatorului C .

Cealalți doi parametri sunt raportul între tensiunile V_{CC} și V_{REF} , și valoarea codului digital normalizat în intrările logice. Durata impulsului este invers proporțională cu valoarea normată $[D]$ și direct proporțională cu raportul tensiunilor V_{CC}/V_{REF} . Aceste observații sunt reflectate în *Tabelul 1.11*, corespunzător funcționării în cazul în care comutatorul din figura 1.67 se află pe poziția *DOMENIU LINIAR*.

*Tabelul 1.11**Durata temporizării (monostabil), DOMENIU LINIAR.*

CODUL DIGITAL	T[ms]					
	$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{REF} = 15 \text{ V}$	$V_{CC} = 5 \text{ V}$	$V_{REF} = 15 \text{ V}$	$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{REF} = 15 \text{ V}$
1 1 1 1 1 1 1 1	5,2	0,505	0,049	1,72	0,160	0,0176
0 0 0 0 0 0 0 1	1440	134	13,8	455		4,8

Așa cum rezultă din figura 1.67, convertorul βDAC 08 transformă codul digital din intrare într-un curent; mai departe acesta determină o tensiune datorită capacității din ieșirea oglinzii de curent. Tensiunea se transformă apoi în durată de impuls sau în frecvență prin intermediul circuitului βE 555.

Dacă funcționarea schemei se face în cazul *DOMENIU LINIAR*, dinamica controlului periodic este 255 : 1; dinamica este extinsă la 510 : 1 cînd funcționarea are loc în cazul *DOMENIU EXTINS*. Durata temporizării în cele două cazuri de funcționare ale schemei este reprezentată în figura 1.68. Pentru cazul temporizării în *DOMENIU EXTINS* valorile corespunzătoare sunt indicate în *Tabelul 1.12*.

*Tabelul 1.12**Durata temporizării (monostabil) DOMENIU EXTINS*

CODUL DIGITAL	T[ms]					
	$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{REF} = 15 \text{ V}$	$V_{CC} = 5 \text{ V}$	$V_{REF} = 15 \text{ V}$	$V_{CC} = 15 \text{ V}$	$V_{REF} = 15 \text{ V}$
1 1 1 1 1 1 1 1	5,2	0,495	0,049	1,72	0,160	0,0176
0 0 0 0 0 0 0 1	2900	280	26	970	87	8,4

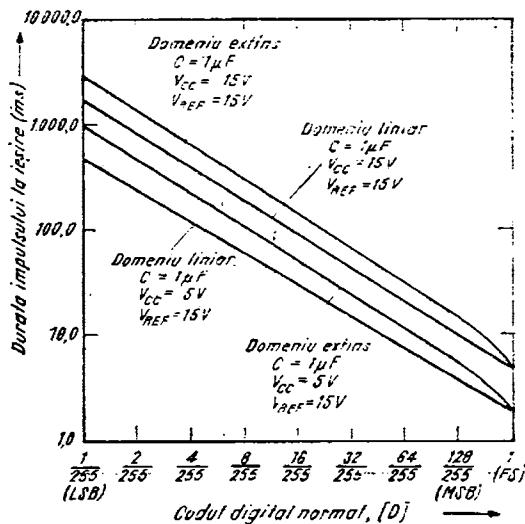


Fig. 1.68. Dependența duratei impulsului la ieșire în funcție de codul digital aplicat pentru schema din figura 1.67.

În figura 1.69 se prezintă schema unui *astabil comandat digital*, realizat într-un mod similar schemei din figura 1.67. Convertorul β DAC-08 și oglinda de curent formată cu două tranzistoare pnp atacă grupul format din condensatorul de temporizare C și rezistența de descărcare R_B . Acest condensator este încărcat liniar de curentul constant generat de oglinda de curent și desărgat exponențial prin rezistența R_B . Își în cazul astabilului, valoarea normalizată a codului digital din intrarea β DAC-08, și raportul între tensiunile

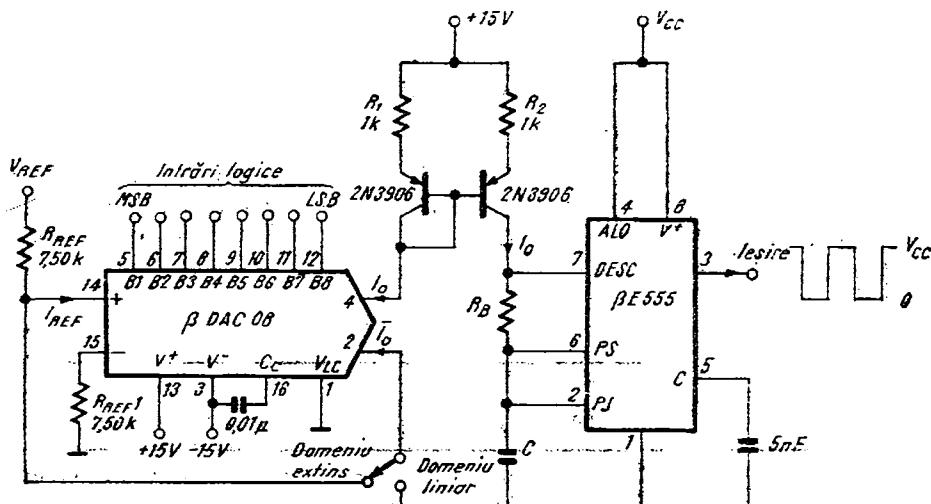


Fig. 1.69. Astabil controlat numeric.

V_{CC} și V_{REF} , determină valoarea frecvenței de oscilație. Relațiile pentru frecvența f în cele două moduri de lucru sunt următoarele:

$$\bullet \text{ pentru DOMENIU LINIAR, } f = \frac{1}{\frac{1}{3} \frac{CR_{REF}}{[D]} \frac{V_{CC}}{V_{REF}} + 0,695CR_B};$$

$$\bullet \text{ pentru DOMENIU EXTINS, } f = \frac{1}{\frac{1}{3} CR_{REF} \frac{V_{CC}}{V_{REF}} \frac{2-[D]}{[D]} + 0,695CR_B}.$$

Domeniul de reglaj al frecvenței nu este 255 : 1 așa cum se așteaptă (pentru cazul *DOMENIU LINIAR*), ci numai 220 : 1 deoarece timpul de descărcare din cadrul unei perioade este invariabil în raport cu valoarea normalizată a codului din intrare, fiind determinat de produsul CR_B .

Reprezentarea caracteristicilor astabilului pentru cele două cazuri de funcționare s-a făcut în figura 1.70, în cazul funcționării în varianta *DOMENIU EXTINS*, se dublează domeniul de reglaj al frecvenței față de cazul funcționării în varianta *DOMENIU LINIAR*.

În *Tabelul 1.13* se prezintă cîteva valori pentru frecvență, ce ilustrează funcționarea astabilului în varianta *DOMENIU LINIAR*.

Valorile frecvenței ce descriu funcționarea în varianta *DOMENIU EXTINS* sunt prezentate în tabelul 1.14.

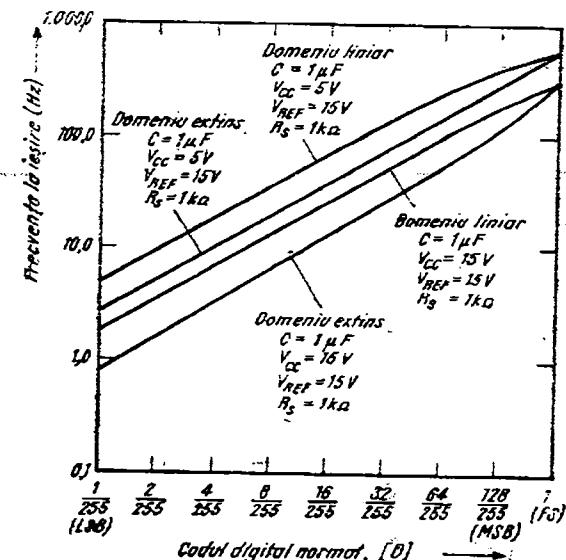


Fig. 1.70. Dependenta frecvenței la ieșire în funcție de codul digital aplicat pentru schema din figura 1.69.

Tabelul 1.13

Frevența astabilului DOMENIU LINIAR

		$f(\text{Hz})$						
		$R_S = 1\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$		$R_B = 1\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$				
CODUL DIGITAL		$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$	
0 0 0 0 0 0 0 1		1,49	14,7	156	4,86	49,8	433	
1 1 1 1 1 1 1 1		328	3,279	33,333	717	7,273	60,241	

Tabel 1.14

Frevența astabilului, DOMENIU EXTINS

		$f(\text{Hz})$						
		$R_B = 1\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$		$R_B = 1\text{k}\Omega$, $V_{CC} = 5\text{V}$, $V_{REF} = 15\text{V}$				
CODUL DIGITAL		$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$	$C = 1\mu\text{F}$	$C = 0,1\mu\text{F}$	$C = 0,01\mu\text{F}$	
0 0 0 0 0 0 0 1		0,74	7,69	79,9	2,42	24,7	217	
1 1 1 1 1 1 1 1		328	3,279	33,333	714	7,299	60,241	

Atât pentru monostabil cât și pentru astabil programabil se poate implementa controlul prin microprocesor. În figura 1.71 este prezentată schema electrică pentru un monostabil controlat prin microprocesor. Circuitul „latch”

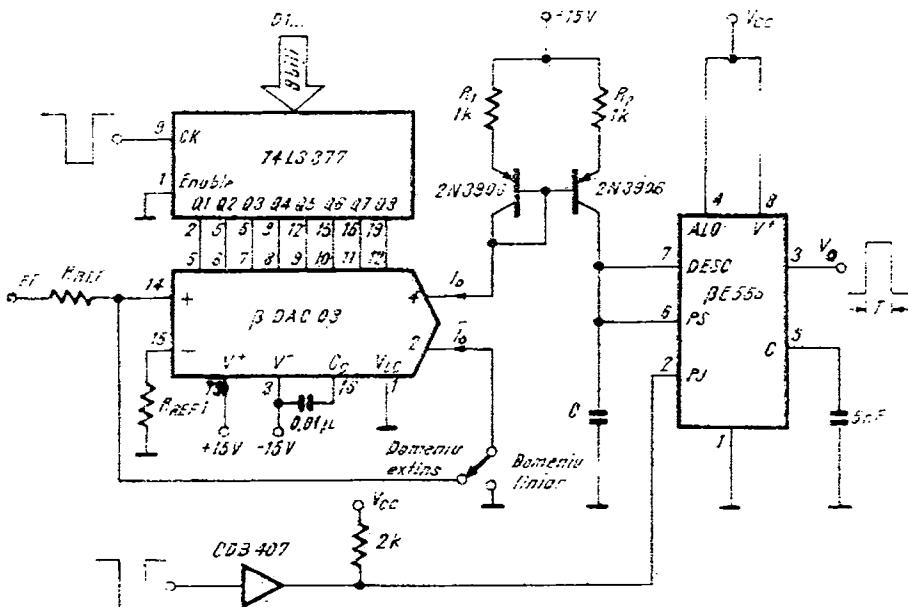


Fig. 1.71. Monostabil controlat prin microprocesor.

de 8 biți (74 LS377) este utilizat pentru interfațarea între convertor și bus-ul de date. Informația este stocată pe frontul pozitiv al impulsului de tact coincident cu adresa corespunzătoare. După încărcarea datelor, frontul negativ al impulsului de tact este utilizat pentru comanda monostabilului. Schema pentru astabil este implementată într-un mod similar, exceptând absența buffer-ului și a impulsurilor de comandă care nu mai sunt necesare.

În concluzie se poate spune că schemele prezentate în figurile 1.67 și 1.69 implementează un monostabil, și un astabil cu domeniu larg de reglaj al perioadei, respectiv frecvenței. Monostabilul prezintă un domeniu de reglaj al duratei, $255 : 1$, iar astabilul un domeniu de reglaj al frecvenței $220 : 1$. Când schemele lucrează cu comutatorul pe poziția *DOMENIU EXTINS*, domeniile de reglaj arătate mai sus, se dublează.

1.6.24. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă

În figura 1.72 se prezintă schema electrică pentru generatorul programabil de impulsuri. Acest circuit formează din impulsurile aplicate la intrare — într-o logică dată, în acest caz impulsuri TTL — (v_{IN}), impulsuri de ieșire (v_o) cu amplitudine controlată prin codul aplicat pe cele opt intrări logice.

La ieșirea convertorului βDAC 08 se obține un curent I ce variază între 0 și $V_{REF}/R_1 = 2 \text{ mA}$, în funcție de configurația logică a celor opt intrări. Acest curent este regăsit în colectorul lui Q_3 și repetat în colectorul lui Q_2 prin intermediul oglinziei de curent alcătuită din Q_1 , Q_2 , R_3 , și R_4 . Prin rezistența R_4 se reglează factorul de transfer al oglinziei astfel încât pentru valoarea la capăt de scală, $I = 2 \text{ mA}$, să se obțină $I_L = 20 \text{ mA}$. Impulsurile din intrare, v_{IN} , dirijează curentul I_L prin una sau cealaltă ramură a etajului diferențial Q_4 , Q_5 , determinând apariția la ieșirea v_o , a unor impulsuri cu aceeași lățime ca cele din intrare și amplitudine pozitivă egală, cu $I_L R_L$, variabilă între 0 și 1 V (având treapta de reglaj de 4 mV). Ieșirea din schemă se face pe 50Ω .

Dioda D_2 are rolul să polarizeze terminalul 4 al convertorului la un potențial de 0V. Diodele D_1 și D_2 determină pragul logic corespunzător impulsuri-

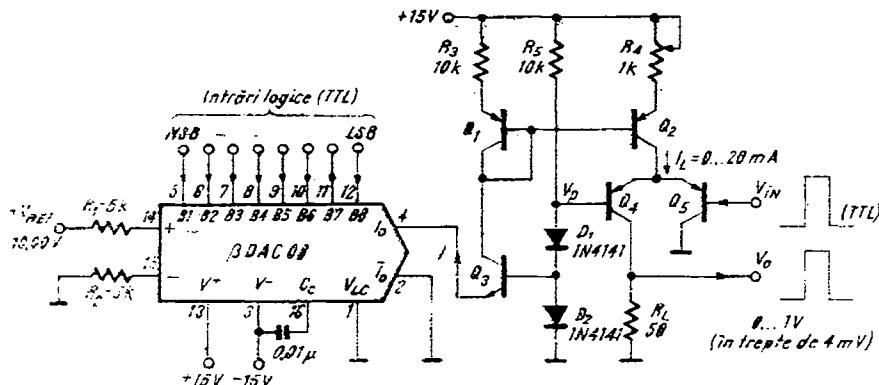


Fig. 1.72. Generator de impulsuri cu amplitudine programabilă.

lor logice aplicate la intrare (v_{IN}) ; astfel tensiunea V_p , trebuie să fie egală cu $(V_{H\min} + V_{L\max})/2$, unde $V_{H\min}$ și $V_{L\min}$ sunt tensiunile corespunzătoare nivelerelor logice 1 și 0 (în cazul de față pentru logică TTL, $V_p = (2V + 0,8\text{ V})/2 = 1,4\text{ V}$, fiind determinată de cele două diode D_1 , D_2).

Pentru ca la ieșire, impulsurile să aibă fronturi bune trebuie alese tranzistoarele Q_4 , Q_5 , cu viteză mare de comutație, corespunzătoare cerințelor.

1.6.25. Detectarea și memorarea valorilor de vîrf

• Vîrf negativ

Schela electrică de principiu a acestei aplicații este dată în figura 1.73.. Mărimea de intrare este tensiunea v_{IN} , variabilă în timp. Dacă semnalul de control $D/H = 1$, este validată funcționarea schemei; dacă tensiunea v_{IN} este mai negativă decât tensiunea de la ieșire, v_o , ieșirea comparatorului validează impulsurile de tact, C_k , aplicate numărătorului binar de 8 biți pînă cînd tensiunea, v_o devine egală cu tensiunea v_{IN} . Dacă tensiunea v_{IN} devine apoi mai negativă, procesul continuă, astfel încît tensiunea v_o corespunde continuu valorii de vîrf a lui v_{IN} . Dacă semnalul de control $D/H = 0$ atunci impulsurile către numărător sunt blocate și tensiunea v_o rămîne neschimbată în timp, corespunzînd ultimei valori de vîrf detectate.

Impedanța de intrare în punctul în care se aplică tensiunea v_{IN} este egală cu $R_{IN} = 5\text{ k}\Omega$. Această schemă dă rezultate corecte pentru semnale v_{IN} a căror variație în timp nu este rapidă. Astfel, considerind pentru frecvența impulsurilor, C_k , valoarea de 1 MHz (este corelată cu timpul de stabilire al comparatorului și al convertorului avînd sarcina 5 kΩ), viteza de variație maximă admisă pentru semnalul V_{IN} este:

$$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta t} = \frac{10\text{ V}}{250\text{ ns} \times 256} \simeq 0,04\text{ V}/\mu\text{s}$$

De asemenea este necesar ca distanța în timp între două valori de vîrf să nu fie sub valoarea $\Delta t = 1\text{ }000\text{ ns} \times 256 = 256\text{ }\mu\text{s}$, ceea ce corespunde la semnale de intrare, v_{IN} , de frecvență maximă de 4 kHz.

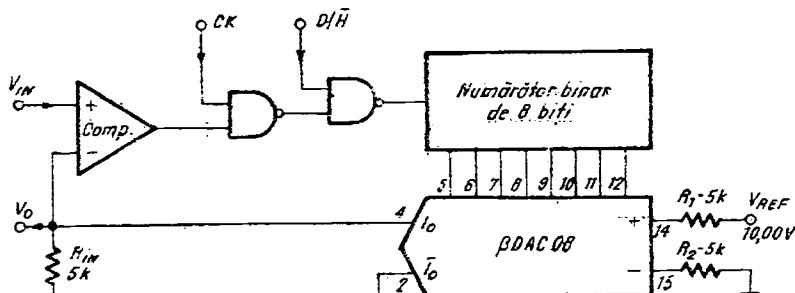


Fig. 1.73. Circuit pentru detectarea și memorarea tensiunii de vîrf negativ.

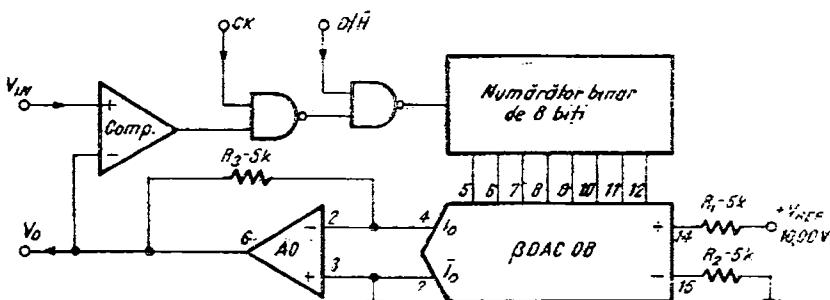


Fig. 1.74. Circuit pentru detectarea și memorarea tensiunii de virf pozitiv.

● Virf pozitiv

Pentru această aplicație schema electrică de principiu este dată în figura 1.74. Funcționarea schemei este identică cu aceea a schemei pentru virf negativ.

Utilizarea convertorului curent/tensiune cu AO , pentru a obține tensiunea pozitivă la ieșire, limitează viteza de răspuns a ieșirii, de aceea frecvența de variație a semnalelor de intrare v_{IN} este limitată de timpul de stabilire al tensiunii v_o , în primul rînd, și de timpul de răspuns al $COMP$ în al doilea rînd.

1.6.26. Circuit de eșantionare și memorare cu durată infinită

Schema bloc pentru această aplicație este prezentată în figura 1.75.

La un impuls de comandă, S_i , blocul de comandă a eșantionării generează un impuls, S_e , cu durată fixă de 1 ms. Pe durata acestui impuls blocul de eșantionare și memorare furnizează o tensiune egală cu tensiunea eșantionată $v_e = v_i$; în continuare tensiunea v_e va scădea cu o pantă determinată de elementele blocului de eșantionare și memorare. De asemenea blocul de comandă a eșantionării furnizează un impuls S_r , care resetează numărătoarele din blocul de conversie D/A și setează blocul de comandă logică. Acest bloc generează un semnal de tact pentru numărătoarele din blocul de conversie D/A , determinând creșterea liniară în timp a tensiunii v_o . În momentul în care tensiunea v_o egalează tensiunea v_e , comparatorul determină trecerea semnalului S_e în starea logică 0; acest lucru este sesizat de blocul de comandă logică, conducind la anularea impulsurilor de tact și oprirea conversiei D/A . Semnalul S_v , furnizat de blocul de comandă logică este în stare logică 0 pe durata conversiei pentru a anihila eventualele impulsuri de comandă S_i pentru eșantionare și memorare; între două impulsuri de comandă, S_i , semnalul S_v este în starea logică 1, validând funcționarea blocului de comandă a eșantionării.

Trebuie remarcat că durata conversiei D/A trebuie corelată cu pantă de scădere a tensiunii v_o , astfel încât după terminarea conversiei, căderea tensiunii v_o să fie comparabilă cu rezoluția conversiei D/A .

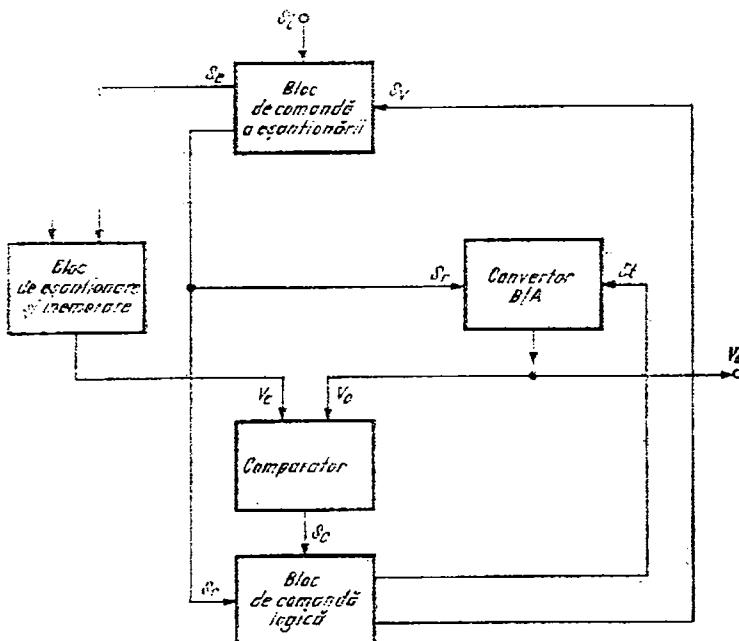


Fig. 1.75. Circuitul de eșantionare și memorare cu durată infinită (schema bloc).

Schema electrică a aplicației este dată în figura 1.76. Blocul de comandă a eșantionării este alcătuit din inversorul pentru semnalul S_t , realizat cu tranzistorul Q_3 , poarta logică $SI-NU$ ($CI3$), monostabilul ce dă impulsul de eșantionare ($CI4$) și amplificatorul operațional $\beta A 741$, folosit pentru comanda comutatorului din blocul de eșantionare și memorare.

Blocul de eșantionare și memorare este format din amplificatoarele operaționale $\beta M 108 A$ ($CI1$ și $CI2$) și tranzistorul comutator $BF 256$ (T_2). La intrare există o protecție de supratensiune realizată cu diodele D_1 și D_2 , iar la ieșire există un grup de diode D_5 – D_6 care semnalează (prin LED-ul D_6) depășirea tensiunii de 10 V, care reprezintă limita superioară a domeniului de lucru pentru tensiunea de intrare v_i . Blocul de conversie D/A corespunde unei conversii de 14 biți realizată cu două convertoare de 8 biți, $\beta D A C 08$ ($CI7$ și $CI8$) comandate binar cu numărătoarele $CDB 493$ ($CI12$, $CI13$, $CI14$, $CI15$); cele două ieșiri ale circuitelor $CI7$ și $CI8$ sunt aplicate convertorului curent/tensiune realizat cu amplificatorul operațional $\beta M 108$ ($CI9$), furnizând la ieșire tensiunea v_o , egală cu tensiunea eșantionată.

Comparatatorul tensiunilor v_e și v_o este amplificatorul operațional $\beta A 741$ ($CI10$) împreună cu tranzistorul Q_5 care formează nivelele logice TTL .

Blocul de comandă logică este alcătuit din oscillatorul comandat realizat cu $CDB 413$ ($CI3$), bistabilul de validare a eșantionării $CDB 473$ ($CI11$) și monostabilul $CDB 4121$ ($CI16$) care generează un impuls de resetare a bistabilului $CI11$.

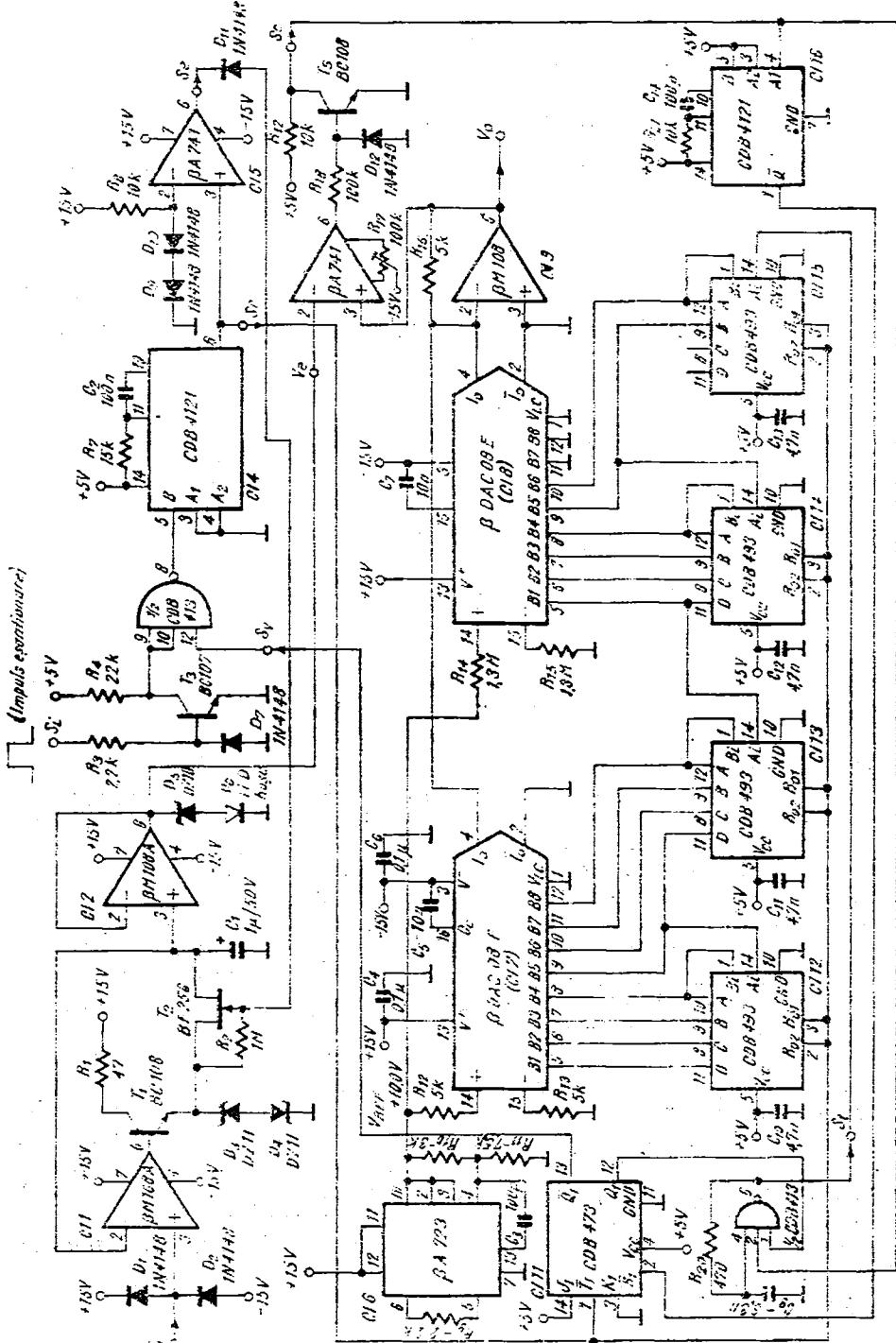


Fig. 1.76. Circuit de eșantionare și memorare infinită.

Deoarece frecvența impulsurilor de tact este de 1 MHz, durata maximă a unei conversii D/A de 14 biți va fi

$$T_{cmax} = 1 \mu s \times 2^{14} = 16,4 \text{ ms.}$$

Pentru acest interval, tensiunea eșantionată și memorată, v_e , va avea o cădere maximă.

$$\Delta v_{emax} = \frac{I_p T_{cmax}}{C_1},$$

unde I_p este curentul de pierderi al condensatorului și de polarizare a intrării circuitelor $CI1$ și $CI2$. Considerind $I_p = 20 \text{ nA}$ se calculează cu relația precedentă:

$$\Delta v_{emax} = 0,33 \text{ mV.}$$

Rezoluția conversiei D/A conduce la o eroare la ieșire:

$$\Delta V = \pm \frac{1}{2} \frac{v_{Jmax}}{2^{14}} = \pm \frac{10 \text{ V}}{2^{15}} = \pm 0,3 \text{ mV.}$$

Astfel eroarea maximă la ieșire va fi:

$$|\Delta v_{emax}| = |\Delta v| + |\Delta v_{emax}| = 0,63 \text{ mV.}$$

Această valoare reprezintă abaterea maximă a tensiunii de ieșire față de tensiunea de intrare; tensiunea de ieșire se va păstra un timp infinit deoarece aceasta nu mai este condiționată decât de blocul de conversie D/A . Această schemă are un singur punct de reglaj: potențiometrului R_{17} ; pentru $V_i = 0$, aplicând impulsuri de eșantionare pe intrare S_t cu o frecvență de 10 Hz se ajustează valoarea lui R_{17} , pînă cînd la ieșire se obține $V_o = 0,000 \text{ V}$.

Cîteva particularități ale acestei scheme sunt semnalate în continuare:

- Tensiunea de la intrare, v_i , trebuie să fie în domeniul 0 ... 10 V.
- LED-ul de semnalizare a depășirii domeniului indicat mai sus rămîne aprins pentru un timp limitat deoarece este conectat la tensiunea v_e .
- Tensiunea la ieșire v_o este direct dependentă de tensiunea de referință, V_{REF} , furnizată de stabilizatorul $\beta A 723$ ($CI6$); de aceea stabilitatea lui v_o , depinde de stabilitatea referinței.
- Rezistențele R_{12} , R_{16} nu trebuie să fie de precizie, deoarece la această aplicație are importanță rezoluția și nu precizia conversiei D/A . Totuși, pentru stabilitatea tensiunii de ieșire (v_o) este indicată utilizarea unor rezistențe stable pentru R_{12} , R_{14} , R_{16} (de exemplu rezistențe cu film metalic). De asemenea, datorită impreciziei de conversie, informația logică pe intrările convertoarelor $\beta DAC 08$ nu poate fi folosită pentru o prelucrare numerică ulterioară, deoarece această schemă nu realizează și conversia A/D .

Această schemă de memorie analogică pe durată infinită poate fi folosită în cazul unor sisteme de prelucrare de semnale eșantionate aleator în timp, prin operații algebrice realizate cu scheme analogice.

1.6.27. Comanda afişajelor cu tub catodic fără utilizarea transformatoarelor

Această aplicație (vezi figura 1.77) utilizează ieșirile complementare ale convertorului $\beta DAC\ 08$ pentru comanda afişajelor cu tub catodic.

Există o intrare binară de 8 biți pentru deflexia orizontală (X) și o intrare binară de 8 biți pentru deflexia verticală (Y). Datorită ieșirilor complementare

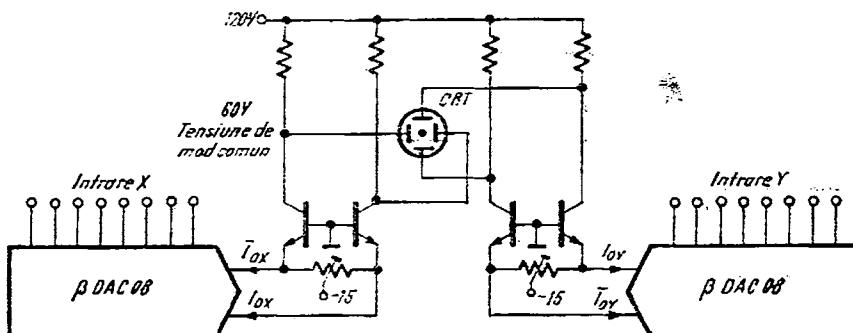


Fig. 1.77. Circuit pentru comanda tuburilor catodice.

din cele două convertoare comanda plăcilor de deflexie pentru cele două direcții se face diferențial, contribuind la micșorarea tensiunii de alimentare a schemei, de asemenea sănătatea transformatoarele și amplificatoare inversoare pentru formarea semnalelor în antifază.

Cu cele două rezistențe semireglabile din schemă se centrează fasciculul tubului în mod independent pe cele două direcții X, Y .

1.6.28. Sistem cu traductor în punte

Schema electrică de principiu a sistemului este prezentată în figura 1.78. În cazul de față s-a considerat numai un braț activ pentru traductorul în punte; alt caz posibil ar fi cu două brațe active pentru care rezistența variază în anti-fază.

Trebuie remarcat că oricare ar fi configurația punții, brațele inferioare ale punții (rezistențele către ieșirile convertorului pentru *CONTROL ZERO*) nu contribuie la sensibilitatea punții traductoare.

Sistemul conține două părți componente: o parte de măsură cu conversie *A/D* și o parte de control al dezechilibrului inițial al punții traductoare. Traductorul poate fi de temperatură, presiune, deformare, etc., fiind reprezentat prin rezistență R_x . Dacă se consideră o anumită stare a traductorului pentru poziția de nul a acestuia, atunci se acționează convertorul pentru *CONTROL ZERO* prin impulsuri pe *INTRARE SERIE* pînă cînd informația binară obținută la *IEȘIRE PARALEL* este cea dorită.

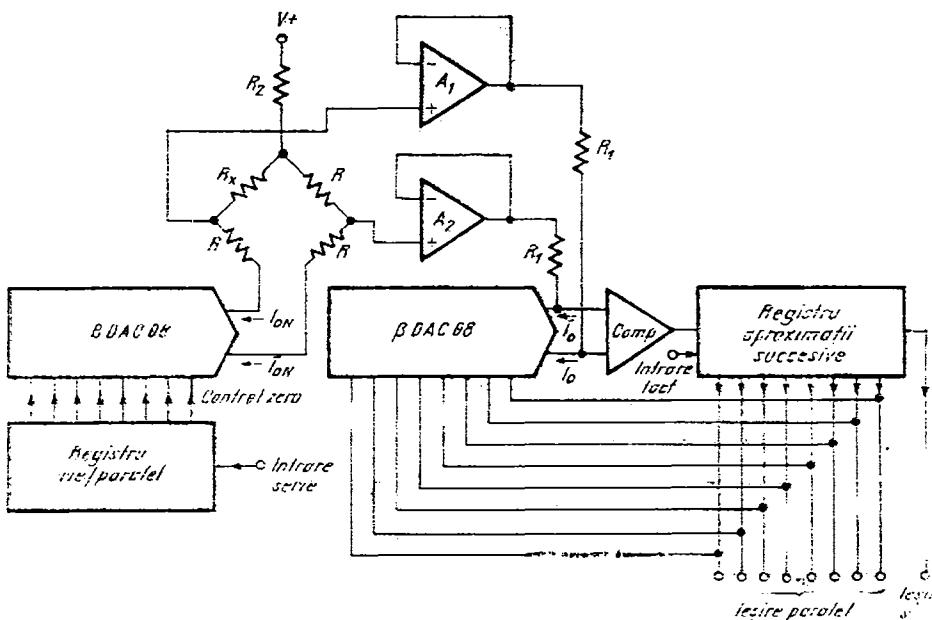


Fig. 1.78. Schema sistemului cu traductor în puncte.

Astfel considerind fixată starea convertorului pentru *CONTROL ZERO*, în ieșirile acestuia se obțin curenții I_{ON} și \bar{I}_{ON} . Ținind seama de figura 1.78, rezultă relația:

$$R_1(I_o - \bar{I}_o) = RI_{ON} - R_x I_{ON}$$

Deoarece

$$I_o + \bar{I}_o = \frac{255}{256} I_{REF}$$

se obține

$$I_o = \frac{255}{256} \frac{I_{REF}}{2} + \frac{R\bar{I}_{ON} - R_x I_{ON}}{2R_1}.$$

Ținind seama de valoarea lui $I_o(R_{x0})$ pentru starea de nul a traductorului relația precedentă devine:

$$I_o = I_o(R_{x0}) - \frac{R_x - R_{x0}}{2R_1} \frac{I_{ON}}{IR_{REF}} I_{REF},$$

unde R_{x0} este valoarea rezistenței traductorului pentru starea de nul.

Se poate considera $R_x - R_{x0} = (x - x_0) R$, unde x și x_0 sunt coeficienții de variație ai rezistenței traductorului pentru o stare oarecare ce va fi măsu-

rată, respectiv pentru starea de nul. Sensibilitatea traductorului, din punctul de vedere al informației binare de la ieșire în raport cu coeficientul de conversie al traductorului se exprimă prin relația:

$$\frac{I_o - I_o(R_{x_0})}{I_{REF}} \cdot \frac{1}{x - x_0} = \frac{R}{2R_1} \frac{I_{ON}}{I_{REF}}.$$

Deci sensibilitatea sistemului de măsură, în cazul unui traductor, depinde de rapoartele R/R_1 și I_{ON}/I_{REF} . Alegerea acestor rapoarte se face ținând seama și de condițiile impuse de nivelele de curent continuu la ieșirile celor două convertoare $\beta DAC 08$ din schemă pentru o funcționare corectă; același motiv va conduce și la dimensionarea rezistenței de polarizare a punții, R_2 .

Vom enumera în continuare cîteva caracteristici ale sistemului:

- intrări complet diferențiale din puntea traductoare;
- nu mai este necesar amplificatorul de instrumentație, ceea ce contribuie la scăderea prețului sistemului;
- compensarea de nul se face digital;
- viteză mare de conversie A/D ;
- rejecție foarte bună pe mod comun.

1.6.29. Echilibrarea punților cu traductoare

Un sistem pentru echilibrarea punților este prezentat în figura 1.79. Dacă una din ramurile punții (de exemplu ramura traductoare) este diferită de celelalte, puntea este dezechilibrată iar curenții I_o și \bar{I}_o restabilesc echilibrul prin intermediul buclei de reacție de conversie A/D :

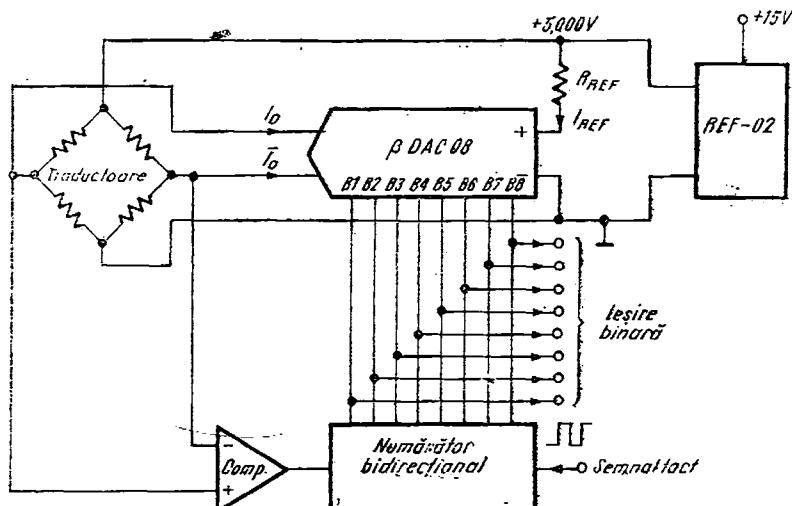


Fig. 1.79. Circuit pentru echilibrarea punților de măsură.

Informația digitală din ieșirea schemei este direct corelată cu dezechilibrul punții, menținând în permanență puntea echilibrată. Această schemă poate furniza și mărimea de intrare pentru dezechilibrul punții, prelucrind informația binară din ieșire între două echilibrări succesive.

1.6.39. Detector de defecte pe rețeaua de alimentare de c.a.

Un sistem de conversie diferențială A/D este prezentat în figura 1.80 având intrarea cuplată prin transformator; un numărător bidirectional, comparatorul de precizie și viteza mare și convertorul de 8 biți D/A formează un convertor cu urmărite A/D, care măsoară continuu tensiunea alternativă din intrare (de exemplu: rețeaua de 220 V).

Considerind că variațiile curentului din secundarul transformatorului sunt lente în raport cu viteza conversiei A/D, pentru valoarea instantanee i , se poate scrie relația:

$$i = \frac{I_{REF}}{512} (2N - 255)$$

unde N este valoarea numerică a cuvântului de 8 biți din ieșirea binară. Înținând seama de relația precedentă informația referitoare la valoarea instantanee i se obține din valoarea numerică $2N - 255$. De aceea ieșirea binară de 8 biți trebuie interpretată astfel: bitul MSB (B_1) reprezintă semnul curentului; cind $B_1 = 1$ semnul este plus și valoarea curentului este dată de valoarea zecimale corespunzătoare numărului binar de 8 biți B_2, B_3, \dots, B_8 ; dacă $B_1 = 0$ semnul este minus iar valoarea curentului este dată de valoarea zecimală a numărului binar $\bar{B}_2, \bar{B}_3, \dots, \bar{B}_8$, 1.

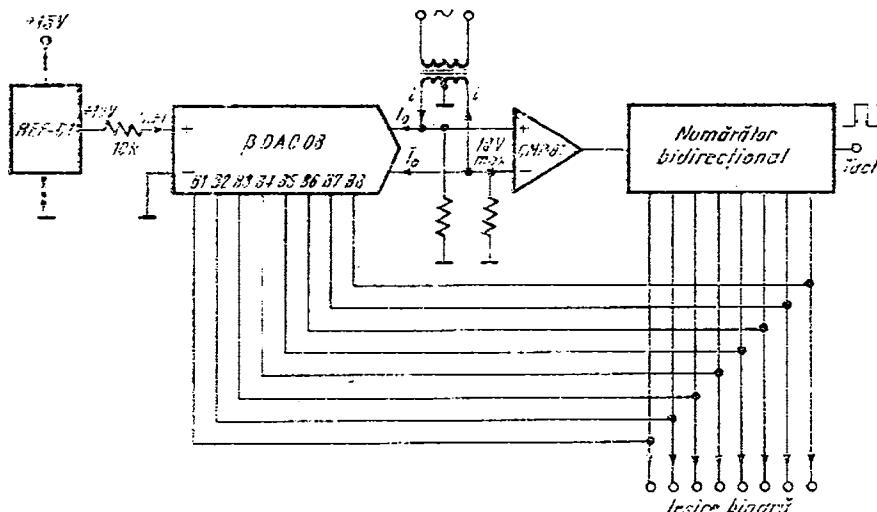


Fig. 1.80. Detector de defecte pe rețea.

Considerind viteza de urmărire a sistemului de conversie în jur de 5 MHz, în cazul în care frecvența pe rețea este 400 Hz se obține o rezoluție de 0,028 grade (0,00025 rad) pentru cșantionarea rețelei. Astfel se pot detecta practic orice virfuri de curent pe rețea (dacă au o durată peste timpul minim de răspuns al sistemului de conversie — în acest caz 200 ns).

Pentru buna funcționare a sistemului trebuie ca tensiunea de mcd comun în intrările comparotorului să nu depășească ± 10 V, iar tensiunea diferențială să nu depășească ± 11 V.

1.6.31 Compensarea tensiunii de offset a unui amplificator operațional prin control digital

Schema electrică pentru această aplicație este prezentată în figura 1.81. Informația logică din intrare (8 biți) dezchilibrează curentii I_o , \bar{I}_o de la ieșirea convertorului astfel încât aceștia să producă compensarea tensiunii de offset a amplificatorului operațional considerat (în acest caz $\beta A = 741$).

Această schemă înlocuiește potențiometrul de ajustare a tensiunii de offset, componentă cu stabilitate scăzută.

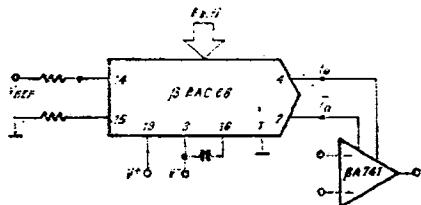


Fig. 1.81. Compensarea digitală a tensiunii de offset.

Datorită prezenței convertorului de 8 biți, există 128 trepte de reglaj liniar pentru tensiunea de offset, conducând la o rezoluție a compensării egală cu $V_{os,max}/128$; de exemplu pentru $V_{os,max} \approx 5$ mV rezultă o rezoluție de aproximativ 40 μ V.

1.6.32 Comanda transformatoarelor cu priză mediană

În figura 1.82 se prezintă schema electrică de principiu pentru comanda transformatoarelor cu priză mediană. Utilizând ieșirile complementare de curent ale convertorului $\beta DAC 08$, acestea pot comanda transformatorul cu priză mediană.

Pentru polarizarea corectă a intrării de referință în cazul cind se aplică un semnal sinusoidal la intrare, se generează cu tensiunea V_{REF} și rezistența R_2 un curent de polarizare corespunzător.

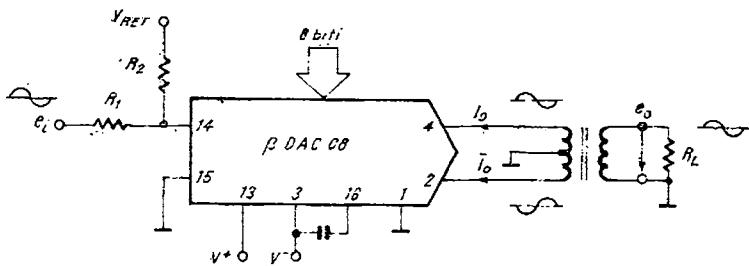


Fig. 1.82. Comanda transformatoarelor cu priză mediană.

Schema prezentată în figura 1.82 este echivalentă cu un amplificator controlat digital cu ieșire prin transformator cu priză mediană, dacă semnalul de intrare se aplică prin curentul de referință. Dacă semnalul de intrare este codificat digital și se aplică prin intrarea logică, de 8 biți, atunci schema prezentată reface semnalul analogic corespunzător semnalului codificat.

Utilizarea transformatorului în această schemă permite izolarea în curent continuu între semnalul din intrare, e_i , și semnalul la ieșire, e_o . De asemenea utilizarea unor rapoarte de transformare corespunzătoare, permite obținerea unor tensiuni sinusoidale în sarcină cu amplitudini mari.

1.6.33. Emițător/Receptor diferențial de linie, pentru logică CMOS

Schema electrică pentru un emițător / receptor diferențial de linie este prezentată în figura 1.83. Utilizarea convertorului este foarte potrivită în partea de emisie deoarece:

- ieșirile în curent favorizează transmisia fără pierderi pe cablu;
- cele două ieșiri complementare de curent permit anularea cîmpului magnetic produs de acești curenti dacă cele două fire componente ale cablului sunt răsucite.

La recepție este folosit un comparator rapid (*CMP-01C*) astfel încît lanțul emisie/recepție să nu introducă întîrzieri semnificative. Deoarece,

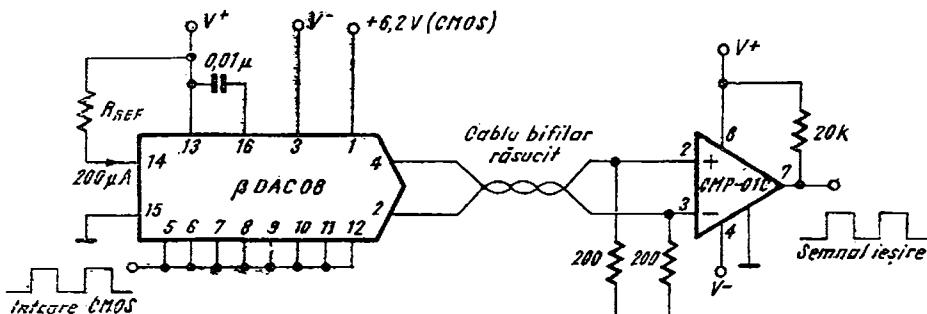


Fig. 1.83. Emițător/Receptor diferențial de linie.

În cazul de față, semnalele logice transmise sunt *CMOS* pentru tensiunea de control, a pragului logic, V_{LC} , se aplică $+6,2$ V (în cazul altor semnale logice tensiunea V_{LC} se modifică corespunzător logicii folosite).

1.6.34. Emițător MODEM

Schema electrică de principiu pentru un emițător *MODEM* utilizând convertorul βDAC 08 este prezentată în figura 1.84. Semnalul ce trebuie transmis se aplică pe intrarea de referință peste componenta continuă generată de tensiunea V_{REF} . Domeniul de frecvență pentru semnalul transmis trebuie să fie între 0 și 1 MHz.

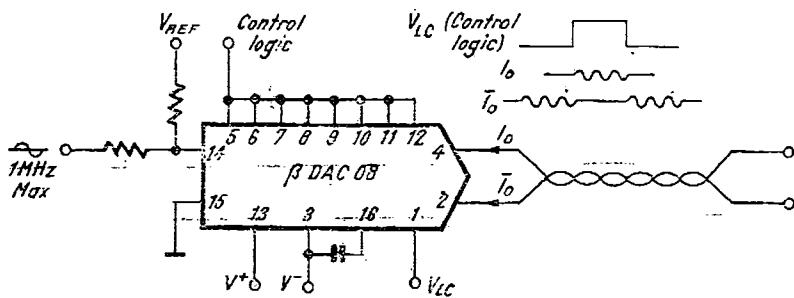


Fig. 1.84. Schema electrică pentru emisie *MODEM*.

Și aici, ca și în cazul aplicației precedente (vezi § 1.6.33), convertorul are și rolul de a transforma semnalul de tensiune ce trebuie transmis, în semnal de curent; se obțin în ieșirile complementare de curent ale convertorului două semnale ce se transmit prin cablu bifiliar cu firă răscuțite.

Sistemul de emisie *MODEM* prezentat aici este compatibil cu orice tip de nivele logice pentru semnalul *CONTROL LOGIC*; deoarece prin tensiunea V_{LC} se fixează tensiunea de prag logic intern al convertorului, corespunzător nivelelor logice folosite.

1.7. De reținut pentru utilizare

Stările logice pentru semnalele aplicate celor opt intrări ale convertorului trebuie să aibă capacitatea de a PRIMI curent pentru starea logică 0 ($I_L \leq 10 \mu A$) și de a FURNIZA curent pentru starea logică 1 ($I_H \leq 10 \mu A$).

Datorită schemei interne a convertorului, schema electrică externă pentru interfațare logică, ce furnizează tensiunea pentru control prag logic (V_{Lc}) la terminalul 1, trebuie să aibă capacitatea de a PRIMI un curent constant în jurul valorii de 100 μ A.

Tensiunea pentru control prag logic (V_{Lc}) necesară pentru interfațarea cu diverse familii logice se calculează cu relația:

$$V_{Lc} = \frac{V_{H\min} + V_{L\max}}{2} - 1,4 \text{ V}$$

unde $V_{H\min}$ și $V_{L\max}$ sunt tensiunea minimă pentru nivel 1 logic respectiv tensiunea maximă pentru nivel 0 logic, corespunzător semnalelor logice pe cele opt intrări ale convertorului.

Pentru nivele logice TTL terminalul 1 se conectează la masă.

Convertorul βDAC 08 nu necesită tensiuni de alimentare simetrice, în schimb este necesară definirea punctului de masă între cele două alimentări astfel încât tensiunile pe terminalele circuitului să asigure buna funcționare a acestuia.

Cele două ieșiri ale convertorului sunt generatoare de curent care PRIMESC curent; de aceea terminalele corespunzătoare 4 și 2 nu trebuie lăsate neconectate.

Tensiunea de mod comun pe intrările amplificatorului referinței, terminalele 14 și 15, trebuie să verifice condiția:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5 \text{ V} \leq V_{CM} \leq (V^+) - 1,5 \text{ V}$$

Tensiunea pe intrările logice trebuie să se încadreze între limitele:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} \quad 2,5 \text{ V} \leq V_I \leq (V^+) + 36 \text{ V}$$

Pentru terminalul de control al pragului logic (terminalul 7) tensiunea trebuie să verifice relația:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 1,1 \text{ V} \leq V_{LC} \leq (V^+) - 2,9 \text{ V}$$

Între tensiunea de control prag logic (V_{LC}) și tensiunea internă de prag logic (V_{THR}) există relația:

$$V_{THR} = V_{LC} + 1,4 \text{ V}$$

Tensiunile ieșirilor convertorului, terminalele 4 și 2 trebuie să se situeze în domeniul:

$$(V^-) + 1 \text{ k}\Omega \times I_{REF} + 2,5 \text{ V} \leq V_o, \quad V_o \leq (V^+) + 36 \text{ V}$$

Amplificatorul referinței, la intrarea analogică a convertorului, are o configurație specială, astfel că în intrarea neinversoare (terminalul 14) INTRĂ curentul de referință, I_{REF} , iar din intrarea inversare (terminalul 15) IESE curentul de polarizare (de aproximativ $1 \mu\text{A}$). Tensiunea între intrări este practic zero, amplificatorul referinței comportându-se între intrări ca orice amplificator operațional.

Curenții în ieșirile convertorului, terminalele 4 și 2, verifică totdeauna relația

$$I_o + \bar{I}_o = I_{FS},$$

unde, în cazul ideal

$$I_{FS} = \frac{255}{256} I_{REF}.$$

1.8. Alte circuite^{3,4}

Utilizarea largă a circuitului integrat $\beta DAC\ 08$, generată de versatilitatea aplicațiilor sale corelată cu prețul său scăzut comparativ cu alte convertoare D/A de 8 biți, face posibilă etichetarea acestuia drept „standard industrial” în lumea convertoarelor, aşa cum la vremea lui circuitul integrat $\beta A\ 741$ a devenit un „standard industrial” în lumea amplificatoarelor operaționale.

Acest circuit integrat monolithic, convertor D/A de 8 biți este fabricat sub aceeași codificare generică $DAC\ 08$, de firmele *NATIONAL SEMICONDUCTOR (LM DAC 08)*, *ANALOG DEVICES (AD DAC 08)*, *PRECISION MONOLITHICS (PMI DAC 08)*. Firma *MOTOROLA* produce circuitul integrat monolithic $MC\ 1408/1508$ care este un convertor D/A de 8 biți compatibil funcțional cu „standardul” $DAC\ 08$, având performanțe electrice asemănătoare și compatibilitate aproape totală pentru terminale (singura diferență o constituie terminalul 1, care în cazul lui $MC\ 1408/1508$ trebuie conectat la masă; de asemenea acest circuit necesită două surse de tensiune de alimentare, una pozitivă, V_{cc} și alta negativă, V_{ee}).

BIBLIOGRAFIE

1. * * * Circuite integrate analogice, IPRS-BĂNEASA, Catalog, 1983
2. G. Tănase, E. Romășcanu, A. Năstase: Testarea convertorului $\beta DAC-08$ pe sistemul STELA
Conferința anuală de semiconductoare, CAS-84, octombrie 1984, Timișul de Jos.
3. * * * Linear Integrated Circuits, Product Catalogue, PRECISION MONOLITHICS, 1982.
4. * * * Linear Interface Integrated Circuits Product Catalogue, MOTOROLA, 1980.

βAA 145

Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor (triacelor)

2.1. Prezentarea circuitului

2.1.1. Introducere

Circuitul **βAA 145** este destinat aproape exclusiv comenziîn fază a aprinderii tiristoarelor (triacelor). Complexitatea crescîndă a circuitelor de comandă a tiristoarelor a făcut ca realizarea lor monolică să fie foarte atractivă, după cum o dovedește și numărul mare de circuite integrate destinate comenziîn tiristoarelor și triacelor.

Prezentarea acestora fără o încercare de sistematizare are puține șanse de a fi utilă. Acesta este motivul pentru care, înainte de a trece la prezentarea circuitului **βAA 145** și a altor circuite (vezi § 2.6) se va încerca această sistematizare. Drept criteriu de bază s-a ales modul în care se poate realiza comanda puterii din circuitul anodic al unui tiristor.

În principiu, amorsarea unui tiristor se poate realiza cu un circuit extrem de simplu. Utilizarea unui circuit complex sau a unui circuit integrat se justifică atunci cînd se dorește nu numai amorsarea tiristorului ci și controlul puterii disipate în circuitul anodic.

Din punctul de vedere al realizării amorsării, toate circuitele integrate existente sunt identice: ele furnizează impulsuri de curent (pozitive sau negative) necesare comenziîn pe grila tiristorului. Circuitele se deosebesc însă în ceea ce privește modalitatea de control a puterii disipate în sarcina din circuitul anodic al tiristorului. Ca urmare, în cele ce urmează, expresia „comanda tiristoarelor” se referă la comanda puterii din circuitul de sarcină. Din acest punct de vedere, există trei modalități de comandă oferite de circuitele integrate:

- (a) comandă prin fază;
- (b) comandă prin zero cu referință constantă în timp;
- (c) comandă prin zero cu referință liniar variabilă în timp.

Comenziile de tip (b), (c) cunoscute și sub numele de „comandă cu undă plină” sunt întâlnite în literatura de limbă engleză sub numele „two-point driver” respectiv „proportional driver”. Semnificația tuturor acestor denumiri

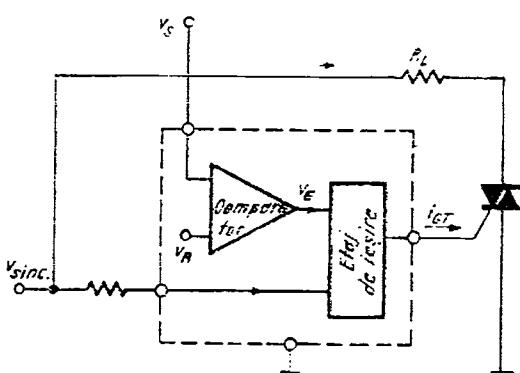


Fig. 2.1. Schema simplificată a unui circuit integrat tipic de comandă a triacelor și tiristoarelor.

va rezulta imediat, în cele ce urmează. În figura 2.1 se prezintă schematic un circuit de comandă tipic care permite definirea tensiunilor și curentilor care caracterizează comenziile de tip (a), (b), (c).

- v_s reprezintă o tensiune proporțională cu puterea disipată în sarcină. Această tensiune servește și la realizarea unei bucle de reacție negativă necesară pentru stabilizarea valorii puterii disipate în sarcină;
- v_R reprezintă o tensiune internă de referință cu care se compară tensiunea v_s ;
- v_G reprezintă tensiunea de ieșire a comparatorului, deci rezultatul comparării lui v_s cu v_R ;
- i_{GT} este pulsul de curent de aprindere care este validat sau nu de v_G ;
- v_{SINC} este tensiunea de sincronizare (în majoritatea aplicațiilor este tensiunea alternativă de rețea).

Comanda prin fază

Formele de undă caracteristice acestui mod de comandă sunt prezentate în figura 2.2. De remarcat că pentru acest tip de comandă v_R este o tensiune liniar variabilă sincronizată pe frecvența rețelei. Impulsurile de aprindere sunt generate la fiecare coincidență a lui v_s cu panta cresătoare a semnalului v_R . Din forma de undă a semnalului i_L se constată că se poate obține o „rezoluție” de putere extrem de fină, circuitul putând sesiza și comanda variații foarte mici de putere în sarcina R_L . Generarea de armonici superioare frecvenței semnalului de sincronizare folosit și posibilitatea obținerii unei componente continue pentru i_L constituie dezavantaje ale acestui tip de comandă.

Comanda prin zero cu referință fixă

Formele de undă corespunzătoare sunt prezentate în figura 2.3. Se observă că în acest caz v_R este o tensiune de valoare fixă și în intervalul de timp în care $v_s > v_R$, la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare, se generă impulsuri de aprindere. În acest fel i_L cuprinde un număr întreg de semialternanțe. Această caracteristică a condus la numele de comandă cu *undă plină*. Rezoluția de putere este limitată inferior de puterea corespunzătoare unei semialternanțe. Deoarece v_R este o tensiune fixă, variația lui v_s nu contează

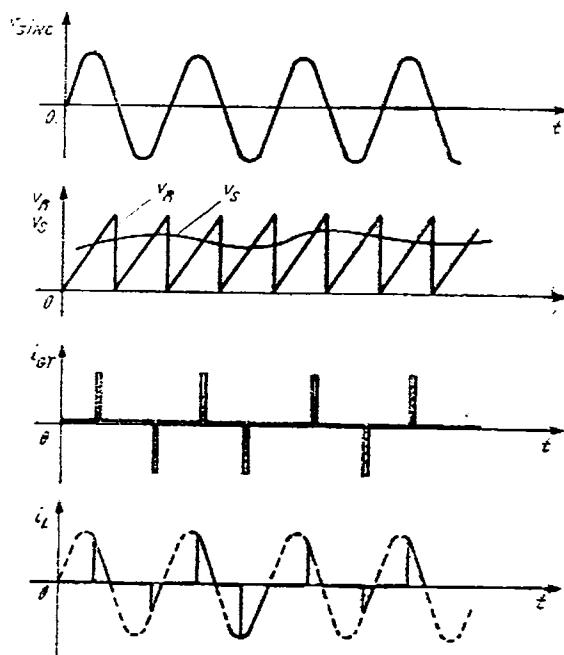


Fig. 2.2. Formele de undă caracteristice comenzi prin fază.

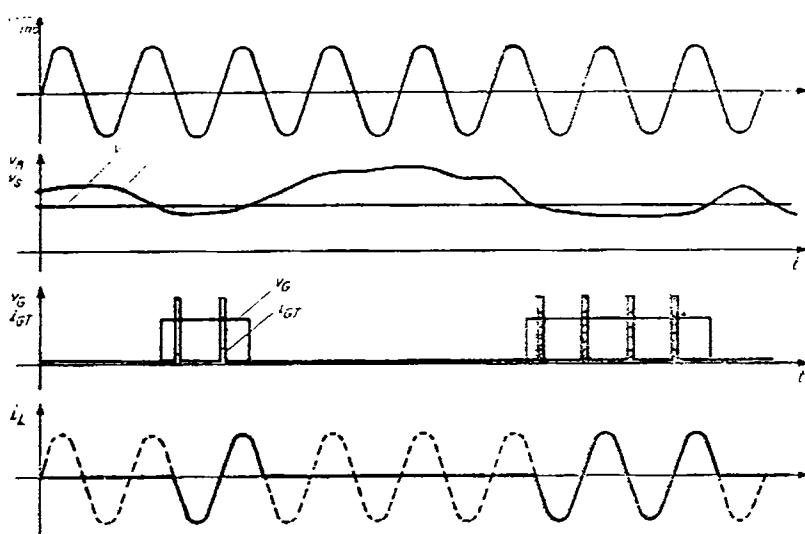


Fig. 2.3. Formele de undă corespunzătoare comenzi prin zero cu referință fixă.

decit în măsura în care este mai mică sau mai mare decit v_R . Această dualitate de stări (ON-atunci cind $v_s > v_R$ și OFF — atunci cind $v_s < v_R$) a făcut ca acest mod de comandă să fie numit *two-points driver*. Rezoluția de putere limitată de cea corespunzătoare unei semialteranță și întirzirea cu care se realizează regimul staționar al puterii comandate, constituie dezavantajele acestui mod de comandă.

Comanda prin zero cu referință variabilă

În figura 2.4. sunt reprezentate formele de undă caracteristice acestui mod de comandă. De data aceasta v_R este o tensiune liniar variabilă (pe durata cîtorva zeci de sêmiunde). Intervalele de timp în care este permisă generarea impulsurilor de comandă nu depind numai de depășirea unui anumit nivel de tensiune de către v_s (ca în cazul anterior) ci și de valoarea tensiunii v_s ; cînd aceasta are o valoare mare, intersecția cu rampa de tensiune se face către vîrful acesteia intervalul de timp de generare a impulsurilor de aprindere fiind mic; cînd v_s are o valoare mică, intersecția cu rampa de tensiune se face la baza acesteia, intervalul de timp de generare a impulsurilor de aprindere fiind mai mare decit în cazul anterior. Se realizează în acest mod o reacție negativă intrinsecă de stabilizare a puterii în sarcină, eliminîndu-se evenualele supracreșteri a puterii ce pot apărea în modul de comandă cu undă plină descris anterior.

Acest mod de comandă ce oferă posibilitatea realizării unei comenzi proporționale cu diferența $v_s - v_R$ este numit în literatură de limbă engleză, *proportional driver*. El permite alimentarea sarcinii cu „rații” de putere cu atît mai mari cu cît puterea disipată este mai departată de regimul staționar și din ce în ce mai mici pe măsura ce puterea se apropie de valoarea de regim

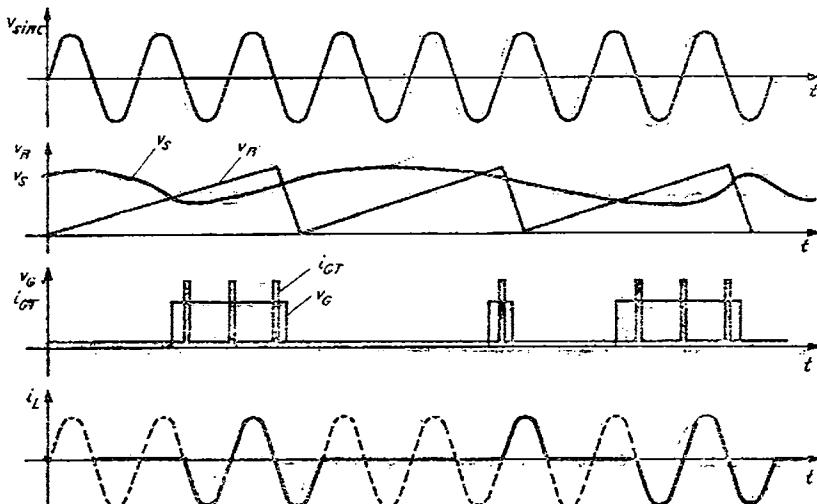


Fig. 2.4. Formele de undă corespunzătoare comenzi prin zero cu referință variabilă.

staționar. Deoarece i_L cuprinde și în acest caz un număr întreg de semialternanțe comanda descrisă mai sus este de același tip (cu undă plină) ca cea descrisă anterior.

În afara modului de comandă a puterii, un circuit integrat destinat comenzii tiristoarelor se mai poate caracteriza prin:

- lipsa unor surse de alimentare separate, circuitul conținind blocul de redresare și stabilizare a tensiunii de alimentare necesară funcționării;
- nivelul și polaritatea impulsurilor de comandă furnizate la ieșire;
- protecția la scurtcircuit pe poarta tiristorului;
- posibilitatea blocării impulsurilor permisind astfel inhibarea generației impulsurilor de aprindere în anumite intervale de timp;
- posibilitatea detecției momentului anularii currentului anodic al tiristorului, permisind astfel comanda optimă a sarcinilor inductive (cînd noul impuls de aprindere trebuie să apară după anularea currentului anodic);
- posibilitatea reglării duratei impulsurilor generate.

Acestea sunt principalele caracteristici care sunt urmărite atât la analiza circuitului $\beta A A 145$ cât și a altor circuite de comandă a tiristoarelor (vezi § 2.6.)

2.1.2. Circuitul $\beta A A 145$. Destinație

Circuitul $\beta A A 145$ este folosit în aplicațiile care necesită comanda tiristoarelor și triacelor, putând fi sincronizat direct de rețeaia de c.a. (de obicei 220 V, 50 Hz). Pentru a oferi o înțelegere completă a funcției realizate de circuit se va prezenta cazul cel mai general de funcționare fără a avea deocamdată în vedere o anumită aplicație.

În figura 2.5 este desenat circuitul $\beta A A 145$, un semnal de sincronizare oarecare v_{SINC} și semnalele de ieșire v_o^+ și v_o^- , toate considerate în raport cu masa.

Funcționarea circuitului $\beta A A 145$ este descrisă de formele de undă indicate în figura 2.6.

- Dacă $v_{SINC} \geq +0,65$ V (valoare care reprezintă tensiunea V_{BE} de deschidere a unui tranzistor) — vezi figura 2.6.a — v_o^+ se află la un nivel constant de tensiune, egal cu tensiunea de alimentare iar v_o^- se află la un nivel constant de tensiune egal cu aproximativ $+0,3$ V (tensiunea colector-emitor a unui tranzistor saturat).

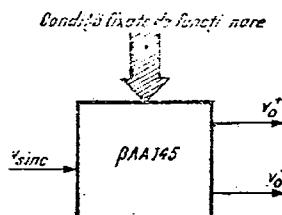


Fig. 2.5. Reprezentarea simbolică a funcției realizate de circuitul integrat $\beta A A 145$.

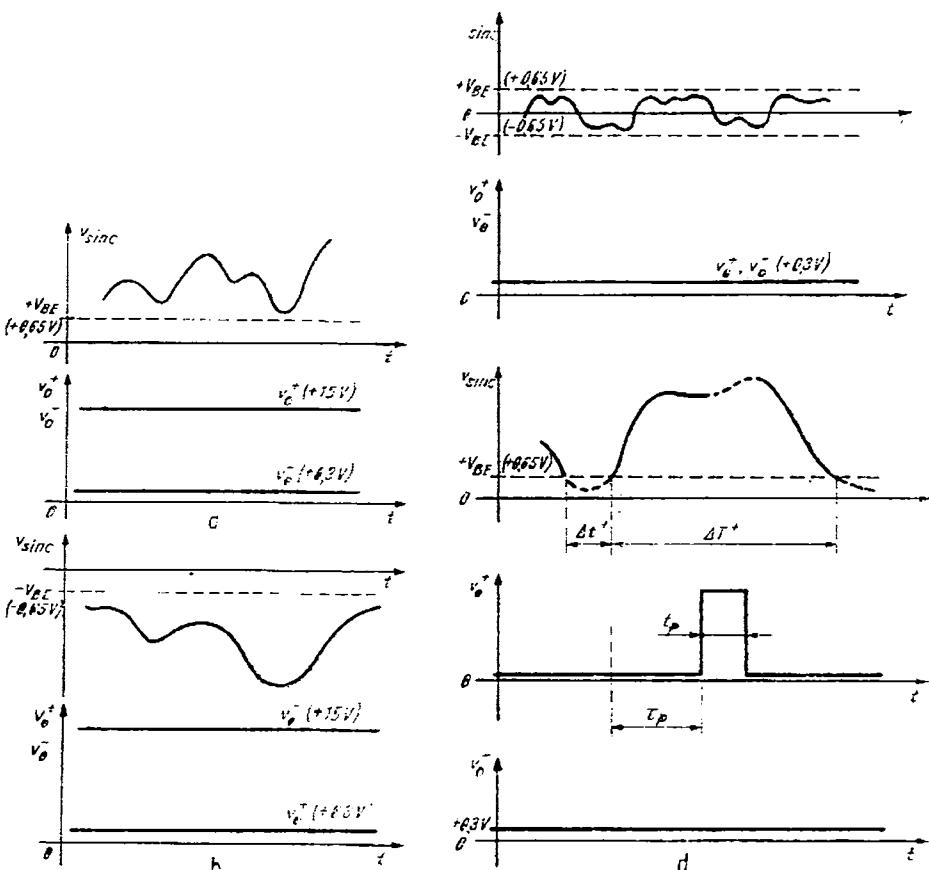


Fig. 2.6.a. Formele de undă la sîrcea circuitului BAA 145 în cazul $v_{SINC} \geq 0,65$ V.

Fig. 2.6.b. Formele de undă la ieșirea circuitului BAA 145 în cazul $v_{SINC} \leq -0,65$ V.

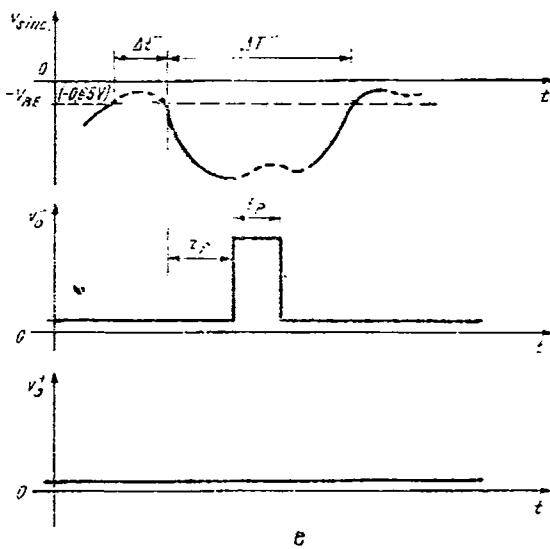
Fig. 2.6.c. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care $-0,65$ V $\leq v_{SINC} \leq +0,65$ V.

Fig. 2.6.d. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care v_{SINC} traversează nivelul tensiunii de $+0,65$ V.

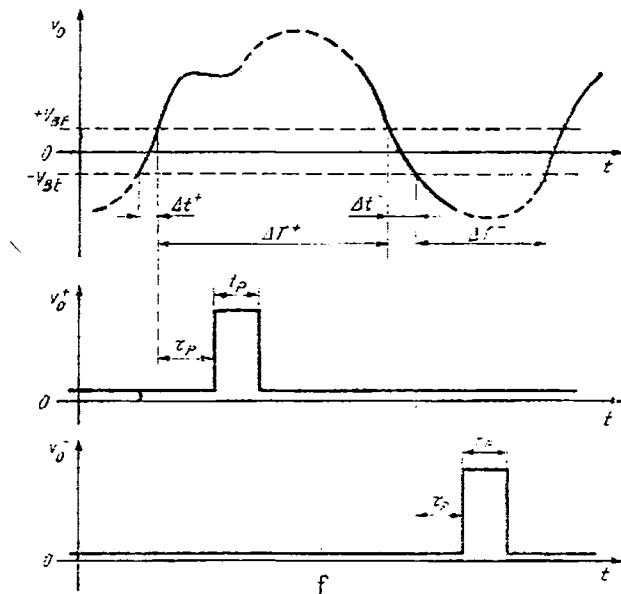
● Dacă $v_{SINC} \leq -0,65$ V — vezi figura 2.6.b — situația este inversată față de cazul anterior: v_o^+ se află la un nivel de tensiune scăzută (tensiune de saturatie) și v_o^- se află la nivelul tensiunii de alimentare.

● Dacă $-0,65$ V $\leq v_{SINC} \leq +0,65$ V — vezi figura 2.6.c — atât tensiunea v_o^+ cât și tensiunea v_o^- sunt la un nivel de tensiune coborât.

● Dacă v_{SINC} variază ca în figura 2.6.d, adică scade sub valoarea de $+0,65$ V, se menține sub această valoare un timp Δt^+ de cîteva microsecunde după care traversează din nou nivelul de $+0,65$ V, menținîndu-se peste această valoare un timp Δt^- de cîteva milisecunde, atunci la ieșirea v_o^+ se generează un impuls dreptunghiular, ieșirea v_o^- rămînind la nivel scăzut. Acest impuls, de durată t_p și întîrziat (defazat) cu un timp τ_p față de momentul în care v_{SINC} traversează nivelul de $+0,65$ V, poate să reprezinte un impuls



e



f

Fig. 2.6.e. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care v_{SINC} traversează nivelul tensiunii de $-0,65$ V.
Fig. 2.6.f. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul în care v_{SINC} traversează nivelul de 0 V.

de aprindere al unui tiristor sau triac. Atât durata t_p , cît și întârzierea τ_p depind de condițiile de funcționare impuse circuitului de către utilizator. Durata Δt^+ este necesară declanșării circuitului iar durata ΔT^+ trebuie să fie suficientă de mare pentru a permite realizarea atât a întârzierii τ_p , cît și a duratei t_p a impulsului generat.

- Situația analogă pentru v_{SINC} traversând nivelul de $-0,65V$ este prezentată în figura 2.6.e; Pe ieșirea v_o^- apare un impuls dreptunghiular în timp ce ieșirea v_o^+ rămîne la nivelul constant de $+0,3V$.

- Cazul în care v_{SINC} trece prin zero lăudând deci și valori negative și valori pozitive este prezentat în figura 2.6.f; se obțin două impulsuri (cîte un impuls pe fiecare ieșire). Trebuie subliniat faptul că circuitul nu permite decît un reglaj comun pentru v_o^+ și v_o^- atît pentru τ_p , cît și pentru t_p . Pentru obținerea celor două impulsuri din figura 2.6.f trebuie să satisfacă atît condițiile referitoare la Δt^+ și ΔT^+ cît și cele referitoare la Δt^- și ΔT^- .

În continuare, nivelele de $\pm V_{BE}$ se vor approxima prin nivelul de $0V$ pentru a se putea reprezenta mai ușor formele de undă care explică funcționarea circuitului. Valurile exacte ale pragurilor de funcționare se vor recalculate în paragraful destinat analizei schemei electrice a circuitului.

Din prezentarea anterioară reținem cazul cel mai general prezentat în figura 2.6.f ca o sinteză a modurilor de funcționare a circuitului:

- Circuitul este declanșat de trecerea prin zero a semnalului de intrare; momentul trecerii prin zero este „memorat” de circuit și luat ca reper de timp t_0 — vezi figura 2.7 — față de care se generează impulsul v_o^+ (dacă v_{SINC}

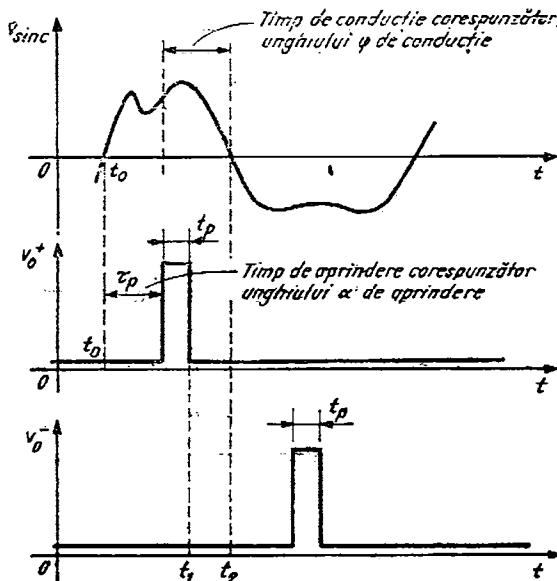


Fig. 2.7. Formele de undă la ieșirile circuitului în cazul general cînd v_{SINC} traversează nivelul de $0V$.

variază în domeniul tensiunilor pozitive) sau v_o^+ și v_o^- cînd v_{SINC} traversează nivelul de 0 V variind în ambele domenii (pozitiv și negativ) de tensiune.

• Circuitul o dată declanșat este neinfluentat de variația ulterioară a semnalului v_{SINC} atîta vreme cît acesta nu trece din nou prin zero.

• Impulsurile v_o^+ și v_o^- sunt caracterizate de aceeași parametri τ_p și t_p asigurăți printr-un reglaj inițial în cadrul condițiilor de funcționare (vezi figura 2.5). Bineînțeles că dacă se asigură, printr-un procedeu oarecare modificarea condițiilor inițiale de funcționare, după momentul t_1 și înainte de momentul t_2 (vezi figura 2.7) se poate obține pentru v_o^- un impuls cu parametrii τ_p și t_p modificați față de valorile corespunzătoare lui v_o^+ .

În schemele în care circuitul βAA 145 este utilizat pentru comanda în fază a tiristoarelor, semnalul de sincronizare — v_{SINC} — îl constituie chiar tensiunea de rețea industrială (220V, 50 Hz), circuitul oferind două impulski de aprindere sincrone cu cele două semialternanțe. Posibilitatea reglării parametrului τ_p permite controlul momentului (în raport cu anularea tensiunii de rețea) deschiderii tiristorului (triacului) și deci controlul puterii disipate de sarcina din circuitul anodic al tiristorului. Posibilitatea reglării lui t_p permite comanda unui tiristor indiferent de caracterul sarcinii anodice a acestuia (pe poarta tiristorului trebuie să existe semnal de comandă o durată de timp superioară duratei de stabilire a curentului de menținere din circuitul anodic). În cazul unei sarcini inductive, de exemplu, trebuie asigurată o valoare a lui t_p mai mare decit în cazul unei sarcini rezistive.

2.1.3. Schema bloc

Schema bloc a circuitului βAA 145 împreună cu componentele extinute (noteate cu indicele e) și cu formele de undă în punctele mai importante sunt prezentate în figurile 2.8. a și b

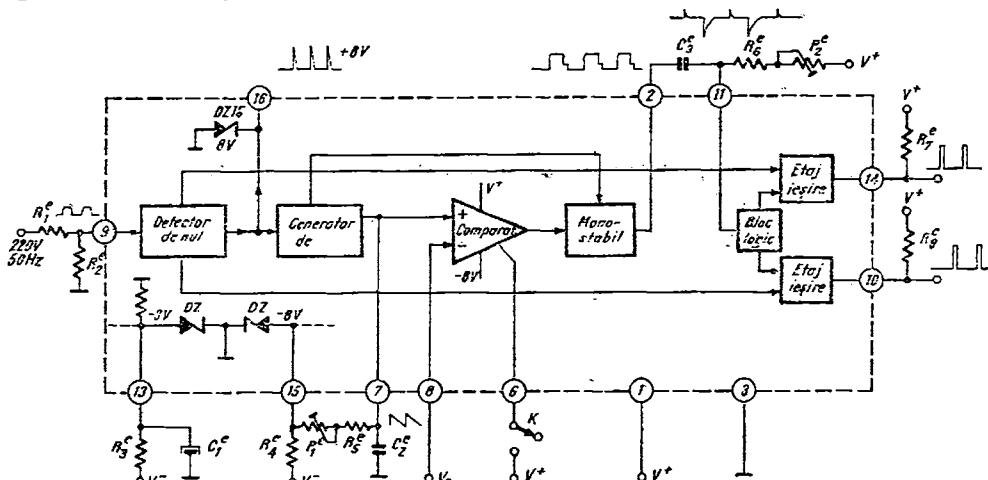


Fig. 2.8.a Schema bloc a circuitului βAA 145.

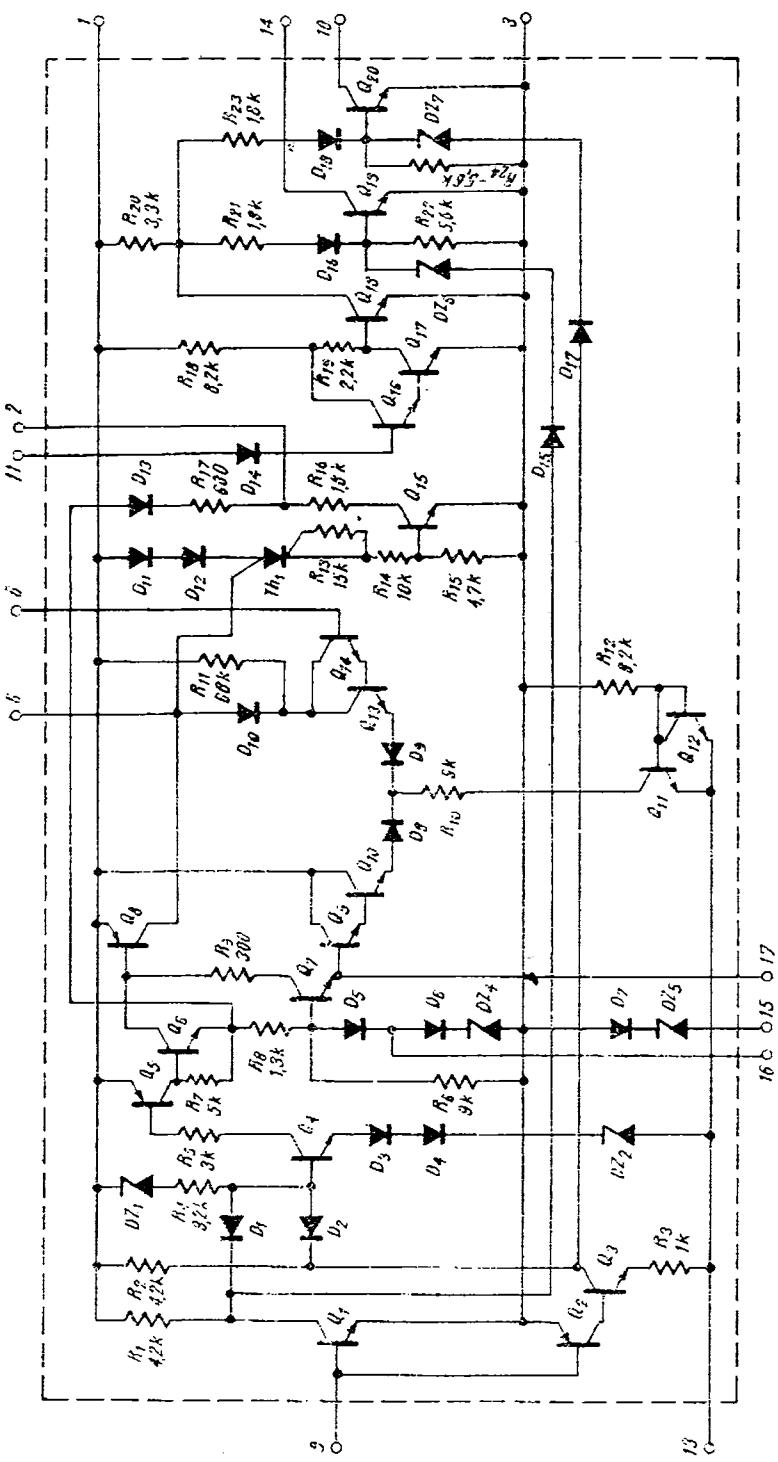


Fig. 2.8b Schema completă a aparatului 2.A.1.145

Circuitul se compune dintr-un bloc de sincronizare, un detector de nul, un generator de rampă de tensiune, un comparator, un monostabil (cu rol de memorare) un bloc logic și două etaje de ieșire.

Detectorul de nul sesizează trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare limitând totodată semnalul pe terminalul 9 la $\pm V_{BE}$. La fiecare trecere prin zero detectorul generează la terminalul 16 impulsuri cu amplitudinea de $+ 8V$. Divizorul R_1^e, R_2^e are rolul de a fixa o valoare potrivită pentru viteza de variație prin zero a semnalului de sincronizare. Această viteză este critică pentru funcționarea corectă a circuitului. O viteză mare de variație nu permite declanșarea circuitului (nu este satisfăcută condiția pentru Δt^+ sau Δt^- din § 2.1.2) iar o viteză mică de variație limitează performanțele circuitului reducând intervalul de reglaj (control) pentru unghiul de aprindere. De asemenei, R_2^e mai are un rol foarte important — de limitare a curentului absorbit de circuit prin terminalul 9 de la circuitul extern ce asigură semnalul de sincronizare.

Generatorul de rampă încarcă rapid capacitatea C_5 la $+ 8V$ la fiecare impuls generat de detectorul de nul pe terminalul 16 și o lasă să se descarce lent prin R_5^e, P_1^e către tensiunea de $- 8V$ în perioada dintre două impulsuri de trecere prin zero (durata acestei descărcări este de 10 ms pentru un impuls de sincronizare de 50 Hz). Se obține astfel, pe terminalul 7, o rampă de tensiune.

În timpul impulsului de trecere prin zero are loc, simultan cu încărcarea capacității C_5 și încărcarea capacității C_8 conectată la terminalul 2, pînă la valoarea tensiunii de alimentare, stare echivalentă cu activarea monostabilului („așteptarea” momentului de declanșare a impulsului de aprindere). Rampa de tensiune de pe terminalul 7 se aplică intern, pe intrarea neinversoare a comparatorului.

Comparatorul, alimentat între $+ V^+$ și $- 8V$ are pe intrarea neinversoare semnalul triunghiular al generatorului de rampă iar pe intrarea inversoare tensiunea de comandă și reglaj a unghiului de conducție. Rampa de tensiune este decrescătoare și deci atîta timp cît $v_7 > V_s$ comparatorul nu este basculat și monostabilul rămîne în starea de „așteptare”. Reamintim că această stare a început în momentul ultimei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare (momentul t_0 din figura 2.7). Această perioadă de timp în care deși există semialternanță pozitivă sau negativă, tiristorul nu conduce, corespunde unghiului α „de aprindere”, complementar — în raport cu semialternanța ce durează 10 ms (pentru frecvența semnalului de sincronizare de 50 Hz) — unghiului φ „de conducție” (vezi figura 2.7). În momentul în care tensiunea v_7 devine egală cu tensiunea v_s , comparatorul își schimbă starea, monostabilul comută, descărcînd capacitatea C_8 (încărcată la aproximativ $+ V^+$ în timpul impulsului de trecere prin zero).

Monostabilul are în primul rînd rolul de a fixa durata impulsului de aprindere prin constanta de timp a grupului C_8, P_2^e, R_6^e . Monostabilul este declanșat de bascularea comparatorului. Saltul negativ care apare pe terminalul

2 trece spre terminalul 11 comandînd blocul logic de ieșire. Acesta este momentul apariției la ieșire a impulsului de aprindere (pe terminalul 14 sau pe terminalul 10).

Blocul logic și etajele de ieșire au rolul de a distribui impulsul negativ furnizat de monostabil către ieșirea 14 (corespunzătoare semialternanței pozitive a semnalului de sincronizare) sau către ieșirea 10 (corespunzătoare semialternanței negative). Dacă există semnal (impuls) pe una din ieșiri, pe cealaltă ieșire tensiunea este nulă. Ieșirile fiind de tip *colector în gol*, apariția impulsurilor de aprindere este posibilă numai prin legarea unor rezistențe R_s^e și R_s^g la o tensiune pozitivă mai mare decât $+8V$ (de obicei aceasta este chiar tensiunea de alimentare pozitivă V^+).

Formele de undă la terminalele circuitului în configurația externă din figura 2.8 se pot urmări în figura 2.9.

Înainte de a trece la descrierea circuitului și prezentarea parametrilor vom fixa în cazul unui tiristor convențiile referitoare la unghiul de aprindere și unghiul de conduction. Figura 2.9 prezintă tensiunea de sincronizare cu rețea v_{SINC} (trasată cu linie punctată) și curentul de sarcină i_L (trasat cu linie continuă). *Unghiul de aprindere* este notat cu α și reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul ultimei treceri prin zero a tensiunii de sincronizare și momentul apariției primului impuls de aprindere. *Unghiul de conduction* este notat cu φ și reprezintă echivalentul intervalului de timp cuprins între momentul aprinderii tiristorului și momentul primei săle blocări (datorate anulării tensiunii de rețea). Trebuie subliniat că toate aceste considerații sunt valabile și în cazul unui triac chiar dacă acest lucru nu este precizat de fiecare dată. Comutatorul K (vezi figura 2.8.a) conectat la terminalul 6 permite inhibarea generării impulsurilor atunci cînd este închis deoarece acțiunea lui asupra comparatorului anulează efectul tensiunii V_s , menținînd monostabilul în poziția „de așteptare” pe toată perioada de timp în care este închis.

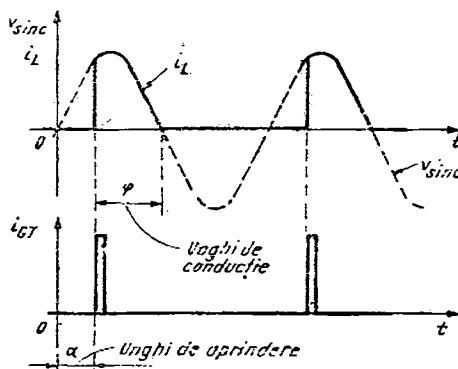


Fig. 2.9. Formele de undă și convențiile referitoare la unghiul de aprindere și cel de conduction pentru un tiristor.

2.2. Schema electrică

Schema electrică și funcționarea circuitului $\beta A A\ 145$ pot fi urmărite cu ușurință deoarece el este destul de bine individualizat în blocuri funcționale (vezi figurile 2.8. a și b)

Numărul relativ mare de componente externe necesare funcționării nu permite prezentarea separată, individuală a fiecărui bloc în parte, decât în conexiune cu componentele externe aferente lui. Acesta este și modul în care se va prezenta funcționarea circuitului. Toate componentele externe vor fi notate cu un indice superior, e : Se va explica influența fiecărei componente externe asupra funcționării corecte, performanțelor dorite și fiabilității circuitului integrat.

2.2.1. Alimentarea circuitului

Pentru funcționare, circuitul are nevoie de o sursă de tensiune pozitivă $V^+ = 12 \dots 18$ V capabilă să furnizeze un curent de sarcină de 100 mA. Deși în regim static circuitul consumă aproximativ 30 mA (nu se consideră curentul absorbit de tranzistoarele dc ieșire de tip *open collector*), în regim dinamic de funcționare, circuitul solicită pulsuri de curent (în terminalul 2 și în terminalul 7), de pînă la 60 ... 70 mA, necesare încărcării unor capacitații externe. Intern, circuitul nu prezintă vreun bloc de stabilizare astfel încît tensiunea V^+ aplicată între terminalele 1 și 3 trebuie să fie stabilizată. Nu se cer performanțe deosebite de stabilizare. Singurul pericol în ceea ce privește sursa V^+ este solicitarea ei la pulsuri foarte scurte (de ordinul a cîtorva μs) de curent mare (60 mA) față de curentul mediu consumat (30 mA). De remarcat că aceste pulsuri au loc la trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare. Dacă tensiunea de sincronizare este chiar tensiunea de rețea, fără o filtrare suficientă a tensiunii V^+ , funcționarea circuitului este compromisă. Cădere tensiunii V^+ în momentele trecerii prin zero a tensiunii de rețea chiar pentru momente foarte scurte (μs) anulează funcționarea circuitului. Toate aceste observații sunt valabile pentru cazul în care circuitul este sincronizat cu tensiunea de rețea (situație care corespunde majorității aplicațiilor). Dacă circuitul este sincronizat cu o tensiune cu o frecvență superioară celei de 50 Hz (de exemplu 500 Hz) situația prezentată mai sus nu este atît de critică.

Pentru funcționare, circuitul mai are nevoie de o sursă negativă de curent $I^- = 15 \dots 25$ mA aplicată între terminalele 3 și 13 (TABS), la o tensiune mai mare de 10 V. Schema internă conține o diodă Zener ce stabilizează tensiunea pe terminalul 13 la aproximativ -8 V. De aceea, sursa de curent I^- trebuie să furnizeze curentul de 15 ... 25 mA la o tensiune superioară valorii maxime a tensiunii V_{z13} (care este de 9 V). Blocul ce asigură alimentarea negativă este prezentat în figura 2.10.

Condensatorul extern C_1 are rolul de a filtra tensiunea V_{z13} . Curentul necesar funcționării, I^- este determinat de valoarea sursei V^- disponibile (oricum, mai mare decît 10 V) și de valoarea rezistenței R_2 . Relația de calcul

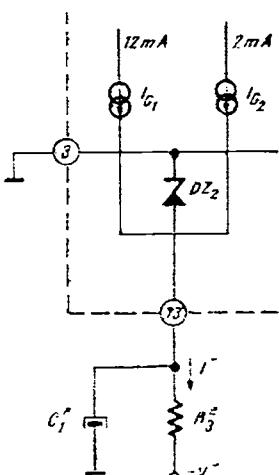


Fig. 2.10. Schema de alimentare negativă a circuitului BAA 145.

între R_g^* și V^- necesită cunoașterea curentului I^- necesar funcționării corecte a circuitului.

Orice valoare cuprinsă între 15 mA și 25 mA este corectă. Se recomandă însă alegerea valorii $I^- = 20$ mA, deoarece curenții I_{G1} și I_{G2} sunt supuși unor variații de $\pm 20\%$ prin procesul de fabricație. O valoare mică a lui I^- lasă insuficient curent prin dioda DZ_2 . O valoare puțin mai mare decât cea tipică, pentru I^- nu pune în pericol DZ_2 (în cazul în care I_{G1} și I_{G2} ar rezulta de valori mici) deoarece, constructiv, dioda DZ_2 este capabilă să disipe chiar 80 mW. Relația de calcul pentru R_g^* este evidentă:

$$R_g^* = \frac{V^- - |V_{13}|_{max}}{I^-} \quad (2.1)$$

Dacă se alege, de exemplu, $V^- = 15$ V, $I^- = 20$ mA, relația 2.1 conduce la:

$$R_g^* = \frac{15 - 9}{20} \frac{V}{mA} = 0,3 \text{ k}\Omega. \quad (2.2)$$

Se poate alege deci $R_g^* = 330 \Omega$ deoarece această valoare conduce în condițiile tipice de funcționare a circuitului ($|V_{13}| = 8$ V) la un curent:

$$I^- = \frac{15 - 8}{0,33} \frac{V}{k\Omega} = 21 \text{ mA}. \quad (2.3)$$

Puterea disipată de rezistență R_g^* se calculează ușor, în condițiile cele mai defavorabile de funcționare.

$$P_{max} = (V^- - |V_{13}|_{max}) \times I^- \quad (2.4)$$

Deci:

$$P_{max} = (15 - 7) \times 20 \text{ mA} = 160 \text{ mW} \quad (2.5)$$

Acum, R_g^* este determinată complet:

$$R_g^* = 330 \Omega \pm 5\%, \quad P_{max} = 0,25 \text{ W}.$$

Condensatorul de filtrare C_1 îndeplinește condițiile:

$$C_1 = 100 \mu\text{F}, \quad V_{max} = 25 \text{ V}.$$

In ceea ce privește influența grupului R_g^, C_1 , asupra funcționării circuitului, se poate constata ușor că:*

- scurtcircuitarea rezistenței R_g^* provoacă defectarea catastrofală a circuitului prin distrugerea diodei DZ_2 ;
- o valoare mare a curentului de fugă a condensatorului C_1 provoacă nefuncționarea circuitului prin insuficiența curentului I^- necesară generatoarelor I_{G1}, I_{G2} (vezi figura 2.10);

- scurcircuitarea condensatorului C_1 pune la masă terminalul 13, oprește funcționarea circuitului (fără să-l distrugă) și distrugе rezistențа R_3 pe care se disipa o putere superioară valorii maxime alese (de 0,25 W).

Schema completă de alimentare, ce sintetizează cele discutate mai sus este prezentată în figura 2.11.

2.2.2. Blocul de sincronizare și detectorul de nul

Blocul de sincronizare are rolul de a sincroniza generarea impulsurilor de aprindere cu apariția semi-alteranțelor negative sau pozitive în circuitul anodic al tiristorului (triacului) comandat. Deci, tensiunea de sincronizare, notată cu v_{SINC} în § 2.1.2, fie că este sau nu este tensiunea de rețea, trebuie să se aplice atât în terminalul 9 al circuitului de sincronizare cât și în circuitul anodic al tiristorului (triacului).

În figurile 2.12, 2.13 se explică modul în care trebuie aplicată tensiunea v_{SINC} pentru un *tiristor*, respectiv *triac*. Toate aplicațiile de putere necesită conectarea tiristorului în rețea de c.a. și deoarece tensiunea din circuitul anodic al tiristorului trebuie să fie aceeași cu tensiunea din terminalul 9 al circuitului, rezultă că v_{SINC} în aplicațiile de putere este chiar tensiunea de rețea.

Schema electrică a blocului de sincronizare și detecție prin zero împreună cu componente externe R_1^e și R_2^e este prezentată în figura 2.14. Funcționarea acestui etaj este ușor de înțeles: tensiunea v_{SINC} atenuată de grupul R_1^e și R_2^e este aplicată terminalului 9 al circuitului unde este limitată la valoarea de $\pm 0,7$ V (corespunzătoare tensiunilor V_{BE1} și V_{BE2} ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2). În intervalul de timp în care V_9 este $+0,7$ V, tranzistorul

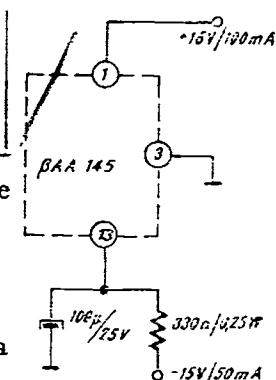


Fig. 2.11. Schema completă de alimentare tipică a circuitului BAA 145.

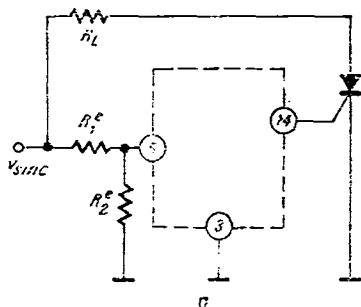


Fig. 2.12. Schema de sincronizare pe semialternanță pozitivă pentru un tiristor.

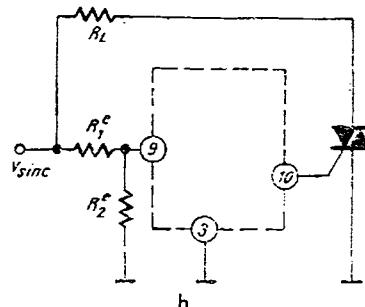


Fig. 2.13. a. Schema de sincronizare pe semialternanță negativă pentru un triac.

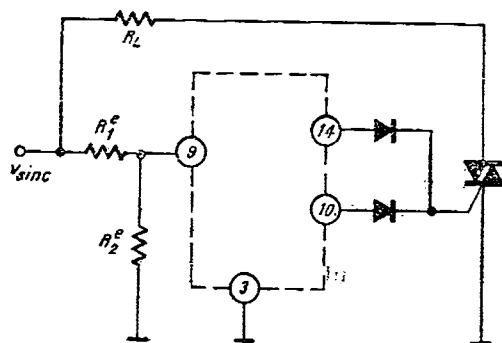


Fig. 2.13. b. Schema de sincronizare pe semialternanțe negative și pozitive pentru un triac.

4

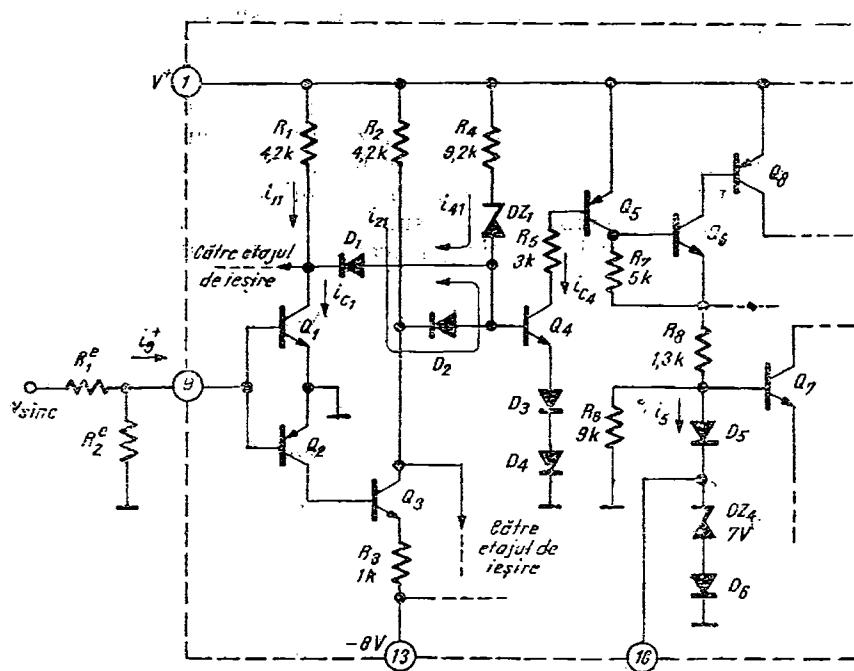


Fig. 2.14. Schema blocului de sincronizare și detectie.

Q_1 este deschis în regiunea de saturatie și Q_2 este blocat. Curenții care se închid prin Q_1 sunt reprezentați pe figură și sunt egali cu:

$$i_{11} = \frac{V^+ - v_{CE1}}{R_1}, \quad (2.6)$$

$$i_{41} = \frac{V^+ - V_{z1} - V_{D1} - v_{CE1}}{R_4}, \quad (2.7)$$

$$i_{21} = \frac{V^+ - V_{D2t_{nv}} - v_{CE1}}{R_2}, \quad (2.8)$$

unde cu $V_{D2t_{nv}}$ s-a notat tensiunea inversă (de aproximativ 7,2 V) a diodei D_2 . Tranzistorul Q_1 , care conduce în saturatie trebuie să aibă o asemenea tensiune colector-emitor încit să nu permită deschiderea tranzistorului Q_4 . Diodele D_3 și D_4 ușurează această sarcină crescind pragul de deschidere al lui Q_4 la valoarea:

$$v_{B4} = v_{BE4} + v_{D3} + v_{D4}. \quad (2.9)$$

Condiția de blocare a lui Q_4 este:

$$v_{CE1} + v_{D1} < v_{B4}. \quad (2.10)$$

Este evident că trebuie o valoare cît mai mică pentru v_{CE1} . Dacă $v_D \approx v_{BE} \approx 0,65$ V rezultă că este necesar ca

$$v_{CE1} < 1,3 \text{ V}. \quad (2.11)$$

Curentul de colector la care trebuie asigurată această tensiune se calculează ușor cu relațiile 2.6, 2.7, 2.8 în condițiile cele mai defavorabile:

$$V^+ = 18 \text{ V},$$

$$R'_1 = 0,8 R_i \quad i = 1, 2, 3. \quad (2.12)$$

Rezultă relația:

$$i_{c1} = i_{11} + i_{41} + i_{21}$$

$$\begin{aligned} i_{c1} = V^+ &\left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} + \frac{1}{R'_4} \right) - \left(\frac{V_{z1} + V_{D1}}{R'_4} + \right. \\ &\left. + \frac{V_{D2t_{nv}}}{R'_2} \right) - v_{CE1} \left(\frac{1}{R'_1} + \frac{1}{R'_2} + \frac{1}{R'_4} \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Înlocuind acum valorile din (2.12) și ținând cont de valorile R_i ale rezistențelor din schema din figura 2.14 rezultă relația liniară dintre i_{c1} și v_{CE1}

$$i_{c1} = 12 - 0,7 v_{CE1}, \quad (2.14)$$

în care curentul i_{c1} este exprimat în mA și tensiunea V_{CE1} în V. Dacă punem condiția (2.11) rezultă că:

$$11 \text{ mA} \leq i_{c1} \leq 12 \text{ mA}. \quad (2.15)$$

Tranzistorul Q_1 trebuie deci să aibă la un curent de 12 mA o tensiune de saturatie mai mică decit 1,3 V. Tranzistorul integrat Q_1 asigură această cerintă cu condiția ca grupul de rezistențe externe R_1^* , R_2^* să-i ofere suficient curent în bază. Iată o primă condiție ce trebuie satisfăcută de componentele externe ce privesc blocul de sincronizare și detectie: *aceea de a asigura suficient curent de bază tranzistorului Q_1 pentru a-l satură și a permite blocarea lui Q_4* . Considerind cazul cel mai defavorabil al unui cîștig minim $\beta_N = 30$ pentru Q_1 , rezultă:

$$i_9^+ > \frac{i_{C1}}{\beta_N} = \frac{12}{30} \text{ mA} = 0,4 \text{ mA}. \quad (2.16)$$

Atunci cînd v_9 scade sub $-0,7$ V se deschid în saturatie Q_2 și Q_3 și se blochează Q_1 . Tranzistorul Q_4 este din nou blocat de tranzistorul saturat Q_3 . Curentii sunt acum colectați de Q_3 și situația este complementară aceleia descrise anterior. Singura deosebire o constituie faptul că tranzistorul Q_3 nu primește curentul de bază direct din terminalul 9 ci prin intermediu tranzistorului $pnp Q_2$ astfel că grupul Q_2 , Q_3 , acționînd ca un montaj Darlington mîșorează considerabil curentul absorbit din terminalul 9 necesar saturării lui Q_3 . Deci, pentru o valoare negativă a tensiunii de sincronizare trebuie ca,

$$i_9^- > \frac{i_{C3}}{\beta_N \beta_P}$$

unde i_{C3} (rezultă imediat din calcul) este egal cu i_{C1} iar β_N și β_P sunt cîștigurile minime ale tranzistoarelor npn , respectiv $pnp Q_2$ și Q_3 (30 și, respectiv, 10):

$$|i_9^-| > \frac{12}{30 \cdot 10} \text{ mA} = 0,04 \text{ mA}. \quad (2.17)$$

Deci cînd $i_9^+ > 0,4$ mA sau $|i_9^-| > 0,04$ mA tranzistorul Q_4 este blocat și deci Q_5 , Q_6 , Q_8 sunt și ele blocați. În diodele D_5 , DZ_4 , D_6 nu se injecteză curent și deci tensiunea la terminalul 16 este zero.

De îndată ce $i_9^+ < 0,4$ mA sau $|i_9^-| > 0,04$ mA, tranzistoarele Q_1 și Q_3 nu mai sunt saturate permitînd lui Q_4 să se deschidă. Urmează apoi deschiderea succesivă a lui Q_5 , Q_6 , Q_8 care furnizează un curent i_5 (vezi figura 2.14) de aproximativ 8 mA grupului de diode D_5 , DZ_4 , D_6 . În terminalul 16 apare o tensiune de aproximativ 8 V pe toată durata intervalului de timp în care Q_4 este deschis. Dacă v_{SINC} este un semnal sinusoidal, atunci orice trecere prin zero a tensiunii generează un impuls de 8 V în terminalul 16. Durata acestui impuls numit *impuls de nul* depinde de durata Δt în care tensiunea v_{SINC} este mai mică în valoare absolută decit $+0,7$ V. De fapt, durata impulsului de nul aşa cum s-a discutat anterior, este dată de perioada în care $-0,04$ mA $< i_5 < 0,4$ mA.

Deoarece în majoritatea aplicațiilor maximul lui v_{SINC} este mult mai mare decit 0,7 V, tranzistoarele de intrare Q_1 și Q_2 , după deschidere, intră foarte repede în saturatie și deci cele două condiții sunt echivalente. Pentru

ușurință prezentării, vom folosi condiția legată de comanda în tensiune, comparind v_{SINC} cu valoarea de 0,7 V a tensiunii de deschidere a tranzistoarelor Q_1 , Q_2 .

În figura 2.15 se prezintă comparativ v_g și v_{16} în cazul unui semnal sinusoidal (de exemplu tensiunea de rețea) de sincronizare. Se observă că durata Δt depinde de viteza de variație prin zero a semnalului v_g . Această viteză de variație a lui v_g depinde de semnalul v_{SINC} și de R_1 , R_2 care în perioada de timp în care Q_1 și Q_2 sunt blocate, acionează ca un divizor rezistiv.

În figura 2.16 se prezintă formele de undă la intrarea detectorului de nul. Se remarcă rolul important jucat de R_1 și R_2 în fixarea valorii Δt a impulsului de nul. Această valoare, la rândul ei determină dinamica unghiului de conducție (vezi § 2.3) și funcționarea circuitului (vezi § 2.1.3). Divizorul R_1 , R_2 are rolul de fixare a unei pante optime a semnalului v_g . Aceasta trebuie să fie suficient de lentă astfel încât tensiunea pe terminalul 16 să aibă timp să atingă valoarea de 8 V (un exemplu de pantă rapidă necorespunzătoare este dat în figura 2.17). În același timp pantă trebuie să fie suficient de rapidă pentru a nu mișcă dinamica unghiului de conducție cu mai mult de 3° (un exemplu de pantă prea lentă este dat în figura 2.18). În primul caz (panta rapidă) impulsul de nul este prea scurt pentru a permite atingerea valoarei de 8 V pe terminalul 16 și încărcării capacității C_s (vezi § 2.2.4). În al doilea caz, din durata T_0 ce corespunde dinamicii maxime a unghiului de conducție de 180°, nu se poate folosi intervalul $\Delta t/2$ ce corespunde tocmai duratei impulsului de nul. Astfel dinamica timpului de conducție se reduce de la T_0 la $T_0 - \frac{\Delta t}{2}$.

Pentru a sublinia importanța divizorului R_1 , R_2 asupra funcționării corecte a circuitului, vom analiza circuitul de sincronizare și detectie în cazul unui impuls de sincronizare sinusoidal de frecvență f și amplitudine V_{SINC} ,

$$v_{SINC}(t) = V_{SINC} \sin(2\pi f t). \quad (2.18)$$

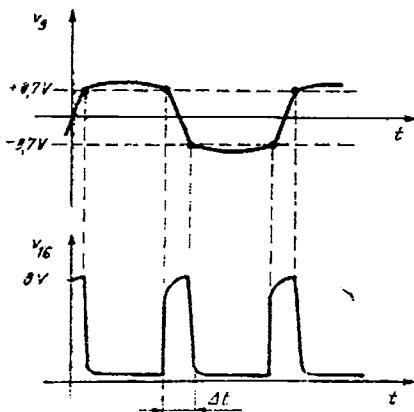


Fig. 2.15. Forme de undă v_g , v_{16} ale detectorului de nul.

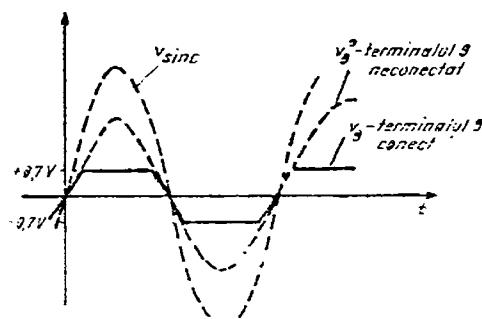


Fig. 2.16. Forme de undă la intrarea de sincronizare.

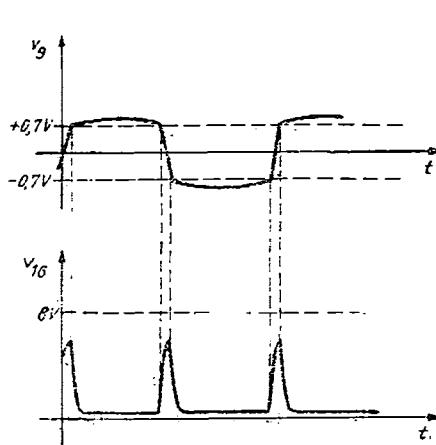


Fig. 2.17. Formele de undă v_9, v_{16} pentru impuls de sincronizare rapid necorespunzător.

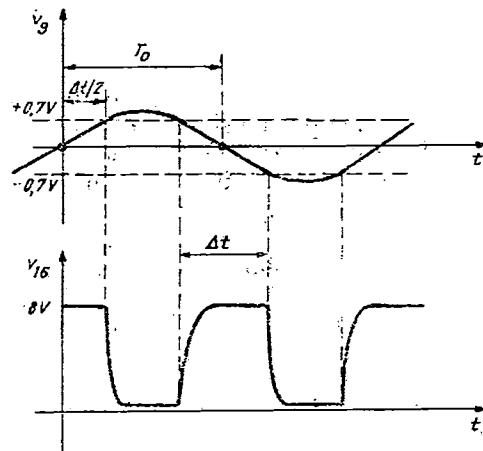


Fig. 2.18. Formele de undă pentru un impuls de sincronizare lent.

Cu notațiile din figurile 2.14, 2.15, 2.16 rezultă:

$$v_9^0(t) = \frac{R_2^e}{R_1^e + R_2^e} V_{SINC} \sin(2\pi f t) \quad (2.19)$$

$$\Delta t = \frac{1}{\pi f} \arcsin \left[\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) \right]. \quad (2.20)$$

Relația 2.20 leagă Δt , f , V_{SINC} , R_1^e/R_2^e permitînd fixarea valorilor rezistențelor R_1^e , R_2^e în funcție de cerințele dc dinamică ale unghiului de conduction. Dacă considerăm rețeaua industrială de c.a. ($f = 50$ Hz, $V_{SINC} = 312$ V) rezultă (în secunde):

$$\Delta t = \frac{1}{157} \arcsin \left[2,24 \times 10^{-3} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) \right]. \quad (2.21)$$

Dependența $\Delta t(R_1^e/R_2^e)$ este reprezentată în graficele din figurile 2.19 și 2.20 pentru diverse valori ale lui V_{SINC} . Pentru a asigura de exemplu, o dinamică de 177° a unghiului de conduction (vezi § 2.3), este necesar (vezi figura 2.18) ca

$$\frac{\Delta t}{2} \leq 166 \mu s,$$

deci

$$\Delta t \leq 332 \mu s. \quad (2.22)$$

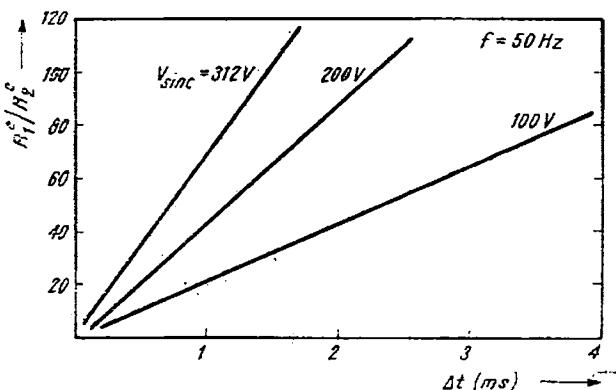


Fig. 2.19. Dependența raportului R_1^e/R_2^e de durata impulsului de nul Δt cu v_{SINC} ales ca parametru.

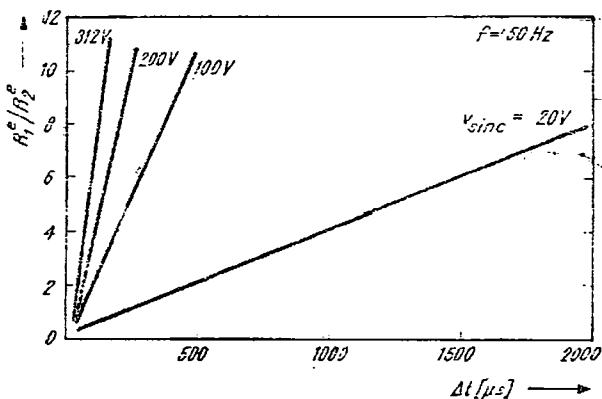


Fig. 2.20. Dependența raportului R_1^e/R_2^e de durata impulsului de nul Δt cu v_{SINC} ales ca parametru.

Din figura 2.19 rezultă condiția

$$\frac{R_1^e}{R_2^e} \leq 22. \quad (2.23)$$

La reducerea dinamicii unghisului de conducție contribuie și întârzierile inerente comutărilor tranzistoarelor din saturatie în blocare și invers. În figura 2.21 sunt reprezentate formele de undă în punctele principale din blocul de sincronizare (vezi figura 2.14), care explică mărirea duratei impulsului de nul (v_{18}), peste valoarea lui Δt (vezi figura 2.18). Din acest motiv con-

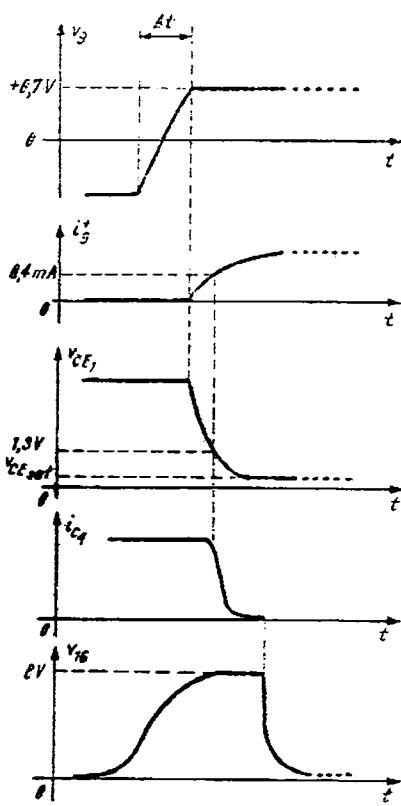


Fig. 2.21. Formele de undă în punctele principale din blocul de sincronizare.

timpii de comutare a tranzistoarelor precum și de timpii necesari încărcării capacităților parazite din circuit. Se poate considera o valoare tipică

$$\Delta t_{\min} = 50 \mu s.$$

Cu, aceasta relația 2.26 conduce la:

$$f_{\max} = \frac{1}{\pi \Delta t_{\min}} = \frac{1}{2 \Delta t_{\min}} \quad (2.26)$$

Această valoare implică (vezi figura 2.18):

$$T_0 = 100 \mu s.$$

Rezultă clar că nu se poate genera (cu această frecvență) decât un impuls de durată maximă $t_p = 50 \mu s$, deoarece intervalul de timp maxim disponibil este:

$$T_0 - \Delta t = 50 \mu s.$$

Înainte de a rezuma funcționarea etajului de sincronizare, să revenim pentru precizări suplimentare asupra condiției pe care trebuie să o satis-

fiția 2.23 trebuie să se reconsideră (corespunzător de exemplu unui unghi de 179°). Mai corectă este o condiție de forma:

$$\frac{R_1^e}{R_2^e} \ll 22, \quad (2.24)$$

care asigură o dinamică maximă a unghiului de conducție.

Este interesant de menționat, revenind la relația 2.20, care este *frecvența maximă de funcționare a circuitului*. Evident că ne interesează doar posibilitatea generării unor impulsuri scurte, în contrătempă pe cele două ieșiri, cu o frecvență maximă, fără a lega aceasta de amorsarea vreunui tiristor. Din relația 2.20 rezultă:

$$f = \frac{1}{\pi \Delta t} \arcsin \left[\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) \right]. \quad (2.25)$$

Maximul lui f este

$$f_{\max} = \frac{1}{\pi \Delta t_{\min}} \frac{\pi}{2} = \frac{1}{2 \Delta t_{\min}}, \quad (2.26)$$

care se realizează dacă

$$\frac{V_{BE}}{V_{SINC}} \left(1 + \frac{R_1^e}{R_2^e} \right) = 1. \quad (2.27)$$

În relația 2.26, Δt_{\min} este o mărime intrinsecă circuitului integrat și este legată de

facă R_1 , legată de saturarea lui Q_1 . Am găsit (vezi relația 2.16) că este necesar, pentru blocarea lui Q_1 , să avem:

$$i_g^+ > 0,4 \text{ mA}.$$

Dar curentul i_g^+ , care este același cu i_{B1} , este un curent variabil, dependent de v_{SINC} , R_1' , R_2' . Când Q_1 trebuie să fie saturat există relația (vezi figura 2.14):

$$i_g^+ = \frac{v_{SINC} - V_{BE}}{R_1'} \quad (2.29)$$

Folosind expresia lui v_{SINC} , din (2.18) rezultă:

$$i_g^+ \simeq \frac{V_{SINC}}{R_1'} \sin(2\pi ft) \quad (2.30)$$

Ne interesează momentul în care i_g^+ atinge valoarea de 0,4 mA. Fixând această valoare a lui i_g^+ , din (2.30) obținem o relație între R_1' și t având pe V_{SINC} ca parametru:

$$R_1'[\text{k}\Omega] = \frac{V_{SINC}[\text{V}]}{0,4 \text{ mA}} \sin(2\pi ft) \quad (2.31)$$

Înlocuind t cu Δt în (2.31) se obține relația dintre durata impulsului de nul — Δt — și valoarea maximă a rezistenței externe R_1' care mai asigură funcționarea dorită a circuitului. Ca și în cazul condiției pentru R_1'/R_2' , întîrzierile de comutare ale tranzistorilor din detectorul de nul transformă condiția 2.31 într-o condiție de formă:

$$R_1'[\text{k}\Omega] \ll \frac{V_{SINC}[\text{V}]}{0,4 \text{ mA}} \sin(2\pi ft) \quad (2.32)$$

În figurile 2.22 și 2.23 este reprezentată dependența (2.31).

O limitare inferioară categorică pentru R_1' este legată de asigurarea unui curent (vezi § 2.3) maxim admisibil:

$$i_g^{\max, \text{admisibil}} = 20 \text{ mA} \quad (2.33)$$

Deci

$$R_1' \geq \frac{V_{SINC}[\text{V}]}{20} [\text{k}\Omega]. \quad (2.34)$$

O altă limitare inferioară pentru R_1' este legată de pericolul unei saturări excesive a tranzistorului Q_1 . Aceasta mărește timpul de blocare a lui Q_1 , conducând la obținerea unor impulsuri de nul inegale ca durată corespunzătoare celor două fronturi ale semnalului v_g . Influența acestui fenomen asupra funcționării circuitului va fi prezentată în § 2.2.4.

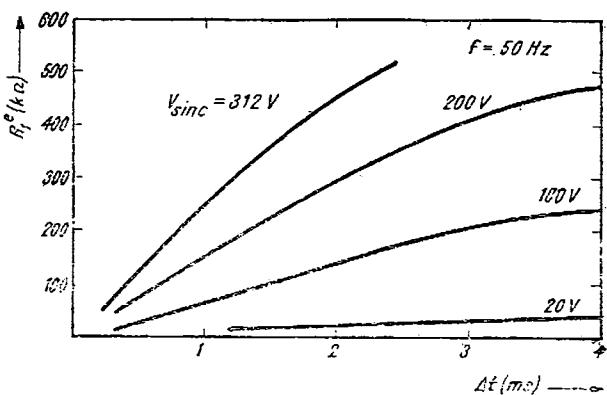


Fig. 2.22. Dependența rezistenței R_1^e de durata Δt a impulsului de nul, cu v_{SINC} ales ca parametru.

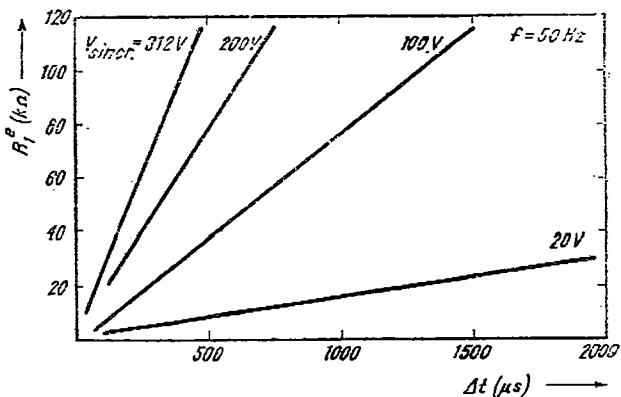


Fig. 2.23. Dependența rezistenței R_1^e de durata Δt a impulsului de nul cu v_{SINC} ales ca parametru.

Să rezumăm analiza etajului de sincronizare și detecție.

• Blocul de sincronizare și detecție realizează generarea impulsurilor de aprindere pentru un tiristor în sincronism cu semialternanțele pozitive și negative din circuitul anodic al acestuia.

• Pe terminalul 16, circuitul oferă impulsuri pozitive de amplitudine 8 V și cu o durată de zeci de μs . Ieșirea, de impedanță mare poate oferi pulsuri de curent de 1 mA pentru o sincronizare externă.

• Rezistența R_1^e asigură protecția la supracurent pentru Q_1 și contribuie (vezi figurile 2.22 și 2.23) la asigurarea dinamicii dorite a unghiului de conduction (prin intermediul lui Δt).

• Raportul R_1^e/R_2^e determină pantă semnalului v_s contribuind decisiv (vezi figurile 2.19 și 2.20) la asigurarea dinamicii unghiului de conduction (prin intermediul lui Δt).

Presupunind cunoscute (impuse) valorile V_{SINC} și f ale semnalului de sincronizare sinusoidal v_{SINC} , determinarea lui R_1^e și R_2^e se face astfel:

- se alege dinamica unghiului de conducție solicitată de aplicație și se determină Δt ;
- dacă $f = 50$ Hz, din figurile 2.20, 2.21 se determină o condiție de tipul 2.24 pentru R_1^e/R_2^e . Dacă $f \neq 50$ Hz trebuie folosită relația 2.20 pentru a găsi limita superioară a raportului R_1^e/R_2^e ;
- dacă $f = 50$ Hz, din figurile 2.22 și 2.23 se alege limita superioară pentru R_1^e ;
- se determină R_1^e (cunoscând R_1^e/R_2^e și R_2^e).

În ceea ce privește puterea dissipată, R_2^e nu pune probleme deosebite dar R_1^e cere o apreciere exactă a puterii dissipate deoarece ea suportă tensiunea V_{SINC} (sute de volți) și lasă să treacă curentul i_9^{\max} (miliampери).

Iată un exemplu de calcul al valorilor rezistențelor R_1^e și R_2^e în condițiile $V_{SINC} = 312$ V (rețea de 220 V), $f = 50$ Hz, $\Delta\varphi = 177^\circ$:

— $\Delta t/2$ corespunzător celor 3° (diferența $180^\circ - 177^\circ$) este de $166/\mu\text{s}$ deci $\Delta t = 332/\mu\text{s}$;

- din figura 2.23 rezultă $R_1^e \leq 75$ kΩ;
- din condiția 2.34 rezultă: $R_1^e \geq 15$ kΩ;
- din figura 2.19 rezultă: $R_1^e/R_2^e \leq 22$.

Orice set de valori R_1^e , R_2^e care satisfac condițiile de mai sus va asigura funcționarea dorită a circuitului. De exemplu:

$$R_1^e = 22 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2^e = 10 \text{ k}\Omega.$$

În ceea ce privește puterea dissipată de R_1^e , aceasta este

$$P_d = \frac{V_{SINC}}{4 R_1^e} = 2,2 \text{ W}.$$

Toleranțele pentru aceste rezistențe nu sunt foarte critice; deci:

$$R_1^e = 22 \text{ k}\Omega \pm 10\%, P_d = 2,5 \text{ W}.$$

$$R_2^e = 10 \text{ k}\Omega \pm 10\%, P_d = 0,25 \text{ W}$$

Influența acestor rezistențe asupra fiabilității circuitului și funcționării sale corecte se poate deduce imediat (vezi figura 2.14):

- R_1^e — scurtcircuit — implică defectarea catastrofală a circuitului prin depășirea curentului maxim admis în baza lui Q_1 ;
- R_1^e — întrerupt — sau R_2^e — scurtcircuit — implică nefuncționarea circuitului (nu se generează impulsuri de aprindere);
- R_2^e — întrerupt — implică nefuncționarea circuitului datorită unei variații prea rapide a tensiunii de sincronizare v_9 ; nefuncționarea se poate manifesta prin generarea unor impulsuri de aprindere scurte, la trecerile prin zero, fără posibilitatea reglării unghiului de aprindere (care rămîne fix și egal cu 180°).

2.2.3. Generatorul de rampă și comparatorul

Rolul generatorului de rampă și al comparatorului a fost prezentat succint în § 2.1.3. În figura 2.24 este indicată schema electrică a celor două etaje împreună cu componentelete externe necesare: R_4^e , R_5^e , C_2^e , P_1^e .

Apariția impulsului de nul provoacă apariția curentului i_{E6} și deschiderea tranzistorului Q_6 . Acesta rămîne deschis pe toată durata impulsului de nul injectînd curentul i_{E7} în condensatorul C_2 și încărcîndu-l pînă la o tensiune v_7 a cărei valoare va fi determinată ulterior.

Durata acestui proces este egală cu durata impulsului de nul (în care se includ și întinzările introduse de procesele tranzitorii din detectorul de nul — vezi § 2.2.2). Formele de undă i_{E6} , v_7 și i_{E7} din timpul impulsului de nul sint prezentate în figura 2.25. Se remarcă, așa cum s-a subliniat în § 2.2.1 că în timpul impulsului de nul, prin tranzistorul Q_7 (figura 2.24) apare un puls de curent de 60 mA provocat de faptul că în momentul apariției impulsului de nul, C_2 acționînd ca un scurtcircuit, pune la masă emitorul lui Q_7 și permite trecerea prin emitorul său a unui curent maxim:

$$i_{E7 \max} = \frac{V_{\max}^+ - V_{CE7} - V_{BE8}}{R_9}. \quad (2.34)$$

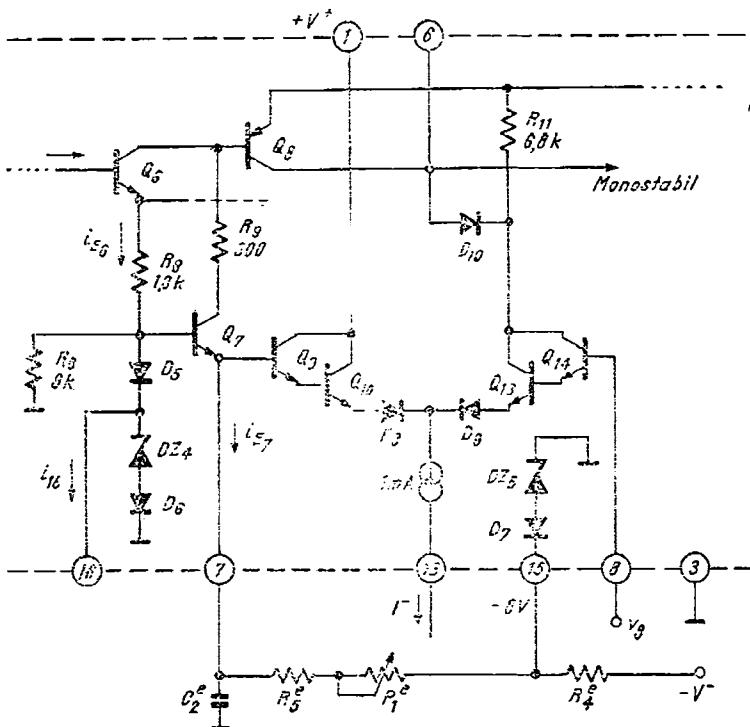


Fig. 2.24. Schema electrică a generatorului de rampă și a comparatorului.

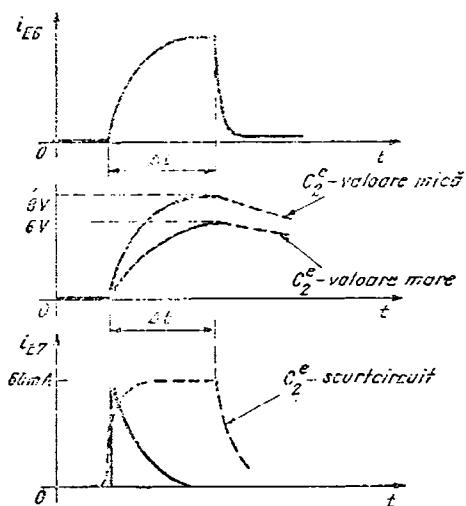


Fig. 2.25. Formele de undă i_{E6} , v_z , i_{E7} în timpul impulsului de nul.

Înlocuind cu valorile cunoscute $V_{max}^+ = 18$ V, $V_{CE7} + V_{EE8} \approx 1$ V, $R_s = 300 \Omega$, rezultă:

$$i_{E7\max} = 57 \text{ mA.} \quad (2.35)$$

De remarcat că acest puls de curent din colectorul lui Q_7 , necesită un curent mare în baza lui Q_7 . De exemplu, pentru $\beta_{min} = 30$, relația 2.35 conduce la:

$$i_{B7} \gg \frac{i_{E7\max}}{\beta_{min}} = 1,9 \text{ mA.} \quad (2.36)$$

Curentul i_{B7} provine din curentul i_{E6} care are o valoare maximă:

$$\begin{aligned} i_{E6\max} &= \frac{V_{max}^+ - V_{EE8} - V_{CE6} - 2V_D - V_{Z4}}{R_s} = \\ &= \frac{18 - 1 - 1,4 - 7}{1,3} = 6,6 \text{ mA} \end{aligned} \quad (2.37)$$

O parte a curentului i_{E6} este necesară pentru deschiderea diodei DZ_4 o parte se scurge la masă prin R_6 ($9 \text{ k}\Omega$), o parte este disponibilă în terminalul 16 pentru o eventuală sincronizare externă iar restul este disponibil pentru curentul de bază al lui Q_7 . Pentru a obține i_{B7} maxim, este necesar ca singura componentă a lui i_{E6} asupra căreia se poate interveni din exterior $-i_{16}$ să fie minimă. Iată de ce, în cazul folosirii terminalului 16 pentru o sincronizare externă, trebuie indeplinită condiția

$$i_{16\max} \leq 0,6 \text{ mA.} \quad (2.38)$$

Condiția 2.38 asigură îndeplinirea condiției 2.36 și deci funcționarea corectă a generatorului rampei de tensiune.

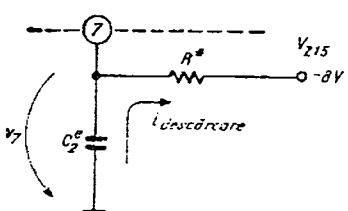


Fig. 2.26. Schema circuitului de descărcare a capacității C_2^e .

O dată terminat impulsul de nul, i_{E6} se anulează iar tranzistorul Q_7 se blochează, tensiunea $v_{E7} = v_7$ fiind în acest moment egală cu:

$$v_7 = v_{16} + v_{D5} - v_{BE7} \approx v_{16} = 8 \text{ V.} \quad (2.39)$$

Din acest moment începe rampa de tensiune descrescătoare, datorată descărcării capacității C_2^e prin grupul de rezistențe R_6, P_1 . Datorită grupului Darlington Q_9, Q_{10} impedanța de intrare în etajul comparator $Q_9 \dots Q_{14}$ este foarte mare și influența ei asupra descărcării condensatorului C_2^e este neglijabilă. Schema electrică de descărcare a lui C_2^e este prezentată în figura 2.26, în care grupul R_6, P_1 din figura 2.24 a fost înlocuit cu o rezistență R^* .

Tensiunea v_7 este identică cu tensiunea pe condensatorul C_2^e . Tensiunile inițială (v_7^i) și finală (v_7^f) pe acest condensator sunt (vezi figura 2.24):

$$v_7^i = V_{z4} + V_{D6} + V_{D5} - V_{BE7} \approx V_{z4} + V_{D6}, \quad (2.40)$$

$$v_7^f = -V_{z5} - V_{D7}. \quad (2.41)$$

Relația care exprimă variația în timp a tensiunii v_7 este:

$$v_7(t) = v_7^i + (v_7^f - v_7^i) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (2.42)$$

unde:

$$\tau = R^* C_2^e \quad (2.43)$$

Din 2.40, 2.41, 2.42 rezultă:

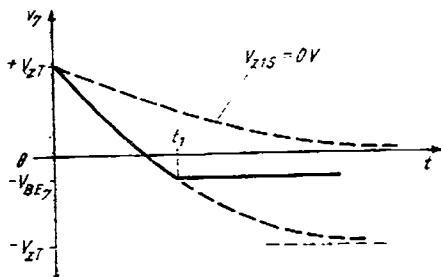
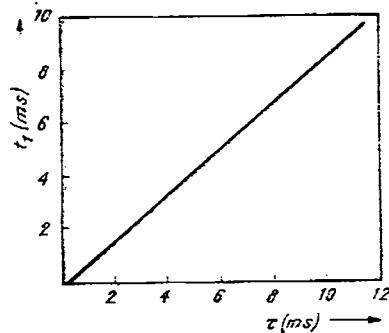
$$v_7(t) = V_{z6} + V_{D7} + (V_{z4} + V_{D6} + V_{z5} + V_{D7}) \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad (2.44)$$

Introducând variabila V_{zT}

$$V_{zT} = V_z + V_D \quad (2.45)$$

și ținând seama de faptul că tensiunile Zener (V_{z4}, V_{z5}) și tensiunile diodelor aflate în conducție (V_{D6}, V_{D7}) sunt egale cu 7,2 V și respectiv 0,8 V, din 2.44 rezultă:

$$v_7(t) = V_{zT} \left[-1 + 2 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right] \quad (2.46)$$

Fig. 2.27. Variația în timp a tensiunii v_7 .Fig. 2.28. Durata t_1 a rampci de tensiune în funcție de constantă de timp τ .

Această variație a lui v_7 este reprezentată în figura 2.27. Limitarea tensiunii $v_7(t)$ la valoarea $-V_{BE7}$ este determinată de rezistența R_6 conectată între baza lui Q_7 și masă. (vezi figura 2.24). Accasta face ca emitorul lui Q_3 să nu poată cobori sub valoarea de $-0,7$ V. Momentul t_1 la care are loc limitarea tensiunii v_7 se determină din (2.46):

$$-V_{BE7} = V_{ZT} \left[-1 + 2 \exp \left(-\frac{t_1}{\tau} \right) \right] \quad (2.47)$$

$$t_1 = \tau \ln \frac{2V_{ZT}}{V_{ZT} - V_{BE7}}. \quad (2.48)$$

Inlocuind în expresia 2.48 valorile $V_{ZT} = 8$ V și $V_{BE7} = 0,7$ V, se obține dependența duratei rampei de tensiune (t_1) de τ (reprezentată grafic în figura 2.28):

$$t_1 = 0,78 \tau. \quad (2.49)$$

Accastă relație, ca și figura 2.28 servesc la determinarea valorilor componentelor externe R^* și C_2^* .

Rampa de tensiune care apare la terminalul 7 (vezi figura 2.24) se aplică de fapt pe intrarea neinversoare a comparatorului format de $Q_9 \dots Q_{14}$, diodele D_8 , D_9 , D_{10} și rezistența R_{11} . În figura 2.29 este prezentată conectarea în circuit a comparatorului a cărui ieșire (terminalul 6) comandă etajul monostabil (vezi § 2.2.4). Cînd tensiunea v_8 este mai mică decît v_7 (vezi figura 2.29) terminalul 6 este la un nivel ridicat. În etajul comparator, în această stare, conduc tranzistoarele Q_9 , Q_{10} și dioda D_8 . Cînd tensiunea v_7 scade sub valoarea tensiunii v_8 (care este o tensiune continuă sau lent variabilă în timp) se deschide ramura Q_{13} , Q_{14} , D_9 care preia tot curentul generatorului I^- , producînd o cădere de tensiune pe rezistența de sarcină R_{11} deci și în terminalul 6. Acesta reprezintă momentul generării impulsului final (prin declanșarea succesivă a monostabilului și a etajelor următoare).

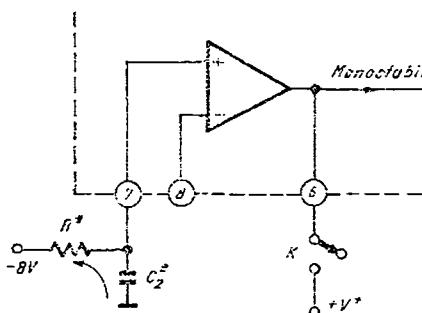


Fig. 2.29. Conectarea în circuit a comparatorului.

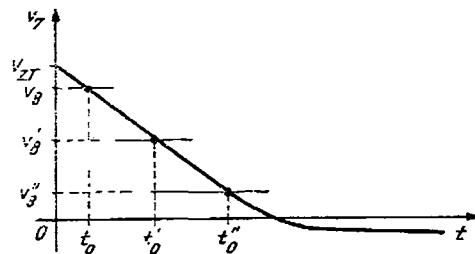


Fig. 2.30. Influența valorii tensiunii de comandă v_8 asupra momentului generării impulsului de aprindere.

Tensiunea v_8 este de fapt tensiunea v_s din § 2.1.1 și din figura 2.1. Ea este o tensiune de comandă a unghiului de aprindere deoarece în funcție de valoarea ei, coincidență cu v_s (semnalul rampă de tensiune) și deci generarea impulsului, final, au loc la diferite momente de timp (vezi figura 2.30). Se realizează astfel prin intermediul rampei de tensiune o conversie tensiune – timp care constituie esența comenzi prin fază a aprinderii tiristoarelor. Semnalul rampă de tensiune (vezi figura 2.27) are o importanță hotăritoare în realizarea unei comenzi optime a generării impulsului de aprindere. Caracteristicile sale de liniaritate și stabilitate termică și în funcție de parametrii externi, constituie caracteristicile de bază ale comenzi prin fază realizate de circuitul BAA 145.

Momentul t_0 , de generare a impulsului de aprindere, este parametrul care constituie obiectul analizei care urmează.

Deoarece declanșarea se petrece atunci cînd $v_7 = v_8$, pentru determinarea expresiei lui t_0 se va folosi relația 2.46:

$$v_8 = V_{zT} \left[-1 + 2 \exp \left(-\frac{t_0}{\tau} \right) \right],$$

$$t_0 = \tau \ln \frac{2V_{zT}}{V_{zT} + v_8}. \quad (2.50)$$

Considerînd t_0 ca o funcție de variabilele τ , V_{zT} , v_8 , ne propunem în cele ce urmează să analizăm variația lui t_0 cu fiecare din acești parametri.

Dacă admitem că

$$t_0 = t_0(\tau, V_{zT}, v_8)$$

atunci rezultă

$$dt_0 = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} d\tau + \frac{\partial t_0}{\partial V_{zT}} dV_{zT} + \frac{\partial t_0}{\partial v_8} dv_8. \quad (2.51)$$

Fiecare din derivatele parțiale din (2.51) reprezintă de fapt un anumit „coefficient de sensibilitate”. Definim astfel următorii coeficienți de sensibilitate ai momentului declanșării impulsului de aprindere:

- sensibilitatea în raport cu variația parametrilor externi C_2^* , R^* (în funcție de temperatură, timp, dispersia parametrilor):

$$\alpha_r = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} \quad (2.52)$$

- sensibilitatea în raport cu variația tensiunii interne V_{zT} (de la un circuit integrat la altul):

$$\alpha_z = \frac{\partial t_0}{\partial V_{zT}} \quad (2.53)$$

- sensibilitatea în raport cu variația tensiunii de comandă v_s :

$$\alpha_v = \frac{\partial t_0}{\partial v_s} \quad (2.54)$$

α_r . Figura 2.31 ilustrează efectul variației lui τ asupra momentului t_0 de declanșare a impulsului de aprindere în cazul în care v_s și V_{zT} sunt păstrați constanti. Din (2.50) și (2.52) rezultă:

$$\alpha_r = \frac{\partial t_0}{\partial \tau} = \ln \frac{2V_{zT}}{V_{zT} + v_s}. \quad (2.55)$$

Deoarece $0 \leq V_s \leq V_{zT}$ rezultă că

$$0 \leq \alpha_r \leq \ln 2. \quad (2.56)$$

Dependența lui α_r de V_s pentru un circuit integrat dat (V_{zT} , fixat) este prezentată în figura 2.32. Se observă că pentru o valcare cît mai mică a lui α_r (deci pentru o cît mai mică variație a lui t_0 cu variația parametrilor externi C_2^* și R^*) este de dorit să se folosească o tensiune de comandă V_s cît mai apropiată de valoarea V_{zT} .

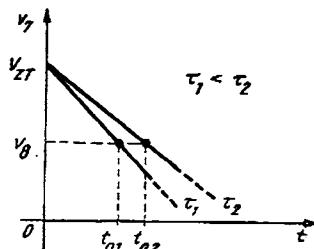


Fig. 2.31. Influența variației lui τ asupra lui t_0 .

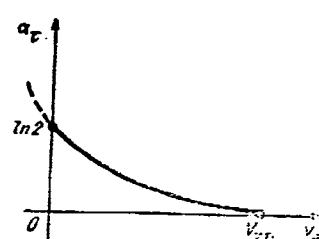


Fig. 2.32. Dependența lui α_r de v_s pentru un circuit integrat dat.

Trebuie să subliniem că parametrii avuți în vedere atunci cînd considerăm variația lui τ sunt: toleranțele de fabricație, coeficienții termici și coeeficienții de îmbătrînire (modificarea valorilor în timp) ai rezistenței R_5^e , potențiometrului P_1^e și condensatorului C_2^e .

α_z . Datorită dispersiei de fabricație a valorii V_{ZT} , este posibil să apară o variație importantă a valorii t_0 . În figura 2.33 se poate observa efectul variației lui V_{ZT} asupra lui t_0 cînd mărimele v_s și τ sunt constante. Din (2.50) și (2.53) rezultă:

$$\alpha_z = \frac{\partial t_0}{\partial V_{ZT}} = \tau \frac{v_s}{V_{ZT}(V_{ZT} + v_s)} \quad [s/V] \quad (2.57)$$

Dependența lui α_z de v_s pentru un circuit integrat dat (V_{ZT} fixat) și un montaj dat (τ fixat) este prezentată în figura 2.34. Se observă că asigurarea unei valori mici pentru α_z se poate face folosind un montaj cu τ mic și o tensiune de comandă v_s cît mai mică. Deci, pentru $0 \leq v_s < V_{ZT}$ rezultă:

$$0 \leq \alpha_z \leq \frac{\tau}{2V_{ZT}}. \quad (2.58)$$

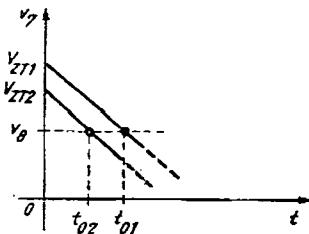


Fig. 2.33. Înfluența variației lui V_{ZT} asupra lui t_0

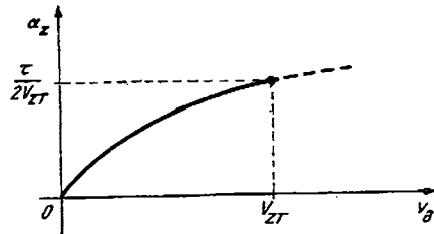


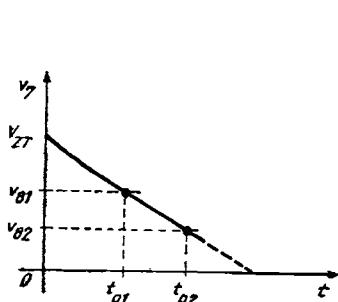
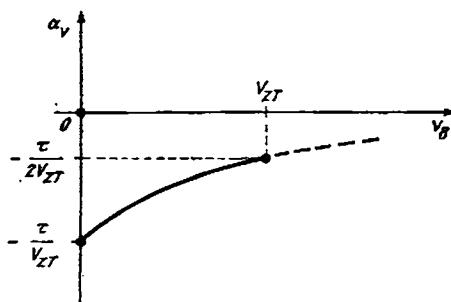
Fig. 2.34. Variația lui α_z cu v_s pentru un circuit integrat și un montaj dat.

α_v . Felul în care variația lui v_s provoacă modificarea valorii lui t_0 se poate urmări în figura 2.35. Se observă imediat că funcționarea circuitului (adică realizarea conversiei tensiune-timp) se bazează pe această dependență a lui t_0 de v_s . Ceilalți parametri de care depinde rampa de tensiune se consideră constanti (este vorba de V_{ZT} și τ). Expresia acestui parametru rezultă din (2.50) și (2.54):

$$\alpha_v = \frac{\partial t_0}{\partial v_s} = - \frac{\tau}{V_{ZT} + v_s}. \quad (2.59)$$

Funcția α_v exprimată de relația 2.59 este reprezentată (pentru un montaj și circuit integrat dat) în figura 2.36.

Spre deosebire de ceilalți coeeficienți de pînă acum, α_v este negativ, și în calitate de măsură a sensibilității circuitului, este de dorit să fie cît mai

Fig. 2.35. Variația lui t_0 cu v_s .Fig. 2.36. Variația lui α_v cu v_s pentru un montaj și circuit integrat dat.

mare în valoare absolută. Se observă că aceasta se poate obține pentru o valoare mare a lui τ și pentru o tensiune de comandă v_s de valoare cît mai mică. Deci, pentru $0 \leq v_s \leq V_{zT}$, rezultă

$$-\frac{\tau}{V_{zT}} \leq \alpha_v \leq -\frac{\tau}{2V_{zT}} \quad (2.60)$$

În ceea ce privește stabilitatea termică a lui t_0 , se observă că temperatura nu apare explicit în (2.50). Ea apare însă implicit în variația lui V_{zT} și a lui τ . Deoarece V_{zT} are coeficient practic nul de variație cu temperatura — vezi (2.45) — singura dependență de temperatură a lui t_0 se realizează prin intermediul lui τ (prin coeficienții termici ai lui R^* și C_2). Putem considera deci că stabilizarea termică este foarte bună. Ea este asigurată de introducerea diodelor D_6 și D_7 (vezi figura 2.24) în serie cu diodele Zener DZ_4 și DZ_5 obținându-se astfel grupurile DZ_4 , DZ_6 și DZ_5 , D_7 cu coeficient termic practic nul.

O altă observație ce se impune se referă la modul în care am considerat apariția impulsului de declanșare: generarea impulsului se petrece la coincidența tensiunii v_s cu tensiunea v_7 (figurile 2.29 și 2.30). Nu am luat în considerație tensiunea de offset la intrarea comparatorului din figura 2.29, presupunând (vezi figura 2.24) că declanșarea se petrece atunci cînd are loc egalitatea de mai jos:

$$v_s = v_{B14} = v_{B9} = v_7$$

În realitate, grupul Q_9 , Q_{10} , D_8 , D_9 , Q_{13} , Q_{14} poate avea o tensiune de offset de 20 ... 30 mV. Atunci cînd se lucrează cu o tensiune v_s ce variază între 0 și V_{zT} , această tensiune de decalaj nu contează. Dacă se lucrează însă cu tensiuni mici pentru v_s și se dorește o stabilizare absolută a lui t_0 , tensiunea de offset s-ar putea să devină importantă. În orice caz, ea nu a fost luată în considerație la calculul lui α_v .

Deoarece această tensiune de offset este supusă unei dispersii de fabricație destul de importante, rezultă că între diferite circuite integrate există o oarecare *asimetrie în ceea ce privește momentul t_0 al declanșării impulsului*

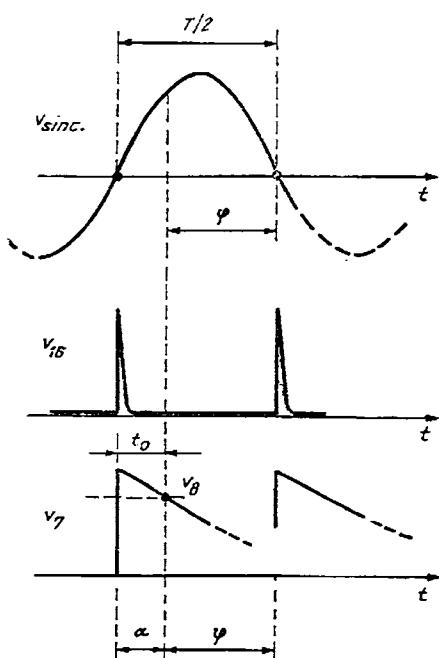


Fig. 2.37. Relația dintre t_0 și unghiurile α și φ .

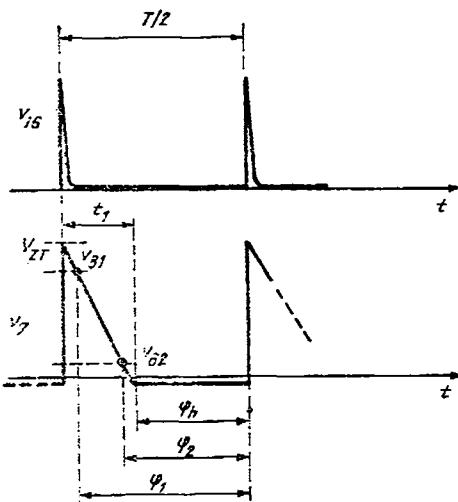
să particularizăm funcționarea circuitului pentru aplicația de bază care constă în folosirea unui semnal de sincronizare periodic cu o anumită frecvență și folosirea impulsului generat de circuit la aprinderea unui tiristor (triac). Blocarea acestuia se face la fiecare trecere prin zero a tensiunii de sincronizare. Cu aceste observații, noțiunile definite în § 2.1.3 și figura 2.10 **unghi de conducție** (φ) și **unghi de aprindere** (α), capătă consistență. În figura 2.37 se prezintă o semialternanță a tensiunii de sincronizare v_{SINC} cu perioada T , tensiunea v_{16} a detectorului de nul, tensiunea v_γ — puternic dependentă de panta τ asigurată de grupul C_2 și R^* (figura 2.26), momentul t_0 al generării impulsului de aprindere (coincidența lui v_γ cu v_8) și unghiurile α și φ de aprindere și respectiv de conducție. Reamintim că v_γ ia naștere prin încărcarea rapidă a lui C_2 la fiecare apariție a unui impuls de nul și descărcarea sa lentă, cu o constantă de timp τ între două impulsuri de nul. Deoarece intervalul de timp dintre două impulsuri de nul este fix și determinat de frecvența tensiunii v_{SINC} iar timpul de descărcare al lui C_2 depinde exclusiv de componente externe, se pune întrebarea ce relație trebuie să existe între panta τ și frecvența tensiunii v_{SINC} ? Înainte de a comenta cele trei cazuri care pot apărea, cu avantajele și dezavantajele lor, trebuie să realizăm legătura dintre variabila „*temp*“ în care am lucrat pînă acum și variabila „*unghi*“ cu care vom lucra în continuare. În figurile 2.37 ... 2.40 sint trecute ambele variabile

de aprindere (subliniem că o cauză mult mai importantă pentru asimetrie între două circuite integrate o constituie valoarea tensiunii V_{ZT}).

Tot de funcționarea comparato-rului este legată și inhibarea generării impulsului de aprindere. Aceasta se realizează prin închiderea comutatorului K (vezi figura 2.29) și conectarea terminalului 6 la V^+ . Aceasta nu mai permite bascularea comparotorului și indiferent de variația semnalului rampă (care continuă să existe) și de tensiunea v_8 de comandă, etajul monostabil și cele ce-l urmează nu mai sunt declanșate. Folosirea unui element activ în locul comutatorului K , pentru o eventuală comandă logică a inhibării va fi prezentată în § 2.4.

Discuția de pînă acum asupra funcționării rampei de tensiune și comparotorului a avut un caracter general. Pentru a putea aprecia *cantitativ* diversii coeficienți de sensibilitate definiți mai sus în cazul cel mai general, trebuie

Fig. 2.38. Comanda unghiului de aprindere pentru o valoare mică a lui τ .



astfel încît transformarea timp — unghi se poate înțelege imediat (de exemplu din figura 2.37):

$$\alpha[\text{°}] = t_0 \text{ [s]} \cdot \frac{360^\circ}{T \text{ [s]}} = t_0 \times k. \quad (2.61)$$

În figura 2.38 este prezentat cazul în care τ este suficient de mic astfel încât tensiunea v_1 intră în limitare (la valoarea de $-V_{BE1}$ — figura 2.27) înainte de apariția celui de-al doilea impuls de nul. Durata t_1 a rampei determinată în (2.49), permite fixarea condiției pentru τ :

$$t_1 < T/2,$$

$$0,78 \tau < T/2,$$

$$\tau < 0,64 T. \quad (2.62)$$

Efectul valorii mici a lui τ asupra posibilității de comandă a unghiului de conducție φ se observă imediat din figura 2.38: indiferent de valoarea tensiunii de comandă v_8 (cuprinsă între 0 și V_{zT}), *unghiul de conducție nu poate fi mai mic decât φ_h* :

$$\varphi_h = \left(\frac{T}{2} - t_1 \right) \frac{360}{T}.$$

Înlocuind t_1 cu valoarea $0,78 \tau$ (vezi relația 2.49), rezultă:

$$\varphi_h = \left(\frac{T}{2} - 0,78 \tau \right) \frac{360}{T}. \quad (2.63)$$

Apare astfel o limitare importantă a dinamicii unghiului de conducție: $\phi \in [\varphi_b, 180^\circ]$. În figura 2.38 se prezintă, pentru două valori extreme ale tensiunii de comandă $v_s(v_{s1}, v_{s2})$, unghiurile de conducție obținute (φ_1, φ_2). Se observă că $\varphi_{1,2} > \varphi_b$. Dezavantajele obținerii unui unghi minim de conducție constau în imposibilitatea controlului unei *puteri mici* disipate în sarcina din anodul tiristorului (vezi figura 2.10) și în obținerea unei *sensibilități scăzute* ($|\alpha_v|$ — mic) a circuitului integrat. Singurul avantaj constă în obținerea unei valori mici pentru α_2 și deci o slabă dependență de circuitul integrat folosit.

În figura 2.39 se prezintă cazul în care τ este suficient de mare astfel încât limitarea tensiunii v_s nu are timp să se producă și noul impuls de nul găsește condensatorul C_2 nedescărcat complet. Este evident că o tensiune:

$$v_s \leq v_{s0}$$

nu poate provoca apariția impulsului de aprindere deoarece nu poate avea loc coacidența lui v_s cu v_z . Deși dinamica unghiului de conducție este maximă ($\phi \in [0, 180^\circ]$), tensiunea de comandă necesară este limitată inferior $v_s \in [v_{s0}, V_{zT}]$. Valoarea tensiunii v_{s0} în funcție de τ se determină cu ajutorul relației 2.46:

$$v_{s0} = V_{zT} \left[-1 + 2 \exp \left(-\frac{T}{2\tau} \right) \right]. \quad (2.64)$$

Această limitare inferioară a tensiunii de comandă are loc dacă:

$$t_1 > T/2$$

$$0,78 \tau > T/2$$

$$\tau > 0,64 T \quad (2.65)$$

În afara dezavantajului determinat de reducerea domeniului tensiunii de reglaj a unghiului de aprindere, alte dezavantaje le constituie creșterea valorilor coeficienților α_τ și α_z și deci creșterea influenței dispersiei componentelor externe R^* și C_2 și a circuitului integrat folosit asupra unghiului

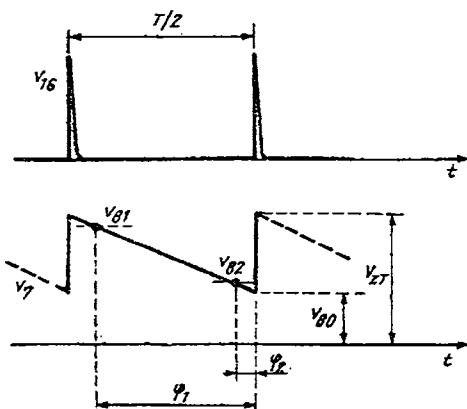


Fig. 2.39. Comanda unghiului de conducție pentru o valoare mare a lui τ .

de conducție. Singurul avantaj îl constituie creșterea sensibilității (coeficientul α_v).

În sfîrșit situația optimă în ceea ce privește comanda unghiului de conducție este prezentată în figura 2.40. Valoarea lui τ asigură descărcarea capacitatei C_2 exact în intervalul dintre două impulsuri de nul.

Condiția pentru τ , care realizează această situație este evidentă:

$$\tau = 0,64 T. \quad (2.66)$$

În acest caz se realizează o dinamică maximă a unghiului de conducție $\varphi \in [0, 180^\circ]$ iar tensiunea de comandă acoperă întreg intervalul $0 \dots V_{ZT}$.

În această situație optimă ne propunem să calculăm valorile coeficienților de stabilizare definiți anterior: α_z , α_z , α_v , pentru un semnal de sincronizare periodic cu frecvență de 50 Hz ($T = 20$ ms) și pentru $V_{ZT} = 8$ V.

Din (2.66) se obține:

$$\tau = 12,8 \text{ ms} \quad (2.67)$$

Relațiile 2.54, 2.56 și 2.58 conduc la:

$$0 \leq \alpha_z \leq 0,7 \quad (2.68)$$

$$0 \leq \alpha_z \leq 0,8 [\text{ms}/V] \quad (2.69)$$

$$-1,6 \leq \alpha_v \leq -0,8 [\text{ms}/V] \quad (2.70)$$

În unități de unghi de aprindere relațiile 2.69, 2.70 devin:

$$0 \leq \alpha_z \leq 14,4 \text{ grade/V}, \quad (2.71)$$

$$-28,8 \text{ grade/V} \leq \alpha_v \leq -14,4 \text{ grade/V}. \quad (2.72)$$

Revenim la relația 2.51 pentru a separa efectul util reprezentat de α_v de efectele nedorite datorate variațiilor $\Delta\tau$ și ΔV_{ZT} . Presupunând deci $\Delta v_g = 0$ rezultă:

$$\Delta t_g = \alpha_z \Delta \tau + \alpha_z \Delta V_{ZT}. \quad (2.73)$$

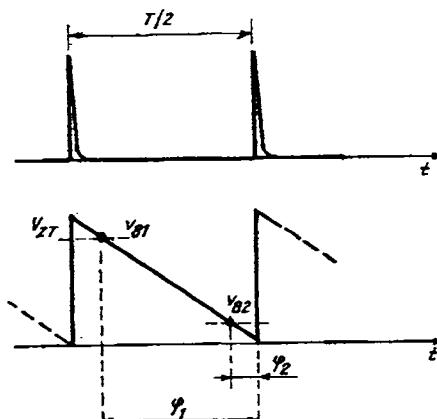


Fig. 2.40. Comanda optimă a unghiului de conducție.

Dacă admitem că R^* și C_2^* au toleranțele de 20% și V_{zT} variază între 7V și 9V atunci:

$$\begin{aligned}\Delta\tau &= \Delta(R^*C_2^*) = R^*\Delta C_2^* + C_2\Delta R^* = 0,2 R^*C_2^* + 0,2 R^*C_2^* \\ &= 0,4\tau = 0,4 \times 12,8 \text{ ms} = 5,12 \text{ ms}\end{aligned}\quad (2.74)$$

$$\Delta V_{zT} = 2 \text{ V} \quad (2.75)$$

Înlocuind (2.68), (2.71), (2.74) în (2.73) rezultă:

$$0 \leq \Delta t_0 \leq 5,18 \text{ ms}; \quad (2.76)$$

Exprimând pe t_0 în unghi de conducție rezultă:

$$0 \leq \Delta\phi \leq 93^\circ \quad (2.77)$$

Această variație *inaceptabilă* pentru ϕ care poate fi provocată de folosirea unor circuite integrate diferite și a unor componente C_2^* , R_2^* cu toleranțe de 20% face absolut necesară folosirea în schema de aplicare tipică, a potențiometrului P_1^* (vezi figura 2.8) pentru reglajul inițial al lui τ . Acest potențiometru permite asigurarea condiției optime de comandă a unghiului de conducție ($\tau = 0,64 T$) compensând variația lui V_{zT} de la un circuit la altul și toleranțele de realizare a componentelor R^* și C_2^* .

Sensibilitatea α_v , în condițiile în care considerăm $\Delta\tau = 0$ și $\Delta V_{zT} = 0$, introdusă în (2.54) conduce la:

$$\Delta t_0 = \alpha_v \Delta v_s. \quad (2.78)$$

Exprimând pe t_0 în unghi de aprindere, rezultă:

$$-28,8 \text{ grade/V} \leq \frac{d\alpha}{dv_s} \leq -14,4 \text{ grade/V}. \quad (2.79)$$

Reamintim că sensibilitatea, pentru un circuit și un montaj dat este o funcție de v_s conform (2.57) și de acela, relația 2.79 exprimă intervalul în care variază sensibilitatea atunci cînd tensiunea de comandă v_s variază în intervalul 0 ... V_{zT} . Semnificația sensibilității α_v , este imediată. De exemplu o sensibilitate $\alpha_v = -20 \text{ grade/V}$ are următoarea semnificație: o creștere cu 1 V a tensiunii de comandă v_s provoacă scăderea cu 20° a unghiului de aprindere.

Să rezumăm funcționarea generatorului de rampă și a comparatorului:

- Fiecare impuls de nul provoacă încărcarea rapidă a condensatorului C_2 la aproximativ 8V;

• Între două impulsuri de nul condensatorul C_2 se descarcă liniștit, cu o constantă de timp care depinde de valorile C_2 , R_5^e , P_1^e (vezi figura 2.8) către tensiunea de -8V pe care însă nu o atinge deoarece la -0,7V se produce limitarea tensiunii (figura 2.27). Astfel ia naștere o tensiune „dinte de fierăstrău” care se aplică pe intrarea neinversoare a comparatorului.

• Pe intrarea inversoare, comparatorul primește tensiunea de comandă a unghiului de conducție. Când tensiunile de pe cele două intrări devin egale, are loc bascularea comparatorului și generarea impulsului de aprindere.

• Toate proprietățile de stabilitate și sensibilitate a comenzi „în fază” a unghiului de conducție depind de stabilitatea tensiunii ce apare la terminalul 7 („rampa” sau „dinte de fierăstrău”)

În ceea ce privește valorile componentelor externe C_2^e , P_1^e , R_5^e care fixează „rampa” de tensiune, ele intervin în calcul prin intermediul lui τ . Ceea ce contează este deci produsul $C_2^e(R_5^e + P_1^e)$. Cu toate acestea, nu este indiferent cum alegem valorile $R_5^e + P_1^e$ și C_2^e .

Încărcarea capacitatei C_2^e de către impulsul de nul trebuie să se facă rapid. Din figura 2.25 se observă că pentru impulsuri de nul scurte (Δt mic) necesare în aplicații de dinamică mare a unghiului de conducție sau în aplicații de frecvență superioară valorii de 1kHz – o capacitate C_2^e de valoare mare nu are timp să se încarce pînă la valoarea de 8V. În consecință, rampa de tensiune are o amplitudine vîrf la vîrf mai mică decit 8 V și funcționarea circuitului este compromisă. Este deci necesar să se aleagă o valoare mică pentru C_2^e . O valoare foarte mică pentru C_2^e (care ar satisface condiția de mai sus), ar necesita însă pentru obținerea unei valori a lui τ de ordinul milisecundelor (aplicații uzuale) o rezistență $R^* = P_1^e + R_5^e$ de valoare foarte mare, care nu este ușor de realizat. Iată de ce valorile tipice pentru C_2^e și R^* în aplicațiile uzuale sunt 100 nF respectiv 100 kΩ.

Rolul rezistenței R_5^e inserată cu potențiometrul P_1^e este de a asigura o valoare minimă a pantei τ care să nu compromită funcționarea. Valoarea ei tipică este de 10 kΩ. Rezistența R_4^e (vezi figura 2.8) asigură curentul necesar diodei DZ_5 permitînd obținerea în terminalul 15 a unei tensiuni stabilizate de -8 V. Curentul care trebuie asigurat diodei DZ_5 este:

$$I_{z5} = 1 \dots 2 \text{ mA},$$

deci

$$R_4^e = \frac{V^- - V_{z5}}{I_{z5}} \quad (2.80)$$

Pentru valoarea tipică $|V_{z5}| = 8 \text{ V}$ și $V^- = 15 \text{ V}$, rezultă:

$$R_4^e = \frac{15 - 8}{1,5} \simeq 4 \text{ k}\Omega. \quad (2.81)$$

Încheiem prezentarea etajului generator de rampă cu cîteva observații legate de influența grupului de componente externe P_1^e , R_5^e , R_4^e , C_2^e asupra funcționării circuitului integrat:

- întreruperea condensatorului C_2^e provoacă nefuncționarea circuitului fără a-l defecta;
- scurtcircuitarea condensatorului C_2^e pune la masă terminalul 7 al circuitului și pulsul de curent de 60 mA care trece prin Q_7 (vezi figura 2.24.), nu mai durează doar o fracțiune din durata impulsului de nul (vezi figura 2.25) ci întreaga durată a impulsului de nul. Ca urmare, Q_7 este puternic solicitat în curent și dacă scurtcircuitul este menținut mult timp are loc străpungerea lui Q_7 și defectarea circuitului;
- întreruperea rezistenței R_4^e arulează tensiunea de $-8V$ din terminalul 15 și rampa de tensiune din terminalul 7 variază între $+8V$ și $0V$ (vezi figura 2.27) modificindu-și deci puternic liniaritatea. Circuitul continuă să funcționeze însă numai pentru tensiuni de comandă v_8 apropiate de $+8V$. Funcționarea pe întreg intervalul tensiunii de comandă ($0 \dots 8V$) este complet compromisă;
- Scurtcircuitarea rezistenței R_4^e are un efect catastrofal asupra circuitului deoarece pe dioda DZ_5 se aplică întreaga tensiune V^- ceea ce conduce la străpungerea termică a acestei diode. Aceasta face ca pe terminalul 15 tensiunea V_{z15} să fie nulă și conform celor discutate anterior funcționarea circuitului este compromisă. Spre deosebire însă de cazul anterior (cînd înlocuirea rezistenței R_4^e restabilește funcționarea circuitului) de data aceasta funcționarea este definitiv compromisă;
- întreruperea potențiometrului P_1^e și a rezistenței R_5^e oprește funcționarea circuitului fără însă a-l defecta;
- scurtcircuitarea potențiometrului P_1^e și a rezistenței R_5^e fixeză tensiunea pe terminalul 7 la valoarea de $-8V(V_{z15})$ anulînd funcționarea rampei de tensiune și punând din nou în pericol tranzistorul intern Q_7 (vezi figura 2.24) ca și în cazul scurtcircuitării condensatorului C_2^e ;
- întreruperea sau scurtcircuitarea uneia din componente P_1^e sau R_5^e nu provoacă defectarea circuitului dar modifică radical funcționarea sa corectă.

2.2.4. Etajul monostabil

Funcționarea etajului monostabil este controlată de două etaje discutate anterior: generatorul de rampă și comparatorul (vezi figura 2.8). Prin intermediul generatorului de rampă, impulsurile de nul declanșează monostabilul la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Blocarea monostabilului este provocată de bascularea comparatorului care are loc la concidența tensiunilor din terminalele 7 și 8. Deci blocarea monostabilului corespunde momentului apariției impulsului de aprindere.

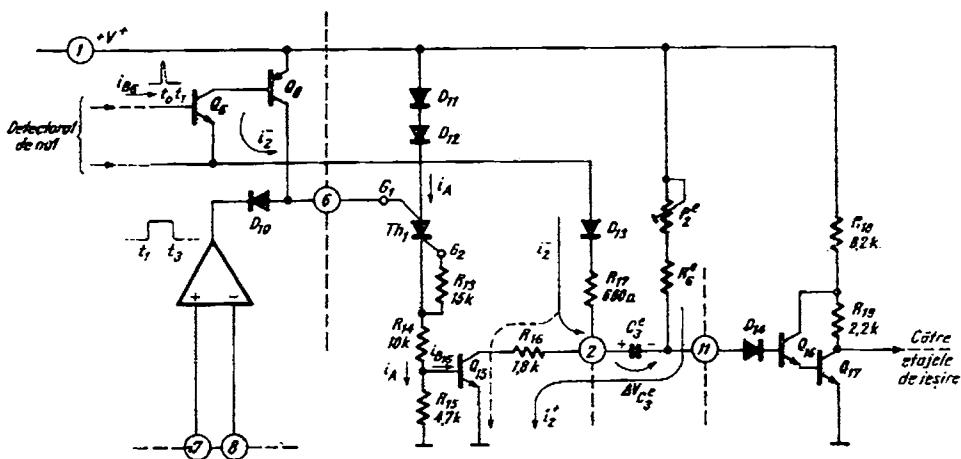


Fig. 2.41. Schema etajului monostabil.

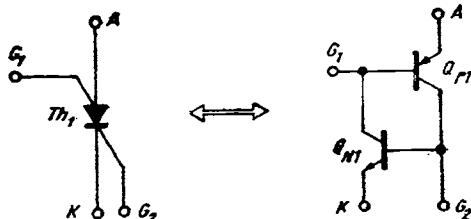
Schema electrică a acestui etaj este prezentată în figura 2.41. Elementele principale ale acestui etaj sunt tranzistorul Q_{15} și tiristorul integrat Th_1 . Schema echivalentă a tiristorului se poate urmări în figura 2.42. Grila G_1 este grila de comandă și este conectată la terminalul 6 al circuitului (vezi figura 2.41) iar grila G_2 este folosită pentru conectarea rezistenței R_{13} între baza și emitorul lui Q_{N1} , cu rol important în blocarea tiristorului care nu se produce decât după ce a fost evacuată sarcina stocată în baza lui Q_{N1} . Micșorarea timpului de evacuare a acestei sarcini stocate și deci a timpului de blocare a tiristorului se realizează cu ajutorul acestei rezistențe R_{13} . Deschiderea tiristorului se face prin coborârea potențialului grilei G_1 (terminalul 6) sub valoarea potențialului anod a lui Th_1 adică atunci cînd se realizează condiția

$$V_s \leq V^+ - 3 V_D. \quad (2.82)$$

Această condiție este satisfăcută atunci cînd tensiunile la intrările comparătorului satisfac relația

$$V_s \geq v_7. \quad (2.83)$$

Blocarea tiristorului se produce prin anularea curentului anodic simultan cu aplicarea unui impuls pozitiv pe grila de control G_1 . Ambelor funcții sunt îndeplinite de tranzistorul Q_8 care primind suficient curent de bază se satu-

Fig. 2.42. Schema echivalentă a tiristorului Th_1 .

reză, blocînd lanțul de diode D_{11} , D_{12} (anulînd deci curentul anodic al lui Th_1) și injectînd curent în grila G_1 a lui Th_1 (vezi figura 2.41).

Funcționarea etajului monostabil se poate urmări în figura 2.43 unde sunt reprezentate formele de undă caracteristice acestui etaj.

În figura 2.43. a se prezintă formele de undă la intrările comparatorului din etajul rampei de tensiune (vezi figura 2.41). La momentul t_0 începe impulsul de nul (v_{z16} în figura 2.43. b). Creșterea tensiunii v_{z16} este determinată de parametrii intrinseci ai circuitului și nu poate fi modificată din exterior, decit prin lipsa unui curent de încărcare a lui D_{z16} suficient de mare, situație care poate fi provocată de o sursă de alimentare cu o insuficientă capacitate de curent (vezi § 2.2.2). La momentul t_1 are loc coincidența tensiunilor v_z și v_g ceea ce provoacă bascularea comparatorului și trece la ieșirea în starea „sus”. Această stare va dura pînă la momentul t_3 când comparatorul va bascula din nou trecînd în starea „jos”. Ca urmare, tensiunea la ieșirea sa v_o , va avea aproximativ forma din figura 2.41. La momentul t_2 are loc terminarea impulsului de nul (vezi figura 2.43. b). Este important de înțeles funcționarea tiristorului Th_1 și a tranzistorului Q_{15} în acest interval de timp. Trece la ieșirea comparatorului în starea „sus” la momentul t_1 anulează comanda pe poarta tiristorului Th_1 dar nu-i poate produce blocarea (ea este dată de saturarea lui Q_8 , începută la momentul t_0 și terminată la momentul t_2). Această saturare produce blocarea diodelor D_{11} , D_{12} și deci anularea curentului anodic i_A al tiristorului. În plus blocarea este întărită de injecția de curent în poarta G_1 a tiristorului efectuată de același tranzistor Q_8 . Curentul anodic variază ca în figura 2.43.c. Durata τ_b în care i_A scade sub curentul de menținere al tiristorului trebuie să fie neapărat mai mică decît intervalul de timp $t_2 - t_1$ deoarece, în caz contrar, nu se poate produce blocarea tiristorului înainte de t_2 compromînd funcționarea circuitului (după cum se va vedea în continuare). De asemenea mai trebuie subliniat și faptul că intervalul $t_2 - t_1$ al impulsului de nul este determinat de viteza de variație a semnalului de sincronizare pe terminalul 9 și depinde direct de divizorul R_1^e , I_1 (vezi § 2.2.2). τ_b este foarte puțin modificat de circuitul exterior și deci asigurarea unei funcționări corecte este determinată de fixarea unei pante a semnalului de sincronizare care să satisfacă cerința de mai sus. Deci pentru o funcționare corectă este necesar ca tiristorul să se blocheze înainte de terminarea impulsului de nul. Anularea curentului i_A produce anularea curentului de bază al lui Q_{15} care se blochează. Curentul i_2^- furnizat de Q_6 (vezi figura 2.41) în timpul impulsului de nul trece inițial prin Q_{15} (cîtă vreme există i_A și deci i_{B15}) dar după blocarea lui Q_{15} , trece prin C_3^e , D_{14} , Q_{16} , Q_{17} , încărcînd capacitatea C_3^e cu o tensiune ΔV_{C3} ce se poate calcula astfel:

$$\Delta V_{C3} = V_{final} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.82)$$

unde:

$$V_{final} = V^+ - V_{BE8} - V_{CEsat6} - V_{D13} - V_{D14} - V_{BE16} - V_{BE17}$$

$$V_{final} = V^+ - 5 V_{BE} - V_{CEsat} \approx 11 \text{ V.} \quad (2.83)$$

$$\tau = C_3^e R_{17} = 47 \times 10^{-9} \times 680 \text{ s} = 3,2 \text{ } \mu\text{s} \quad (2.84)$$

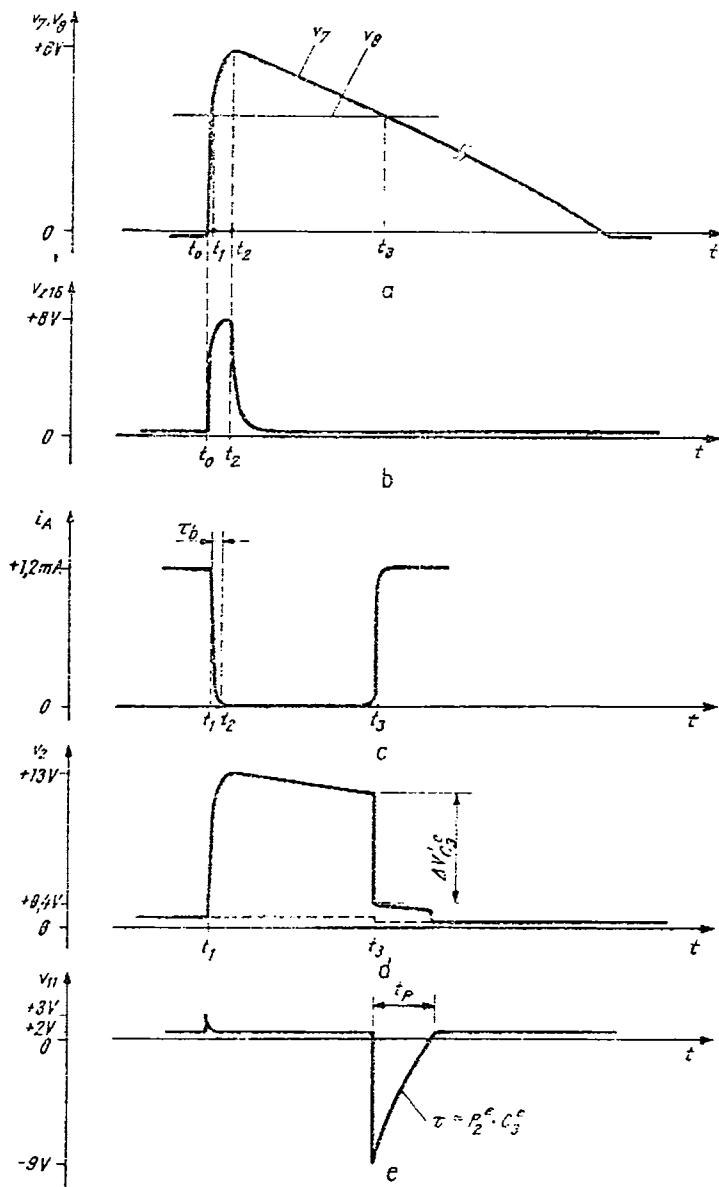


Fig. 2.43. Formele de undă caracteristice etajului monostabil.

În relația 2.84, pentru C_3 s-a considerat valoarea de 47 nF din schema de aplicatie tipică.

Din relația 2.82 se observă că dacă impulsul de nul durează mai mult de 10 μ s, atunci se poate considera că la sfîrșitul său:

$$\Delta v_{C_3} \approx V_{final} = 11 \text{ V.} \quad (2.85)$$

Dacă impulsul de nul durcază mai puțin de 10 μ s, atunci C_3 se încarcă la o tensiune mai mică decât 11 V și funcționarea circuitului poate fi compromisă.

Se reamintește faptul că (după cum s-a prezentat în § 2.2.2) un impuls de nul de durată mică este determinat de un semnal de sincronizare rapid (un rol important în viteza de variație a semnalului de sincronizare revine divizorului R_1 , R_2). Deci, un semnal de sincronizare cu fronturi rapide poate anula funcționarea circuitului. Desigur că micșorarea capacității C_3 ar putea fi o soluție dar, după cum vom vedea, C_3 are un rol important și în fixarea duratei impulsului de aprindere.

Deoarece valoarea tensiunii v_{11} este:

$$v_{11} = 3V_{BE} \approx 2 \text{ V,} \quad (2.86)$$

rezultă că la terminarea impulsului de nul:

$$v_2 = v_{11} + \Delta v_{C_3} = 13 \text{ V.} \quad (2.87)$$

Se observă că dacă nu este îndeplinită condiția de blocare a tiristorului Th_1 și deci a lui Q_{15} înainte de sfîrșitul impulsului de nul, tot curentul i_3^- este preluat de tranzistorul Q_{15} (linia punctată a lui i_2^- din figura 2.41) și deci C_3 nu se mai poate încărca cu tensiunea de 11 V calculată în (2.87). În figura 2.43.d este prezentată forma de undă v_2 . Cu linie punctată este prezentată forma de undă v'_2 corespunzătoare cazului în care $\tau_b > t_2 - t_1$ cind funcționarea este compromisă.

În intervalul de timp $t_2 \dots t_3$, tiristorul Th_1 și tranzistorul Q_{15} sunt blocați iar capacitatea C_3 încărcată la momentul t_2 cu aproximativ 11 V se descarcă lent prin curentii reziduali ai joncțiunilor blocați. La momentul t_3 cind are loc coincidența tensiunilor v_7 și v_8 la intrările comparatorului (figura 2.43. a) acesta trece în starea „jos” și deschide tiristorul Th_1 și tranzistorul Q_{15} . Momentul t_3 găsește terminalul 2 la o tensiune de aproximativ 11 V (tensiunea de 13 V la momentul t_2 scade la aproximativ 11 V prin descărcarea lentă a lui C_3). Terminalul 11 este la o tensiune aproximativ constantă egală cu 2 V. În consecință, la momentul t_3

$$\Delta V'_{C_3} \approx 9 \text{ V.} \quad (2.88)$$

Saturarea lui Q_{15} pune la masă o armătură (terminalul 2) a lui C_3 . Deoarece condensatorul nu acceptă un salt brusc de tensiune, tensiunea de 9 V se menține pe el și după saturarea lui Q_{15} . Aceasta face ca pe terminalul 11 să apară un salt negativ de tensiune (vezi figura 2.43. e) de aproximativ 9 V care blochează grupul de tranzistoare Q_{16} , Q_{17} .

Descărcarea capacității C_s^e se face acum prin intermediul grupului P_2^e , R_6^e , al rezistenței R_{16} și al tranzistorului saturat Q_{15} (vezi figura 2.41). În figura 2.44 este prezentat circuitul de descărcare al condensatorului (colectorul lui Q_{15} este considerat la potențialul masei). Ecuația care determină tensiunea v_{11} este:

$$v_{11} = \frac{R_{16}}{R^e + R_{16}} V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} v_c \quad (2.89)$$

$$v_c = V_{final} + (V_{initial} - V_{final}) \exp(-t/\tau) \quad (2.90)$$

unde:

$$V_{final} = V^+$$

$$V_{initial} = -9 \text{ V}, \text{ din (2.88)}$$

$$\tau = (R^e + R_{16}) C_s^e$$

Pentru expresia lui v_{11} , din (2.89) rezultă:

$$v_{11} = V^+ \frac{R_{16}}{R^e + R_{16}} + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} V^+ + (V_{initial} - V^+) \exp(-t/\tau), \quad (2.91)$$

$$v_{11} = V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} (V_{initial} - V^+) \exp(-t/\tau). \quad (2.92)$$

Importanța variației tensiunii v_{11} constă în aceea că descărcarea lui C_s^e prin constanta de timp variabilă $R^e C_s^e$ determină durata impulsului de aprindere generat de circuitul βAA 145. În figura 2.45 este prezentată variația tensiunii v_{11} exprimată de relația 2.92. Atunci cînd această tensiune v_{11} devine egală cu valoarea v_{11}^0 :

$$v_{11}^0 = 3 V_{BE} \quad (2.93)$$

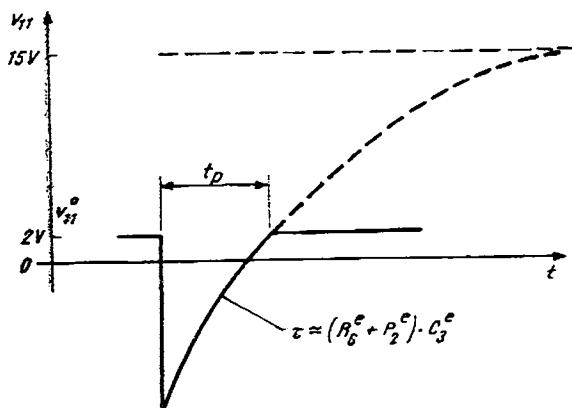


Fig. 2.45. Forma de undă la terminalul 11.

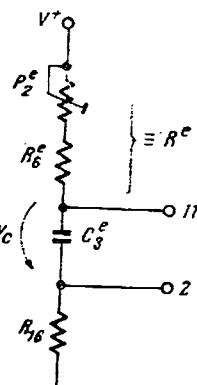


Fig. 2.44. Schema electrică de descărcare a condensatorului lui C_s^e .

se deschide grupul D_{14} , Q_{16} , Q_{17} (vezi figura 2.41) și schema de descărcare a condensatorului din figura 2.44 nu mai este valabilă.

Momentul atingerii valorii v_{11}^0 este momentul terminării impulsului de aprindere apărut la momentul t_p (vezi figura 2.43). Din (2.92) și (2.93) se poate determina durata t_p a impulsului de aprindere (vezi figura 2.45):

$$v_{11}^0 = V^+ + \frac{R^e}{R^e + R_{16}} (V_{inicial} - V^+) \exp(-t_p/\tau), \quad (2.94)$$

$$t_p = \tau \ln \left[\frac{V^+ - V_{inicial}}{V^+ - v_{11}^0} \cdot \frac{R^e}{R^e + R_{16}} \right]. \quad (2.95)$$

Înlocuind cu valorile cunoscute rezultă:

$$t_p = \tau \ln \left(\frac{15 + 9}{15 - 2} \frac{R^e}{R^e + R_{16}} \right) = \tau \ln \left(1,8 \frac{R^e}{R^e + R_{16}} \right). \quad (2.96)$$

Cu valorile recomandate în schema tipică de aplicație (vezi figura 2.52)

$$C_3^e = 47 \text{ nF}$$

$$R_3^e = 5,6 \text{ k}\Omega \quad (2.97)$$

$$P_2^e = 250 \text{ k}\Omega$$

se găsește că:

$$t_{p_{min}} = (5,6 + 1,8) \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \times \ln \left[1,8 \left(1 - \frac{1,8}{5,6 + 1,8} \right) \right] = 0,086 \text{ ms}$$

$$(2.98)$$

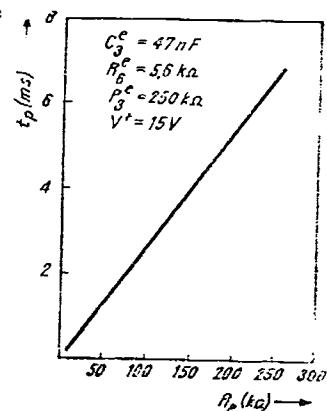
$$t_{p_{max}} = (255,6 + 1,8) \times 10^3 \times 47 \times 10^{-9} \times \ln \left[1,8 \left(1 - \frac{1,8}{255,6 + 1,8} \right) \right] = 7 \text{ ms}$$

$$(2.99)$$

Se observă că intervalul pentru t_p garantat în foaia de catalog 0,1 ms 4 ms (vezi § 2.3.1) se plasează în interiorul intervalului calculat mai sus. Se poate acum trasa graficul lui t_p în funcție de R^e , care poate servi la determinarea valorii lui R^e necesară obținerii unei valori dorite a lui t_p . Relația 2.97 conduce la graficul din figura 2.46.

În concluzie, grupul C_3^e , P_2^e , R_3^e determină prin constanta de timp τ de descărcare a condensatorului C_3^e , durata t_p a impulsului de aprindere, conform figurii 2.46.

Fig. 2.46. Dependența t_p (R_e) pentru valorile recomandate în schema tipică de aplicație din figura 2.52.



În legătură cu efectul componentelor P_2^e , R_6^e și C_3^e asupra fiabilității și funcționării circuitului, remarcăm următoarele:

- scurtcircuitalarea sau intreruperea condensatorului C_3^e anulează funcționarea circuitului fără a-l deteriora; defectul se manifestă prin lipsa impulsului de aprindere;
- scurtcircuitalarea grupului P_2^e , R_6^e defectează catastrofal circuitul prin aplicarea tensiunii V^+ pe grupul de componente D_{16} , Q_{16} , Q_{17} ceea ce determină străpungerea lor;
- întreruperea grupului P_2^e , R_6^e conduce la o valoare infinită pentru t_p și deci efectul se manifestă prin existența impulsului de aprindere din momentul t_3 și pînă în momentul trecerii prin zero a tensiunii de sincronizare (în acest caz, rezultă t_p [ms] = $\phi - \frac{10 \text{ ms}}{180^\circ}$) — durata impulsului de aprindere este egală chiar cu durata de conducție a tiristorului);

2.2.5. Blocul logic și etajele de ieșire

Blocul logic controlează generarea impulsurilor de aprindere alternativ la terminalele 14 și 10 sincronizate cu semialternanțele pozitive, respectiv negative. Acest lucru se realizează printr-o comandă dublă a etajelor de ieșire: o comandă (comună pentru cele două ieșiri) efectuată de etajul monostabil (prin intermediul blocului logic) și o comandă (separată pentru fiecare ieșire) provenind din etajul de sincronizare și detectie (vezi figura 2.8).

Schema electrică a etajelor discutate în continuare este dată în figura 2.47. Tranzistoarele Q_{19} , Q_{20} sunt tranzistoarele de ieșire, în colectoarele cărora apar impulsurile de aprindere. Deoarece etajele de ieșire sunt de tip „colector

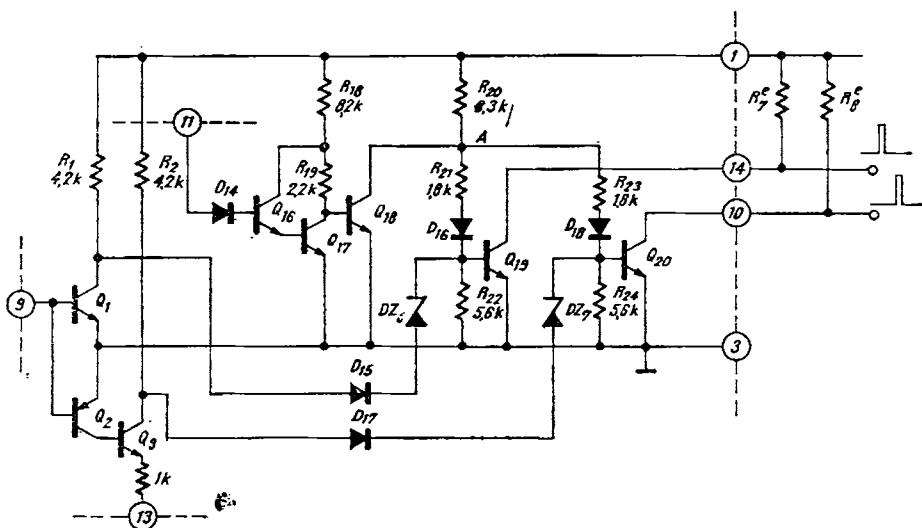


Fig. 2.47. Schema electrică a blocului logic și a etajelor de ieșire.

în gol”, pentru obținerea impulsurilor de aprindere este necesară conectarea către V^+ a rezistenței R_7^e în terminalul 14 și a rezistenței R_8^e în terminalul 10.

Impulsurile la ieșire (terminalul 14 sau 10) vor apărea numai atunci cînd Q_{19} sau Q_{20} vor fi blocați. Altfel, terminalele 14 și 10 sunt la potențial scăzut (V_{CESat}).

Blocarea tranzistoarelor Q_{19} , Q_{20} , la momentul potrivit (care corespunde apariției impulsului de aprindere) și menținerea lor în stare blocată un timp t_p (care corespunde duratei impulsului de aprindere) este controlată de blocul logic constituit din D_{14} , Q_{16} , Q_{17} , Q_{18} . Distribuția impulsurilor pe ieșirea 14 în cazul semialternanței pozitive și pe ieșirea 10 în cazul semialternanței negative este controlată de blocul de sincronizare (vezi § 2.2.2) reprezentat în figura 2.47 de Q_1 , Q_2 , Q_3 . Se observă că în timpul semialternanței pozitive pe terminalul 9, Q_2 este blocat astfel încît prin R_2 , D_{17} , DZ_7 se injectează permanent curent în baza lui Q_{20} (saturîndu-l) ceea ce face ca la terminalul 10 să nu poată apărea impuls de aprindere. Exact în același mod se împiedică generarea de impuls pe terminalul 14 în timpul semialternanței negative. De fapt diodele D_{15} , D_{17} pot fi privite ca niște porți de validare a impulsurilor de aprindere a căror durată și moment de apariție sunt controlate de terminalul 11 conform celor prezentate în § 2.2.4. Se observă ușor modul în care se realizează aceasta: apariția unui impuls negativ pe terminalul 11 blochează Q_{16} , Q_{17} , saturînd prin intermediul lui R_{19} tranzistorul Q_{18} care pune la masă nodul A (vezi figura 2.47). Dintre tranzistoarele Q_{19} , Q_{20} se va bloca acela care nu va primi curent în bază nici pe calea D_{15} , D_{17} (din etajul de sincronizare).

În figura 2.48 este prezentată schematic, prin intermediul unor comutatoare controlate, funcționarea etajului prezentat. Comutatorul K_1 , comandat de

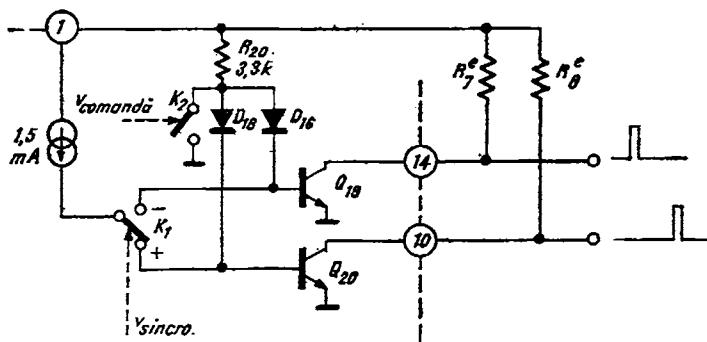


Fig. 2.48. Schema logică de funcționare a etajelor de ieșire.

$v_{sincronizare}$, semnifică etajul de sincronizare care comută succesiv sursa de curent de $1,5 \text{ mA}$ cînd pe baza lui Q_{19} (pe durata semialternanței negative) cînd pe baza lui Q_{20} (pe durata semialternanței pozitive). Comutatorul K_2 este închis de $v_{comandă}$ în momentul t_3 (vezi figura 2.43) în care trebuie să apară impulsul de aprindere și rămîne închis un timp egal cu t_p (vezi figura 2.43).

Deci putem sintetiza ceea ce înseamnă o funcționare corectă:

	K_1	poziția +	poziția -
K_2			
acționat	- impuls pozitiv pe terminalul 14 - lipsă impuls pe terminalul 10	- impuls pozitiv pe terminalul 10 - lipsă impuls pe terminalul 14	
neacționat	- lipsă impulsuri	- lipsă impulsuri	

Formele de undă la ieșirile 14 și 10 ale circuitului integrat $\beta A A 145$ sunt prezentate în figura 2.49. În ceea ce privește dimensionarea rezistențelor R_7 și R_8 trebuie să se țină seama de faptul că ele asigură curentul de aprindere i_{CT} (vezi figura 2.50) al tiristorului $T h_1$.

În perioadele de timp în care nu se generează impuls, tranzistorul Q_{19} este saturat și preia curentul din R_7^e . Pentru protecție la străpungerea termică a tranzistorului Q_{19} este de dorit un curent i_{19} cît mai mic (valoarea limită absolută este de 50 mA). Pentru o comandă fermă a aprinderii tiristorului $T h_1$ este de dorit un curent i_{CT} cît mai mare (minimum 25 mA pentru un tiristor de 1 A).

Acstea sunt condiții contradictorii deoarece prima dintre ele implică o valoare mare pentru R_7^e iar a doua, o valoare mică pentru R_7^e . Chiar dacă există o valoare a lui R_7^e care satisfac ambele condiții de mai sus, apare o altă problemă, legată de caracteristica de saturare a tranzistorului Q_{19} .

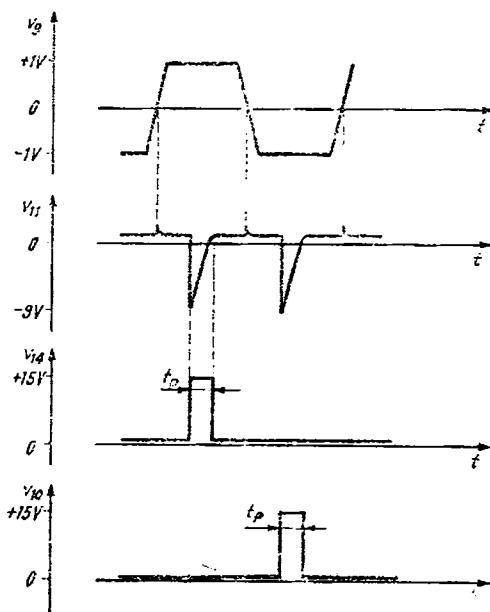


Fig. 2.49. Formele de undă caracteristice etajelor de ieșire.

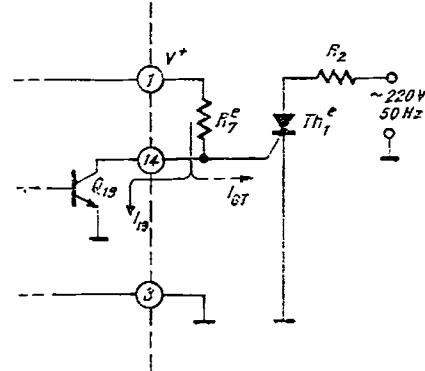


Fig. 2.50. Comanda directă a unui tiristor (nu se recomandă - vezi text)

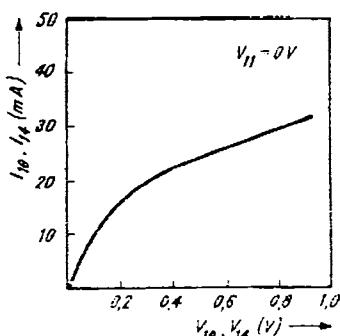


Fig. 2.51. Caracteristica de saturatie a tranzistoarelor de ieșire.

(vezi figura 2.51). Se observă că la un curent de saturatie de 25 mA corespunde o tensiune de saturatie de 0,6 V. Aceasta este tensiunea care se aplică pe poarta tiristorului în perioada de timp în care acesta trebuie să fie blocat, dar blocarea tiristorului la această tensiune nu se poate garanta (parametrul de catalog ce caracterizează tiristorul din acest punct de vedere este V_{GNT} și valoarea lui maximă pentru majoritatea tipurilor de tiristoare-triace este 0,2 ... 0,3 V). Din aceste motive *nu se recomandă comanda directă prezentată în figura 2.50*.

Revenind la problema dimensionării rezistenței R_7^e , singura condiție ce trebuie pusă din punctul de vedere al protecției circuitului este aceea legată de curentul maxim admis $i_{19\max}$:

$$R_7^e \geq \frac{V_{\max}^+ - V_{\text{sat}19}}{i_{19\max}} \geq \frac{V_{\max}^+}{i_{19\max}}.$$

Pentru $V_{\max}^+ = +15$ V și $i_{19\max} = 50$ mA, rezultă:

$$R_7^e \geq 360 \Omega. \quad (2.100)$$

Analog, rezultă condiția și pentru ieșirea 10:

$$R_8^e \geq 360 \Omega. \quad (2.101)$$

În ceea ce privește influența acestor rezistențe asupra funcționării și fiabilității circuitului, rezultă imediat următoarile observații:

- întreruperea uneia din rezistențele R_7^e sau R_8^e împiedică obținerea impulsurilor de aprindere pe o ieșire (deci pe o semialternanță) fără a defecta circuitul integrat;
- scurtcircuitarea uneia din rezistențele R_7^e sau R_8^e provoacă distrugerea termică a tranzistoarelor de ieșire Q_{19} sau Q_{20} (vezi figura 2.47) din circuitul integrat și în funcție de schema de aplicatie folosită poate conduce la existența permanentă, pe toată durata unei semialternanțe, a impulsului de aprindere. Comanda puterii din sarcina din circuitul anodic este compromisă.

2.3. Parametri

2.3.1. Performanțele circuitului

Caracteristicile electrice ale circuitului βAA 145 sunt sintetizate în Tabelul 2.1.

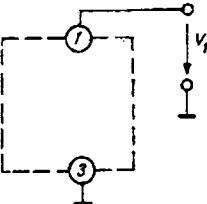
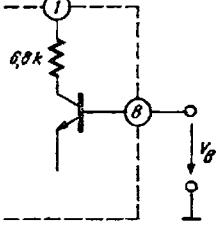
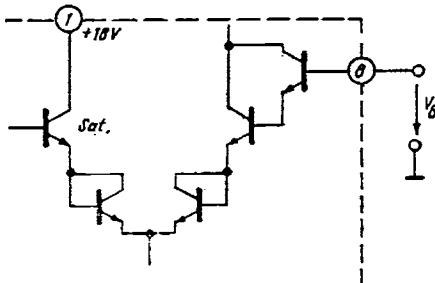
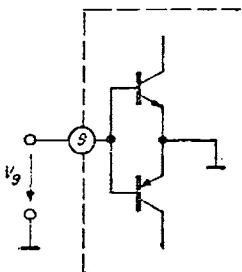
Depășirea valorilor limită absolută produce în mod obișnuit defectarea catastrofală, ireversibilă, a circuitului integrat sau în cel mai bun caz ieșirea sa din parametrii de catalog.

BAA 145

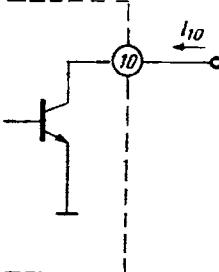
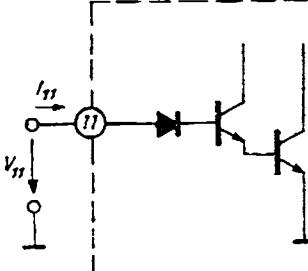
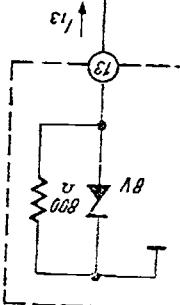
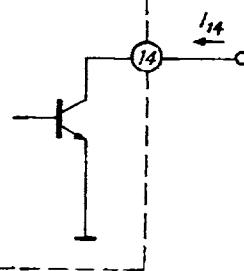
Tabelul 2.1

Circuit pentru comanda în fază a tiristoarelor

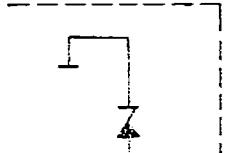
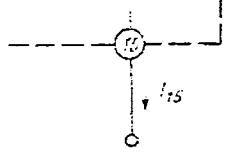
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ (Tensiunile se consideră față de masă – terminalul 3)

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
1		$V_{1\max} = 18 \text{ V}$
8		$V_{8\max} = V_1$
		$V_{8\min} = -5 \text{ V}$
9		$ I_9 _{\max} = 20 \text{ mA}$

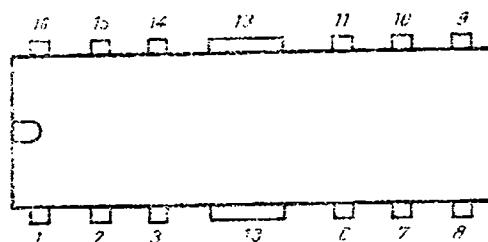
Tabelul 2.1 (continuare)
BAA 145

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
10		$I_{10\max} = 100 \text{ mA}$
11		$I_{11\max} = 10 \text{ mA}$ $V_{11\max} = 3 \text{ V}$
13		$ I_{13} _{\max} = 25 \text{ mA}$
14		$I_{14\max} = 100 \text{ mA}$

Tabelul 2.1. (continuare)
BAA 145

Terminal	Configurația internă	Valori limită absolută
15		$ I_{15} _{\max} = 5 \text{ mA}$
		
Putere disipată		550 mW
Temperatura de stocare		-25°C ... +125°C
Temperatura de funcționare		-10°C ... +70°C
Temperatura jonctiunii		125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



Capsula CB 145 (TABS A)

vedere de sus

- | | |
|-------------------------|----------------------------|
| 1. Alimentare (V^+) | 9. Intrare de sincronizare |
| 2. Ieșire monostabil | 10. Ieșire |
| 3. Masă | 11. Comandă durată |
| 6. Blocare impuls | 13. Alimentare (I^-) |
| 7. Rampă de tensiune | 14. Ieșire |
| 8. Comandă fază | 15. Referință de tensiune |
| | 16. Sincronizare paralel |

Tabelul 2.1 (continuare)

BAA 145

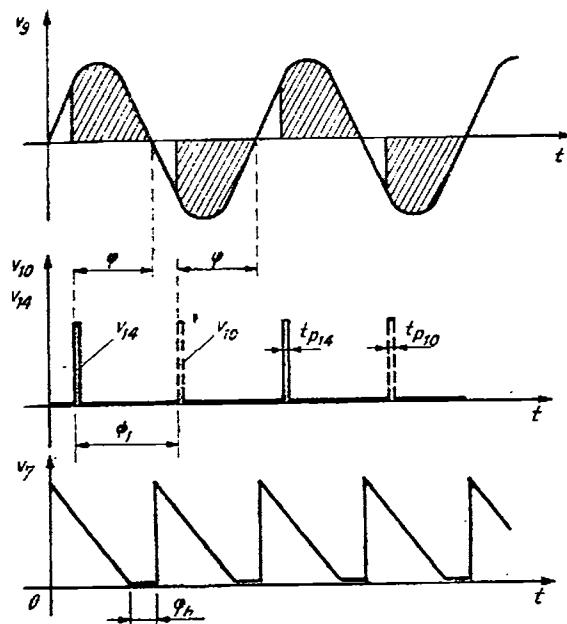
CARACTERISTICI ELECTRICE ($T_A = 25^\circ\text{C}$, punctul de referință — terminalul 3)

Parametru	Simbol	Condiții	Min.	Tip.	Max.	Unități
Curentul de alimentare	I_1	$V_{10} = V_{14} = 0$	12	25	30	mA
Tensiuni de referință	$-V_{13}$	$-I_{13} = 15 \text{ mA}$	7	8	9	V
	$-V_{15}$	$-I_{15} = 3 \text{ mA}$	7	8	9	V
	V_{16}	$I_{15} = 3 \text{ mA}$		8	9	V
Curentul de comandă a fazei	I_8	$V_1 = 16 \text{ V}$ $V_8 = 13 \text{ V}$ $V_7 = 0 \text{ V}$ $I_9 = 0,3 \text{ mA}$		0,01	1	μA
	$-I_2$	$V_1 = 13 \text{ V}$ $V_2 = V_7 = V_8 = V_9 = 0 \text{ V}$	10	17	40	mA
	I_2	$V_1 = V_2 = 13 \text{ V}$ $V_7 = 10 \text{ V}$ $I_3 = 1 \mu\text{A}$ $I_9 = 0,3 \text{ mA}$		5		mA
	$-I_7$	$V_1 = 13 \text{ V}$ $V_8 = 5 \text{ V}$ $V_2 = V_7 = V_9 = 0 \text{ V}$	20	45	60	mA
Tensiunea de saturație la ieșire	V_{10sat}	$I_{01} = 20 \text{ mA}$ $-I_9 = 0,3 \text{ mA}$ $V_{11} = 0 \text{ V}$		0,6	1	V
	V_{14sat}	$I_{11} = 20 \text{ mA}$ $I_9 = 0,3 \text{ mA}$ $V_{11} = 0 \text{ V}$		0,6	1	V
	t_{P10}	Montajul tipic de aplicatie (figura 2.52) $V_8 = 4 \text{ V}$	0,1		4	m
	t_{P14}					
Asimetria dintre impulsovi (Nota 1 și 3)	$\Delta\varphi_I$	Montajul tipic de aplicatie (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$ $V_8 = 4 \text{ V}$		0,5		grade

Tabelul 2.1 (continuare)
BAA 145

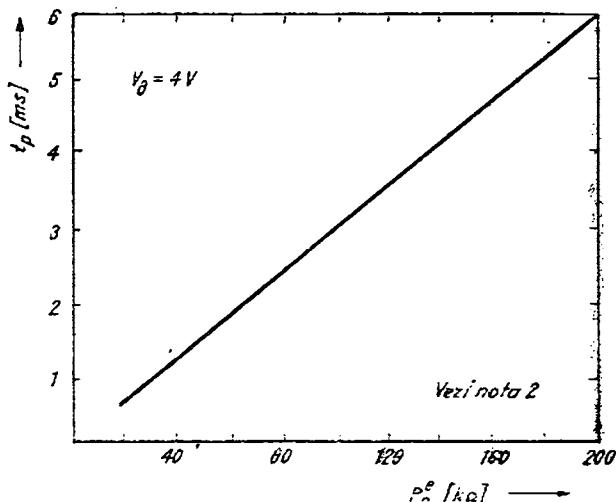
Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tip.	Max.	Unități
Asimetria între două circuite (Nota 1 și 4)	$\Delta\varphi_{II}$	Montajul tipic de aplicatie (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$ $V_s = 4 \text{ V}$ $V_{16} = 7,2 \text{ V}$		1,8		grade
Unghiul minim de conducție Nota (1 și 5)	φ_h	Montajul tipic de aplicatie (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$ $V_s = 0,2 \text{ V}$	0		160	grade
Unghi de conducție (Nota 1 și 6)	φ	Montajul tipic de aplicatie (figura 2.52) (figura 2.52) $t_p = 0,5 \text{ ms}$	φ_h		177	grade

Nota 1. Semnificațiile parametrilor dinamici ai circuitului rezultă din figura de mai jos.



Tabelul 2.1 (continuare)

Nota 2. Durata impulsului variază în funcție de valoarea potențiometrului P_2^t (vezi figura de mai jos).



Nota 3. Asimetria dintre impulsurile corespunzătoare celor două semialternanțe este definită de relația

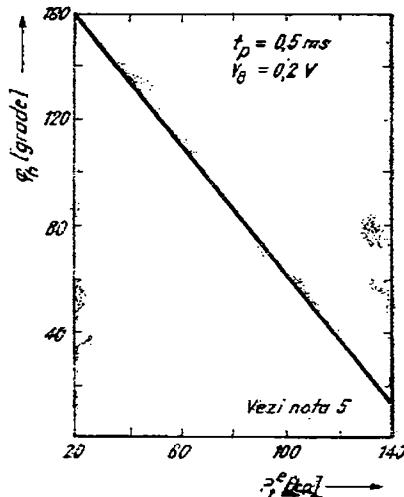
$$\Delta\varphi_I = 180^\circ - \Phi_1$$

unde Φ_1 este definit în figura de la *Nota 1*.

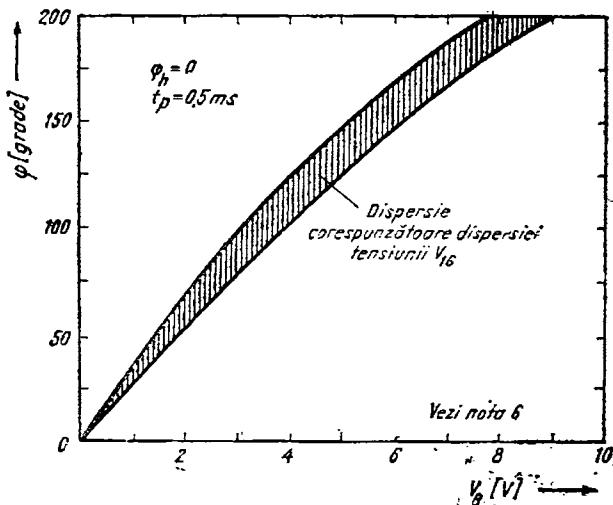
Nota 4. Dacă φ_1 este unghiul de conduction corespunzător circuitului 1 și φ_2 este unghiul de conduction corespunzător circuitului 2, atunci

$$\Delta\varphi_{II} = |\varphi_1 - \varphi_2|$$

Nota 5. Unghiul minim de conductie (vezi § 2.2.3) variază în funcție de valoarea potențiometrului P_1^t ca în figura de mai jos.



Nota 6. Unghiul de conduce variază în funcție de valoarea tensiunii pe terminalul 8 ca în figura de mai jos.



CARACTERISTICI TERMICE

Rezistență termică jioncțiune-ambiant	$R_{th,j-a}$	100°C/W
---------------------------------------	--------------	---------

2.3.2. Măsurători la fabricant

Măsurările descrise în continuare se fac pentru fiecare circuit în parte, la sfîrșitul procesului de fabricație; ele cuprind o parte din testele statice (care au fost efectuate integral într-o etapă intermediară de fabricație) și toate testeile dinamice corespunzătoare mărimilor electrice garantate de catalog. Aceste măsurători se fac cu ajutorul unui sistem automat de testare proiectat și realizat de IPRS-BĂNEASA. Vom descrie sistemul și măsurările care includ toate testeile dinamice în condițiile schemei de aplicație tipică din figura 2.52.

Sistemul automat de măsură, TRITEK, folosit pentru măsurarea circuitului β A145 se compune din:

- unitatea de calcul și control — constituită din calculatorul de birou Tektronix — 31;

- grupul de stimuli electrici format din două surse de tensiune programabile, două generatoare de funcții cu frecvență programabilă, două generatoare de semnal sinusoidal, un generator de impulsuri neprogramabil

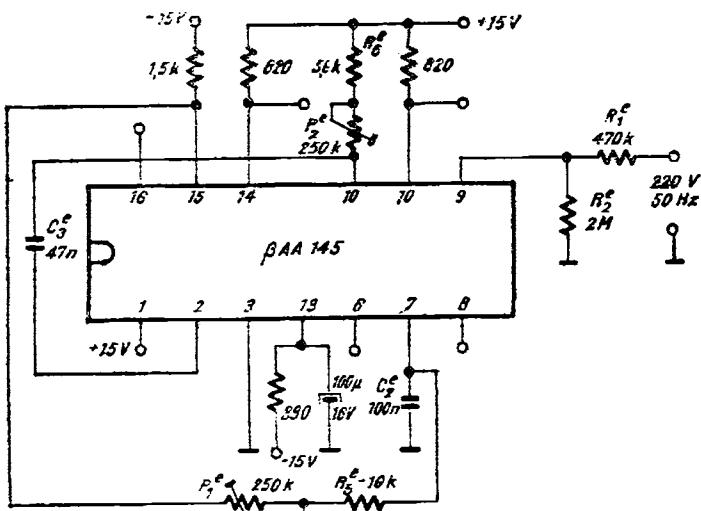


Fig. 2.52. Schema de aplicație tipică.

(cu frecvența și factorul de umplere reglabile manual), patru surse fixe de tensiune;

— **grupul de măsură** format din voltmetru digital, frecvențmetru digital, două comparatoare rapide, două detectoare de virf, un convertor a.c./d.c. calibrat în valori eficace în domeniul 1 kHz 100 MHz;

— **grupul de comutare** format din patru multiplexoare analogice cu cîte 16 intrări și o ieșire;

— **interfețele TEK 152, TEK 153** care permit dialogul dintre calculator, grupul de măsură și grupul de stimuli;

— **interfața de test** care asigură condițiile de funcționare ale circuitului testat.

Funcționarea sistemului *TRITEK* este descrisă în *Referința 1* în capitolele privitoare la circuitele *TBA 950, TDA 440*. De aceea, în continuare se va prezenta doar interfața de test, care este specifică testării circuitului *BAA 145*.

Sistemul automat permite efectuarea celor 12 teste electrice (cît cuprinde secvența de măsură) în 6 secunde, oferind tipărire cu ajutorul unei imprimante termice a distribuției de defecte și clasarea circuitelor în diferite categorii din punctul de vedere al calității.

În figura 2.53 se prezintă schema bloc a interfeței de test care cuprinde mai multe blocuri funcționale legate fiecare de unul sau mai multe teste de măsură. Înainte de a prezenta secvența de măsură vom comenta pe scurt aceste blocuri funcționale.

Blocul de alimentare este un bloc de tensiune stabilizată de +15 V (800 mA) protejat la scurtcircuit. Reglarea valorii tensiunii stabilizate și a curentului de limitare se fac separat, limitele fiind complet independente.

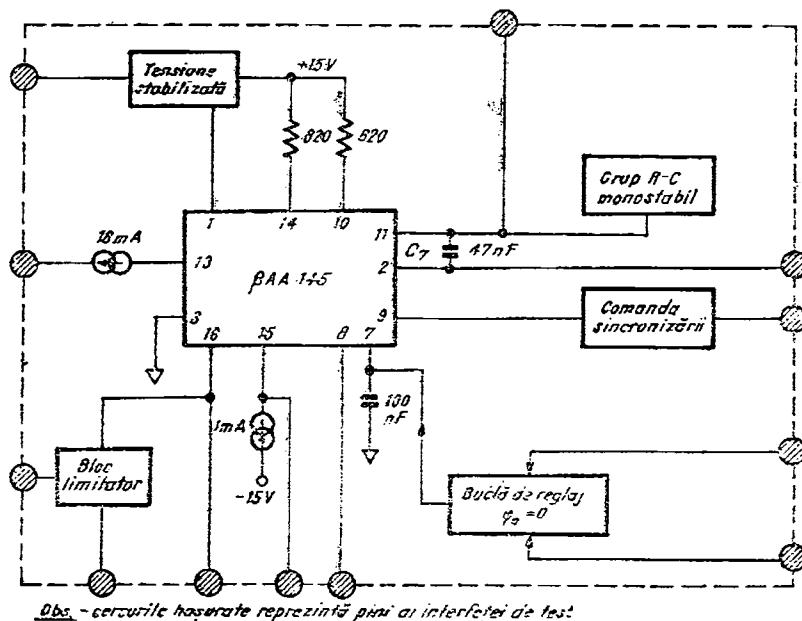


Fig. 2.53. Schema bloc a interfeței de test 3.4.1 145.

Grupul R—C — monostabil este constituit din mai multe rezistențe și un condensator ce simulează grupul P_2 , C_3 din schema de aplicație (figura 2.52) permitînd obținerea valorilor maxime și minime ale durei impulsului de aprindere furnizat de circuit. Rezistențele sunt selectate cu ajutorul unor comutatoare MOS care scurtcircuitează una sau mai multe rezistențe, atunci cînd e cazul, pentru a asigura valoarea potrivită a durei impulsului de aprindere.

Comanda sincronizării este asigurată de un bloc ce are ca scop simularea condiției de sincronizare din schema de aplicație tipică (vezi figura 2.52). Deoarece în secvență automată de test *nu se poate utiliza rețea de curent alternativ* (din motive de securitate a operației și chiar a sistemului de testare) a fost necesar să se realizeze un bloc ce funcționează la o tensiune mai mică decît 220 V (în cazul nostru ± 15 V) și care creează condiții identice de funcționare pentru circuit cu cele din schema tipică de aplicație. În figura 2.54 este prezentată schema electrică a acestui bloc. Amplificatorul operațional BM 301 folosit în configurația inversoare asigură o amplificare constantă de 120 a semnalului sinusoidal de 50 Hz și amplitudine egală cu 1 V, produs de generatorul de funcții din blocul stimулilor electrici. Astfel, la intrarea circuitului BAA 145 (cu terminalul 9 în gol) apare un semnal sinusoidal puternic emis la ± 15 V. Acest semnal ce poate fi assimilat cu un semnal trapezoidal va fi încă odată limitat la cel mult ± 1 V de intrarea de sincronizare a circuitului. Important pentru acest semnal nu este valoarea tensiunii

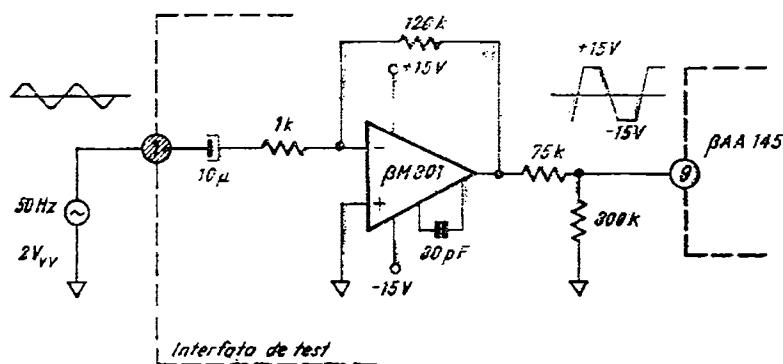


Fig. 2.54. Schema blocului de sincronizare din interfața de test a circuitului βAA 145.

limitate ci pantă de trecere prin zero. Se observă că această pantă se poate regla ușor prin modificarea amplitudinii semnalului sinusoidal la intrarea 1 a interfeței de test asigurîndu-se astfel condiții optime de măsură.

Bucla de reglaj $\varphi_h = 0$ are ca scop realizarea automată a condiției $\varphi = 0$ care în aplicații se face manual prin intermediul potențiometrului P_1 (vezi figura 2.52). Condiția $\varphi_h = 0$ este necesară pentru obținerea, indiferent de circuitul integrat (supus toleranțelor tehnologice de fabricație) a unui semnal rampă de tensiune pe terminalul 7 cu o aceeași formă de undă. Majoritatea parametrilor electrici sunt garanțiați numai în aceste condiții. Acest bloc funcționează astfel (vezi figura 2.55):

— la momentul $t = 0$ se extrage prin intermediul unui generator de curent comandat, din terminalul 7 un curent suficient de mare pentru a

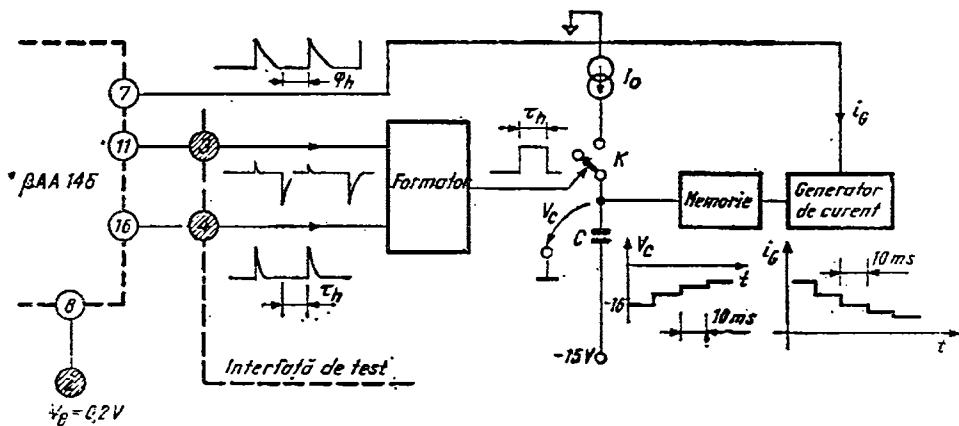


Fig. 2.55. Schema de principiu a blocului de reglaj automat pentru $\varphi_h = 0$, din interfața de test a circuitului βAA 145.

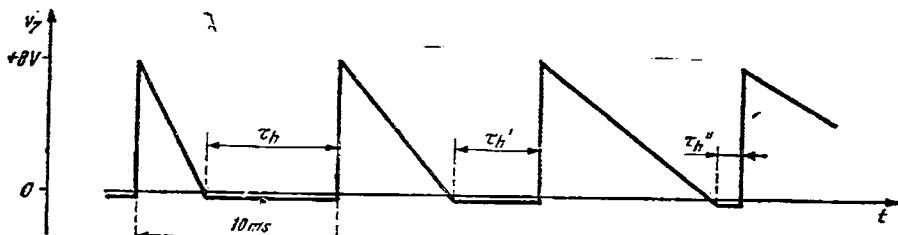


Fig. 2.56. Forma de undă pe terminalul 7 în timpul reglajului automat $\tau_h = 0$.

determină o pantă rapidă a tensiunii de pe terminalul 7 și deci o valoare considerabilă pentru τ_h (≈ 2 ms);

— semnalele culese din terminalele 16 și 11 intră într-un formator la ieșirea căruia apare un impuls dreptunghiular de durată τ_h . Acest impuls închide comutatorul K , permitând generatorului I_g să încarce condensatorul C pe toată durata intervalului τ_h . Comutatorul K se deschide după ce intervalul de timp τ_h s-a terminat, închizindu-se din nou la următorul impuls furnizat de formator. Astfel, condensatorul C se încarcă în trepte de durată fixă (10 ms) cu „porții” de tensiune din ce în ce mai mici pe măsură ce τ_h se micșorează. Micșorarea lui τ_h se realizează printr-o buclă de reacție ce cuprinde memorarea tensiunii pe C și folosirea ei pentru comanda unui generator de curent i_g care absoarbe curent din terminalul 7 al circuitului integrat. Cu cît tensiunea pe C devine mai negativă cu atât i_g scade, mărind „panta” semnalului rampă din terminalul 7. Cînd τ_h se anulează tensiunea pe C rămîne constantă și deci curentul i_g extras din terminalul 7 rămîne fixat la valoarea ce determină $\tau_h = 0$. În figura 2.56 este reprezentată variația pantei semnalului rampă din terminalul 7 al circuitului integrat. Abia după efectuarea acestui reglaj automat se trece la efectuarea măsurătorilor dinamice.

Blocul limitator simulează o diodă Zener de tensiune reglabilă (manual) comandată (polarizată) însă de circuitul de testat. Ea înlocuiește dioda Zener din terminalul 16 atunci cînd se măsoară asimetria unghiului de conducție dintre două circuite. De remarcat că acest bloc, asigură împreună cu cel de reglare a lui $\varphi_h = 0$, obținerea aceleiași rampe de tensiune la terminalul 7, indiferent de circuitul aflat sub test. În figura 2.57 este prezentată schema electrică a acestui bloc. Se observă că schema îndeplinește două condiții de bază (necesare integrării ei în funcționarea „naturală” a circuitului testat):

— nu funcționează decit în momentul în care se injectează curent în baza tranzistorului Q_1 , adică la trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare, cînd trebuie să fie declanșată rampa de tensiune. Curentul de $10 \mu\text{A}$ „furat” pentru polarizare nu influențează funcționarea circuitului integrat;

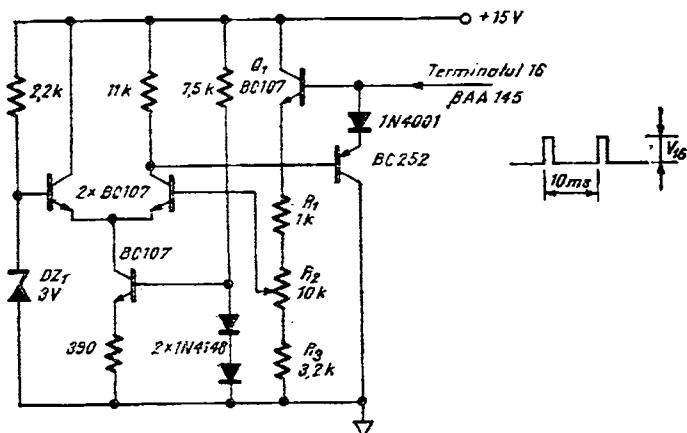


Fig. 2.57. Schema blocului limitator din interfața de test a circuitului BAA 145.

— în momentul în care montajul absoarbe curent, tensiunea pe terminalul 16 se fixează la o valoare determinată de divizorul R_1 , R_2 , R_3 și dioda Zener DZ_{16} . Se observă că se poate obține o tensiune cuprinsă între 8V și 9V (reglabilă manual). Deci, în situația în care funcționarea blocului este validată, el înlocuiește dioda DZ_{16} (vezi figura 2.54) care se obține în urma dispersiei tehnologice (tehnologice) cu o valoare de 7,5...9 V. Reglind valoarea tensiunii stabilizate la aproximativ 7,2 V, se asigură, pentru toate circuitele testate (care au $V_{z16} \geq 7,5$ V) funcționarea rampei de tensiune (vezi § 2.4.3.) la o aceeași tensiune V_{zT} .

Secvența de măsură cuprinde 12 teste. Primele opt sunt teste statice și în cadrul lor se verifică:

- continuitatea la terminalul 9;
- continuitatea la terminalul 13;
- tensiunile Zener V_{13} , V_{15} , V_{16} ;
- curentul de alimentare;
- tensiunile de saturare la ieșire.

Următoarele patru teste sunt teste dinamice (funcționale) și vor fi descrise în continuare. În momentul efectuării fiecărui test dinamic, interfața de măsură asigură condiții de funcționare identice cu cele asigurate de schema de aplicație tipică din figura 2.52. De aceea se va prezenta numai modul în care se face măsurarea propriu-zisă. Pentru măsurarea intervalelor de timp se utilizează un cronometru format dintr-un numărător care primește prin intermediul

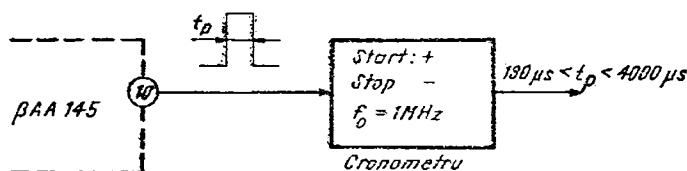


Fig. 2.58. Schema circuitului de măsură a duratei impulsului de aprindere.

unei porti comandate electric impulsuri de la un oscilator cu frecvența $f_0 = 1 \text{ MHz}$. Începerea și oprirea măsurătorii (*START* și *STOP*) sunt comandate de un front pozitiv respectiv un front negativ.

Durata impulsului de ieșire (t_p). Schema de măsură este dată în figura 2.58. Cronometrul este declanșat de frontul pozitiv al impulsului măsurat și oprit de frontul negativ al acestuia.

Condiția de acceptare este

$$100 \mu\text{s} \leq t_p \leq 4000 \mu\text{s}.$$

Cronometrul este declanșat de frontul pozitiv al impulsului măsurat și oprit de frontul negativ al acestuia.

Unghiul maxim de conducție (φ_{\max}). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.59. Cronometrul este declanșat de frontul pozitiv al impulsului de pe terminalul 16, (care corespunde începutului unghiului de aprindere) și blocat de frontul negativ al impulsului de pe terminalul 11 (care corespunde sfîrșitului unghiului de aprindere) în situația în care pe terminalul 8 tensiunea de comandă are valoarea de 8,5 V. Unghiul de conducție maxim de 177° se obține pentru un unghi de aprindere de 3° adică:

$$\tau_0 \leq 166 \mu\text{s}$$

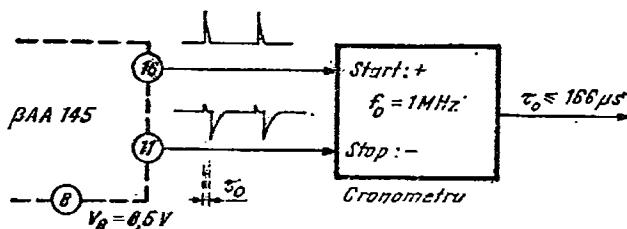


Fig. 2.59. Schema circuitului de măsură a unghiului maxim de conducție.

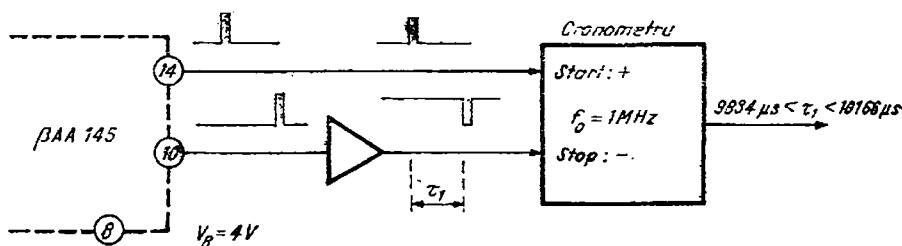


Fig. 2.60. Schema circuitului de măsură a asimetriei dintre semialternanțe.

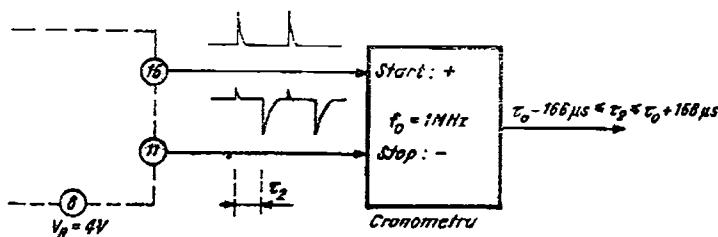


Fig. 2.61. Schema de măsură a asimetriei între două circuite.

Asimetria dintre două semialternanțe ($\Delta\phi_I$). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.60. Cronometrul este declanșat de impulsul de pe terminalul 14 (corespunzător semialternanței pozitive, și opriș de impulsul inversat — pentru ca frontul corespunzător să fie negativ pentru oprirea cronometrului) de pe terminalul 10 (corespunzător semialternanței negative). Pe terminalul 8 se aplică o tensiune de 4 V corespunzătoare unui unghi de aprindere de aproximativ 110° . Asimetria maximă tolerată de 3° conduce la:

$$10\ 000 - 166\ \mu s \leq \tau_1 \leq 10\ 000 + 166\ \mu s$$

Asimetria dintre două circuite ($\Delta\phi_{II}$). Schema circuitului de măsură este dată în figura 2.61. Testul constă în măsurarea timpului τ_2 corespunzător unghiului de aprindere în condiții identice de funcționare (în ceea ce privește rampa de tensiune pe terminalul 7 și tensiunea de comandă v_g) pentru diverse circuite. Tensiunea de comandă este fixată din exterior și menținerea ei constantă nu este o problemă iar rampa de tensiune este asigurată de blocul de reglaj $\phi_h = 0$ și blocul limitator prezentate anterior. Rezultatul măsură-

torii se compară cu o valoare τ_0 corespunzătoare unui unghi de conductie fixat prin program și determinat de conditiile de măsură:

$$v_8 = 4 \text{ V},$$

$$v_{16} = 7,2 \text{ V};$$

$$\varphi_h = 0^\circ.$$

Condiția de acceptare, conform foii de catalog, este:

$$\tau_0 - 166 \text{ } \mu\text{s} \leq \tau_2 \leq \tau_0 + 166 \text{ } \mu\text{s}$$

2.8.3. Măsurători la utilizator

Verificările descrise în continuare sunt utile numai în situația în care un circuit BAA 145 montat într-o schemă de aplicație tipică, nu oferă impulsurile de aprindere așteptate, sau le oferă într-un mod necorespunzător. În cele ce urmează referirea se face la schema de aplicație tipică din figura 2.52 și la formele de undă din figura 2.62.

a) *Măsurători cu un voltmetru obișnuit de c.c. (cu o rezistență internă mai mare de 20 kΩ/V)*

Deoarece circuitul BAA 145 este un circuit de impulsuri săt puține măsurătorile relevante ce se pot efectua cu ajutorul unui voltmtru de c.c.:

- terminalul 13 (TABS): $V_{3-13} \geq 7 \text{ V};$
- terminalul 9: $V_{9-3} \geq 0,6 \text{ V};$
- terminalul 16: $V_{16-3} < 0,1 \text{ V};$
- terminalul 7: $3,5 \text{ V} < V_{7-3} < 4,5 \text{ V}.$

Valorile corecte ale tensiunilor se justifică ușor cu ajutorul formelor de undă din figura 2.62.

b) *Măsurători cu un osciloscop (de cel puțin 100 kHz și de preferință cu două sponuri)*

Se recomandă ca osciloscopul să fie sincronizat pe un canal cu semnalul de pe terminalul 9 și cu celălalt canal să se vizualizeze forma de undă dorită. Pentru comparație se folosesc formele de undă din figura 2.62. Scara de timp trebuie reglată la 2 ms/div iar sensibilitatea la 0,5 V/div pentru terminalul 9.

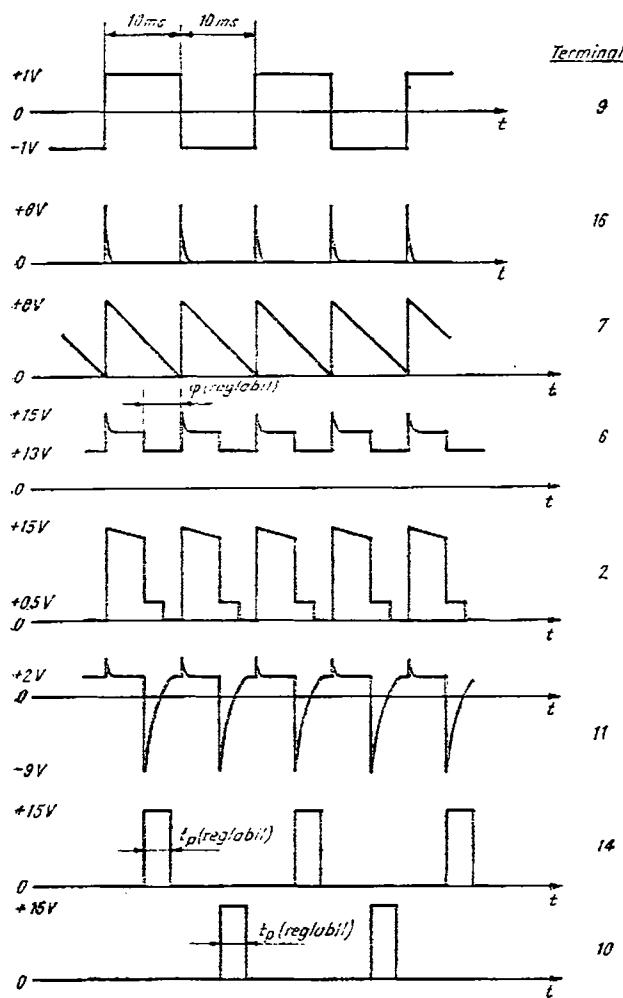


Fig. 2.62. Formele de undă la terminalele circuitului βAA 145.

și la 5 V/div pentru terminalul 10 sau 14. Formele de undă se obțin pentru:

$$R_t \approx 50 \text{ k}\Omega$$

$$R_s \approx 150 \text{ k}\Omega$$

$$V_g \approx 5 \text{ V}$$

Funcționarea este corectă dacă la variația tensiunii V_g se observă deplasarea spre dreapta (la micșorarea tensiunii) sau spre stânga (la mărirea tensiunii) a impulsurilor care apar pe terminalele 10 (în timpul semialternanței negative) și 14 (în timpul semialternanței pozitive).

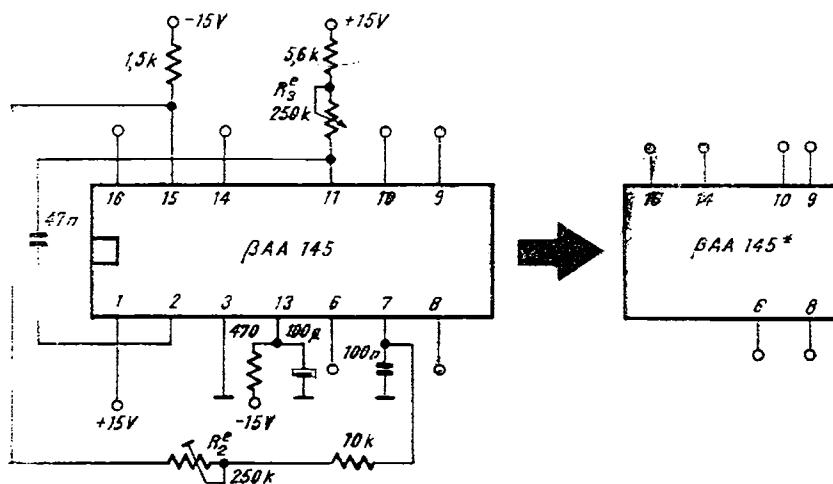


Fig. 2.63. Schema montajului de aplicație corespunzătoare notației BAA 145*

2.4. Aplicații

Folosirea circuitului integrat BAA 145 pentru comanda în fază a tiristorilor și triacelor necesită înțelegerea deplină a rolului componentelor externe în funcționarea corectă a circuitului. În § 2.2 s-au prezentat pe larg toate blocurile funcționale ale circuitului, subliniindu-se cu insistență efectul componentelor externe asupra asigurării performanțelor maxime și a unei fiabilități crescute de funcționare. Mareea majoritate a aplicațiilor necesită folosirea schemei tipice de aplicație (figura 2.52). Vom folosi notația BAA 145* pentru a indica faptul că circuitul BAA 145 se consideră în montajul din figura 2.63. Astfel, schemele de aplicație prezentate vor cuprinde doar componente externe suplimentare celor din schema din figura 2.63. Acolo unde se aduc modificări importante schemei tipice de aplicație se va folosi notația uzualeă a circuitului integrat — BAA 145 — și vor fi prezentate toate componentele externe necesare.

Primul grup de aplicații prezentate se referă la diverse soluții de conectare a tiristorului (triacului) la ieșirile circuitului. Tensiunea de comandă a fazei impulsului de aprindere, v_g , nefiind deocamdată de interes, se va obține în mod simbolic cu ajutorul unui potențiometru din tensiunea de alimentare V^+ . În sfîrșit, înainte de a trece la prezentarea schemelor de aplicație trebuie să reamintim convențiile referitoare la comanda unui triac în cadrele I, II și III. În figura 2.64 sunt prezentate sensurile tensiunilor anodică și de grilă corespunzător diverselor moduri de comandă.

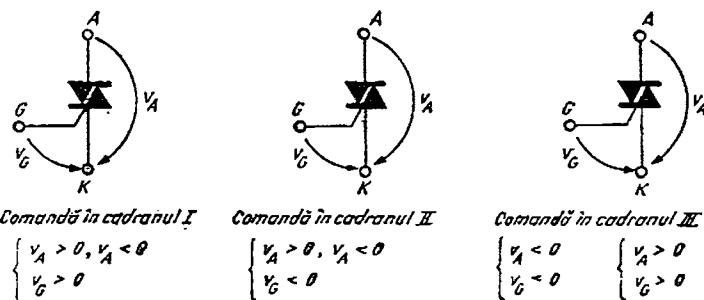


Fig. 2.64. Sensurile tensiunilor v_A , v_G corespunzătoare comenzi în cadrele I, II, III.

2.4.1. Comandă monoalternanță a unui tiristor de 1A

În figura 2.65.a este prezentată schema de aplicatie iar în figura 2.65.b formele de undă particulare din circuitul de sarcină al tiristorului. Curentul de poartă necesar pentru amorsarea tiristorului T1N4, de fabricație IPRS-BĂNEASA este de 15 mA. Curentul de 22 mA asigurat de $\beta_{AA} = 145^*$ este deci suficient pentru amorsare. Dioda D₁ este necesară pentru asigurarea blocării lui T_{h1} deoarece tensiunea maximă de blocare garantată $V_{GNT} = 0.2$ V nu poate fi asigurată de circuitul integrat. (vezi § 2.2.5). Formele de undă din figura 2.65.b permit calculul puterii medii disipate în sarcina R_s în funcție de unghiul de conduction φ :

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_s i_s d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} v_s i_s d(\omega t) \quad (2.102)$$

Mărimele care apar în relația 2.102, au următoarele expresii (se neglijăază cădereea de tensiune pe tiristor):

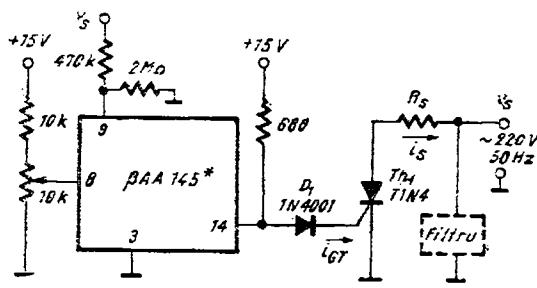
$$v_s = V_{s0} \sin \omega t,$$

$$i_s = \frac{v_s}{R_s} = \frac{V_{s0}}{R_s} \sin \omega t, \quad (V_{s0} = 220 \sqrt{2} \text{ V}),$$

$$\theta \leq \varphi \leq \frac{177}{180} \pi \quad (\varphi \text{ trebuie exprimat în radiani}).$$

Înlocuind în (2.102) rezultă

$$P = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \int_0^{\pi} \sin^2 \omega t d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left(\frac{1}{2} \varphi - \frac{1}{4} \sin 2\varphi \right). \quad (2.103)$$



a

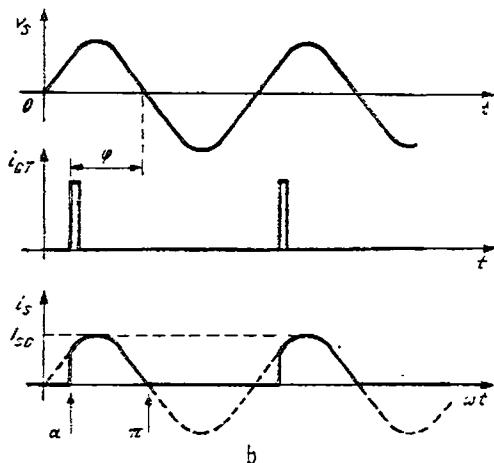


Fig. 2.65. Comanda monocalternanță a unui tiristor de 1 A.
(a) Schema de aplicare. (b) Formele de undă.

Cu ajutorul graficului $\phi = \phi(V_s)$ din § 2.3.1 se poate obține din ecuația 2.103 funcția de transfer realizată de circuitul integrat

$$P(V_s) = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left[\frac{1}{2} \phi(V_s) - \frac{1}{4} \sin [2 \phi(V_s)] \right], \quad (2.104)$$

cu observația că $\phi(V_s)$ trebuie considerat în radiani.
De asemenea, se observă că:

$$P_{min} = 0$$

$$P_{max} = \frac{1}{2\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left[\frac{1}{2} \frac{177}{180} \pi - \frac{1}{4} \sin \left(2 \frac{177}{180} \pi \right) \right] = 0,486 \frac{V_{s0}^2}{2R_s}. \quad (2.105)$$

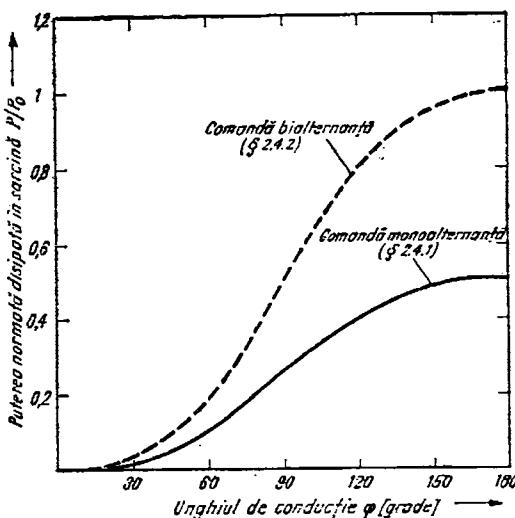


Fig. 2.66. Variatia puterii dissipate în sarcină în funcție de unghiul de conductie.

Notind cu P_0 expresia $\frac{V_{s0}^2}{2R_s}$ care reprezintă puterea medie dissipată în sarcină pentru un semnal sinusoidal în timp de o perioadă, rezultă:

$$0 \leq P(V_s) \leq 0,486 P_0 \quad (2.106)$$

Dependența P/P_0 în funcție de ϕ este reprezentată grafic în figura 2.66

O problemă importantă care apare, în general la comanda prin fază este generarea de armonici superioare frecvenței de sincronizare cu posibilitatea apariției unei componente de curent continuu în sarcină din circuitul anodic al elementului de putere comandat.

Forma de undă a curentului de sarcină i_s reprezentată în figura 2.65 δ indică imediat posibilitatea existenței în semnalul i_s a unor armonici de ordin superior. În cele ce urmează vom determina amplitudinea acestor armonice.

În acest scop vom dezvolta în serie Fourier funcția $i_s(\omega t)$ definită astfel

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \alpha] \cup [\pi, 2\pi] \\ \sin \omega t & \omega t \in [\alpha, \pi] \end{cases} \quad (2.107)$$

unde

$$I_{s0} = V_{s0}/R_s.$$

Desvoltarea în serie Fourier este

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (2.108)$$

$$= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_k \sin (k\omega t + \varphi_k); \quad (2.109)$$

unde

$$A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}, \quad \left(A_0 = \frac{a_0}{2} \right), \quad (2.110)$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{a_k}{b_k}, \quad (2.111)$$

iar

$$a_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [i_s(\omega t)/I_{s0}] \cos k\omega t d(\omega t) \quad k = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (2.112)$$

$$b_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [i_s(\omega t)/I_{s0}] \sin k\omega t d(\omega t) \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (2.113)$$

Efectuind calculele se obține:

$$a_0 = \frac{1}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$a_1 = \frac{1}{4\pi} (\cos 2\alpha - 1)$$

$$a_2 = \frac{1}{6\pi} (\cos 3\alpha - 3 \cos \alpha - 2)$$

$$a_3 = \frac{1}{8\pi} (\cos 4\alpha - 2 \cos 2\alpha + 1), \text{ etc.}$$

și

$$b_1 = \frac{1}{4\pi} (\sin 2\alpha + 2\pi - 2\alpha),$$

$$b_2 = \frac{1}{6\pi} (\sin 3\alpha - 3 \sin \alpha),$$

$$b_3 = \frac{1}{8\pi} (\sin 4\alpha - 2 \sin 2\alpha), \text{ etc.}$$

În figura 2.67 sunt prezentate variațiile coeficienților A_0 , A_1 , A_2 , A_3 și ale amplitudinilor normate ale armonicelor curențului prin sarcină I_0/I_{s0} .

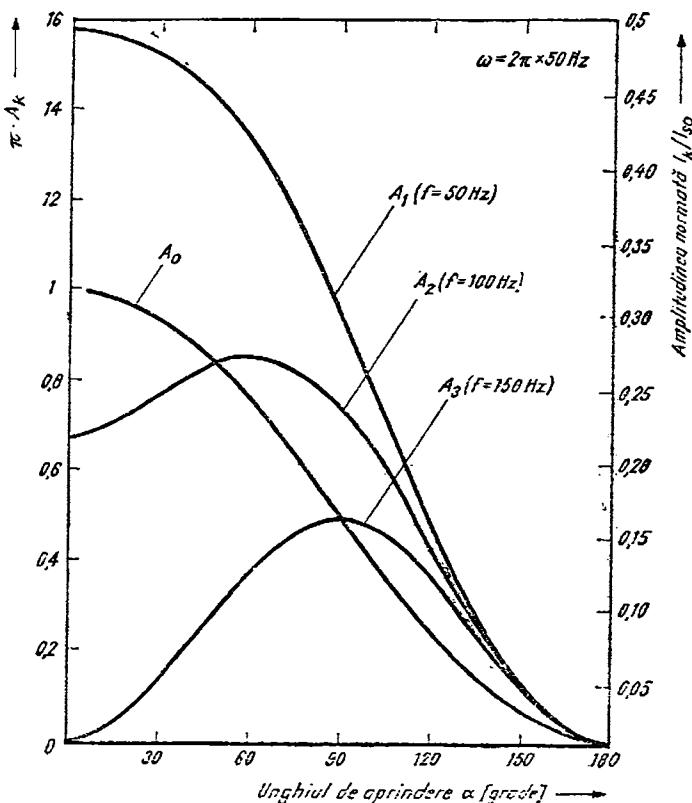


Fig. 2.67. Variația mărimilor A_k , I_k/I_{s0} ($k = 0, 1, 2, 3$) în funcție de unghiul de aprindere α , pentru comanda monoalternantă (schema din figura 2.65.a)

I_1/I_{s0} , I_2/I_{s0} , I_3/I_{s0} . Cel mai important lucru de reținut este prezența componentei continue I_0 de valoare mare (mai mult de jumătate din valoarea amplitudinei I_1 a fundamentaliei) și valorile unghiului de aprindere α care corespundătoare maximelor armonicelor a două (60°) și a treia (90°). Cunoașterea acestor valori este importantă pentru proiectarea filtrului de deparazitare a rețelei care se folosește pentru atenuarea efectului nedorit al acestor armonici de ordin superior. În figura 2.65.a acest filtru este reprezentat cu linie punctată.

2.4.2. Comanda bialternanță a deuă tiristoare de 1A montate antiparalel

În figura 2.68 sunt prezentate schema de aplicație și respectiv formele de undă caracteristice acestui mod de comandă. Se observă că ieșirea 14 corespunde direct tiristorului T_1 pentru semialternanță pozitivă. Ieșirea 10, după

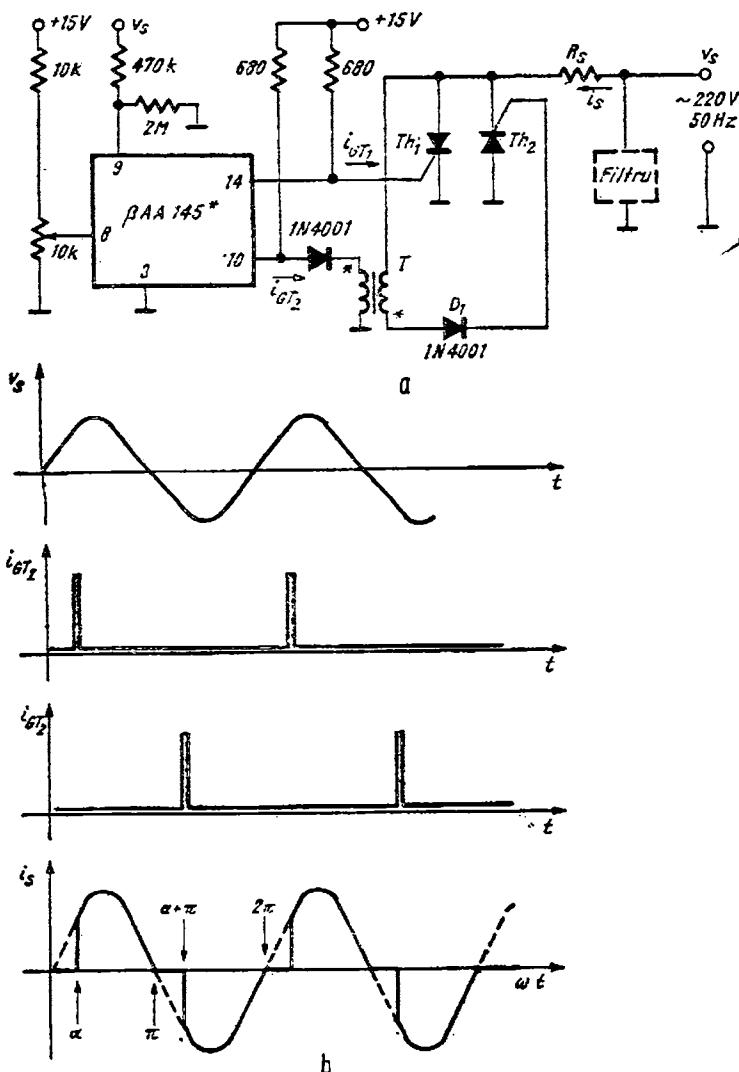


Fig. 2.68. Comanda bialternanță a două tiristoare de 1 A montate antiparalel
(a) Schema de aplicatie. (b) Formele de undă.

inversarea impulsului generat de circuit, cu ajutorul unui transformator de impulsuri T_1 , comandă tiristorul Th_2 pentru semialternanță negativă]. Dioda D_1 este necesară pentru a evita blocarea tiristorului Th_2 imediat după terminarea impulsului de aprindere (Frontul negativ al acestuia se transmite în secundarul transformatorului sub forma uneor tensiuni negative pe poartă).

Formele de undă din figura 2.68.b permit, după un calcul analog celui din § 2.4.2, determinarea puterii comandate în sarcina R_s

$$P(V_s) = \frac{1}{\pi} \frac{V_{s0}^2}{R_s} \left[\frac{1}{2} \varphi(V_s) - \frac{1}{4} \sin [2\varphi(V_s)] \right], \quad (2.114)$$

unde $\varphi(V_s)$ este unghiul de conducție exprimat în radiani. Se observă, așa cum era de altfel de așteptat, că se obține în acest caz o putere dublă față de cea obținută în § 2.4.2 (vezi relația 2.104). Reprezentarea grafică este dată în figura 2.66 cu linie punctată. Intervalul de reglaj al puterii în sarcină este

$$0 \leq P(V_s) \leq 0,972 P_0 \quad (2.115)$$

unde P_0 are aceeași semnificație ca și în relația 2.106.

Calculul amplitudinilor armonicelor curentului i_s se desfășoară după modelul din § 2.4.1.

Curentul prin sarcină normat la $I_{s0} = V_{s0}/R_s$ este dat de:

$$i_s(\omega t)/I_{s0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \alpha] \cup [\pi, \pi + \alpha) \\ \sin \omega t & \omega t \in [\pi + \alpha, 2\pi] \end{cases} \quad (2.116)$$

Se obține:

$$a_{2k} = 0 \quad k = 0, 1, 2, 3$$

$$a_1 = -\frac{\sin^2 \alpha}{\pi}$$

$$a_{2k+1} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin^2 k\alpha}{k} - \frac{\sin^2 (k+1)\alpha}{k+1} \right] \quad k = 1, 2, 3$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} \frac{\sin 2\alpha}{2}$$

$$b_{2k} = 0 \quad k = 0, 1, 2$$

$$b_{2k+1} = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin 2(k+1)\alpha}{2(k+1)} - \frac{\sin 2k\alpha}{2k} \right] \quad k = 1, 2, 3,$$

În figura 2.69 sunt reprezentate variațiile coeficienților $A_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$ și valorile normate ale armonicelor I_k/I_{s0} în funcție de unghiul de aprindere α pentru un semnal cu frecvență de 50 Hz. Se observă mai întâi că nu există componentă continuă și nici armonici de ordin par. De asemenea se observă rolul important jucat de armonica a treia în compunerea spectrală a semnalului i_s . Amplitudinea A_3 (corespunzătoare frecvenței de 150 Hz) este aproximativ egală cu A_1 (corespunzătoare frecvenței de 50 Hz) în jurul valorii de 90° a unghiului de aprindere. Celelalte armonici devin nesemnificative în raport cu A_3 astfel că filtrul de deparazitare a rețelei de c.a (reprezentat punctat în figura 2.68.a) trebuie să fie în principal destinat atenuării acestei componente de 150 Hz.

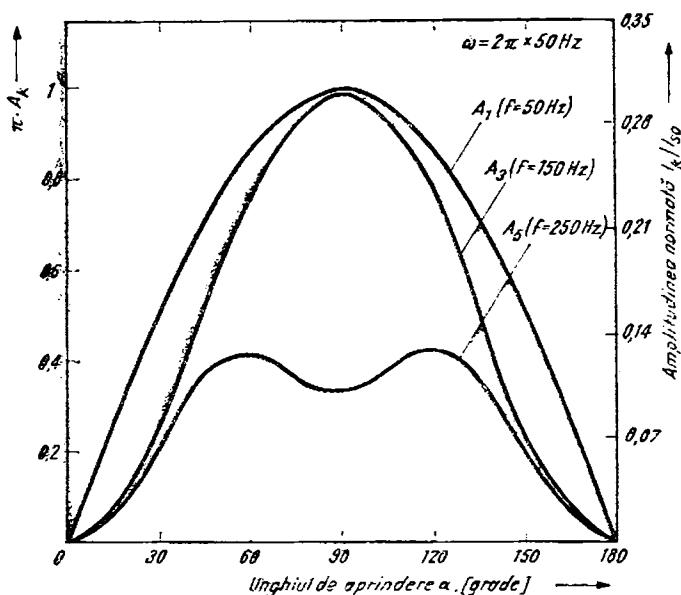


Fig. 2.69. Variația mărimilor A_k și I_k/I_{S0} ($k = 1, 3, 5$) în funcție de unghiul de aprindere α , pentru comanda bialternanță (schema din figura 2.68.a)

2.4.3. Comanda unui tiristor de 22 A

Deoarece curentul de amorsare pentru tiristorul de 22A este² de 100 mA, între circuitul integrat BAA145 ce furnizează impulsul de aprindere și tiristor trebuie introdus un tranzistor – amplificator de curent. În figura 2.70 este prezentată schema de aplicatie. Tranzistorul BD 135 împreună cu rezistența de $82\ \Omega$ din colector asigură un curent de aprindere de aproximativ 150 mA, pentru care un curent de bază de aproximativ 4 mA furnizat de sursa de 15 V prin intermediul rezistenței de $3,3\ k\Omega$ este suficient.

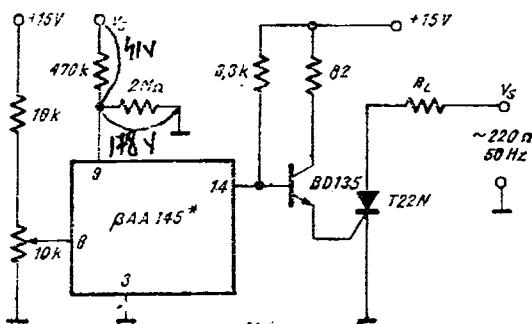


Fig. 2.70. Schema electrică de comandă a unui tiristor de 22 A.

Evident că fiind vorba de o comandă monoalternantă, toată discuția de la § 2.4.1 referitoare la domeniul maxim al puterii comandate și la generarea de armonici superioare frecvenței de lucru de 50 Hz, rămîne valabilă.

2.4.4. Comanda cu separare galvanică totală a unui tiristor de 1 A.

Necesitatea de sincronizare cu rețeaua de c.a. a circuitului $\beta AA 145$ face ca terminalul 3 (de masă) să fie conectat la nulul rețelei de c.a. De asemenea, impulsul de aprindere are ca punct de referință terminalul 3 (de masă) al circuitului. Deci, tiristorul trebuie conectat cu grila la terminalul de ieșire (10 sau 14) și cu catodul la terminalul 3 (de masă). Dar catodul face parte și din circuitul anodic ce cuprinde sarcina conectată la rețea.

O separare galvanică totală presupune separarea terminalului 3 al circuitului de nulul rețelei. Aceasta necesită cuplarea prin transformator atât a intrării de sincronizare (terminalul 9) cât și a ieșirii (terminalul 10 sau 14).

În figura 2.71 este prezentată schema de aplicație discutată.

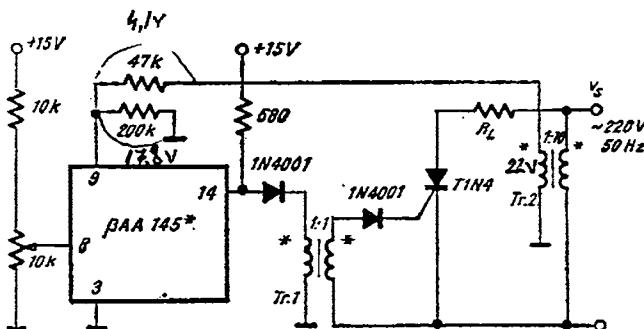


Fig. 2.71. Schema electrică de comandă cu separare galvanică totală.

Transformatorul T_1 furnizează în circuitul de grilă al tiristorului $T1N4$ impulsul de curent de aprindere, iar transformatorul T_2 asigură sincronizarea circuitului cu rețeaua de c.a.

2.4.5. Comanda bialternantă a unui tiristor de 1 A cu montaj în punte

În figura 2.72 se prezintă schema de aplicație și formele de undă specifice.

Puntea $P1M4$ realizează redresarea tensiunii de c.a. pentru a permite curentului de sarcină să treacă prin tiristorul $T1N4$ (unidirectional) atât în timpul semialternanței negative cât și a celei pozitive.

Generarea impulsurilor de comandă bialternantă se realizează prin intermediul diodelor D_1 și D_2 , care îndeplinesc rolul de „sumator” al impulsurilor furnizate de circuitul $\beta AA 145$ la terminalele 10 și 14.

În ceea ce privește puterea disipată în sarcină și domeniul ei de variație, rămân valabile considerațiile din § 2.4.2. (pentru comanda bialternantă).

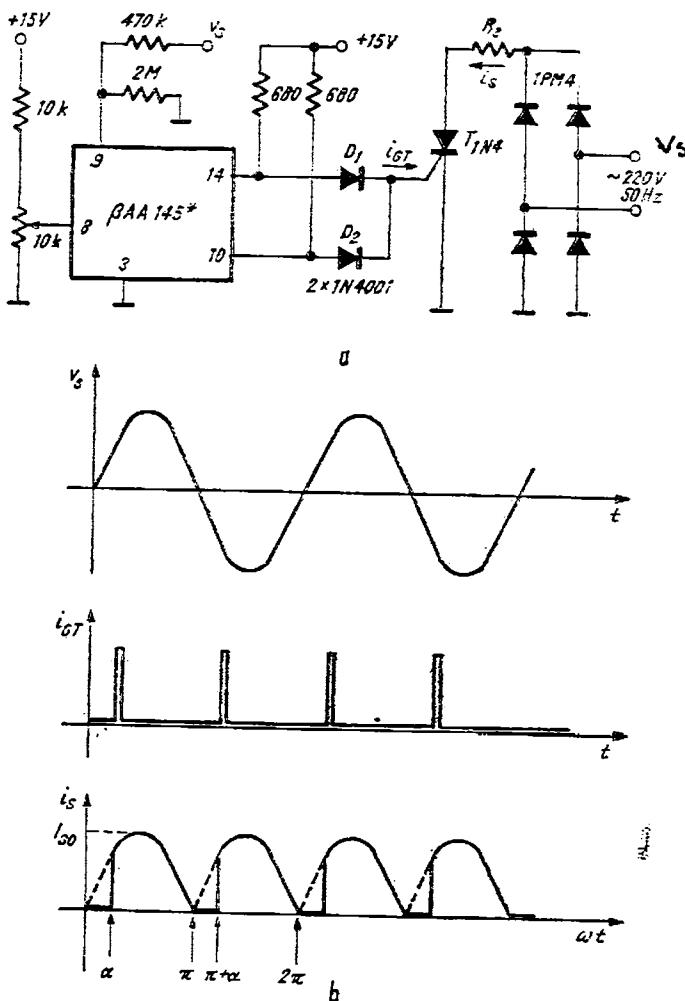


Fig. 2.72. Schema electrică de comandă în alternanță cu montaj în punte.

Pentru calculul armonicelor de ordin superior, observăm din figura 2.72.b că semnalul i_S este un semnal periodic cu perioada 2π pentru care trebuie analizată funcția:

$$i_S(\omega t)/I_{S0} = \begin{cases} 0 & \omega t \in [0, \alpha] \cup [\pi, \pi + \alpha], \\ \sin \omega t & \omega t \in [\alpha, \pi], \\ -\sin \omega t & \omega t \in [\pi + \alpha, 2\pi] \end{cases} \quad (2.117)$$

se obține:

$$\begin{aligned} a_{2k+1} &= 0 & k = 0, 1, 2, \dots \\ a_{2k} &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{1 + \cos(2k+1)\alpha}{2k+1} + \frac{1 + \cos(2k-1)\alpha}{1-2k} \right] & k = 0, 1, 2, 3, \dots \\ b_{2k+1} &= 0 & k = 0, 1, 2, \dots \\ b_{2k} &= \frac{1}{\pi} \left[\frac{\sin(2k-1)\alpha}{1-2k} + \frac{\sin(2k+1)\alpha}{2k+1} \right] & k = 1, 2, 3, \dots \end{aligned}$$

În figura 2.73 sunt reprezentate grafic variațiile coeficienților A_k și amplitudinea normată I_k/I_{s0} a armonicelor semnalului i_s în funcție de unghiul de aprindere α . Se observă că nu există armonici de ordin impar dar că există o componentă continuă, A_0 , și armonice de ordin par. Trebuie remarcată ponderea importantă a armonicei a doua și valoarea mare a componentei continue. Concluzia în ceea ce privește filtrul de deparazitare este directă: el trebuie acordat pe 100 Hz.

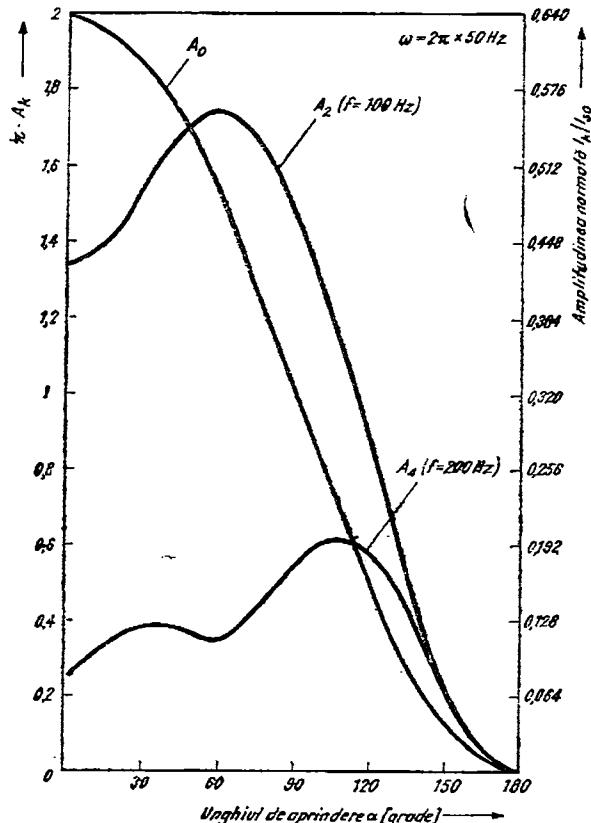


Fig. 2.73. Variația mărimilor A_k și I_k/I_s ($k = 0, 2, 4$) în funcție de unghiul de aprindere pentru schema din figura 2.72.a

2.4.6. Comanda în cadrul I a unui triac de 6 A

Conform convenției făcute în legătură cu modurile de comandă ale unui triac (vezi figura 2.64) este nevoie de impulsuri pozitive de comandă pe poartă atât pentru semialternanță negativă cât și pentru semialternanță pozitivă. Schema de aplicație este prezentă în figura 2.74.a. Tranzistorul $BD\ 135$ prin rezistența de limitare R_1 de 100 ohmi asigură curentul de poartă necesar

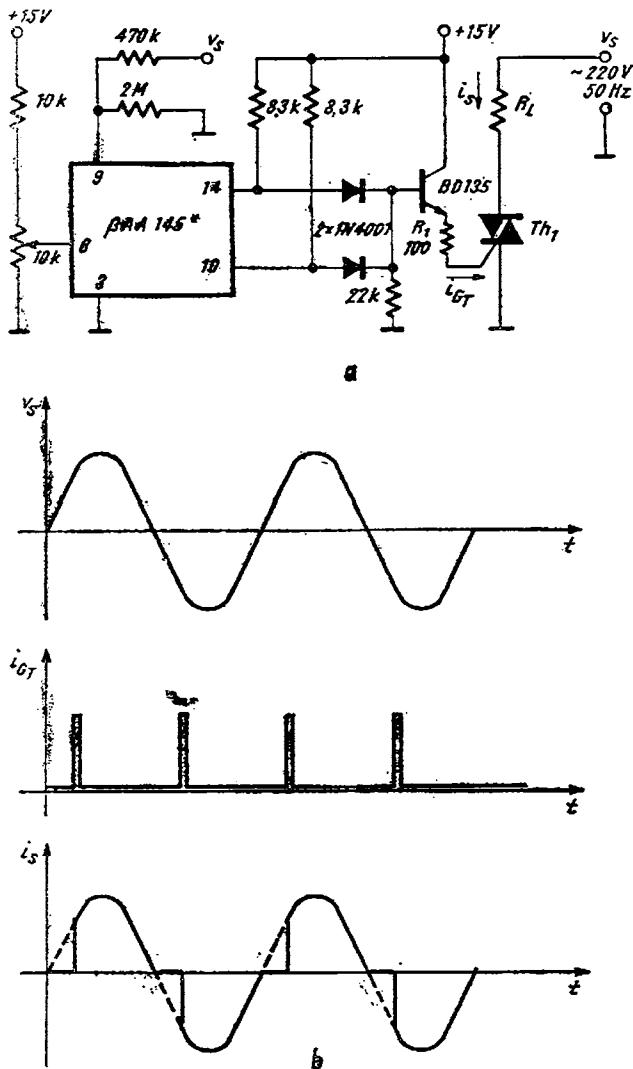


Fig. 2.74. Schema de aplicatie si formele de undă pentru comanda unui triac în cadrul I.

aprinderii tiristorului Th_1 . Formele de undă sunt prezentate în figura 2.74. b. Toate problemele legate de puterea maximă disipată în sarcină și generarea de armonici superioare frecvenței de 50 Hz, discutate în § 2.4.2, rămân valabile.

2.4.7. Comanda în cadrul III a unui triac de 6 A

În figura 2.75 este prezentată schema de aplicatie care realizează comanda (optimă) a unui triac în cadrul III (vezi figura 2.64). Transformatorul folosit este un transformator de impulsuri cu priză mediană în primar. Formele de undă sunt date în fig. 2.75. b

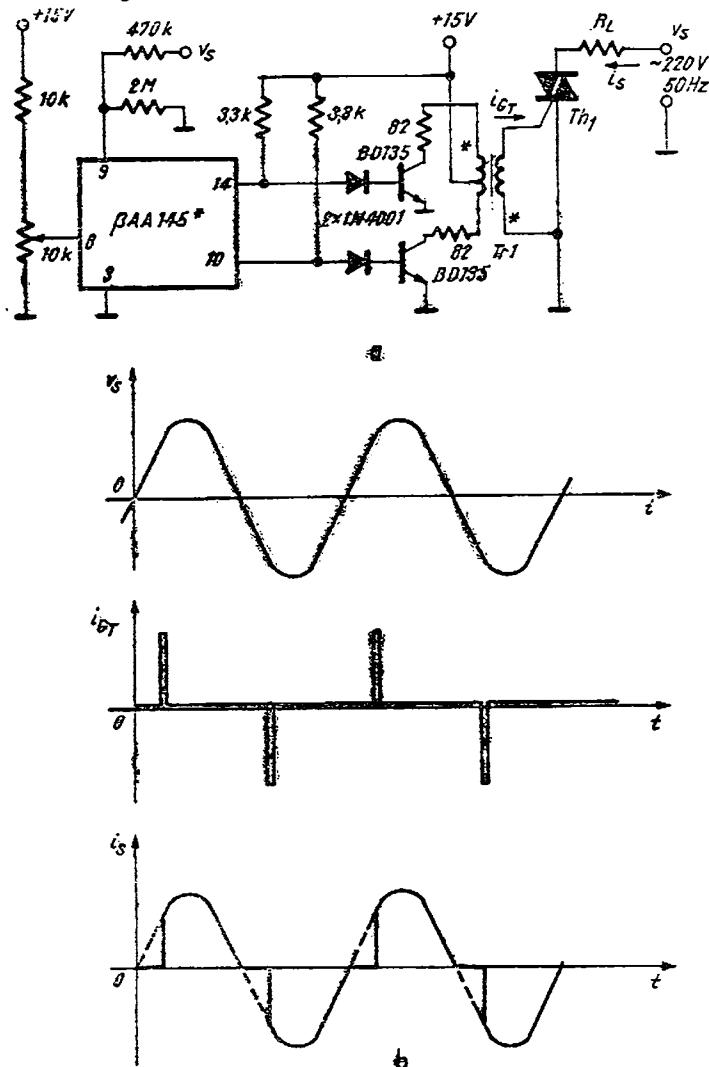


Fig. 2.75. Schema de aplicatie și formele de undă pentru comanda în cadrul III a unui triac

2.4.8. Comanda în cadrul II a unui triac de 6 A

Pentru comanda unui triac în cadrul II sunt necesare (conform convenției adoptate) impulsuri negative de curent de aprindere.

În figura 2.76 este dată schema de aplicare ce permite obținerea acestor impulsuri negative de curent. În timpul în care nu se generează impuls nici pe ieșirea 10 și nici pe ieșirea 14, tranzistorul BD 135 este blocat astfel încât prin rezistențele de $10\text{ k}\Omega$ și $1\text{ k}\Omega$ condensatorul de $0,22\text{ }\mu\text{F}$ se încarcă la o tensiune de aproximativ 15 V în sensul indicat pe figură. Când apare impuls pe terminalul 10 sau 14, tranzistorul BD 135 se satură și pune la masă armatura condensatorului încărcată pozitiv. În poarta triacului apare astfel

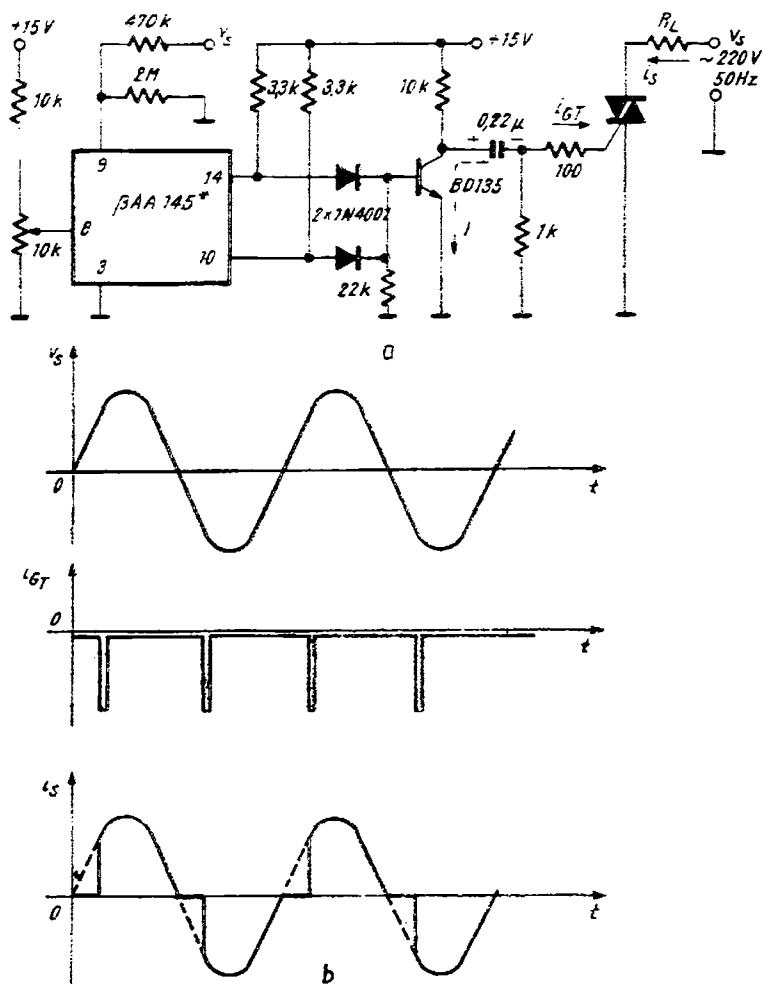


Fig. 2.76. Schema electrică (a), și formele de undă (b), pentru comanda în cadrul II a unui triac

limitat de rezistență de 100Ω un puls negativ de curent care constituie impulsul de aprindere. Se observă că acest impuls apare atât pe semialternanță negativă cît și pe cea pozitivă. Formele de undă sunt prezentate în figura 2.76.b.

În toate aplicațiile de mai sus, tensiunea de comandă a unghiului de conducție v_g , s-a obținut cu ajutorul unui potențiometru de la sursa de $+15\text{ V}$.

În cazul unei stabilizări a puterii în sarcină din circuitul anodic al triacului (tiristorului) comandat, tensiunea v_g trebuie cuprinsă într-o buclă de reacție negativă care mai include un element senzor al mărimii fizice ce trebuie stabilizată (temperatură, turație, etc.) și un amplificator de curent continuu (tensiunea v_g de comandă trebuie să fie o tensiune de c.c.). Figura 2.77 prezintă în principiu această buclă de reacție negativă. Sursa E , reglabilă, servește la alegerea nivelului mărimii fizice de stabilizat. Valoarea tensiunii sursei E constituie nivelul de comparație al tensiunii aplicate pe intrarea inversoare.

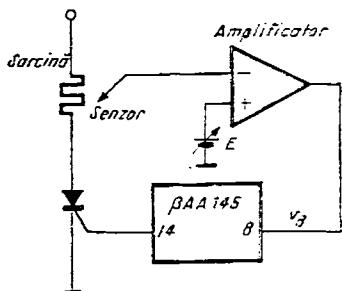


Fig. 2.77. Schema electrică de principiu pentru stabilizarea puterii în sarcină.

2.4.9. Controlul turației unui ventilator în funcție de temperatura ambientă

Schema de aplicație este dată în figura 2.78.a. Semireglabilul R_2 de $10\text{ k}\Omega$ permite fixarea pe intrarea neinversoare a unei tensiuni continue cuprinse între $7,5\text{ V}$ și 10 V . Termistorul R_1 (a cărui dependență de temperatură este dată în figa 2.78.b) fixează la un moment dat tensiunea pe intrarea neinversoare. Diferența de tensiune între cele două intrări (terminalele 2 și 3) ale amplificatorului operațional $\beta A 741$ este amplificată (valoarea amplificării este determinată de R_3) și aplicată la terminalul 8 al circuitului integrat. Dioda de $7,5\text{ V}$ asigură protecția terminalului 8 al circuitului integrat la depășirea valorilor de tensiune maxim admisibile (vezi § 2.3.1).

Funcționarea buclei de reacție negativă poate fi ușor înțeleasă ținând cont de caracteristica termistorului R_1 din figura 2.78.b.

Dacă n reprezintă turația motorului, P — puterea medie disipată de motor, φ — unghiul de conducție, v_g — tensiunea de comandă a unghiului de conducție, R_1 — rezistență termistorului și θ — temperatura, atunci relațiile

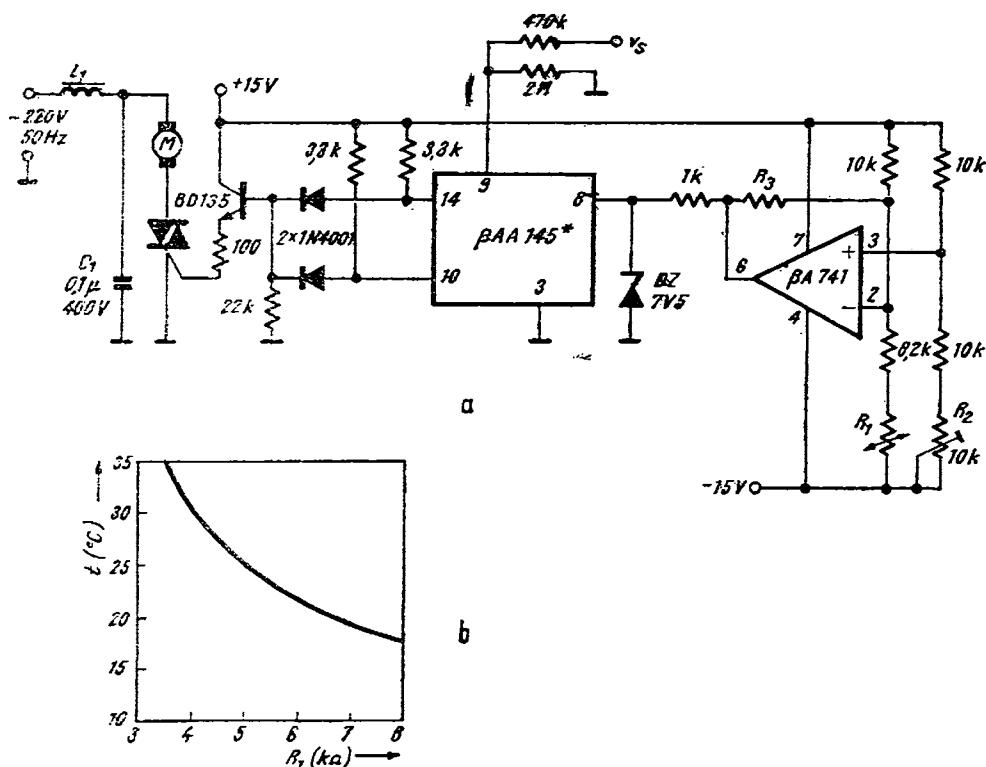


Fig. 2.78. (a) Schema de aplicatie pentru controlul turatiei unui ventilator in functie de temperatura. (b) Caracteristica electrica a termistorului R_1 cu coeficient negativ de temperatura (NTC).

care indică sensurile de variație ale parametrilor de mai sus la variațiile temperaturii sînt:

$$\frac{dn}{dP} > 0$$

$$\frac{dP}{d\varphi} > 0 \quad (\text{vezi relația 2.114})$$

$$\frac{d\varphi}{dv_s} > 0 \quad (\text{vezi § 2.2.1})$$

$$\frac{dv_s}{dR_1} < 0 \quad (\text{amplificatorul } \beta A 741 \text{ este în montaj inversor})$$

$$\frac{dR_1}{d\theta} < 0 \quad (\text{vezi graficul 2.78.b})$$

Rezultă imediat:

$$\frac{d\alpha}{d\theta} > 0.$$

Orice creștere a temperaturii ambiante produce creșterea turației motorului fapt care conduce la micșorarea temperaturii. Se asigură în acest fel stabilizarea dorită a temperaturii ambiante.

Semireglabilul R_2 asigură o anumită valoare a tensiunii continue pe terminalul 3 (intrarea neinversoare) a amplificatorului operational. Atât timp cât temperatura ambientă este mare și deci R_1 are o valoare mică (vezi figura 2.78.b), tensiunea continuă pe terminalul 2 (intrarea inversoare) al circuitului βA 741 este mică și deci:

$$V_3 > V_2.$$

Ieșirea (terminalul 6) circuitului βA 741 se află la un potențial ridicat și deci tensiunea de comandă v_3 a unghiului de conducție este maximă. Unghiul de conducție are, în consecință valoarea sa maximă și deci puterea și turația comandată în motor sunt maxime. Această stare se menține pînă cînd tensiunea v_2 (pe intrarea inversoare) atinge nivelul tensiunii V_3 . Aceasta se obține în urma creșterii valoarei rezistenței R_1 a termistorului, ca urmare a creșterii temperaturii 0.

După atingerea valorii V_3 începe lucrul în regim stabilizat conform descrierii făcute la început asupra buclei de reacție negativă. Filtrul format de L_1 și C_2 — folosit în circuitul de sarcină are drept scop suprimarea armonicielor superioare (în special a treia) ce pot fi induse în rețea de comandă în fază a triacului.

2.4.10. Comanda turației unui motor universal

Schema de aplicatie pentru comanda și stabilizarea turației unui motor este dată în figura 2.79. Prin intermediul unui tachometru (T) turația motorului (M) este transformată într-o tensiune U_T care este divizată de divizorul R_2 , R_3 și aplicată pe intrarea inversoare a amplificatorului βA 741. Pe intra-

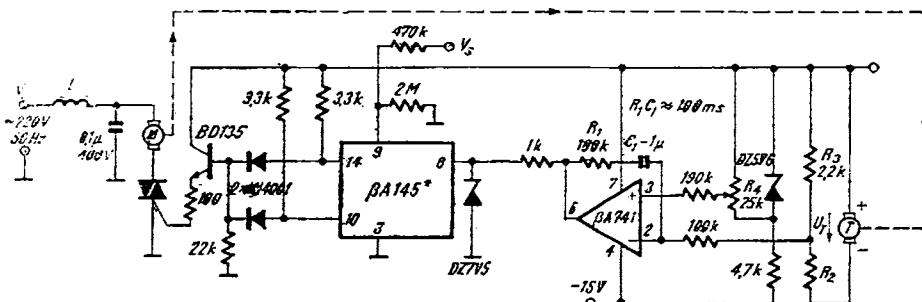


Fig. 2.79. Schema de aplicatie pentru comanda vitezei unui motor.

rea neinversoare se aplică prin intermediul unui potențiometru R_4 , o fracțiune din tensiunea diodei Zener de 5,6 V. Diferența dintre cele două tensiuni este amplificată de circuitul $\beta A\ 741$. Grupul R_1, C_1 face ca semnalul de ieșire să aibă o constantă de timp de mai multe semiperioade (valoarea R_1C_1 este mare, de ordinul a 100 ms).

Rezistența R_2 se alege astfel încit la turația maximă tensiunea U să provoace pe R_3 o tensiune maximă de 5 V. În acest fel, datorită diodei Zener de 5,6 V, tensiunea v_2 (pe intrarea inversoare) nu va fi depășită niciodată, indiferent de poziția cursorului potențiometrului R_4 , de tensiunea v_3 (pe intrarea neinversoare) și deci ieșirea circuitului $\beta A\ 741$ nu va trece niciodată în starea „sus” adică nu va fi permisă niciodată o tensiune maximă de comandă a triacului. Valorile uzuale pentru grupul R_1, C_1 sunt $R_1 = 100\ k\Omega$, $C_1 = 1\mu F$.

O mare clasă de aplicații a circuitului de comandă a tiristoarelor și triacelor o constituie cele referitoare la contactoarele statice. În continuare se prezintă două aplicații de acest fel.

2.4.11. Punte redresoare monofazică semicomandată

În multe aplicații industriale de putere este nevoie de redresarea tensiunii de rețea și de controlul puterii medii disipate în sarcină. În cazul manipulării unor curenti mari, acest lucru se realizează prin folosirea unei punți redresoare semicomandate (formată din diode și tiristoare). Controlul puterii medii disipate în sarcină se face prin reglajul unghiului de conducție a tiristoarelor.

În figura 2.80 este prezentată o astfel de schemă de aplicație. Pentru c semialternanță a tensiunii de rețea conduc T_{h1} și D_2 iar pentru cealaltă T_{h2} și D_1 . Formele de undă în sarcină sunt identice cu cele din aplicația prezentată în § 2.4.5 (figura 2.72). Ceea ce se remarcă aici este conectarea împreună a terminalelor 16 ale circuitelor $\beta A\ A\ 145^*$ ce generează impulsurile de aprindere

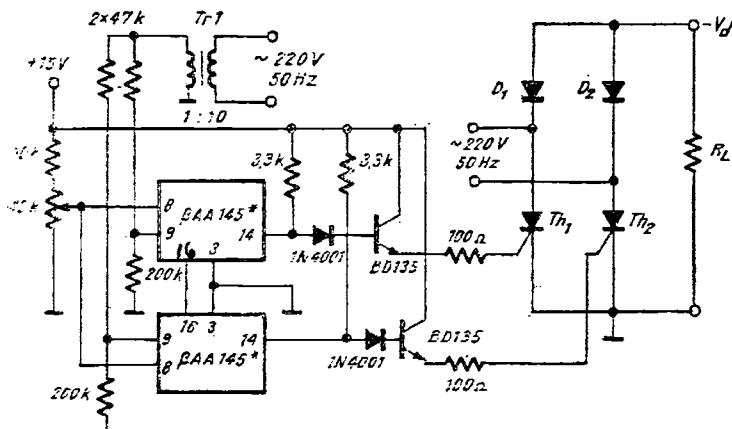


Fig. 2.80. Schema electrică de comandă monofazică a unei punți semicomandate.

pentru tiristoarele Th_1 și Th_2 . Această conectare este necesară pentru asigurarea simetriei unghiurilor de aprindere. Legarea împreună a terminalelor 16 (vezi § 2.2.3) face ca rampele de tensiune ale celor două circuite să fie identice și deci pentru aceeași tensiune de comandă v_s , unghiurile de conducție să fie egale.

4.1.2. Punte redresare trifazică semicomandată

Schema de aplicație prezentată în figura 2.81. a este o extindere a schemei electrice din figura 2.79 pentru o punte trifazică obținându-se astfel o creștere substanțială a puterii în sarcină. Puntea trifazică este formată din diodele D_1 , D_2 , D_3 și tiristoarele Th_1 , Th_2 , Th_3 . Între fazele R, S, T există un defazaj de 120° . (figura 2.81.b). Curentul prin sarcina R_L se închide succesiv prin Th_3 și D_2 , apoi prin Th_2 și D_1 și în sfîrșit prin Th_1 și D_3 . Circuitele $\beta A.A 145$ având terminalalele 16 legate împreună și o aceeași tensiune de comandă în terminalul 8, deschid tiristoarele la același unghi de conducție (considerat în raport cu fiecare din cele trei tensiuni de rețea). Impulsurile de aprindere vor fi identice ca durată însă defazate în timp cu $6,66$ ms (corespunzătoare celor 120°). În sarcină ia naștere o tensiune ca cea din figura 2.81. c a cărei formă este puternic dependentă de valoarea unghiului de conducție φ .

O problemă importantă care se pune în cazul aplicațiilor de putere este asigurarea protecției elementului activ comandat (tiristor, triac) la eventualele accidente legate de nefuncționarea corectă a buclei de reacție ce trebuie să asigure stabilizarea puterii în sarcină. Circuitul integrat $\beta A.A 145$ ce asigură comanda, poate „interpreta” acest accident ca o scădere a puterii în sarcină și în consecință să genereze impulsuri de aprindere cu unghi de conducție din ce în ce mai mare, crescînd puterea în sarcină în mod nejustificat și punînd în pericol de distrugere termică tiristorul sau triacul comandat. Același efect îl poate avea și un accident în circuitul de răcire al radiatorului unui tiristor de putere, a cărui rezistență termică a crescut și care astfel nu mai poate disipa puterea maximă calculată.

Pentru astfel de accidente există scheme de protecție, separate de bucla de reacție de stabilizare a puterii în sarcină, care acționează la nivelul portiii tiristorului, blocînd-o atunci când temperatura radiatorului elementului activ comandat, depășește o anumită valoare. În cazul în care blocarea se efectuează direct pe poarta tiristorului, trebuie manipulați curenti mari ceea ce face ca sensibilitatea circuitului de protecție (în cazul în care este un circuit nu prea complex) să fie mică. De aceea circuitele integrate de comandă a tiristoarelor au prevăzut un terminal cu prioritate de blocare a impulsurilor de aprindere. Circuitul are o sensibilitate ridicată deoarece lucrează la curenti mici (caracteristici unui circuit integrat).

Terminalul 6 al circuitului $\beta A.A 145$ este terminalul cu prioritate de blocare (vezi §2.2.3). Când terminalul 6 este „pus” la tensiunea de alimentare (adică scurtcircuitat cu terminalul 7) generarea impulsurilor pe ambele ieșiri este inhibată. În funcționarea normală în intervalul de timp scurs de la generația impulsului de nul și pînă la apariția impulsului de aprindere, impedanța de intrare pe terminalul 6 este foarte mare (există numai jonctiuni blocate).

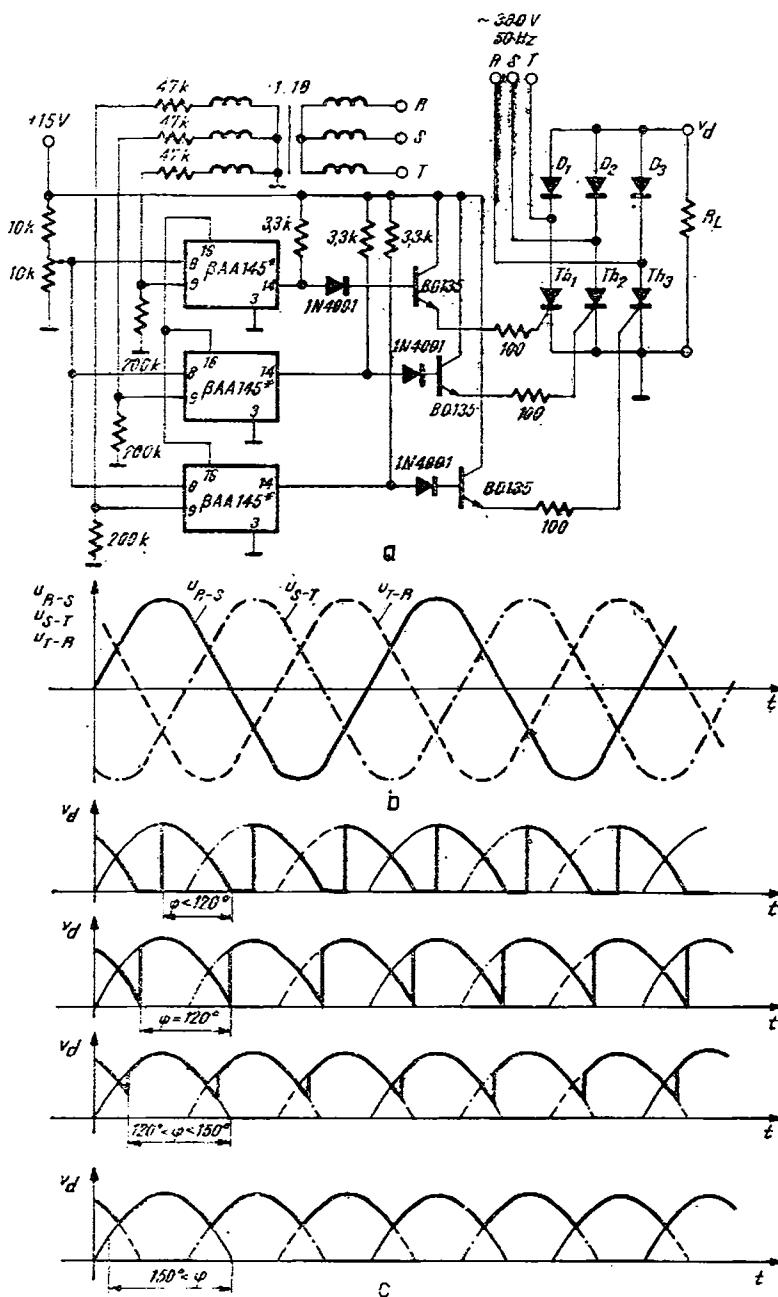
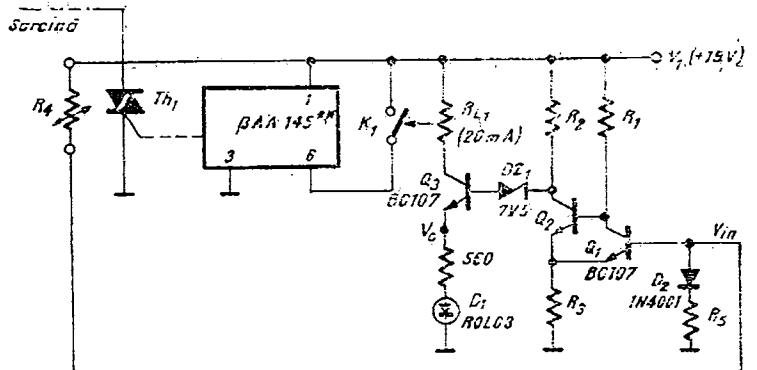


Fig. 2.81. (a) Schema electrică de comandă trifazică a unei punți semicomandate; (b) Formele de undă ale tensiunilor trifazice; (c) Formele de undă ale tensiunii v_d pentru diferite valori ale unghiului de conducție.

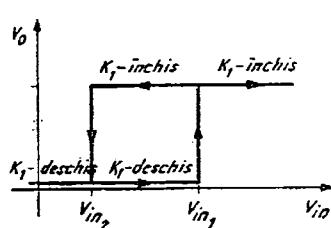
Orice schemă de aplicație care folosește terminalul 6 pentru blocarea impulsurilor de aprindere trebuie să respecte această condiție. Dacă nu se ține cont de această condiție este posibil să apară impulsuri de aprindere parazite.

2.4.13. Circuit cu histerezis, pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat

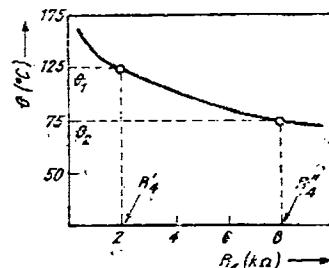
Circuitul prezentat în figura 2.82. a realizează protecția triacului Th_1 la creșterea accidentală a temperaturii radiatorului său (deci și a jonctiunilor) peste o valoare limită fixată.



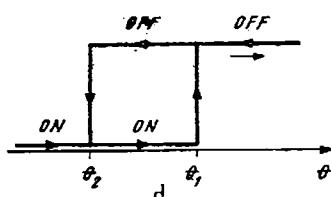
a



b



c



d

Fig. 2.82. (a) Schema electrică de comandă a unui triac cu asigurarea protecției termice; (b) Funcția de transfer (cu histerezis) a circuitului trigger; (c) Variatia cu temperatura a rezistenței termistorului R_4 ; (d) Dependența de temperatură a generării impulsurilor de aprindere pentru triac.

Cu $\beta_{AA} 145^{**}$ s-a notat întreaga schemă electrică de aplicație din figura 2.78.

Comanda de blocare se face cu ajutorul unui contact K_1 închis de reful RL_1 . Acesta este comandat de tranzistorul Q_3 , reprezentând etajul de ieșire al triggerului. Circuitul cu histerezis (triggerul propriu-zis) este format de tranzistoarele Q_1 , Q_2 și rezistoarele R_1 , R_2 , R_3 . Rezistorul R_4 este de fapt un termistor cu coeficient negativ de temperatură (NTC) de tipul celui folosit în schema descrisă în § 2.4.9. Dioda Zener DZ_1 asigură blocarea fermă a lui Q_3 atunci cînd Q_2 este saturat. Dioda luminescentă D_1 din emitorul lui Q_3 este folosită pentru a indica funcționarea în regim de avarie. Se observă că ea luminează în momentul în care Q_3 este deschis adică atunci cînd reful RL_1 este acționat și deci K_1 — închis, situație ce corespunde cu blocarea impulsurilor de aprindere.

Pragurile de comutare ale triggerului (vezi figura 2.82.b) se calculează astfel:

V_{IN1} — pentru trecerea lui Q_1 din starea de blocare în starea de conduction și a lui Q_2 din starea de conduction în starea de blocare.

V_{IN2} — pentru trecerea lui Q_1 din conduction în blocare și a lui Q_2 din blocare în conduction.

Rezultă:

$$V_{IN1} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_1 + V_{BE} \quad (2.118)$$

$$V_{IN2} = \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_1 + V_{BE} \quad (2.119)$$

Alegind, de exemplu, temperaturile $\theta_1 = 125^\circ\text{C}$ și $\theta_2 = 75^\circ\text{C}$ (vezi figura 2.82.c) ca fiind temperaturile la care protecția începe, respectiv încetează, să acționeze, rezultă din caracteristica $R_4(\theta)$:

$$R_4(\theta_1) = R'_4 = 2\text{k}\Omega ,$$

$$R_4(\theta_2) = R''_4 = 8\text{k}\Omega .$$

Pragurile de comutare ale triggerului, fixate de relațiile 2.118, 2.119 sunt determinate de divizorul format de R_4 , R_5 . Pragul V_{IN1} , corespunzător temperaturii θ_1 (vezi fig. 2.82.d), este determinat de R_5 și R'_4 , iar V_{IN2} , de R_5 și R''_4 . Deci:

$$V_{IN1} = \frac{R_5}{R_5 + R'_4} + V_D, \quad (2.120)$$

$$V_{IN2} = \frac{R_5}{R_5 + R''_4} + V_D. \quad (2.121)$$

Dioda D_2 nu este absolut necesară. Introducerea ei în circuit simplifică însă foarte mult relațiile de proiectare ale triggerului după cum se poate vedea comparind (2.118) cu (2.120) și (2.119) cu (2.121). O soluție imediată este:

$$R_5 = R_3,$$

$$R_2 = R'_4,$$

$$R_1 = R''_4.$$

Se obține în final caracteristica de funcționare din figura 2.82.d în care OFF și ON semnifică oprirea, respectiv generarea, impulsurilor de aprindere pentru triacul Th_1 .

Se observă că pentru a obține $V_{IN1} > V_{IN2}$ este necesar (din relațiile 2.118 și 2.119) ca $R_2 < R_1$. Din relațiile 2.120 și 2.121 rezultă $R'_4 < R''_4$. Se justifică astfel necesitatea folosirii în montajul din figura 2.82 a unui termistor cu coeficient negativ de temperatură. Pentru exemplul termistorului cu caracteristica din figura 2.82.c rezultă:

$$R_1 = 8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 2 \text{ k}\Omega.$$

Rezistențele R_3 și R_5 se pot alege, de exemplu,

$$R_3 = R_5 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Folosirea acestui circuit cu histerezis pentru protecția triacului (tiristorului) are avantajul eliminării stării de incertitudine a protecției care apare în cazul circuitelor fără histerezis, (bazate pe compararea cu un singur prag). În acest ultim caz, depășirea temperaturii fixate ca prag de protecție, blochează impulsurile de aprindere ceea ce face ca puterea disipată pe triac (tiristor) să scadă și deci și temperatura jonctiunii și a radiatorului. Scăderea temperaturii anulează însă acțiunea protecției și generarea impulsurilor de aprindere este permisă. În jurul temperaturii de prag va exista permanent o incertitudine în ceea ce privește acțiunea protecției ceea ce poate conduce la distrugerea termică a triacului (tiristorului).

2.4.14. Circuit cu acțiune gradată pentru protecția la străpungere a elementului de putere comandat

Circuitul de protecție prezentat anterior în § 2.4.13, deși are histerezis nu elimină complet problema apariției unor supracreșteri ale puterii (temperaturii) disipate pe elementul de putere comandat.

Această caracteristică este dată de faptul că blocarea sau deblocarea generării impulsurilor este condiționată de depășirea sau nu a unor praguri de putere disipată (temperatură) fixate. Prin aceasta, comanda, de tipul ON-OFF (vezi figura 2.82.d) conduce la un regim cu supracreșteri ale puterii (temperaturii) în funcție de timp (vezi figura 2.83).

Dacă protecția acționează gradat, în funcție de apropierea sau depărtarea de limitele fixate, acest regim de supracreșteri se poate reduce semnificativ. O ase-

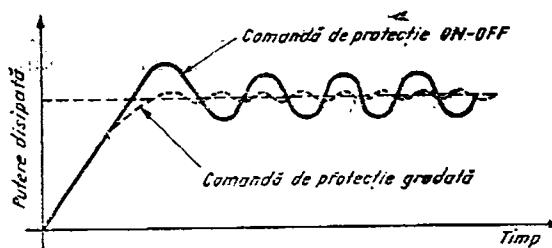


Fig. 2.83. Graficele stabilizării în timp a puterii dissipate pentru cele două tipuri de protecții: ON-OFF și gradată.

menea acțiune gradată constă nu în oprirea sau generarea de impulsuri de aprindere la depășirea unor praguri ci de reducere sau creștere a intensității comenzi pe măsură ce temperatura se apropișă sau nu de limitele periculoase. Figura 2.83 prezintă cu linie punctată un astfel de regim de funcționare. În cazul circuitului β AA 145 folosit în montajul de mai jos, această variație a intensității comenzi se va realiza prin modificarea unghiului de conduction a triacului comandat în funcție de regimul termic sesizat.

În figura 2.84 este dată schema de aplicatie a comenzi triacului T_1 cu protecție termică cu acțiune gradată. (Notația β AA 145** desemnează mon-

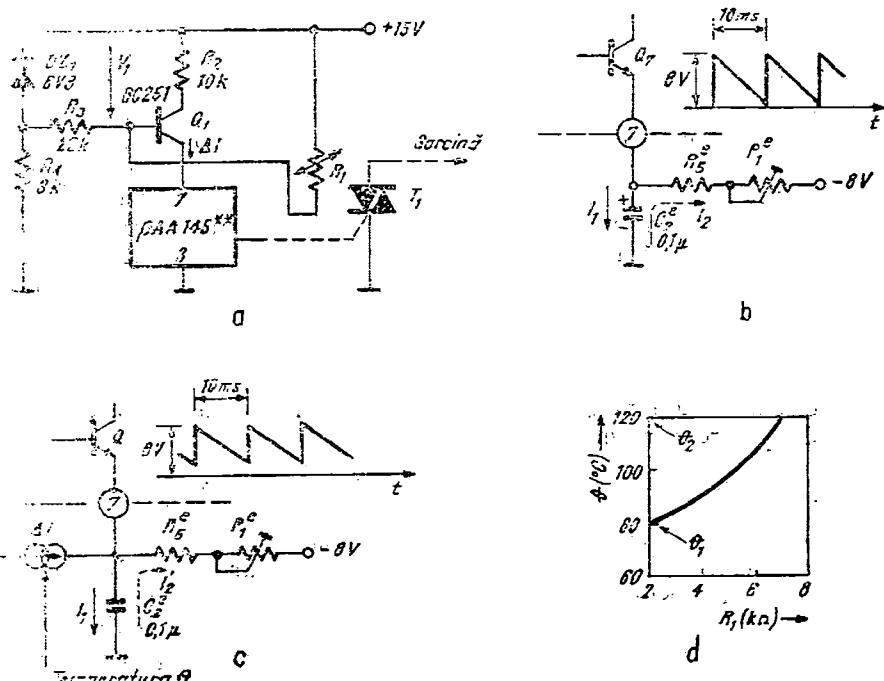


Fig. 2.84. (a) Schema electrică de protecție termică, cu acțiune gradată; (b) Configurația electrică ușoară la terminalul 7; (c) Configurația electrică la terminalul 7 pentru protecție gradată; (d) Dependenta rezistenței termistorului R_1 de temperatură.

tajul din figura 2.74). Se remarcă prezența unui circuit format din tranzistorul Q_1 , dioda Zener DZ_1 , rezistoarele R_2 , R_3 , R_4 și termistorul cu coeficient pozitiv de temperatură (PTC), ce acționează asupra terminalului 7 al circuitului integrat. Pe acest terminal, după cum se știe se obține o rampă de tensiune cu panta controlată de grupul C_2 , R_6 , P_1 (vezi § 2.2.3). În figura 2.84.b este reluată configurația de schemă electrică de la terminalul 7 al circuitului βAA 145. Impulsul de nul deschide tranzistorul intern Q_7 , care încarcă rapid printr-un curent I_1 de aproximativ 50 mA, condensatorul C_2 la o tensiune de aproximativ 8 V. După ce impulsul de nul se termină, (proces ce durează cîteva zeci de μs) tranzistorul Q_7 se blochează și C_2 se descarcă de la +8V la -8V cu un curent I_2 prin rezistorul $R_6 + P_1$, generind rampă de tensiune. Panta acestei rampe este foarte importantă pentru valoarea unghiului de conductie (vezi §2.2.3). Creșterea pantei, la o valoare fixă a tensiunii de comandă v_g , produce o scădere a unghiului de conductie (vezi §2.2.3).

Pe acest efect se bazează ideea circuitului de protecție propus. Introducerea unui generator de curent ΔI , dependent de temperatură, în terminalul 7 (ca în figura 2.84.c) are ca efect micșorarea curentului de descărcare (de la I_2 în figura 2.84.b la I'_2 în figura 2.84.c) a capacitatii C_2 și în consecință la micșorarea pantei rampei de tensiune și deci la micșorarea unghiului de conductie al triacului comandat. Dacă ΔI crește cu temperatura atunci efectul este cel căutat: creșterea temperaturii determină creșterea pantei rampei și deci micșorarea unghiului de conductie adică micșorarea puterii disipate în unitatea de timp. Pe măsură ce temperatura joncțiunii triacului T_1 crește, puterea dissipată pe fiecare semiperioadă a tensiunii de rețea scade. Se obține astfel regimul ilustrat de curba punctată din figura 2.83.

Mai trebuie remarcat că acest curent ΔI , care nu apare decât atunci când se depășește o temperatură prestabilită a joncțiunii triacului T_1 , are o valoare mică ($0 \dots 100 \mu A$) și deci nu influențează regimul de încărcare a lui C_2 (curentul de încărcare I_1 , fiind de aproximativ 60 mA).

Schemă electrică a generatorului de curent ΔI , dependent de temperatură este cea prezentată în figura 2.84.a. Se observă că:

$$\begin{aligned} \Delta I &= (V_1 - V_{BE}) \frac{1}{R_2}, \\ V_1 &= \frac{R_1(\theta)}{R_1(\theta) + R_3} V_z, \\ \Delta I &= \frac{V_z}{R_2} \frac{R_1(\theta)}{R_1(\theta) + R_3} - \frac{V_{BE}}{R_2}. \end{aligned} \quad (2.123)$$

Să admitem că $R_1(\theta)$ are variația din figura 2.84.d în care temperaturile critice alese sunt: $\theta_1 = 80^\circ C$ — temperatura de atenționare (de la care începe să funcționeze circuitul de protecție), $\theta_2 = 120^\circ C$ — temperatura maxim admisă

sibilă pentru joncțiunica triacului protejat (la care generarea impulsurilor de aprindere încetează). Este deci necesar ca:

$$\Delta I = 0 \quad \theta \leq \theta_1 \quad (2.124)$$

$$\Delta I = I_{Max} \quad \theta \geq \theta_2$$

Din (2.123) și (2.124) rezultă:

$$V_z \frac{R_1(\theta_1)}{R_1(\theta_1) + R_3} - V_{BE} = 0 \quad (2.125)$$

sau

$$R_3 = R_1(\theta_1) \left[\frac{V_z}{V_{BE}} - 1 \right]. \quad (2.126)$$

Valoarea lui I_{Max} din (2.124) se poate calcula ușor (vezi figura 2.84.c); I_{Max} este acel curent ΔI care nu mai permite capacitatea C_2 să se descărce ($I'_2 = 0$). Deci, tensiunea pe capacitatea C_2 este constantă și are valoarea de +8V (fixată intern). Grupul $R_5 + P_1$ are valoarea uzuală de 160 kΩ care asigură panta optimă (vezi §2.2.3). Deci:

$$I_{Max} = \frac{8 + 8}{160} \text{ mA} = 0,1 \text{ mA} \quad (2.127)$$

Din (2.124) și (2.123) rezultă:

$$I_{Max} = \frac{1}{R_2} \left[V_z \frac{R_1(\theta_2)}{R_1(\theta_2) + R_3} - V_{BE} \right]. \quad (2.128)$$

Din (2.126) și (2.128) se obține:

$$R_2 = \frac{1}{I_{Max}} \left[V_z \frac{\frac{R_1(\theta_2)}{R_1(\theta_2) + R_1(\theta_1) \left(\frac{V_z}{V_{BE}} - 1 \right)}}{V_{BE}} \right]. \quad (2.129)$$

Relațiile 2.126 și 2.129 permit alegerea valorilor R_2 și R_3 în funcție de dependența de temperatură a termistorului R_1 .

Rezistorul R_4 are sarcina să polarizeze dioda Zener DZ_1 . Cu o diodă Zener de 6,8 V și o rezistență de polarizare de 3 kΩ, folosind curba $R_1(\theta)$ din figura 2.84. d pentru temperaturile critice $\theta_1 = 80^\circ\text{C}$ și $\theta_2 = 120^\circ\text{C}$ rezultă aplicând relațiile anterioare:

$$R_3 = 22 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Cu circuitul din figura 2.84.a, pentru diverse valori ale rezistenței R_1 s-a obținut o variație a rampei de tensiune ca aceea din figura 2.85. Rezultă că schema de aplicație descrisă mai sus realizează o conversie $\phi(\theta)$ ca aceea din figura 2.86.

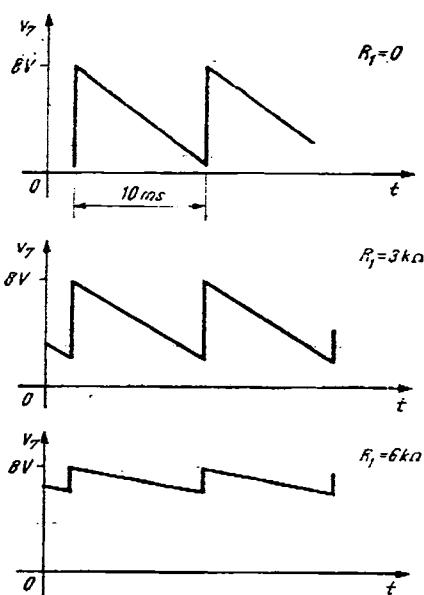


Fig. 2.85. Variația rampei de tensiune în funcție de rezistență R_f .

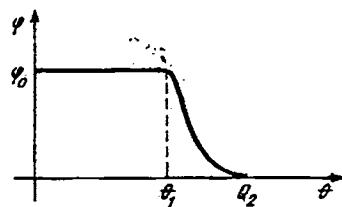


Fig. 2.86. Variația unghiului de conducție în funcție de temperatura jonecțiunii triacului.

Trebuie remarcat că este absolut necesar ca tensiunea de comandă pe terminalul 8 să fie fixă. Dacă tensiunea de comandă v_8 este prinsă într-o buclă de reacție negativă pentru stabilizare, atunci protecția de mai sus nu mai poate fi folosită deoarece circuitul nu și-ar mai atinge niciodată un punct de funcționare. Într-adevăr bucla de protecție termică a triacului ar micșora unghiul de conducție (prin creșterea pantei de tensiune) ceea ce ar duce și la micșorarea puterii disipate în sarcină. Aceasta ar avea ca efect, prin acțiunea buclei de stabilizare a puterii în sarcină, creșterea tensiunii de comandă v_8 , pentru mărirea unghiului de conducție φ . Din nou triacul disipa o putere mare și bucla de protecție mărește și mai mult panta rampei, etc. Figura 2.87 ilustrează

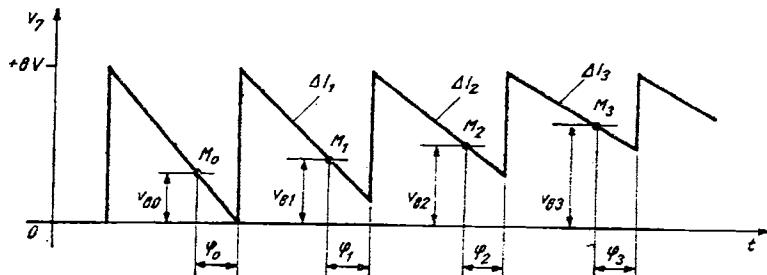


Fig. 2.87. Modificarea punctului de funcționare M în cazul existenței ambelor bucle de reacție.

acest fenomen. Pentru obținerea același unghi de conducție $\phi_0 = \phi_1 = \phi_2 = \phi_3$ necesar stabilizării în sarcină, la creșterea pantei rampei (datorate temperaturii triacului) bucla de reacție produce creșterea tensiunii de comandă v_s .

Este posibil să se folosească acest gen de protecție și pentru aplicații cu stabilizare de putere în sarcină dar trebuie prevăzută întreținerea buclei de reacție atunci când se atinge temperatura θ_1 (vezi figura 2.86) și începe acțiunea buclei de protecție.

2.5. De reținut pentru utilizare

Sursa de alimentare V^+ , a circuitului 344 145, trebuie să poată furniza un curent de aproximativ 100 mA necesar funcționării corecte a detecto-rului de nul. Dacă nu se îndeplinește această condiție, este posibil ca pe terminalul 2 să nu se atingă tensiunea de aproximativ 10 ... 13 V, ceea ce compromite funcționarea.

Divizorul rezistiv, pe intrarea de sincronizare, are un rol foarte important pentru viteză de trecere prin zero a tensiunii alternative de rețea. De această viteză depinde funcționarea la parametrii optimi ai circuitului. Divizorul folosit în majoritatea aplicațiilor, $470\text{ k}\Omega/2M\Omega$ asigură performanțele optime în cazul sincronizării directe cu rețeaua de c.a. Dacă sincronizarea se face prin intermediul unui transformator de impulsuri (deci la o tensiune de c.a. cu amplitudine mai mică decât a rețelei de c.a.) trebuie respectate două condiții:

— curentul necesar de sincronizare, i_0 , să fie cuprins între 0,4 și 0,7 mA;

$$- R_1'/R_2' \ll 22,$$

Schema de aplicatie are absolută nevoie de prezența unui semireglabil între terminalul 7 și terminalul 15, pentru a se putea regla pantă optimă a generatorului rampei de tensiune 8V/10 ms.

Unghiul de aprindere ϕ , depinde atât de valoarea tensiunii continue de comandă, v_s , cât și de pantă rampei de tensiune. Comanda optimă se asigură numai în condițiile: $v_s = 0 \dots 8\text{ V}$ și $dv_7/dt = 8\text{V}/10\text{ ms}$. O pantă mai mare micșorează dinamica, prin creșterea unghiului minim de conducție (de exemplu: $\phi = 30^\circ \dots 177^\circ$). O pantă mai mică, conservă dinamica maximă a unghiului de conducție dar micșorează domeniul tensiunii de comandă v_s prin creșterea valorii minime a lui v_s necesară

unghiului de conduction de 0° (de exemplu v_s trebuie să varieze între $3V$ și $-8V$ pentru un unghi de conduction cuprins între 0° și 177°)

Desi circuitul are posibilitatea obtinerii unei valori mari a duratei impulsului de aprindere, se recomandă, ori de câte ori aceasta este posibil, folosirea unor duree mici pentru impulsul de aprinderă ($\Delta t < 0,6$ ms). Semireglabilul din terminalul 7 nu este absolut necesar. Se poate înlocui cu o rezistență fixă conform graficelor ce-l determină pe Δt .

Impulsurile la terminalele 10 și 14 sunt amândouă pozitive și corespund semialternanței negative respectiv pozitive. Pentru comanda unui triac ele trebuie „însumate”.

Nu se recomandă o comandă directă a triacelor (tiristoarelor) deoarece ieșirile circuitului integrat nu asigură tensiuni de saturare suficient de mici pentru a bloca sigur triacul (tiristorul) comandat. De remarcat că tranzistoarele de ieșire din BAA 145 pot absorbi chiar și un curent de 100 mA.

2.6. Alte circuite

2.6.1. Circuitul TEA 1007 (AEG-TELEFUNKEN)

- Este un circuit cu comandă prin fază
- Se alimentează direct de la rețea de c.a.
- Curentul de aprindere furnizat este de + 150 mA
- Are protecție la scurtcircuit
- Are detector de curent nul
- Generează impulsuri cu o durată reglabilă de 10 ... 60 μs .

Schema bloc împreună cu componentele necesare schemei de aplicatie sunt prezentate în figura 2.83. Caracteristică pentru acest circuit este folosirea unei singure capacități C_{ph} , atât pentru realizarea comenzi de fază cît și pentru reglajul durei impulsului generat. Acest lucru se realizează cu ajutorul a două generatore de curent I_0 și I_1 (vezi figura 2.88). Fiecare impuls de nul, descarcă prin intermediul comutatorului K , capacitatea C_{ph} . După acest moment, C_{ph} începe să se încarcă cu un curent constant generat de I_0 și reglat din R_{ph} (acesta este de fapt reglajul de fază). Tensiunea pe terminalul 7 este comparată cu o tensiune fixă (tensiunea de control a fazei) de pe terminalul 6. Egalitatea acestor două tensiuni provoacă apariția impulsului de aprindere pe terminalul 2, intrarea în funcționare a generatorului I_1 (al căruia

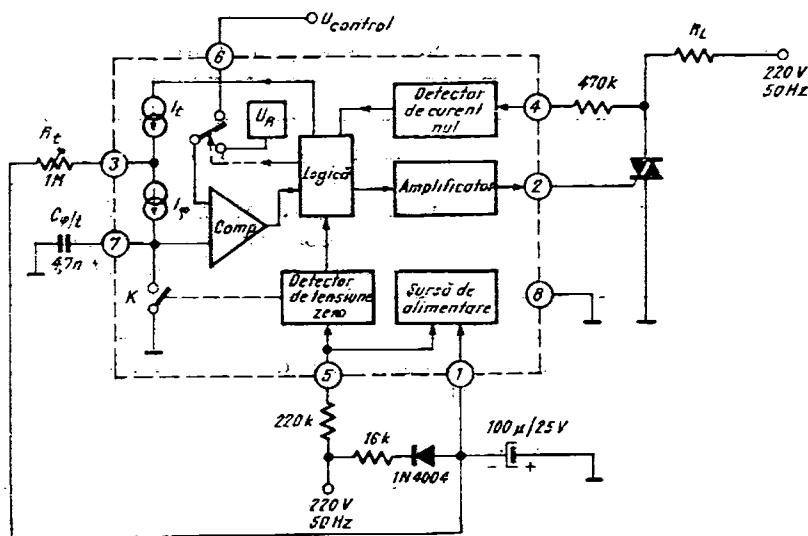


Fig. 2.88. Schema bloc a circuitului TEA 1007.

current se însumează cu I_g și trecerea intrării comparatorului pe o tensiune internă U_R . Condensatorul $C_{q/t}$ continuă să se încarce cu un curent $I_q + I_t$ pînă la nivelul de tensiune U_R , cînd apare un nou impuls la ieșirea comparatorului. Acesta constituie sfîrșitul duratei impulsului de aprindere pe terminalul 2 și provoacă aducerea în starea inițială a tuturor etajelor circuitului.

În schema bloc se mai constată existența unui etaj de detectie a momentului scăderii curentului anodic sub valoarea curentului de menținere al triacului. De fapt detectorul „constată” creșterea tensiunii anodice a triacului și numai după acest moment permite circuitului să funcționeze conform celor descrise anterior adică să genereze impulsuri de aprindere. Această precauție este deosebit de utilă atunci cînd triacul lucrează pe sarcini inductive care „întîrzie” momentul anularii curentului anodic față de momentul anularii tensiunii alternative a rețelei industriale. Fără detectorul de curent nul este posibilă generarea impulsurilor de aprindere după anularea tensiunii alternative (conform funcționării descrise anterior) dar înaintea anularii curentului anodic. Aceste impulsuri rămîn fără efect și astfel sarcina din circuitul anodic al triacului „pierde” puterea corespunzătoare unei semialternanțe.

2.6.2. Circuitul U 106BS (AEG-TELEFUNKEN)

- Este un circuit cu comandă prin zero cu referință fixă sau variabilă
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Generază impulsuri de aprindere de $- 250$ mA
- Are protecție la scurtcircuit.

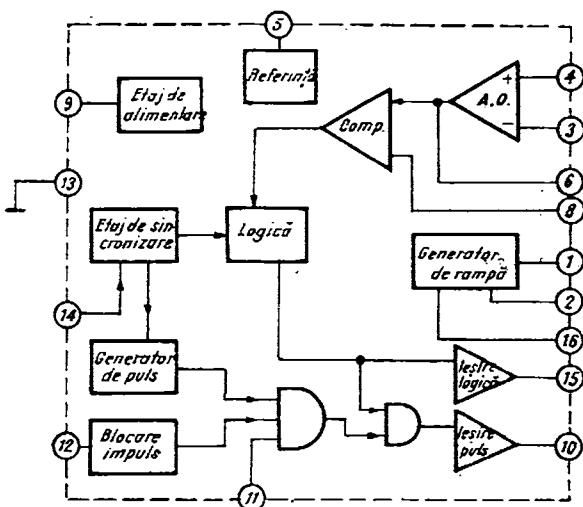


Fig. 2.89. Schema bloc a circuitului U106 BS

- Poate furniza curent continuu de aprindere
- Are posibilitatea blocării generării impulsurilor
- Durata impulsurilor este de 100 ... 200/ μ s.

Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 2.89. Funcționarea atât cu referință fixă cât și cu referință liniar variabilă este posibilă prin folosirea opțională a generatorului de rampă de tensiune (cu o perioadă tipică de 10 s). Generarea impulsului de aprindere se produce în momentul basculării comparatorului care are o intrare accesibilă din exterior (terminalul 8) și cealaltă intrare legată intern la ieșirea unui amplificator care la rîndul lui are ambele intrări accesibile din exterior (terminalele 3 și 4). Aceasta face ca sensibilitatea circuitului să crească foarte mult putîndu-se genera impulsuri de aprindere chiar pentru variații ale tensiunii de sensor v_s (vezi § 2.1) de ordinul milivolților.

În figura 2.90 este prezentat etajul de ieșire de tip Darlington, care furnizează curentul de aprindere de -250 mA. Grupul de diode $D_1 - D_3$ și rezistența R_{44} limitează valoarea de scurtcircuit a curentului de poartă. În figura 2.91.a este prezentat generatorul rampei de tensiune. Funcționarea lui se poate urmări pe schema simplificată din figura 2.91.b unde tiristorul T_{h_1} înlocuiește grupul de tranzistoare Q_{55}, Q_{56} . Nu s-a mai figurat grupul Q_{52}, Q_{53} cu rol de etaj de ieșire de impedanță mică pentru generatorul de rampă. Grupul R_{61}, D_{19}, Q_{54} are rolul de blocare a impulsurilor de aprindere prin

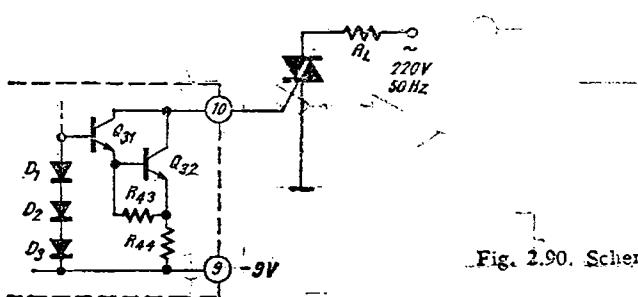
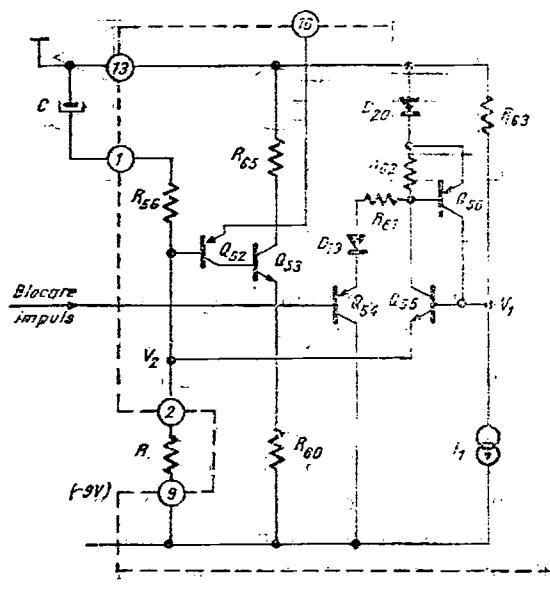
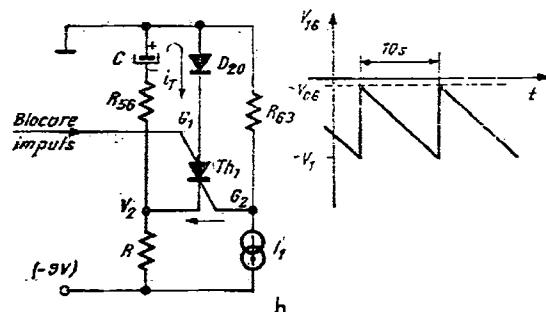


Fig. 2.90. Schema etajului de ieșire al circuitului U106 BS



a



b

Fig. 2.91. Schema electrică și funcționarea generatorului rampei de tensiune din circuitul U106 BS. (a) Schema electrică a generatorului rampei de tensiune (b). Schema simplificată a rampei de tensiune. (c) Forma de undă pe terminalul 16.

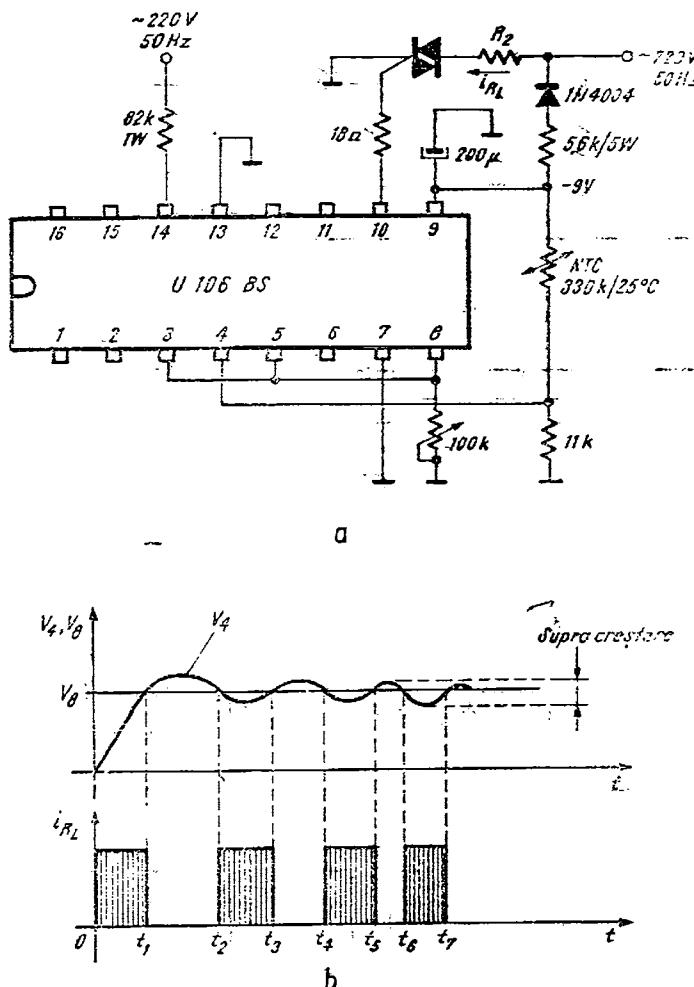


Fig. 2.92. Schema de aplicație pentru funcționarea cu referință fixă. (a) Schema electrică de aplicare. (b) Formele de undă caracteristice.

amorsarea tiristorului T_1 pe poarta G_1 . Prin încărcarea condensatorului extern C (prin R_{56} și rezistența externă R), tensiunea V_s scade sub valoarea tensiunii V_1 (stabilită intern de R_{56} și generatorul de curent constant I_1). Aceasta produce amorsarea tiristorului T_1 și condensatorul C se descarcă prin tiristor. Rezistența de descărcare este însă acum mult mai mică decât rezistența de încărcare ($R_{56} + R$); ca urmare descărcarea este mult mai rapidă decât încărcarea. Tensiunea finală pe condensator este de aproximativ -1.2 V. Tensiunea V_s crește rapid și în momentul în care condensatorul

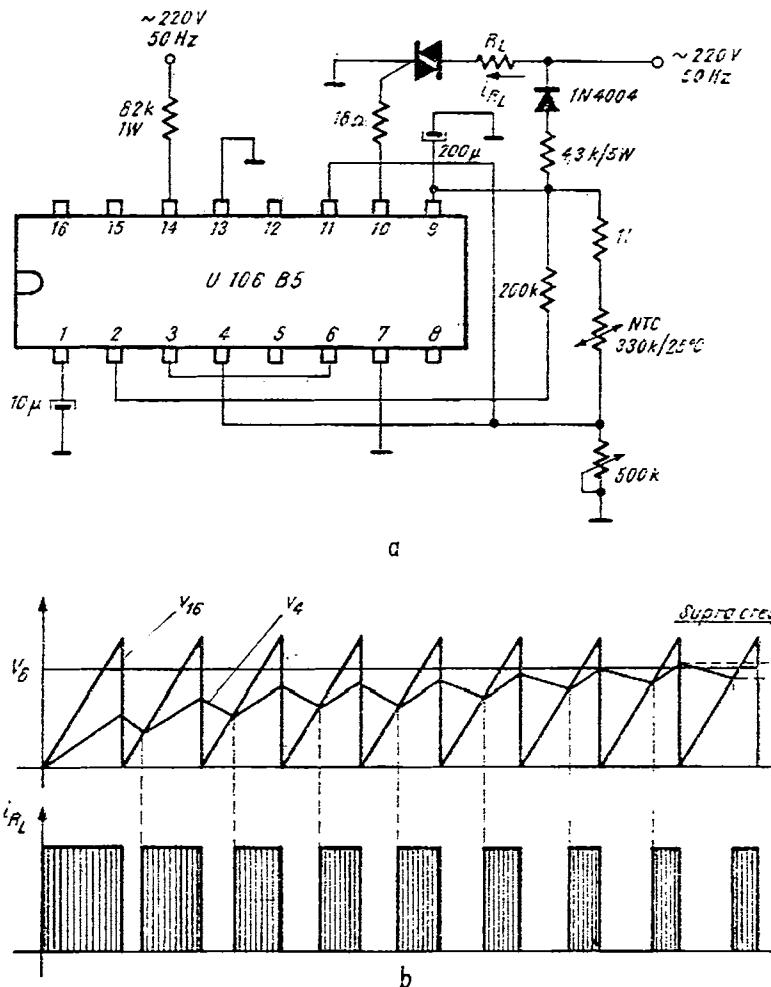


Fig. 2.93. Schema de aplicație pentru funcționarea cu referință variabilă. (a) Schema de aplicație (b) Formele de undă caracteristice.

S-a descărcat tiristorul se blochează deoarece curentul anodic a scăzut sub valoarea curentului de menținere. Deoarece tensiunea pe poartă este acum negativă, procesul descris anterior se reia, obținindu-se pe terminalul 16 forma de undă din figura 2.91.c. Ea constituie referință liniar variabilă (vezi §2.1).

Schema de aplicație pentru funcționarea cu referință fixă este prezentată în figura 2.92.a. Generarea impulsurilor se face ori de câte ori $V_8 > V_4$. Se observă că V_4 se obține prin divizarea tensiunii stabilizate V_9 ($\approx -9V$).

Termistorul (cu coeficient negativ de temperatură), plasat în acest divizor, asigură funcționarea în bucla de reacție negativă stabilind puterea (temperatură) în sarcină. Se observă (vezi figura 2.92.b) că atât timp cît $v_4 < V_8$, are loc generarea impulsurilor de aprindere la fiecare trecere prin zero a tensiunii de rețea. Generarea acestor impulsuri conduce la creșterea temperaturii sarcinii pe care se disipa puterea și deci la micșorarea valorii rezistenței termistorului ceea ce are ca efect creșterea tensiunii v_4 . Cînd $v_4 > V_8$ generarea impulsurilor este blocată dar datorită inerției termice a sarcinii, temperatura continuă să crească și abia după un anumit timp începe să scadă conducînd la scăderea tensiunii v_4 sub valoarea V_8 ceea ce implică reînceperea generării de impulsuri de aprindere. Se obțin astfel intervale de timp de conducție ($t_1 - t_2$, $t_2 - t_3$, $t_4 - t_5$, $t_6 - t_7$) și intervale de timp de blocare ($t_1 - t_2$, $t_3 - t_4$, $t_5 - t_6$) ale triacului. Este de dorit ca valoarea suprocreșterii tensiunii v_4 (vezi figura 2.92.b) să fie cît mai mică.

Schema din fig. 2.93.a elimină dezavantajul unei valori mari a suprocreșterii tensiunii v_4 deoarece funcționază cu referință liniar variabilă. Generarea impulsurilor se face numai dacă $v_4 < V_8$ și $v_4 < V_{16}$ unde V_{16} este un semnal rampă, de tensiune, de durată 10 s. Se observă din figura 2.93.b că, pe măsură ce tensiunea v_4 se apropie de valoarea tensiunii V_8 , intervalele de timp de generare a impulsurilor de aprindere se micșorează, făcînd ca regimul tranzitoriu pînă la stabilizarea lui v_4 (echivalentă cu obținerea unei suprocreșteri cît mai mici) să dureze foarte puțin timp.

2.6.3. Circuitul U 111B (AEG-TELEFUNKEN)

Circuitul U 111 B reprezintă o variantă perfecționată a circuitului TEA 1007 prezentat în § 2.6.1. A fost introdusă o referință de tensiune compensată termic și un amplificator operațional cu toate terminalurile accesibile.

2.6.4. Circuitul U 217B (AEG-TELEFUNKEN)

- Este un circuit de comandă prin zero atât cu referință fixă cît și cu referință variabilă.
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Generează impulsuri de -100 mA.
- Iesirea are protecție la scurtcircuit.

Schema bloc, împreună cu cea de aplicație pentru un controlor de temperatură, este dată în figura 2.94. Funcționarea în cele două moduri de comandă prin zero se face prin conectarea sau neconectarea generatorului de rampă la intrarea neinversoare a comparotorului (terminalul 4). Funcționarea generatorului de rampă sincronizat de tensiunea de rețea se poate

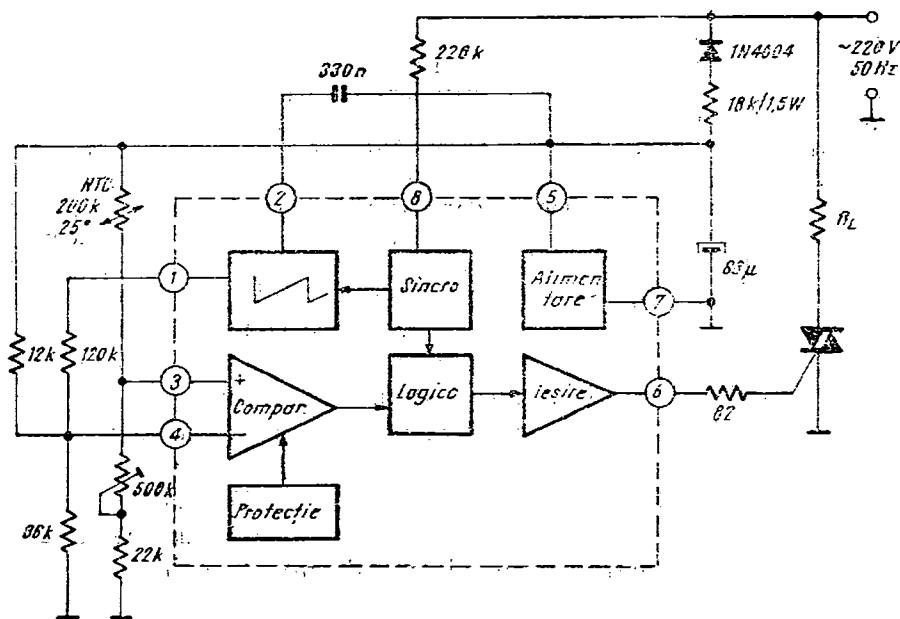


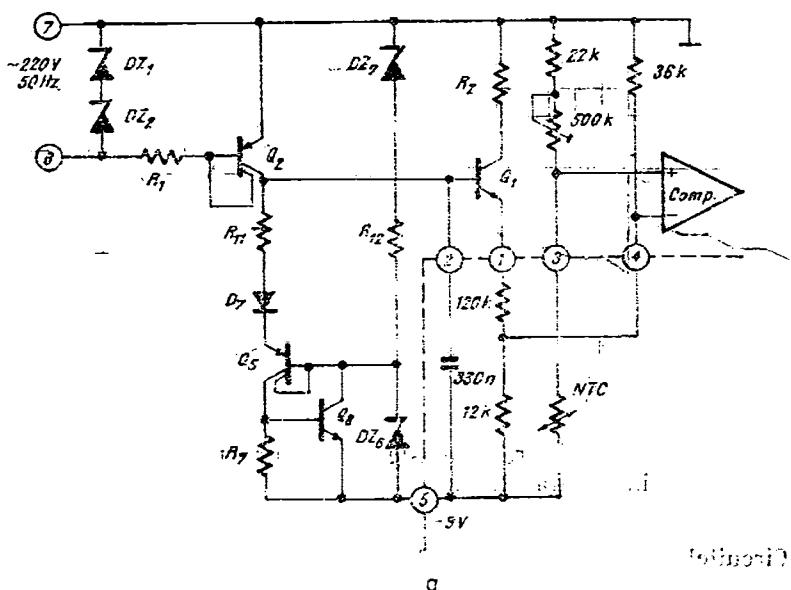
Fig. 2.94. Schema bloc a circuitului U217 B și modul de conectare a componentelor externe pentru realizarea unui controlor de temperatură.

urmări în figura 2.95.a — schema completă și în figura 2.95.b — schema simplificată.

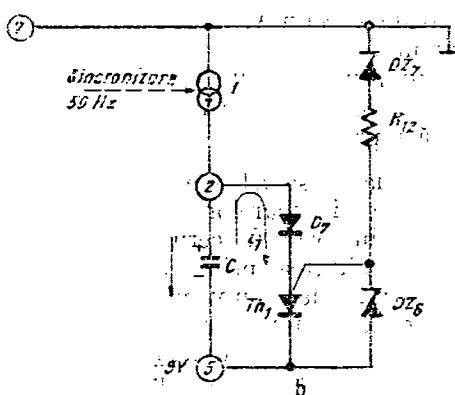
În timpul semialternanței negative tranzistorul Q_2 funcționează ca un generator de curent constant, I , care debitează pe condensatorul C . (Trebuie remarcat că prin ramura R_{11} , D_7 , Q_5 , R , curentul este nul deoarece tiristorul echivalent format de Q_5 și Q_6 este blocat).

În timpul semialternanței pozitive $I = 0$ și condensatorul rămîne încărcat la tensiunea pe care o avea după ultima semialternanță negativă. Tensiunea v_c la care se încarcă C după cîteva semialternanțe negative nu poate depăși o valoare maximă de aproximativ 9V ($V_{z6} + 2V_{BE}$). Odată atinsă această valoare se produce amorsarea tiristorului Th_1 care, oferă o cale rapidă de descărcare a condensatorului C . Cînd curentul de descărcare scade sub valoarea curentului de menținere al tiristorului Th_1 , acesta se stinge.

Formele de undă corespunzătoare încărcării condensatorului C sunt date în figura 2.96. Se observă cum condensatorul C se încarcă în trepte de timp de durată 10 ms (cît durează semialternanța negativă) de la 0 la 9V.



a



b

Fig. 2.95. Schema completă (a) și simplificată (b) a generatorului de rampă din circuitul U217B.

Durata încărcării, depinde de valoarea lui C_1 . Pentru valoarea de 330 nF din schema de aplicatie, durata încărcării este de aproximativ 1 s. În acest mod, la terminalul 2 se obține semnalul referință variabilă, necesar modului ales de comandă prin zero. Prin intermediul tranzistorului Q_1 (repetor pe emitor) tensiunea de pe terminalul 2 se regăsește în terminalul 1 aplicindu-se prin intermediul unui divizor rezistiv exterior pe intrarea inversoare (terminalul 4) a comparatorului.

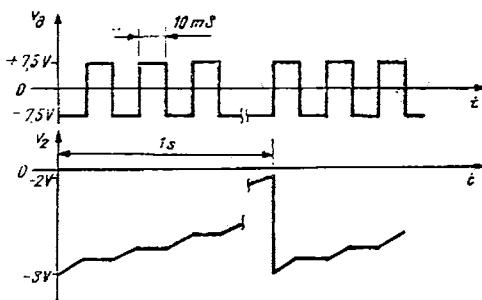


Fig. 2.96. Formele de undă corespunzătoare procesului de încărcare a capacitorului C , din figura 2.95.

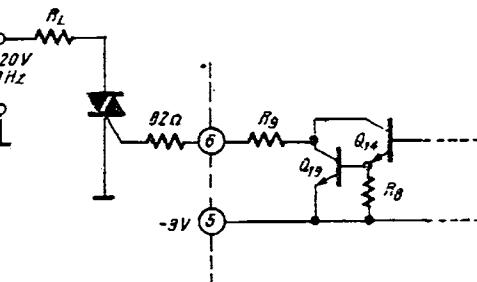


Fig. 2.97. Schema etajului de ieșire a circuitului U217 B.

Schema etajului de ieșire care asigură un curent de aprindere de 100 mA este prezentată în figura 2.97.

2.6.5. Circuitele L 120, L 121 (SGS-ATES)

- Este un circuit cu comandă prin fază (*L120*) sau prin zero (*L121*)
- Se alimentează direct de la rețeaua de c.a.
- Impulsurile de curent sănt de ± 80 mA.
- Are protecție la scurtcircuit
- Are detector de nul al curentului anodic
- Are disponibil un regulator de $+8V/3$ mA.
- Este protejat la declanșări parazite.

Circuitul *L120* împreună cu varianta sa *L121* este unul dintre cele mai performante circuite de comandă a tiristoarelor/triacelor. Se observă că înglobează aproape toate funcțiile importante cerute de comanda optimă a tiristoarelor sau triacelor. Are posibilitatea, prin cele două variante, (obținute una din alta prin modificări minime la nivelul fabricantului*) acoperirii întregii game de aplicații cu triace și tiristoare. Schema bloc și de aplicatie tipică a circuitului *L120* este prezentată în figura 2.98. Blocul detectorului de nul al curentului anodic nu este necesar în varianta *L121*, ceea ce face ca terminalul 14 să nu fie conectat pentru *L121*.

Figura 2.99.*a* prezintă blocul rampei de tensiune în cazul circuitului *L120*. Figura 2.99.*b* prezintă formele de undă care explică funcționarea rampei de tensiune. Detectorul de nul furnizează impulsuri dreptunghiulare de durată mică cu frecvența de 100 Hz — $v_{Nul}(t)$ în figura 2.99.*b*.

Fiecare asemenea impuls deschide tranzistoarele Q_{29} și Q_{56} descarcând rapid capacitatea exterioară C (legată la terminalul 1 al circuitului). După ce impulsul de nul a dispărut v_{Nul} ia valoarea zero, Q_{29} și Q_{56} se blochează

* Cele două variante se obțin una din alta printr-o modificare de schemă efectuată de fabricant în modul de conectare a trei tranzistoare din blocul generatorului de rampă.

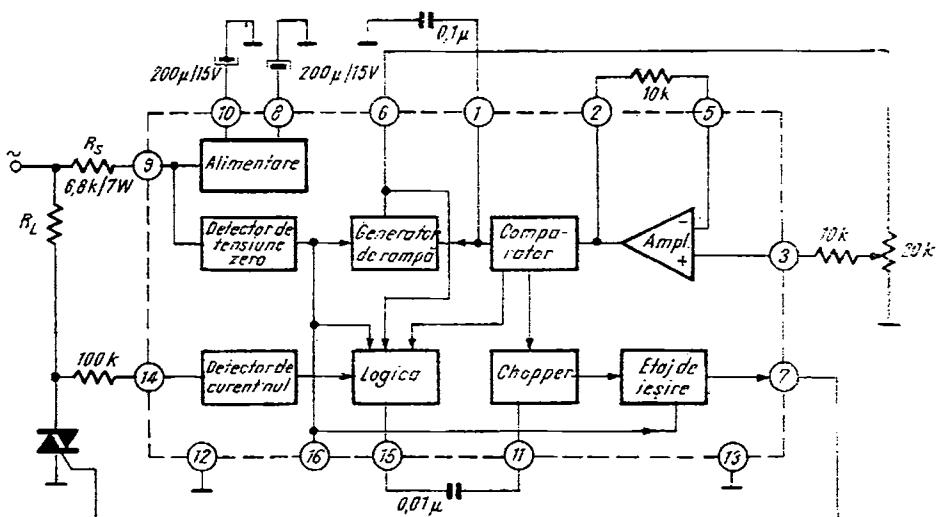


Fig. 2.98. Schema bloc a circuitului L120.

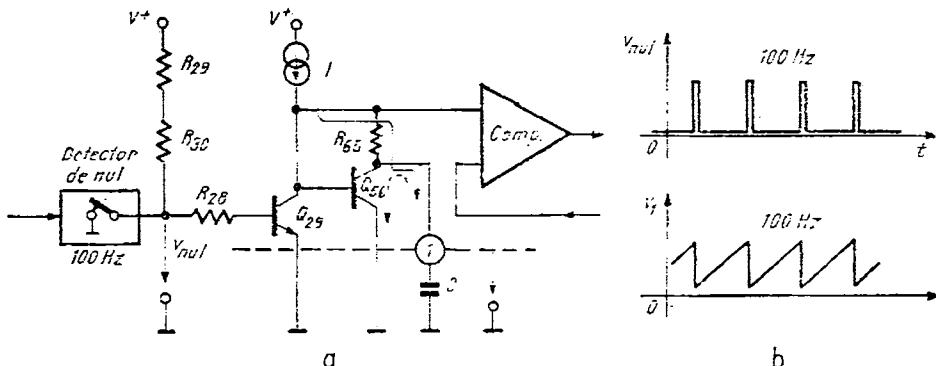


Fig. 2.99. Rampa de tensiune: (a) și formele de undă corespunzătoare (b) din circuitul L120.

și C se încarcă la un curent constant furnizat de generatorul de curent constant intern I , prin rezistența R_{65} . Încărcarea durează pînă la viitorul impuls de nul cînd v_1 se anulează în urma descărcării condensatorului C prin Q_{56} . Ciclul se repetă, obținindu-se pe condensatorul C un semnal rampă de tensiune cu frecvență de 100 Hz. Acest semnal, intern, este conectat la intrarea unui comparător și funcționarea este identică cu aceea a oricărui circuit pentru comandă tiristoarelor cu comandă în fază.

Pentru circuitul L121 rampa de tensiune și formele de undă corespunzătoare sunt prezentate în figura 2.100 a, b. Semnalul de la ieșirea detectoarei de nul $v_{Nul}(t)$ are aceeași formă ca în cazul precedent. Deosebirea constă în funcționarea rampei; atunci cînd $v_{Nul}(t) \neq 0$ (deci în perioadele scurte

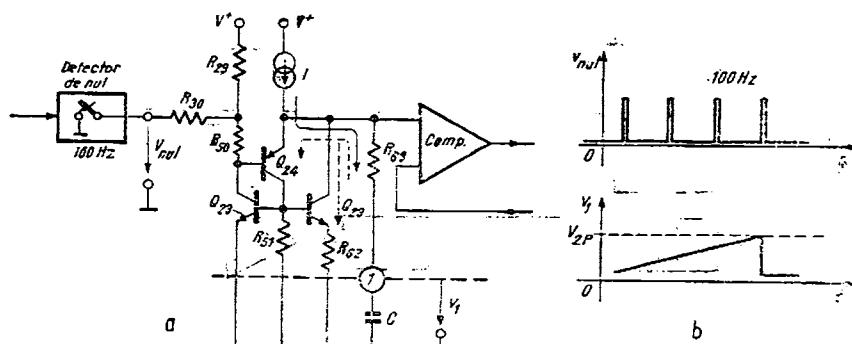


Fig. 2.100. Rampă de tensiune (a) și formele de undă corespunzătoare (b) pentru circuitul L121.

de timp cât durează impulsurile de nul), Q_{24} este deschis sau blocat în funcție de valorile tensiunilor de bază și de emitor. Se observă că deschiderea lui Q_{24} este condiționată și de posibilitatea deschiderii lui Q_{23} pentru a-i prelua curentul de bază. Dar Q_{23} nu se deschide decât dacă curentul furnizat de Q_{24} în R_{51} este suficient pentru a produce o cădere de tensiune de aproximativ 0,65 V. Deci grupul Q_{24}, Q_{23} poate fi privit ca un tiristor echivalent care conduce dacă tensiunea pe poartă (V_{BE24}) este 0,65 V și dacă are un curent anodic superior curentului de menținere. Valoarea curentului debitat de generatorul de curent I este inferioară acestui curent de menținere.

Să presupunem că tensiunea $v_1(t)$ este mai mică decât

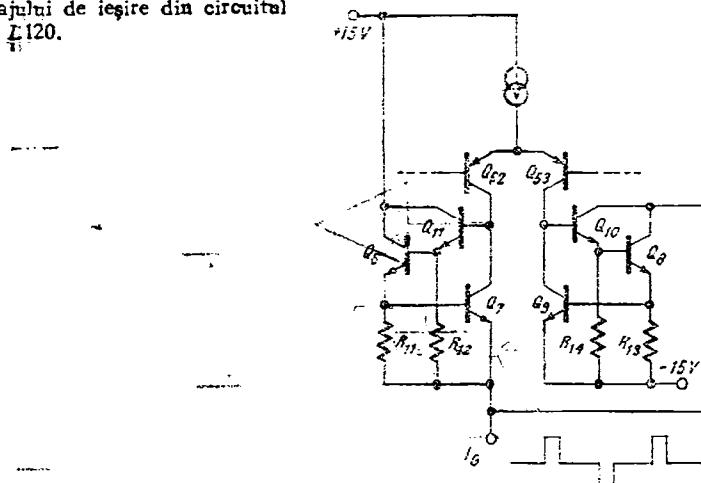
$$V_{1P} = \frac{R_{20}}{R_{30} + R_{29}} V^+.$$

Rezultă că tensiunea de poartă a tiristorului $Q_{24}-Q_{23}$ este insuficientă pentru deschidere și deci curentul I fiind mai mic decât curentul de menținere, grupul $Q_{24}-Q_{23}-Q_{22}$ este blocat. Aceasta înseamnă că generatorul I încarcă cu un curent constant capacitatea externă C generând rampă de tensiune din figura 2.100.b Aceasta durează pînă cînd se atinge tensiunea

$$v_1(t) = V_{1P} + V_{BE}$$

cînd are loc deschiderea grupului $Q_{24}-Q_{23}-Q_{22}$ ce preia curentul de descărcare al condensatorului C . După ce acesta s-a descărcat, curentul disponibil pentru „tiristor” redevine egal cu cel al generatorului de curent I insuficient pentru conductie. Grupul se blochează și reîncepe încărcarea condensatorului C . Funcționarea întregului circuit este în continuare identică cu cea a oricărui circuit de comandă prin zero cu „referință variabilă”. Se observă

Fig. 2.101. Schema etajului de ieșire din circuitul L120.



că V_{1P} este un potențial fixat intern care determină valoarea maximă a rampei de tensiune. Durata rampei se poate regla prin valoarea capacității C (externe). Posibilitatea generării impulsurilor pozitive și negative de curent se poate urmări în figura 2.101 unde este reprezentat etajul de ieșire. Pentru fiecare semialternanță conduc pe rînd tranzistoarele Q_{53} , Q_{10} , Q_8 sau Q_{52} , Q_{11} , Q_6 . Tranzistoarele Q_7 , Q_9 realizează protecția la scurtcircuit, cu ajutorul lor limitindu-se curentul furnizat la ieșire la valorile V_{BE}/R_{11} respectiv V_{BE}/R_{13} . Montajul Darlington permite în fiecare caz obținerea unei valori mari de curent de amorsare: ± 80 mA.

2.6.6. Circuitul TCA 780 (SIEMENS)

- Este un circuit cu comandă prin fază
- Impulsurile de curent sunt de $+55$ mA
- Are mai multe ieșiri la care se obțin diverse combinații ale impulsurilor de aprindere corespunzătoare celor două semialternanțe.
- Există posibilitatea blocării impulsurilor de ieșire,

Ca mod de funcționare circuitul este identic cu 3AA145. Există deosebiri doar în ceea ce privește etajul logic de ieșire și al rampei interne de tensiune (vezi figura 2.102). Logica de ieșire permite diverse combinații între cele două impulsuri de bază corespunzătoare celor două semialternanțe. Rampa de tensiune este pozitivă și funcționează astfel: Rezistența R_1 (externă) fixează valoarea curentului unui generator de curent I , care încarcă condensatorul C_1 (extern) la curent constant. Trecerile prin zero ale tensiunii de sincronizare deschid tranzistorul Q_1 desărcând rapid condensatorul C_1 . Se obțin astfel formele de undă din figura 2.103.

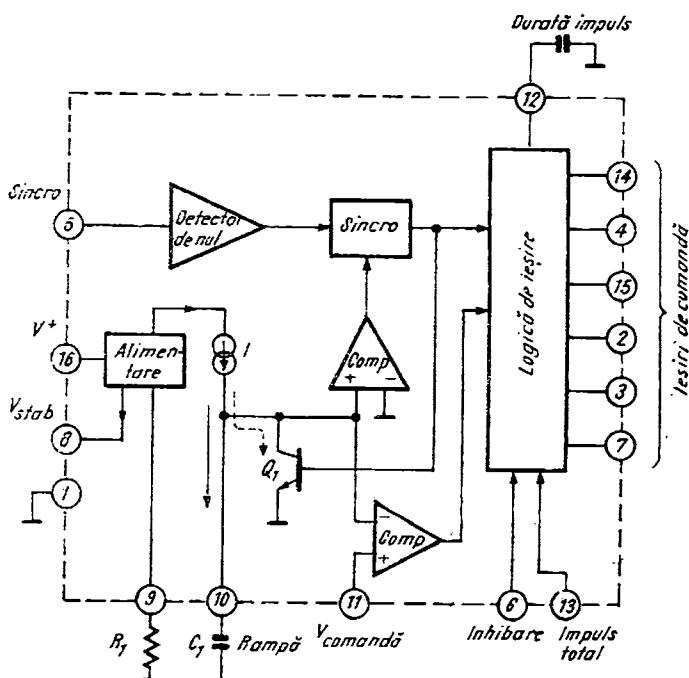


Fig. 2.102. Schema bloc și de aplicație a circuitului TCA 780.

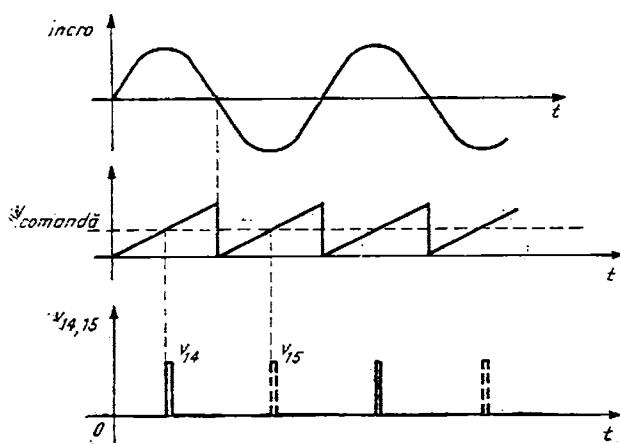


Fig. 2.103. Formele de undă caracteristice TCA 780.

2.5.7. Circuitul CA 3058 (RCA)

- Este un circuit cu comandă prin zero
- Se alimentează direct la rețea sau de c.a.
- Impulsurile de curent sănt de $+125$ mA (cu posibilități de creștere pînă la 400 mA).
- Există posibilitatea blocării impulsurilor de ieșire.
- Conține un etaj de protecție la întreruperea sau scurtcircuitarea rezistenței de senzor ce determină apariția impulsurilor de comandă.
- Permite realizarea unei comenzi continue pe poartă
- Permite realizarea unei comenzi cu histerezis a aprinderii tiristoarelor.

Circuitul CA 3058 este un circuit relativ simplu care se remarcă în primul rînd prin marea flexibilitate pe care o oferă în ceea ce privește valoarea curentului de aprindere furnizat și modul de realizare a comenzi.

În figura 2.104 se prezintă schema completă a circuitului în care tensiunea de comandă se culege de pe o rezistență R_{SENZOR} (de exemplu — un termistor). Se observă că în cazul în care $v_{13} > v_9$ comparatorul format de tranzistoarele Q_2-Q_5 nu injectează curent în baza lui Q_1 neintervenind în funcționarea lanțului $Q_{10}, Q_6, Q_7, Q_8, Q_9$ și permitînd astfel apariția la ieșire (terminalul 4) a unor impulsuri de curent la fiecare trecere prin zero a semnalului de sincronizare (terminalul 5). Dacă, dimpotrivă, $v_{13} < v_9$, comparatorul Q_2-Q_5 inhibă lanțul Q_1, Q_6, Q_7, Q_8, Q_9 deoarece deschiderea lui Q_1 va determina blocarea lui Q_6 și deci nu vor mai apărea impulsuri pe terminalul 4.

Obținerea valorilor diferite ale curentului de aprindere se realizează astfel:

(a) lăsînd terminalul 3 în gol (vezi figura 2.105.a) se obține:

$$I_G^a \approx \frac{V_2 - 3V_{BE}}{R_8 + R_9} = \frac{6,4 - 1,8}{0,04} \frac{V}{k\Omega} = 110 \text{ mA};$$

(b) scurtcircuitînd terminalele 2 și 3 (vezi figura 2.105.b) se obține:

$$I_G^b \approx \frac{V_2 - 3V_{BE}}{R_9} = \frac{6,4 - 1,8}{0,025} \frac{V}{k\Omega} \approx 180 \text{ mA};$$

(c) scurtcircuitînd terminalele 5 și 7 și conectînd o sursă externă la terminalul 2 (care este limitată intern la valoarea $V^+ = 2V_z \approx 13$ V) se poate obține (vezi figura 2.105.c):

$$I_G^c \approx \frac{V^+ - 3V_{BE}}{R_9} = \frac{13 - 1,8}{0,025} \frac{V}{k\Omega} = 440 \text{ mA}.$$

O altă facilitate oferită de acest circuit este legată de folosirea protecției interne (pentru detectarea unui scurtcircuit sau unei întreruperi pe intrarea de comandă). Pentru validarea funcționării acestei protecții trebuie legate

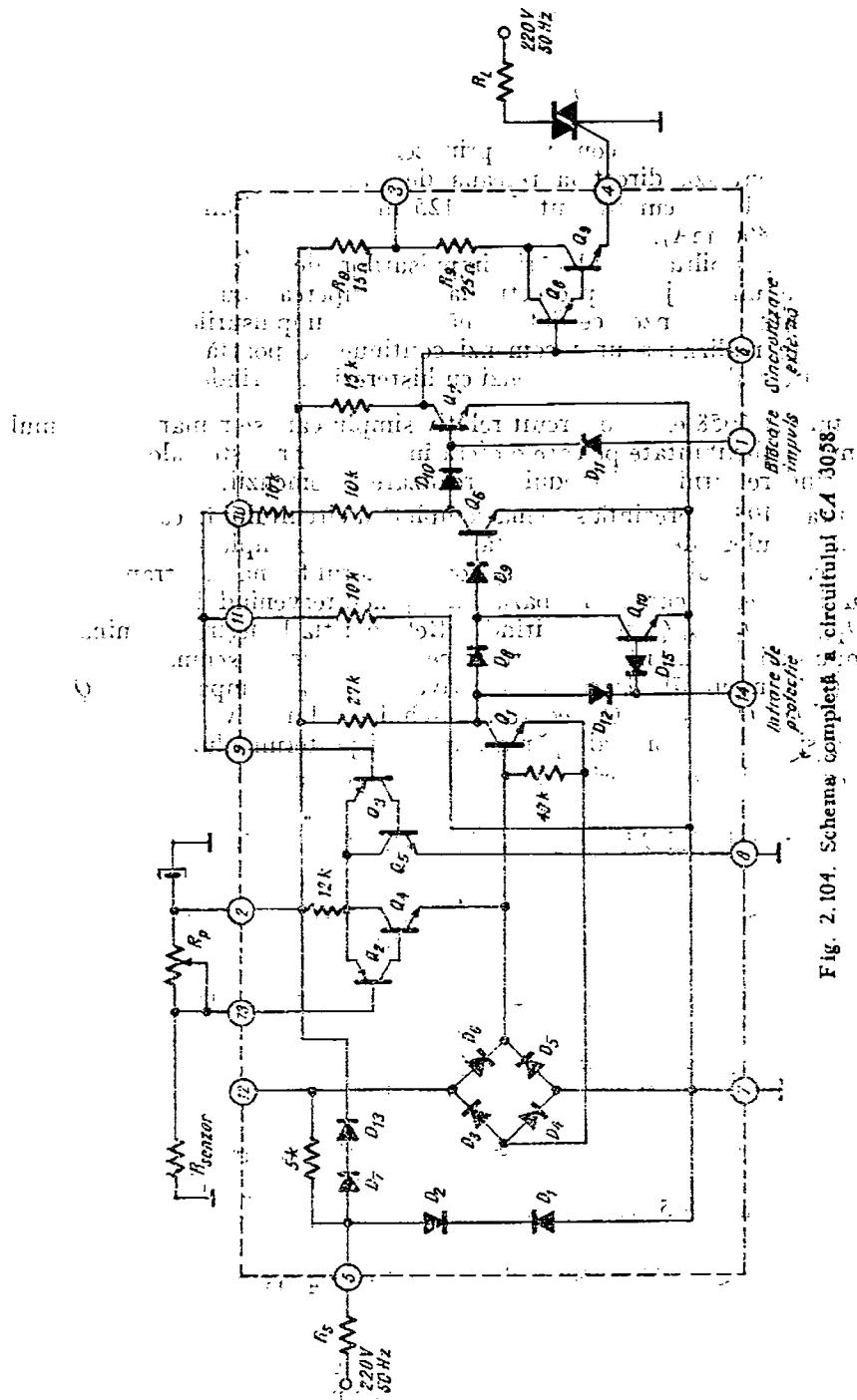


Fig. 2.104. Scheme completă a circuitului CA 3058

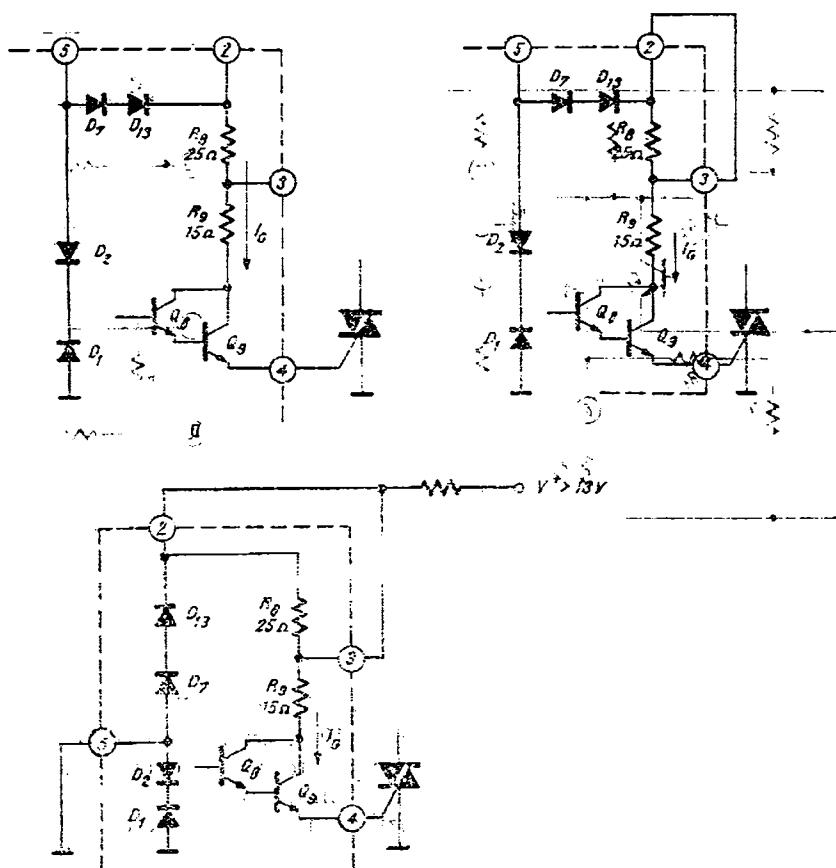


Fig. 2.105. Schemele etajelor de ieșire din circuitul CA 3058 pentru diverse variante de obținere a curentului de comandă.

împreună terminalele 13 și 14. (vezi figura 2.104). Modul de funcționare al acestor protecții este următorul:

- dacă $v_{13} = 0$ (R_{SENZOR} este scurtcircuitat) rezultă $v_{14} = 0$ și deci Q_6 este blocat, iar Q_7 este deschis, ceea ce are ca efect blocarea impulsurilor la ieșire;
- dacă $v_{13} = V_2$ (întrerupere pentru R_{SENZOR}) rezultă $v_{14} = V_2$ și Q_{10} este deschis conducind la blocarea impulsurilor la ieșire deoarece, din nou, Q_6 este blocat.

Rezultă că atunci când protecția este activată circuitul generează impulsuri numai dacă $2V_{BE} < v_{13} < V_{Z15} + V_{BE}$ deci $1,3 \text{ V} < v_{13} < 7\text{V}$.

O altă particularitate este legată de posibilitatea generării unei comenzi continue pe poartă. Aceasta se realizează prin legarea împreună a termina-

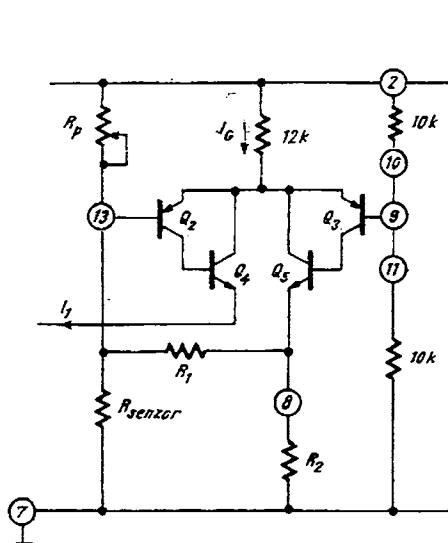


Fig. 2.106. Modul de corectare al terminalului 8 al circuitului CA 3058 pentru a realiza o funcționare cu histerezis.

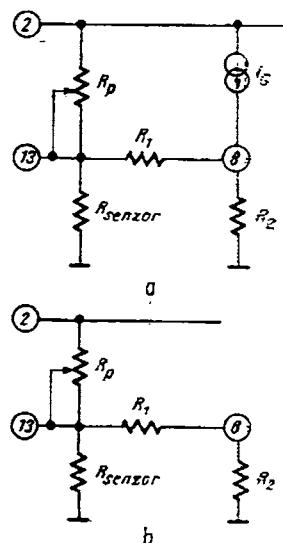


Fig. 2.107. Schemele electrice pentru calculul valorilor R_S^I (a), și R_S^G , (b)

lelor 12 și 7 ceea ce are ca efect anularea funcționării detectorului de nul, format de diodele $D_1 - D_6$ (vezi figura 2.104). În acest caz tranzistorul Q_1 este comandat doar de către ieșirea comparatorului și deci se generează impuls pentru triac în funcție de comparația dintre v_{13} și v_9 . Această proprietate a circuitului este utilă în cazul comenzi unor sarcini inductive.

O altă particularitate a acestui circuit este legată de posibilitatea funcționării cu comandă cu histerezis. Acest lucru se realizează legînd terminalul 8 al circuitului ca în figura 2.106. (se reamintește că $I_1 = 0$ înseamnă generație de impulsuri la ieșire și $I_1 \neq 0$ înseamnă blocarea impulsurilor la ieșire). În continuare se vor calcula cele două valori pentru R_{SENZOR} care determină blocarea (R_S^I), respectiv generarea (R_S^G) impulsurilor de comandă.

Fie o situație inițială de generare de impulsuri ($v_{13} > v_9$). Comparatorul conduce curent cu ramura Q_3, Q_5 și deci situația de analizat este cea din figura 2.107, a. Expresia tensiunii v_{13} , calculată prin superpoziția surselor V_2 și I_g și presupunind $R_1 \gg R_2$ este dată de:

$$v_{13} = \frac{R_1 \| R_{SENZOR}}{R_1 \| R_{SENZOR} + R_P} V_2 + \frac{R_P \| R_{SENZOR}}{(R_P \| R_{SENZOR}) + R_1} I_g \cdot R_2.$$

Bascularea comparatorului se va petrece atunci cînd

$$v_{13} = v_9 = \frac{1}{2} V_2.$$

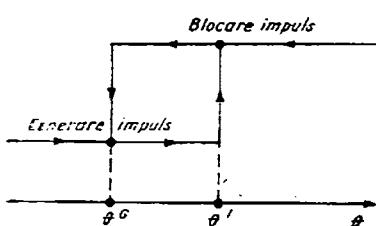


Fig. 2.108. Funcționarea cu histerezis în temperatură a circuitului CA 3058.

Se obține următoarea ecuație

$$\frac{1}{2} V_2 = \frac{R_1 \parallel R_S^I}{R_1 \parallel R_S^I + R_P} V_2 + \frac{R_P \parallel R_S^I}{(R_P \parallel R_S^I) + R_1} I_G R_2 \quad (2.130)$$

din care se determină R_S^I .

Fie acum o situație inițială de blocare a impulsurilor de comandă; comparatorul conduce deci cu ramura Q_2 și Q_4 . Modelul de calcul pentru R_S^I este prezentat în figura 2.107.b. Rezultă imediat:

$$V_{13} = \frac{R_1 \parallel R_{SENZOR}}{(R_1 \parallel R_{SENZOR}) + R_P} V_2.$$

Comparatorul basculează atunci cînd $v_{13} = v_9 = \frac{1}{2} V_2$, deci rezultă ecuația:

$$\frac{1}{2} V_2 = \frac{R_1 \parallel R_S^G}{(R_1 \parallel R_S^G) + R_P} V_2 \quad (2.131)$$

din care se determină R_S^G .

Dacă R_{SENZOR} este un termistor cu coeficient negativ de temperatură, acest histerezis se regăsește într-un histerezis de temperatură (vezi figura 2.108). Importanța acestei facilități a fost subliniată în § 2.4.13.

BIBLIOGRAFIE

1. M. Bodca, s. a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. II, Editura Tehnică, București, 1980.
2. * * * Tiristoare și triace, IPRS-BĂNEASA, Normă internă.
3. * * * Applications with Triacs and Thyristors(2), AEG-TELEFUNKEN
4. * * * Thyristor-Austeur — Schaltkreis UAA 145 AEG-TELEFUNKEN.
5. * * * Design Examples of Semiconductor Circuits SIEMENS, 1978/79.
6. * * * Integrated Circuits Data book, AEG-TELEFUNKEN, 1980.
7. * * * Lineare Schaltnugen, Datenbuch, SIEMENS, 1981/82.

3.1. Prezentarea circuitului

Circuitul integrat $\beta A726$ conține două tranzistoare monolitice $n-p-n$ total independente și o oglindă de curent simplă, accesibile direct utilizatorului. Alături de aceste componente pe cip există un circuit care îi menține constantă temperatura în raport cu variațiile temperaturii ambiante. Acest circuit are deci rolul unui termostat care este complet izolat din punct de vedere electric de cele două tranzistoare și oglinda de curent.

Aplicațiile circuitului sunt în general aceleia care valorifică reducerea sensibilității caracteristicilor tranzistoarelor și oglinzelor de curent față de variațiile de temperatură ale mediului ambiant.

Notă. La *IPRS-BĂNEASA* se află în curs de omologare o versiune reproiectată a circuitului, denumită $\beta A726X$, care oferă caracteristici electrice și de imperechere electrică și termică superioare pentru tranzistoarele termostatare în comparație cu tranzistoarele din $\beta A726$; partea de termostat are aceeași schemă dar rezistența externă care fixează temperatura de termostatare are — pentru aceeași temperatură de termostatare — valori de 3—4 ori mai mici la $\beta A726X$ în comparație cu $\beta A726$. Circuitul $\beta A726X$ nu mai are inclusă pe cip oglinda de curent. În rest cele două circuite sunt compatibile terminal cu terminal.

Schema bloc a circuitului $\beta A 726$ este prezentată în figura 3.1. Cele două tranzistoare sunt foarte bine imperecheate deoarece au aceeași geometrie și sunt procesate simultan.

Termostatul, sau „*BLOC DE TERMOSTATARE*” în figura 3.1, are rolul de a asigura o temperatură constantă circuitului indiferent de temperatura ambiantă. Datorită modului de funcționare al termostatului, trebuie ca temperatura de termostatare să fie superioară temperaturii maxime a mediului ambiant.

„*SENZORUL DE TEMPERATURĂ*” furnizează curentul I_T ce depinde de temperatura cipului.

„*CIRCUITUL DE LIMITARE CURENT*” determină valoarea maximă a curentului de încălzire la pornirea circuitului, atunci când cipul este rece.

„*ELEMENTUL DE ÎNCĂLZIRE A CIPULUI*” este format dintr-un circuit ce asigură încălzirea electrică a circuitului (în esență un tranzistor care

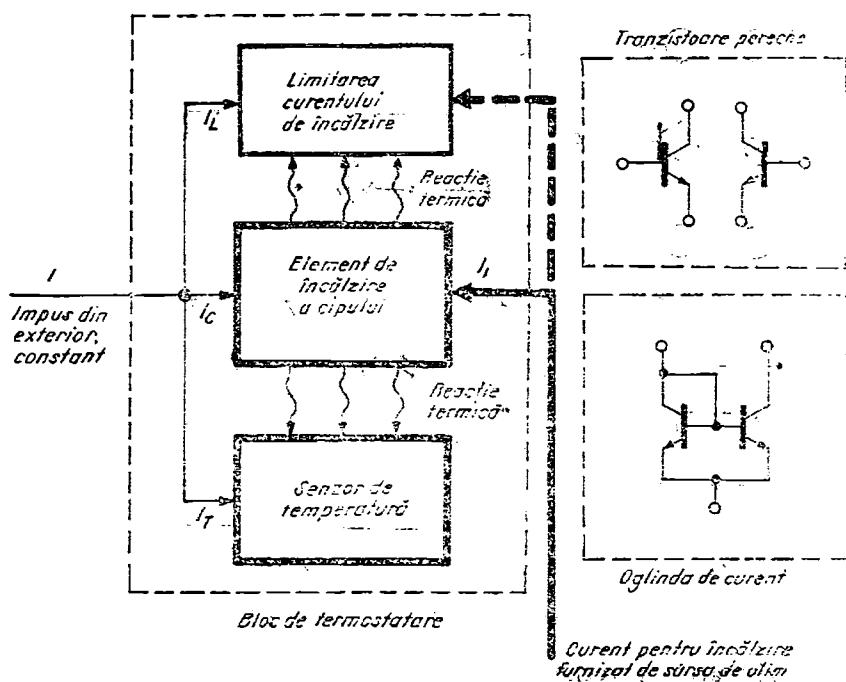


Fig. 3.1. Schema bloc a circuitului βA726.

dissipa putere) și va limita curentul de încălzire I_I la o valoare determinată. O dată cu încălzirea cipului senzorul de temperatură determină creșterea curentului I_T și comandă scăderea lui I_C ; deci, senzorul de temperatură produce, prin curentul său I_T , o reacție negativă asupra curentului I_I , astfel încât după trecerea regimului tranzistorului termic, temperatura cipului și curentul I_I se stabilizează la o valoare constantă în timp.

Conform celor prezentate, efectul de termostatare apare astfel: Să presupunem că temperatura ambiantă crește; atunci, și temperatura cipului trebuie să crească, deci I_T va crește, determinând scăderea curentului de încălzire I_I . Aceasta va însemna scăderea temperaturii cipului. Bucla de reglaj determinată de reacția negativă introdusă de curentul I_T va menține constantă temperatura cipului în timp ce curentul de încălzire va crește, sau va scădea după cum temperatura ambiantă scade sau crește.

3.2. Schema electrică

Schema electrică a circuitului βA726 este prezentată în figura 3.2.

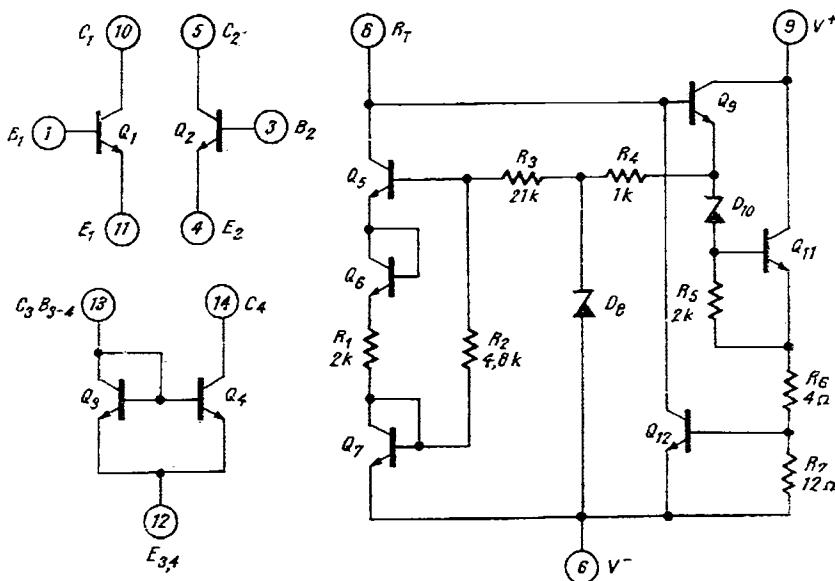


Fig. 3.2. Schema electrică a circuitului BAA716.

3.2.1. Tranzistoarele pereche

În schema acestui circuit integrat partea de interes major pentru utilizator o constituie cele două tranzistoare pereche. Caracteristicile acestor două tranzistoare Q_1 și Q_2 sunt practic identice. De asemenea, datorită posibilității de a folosi termostatarea, caracteristicile electrice pentru Q_1 și Q_2 sunt puternic desensibilizate față de variațiile temperaturii ambiante. Chiar și în cazul nefolosirii termostatului, Q_1 și Q_2 pot constitui o soluție pentru schemele ce necesită tranzistoare perechi. Așa cum se observă și din figura 3.2, cele două tranzistoare Q_1 și Q_2 sunt independente și total accesibile în exterior.

3.2.2. Oglinda de curent

Această configurație de tranzistoare, formată din Q_3 și Q_4 (vezi figura 3.2) are rolul de a genera un curent practic egal cu cel de comandă (vezi figura 3.3), I_{COM} .

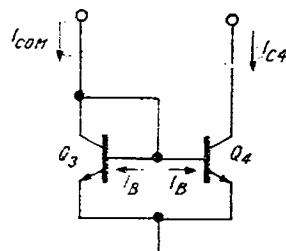


Fig. 3.3. Oglinda de curent din BAA716.

Dacă ținem cont de ciștigul de curent β al tranzistoarelor, se obține:

$$I_{C4} = I_{COM} \frac{\beta}{\beta + 2}. \quad (3.1)$$

Relația 3.1 arată că datorită ciștigului în curent de valoare finită, egalitatea $I_{C4} = I_{COM}$ se realizează cu o eroare ce depinde de valoarea lui β ; de exemplu pentru $\beta = 100$, eroarea introdusă va fi de 2%.

Altă sursă de eroare pentru egalitatea curentilor I_{C4} și I_{COM} o constituie rezistența de ieșire a tranzistorului Q_4 . Considerind pentru tranzistor schema echivalentă Giacoletto (vezi figura 3.4) rezultă:

$$i_{C4} = \frac{r_o}{R_L + r_o} \frac{\beta}{\beta + 2} i_{COM}. \quad (3.2)$$

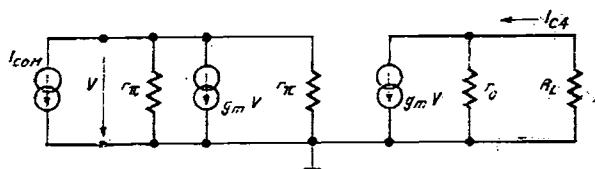


Fig. 3.4. Schema echivalentă de c.a., semnal mic, a oglinziei de curent.

Relația 3.2 arată că eroarea datorată valorii lui r_o depinde de raportul $\frac{r_o}{R_L}$, dacă $R_L = 0$ sau $r_o = \infty$, eroarea este nulă. O aproximare practică a erorii oglinziei de curent, datorită valorii finite a lui β și a lui r_o este:

$$\frac{i_{COM} - i_{C4}}{i_{COM}} \approx \frac{2}{\beta} + \frac{R_L}{r_o} \quad (3.3)$$

3.2.3. Termostatul

Schema electrică a termostatului este indicată în figura 3.5 (R_T este o rezistență conectată în exterior prin care se reglează valoarea temperaturii cipului).

Elementul care încălzește cipul este tranzistorul Q_{11} prin intermediul puterii pe care o disipa egală cu $V_{BE11} I_{C11}$. Ca urmare reglajul puterii disipate — deci și a temperaturii cipului — se reduce la controlul curentului I_{C11} . Deoarece $I_{C11} \sim I_{B9}$ (vezi figura 3.5) iar

$$I_{B9} = I_s - I_{C5}^*) \quad (3.4)$$

analiza mecanismului de reglaj a temperaturii cipului trebuie să ia în discuție dependența de temperatură a curentilor I_s , I_{C5} .

* Tranzistorul Q_{12} limitează curentul prin Q_{11} la pornire, atunci cind cipul este rece, la o valoare $V_{BE12}/R_T \approx 50$ mA. Mecanismul de limitare este clar: atât timp cât Q_{12} este deschis el deturnează la masă creșterea ulterioară a curentului I_{B9} , pe care astfel nu o mai regăsim amplificată cu (aproximativ) $\beta_9 \beta_{11}$ în curentul de încălzire. După prima etapă a regimului tranzistorului Q_{12} se blochează astfel că în această analiză vom presupune că $I_{C12} = 0$.

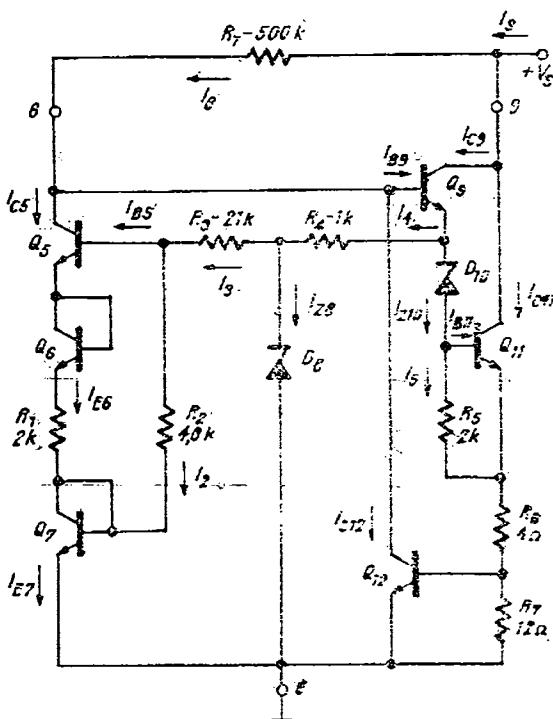


Fig. 3.5. Schema termostatului.

Expresiile curentilor I_{c5} și I_s sunt:

$$I_{c5} = \frac{(V_{z8} - V_{BE7}) \frac{R_2}{R_2 + R_3} - V_{BE5} - V_{BE6}}{R_1}, \quad (3.5)$$

$$I_s = \frac{V_s - V_{BES} - V_{z10} - V_{BE11}}{R_r}. \quad (3.6)$$

Diodele Zener care rezultă în procesul de fabricație a circuitului 3A726 au o tensiune de circa 7 V pentru care coeficientul de temperatură $dV_z/dT > 0$. Tensiunea bază-emitor are un coeficient de temperatură negativ, $dV_{BE}/dT < 0$.

Se obține

$$dI_{c5}/dT > 0, \quad (3.7)$$

$$dI_s/dT \approx 0, \quad (3.8)$$

Tranzistoarele Q_5 și Q_6 „citesc“ temperatură cipului (ele sunt senzori de temperatură), închizând o buclă de reacție electrotermică negativă. Întradevăr dacă, de exemplu, cipul este mai rece decât indică valoarea prescrisă

în baza lui Q_9 se injectează un curent suplimentar ($I_s \approx \text{const.}$, $I_{c5} \downarrow$ deci $I_{B9} \uparrow$), ceea ce conduce la mărirea puterii disipate de Q_{11} și implicit la creșterea temperaturii cipului. Bucla de reacție termică poate fi descrisă prin relația:

$$\beta_9 \beta_{11} (I_s - I_{c5}) V_s R_{th} = T - T_a. \quad (3.9)$$

Relația precedentă împreună cu variația curentului I_{c5} cu temperatura, $I_{c5} = I_{c5}(T)$ unde $I_{c5}(T)$ este o funcție ce va fi determinată în continuare, conduc la reprezentarea grafică din figura 3.6, de unde se obține temperatura de termostatare.

Deoarece $dI_{c5}/dT > 0$ rezultă că temperatura cipului, T , crește o dată cu creșterea curentului I_s , deci o dată cu scăderea valorii rezistenței R_T și invers.

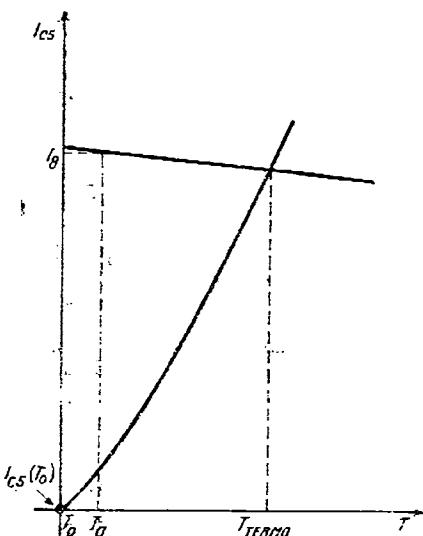


Fig. 3.6. Dependența (calitativ) a curentului I_{c5} și I_s de temperatura cipului.

Pentru evaluarea cantitativă a funcționării termostatului, se determină în continuare dependența de temperatură a curentului I_{c5} ; ținând seama de relația 3.5, prin derivarea în raport cu temperatura absolută, T , rezultă:

$$\frac{dI_{c5}}{dT} = \frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)} \left(\frac{dV_{Z8}}{dT} - \frac{dV_{BE}}{dT} \right) - \frac{1}{R_1} \left(\frac{dV_{BE5}}{dT} + \frac{dV_{nBE}}{dT} \right). \quad (3.10)$$

Pentru tensiunea V_{BE} există relația¹:

$$V_{BE} = \frac{E_G}{q} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0} - n \frac{kT}{q} \ln \frac{T_0}{T} + \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)}, \quad (3.11)$$

unde

$$V_{BE0} = V_{BE}[T_0, I_C(T_0)].$$

Această relație se derivează membru cu membru și se obține

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q} \right] \frac{1}{T_0} + \frac{V_{T0}}{T_0} \left[-n - n \ln \frac{T_0}{T} - \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)} \right] + \frac{V_{T0}}{T_0} \frac{T}{I_C} \frac{dI_C}{dT},$$

Relația precedentă poate fi reescrisă astfel:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} = \alpha_D(T, I_C) + \frac{V_{T0}}{T_0} \frac{T}{I_C} \frac{dI_C}{dT} \quad (3.12)$$

unde

$$\alpha_D = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q} \right] \frac{1}{T_0} + \frac{V_{T0}}{T_0} \left[-n + n \ln \frac{T_0}{T} + \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)} \right]$$

Deoarece pentru domeniile de temperatură obișnuite ($0^{\circ}\text{C} \dots + 100^{\circ}\text{C}$) se poate neglijă contribuția termenului logaritmic din expresia lui $\alpha_D(T, I_C)$ se obține:

$$\alpha_D(T, I_C) \approx \alpha_D(I_C) = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{V_{T_0}}{T_0} \ln \frac{I_C}{I_C(T_0)} \quad (3.13)$$

unde

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = \left[V_{BE0} - \frac{E_G}{q} \right] \frac{1}{T_0} - n \frac{V_{T_0}}{T_0} \quad (3.14)$$

Considerind $T_0 = 300^{\circ}\text{K}$ și $I_C(T_0) = 10 \mu\text{A}$, din considerante tehnologice se obține în cazul circuitului 3A726 valoarea:

$$\alpha_D[I_C(T_0)] = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{K} \quad (3.15)$$

În continuare se determină valorile derivatelor ce apar în relația 3.11.

– Deoarece curentul prin dioda Zener D_3

$$I_{Z_3} \approx \frac{V_{BE11}}{R_4} = \frac{0.65 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 0.65 \text{ mA},$$

se poate considera constant, atunci se obține:

$$\frac{dV_{Z_3}}{dT} = \frac{dV_{Z_3}}{dT} \Big|_{Z_3=\text{ct.}} = \alpha_Z$$

Pentru procesul tehnologic al circuitului 3A726, α_Z are valoarea tipică

$$\alpha_Z = +2,8 \text{ mV/}^{\circ}\text{K}. \quad (3.16)$$

– Prin tranzistorul Q_7 circulă curentul

$$I_{C7} \approx \frac{V_{BE5} + V_{BE6}}{R_3} = \frac{2 \times 0.65 \text{ V}}{4.8 \text{ k}\Omega} = 0.23 \text{ mA} \text{ (se neglijă } I_{C5} \text{, vezi relația 3.27)}$$

care fiind constant se poate scrie, folosind relațiile 3.12, 3.13 și 3.15:

$$\alpha_{D7} = \frac{dV_{BE7}}{dT} = -2 \text{ mV/}^{\circ}\text{K} + \frac{26 \text{ mV}}{300^{\circ}\text{K}} \ln \frac{230}{10} = -1,73 \text{ mV/}^{\circ}\text{K}. \quad (3.17)$$

– Din figura 3.5 se observă că prin tranzistoarele Q_5 și Q_6 curentii sunt egali, iar tranzistoarele având geometrii identice, se obține:

$$V_{BE5} = V_{BE6}$$

Cu observațiile precedente, relația 3.10 devine:

$$\frac{dI_{C5}}{dT} = -\frac{2}{R_1} \frac{dV_{BE5}}{dT} + \frac{R_2}{R_1(R_2 + R_3)} (\alpha_Z - \alpha_{D7}) \quad (3.18)$$

Conform relațiilor 3.12 și 3.13 se obține:

$$\frac{dV_{BE5}}{dT} = \alpha_D(I_{C5}) + \frac{V_{T_0}}{T_0} \frac{T}{I_{C5}} \frac{dI_{C5}}{dT}. \quad (3.19)$$

Vom considera, pentru simplificarea calculelor, că $\alpha_D(I_{C5}) = \alpha_{D5} \approx \text{ct.}$; cu relațiile 3.18 și 3.19 se formează ecuația diferențială:

$$\frac{dI_{C5}}{dT} = \frac{A \frac{I_{C5}}{T}}{B + \frac{I_{C5}}{T}}, \quad (3.20)$$

unde

$$A = \frac{1}{R_1} \left[-2\alpha_{D5} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} (\alpha_Z - \alpha_{D7}) \right], \quad (3.21)$$

$$B = \frac{2V_{T0}}{R_1 T_0} = 0,086 \text{ } \mu\text{A}/^\circ\text{K}. \quad (3.22)$$

Se observă că raportul A/B nu depinde de valoarea rezistenței R_1 . Soluția ecuației 3.20 este

$$I_{C5} = Tu(T),$$

unde $u(T)$ este definită implicit prin relația:

$$u^{\frac{B}{A-B}} = K_0 T |u - A + B|^{\frac{A}{A-B}}, \quad (3.23)$$

K_0 fiind o constantă ce se determină din condiții initiale.

Pentru explicitarea relației 3.23 se ține seama de faptul că rezistența R_T se alege în cele mai multe cazuri de valoare 500 kΩ, având valoarea minimă de 100 kΩ. Deoarece temperatura de termocstătare (pentru care se calculează I_{C5}) este pozitivă, rezultă:

$$R_T \geq 100 \text{ k}\Omega,$$

$$T \geq 273^\circ\text{K},$$

valori care conduc cu ajutorul relației 3.7 la rezultatul

$$u = \frac{I_{C5}}{T} < \frac{I_s(R_T = 100 \text{ k}\Omega)}{273^\circ\text{K}} = \frac{30\text{V} - 0,65\text{V} - 7\text{V} - 0,65\text{V}}{273^\circ\text{K} \times 100 \text{ k}\Omega} = 0,79 \text{ } \mu\text{A}/^\circ\text{K}.$$

Considerind valoarea aproximativă $\alpha_{D5} = -2 \text{ mV}^\circ/\text{K}$, cu relațiile 3.17, 3.21, 3.22 și rezultatul precedent, se obține:

$$A - B - u \geq 2,42 \text{ } \mu\text{A}/^\circ\text{K} - 0,086 \text{ } \mu\text{A}/^\circ\text{K} - 0,79 \text{ } \mu\text{A}/^\circ\text{K} > 0.$$

Cu acest rezultat se poate explicita modulul din relația 3.23:

$$|u - A + B| = A - B - u. \quad (3.24)$$

Preluând relația 3.23 ținând seama de relația 3.24, se obține:

$$T = \frac{I_{C5}}{A - B} + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left(\frac{I_{C5}}{I_{C50}} \right)^{\frac{B}{A}} \quad (3.25)$$

unde

$$I_{C50} = I_{C5}(T_0).$$

Valoarea curentului I_{C50} este soluția următoarei ecuații neliniare:

$$R_1 I_{C50} = (V_{Z8} - V_{BE7}) \frac{R_2}{R_2 + R_3} - 2V_{T0} \ln \frac{I_{C50}}{I_s(T_0)} \quad (3.26)$$

căpănată din relația 3.6, în care s-a ținut seama că $V_{BE5} = V_{BE6}$ și $T = T_0$.

Trecind la valorile numerice corespunzătoare figurii 3.5 precum și procesului tehnologic [$I_s(T_0) = 0,75 \times 10^{-16} \text{ A}$, $V_Z = 7 \text{ V}$, $V_{BE7} = 0,65 \text{ V}$], se determină prin calcul soluția ecuației 3.26:

$$I_C(T_0) = I_{C50} = 0,55 \text{ } \mu\text{A}. \quad (3.27)$$

Temperatura de termostatare se poate evalua acum ca soluție a sistemului format cu ajutorul relațiilor 3.9 și 3.25:

$$\begin{aligned} I_{C3} &= I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}}, \\ T &= \frac{I_{C5}}{A - B} + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left(\frac{I_{C5}}{I_{C50}} \right)^{\frac{B}{A}}, \end{aligned} \quad (3.28)$$

considerind $\beta_9 = \beta_{11} = \beta$ în relația 3.9.

Valorile pentru mărimile B , I_{C50} , I_8 se obțin din relațiile 3.22, 3.27, 3.6, iar valoarea lui A se calculează astfel:

(a) Se consideră soluția aproximativă a sistemului 3.28

$$I_{C5} \approx I_8;$$

(b) pentru coeficientul α_{D5} vom considera valoarea medie

$$\alpha_{D5} = \frac{\alpha_{D5}(I_{C50}) + \alpha_{D5}(I_8)}{2},$$

Cu ajutorul relației 3.12 se obține:

$$\alpha_{D5} = \alpha_D[I_C(T_0)] + \frac{1}{2} \frac{V_{T0}}{T_0} \ln \frac{I_{C50} I_8}{I^2 C(T_0)} \quad (3.29)$$

Acum valoarea lui A se poate determina cu relațiile 3.21, 3.29, 3.27, 3.6, 3.16, 3.17.

Soluția sistemului 3.28 se poate obține grafic, la intersecția celor două caracteristici $I_{C5}(T)$; de asemenea soluția se poate obține numeric prin rezolvarea ecuației neliniare:

$$T = \frac{1}{A - B} \left(I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} \right) + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left[\frac{1}{I_{C50}} \left(I_8 - \frac{T - T_a}{\beta^2 V_S R_{th}} \right) \right]^{\frac{B}{A}} \quad (3.30)$$

Pentru rezolvarea numerică a ecuației 3.30 se consideră valorile:

$$\beta = 100$$

$$V_S = 30 \text{ V}$$

$$R_{th} = 200^\circ\text{C}/\text{W}$$

$$T_a = 300^\circ\text{K}$$

$$R_T = 500 \text{ k}\Omega$$

Curentul I_8 se calculează cu relația 3.6:

$$I_8 = \frac{30 \text{ V} - 0,65 \text{ V} - 7 \text{ V} - 0,65 \text{ V}}{500 \text{ k}\Omega} = 43,4 \mu\text{A}. \quad (3.31)$$

Coefficientul α_{D5} se determină cu relațiile 3.15, 3.27, 3.31, 3.29:

$$\alpha_{D5} = -2 \text{ mV}/^\circ\text{K} + \frac{1}{2} \frac{26 \text{ mV}}{300^\circ\text{K}} \ln \frac{43,4 \times 0,55}{10^2} = -2,06 \text{ mV}/^\circ\text{K}. \quad (3.32)$$

Cu relațiile 3.21, 3.16, 3.17, 3.32 se calculează valoarea lui A :

$$A = \frac{1}{2} \left[2 \times 2,06 + \right. \\ \left. + \frac{4,8}{25,8} \cdot 2,8 + 1,73 \right] \mu\text{A}/^\circ\text{K} = 3,38 \mu\text{A}/^\circ\text{K}. \quad (3.33)$$

Soluția grafică este dată în figura 3.7; se obține $T_{TERMO} = 349^\circ\text{K}$ (76°C).

Soluția numerică a ecuației 3.30 se determină ținând seama de valorile pentru A , B , I_s , I_{C50} obținute din relațiile 3.33, 3.22, 3.31, 3.27:

$$T_{TERMO} \approx 349^\circ\text{K} (76^\circ\text{C}) \quad (3.34)$$

Pentru soluția ecuației 3.30 există o formă analitică aproximativă, ce se obține ținând seama de următoarea observație:

$$\frac{T_{TERMO} - T_a}{\beta^2 V_s R_{th}} = \frac{349 - 300}{100^2 \times 30 \times 200 \times 10^{-6}} \mu\text{A} = \\ = 0,82 \mu\text{A} \ll I_s = 43,4 \mu\text{A}.$$

Se obține cu aproximarea precedentă următoarea formă analitică pentru soluția ecuației 3.30:

$$T_{TERMO} = \frac{I_s}{A - B} + \\ + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left(\frac{I_s}{I_{C50}} \right)^{\frac{B}{A}} \quad (3.35)$$

Relația 3.35 furnizează, cu bună precizie valoarea temperaturii de termostatare.

Valoarea temperaturii de termostatare comportă o discuție relativ la influența pe care o are dispersia tehnologică a mărimilor ce intervin în soluția ecuației 3.30.

Relațiile necesare acestei analize sunt următoarele:

$$T_{TERMO} = \frac{1}{A - B} \left(I_s - \frac{T_{TERMO} - T_a}{\beta^2 V_s R_{th}} \right) + \\ + \left(T_0 - \frac{I_{C50}}{A - B} \right) \left[\frac{1}{I_{C50}} \left(I_s - \frac{T_{TERMO} - T_a}{\beta^2 V_s R_{th}} \right) \right]^{\frac{B}{A}},$$

$$R_1 I_{C50} + 2V_{TO} \ln \frac{I_{C50}}{I_s(T_0)} = (V_Z - V_{BE}) \frac{R_2}{R_2 + R_3},$$

$$A = \frac{1}{R_1} \left[-2\alpha_{D5} + \frac{R_2}{R_2 + R_3} (\alpha_Z - \alpha_{D7}) \right],$$

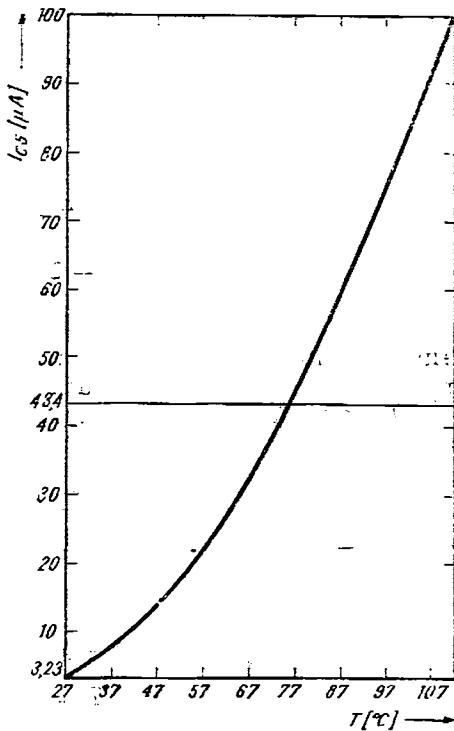


Fig. 3.7. Soluția grafică a ecuației 3.30.

$$\alpha_{D5} = \alpha_D [I_C(T_0)] + \frac{1}{2} \frac{V_{T0}}{T_0} \ln \frac{I_8 I_{C50}}{I_C^2(T_0)} \quad (3.36)$$

$$\alpha_{D7} = \alpha_D [I_C(T_0)] + \frac{V_{T0}}{T_0} \ln \frac{I_{C7}^2}{I(T_0)}$$

$$\alpha_D [I_C(T_0)] = \left[V_{T0} \ln \frac{I_C(T_0)}{I_c(T_0)} - \frac{E_G}{q} \right] \frac{1}{T_0} - \frac{n V_{T0}}{T_0}$$

$$I_8 = \frac{V_s - 2V_{BE} - V_z}{R_T}.$$

Prin diferențe finite, cu ajutorul relațiilor 3.36, făcind aproximățiile ce se impun, se obțin rezultatele următoare.

Dispersia temperaturii termostatului, T_{TERMO} , în raport cu dispersia parametrului $I_s(T_0)$:

$$\Delta T_{TERMO} \approx \frac{B}{A} \left[\frac{\frac{I_8 + BT_0 \ln \frac{I_8}{I_{C50}}}{A} + \frac{1}{\frac{R_1 I_8}{2V_{T0}} + \frac{I_8}{I_{C50}}} \left(T_0 - \frac{I_8}{B} \right)}{\frac{R_1 I_8}{2V_{T0}} + \frac{I_8}{I_{C50}}} \right] \frac{\Delta I_s(T_0)}{I_s(T_0)} \quad (3.37)$$

Pentru o dispersie de 1:4 a parametrului $I_s(T_0)$ se obține

$$T_{TERMO} = +11,67^\circ\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia tensiunii V_z :

$$\Delta T_{TERMO} \approx \frac{1}{A} \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} \frac{B}{\frac{R_1 I_8}{2V_{T0}} + \frac{I_8}{I_{C50}}} + \frac{1}{R_T} \right) \Delta V_z. \quad (3.38)$$

Considerînd pentru dispersia ΔV_z valoarea $\pm 0,3$ V se obține

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 0,26^\circ\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia rezistenței R_1

$$\Delta T_{TERMO} \approx \frac{I_8}{A} \frac{\Delta R_1}{R_1}. \quad (3.39)$$

Se consideră pentru R_1 o dispersie $\pm 20\%$ și se obține

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 3,72^\circ\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia parametrului β

$$\Delta T_{TERMO} \approx \frac{T_{TERMO} - T_a}{A \beta^2 V_s R_n} \frac{2 \Delta \beta}{\beta}. \quad (3.40)$$

Se consideră pentru parametrul β o dispersie $\pm 50\%$, și rezultă:

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 0,21^\circ\text{K}.$$

Dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu dispersia rezistenței termice a capsulei:

$$\Delta T_{TERMO} \approx \frac{T_{TERMO} - T_a}{A\beta^2 V_s R_{th}} \frac{\Delta R_{th}}{R_{th}} \quad (3.41)$$

Se consideră pentru parametrul R_{th} o dispersie $\pm 20\%$ și obținem:

$$\Delta T_{TERMO} = \pm 0,041^\circ\text{K}$$

Tinând seama de dispersia temperaturii T_{TERMO} în raport cu parametrii tehnologici $I_s(T_a)$, V_z , R_1 , β , R_{th} , conform cu relațiile 3.37, 3.38, 3.39, 3.40, 3.41, se obține pentru dispersia totală valoarea:

$$\Delta T_{TERMO} = \pm (11,67 + 0,26 + 3,72 + 0,21 + 0,041) = \pm 16^\circ\text{K}. \quad (3.42)$$

Cu rezultatul obținut în relația 3.42, se poate calcula în cazul valorii temperaturii de termostatare obținută în relația 3.34:

$$\frac{\Delta T_{TERMO}}{T_{TERMO}} = \pm 4,6\%.$$

Din rezultatele obținute mai sus se desprind următoarele concluzii:

- (a) Dispersia valorii curentului $I_s(T_a)$ afectează în primul rînd temperatura de termostatare; o influență importantă are și dispersia rezistenței R_1 .
- (b) Dispersia tensiunii V_z , a parametrului β și a rezistenței termice R_{th} nu afectează, practic, valoarea temperaturii de termostatare, acestea fiind corecții de ordinul doi.

De asemenea, cu ajutorul relațiilor 3.36 se determină influența temperaturii mediului ambiant (T_a) asupra temperaturii de termostatare,

$$\frac{\Delta T_{TERMO}}{\Delta T_a} = \frac{1}{A\beta^2 V_s R_{th}} = 0,53\%. \quad (3.43)$$

Dacă se consideră pentru temperatura ambiantă valoarea de 300°K , o variație de $\pm 20^\circ\text{C}$ în jurul acestei valori conduce la o variație a temperaturii de termostatare, conform relației 3.43;

$$\Delta T_{TERMO} \approx \pm 0,1^\circ\text{C}.$$

Relația 3.43 permite evaluarea factorului de rejecție a temperaturii ambiante:

$$ATRR = \frac{\Delta T_a}{\Delta T_{TERMO}} = A\beta^2 V_s R_{th} = 189. \quad (3.44)$$

Din relația 3.44 se observă că factorul de rejecție nu depinde de valoarea temperaturii de termostatare, însă depinde direct proporțional de parametrii β , R_{th} , A (considerind tensiunea de alimentare, V_s , de valoare fixă).

3.3. Parametri

3.3.1. Performanțele circuitului

Performanțele circuitului² sunt prezentate în *Tabelul 3.1* și figurile 3.8 și 3.9.

Tabelul 3.1

PA 726

Tranzistoare termostatare

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare a termostatului	V_{9-6}	36 V
Curentul admisibil prin orice tranzistor	I_C	5 mA
Tensiunea de străpungere colector-bază	V_{CBO}	40 V
Tensiunea de străpungere emitor-bază	V_{EBO}	5 V
Tensiunea de străpungere colector-emitor V	V_{CEO}	36 V
Tensiunea de străpungere între orice terminal al capsulei și substrat (terminal 6)	V_{IZ}	40 V

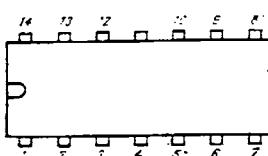
Notă : Toate mărimile de mai sus sunt date la
 $T_a = 25^\circ\text{C}$, având termostatul în funcțiune
fixat la $T_f = 100^\circ\text{C}$

Gama temperaturilor de stocare $-40^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$

Gama temperaturilor de funcționare $0^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$

Temperatura maximă a jonctiunilor $+125^\circ\text{C}$

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsulă TO 116
vedere de sus

Tabelul 3.1 (continuare)

3A726

1 B_1	8 R_T (reglaj temperatură)
2 Neconectat	9 V^+
3 B_2	10 C_1
4 E_2	11 E_1
5 C_2	12 $E_{3,4}$
6 V^-	13 C_3B_{3-4}
7 Neconectat	14 C_4

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = 25^\circ C$ și cu termostatul în funcțiune dacă nu se specifică astfel)

Parametrul	Simbol	Condiții de măsură	Min	Tip	Max.	Unități
Curentul de alimentare al termostatului		$V_{9-6} = 30 V$ $R_{8-9} = 500 k\Omega$			20	mA
Vîrful de curent absorbit la conectarea alimentării		$V_{9-6} = 30 V$ $R_{8-9} = 500 k\Omega$			60	mA
Tensiunea de offset a perechii de tranzistoare	$\pm V_{OS}$	$I_{C1} = I_{C2} = 100 \mu A$ $V_{CE1} = V_{CE2} = 5 V$ $R_{8-9} = 500 k\Omega$				mV
Curentii de bază ai tranzistoarelor Q_1, Q_2	I_{B1}, I_{B2}	$V_{CE1} = V_{CE2} = 5 V$ $R_{8-9} = 500 k\Omega$ $I_{C1} = I_{C2} = 100 \mu A$ $I_{C1} = I_{C2} = 10 \mu A$			2 0,5	μA
Precizia oglinziei de curent	I_{C4}/I_{C3}	$I_{C3} = 100 \mu A$			± 20	
Temperatura de termostatare	T_{TERMO}	$R_{8-9} = 500 k\Omega$			77	°C
Variatia temperaturii de termostatare	ΔT_{TERMO}	$R_{8-9} = 500 k\Omega$ $T_a = 0 \dots 70^\circ C$			2	°C

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistența termică jonctiune-ambiant	$R_{th, j-a}$	200°C/W
--------------------------------------	---------------	---------

Valorile limită absolută indicate în Tabelul 3.1 delimită doar domeniul admis pentru funcționarea circuitului. Neîncadrarea în aceste valori duce la diminuarea performanțelor circuitului sau chiar la distrugerea acestuia; de aceea, la proiectarea schemelor de aplicații, trebuie ca valorile limită absolută să nu fie depășite.

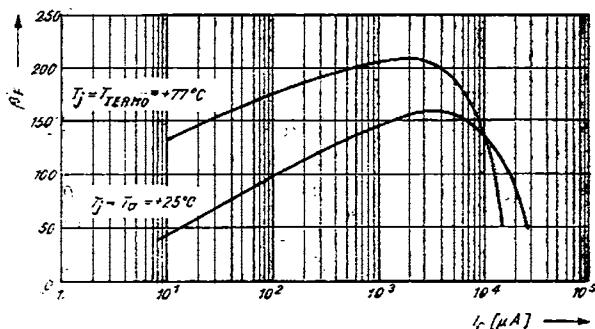


Fig. 3.8. Dependența parametruului β_F de curentul de colector, I_C .

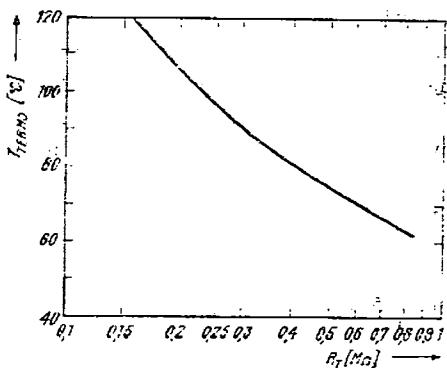


Fig. 3.9. Dependență tipică a temperaturii de termostatare de valoarea rezistenței R_T , (conectată între terminalele 8 și 9). Față de temperatură indicată în grafic temperatura reală poate varia cu $\pm 20\%$.

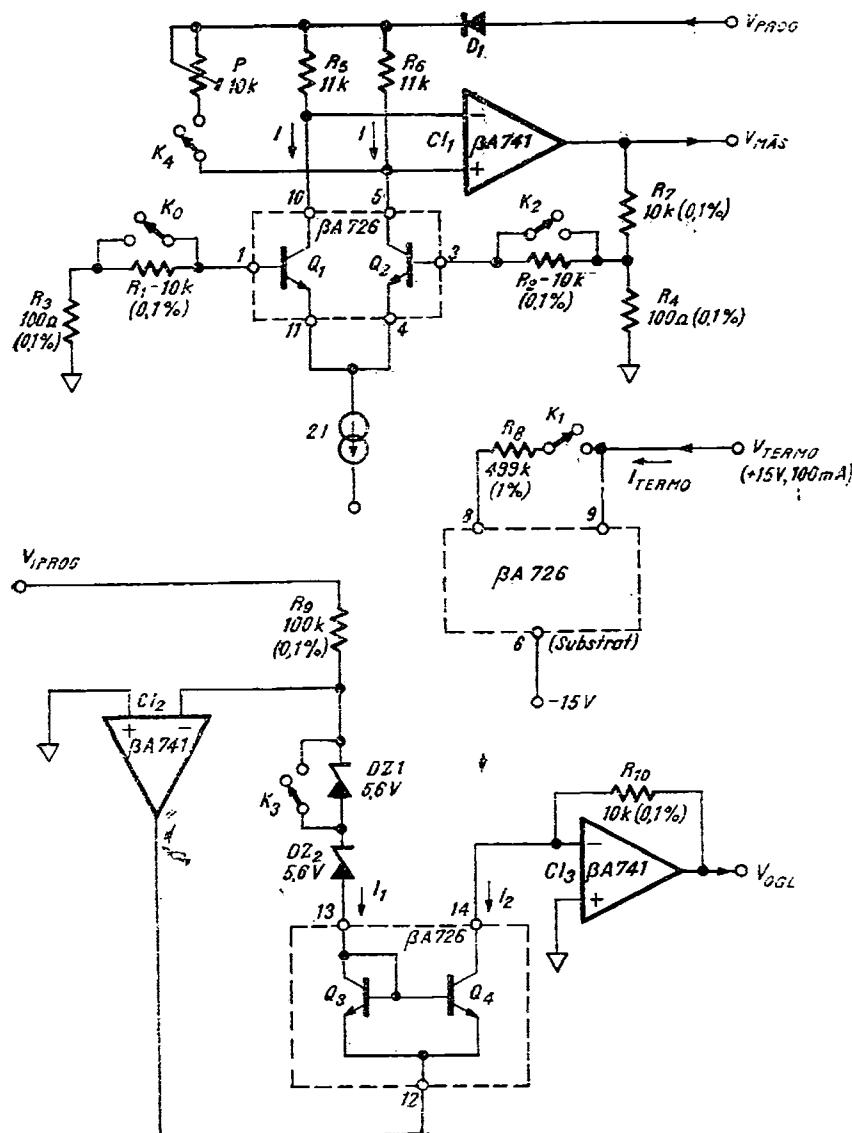
3.3.2. Măsurători la fabricant

La IPRS-BĂNEASA, testarea circuitului integrat $\beta A726$ se efectuează cu ajutorul calculatorului pe un sistem automat de măsurare.

Testarea circuitului integrat $\beta A726$ se face prin intermediul unei interfețe de test specifice, asociată sistemului. În continuare, se prezintă măsurările efectuate, conform programului de testare, precum și valorile aferente ale mărimilor măsurate, pentru care circuitul este considerat bun de livrare beneficiarilor.

În figura 3.10 este reprezentată schema simplificată a interfeței de test pentru $\beta A726$.

Prin programul de test se comandă acționarea releeelor K_0 , K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , în funcție de configurația de măsură necesară la momentul respectiv. Tensiunile continue și curenții menționați în fig. 3.10, respectiv V_{PROG} , V_{TERMO} , V_{MAS} , V_{OGL} , fie că sunt mărimi de excitare sau de măsură, se programează sau se măsoară digital, conform programului de testare al acestui circuit.

Fig. 3.10. Schema simplificată a interfeței de test a circuitului β A726.

În continuare se prezintă, pe scurt, secvența de măsură pentru acest circuit integrat.

(a) *Măsurarea tensiunii de offset a perechii de tranzistoare termostatate.*

Configurația de măsură se obține din figura 3.10 pentru cazul cînd releele K_0 și K_2 sunt închise.

Tensiunile colector — emitor ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sunt fixate prin alegerea convenabilă a mărimilor programabile V_{PROC} și I .

Tensiunea de offset este dată de relația

$$V_{os} = V_{MAS} \left(1 + \frac{R_7}{R_4} \right) = V_{MAS}/101. \quad (3.45)$$

Pentru $V_{CE} = 5$ V, $I = 10$ μ A și 100 μ A și $V_{CE} = 25$ V, $I = 100$ μ A la $T = T_{TERMO}$ (K_1 închis) se verifică faptul că

$$-2,9 \text{ mV} < V_{os} < 2,9 \text{ mV} \quad (3.46)$$

(b) *Măsurarea curentului de bază al tranzistoarelor termostatate.*

Configurația de testare corespunde figurii 3.10 în care pentru măsurarea curentului I_{B1} se închide K_2 iar pentru măsurarea curentului I_{B2} se închide K_0 . Se obține:

$$I_{B1} = \left(V_{os} - \frac{V_{MAS}}{1 + \frac{R_7}{R_4}} \right) \frac{1}{R_1 + R_3}, \quad (3.47)$$

$$I_{B2} = \left(\frac{V_{MAS}}{1 + \frac{R_7}{R_4}} - V_{os} \right) \frac{1}{R_2 + (R_4 || R_7)}. \quad (3.48)$$

Pentru $V_{CE} = 25$ V, $I = 100$ μ A se verifică faptul că

$$\max(I_{B1}, I_{B2}) < 1,8 \text{ } \mu\text{A}, \quad (3.49)$$

$$-0,4 \text{ } \mu\text{A} < I_{os} = I_{B2} - I_{B1} < 0,4 \text{ } \mu\text{A}; \quad (3.50)$$

pentru $V_{CE} = 5$ V, $I = 10$ μ A limitele devin

$$\max(I_{B1}, I_{B2}) < 280 \text{ nA} \quad (3.51)$$

$$-150 \text{ nA} < I_{os} < 150 \text{ nA} \quad (3.52)$$

(c) *Măsurarea factorului de transfer al oglinzii de curent.*

Configurația de măsură este dată în figura 3.10.

Tensiunea V_{CE4} se modifică prin acționarea comutatorului K_3 :

$$V_{CE4} (K_3 \text{ închis}) \approx 5,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 6,2 \text{ V}$$

$$V_{CE4} (K_3 \text{ deschis}) \approx 5,6 \text{ V} + 5,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 11,8 \text{ V}.$$

Curenții I_1 și I_2 au expresiile:

$$I_1 = V_{PROC}/R_9, I_2 = V_{OCL}/R_{10}. \quad (3.53)$$

La temperatura $T = T_{TERMO}$ (K_1 închis) pentru $V_{CE4} = 6,2$ V, $I = 100$ μ A se verifică faptul că

$$82 \text{ } \mu\text{A} < I_2 < 118 \text{ } \mu\text{A}.$$

Comandîndu-se deschiderea întrerupătorului K_3 se verifică valoarea rezistenței de ieșire

$$R_{ie} = \frac{V_{CE4}(K_3 \text{ deschis}) - V_{CE4}(K_3 \text{ închis})}{I_2(K_3 \text{ deschis}) - I_2(K_3 \text{ închis})} > 500 \text{ k}\Omega$$

(d) *Măsurarea temperaturii de lucru a termostatului.*

Configurația de măsură corespunde figurii 3.10 în cazul în care între-rupătoarele K_0 , K_1 , K_2 și K_4 sunt închise.

Pentru măsurarea temperaturii la care funcționează circuitul se utilizează dependența liniară de temperatură a diferenței între tensiunile bază-emitor a două tranzistoare care funcționează la curenți de colector diferenți.

Intr-adevăr, deoarece

$$I_{c1} = I_{s1} \left(e^{\frac{qV_{BE1}}{kT}} - 1 \right)$$

$$I_{c2} = I_{s2} \left(e^{\frac{qV_{BE2}}{kT}} - 1 \right)$$

rezultă că

$$V_{BE2} - V_{BE1} = \frac{kT}{q} \left(\ln \frac{I_{c2}}{I_{c1}} + \ln \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right) \sim T \quad (3.54)$$

tranzistoarele Q_1 , Q_2 fiind într-o strînsă vecinătate geometrică și termică raportul I_{s1}/I_{s2} este independent de temperatură).

Deoarece, pe de altă parte

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_{MAS} / \left(1 + \frac{R_7}{R_4} \right) \quad (3.55)$$

(rezultă

$$T = \frac{V_{MAS}}{\left(1 + \frac{R_7}{R_4} \right) \frac{k}{q} \left(\ln \frac{I_{c2}}{I_{c1}} + \ln \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right)} \quad (3.56)$$

Observînd că

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \frac{R_6 \parallel P}{R_5}$$

operația de etalonare a „termometrului“ realizat cu tranzistoarele Q_1 și Q_2 se reduce la ajustarea potențiometrului P , astfel încît să obținem un factor de scală de $10 \text{ mV/}^\circ\text{K}$. În acest scop la temperatura ambiantă (de exemplu 23°C) se regleză P astfel încît V_{MAS} să aibă o valoare

$$V_{MAS} = (10 \text{ mV/}^\circ\text{K})T$$

(în cazul exemplului anterior $2,96 \text{ V}$).

Se verifică îndeplinirea condițiilor

$$339^\circ\text{K}(66^\circ\text{C}) < T_{TERMO} < 361^\circ\text{K}(88^\circ\text{C})$$

3.3.3. Măsurători la utilizator

O schemă pentru măsurarea rapidă a circuitului BA726 este indicată în figura 3.11. Tranzistoarele Q_1 și Q_2 funcționează cu $I_1 = I_2 = 100 \mu\text{A}$ și $V_{CE1} = V_{CE2} = 5 \text{ V}$. Raportul curenților de colector este determinat de rezistențele R_4 , R_5 : $I_1/I_2 = R_5/R_4$; din acest motiv aceste două rezistențe trebuie să fie împerecheate cu o precizie de cel puțin 0,1%.

Cu K_1 închis și K_2 deschis se ajustează din potențiometrul P valoarea tensiunii V_{TEST} astfel încât

$$V_{TEST} = (10 \text{ mV}/^\circ\text{K})T_a$$

unde T_a este temperatura ambientă care se determină cu ajutorul unui termometru de cameră.

Cu această schemă se pot măsura:

- tensiunea de offset a perechii Q_1 , Q_2 (K_1 deschis, K_2 închis); în conformitate cu rezultatele din § 3.3.2 se obține

$$V_{os} = V_{TEST}/101; \quad (3.57)$$

- temperatura de lucru a cipului (K_1 închis, K_2 închis)

$$T = V_{TEST}/(10 \text{ mV}/^\circ\text{K}). \quad (3.58)$$

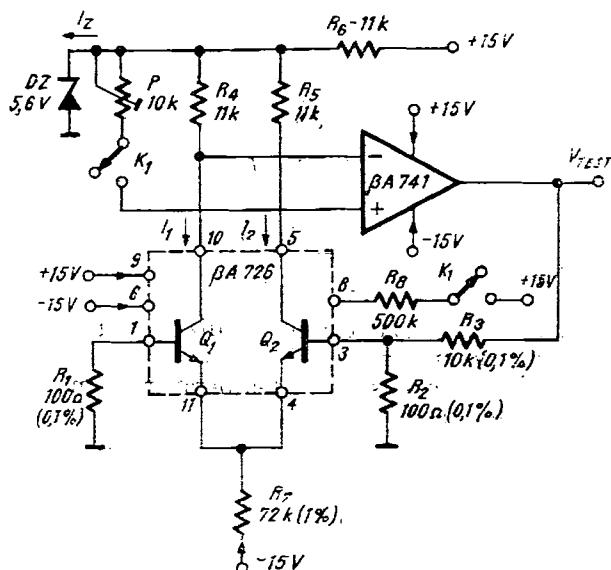


Fig. 3.11. Circuit pentru măsurarea rapidă a circuitului BA726.

3.4. Aplicații

3.4.1. Termometru analogic

Ideea³ pe care se bazează acest termometru analogic este de a utiliza perechea de tranzistoare Q_1, Q_2 din circuitul $\beta A726$, ca senzor de temperatură.

Schema termometrului este indicată în figura 3.12.

Urmărind cele arătate în §3.3.2, punctul (d) rezultă că între temperatura T și tensiunea V_o există relația

$$V_o = \left[\left(1 + \frac{R_3}{R_2} \right) \frac{k}{q} \left(\ln \frac{R_4}{R_5 \parallel P} + \ln \frac{I_{s2}}{I_{s1}} \right) \right] T. \quad (3.59)$$

Etalonarea termometrului se realizează din potențiometrul P , urmărindu-se obținerea unui factor de scală de 10 mV/K .

În cazul ideal în care $I_{s2} = I_{s1}$ pentru a obține un factor de scală de 10 mV/K potențiometrul P trebuie fixat la o valoare care rezultă din ecuația

$$\frac{R_4}{R_5 \parallel P} = \exp \left[\frac{10 \times 10^{-3} \text{ V/K}}{\left(1 + \frac{10^4}{10^2} \right) \frac{26 \times 10^{-3}}{300}} \right] = 3,134$$

în care s-a ținut cont că la 300°K avem $kT/q = 26 \text{ mV}$; se obține

$$P = 46,8 \text{ k}\Omega.$$

Observații:

(a) Deoarece

$$I_1 + I_2 + (15 \text{ V} - V_{BE})/R_7 \approx 200 \text{ } \mu\text{A}$$

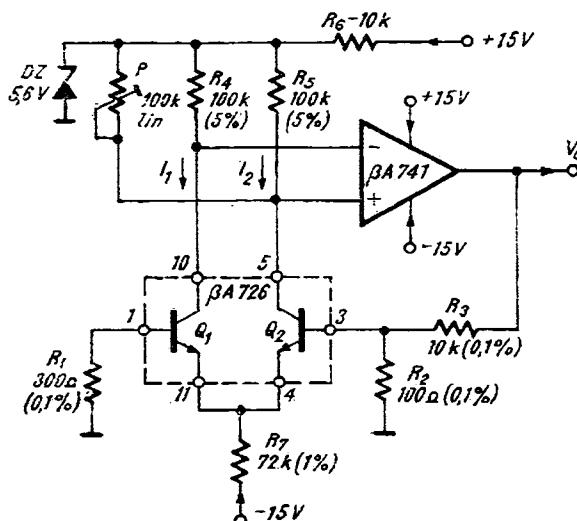


Fig. 3.12. Termometru analogic.

și

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_4}{R_5 \parallel P} = 3,13$$

se găsește că

$$I_1 \approx 50 \mu\text{A}, I_2 \approx 150 \mu\text{A}.$$

Căderea de tensiune pe rezistențele R_4 și $R_5 \parallel P$ este de aproximativ 5V.

Comparind aceste rezultate cu valoarea curenților de polarizare (~ 200 nA) și a tensiunii de offset (~ 5 mV) corespunzătoare amplificatorului BA741 devine clar că influența lor se poate neglijă.

(b) La stabilirea relației 3.55 s-a neglijat influența curenților de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2 asupra diferenței $V_{BE2} - V_{BE1}$. Într-adevăr, eroarea introdusă ar fi

$$|(R_2 \parallel R_3)I_{B2} - R_1I_{B1}| = \left| 300 \Omega \times 50 \mu\text{A} \frac{\Delta\beta}{\beta_1\beta_2} \right| = 15 \mu\text{V}$$

pentru $\Delta\beta/\beta = 0,1$ și $\beta_1 = \beta_2 = 100$.

Înțînd seama de relația 3.55 acest lucru înseamnă o eroare de măsurare a temperaturii egală cu $15 \mu\text{V}/10 \text{ mV/K} = 0,15 \text{ K}$. Această eroare este funcție de temperatură și limitează precizia de măsurare a acestui termometru.

(c) Altă sursă de eroare la măsurarea temperaturii cu acestă schemă de termometru o constituie influența pe care o exercită puterea disipată de tranzistoarele Q_1 și Q_2 asupra temperaturii interne a circuitului integrat. Această influență se poate evalua astfel:

$$P_D = P_{DQ1} + P_{DQ2} = I_1 V_{CE1} + I_2 V_{CE2},$$

$$V_{CE1} = V_{CE2} = -R_4 I_1 + 5,6 \text{ V} + V_{BE1} = -0,55 \text{ V} + 5,6 \text{ V} + 0,6 \text{ V} = 5,65 \text{ V},$$

$$P_D = V_{CE1} (I_1 + I_2) = 0,2 \text{ mA} \times 5,65 \text{ V} = 1,13 \text{ mW}$$

între temperatura mediului T_a și temperatura internă T_j există relația

$$T_j - T_a = P_D R_{th,j-a}.$$

Deoarece pentru acest circuit rezistența termică are valoarea tipică de 200°C/W , rezultă

$$T_j - T_a = 200^\circ\text{C/W} \times 1,13 \text{ mW} = 0,226^\circ\text{C}.$$

Această valoare limitează, de asemenea, precizia de măsurare a termometrului.

(d) Sursele de erori prezentate anterior influențează precizia termometrului. Pentru a minimiza influența lor asupra funcționării acestui termometru este indicat ca reglajul de sensibilitate să se facă în două sau mai multe puncte.

Tinând seama de observațiile anterioare acest termometru poate fi folosit în cazul unor măsurători de temperatură cu o precizie de $\pm 1^\circ\text{C}$.

Precizia de măsurare se poate îmbunătăți substanțial, chiar pînă la $\pm 0,1^\circ\text{C}$ dacă amplificatorul operațional din schemă are performanțe de intrare mult mai bune ($I_{in} \leq 20 \text{ nA}$, $V_{os} \leq 0,2 \text{ mV}$) iar rezistențele R_5 , R_4 și P se măresc de 10 ori. Potențiometrul P trebuie să fie un semireglabil multitoră, stabil în timp și temperatură; aceleasi cerințe de stabilitate se impun și pentru rezistențele R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , R_5 . Rezistența R_1 va fi înlocuită cu un generator de curent de valoare $I = 20 \mu\text{A}$.

Acest termometru analogic poate fi folosit în gama de temperatură de $0 \dots 70^\circ\text{C}$ și chiar mai mult dacă se acceptă o ușoară creștere a erorii de măsurare. De exemplu cu circuitul $\beta A726$ (fără termostat) se poate acoperi domeniul $-40^\circ\text{C} \dots +125^\circ\text{C}$ eroarea de măsurare fiind de ordinul a $\pm(2 \dots 3)^\circ\text{C}$.

Deoarece constanta termică a capsulei în carc este încapsulat circuitul $\beta A726$ are o valoare de aproximativ $2 \dots 3$ minute timpul necesar pentru a realiza o măsurare cu o precizie de 1% (atenție, acest termometru oferă la ieșire o tensiune proporțională cu temperatura absolută — în $^\circ\text{K}$ — și nu cu temperatura exprimată în $^\circ\text{C}$) este de ordinul a $10 \dots 15$ minute.

Din acest motiv acest termometru poate fi folosit pentru măsurarea unor temperaturi cu o variație lentă în timp cum ar fi, de exemplu, temperatura mediului ambiant.

3.4.2. Oscilator LC

Schema acestui oscilator este prezentată în figura 3.13.

Condiția de amorsare a oscilațiilor se determină, pentru simplitate, în cazul în care se presupune că $R_1 = 0$.

Fie o variație

$$\Delta v_{be} = v_{be1} - v_{be2} > 0. \quad (3.60)$$

Această variație determină o creștere Δi_1 , a curentului i_1 . În colectorul tranzistorului Q_1 apare o variație

$$\Delta v_c = -Z_{Lc} i_1, \quad (3.61)$$

care se transmite ca o tensiune $\Delta v'_{be} = -\Delta v_c$, în baza lui Q_2 , închizînd astfel bucla de reacție.

Reacția este pozitivă ($\Delta v'_{be}$ și Δv_{be} sunt în fază) dacă circuitul lucrează la rezonanță ($\omega = \omega_0$):

$$Z_{LC} = Z_0 = \omega_0 L Q = Q / \omega_0 C. \quad (3.62)$$

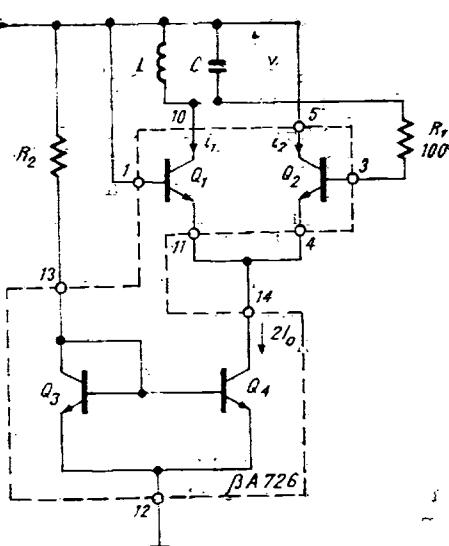


Fig. 3.13. Oscilator LC.

Observind că

$$i_1 + i_2 = 2I_0 \quad (3.63)$$

și că

$$i_1 = I_{s1}(e^{v_{be}1/V_T} - 1), \quad (3.64)$$

$$i_2 = I_{s2}(e^{v_{be}2/V_T} - 1) \quad (3.65)$$

rezultă

$$i_1 = \frac{2I_0}{1 + e^{-\Delta v_{be}/V_T}} \quad (3.66)$$

(în deducerea acestei relații s-a presupus că cele două tranzistoare sunt identice fiind împerecheate perfect, deci $I_{s1} = I_{s2}$).

Ținând cont de relația 3.66, care se dezvoltă în serie deoarece variațiile sunt mici, rezultă

$$\Delta i_1 = \frac{I_0}{2V_T} \Delta v_{be}, \quad (3.67)$$

$$\Delta v'_{be} = -\Delta v_c = Z_0 \frac{I_0}{2V_T} \Delta v_{be}. \quad (3.68)$$

Amorsarea oscilațiilor se produce dacă

$$\frac{Z_0 I_0}{2V_T} > 1, \quad (3.69)$$

condiție care este îndeplinită în practică fără dificultăți.

Trebuie observat că o valoare $R_1 = 0$ (de obicei $R_1 = 100 \dots 500 \Omega$) modifică relația 3.69 deoarece în acest caz $|\Delta v'_{be}| < |\Delta v_c|$.

Această schemă de oscilator are următoarele caracteristici importante:

- * Amplitudinea de oscilație este dependentă de valoarea curentului I_0 .
- * Tensiunea de alimentare poate varia în limite largi.

* Se poate realiza o insensibilizare totală a amplitudinei de oscilație față de variațiile temperaturii ambiante dacă se introduce în funcționare termostatul circuitului BA726. Acest lucru are inconvenientul că necesită o tensiune de alimentare de 25 ... 30 V.

* Această schemă de oscilator se recomandă pentru frecvențe cuprinse în domeniul 0,1 ... 20 MHz.

* Frecvența de oscilație depinde atât ca valoare, cât și ca stabilitate numai de elementele circuitului oscilant.

* Rezistența $R_1 = 100 \Omega$ are rol în amorsarea oscilațiilor — în special în cazul în care curentul de polarizare $2I_0$ are o valoare mică; este preferabilă o valoare cât mai mică. De asemenea, prin valoarea ei influențează și asupra regimului de curent continuu, respectiv asupra repartiției curentilor prin tranzistoarele Q_1 și Q_2 .

* Schema de oscilator descrisă oferă o soluție simplă și eficientă având, de asemenea avantajul că necesită numai trei borne de conexiune.

3.4.3. Amplificator cu derivă redusă

În figura 3.14 se prezintă schema unui amplificator ce utilizează în structura sa un etaj cu $\beta A726$. Varianta prezintă ca exemplu cazul cînd la intrarea amplificatorului se află un termocuplu.

Amplificatorul este alcătuit dintr-un etaj format cu perechea de tranzistoare Q_1, Q_2 din $\beta A726$ (polarizate cu ajutorul oglinzi de curent formată din tranzistoarele Q_3, Q_4 din același circuit $\beta A726$) și un etaj format din amplificatorul operațional $\beta A741$.

Amplificarea în tensiune se determină ușor, observînd că:

$$V_t - (V_{BE1} - V_{BE2}) = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_o \quad (3.70)$$

Considerînd amplificarea în buclă deschisă de valoare infinită, rezultă $V_{BE1} - V_{BE2} = 0$, dêci din relaþia 3.74 se obþine:

$$\frac{V_o}{V_t} = 1 + \frac{R_4}{R_3} = 1000. \quad (3.71)$$

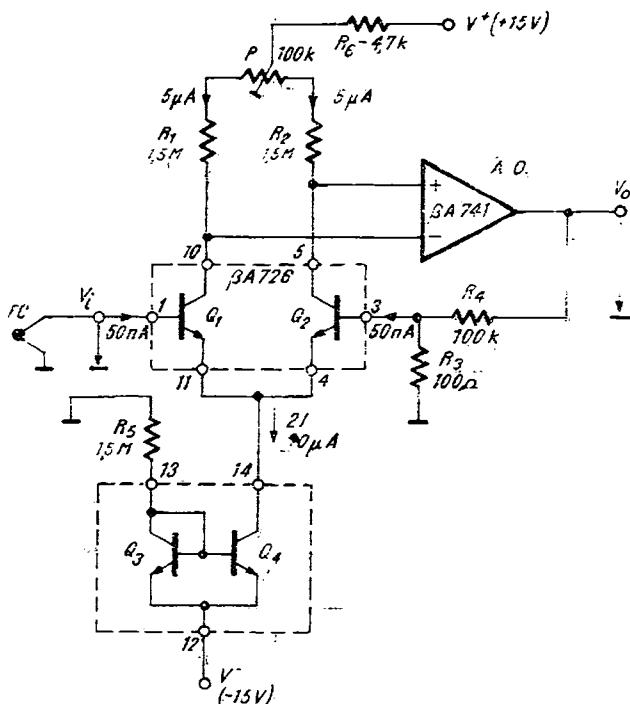


Fig. 3.14. Amplificator cu derivă redusă.

Utilizarea celor două etaje de amplificare în cascadă dă posibilitatea obținerii unei amplificări mari în buclă închisă, care nu poate fi obținută cu un singur amplificator operațional.

Dimensionarea etajului de amplificare realizat cu $\beta A726$ trebuie să asigure o amplificare corespunzătoare condiției de stabilitate a întregului amplificator. Această condiție se desprinde din figura 3.15; pentru aceasta, caracteristica de amplificare A trebuie să intersecteze caracteristica $-F$, astfel încât $\omega_1 > \omega_T$.

Astfel, se îndeplinește condiția ca pentru $\omega > \omega_1$, să avem:

$$A_1 + A_2 + F < 0$$

ceea ce asigură stabilitatea amplificatorului. Condiția de mai sus este echivalentă cu relația:

$$\frac{1}{\beta} > A_1^0 \quad (3.72)$$

Parametrul β reprezintă valoarea factorului de reacție negativă a amplificatorului:

$$\beta = \frac{R_3}{R_4 + R_3} \simeq \frac{1}{1000}, \quad (3.73)$$

iar A_1^0 reprezintă amplificarea la frecvențe joase a etajului alcătuit cu $\beta A726$:

$$|A_1^0| = g_m R_1 = \frac{qI}{kT} R_1 = 40IR_1 = 330 \text{ (la } 300^\circ\text{K}) \quad (3.74)$$

Cu valorile 3.77 și 3.78, condiția 3.76 devine $1000 > 330$, deci se verifică îndeplinirea condiției de stabilitate a amplificatorului.

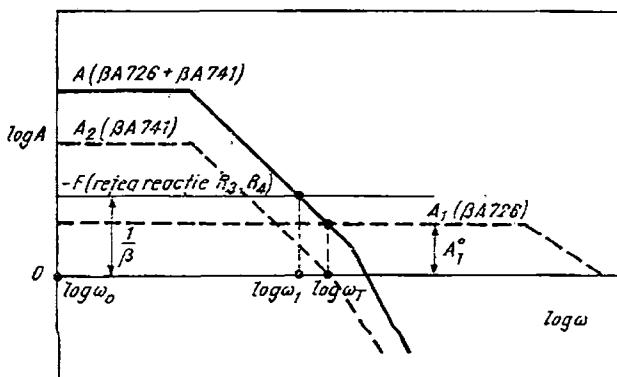


Fig. 3.15. Dependența asimptotică a cîștigului de pulsăție pentru schema din figura 3.14.

Potențiometrul P realizează anularea tensiunii de offset a percepției Q_1 , Q_2 prin debalansarea convenabilă a curentilor I_{C1} , I_{C2} . Într-un model ideal

în acest caz anularea tensiunii de offset conduce automat și la anularea derivatei tensiunii de offset cu temperatura. Diferența între coeficienții de temperatură a potențiometrului P și rezistențelor R_1 , R_2 face ca deriva tensiunii de offset a acestui amplificator să nu poată coborî sub o valoare de ordinul a $0,5 \dots 1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

Deriva tensiunii de offset a amplificatorului 741 ($15 \dots 20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$) referită la intrare poate fi neglijată deoarece cîștigul diferențial al etajului Q_1 , Q_2 este de aproximativ 330, deci $(15 \dots 20 \mu\text{V}/^\circ\text{C})/330 \approx 0,05 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

3.4.4. Amplificator de instrumentație

Schema acestui amplificator este prezentată în figura 3.16.

Datorită realizării reacției negative în emitorul tranzistorului Q_2 amplificatorul poate avea intrare diferențială.

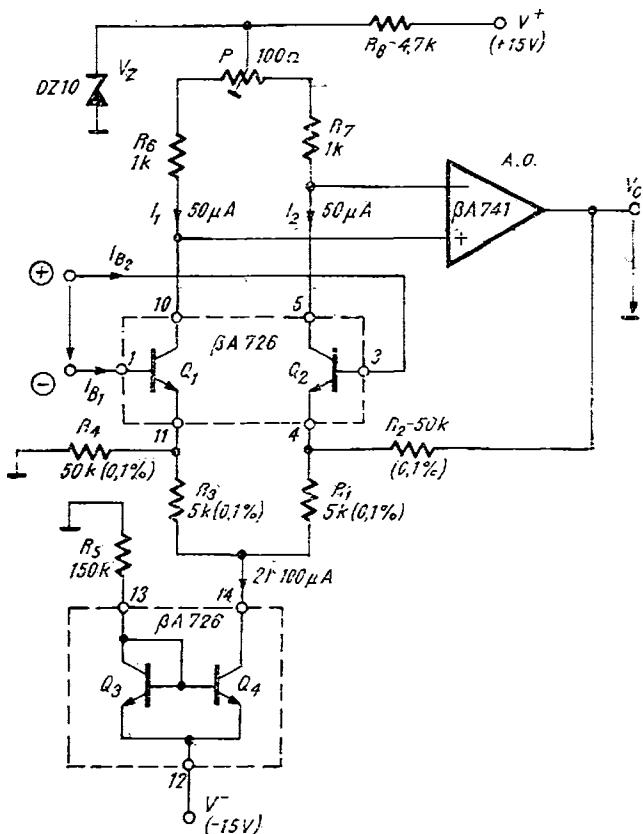


Fig. 3.16. Amplificator de instrumentație.

Cîștigul cu buclă închisă este

$$\frac{v_o}{v_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 11.$$

Rezistența de intrare de mod diferențial, R_{id} , și de mod comun, R_{ic} , sunt

$$R_{id} \approx 2\beta(R_1 \parallel R_2) \approx 1 \text{ M}\Omega,$$

$$R_{ic} \approx \frac{1}{2} \beta R_2 \approx 2,5 \text{ M}\Omega$$

(în aceste relații s-a presupus $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, $r_{e1} \ll R_3$, $r_{e2} \ll R_1$, $\beta = 100$ și că oglinda de curent are $R_{iesire} = \infty$).

Gama de variație a tensiunii de mod comun este

$$V^- + V_{BE1} + R_3 I + V_{CE4_min} \approx -13 \text{ V} < V_{cm} < V_Z - 0,65 \text{ V} \approx 9,35 \text{ V}.$$

Amplificatorul este stabil deoarece (vezi § 3.4.3.)

$$1 + \frac{R_2}{R_1} = 11 > A_1^0 = 40IR_s = 2.$$

Observații

(a) Comportarea pe mod comun, îndeosebi factorul de rejecție al modului comun, pentru amplificatorul de instrumentație prezentat este îmbunătățită substanțial prin utilizarea perechii de tranzistoare $Q_1 - Q_2$ din circuitul $\beta A726$, deoarece aceste tranzistoare sunt practic identice. De asemenea, valoarea factorului de rejecție a modului comun nu depinde numai de împerecherea tranzistoarelor Q_1 , Q_2 ci și de împerecherea rezistențelor R_1 , R_3 , respectiv R_2 , R_4 .

b) Utilizarea oglinziei de curent Q_3 , Q_4 din circuitul $\beta A726$ pentru polarizarea tranzistoarelor Q_1 , Q_2 are dezavantajul că rezistența de ieșire a acestora are o valoare scăzută, ceea ce limitează valoarea rezistenței de intrare pe mod comun; de aceea, pentru valori $R_2 > 50 \text{ k}\Omega$ se recomandă utilizarea unei scheme de polarizare care să asigure o rezistență de ieșire de valoare mare pentru a crește și valoarea rezistenței de intrare pe mod comun.

În cazul general (R_{iesire} de valoare finită) se obține următoarea relație pentru rezistența de intrare pe mod comun:

$$R_{ic} = \frac{1}{2} \beta [(2R_{iesire} + R_1) \parallel R_2].$$

3.4.5. Referință de tensiune compensată în temperatură⁴

O aplicație simplă, dar foarte utilă, a circuitului integrat $\beta A726$ constă în realizarea unei referințe de tensiune, compensată în temperatură. Ideea pentru această aplicație a pornit de la modul cunoscut de a obține o diodă

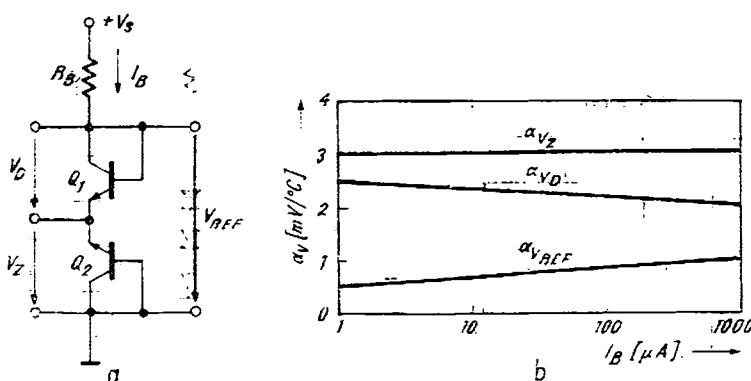


Fig. 3.17. Dioda „Zener” Q_2 compensată în temperatură cu dioda Q_1 (a) schema, (b) dependența coeficienților de temperatură de curentul de polarizare.

compensată în temperatură prin inserierea unei diode polarizată direct cu o diodă Zener (de tensiune stabilizată 6 ... 7 V).

Folosind circuitul integrat $\beta A726$, acest lucru se poate realiza prin utilizarea tranzistorului Q_1 în funcția de diodă (se conectează baza cu colectorul) polarizat direct, iar tranzistorul Q_2 în funcția de diodă Zener prin polarizarea inversă a jonctiunii bază-emitor. Totuși, în această variantă, tensiunea de referință obținută nu poate fi compensată în temperatură, deoarece coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii Zener este în jurul valorii de $3 \text{ mV}/\text{C}$ și constant față de variația curentului de polarizare, iar coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii pe tranzistorul în conexiune de diodă în direct este în jurul valorii de $-2 \text{ mV}/\text{C}$ și scade în valoare absolută la creșterea curentului de polarizare. În figura 3.17.a se reprezintă schema electrică corespunzătoare modului de conectare al tranzistoarelor Q_1 și Q_2 , arătată mai sus, iar în figura 3.17.b se reprezintă dependența coeficienților de variație cu temperatură de curentul de polarizare.

Din reprezentarea dată în figura 3.17.b se observă că nu se poate realiza compensarea în temperatură a tensiunii de referință V_{REF} , deoarece nu există o valoare a curentului de polarizare, I_B , pentru care coeficientul de variație cu temperatura al tensiunii de referință, α_{REF} , să fie zero.

Tinând seama de componentele disponibile în circuitul $\beta A726$, se propune următoarea schemă de conectare a acestora pentru a se putea obține o tensiune de referință ce poate fi compensată, prezentată în figura 3.18.

Tensiunea V_{REF} se obține prin inserierea a două diode polarizate în direct și a unei diode Zener. Dioda D_1 rezultă prin conectarea tranzistorului Q_1 ca diodă; dioda D_2 provine din conectarea în paralel a două diode provenite din tranzistoarele Q_3 și Q_4 (se putea folosi numai tranzistorul Q_3 , conectat ca diodă, în schimb prin conectarea în paralel a celor două diode se obține o diodă echivalentă cu rezistență dinamică redusă la jumătate), dioda D_3 se

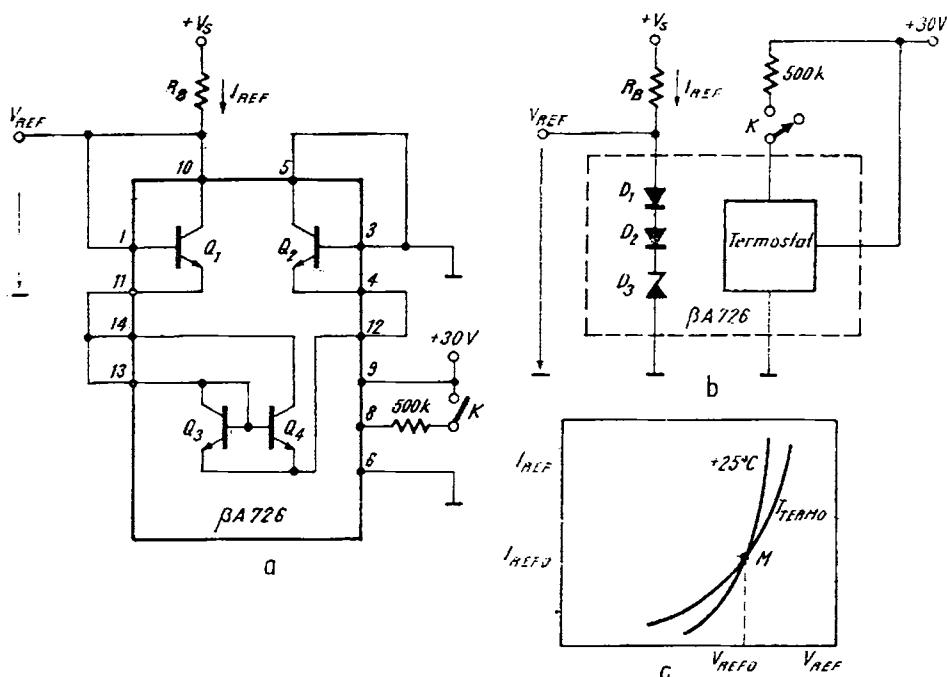


Fig. 3.18. Referință de tensiune compensată în temperatură: (a) schema, (b) schema echivalentă
(c) determinarea valorii curentului la care are loc compensarea totală.

obține prin conectarea în polarizare inversă a diodei provenită din tranzistorul Q_2 . Pentru tensiunea de referință rezultă relația și valoarea tipică:

$$V_{REF} = V_{D1} + V_{D2} + V_{D3} \approx 0,65 + 0,65 + 7 \text{ V} = 8,3 \text{ V}.$$

În figura 3.18.c s-au reprezentat (calitativ) caracteristicile $I_{REF}(V_{REF})$ la două temperaturi, $+25^\circ\text{C}$ și T_{TERMO} corespunzătoare funcționării termostatului. Se observă că există un punct, M , în care cele două caracteristici se intersectează, adică $\alpha_{V_{REF}}=0$. Deci, în cazul în care curentul de polarizare are valoarea $I_{REF} = I_{REF0}$, iar $V_{REF} = V_{REF0}$ se obține compensarea cu temperatură a tensiunii de referință.

Experimental s-a obținut pentru I_{REF0} o valoare de 2 mA.

Realizând o compensare individuală pentru fiecare referință se pot obține referințe de tensiune foarte bine stabilizate în temperatură. Procedeul practic de compensare constă în ridicarea caracteristicii $V_{REF}(I_{REF})$ pentru I_{REF} în jurul valorii de 2 mA la temperatura $+25^\circ\text{C}$ și $T = T_{TERMO}$, temperatura obținută la cuplarea termostatului intern.

Din aceste caracteristici se deduce curentul I_{REF0} la care se produce compensarea. Procedeul poate fi repetat în jurul valorii I_{REF0} determinată anterior, pentru a obține o compensare cît mai bună.

Se poate considera o compensare tipică aceea pentru care $|\Delta V_{REF}| = 10 \text{ mV}$ în punctul I_{REF_0} determinat ca mai sus, pentru $\Delta T = T_{TERMO} - 25^\circ\text{C}$.

Considerind pentru T_{TERMO} valoarea tipică de $+77^\circ\text{C}$, se obține coeficientul termic al referinței,

$$|\alpha_{V_{REF}}| = \frac{\Delta V_{REF}}{\Delta T} = \frac{10 \text{ mV}}{52^\circ\text{C}} \approx 0,2 \text{ mV}/^\circ\text{C},$$

ceea ce echivalează cu un coeficient de variație relativă $K_{V_{REF}}$:

$$K_{V_{REF}} = \frac{|\Delta V_{REF}|}{V_{REF}} \frac{1}{\Delta T} = \frac{|\alpha_{V_{REF}}|}{V_{REF}} = \frac{0,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}}{8,5 \text{ V}} = 23 \text{ ppm}/^\circ\text{C}.$$

Dacă referința de tensiune din figura 3.18.b este utilizată având termostatul în funcționare, temperatura cipului este aproape constantă, ducind la o variație a tensiunii V_{REF} mult mai mică decât aceea cînd termostatul nu era conectat. Înțînd seama de eroarea de menținere a temperaturii termostatului (de ordinul gradelor) în condițiile în care temperatura mediului variază între 0°C și 70°C , se obține pentru variația relativă o valoare de ordinul $1 \dots 2 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

În concluzie, prin procedeul descris anterior se poate obține o tensiune de referință având un coeficient de temperatură remarcabil de mic. Dezavantajul, mascat de valoarea excelentă a acestui parametru, ce apare în utilizarea acestei referințe îl constituie deriva în timp a valorii tensiunii datorată diverselor efecte determinate de realizarea tehnologică.

3.4.6. Amplificator logaritmnic

Schema din figura 3.19 permite realizarea unei dependențe de forma $v_o \sim \log(v_i/v_{REF})$ prin utilizarea dependenței exponențiale a curentului de colector de tensiunea bază-emitor:

$$I_C = I_s [\exp(qV_{BE}/kT - 1)] \approx I_s \exp(qV_{BE}/kT).$$

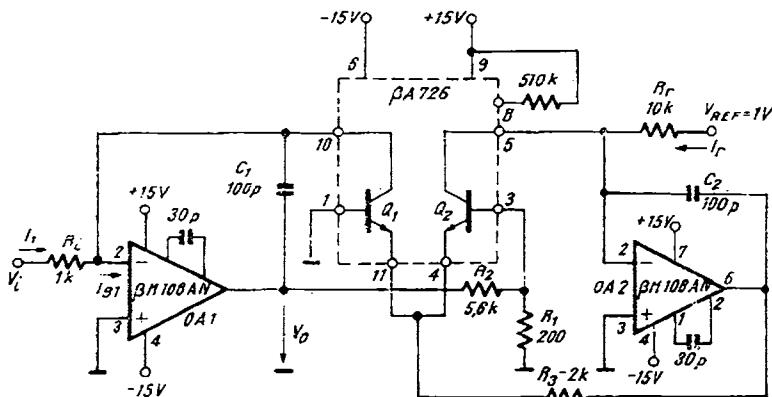


Fig. 3.19. Amplificator logaritmnic.

Urmărind figura 3.19 se găsește că

$$V_o = \frac{R_2 + R_1}{R_1} (V_{BE2} - V_{BE1}) = \frac{R_2 + R_i}{R_1} \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_{c2}}{I_{c1}} \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right)$$

Deoarece

$$I_{c2} = \frac{V_{REF}}{R_r}, \quad I_{c1} = \frac{V_t}{R_i},$$

rezultă

$$V_o = - \frac{R_2 + R_1}{R_1} \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{V_t}{V_{REF}} \frac{R_r}{R_i} \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \right).$$

Raportul I_{s1}/I_{s2} este cuprins în gamă 0,8...1,2 și este independent de temperatură. Eroarea pe care o introduce asupra caracteristicii de transfer $V_o(V_t)$ se reflectă în valoarea tensiunii de intrare V_{i0} pentru care $V_o = 0$: $V_{i0} = V_{REF}(R_i/R_r)$. Deoarece eliminarea acestei erori se poate realiza prin ajustarea tensiunii V_{REF} , în continuare se va presupune că $I_{s1}/I_{s2} = 1$.

Observând că datorită utilizării circuitului șa726 tranzistoarele Q_1, Q_2 se află la o temperatură constantă $T = T_{TERMO} \approx 77^\circ\text{C} = 350^\circ\text{K}$, $kT_{TERMO}/q = 26 \text{ mV}$ ($350/300 \approx 30 \text{ mV}$) expresia caracteristicii de transfer devine

$$V_o = - \frac{5,6 + 0,2}{0,2} 0,03 \ln \left(\frac{V_t}{1} \frac{10}{1} \right) \approx - 2 \log V_t - 2 \text{ [V]},$$

unde V_t se exprimă în V .

În cazul în care mărimea de intrare este curentul I_t caracteristica de transfer capătă forma

$$V_o = - 2 \log I_t - 2 \text{ [V]}$$

unde I_t se exprimă în mA .

Pentru comanda în tensiune amplificatorul lucrează corect în 2...3 decade iar pentru comanda în curent în 3...4 decade.

3.4.7. Circuit pentru obținerea rădăcinii pătrate

Schema circuitului este dată în figura 3.20.

Mărimea de ieșire este curentul I_o care variază proporțional cu $\sqrt{V_t}$. Obținerea acestei caracteristici de transfer se bazează tot pe dependența exponențială a curentului de colector în funcție de tensiunea bază-emitor.

Deoarece

$$V'_{BE1} + V_{BE1} = V'_{BE2} + V_{BE2}$$

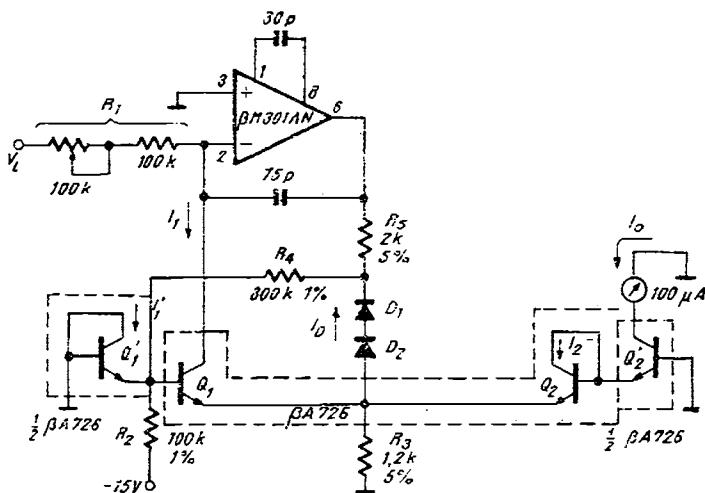


Fig. 3.20. Circuit pentru obținerea rădăcinii pătrate.

se obține

$$\frac{I_1 I'_1}{I_2 I'_2} = \frac{I_{s1} I'_{s1}}{I_{s2} I'_{s2}} = K$$

Raportul $K = (I_{s1} I'_{s1}) / (I_{s2} I'_{s2})$ variază (tipic) între 0,64..., 1,44 și este independent de temperatură. Se observă că $I_o = I'_2 = I_2$ deci

$$I_o^2 = \frac{I_1 I'_1}{K}$$

Deoarece

$$I_1 = \frac{V_t}{R_1}$$

și

$$I'_1 \approx \frac{15 \text{ V} - V'_{BE1}}{R_2} + \frac{V_{BE1} + V_{D1} + V_{D2}}{R_4} \approx \frac{15 \text{ V}}{R_2} = 150 \text{ } \mu\text{A}$$

(s-a ținut cont că $R_4 = 3 R_2$) rezultă că

$$I_o = \sqrt{\frac{V_t}{R_1} (150 \text{ } \mu\text{A}) \frac{1}{K}}$$

Rezistența R_1 se ajustează astfel încât la $V_t = 10 \text{ V}$ să obținem $I_o = 100 \text{ } \mu\text{A}$. În aceste condiții expresia caracteristicii de transfer devine

$$I_o = 10 \sqrt{10 V_t} \text{ [} \mu\text{A}]$$

unde V_t este exprimat în V.

Circuitul funcționează corect pentru $0,1 \text{ V} < V_i < 10 \text{ V}$ limita inferioară fiind determinată de eroarea pe care o introduce tensiunea de offset a amplificatorului.

3.4.8. Circuit pentru ridicare la pătrat

Schema circuitului este dată în figura 3.21.

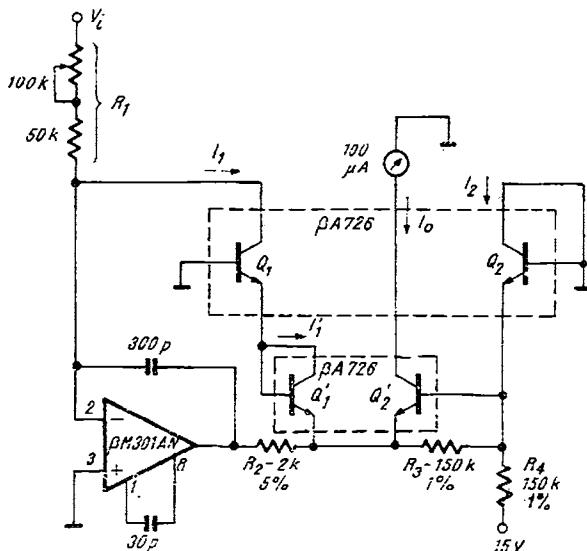


Fig. 3.21. Circuit pentru ridicare la pătrat.

Expresia caracteristicii de transfer se deduce urmărind calea din § 3.4.7. Se obține:

$$I_o = \frac{I_1^2}{I_2} = \frac{V_i^2}{R_1^2} \cdot \frac{R_4}{15 \text{ V}}$$

sau

$$I_o = V_i^2 \quad [\mu\text{A}]$$

unde V_i se exprimă în V .

Circuitul funcționează corect pentru $0,1 \text{ V} < V_i < 10 \text{ V}$

3.4.9. Circuit pentru înmulțirea și împărțirea a două semnale analogice

Schema circuitului este prezentată în figura 3.22.

Deoarece

$$V_{BE1} + V'_{BE1} = V_{BE2} + V'_{BE2}$$

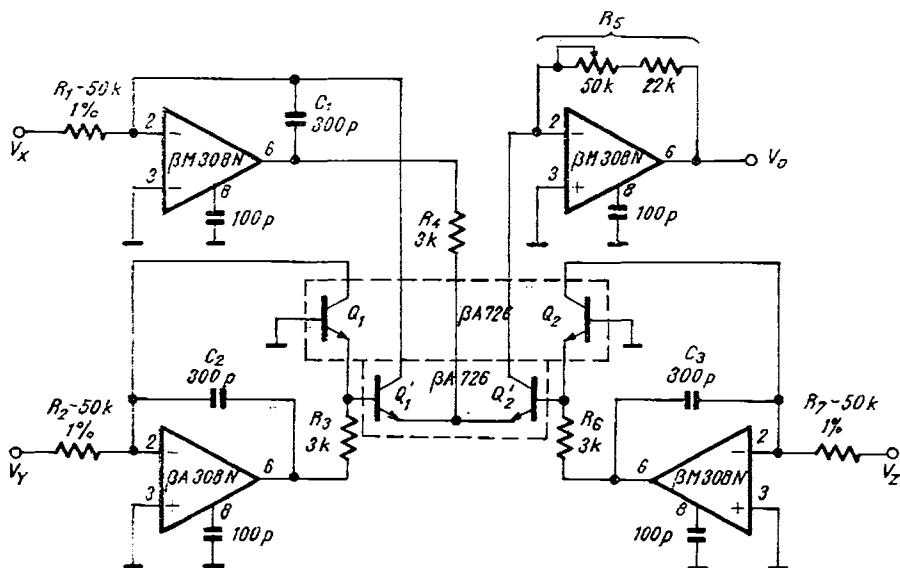


Fig. 3.22. Circuit pentru înmulțirea a două semnale analogice.

se obține

$$\frac{I_1}{I_2} \frac{I'_1}{I'_2} = \frac{I_{s1}}{I_{s2}} \frac{I'_{s1}}{I'_{s2}} = K.$$

Înlocuind în această relație

$$I_1 = \frac{V_x}{R_2}, \quad I_2 = \frac{V_z}{R_7}, \quad I'_1 = \frac{V_x}{R_1}, \quad I'_2 = \frac{V_o}{R_5}$$

rezultă

$$V_o = \frac{V_x V_y}{V_z} \frac{R_7 R_5}{R_1 R_2} \frac{1}{K}.$$

Ajustând valoarea \$R_5\$ pentru \$V_x = V_y = V_z = 10 V\$ astfel încât \$V_o = 10 V\$ expresia caracteristicii de transfer devine

$$V_o = \frac{V_x V_y}{V_z}.$$

Circuitul funcționează corect pentru valori ale tensiunilor \$V_x, V_y, V_z\$ în gama \$0,1V...10V\$.

3.4.10. Referință de tensiune mică^s

Cu circuitul prezentat în figura 3.23 se poate realiza o „referință” de tensiune a cărei valoare se placează în domeniul 10...1000 mV.

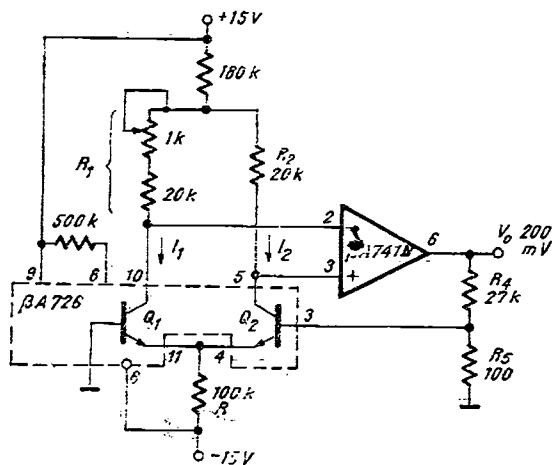


Fig. 3.23. Referință de tensiune de valoare mică.

Tensiunea de ieșire, V_o , are expresia

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) (V_{BE2} - V_{BE1}) = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \frac{kT_{TERMO}}{q} \ln\left(\frac{I_{c2}}{I_{c1}} \frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right)$$

Deoarece

$$\frac{R_4}{R_5} = \frac{I_{c2}}{I_{c1}}$$

expresia tensiunii V_o devine

$$V_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right) \frac{kT_{TERMO}}{q} \ln\left(\frac{R_4}{R_5} \frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right)$$

Prin ajustarea valorii R_4 tensiunea de ieșire se aduce la valoarea dorită.

Raportul I_{s2}/I_{s1} este independent de temperatură.

Deriva termică a tensiunii V_o este

$$\frac{\Delta V_o/V_o}{\Delta T_a} = \frac{1}{T_{TERMO}} \frac{\Delta T_{TERMO}}{\Delta T_a} \simeq \frac{1}{273 + 77} \frac{2}{70} \simeq 0,01\%/\text{°K}.$$

Condiția de stabilitate a circuitului (pentru cazul în care amplificatorul operational este 741 sau 101 compensat cu 30 pF) este (vezi § 3.4.3)

$$1 + \frac{R_4}{R_5} > \frac{R_2}{2R} \frac{V^-}{kT_{TERMO}}.$$

3.4.11. Detector MA fără prag⁴

Detectorul *MA* prezentat în figura 3.24, utilizează tranzistoarele Q_1 și Q_2 din circuitul $\beta A726$ ca diode Zener. Se observă că Q_1 polarizează pe Q_2 aproape de regiunea de „cot”, în funcție de dispersia tensiunii Zener ($V_z = 6,7 \dots 7,3$ V) între cele două tranzistoare de pe același cip.

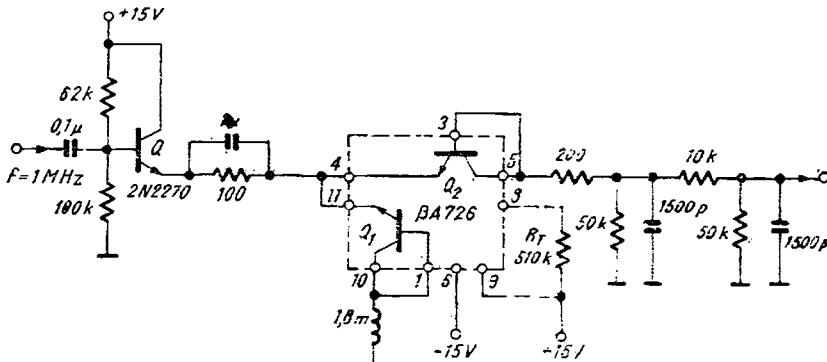


Fig. 3.24. Detector *MA*.

În figura 3.25 se indică schema echivalentă de curent continuu a detectorului *MA* propriu-zis. Considerînd dispersia tehnologică V_z între tensiunile Zener ale joncțiunilor emitor – bază ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 în domeniul $-0,05 \dots +0,05$ V, tensiunea de prag de detectie a lui Q_2 este:

$$V_p = V_z + IR_e$$

Tensiunea de stabilizare în „cot” necesită un curent de ordinul μ A. Fie $I = 0,5 \mu$ A și rezultă $V_p \leq |\Delta V_z| + IR_e = 0,0635$ V.

Această tensiune de prag sub valoarea de 0,1 V face posibilă o detectie *MA* practic fără prag. Pentru stabilizarea termică a tensiunilor stabilizate $V_z(T_1)$ și $V_z(T_2)$ se poate conecta (optional) rezistența de $510 \text{ k}\Omega$ (R_T) pentru polarizarea termostatului, asigurîndu-se termostatarea detectorului *MA*.

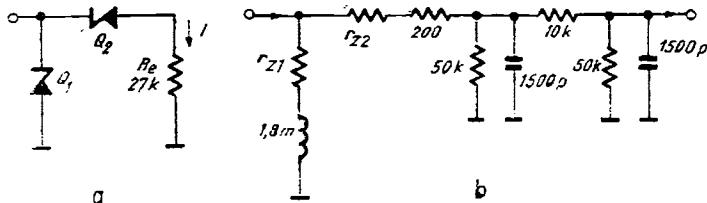


Fig. 3.25. Schema echivalentă în c.c. (a) și în c.a (b) a detectorului *MA* din figura 3.24.

Schema echivalentă de c.a. a detectorului este reprezentată în figura 3.25. b pentru cazul alternanței detectate ($v \geq V_P$).

Deoarece în serie cu Q_1 avem bobina de $1,8 \text{ mH}$, la frecvența purtătoarei de 1 MHz , această ramură de circuit are impedanță mare în raport cu grupul $\bar{R}C$ din emitorul tranzistorului de intrare.

Rezistența dinamică, r_z , în regiunea de stabilizare are o valoare de aproximativ 10Ω , astfel că atât r_{z1} cât și r_{z2} pot fi neglijate în schema de c.a.

3.4.12. Generator de zgomot⁶

În scopul generării de zgomot alb (densitate spectrală constantă) se poate utiliza o diodă Zener polarizată la curent constant.

Dar acest generator de zgomot depinde de temperatură; în cazul în care dorim un generator de zgomot alb calibrat, o soluție ar fi termostatarea acestuia. Pentru realizarea acestei soluții vom utiliza circuitul integrat BA726. În figura 3.26 se prezintă schema electrică a generatorului de zgomot.

Zgomotul este generat de Q_2 conectat ca diodă polarizată invers; amplitudinea zgomotului generat depinde de punctul de funcționare al lui Q_2 . Astfel se observă experimental că valoarea maximă pentru zgomot se obține pentru un curent în jurul valorii de $10 \mu\text{A}$; se alege pentru polarizarea lui Q_2 , $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$. Tensiunea de polarizare a lui Q_2 este dată de Q_1 conectat de asemenea ca diodă polarizată invers.

Pentru a asigura o polarizare corespunzătoare pentru Q_2 se fixează curentul prin Q_1 în jurul valorii de $2,2 \text{ mA}$, alegind $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$.

Funcționarea termostatului este asigurată prin rezistență $R_T = 510 \text{ k}\Omega$. Zgomotul generat de Q_2 este amplificat prin intermediul a două etaje realizate cu $\beta M381$. Primul etaj amplifică cu $A_1 = 100$ iar al doilea cu $A_2 = 10$.

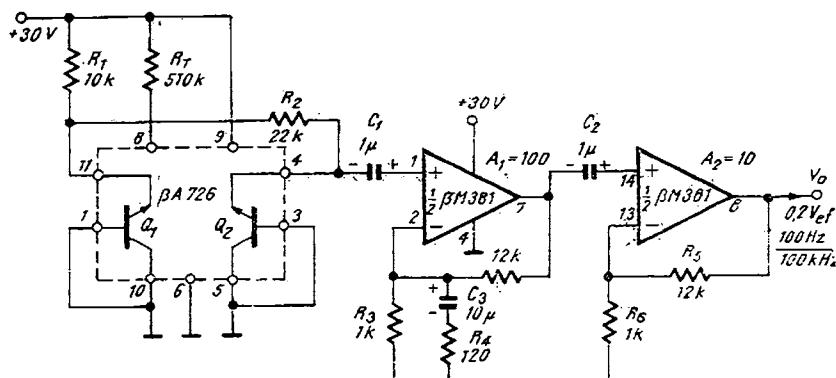


Fig. 3.26. Generator de zgomot.

Astfel se obține la ieșire zgomot alb de valoare efectivă aproximativ de 0,2 V_r. Trebuie specificat că banda de zgomot este limitată de cele două etaje de amplificare, între limitele 100 Hz...100 kHz.

3.5. Alte circuite cu substrat stabilizat termic?

În acest domeniu al circuitelor integrate ce încorporează un termostat se remarcă circuitul integrat LM 399, care asigură o referință de tensiune de mare stabilitate termică și în timp. Tensiunea stabilizată are valoarea de 6,9 V, și deriva termică mai mică decât 1 ppm/°C.

Schema bloc a circuitului integrat LM 399 este prezentată în figura 3.27. Pe același cip sunt incluse două circuite independente electric: termostatul (temperatura de lucru 90°C) și stabilizatorul care furnizează tensiunea de referință.

Singura legătură electrică între cele două circuite este dioda de izolare, caracteristică oricărui circuit integrat în care izolarea componentelor se face cu joncțiuni blocate. Restrictia de funcționare ce se impune este aceea ca dioda de izolare să fie totdeauna polarizată invers iar tensiunea corespunzătoare să nu depășească 40 V.

Referința de tensiune poate fi folosită cu sau fără termostat în funcționare.

Schema electrică a circuitului este dată în figura 3.28.

Termostatul conține tranzistoarele $Q_1 - Q_3$ (vezi figura 3.28.a). Încălzirea electrică a cipului este asigurată de disipația grupului Q_1, Q_2 .

La conectarea alimentării termostatului, acesta consumă un curent de 140 mA (determinat de tranzistorul de limitare Q_3). Deoarece cipul începe să se încălzească, tensiunea de deschidere a tranzistorului Q_4 scade și acesta începe să conducă. La atingerea temperaturii de 90°C, aproape tot curentul din colectorul lui Q_4 este preluat de Q_4 , restul fiind aplicat grupului Darlington Q_1, Q_2 . Puterea dissipată scade la nivelul necesar menținerii temperaturii de termostatare. În acest fel temperatura cipului este stabilizată: pentru o variație de temperatură de 100°C a mediului ambient se obține o variație a temperaturii cipului mai mică de 2°C. Pentru ca termostatul să funcționeze trebuie ca temperatura exterioară să fie mai mică decât temperatura stabilizată de +90°C.

Circuitul pentru referința de tensiune conține tranzistoarele $Q_{10} - Q_{16}$. (vezi figura 3.28.b). O diodă Zener îngropată D_3 , polarizează bază tranzistorului Q_{13} care comandă grupul Q_{12}, Q_{11} . Variațiile curentului de polarizare a referinței sunt aproape total absorbite de grupul Q_{12}, Q_{11} comparativ cu D_3 . Curentul prin D_3 este menținut constant la 250 μ A de către rezistență de 2 k Ω în paralel pe joncțiunea bază-emitor a lui Q_{13} . Tensiunea bază-emitor a lui Q_{13} compensează în temperatură tensiunea de referință.

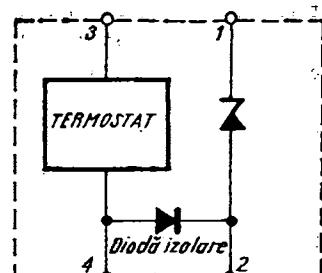


Fig. 3.27. Schema bloc a circuitului LM 399

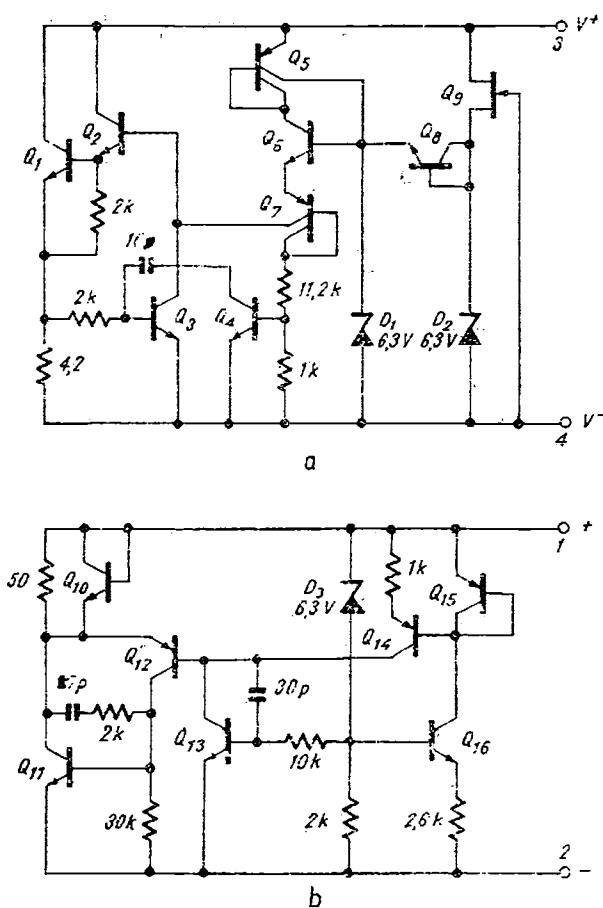


Fig. 3.28. Schema electrică de principiu a circuitului LM399

Referitor la performanțele circuitului, în *Tabelul 3.2* sunt prezentate valorile tipice pentru mărimile electrice caracteristice ale acestuia.

Stabilizând temperatura circuitului la 90°C , implicit se elimină deriva termică pentru temperaturi externe mai mici decât 90°C . Referința de tensiune este în mod normal compensată în temperatură, astfel încât termostatul scade și mai mult valoarea derivei termice.

Pentru temperaturi mai mari ca 90°C , și în cazul în care termostatul nu este folosit, coeficientul termic al referinței este de $15 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$.

În domeniul aplicațiilor ce utilizează acest circuit integrat stabilitatea referinței acestuia este atât de bună (chiar mai bună decât a rezistențelor de precizie), încât trebuie evitată limitarea performanțelor de către partea externă de circuitul integrat din schema respectivă.

Tabelul

LM 399

REFERINȚA DE TENSIUNE DE PRECIZIE

Valori tipice

Tensiunea de referință	6,95 V
Curentul de polarizare	0,5 mA ... 10 mA
Coeficientul de temperatură	0,3 ppm/ $^{\circ}$ C
Rezistența dinamică	0,5 Ω
Zgomot (10 Hz – 10 KHz)	7 μ V
Stabilitate pe interval lung	20 ppm
Tensiunea de alimentare a termostatului	9 V ... 40 V
Puterea disipată de termostat (25° C)	300 mW
Timpul necesar stabilizării temperaturii interne	3 secunde

Alimentarea circuitului integrat *LM 399* necesită o tensiune între 9 V și 40 V pentru termostat și un curent de polarizare a referinței între 0,5 mA și 10 mA. Rezistența dinamică mică minimizează stabilizarea curentului de polarizare comparativ cu diodele Zener obișnuite. Singura restricție la polarizarea referinței de tensiune este tensiunea ce apare pe dioda de izolare. Aceasta trebuie polarizată invers cu o tensiune care să nu depășească 40 V. De aceea, este necesară o legătură electrică între referința de tensiune și termostat pentru a ne asigura că nu este depășită tensiunea maximă pe dioda de izolare.

BIBLIOGRAFIE

1. C. Bulucea, M. Vais, H. Profeta. Circuite integrate liniare, Editura tehnică, București 1975
2. * * * Circuite integrate analogice Catalog, IPRS – BĂNEASA, 1983.
3. M. Bodca, A. Silard. Măsurarea temperaturii utilizând o pereche de tranzistoare bipolare. E.E.A. – Automatica și electronică, 22, nr. 2 (iunie 1978), p. 54.
4. M. Bodca, G. Tănase, Lucrări nepublicate 1981
5. N. Marinescu. Comunicare personală.
6. E. Găzdac. Generator de zgomot alb în bandă de frecvențe 20 Hz..., 20 kHz cu parametri電氣ici stabili. Lucrările Conferinței anuale de semiconductoare, CAS-83, p. 339.
7. * * * Linear Integrated Circuits. Databook, NATIONAL SEMICONDUCTOR, 1981.

βA 3054 | Arie de tranzistoare bipolare

4.1. Prezentarea circuitului

4.1.1. Destinație

Aria de tranzistoare bipolare βA 3054 este destinată în principal schemelor de factură „clasică”, realizabile cu tranzistoare discrete, scheme în care se dorește însă îmbunătățirea performanțelor prin utilizarea tranzistoarelor integrate. Datorită realizării monolitice, tranzistoarele sunt bine împerecheate electric și termic. Circuitul poate fi utilizat pe un domeniu larg de frecvențe care se extinde de la c.c. pînă la 120 MHz. Tranzistoarele pot opera cu curenti de colector ce pot varia de la 1 μ A la 50 mA și cu tensiuni colector-emitor de maximum 15 V.

4.1.2. Descrierea circuitului

Circuitul βA 3054 conține 6 tranzistoare conectate astfel încît formează două perechi diferențiale alimentate în emitoare de un tranzistor sursă de curent (vezi figura 4.1).

Datorită realizării monolitice circuitul este foarte potrivit pentru aplicații duale, în care împerecherea între etajele amplificatoare constituie o cerință majoră.

De asemenea fiecare tranzistor din circuitul βA 3054 este izolat electric față de substrat și de celelalte tranzistoare printr-o joncțiune $p-n$ care trebuie polarizată invers (vezi figura 4.1). Deci substratul (terminalul 5) trebuie conectat la un potențial care este mai negativ decât potențialul oricărui alt terminal al capsulei.

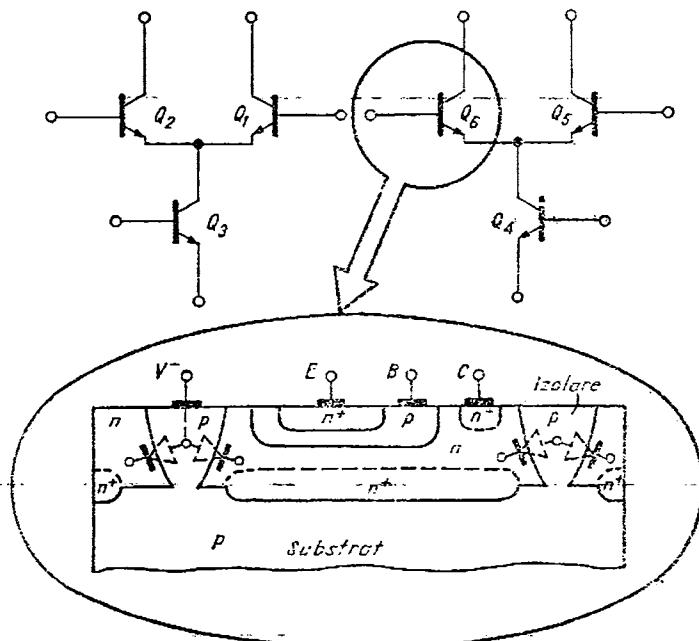


Fig. 4.1. Schema electrică împreună cu detaliu tehnologic.

4.2. Parametri

4.2.1. Performanțele circuitului

Mărimele caracteristice ale circuitului βA 3054 sunt indicate în *Tabelul 4.1*. Depășirea valorilor limită absolută determină fie defecarea catastrofică a circuitului fie, în cel mai bun caz, ieșirea parametrilor din specificațiile arătate în tabel.

Tabelul 4.1

β A 3054

Arie de tranzistoare bipolare

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Puterea disipată totală (pe capsula)	600 mW
maximă	
Pentru fiecare tranzistor	
Puterea disipată maximă	300 mW
Tensiunea colector-emitor	15 V

Tabelul 4.1 (continuare)

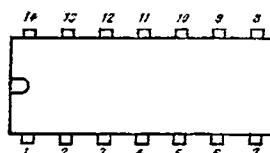
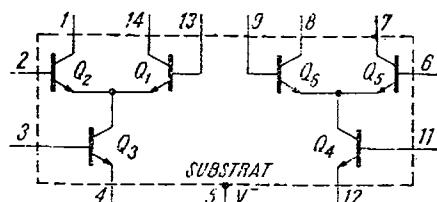
VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

 β A3054

Pentru fiecare tranzistor

Tensiunea colector-bază	20 V
Tensiunea inversă emitor-bază	5 V
Tensiunea colector-substrat	20 V
Curentul de colector	50 mA
Curentul de bază	5 mA
Temperatura maximă a joncțiunii	+125°C
Gama temperaturilor de funcționare	0 ... +70°C
Gama temperaturilor de stocare	-25°C ... +125°C

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR

capsula TO - 116
vedere de sus

Notă. Terminalul 10 este neconectat

Tabelul 4.1 (continuare)

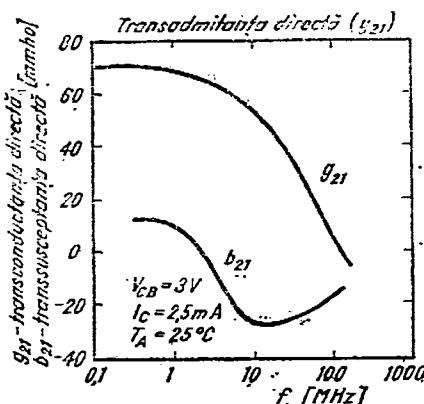
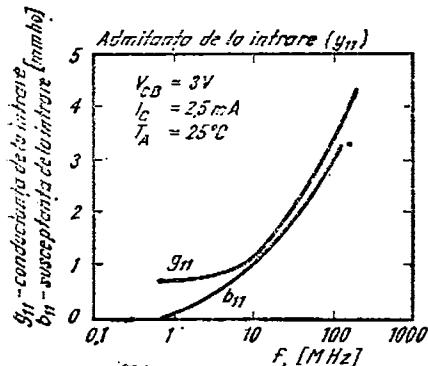
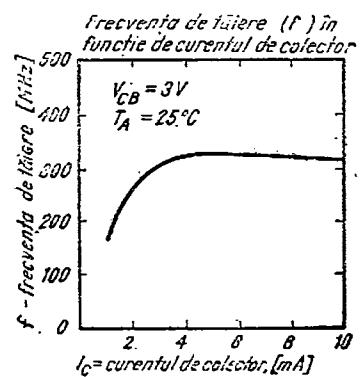
pA 3054

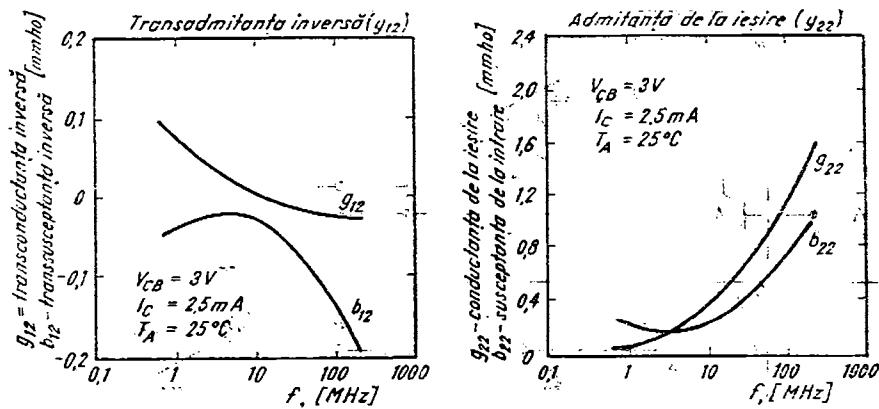
CARACTERISTICI ELECTRICE ($T_a = + 25^\circ\text{C}$)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Pentru fiecare etaj diferențial						
Tensiunea de offset la intrare	V_{OS}			0,5	5	mV
Curentul de polarizare al intrării	I_B	$V_{CB} = 3 \text{ V}$ $I_{E3} = I_{E4} = 2 \text{ mA}$		10	25	μA
Curentul de offset la intrare	I_{OS}			0,3		μA
Deriva termică a tensiunii de offset	$\frac{\Delta V_{OS}}{\Delta T}$			1		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Caracteristici statice pentru fiecare tranzistor						
Tensiunea bază-emitor	V_{BE}	$V_{CB} = 3 \text{ V}$				
		$I_C = 90 \mu\text{A}$		0,630	0,700	V
		$I_C = 1 \text{ mA}$		0,715	0,800	V
		$I_C = 2 \text{ mA}$		0,750	0,850	V
		$I_C = 10 \text{ mA}$		0,800	0,900	V
Deriva termică a tensiunii bază-emitor	$\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$	$V_{CB} = 3 \text{ V},$ $I_C = 1 \text{ mA}$		-1,9		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Curentul rezidual de colector	I_{CBO}	$V_{CB} = 10 \text{ V},$ $I_E = 0$			100	nA
Tensiunea de stră-pungere colector-emitor	V_{CEO}	$I_C = 1 \text{ mA},$ $I_E = 0$	15	24		V
Tensiunea de stră-pungere colector-bază	V_{CBO}	$I_C = 10 \mu\text{A},$ $I_E = 0$	20	60		V
Tensiunea de stră-pungere colector-substrat	V_{CS}	$I_C = 10 \mu\text{A},$ $I = 0$	20	60		V
Tensiunea de stră-pungere emitor-bază	V_{EBO}	$I_E = 10 \mu\text{A},$ $I_C = 0$	5	7		V

Tabelul 4.1 (continuare)
BA 3054

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Caracteristici dinamice pentru fiecare tranzistor						
Frecvența de tăiere	f_T	$V_{CB} = 3 \text{ V}$ $I_C = 5 \text{ mA}$	-	-320	-	MHz
Admitanța de la intrare	y_{11}			$0,74 + j0$		mmho
Admitanța directă	y_{21}	$V_{CB} = 3 \text{ V}$ $I_C = 2,5 \text{ mA}$		$70 + j11,7$		mmho
Admitanța inversă	y_{12}	$f = 1 \text{ MHz}$		$0,073 - j0,035$		mmho
Admitanța de la ieșire	y_{22}			$0,23 + j0,15$		mmho





CARACTERISTICI TERMICE

Rezistență termică juncțiune-capsulă	$R_{th, j-a}$	200 °C/W
--------------------------------------	---------------	----------

4.2.2. Măsurări la fabricant

Pentru a caracteriza circuitul, din punct de vedere electric, măsurările se fac cu ajutorul schemei din figura 4.2 care se referă la o jumătate a circuitului βA 3054, cealaltă jumătate măsurindu-se similar. Pentru măsurarea unui parametru schema reprezentată este configurată cu ajutorul releeelor. Configurarea se realizează automat, întregul sistem fiind comandat de un calculator.

Secvențial măsurările se fac după descrierea următoare. (Se acceptă convenția menționării condițiilor de test numai atunci cînd apar schimbări de la un test la altul).

1. *Funcționare.* Cu ajutorul acestui test se urmărește punerea în evidență a faptului că circuitul testat conține, în jumătatea respectivă, trei tranzistoare care funcționează și conexiunile interne sunt corecte. După configurarea releeelor și aranjarea stimулilor circuitul din figura 4.2, va arăta ca cel din figura 4.3. Dacă circuitul funcționează corect, dezechilibrul creat de tensiunile V_2 și V_3 va determina comutarea amplificatorului βA 741 către + 24 V dacă $V_2 = -20$ V, $V_3 = +20$ V și către 0 V dacă $V_2 = +20$ V, $V_3 = -20$ V.

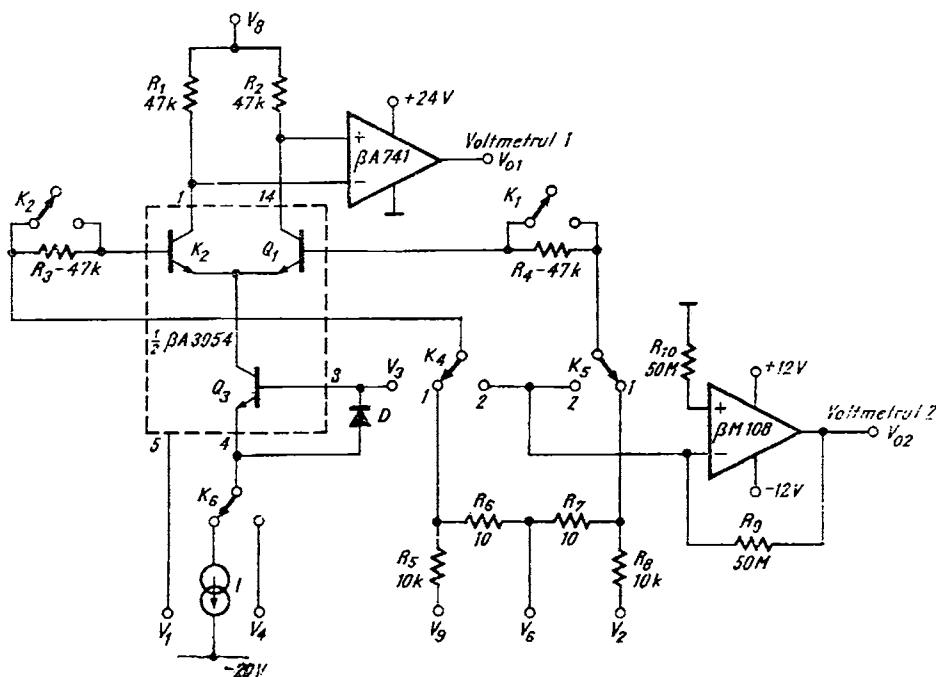


Fig. 4.2. Schema generală de testare.

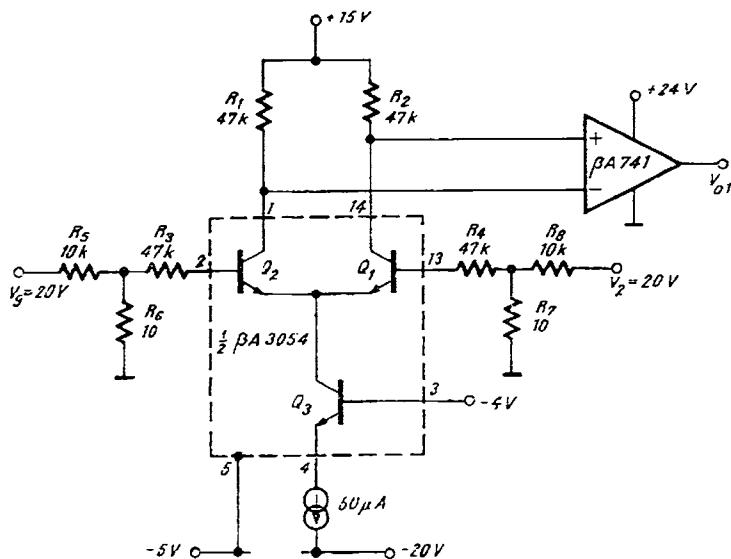


Fig. 4.3. Testare funcțională.

2. $V_{CBO} Q_1/Q_2$. Acționând releele K_4 și K_5 , deconectând terminalul 4 și schimbînd tensiunea de alimentare $V_s = 20$ V, schema de măsură va arăta ca cea din figura 4.4. Bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 vor fi menținute la un potențial

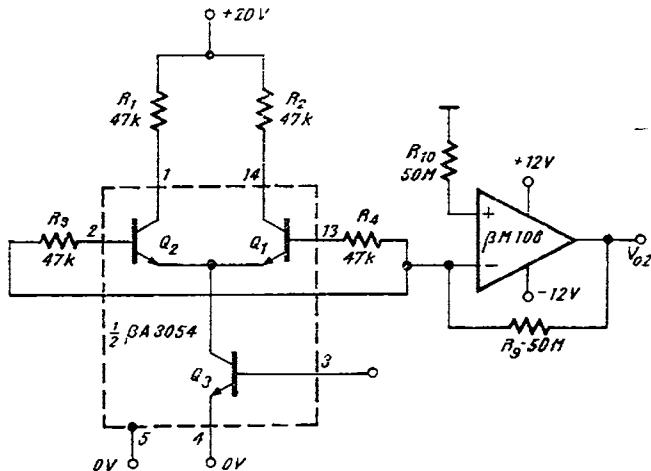


Fig. 4.4. Testarea parametrului V_{CBO} pentru tranzistoarele Q_1 și Q_2 .

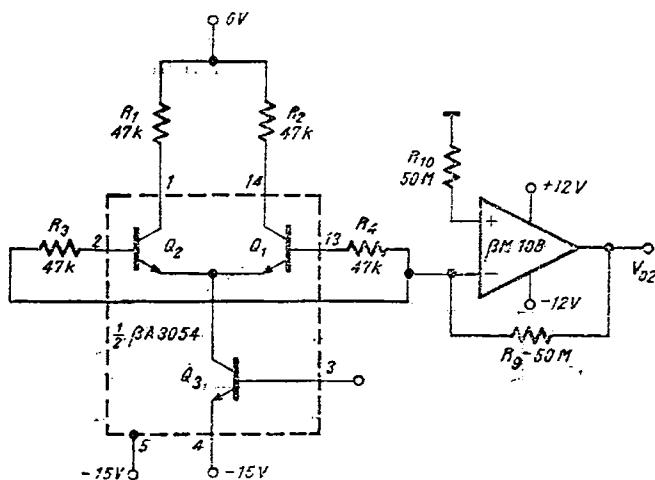
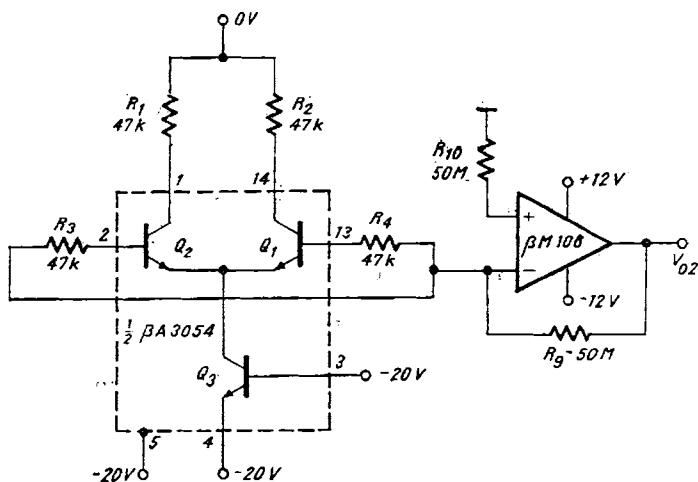
de 0V datorită circuitului $\beta M108$. Se verifică în acest fel funcționarea corectă a tranzistoarelor Q_1 și Q_2 la o tensiune $V_{CBO} = 20$ V. Într-adevăr, tranzistoarele fiind blocate, tensiunea V_s apare între colector și bază. Funcționarea normală presupune injectia sumei curentilor reziduali, din bazele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 , spre $\beta M108$. Acest fapt va determina aşezarea ieșirii lui $\beta M108$ la o valoare negativă dată de relația

$$V_{o2} = -2I_{CBO} \times 50 \text{ M}\Omega [\text{V}].$$

Dacă tranzistoarele nu se străpung această tensiune se menține între 0 și -5 V.

3. $V_{CEO} Q_3$. Se verifică tensiunea V_{CEO} pentru tranzistorul Q_3 . Pentru aceasta se deconectează V_3 , se acționează K_6 , iar $V_1 = V_4 = -15$ V. Tensiunca $V_s = 0$ V. Tranzistorul Q_3 este polarizat cu o tensiune colector-emitor de aproximativ 15V, deoarece bazele tranzistoarelor Q_1 , Q_2 sunt la un potențial practic nul (vezi figura 4.5) Tensiunea V_{o2} va fi pozitivă datorită curentilor de bază ai tranzistoarelor Q_1 și Q_2 care intră în terminalele 2 și 13 și a căror sumă trece prin Q_3 . Tensiunea V_{o2} trebuie să se mențină sub 5 V.

4. $V_{CBO} Q_3$. Schimbînd $V_3 = V_4 = V_1 = -20$ V se verifică funcționarea normală a tranzistorului Q_3 la tensiunea V_{CBO} . Acest tranzistor este în continuare blocat și deci testul este similar celui anterior (vezi figura 4.6).

Fig. 4.5. Schema pentru testarea parametrului V_{CEO} pentru tranzistorul Q_3 .Fig. 4.6. Schema pentru testarea parametrului V_{CEO} pentru tranzistorul Q_3 .

5. $V_{ZBO} Q_2$. Se aranjează releele pentru a se obține circuitul echivalent din figura 4.7. Punctele V_2 , V_3 și V_9 se deconectează. Tensiunea V_6 este de 5,5 V. În baza lui Q_2 potențialul este 0V, iar în emitorul lui Q_1 potențialul este de aproximativ 5V. Dacă jonctiunea emitor-bază a tranzistorului Q_2 nu se străpunge, currentul invers prin această jonctiune se menține sub 100 nA, iar tensiunea V_{O2} va fi între 0 V și -5 V.

6. $V_{ZBO} Q_1$. Se măsoară acționind K_5 și aducind K_4 în poziția inițială după care se procedează la fel ca la măsurarea tensiunii $V_{ZBO} Q_2$.

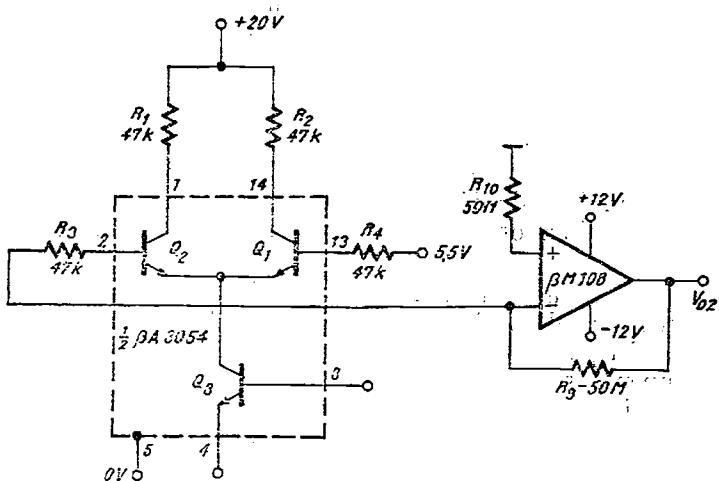


Fig. 4.7. Schema pentru testarea parametrului V_{CEO} pentru tranzistorul Q_2 .

7. V_{os} (tensiunea de offset). Pentru acest test se aranjează releele și stimulii pentru obținerea circuitului echivalent din figura 4.8. Datorită tensiunii de offset amplificatorul Q_1-Q_2 va fi dezechilibrat astfel încit V_{o1} va fi 0 sau 24 V. În punctul V_g , se propun tensiuni pozitive, crescătoare, de ordinul

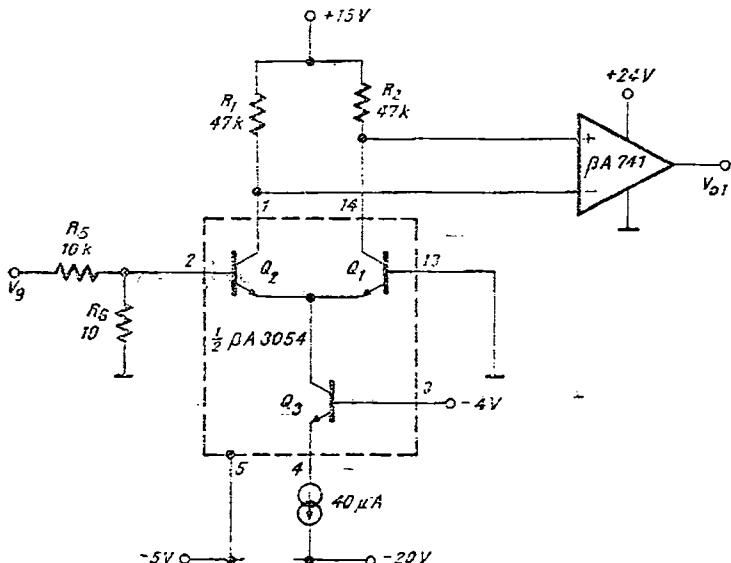


Fig. 4.8. Schema pentru testarea tensiunii de offset V_{os} .

volților, pînă cînd ieșirea lui βA 741 schimbă de stare. În acest moment tensiunea din V_g a echilibrat tensiunica de offset, care va fi dată de relația

$$V_{os} = -V_g \times \frac{R_6}{R_5} = -V_g \times 10^{-3} \text{ [V].}$$

Dacă βA 741 nu comută este posibil ca semnul tensiunilor propuse în V_g să fie același cu semnul tensiunii de offset, ceea ce duce la o menținere a sensului dezechilibrării amplificatorului Q_1-Q_2 . În consecință se vor propune tensiuni negative.

8. I_{os} (*Curentul de offset*). Aducînd releele K_1 și K_2 în starea inițială, se introduc în circuitul bazelor rezistențele R_3 și R_4 . Circuitul va arăta ca cel din figura 4.9. În punctul V_g se lasă în continuare valoarea găsită anterior, pentru a compensa tensiunea de offset.

În punctul V_2 se propun tensiuni pozitive crescătoare, de ordinul volțiilor, pînă cînd ieșirea lui βA 741 schimbă de stare. Testul este asemănător celui anterior. Curentul de offset va fi

$$I_{os} = \frac{V_2}{R_4} = \frac{V_2}{47 \text{ k}\Omega} \quad [\text{mA}].$$

9. I_{B1} și I_{B2} . Curenții de intrare se măsoară în aceleași condiții ca și curentul de offset cu excepția faptului că releele K_1 și K_2 se acționază pe rînd. În acest fel se obțin valori pentru I_{B2} , respectiv I_{B1} , date de relația

$$I_{B1(2)} = \frac{V_2}{47 \text{ k}\Omega} \quad [\text{mA}]$$

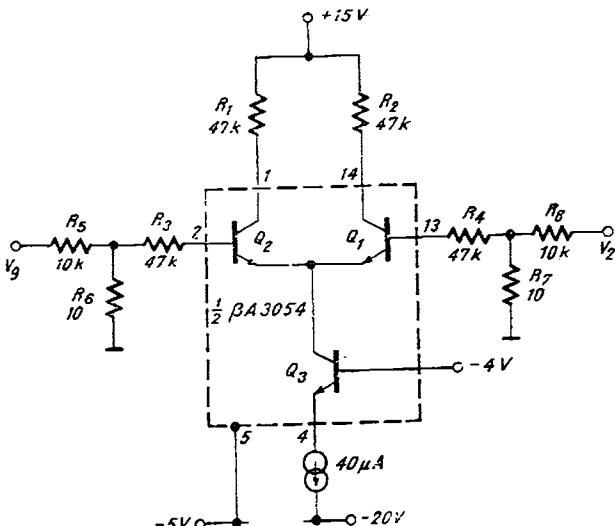


Fig. 4.9. Schema pentru testarea curentului de offset I_{os} .

4.2.3. Măsurări la utilizator

La livrare fabricantul garantează performanțele circuitului în limita specificațiilor sale. Parametrii arătați anterior sunt măsuраti pe fiecare circuit în parte. Circuitul fiind simplu, defectele ulterioare, care pot apărea, sunt de tip catastrofic (întreruperi, scurtcircuitări). Astfel de defecte sunt puse ușor în evidență în schema utilizatorului și nu merită să ne ocupăm de ele.

Atenție! În timpul funcționării, utilizatorul va avea grija să nu depăsească valorile limită absolute sub nici o formă, chiar dacă acest fapt se produce într-un timp scurt, nedistructiv. Depășirea curentilor de intrare maxim admisibili (străpungerea chiar nedistructivă a joncțiunii EB) va avea ca urmare apariția unor mutații ireversibile în tranzistoare care conduc la degradarea amplificării, tensiunii de offset, curentului de offset și în special a performanțelor de zgomot.

În continuare circuitul se va purta „ciudat”, chiar dacă se revine ulterior în limita specificațiilor de folosire.

Pentru anumite aplicații utilizatorul poate dori să cunoască valoarea tensiunii și a curentului de offset, precum și curentii de intrare. Ca urmare va sorta un circuit dintr-un grup pentru a îmbunătăți performanțele propriei aplicații. Măsurările pot fi realizate cu ajutorul schemei din figura 4.10 pentru o jumătate de circuit, cealaltă jumătate măsurându-se în mod identic.

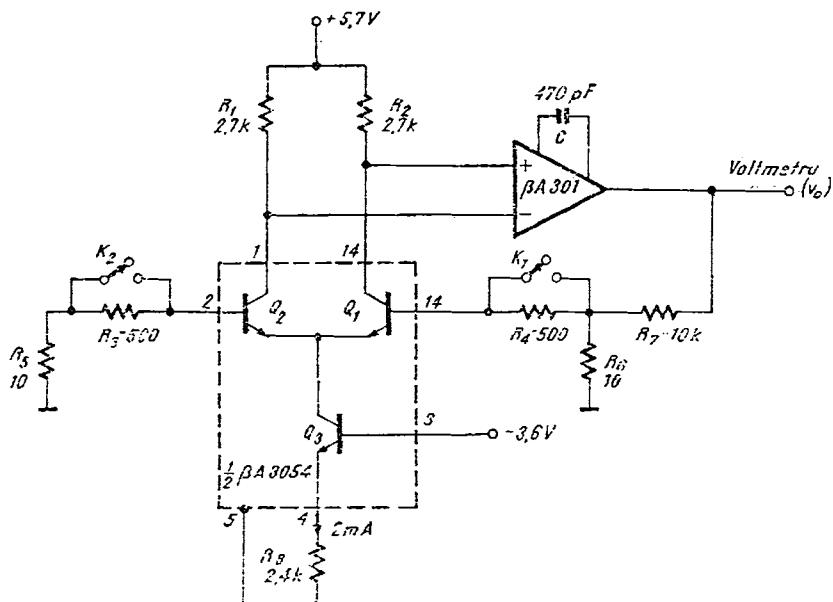


Fig. 4.10. Schema de testare recomandată pentru utilizator.

Secvențele de măsură sunt următoarele:

- Cu K_1, K_2 închise se măsoară V_o . Rezultă tensiunea de offset:

$$V_{os} = \frac{V_o}{1 + R_7/R_6} \approx V_o \times 10^{-3} [\text{V}].$$

- Cu K_1, K_2 deschise se măsoară V_o . Rezultă curentul de offset:

$$I_{os} = \frac{1}{R_4} \left(\frac{V_o}{1 + R_7/R_6} - V_{os} \right) = \frac{1}{500} (10^{-3} V_o - V_{os}) [\text{A}].$$

- Cu K_1 deschis și K_2 închis se măsoară curentul de intrare al tranzistorului Q_1 citindu-se tensiunea V_o :

$$I_{B1} = \frac{1}{R_3(R_7)} (V_o - V_{os}) = \frac{1}{500} (10^{-3} V_o - V_{os}) [\text{A}]$$

4.3. Aplicații

4.3.1. Amplificator diferențial de joasă frecvență

Modul de conectare a tranzistoarelor din circuitul BA 3054 conduce în mod firesc la folosirea sa ca amplificator diferențial simplu sau dual.

Un exemplu este prezentat în figura 4.11. Punctele statice de funcționare ale tranzistoarelor sunt determinate de tensiunea de pe terminalul 3. Datorită simetriei schemei curentul prin tranzistorul Q_3

$$I_{C3} = \frac{V_3 - (-6) - V_{BE3}}{R_5} \approx \frac{V_3 + 5,3}{0,5} [\text{mA}]$$

se distribuie în mod egal între Q_1 și Q_2 .

Pentru gama de variație a tensiunii V_3 se poate accepta intervalul $0 \dots -6$ V. Între 0 și -4 V se poate considera că dependența $I_{C3}(V_3)$ este liniară.

Cîstigul diferențial al schemei este dat de relația

$$A_{\text{ad}} = -g_m R_C$$

unde

$$g_m = \frac{1}{2} \frac{qI_{C3}}{kT}.$$

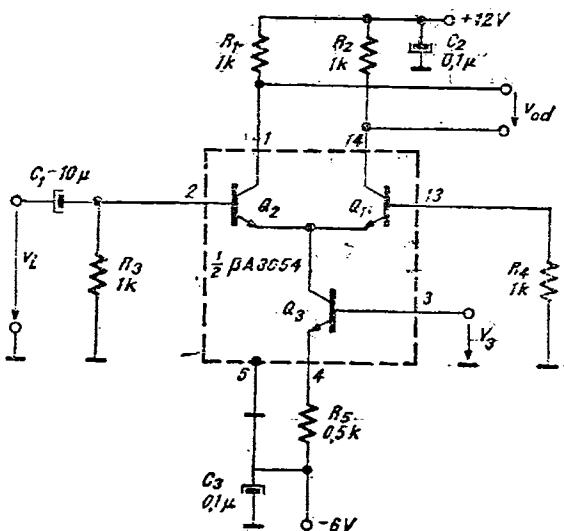


Fig. 4.11. Amplificator diferențial de joasă frecvență.

Dependența cîștigului diferențial în funcție de tensiunea V_3 este indicată în figura 4.12.

Circuitul are o bună rejecție de mod comun. Dependența raportului de rejecție a modului comun ($CMRR$) în funcție de tensiunea V_3 este indicată în figura 4.13. Pentru $-0,5 \text{ V} \leq V_3 < 0 \text{ V}$ $CMRR$ scade mult deoarece tranzistorul Q_3 (sursa de curent) intră în saturatie.

O aplicație des întîlnită a circuitului din figura 4.11 o constituie *potențiometrul electronic*. Variind tensiunea V_2 , se obține o modificare a tensiunii de ieșire V_{od} pe un domeniu larg (60 dB) așa cum rezultă din figura 4.12. Se pot realiza în acest fel atenuatoare programabile, dar și reglaje de volum pentru circuite audio.

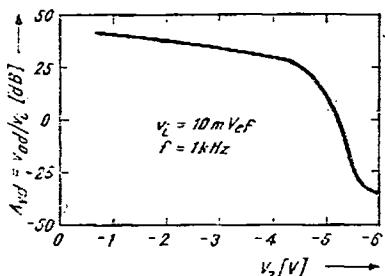


Fig. 4.12. Dependența cîștigului diferențial în funcție de tensiunea V_3 , pentru schema din figura 4.11.

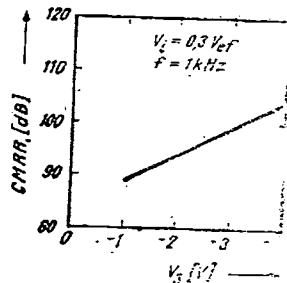


Fig. 4.13. Dependența rejecției de mod comun în funcție de tensiunea V_3 , pentru schema din figura 4.11.

Totuși, în general, comanda de la baza tranzistorului Q_3 este folosită pentru operarea pornit-oprit a amplificatorului și mai puțin realizarea funcției de atenuator programabil, fapt determinat de nelinieritatea caracteristicii $A_{vd}(V_3)$.

O altă metodă de modificare a valorii ciștigului printr-o comandă cu o tensiune de c.c. este prezentată în schema din figura 4.14.

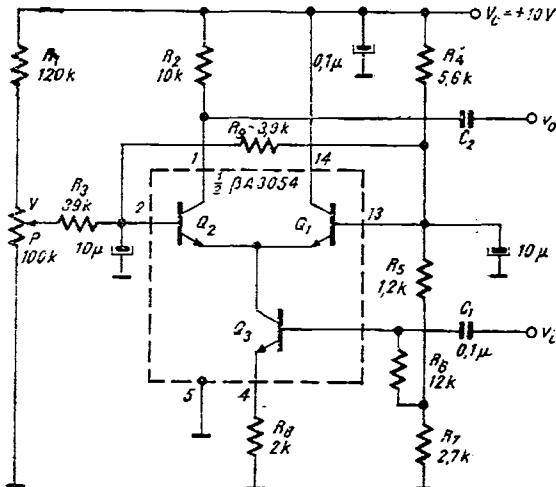


Fig. 4.14. Amplificator diferențial de joasă frecvență cu ciștig reglabil.

Observind că expresia tensiunii de la ieșire este^{1,2} (tranzistoarele Q_1 , Q_2 se presupun perfect împerecheate)

$$v_o \approx R_2 i_{3} - \frac{\frac{1}{g_{m1}}}{\frac{1}{g_{m1}} + \frac{1}{g_{m2}}} = R_2 \frac{v_i}{R_s} \frac{I_2}{I_1 + I_2} = \frac{R_2}{R_s} \frac{I_2}{I_3} v_i,$$

se obține

$$a_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{R_2}{R_s} \frac{I_2}{I_3}.$$

Prin varierea poziției cursorului potențiometrului P se modifică valoarea tensiunii

$$\Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1}$$

fapt care determină modificarea valorii curentului I_2 , în conformitate cu relația¹

$$I_2 \approx \frac{I_3}{1 + \exp\left(-\frac{q\Delta V_{BE}}{kT}\right)},$$

deci și a valorii ciștigului a_v .

Din figura 4.14 rezultă

$$\Delta V_{BE} \approx \left(V - \frac{R_5 + R_7}{R_4 + R_5 + R_7} V_c \right) \frac{R_9}{R_3 + R_9} \cong \frac{V - 4,11}{11} \quad [\text{V}].$$

Dependența calculată și măsurată experimental a cîștigului a_v în funcție de tensiunea V este indicată în figura 4.15.

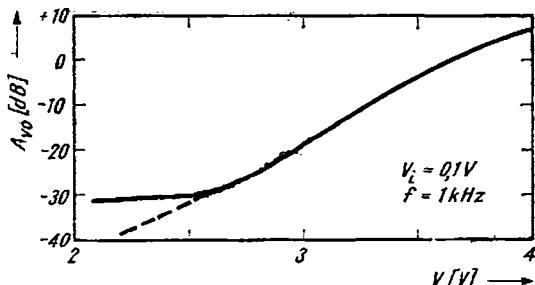


Fig. 4.15. Dependența cîștigului diferențial de tensiunea V pentru amplificatorul din figura 4.14.

4.3.2. Amplificator diferențial de înaltă frecvență

Pentru frecvențe de peste 10 MHz se poate folosi amplificatorul din figura 4.16, în care se utilizează circuite acordate la o frecvență dată f . Astfel de amplificatoare se folosesc în etajele de radiofrecvență (RF) sau de frecvență intermediară (FI). Circuitele din figura 4.16 au cîștigul maxim în putere de 30 dB și 18 dB la frecvența de 10,7 MHz și, respectiv, 100 MHz. Reglarea amplificării se face cu ajutorul potențiometrului de $5 \text{ k}\Omega$ și are la bază modificarea curentului furnizat de sursa Q_3 aşa cum s-a arătat în § 4.3.1.

O măsură de precauție care trebuie luată este de a aduna toate traseele de masă într-un singur punct, la terminalul 5 al circuitului. În măsura în care este posibil este de dorit și realizarea unei ecranări intrare/iesire.

4.3.3. Amplificator cascodă

Amplificatorul cascodă din figura 4.17² realizează un cîștig de aproximativ 100:

$$a = \frac{v_o}{v_i} = - g_m R_5 \cong - \frac{q}{kT} \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} V_c \frac{1}{R_4} R_5 = - 117.$$

Rațiunea folosirii tranzistorului cu baza comună rezidă în creșterea de cîteva ori a benzii de lucru, față de amplificatorul clasic cu emitorul comun

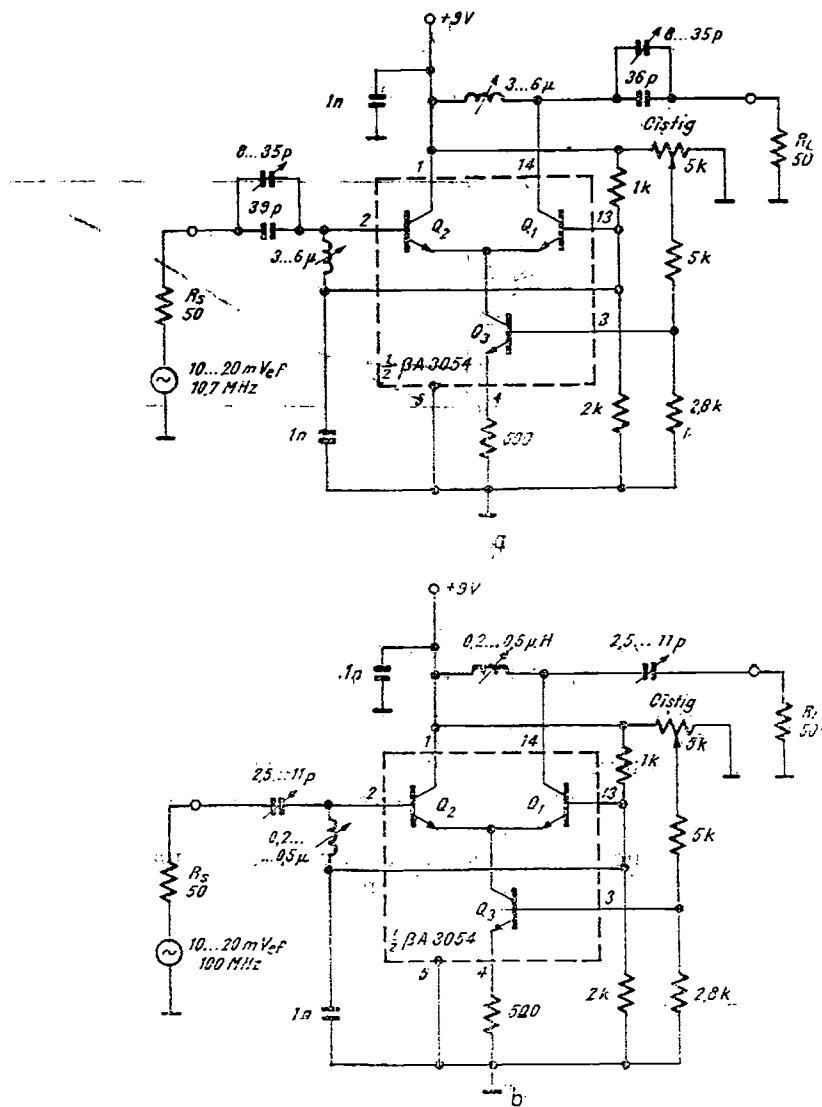
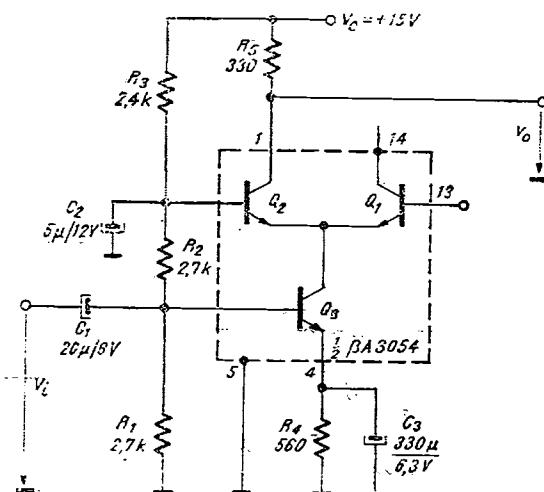


Fig. 4.16. Amplificatoare diferențiale de înaltă frecvență:
(a) pentru 10 MHz; (b) pentru 100 MHz.

(tranzistorul Q_3 lucrează pe emitorul lui Q_2 , cîștigul său în tensiune fiind unitar, deci efectul capacității colector-bază a tranzistorului Q_3 este redus la minimum). Banda amplificatorului este de ordinul a 20 ... 30 MHz.

Fig. 4.17. Amplificator cascodă de joasă frecvență.



În figura 4.18 este prezentată schema unui amplificator cascodă acordat, proiectat pentru frecvențe de 10 ... 100 MHz⁷. Spre deosebire de circuitul din figura 4.17 polarizarea generatorului de curent Q_3 este separată de circuitul de polarizare al tranzistorului Q_1 în ideea unei izolații mai eficiente a intrării de ieșire. Traseele de masă de la intrare și de la ieșire trebuie adunate într-un singur punct. Decuplările se proiecteză cît mai scurt chiar îngă, terminalele circuitului. Acordul se face pentru obținerea puterii maxime la ieșire, pe o sarcină de 50Ω . Cîstigul în putere măsurat este de 40 dB pentru un semnal de 10,7 MHz și de 20 dB pentru 100 MHz.

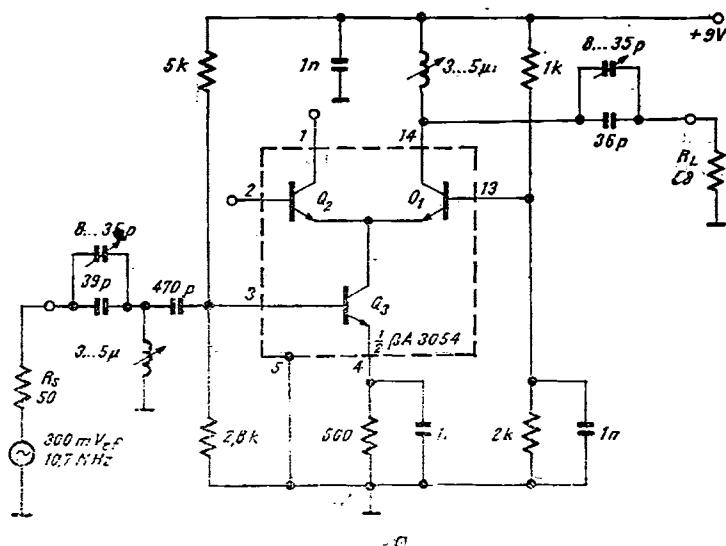


Fig. 4.18.a Amplificator cascodă 10 MHz;

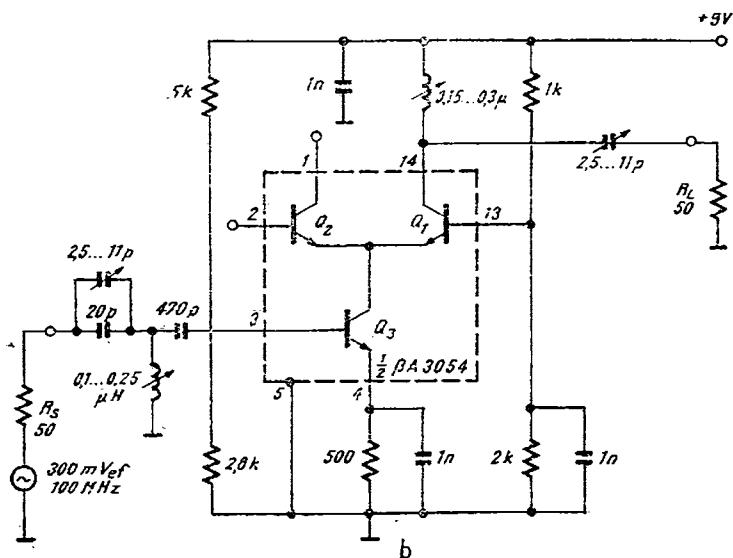


Fig. 4.18.b Amplificator cascodă acordat (100 MHz)

4.3.4. Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), MF

Folosind amplificatorul diferențial descris în § 4.3.2 se poate realiza un amplificator limitator de frecvență intermediară (FI) de 10,7 MHz, necesar receptiei MF, (vezi figura 4.19).

Curentul $I_1 \approx 3 \text{ mA}$ este copiat de sursele de curent a primelor 3 etaje. Curentul I_2 este dublul lui I_1 datorită necesității măririi capabilității de curent a ultimului etaj.

Amplificatorul este suficient de sensibil astfel încât intră în limitări începând cu tensiunea de $70 \mu\text{V}_{ef}$ la intrare.

Pentru a obține o valoare $B = 300 \text{ kHz}$ pentru banda amplificatorului este necesar ca banda circuitelor de cuplaj între etaje să aibă o valoare 2

$$B_{\text{circuit de cuplaj}} = \sqrt{\frac{1}{2^n - 1}} = \sqrt{\frac{1}{2^3 - 1}} \text{ kHz} \approx 600 \text{ kHz}$$

Rezistențele de $8,2 \text{ k}\Omega$ coboară valoarea factorului de calitate al bobinelor L_1 pentru realizarea benzii de 600 kHz . Cuplajele se realizează pe baghete de ferită cu diametrul de $4,7 \dots 5 \text{ mm}$, baghete pe care se bobinează cîte 20 spire de sîrmă RF pentru inductanțele L_1 și L_2 și care se cupleză critic. Capacită-

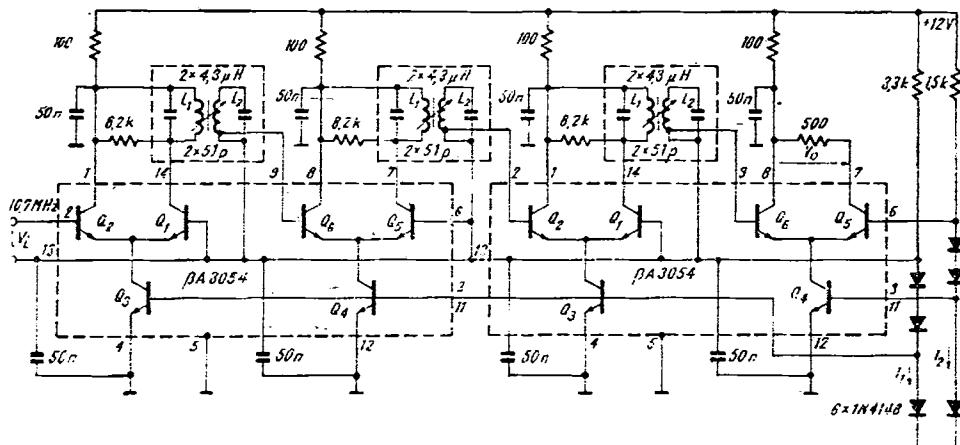


Fig. 4.19. Amplificator limitator de frecvență intermediară (10,7 MHz), MF.

țile de 50 pF sunt capacități totale (bobină + condensator) și se determină experimental prin măsurare cu un *Q*-metru.

La frecvența de 10,7 MHz amplificatorul nu ridică probleme de realizare dacă se are în vedere izolarea intrării de ieșire. Pentru o stabilitate bună s-a prevăzut o filtrare suplimentară pe alimentare pentru fiecare celulă amplificatoare, cu un grup *RC* de 100 Ω și 50 nF.

4.3.5. Amplificator demodulator de frecvență intermediară MF cu blocaj la dezacord (muting)

Circuitul din figura 4.20 folosește cele două celule ale circuitului βA 3054 pentru amplificarea semnalului de frecvență intermediară de 10,7 MHz⁵.

Amplificatorul este de bandă largă și folosește bobinile L_1 și L_2 pentru cuplarea celor două etaje. Realizarea lor este simplă: se bobinează 20 de spire de sîrămă RF pe o rezistență de 0,5 W.

Amplificatorul de intrare furnizează două semnale către circuitul *PLL*, βE 561. Unul dintre semnale intră, după primul etaj amplificator, în terminalul 4 al circuitului (intrarea *MA*). Semnalul este demodulat *MA*, de multiplicatorul dublu echilibrat de la această intrare, pentru a se furniza la ieșirea 1 o tensiune continuă direct proporțională cu amplitudinea din terminalul 4.

Al doilea semnal pleacă din a doua celulă amplificatoare și atacă întrarea 12, MF, intrînd în comparatorul de fază al circuitului *PLL*. Pentru acest semnal circuitul βE561 este un demodulator MF, furnizînd la ieșirea 9 semnalul audio util.

Facilitatea de blocaj ladezacord („muting“) este realizată de dioda *D* a cărei blocare, sau deschidere, este comandată de grupul de tranzistoare T_1 , T_2 . Într-adevăr dacă nu există semnal MF la intrare, tranzistorul T_1 este blocat în timp ce T_2 conduce și ridică potențialul colectorului diodei, blocînd-o.

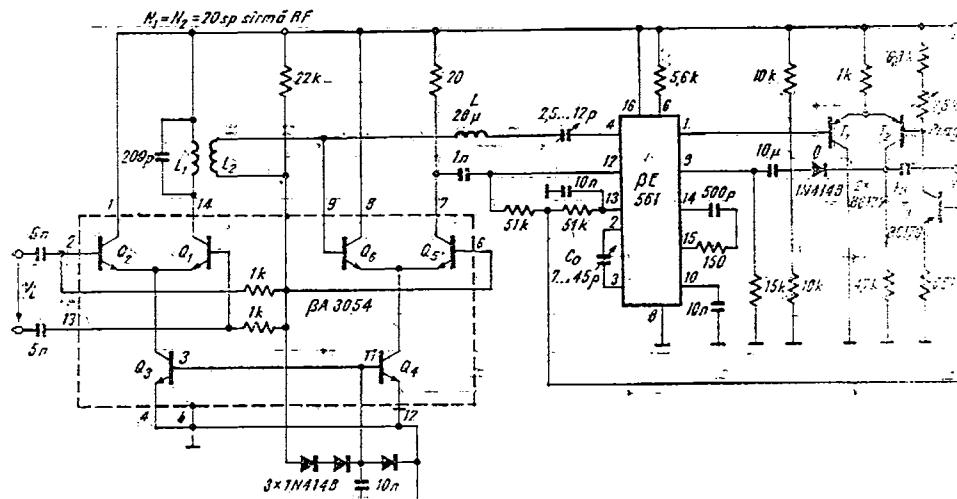


Fig. 4.20. Amplificator demodulator de frecvență intermediară (10,7 MHz), MF, cu blocaj la dezacord.

În prezența semnalului la intrare T_2 , se blochează și dioda se deschide, cuplând semnalul audio la ieșire. Tensiunea de prag a blocării ladezacord este reglată cu potențiometrul de $2,5 \text{ k}\Omega$ și depinde de curentul furnizat de tranzistorul T_3 . Polarizarea acestui tranzistor este realizată cu ajutorul polarizării interne a circuitului $\beta E561$, prin intrările 12 și 13 pentru menținerea unui cuplaj termic între circuitul PLL și pragul de blocare la dezacord.

Pentru demodularea MA , circuitul $\beta E561$ are nevoie de un circuit de defazare cu 90° la intrarea 4. Aceasta se realizează cu un circuit LC , care se acordă pentru amplitudine maximă a semnalului de la terminalul 7.

4.3.6. Modulatoare MA

În figura 4.21 se prezintă o schemă de modulator MA^3 . Funcționarea schemei este descrisă de relațiile:

$$\begin{aligned} i_{c1} &= \frac{1}{2} i_{c3} - g_{m1} \frac{v_m}{2} = \frac{1}{2} i_{c3} - \frac{q i_{c3}}{2 kT} \frac{v_m}{2} = \\ &= \frac{1}{2} [I_{c3} + g_{m3} v_p] \left[1 - \frac{q v_m}{2 kT} \right] = \frac{1}{2} I_{c3} \left(1 + \frac{q v_p}{kT} \right) \left(1 - \frac{q v_m}{kT} \right) \end{aligned}$$

Amplitudinea purtătoarei (V_p) și a semnalului modulator (V_m) trebuie să satisfacă condiția de semnal mic

$$V_m, V_p \ll \frac{kT}{q},$$

valorile curente fiind de ordinul a 10 mV.

În figura 4.22 se indică schema unui modulator echilibrat⁵. Într-adevăr, deoarece

$$v_o \sim i_{c1} - i_{c2} = \left(\frac{1}{2} i_{c3} - \right.$$

$$\left. - g_{m1} \frac{v_m}{2} \right) - \left(\frac{1}{2} i_{c3} + g_{m2} \frac{v_m}{2} \right) =$$

$$= -g_m v_m = \frac{1}{2} \frac{q i_{c3}}{kT} v_m =$$

$$= \frac{1}{2} \frac{q}{kT} [I_{c3} + g_{m3} v_p] v_m \sim v_m v_p,$$

unde s-a ținut cont că $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, rezultă că purtătoarea este eliminată.

Cu acest circuit se poate obține o rejecție a purtătoarei de 30 ... 40 dB. Din potențiometrul P (vezi figura 4.22) se reglează maximumul rejecției (se stabilește $v_m \equiv 0$ și se cauță minimul semnalului v_o).

Și în acest caz se impune condiția $V_m, V_p \ll kT/q$.

Circuitul a cărui schema este reprezentată în figura 4.23, numit modulator dublu echilibrat, reușește să eliminate din spectrul tensiunii de la ieșire atât componenta ω_p , cât și componenta ω_m fără a face apel — aşa cum se întâmplă în schemele descrise anterior — la circuite acordate.

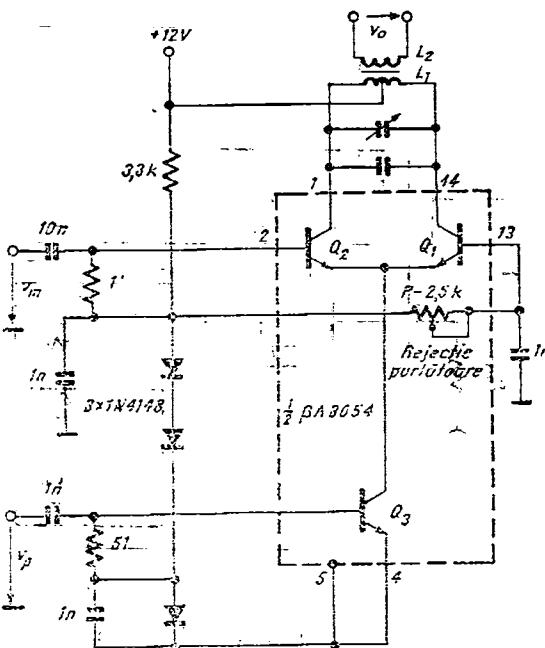


Fig. 4.21. Modulator MA.

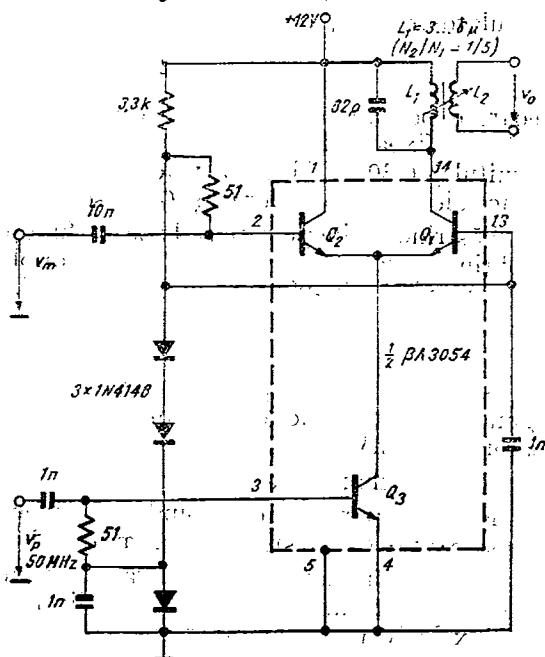


Fig. 4.22. Modulator MA echilibrat.

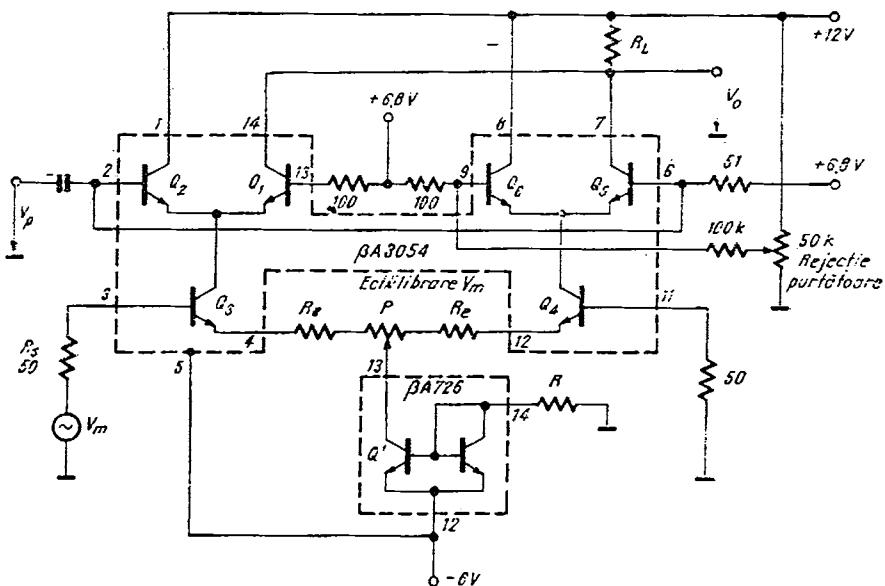


Fig. 4.23. Modulator MA dublu echilibrat.

Valorile rezistențelor R_e și P se aleg din considerente dinamice. Tensiunea modulatoare $V_{m,vv}$ nu trebuie să depășească valoarea

$$V_{m,vv} = 2V_{R_e} + V_p + 100 \text{ mV},$$

deoarece pot apărea distorsiuni. Currentul prin tranzistorul Q' al circuitului BA726 se fixează din rezistența R în funcție de sarcina R_L pe care va debita circuitul BA 3054. Alegera valorii rezistenței R se face astfel încât punctele statice ale tranzistoarelor Q_5 și Q_1 să se afle în mijlocul dreptei de sarcină.

Păstrând ideile pe care se bazează funcționarea circuitului din figura 4.23 se obține varianta ⁵ de modulator MA dublu echilibrat din figura 4.24. Valoarea maximă vîrf-vîrf a semnalului modulator este dată de relația

$$V_{m,vv} = IR_E = 1 \text{ V}.$$

Amplificatoarele Q_1 , Q_2 și Q_5 , Q_6 pot fi folosite atât în regim liniar cât și în regim comutat. Funcționarea liniară corespunde unei amplitudini a purtătoarei $< 25 \text{ mV}$.

Rejecția maximă a purtătoarei se reglează din potențiometrul P .

Rejecția purtătoarei depinde de nivelul purtătoarei; valoarea maximă care se poate atinge este de aproximativ 55 dB la 10 MHz și 65 dB la 0,5 MHz.

În cazul în care se pot tolera valori mai mici ale rejecției purtătoarei (de ordinul a 25 ... 30 dB) se poate utiliza schema din figura 4.25 care se bazează exclusiv pe buna împerechere a tranzistoarelor. Capacitatea C se alege astfel încât să decupleze cea mai mică frecvență modulatoare.

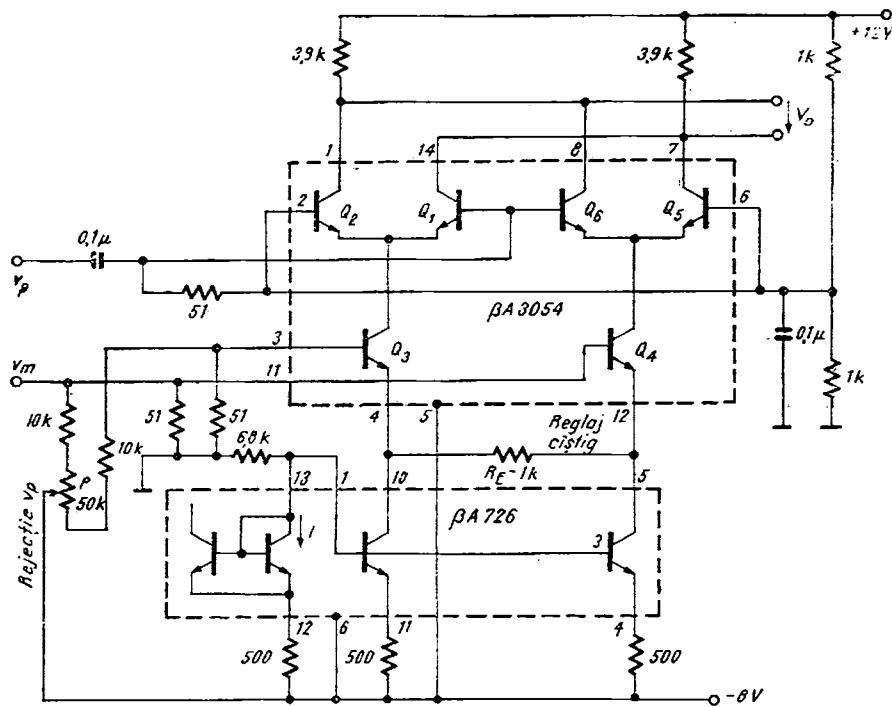


Fig. 4.24. Modulator MA dublu echilibrat cu posibilitate de reglaj al ciștigului.

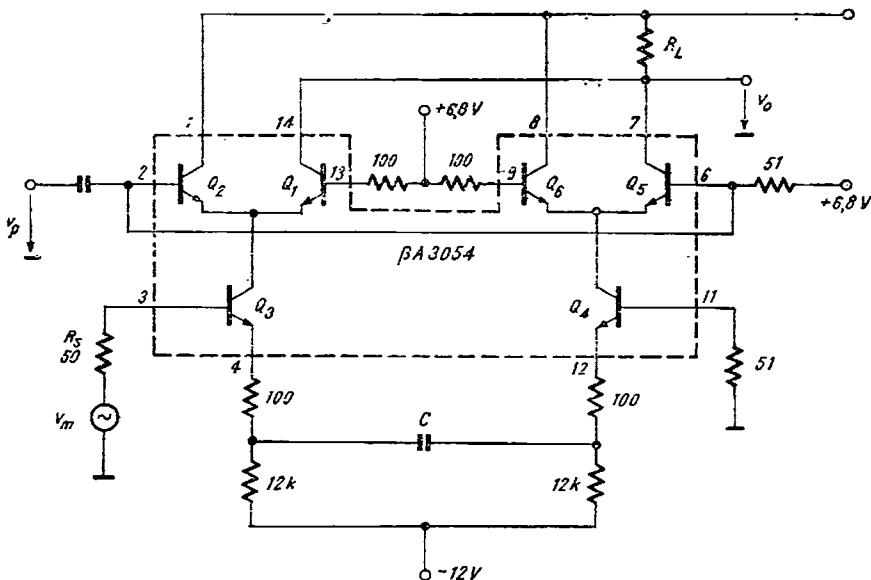


Fig. 4.25. Modulator MA echilibrat cu rejetia purtătoarei de 25...30 dB.

4.3.7. Demodulator MA

Modulatorul echilibrat din figura 4.24 poate fi folosit și ca demodulator MA sincron în cazul în care la intrarea v_m se conectează un semnal modulat în amplitudine, cu frecvență purtătoare identică cu cea de pe intrarea v_p . Demodulatorul este prezentat în figura 4.26. Tensiunea de la ieșire va fi de forma:

$$V_o = kV_m V_p \cos \Delta\phi$$

unde $\Delta\phi$ este defazajul dintre v_m și v_p . Tensiunea purtătoare va avea nivel suficient de mare pentru a opera tranzistoarele Q_1 , Q_2 și Q_4 , Q_5 în regim de comutație. Semnalul de la ieșire va fi o funcție de amplitudinea de la intrare și devine maxim la defazaj nul. De aceea demodulatorul trebuie să fie sincron și aceasta se rezolvă prin procesarea semnalului MA necesar demodulatorului pe două căi. Una din ele amplifică și limitează simetric semnalul purtător, pentru eliminarea modulației, și-l trimite la intrarea v_p . Cealaltă cale amplifică semnalul MA pînă la valori în care încă se lucrează în zona de liniaritate a perechii Q_3 , Q_4 , adică maxim 1 V_{ce} (vezi § 4.3.6). Peste această valoare semnalul demodulat de la ieșire va fi distorsionat. Condensatorul de la

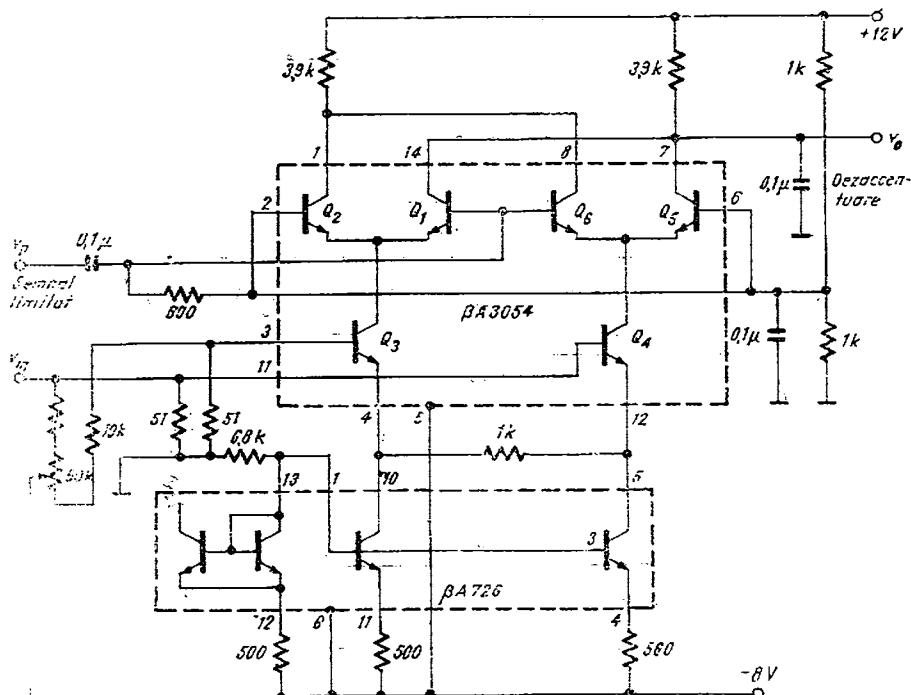


Fig. 4.26. Demodulator MA sincron.

ieșire este un filtru trece jos (dezaccentuare) pentru scoaterea din semnalul v_o a armonicelor frecvenței purtătoare.

Cele două căi de atac ale demodulatorului, descrise mai sus, pot fi realizate tot cu un circuit $\beta A 3054$ în modalitatea prezentată în § 4.3.5. În acest fel se poate realiza un lanț *MA*, amplificator *RF* și demodulator, de bună calitate folosind două circuite βA 3054.

Multiplicatorul din figura 4.27 este un demodulator stereo clasic. Subpurtătoarea de 38 kHz, care atacă intrarea 2, poate fi refăcută cu ajutorul unui dublu de frecvență din componenta pilot de 19 kHz transmisă în spectru semnalului stereo multiplex. Un dublu de frecvență poate fi realizat tot cu βA 3054, aşa cum se descrie în § 4.3.9.

Deoarece $V_p \gg kT/q \approx 26$ mV tranzistoarele Q_1 , Q_2 și Q_5 , Q_6 funcționează ca niște comutatoare care lucrează în antifază, ceea ce duce la eliminarea din spectru a componentei de 38 kHz (vezi și § 4.3.6).

Semnalul stereo multiplex este format din semisuma $(L + R)/2$ a semnalilor stînga (L) și dreapta (R), semisumă așezată cu spectrul în gama audio. De asemenea semnalul stereo multiplex conține semidiferență, $(L - R)/2$, translată în jurul lui 38 kHz. Datorită comutării produsă de tensiunea v_p , cu frecvență subpurtătoare de 38 kHz, se translatează semnalul semidiferență

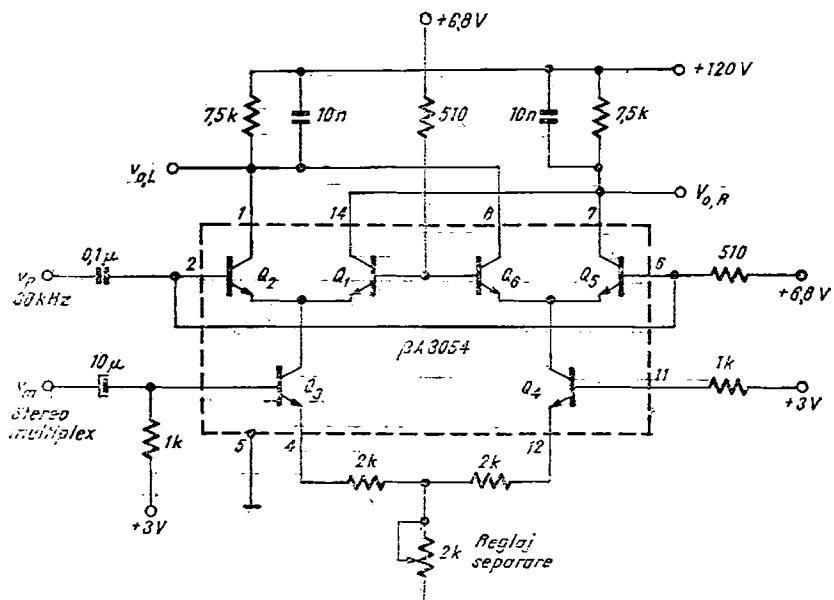


Fig. 4.27. Demodulator stereo.

în gama audio. Concomitent, generatoarele de curent Q_3 și Q_4 sunt modulate de semnalul v_{in} astfel încât pe rezistențele de $7,5 \text{ k}\Omega$ apar semnale de ieșire de forma

$$v_{o,L} = 2K \left(\frac{L + R}{2} + \frac{L - R}{2} \right) = KL,$$

$$v_{o,R} = 2K \left(\frac{L + R}{2} - \frac{L - R}{2} \right) = KR,$$

producindu-se în acest fel separarea canalelor.

Cu ajutorul potențiometrului de $2 \text{ k}\Omega$ se reglează separarea canalelor astfel încât fiecare ieșire să nu conțină componente din canalul pereche. Deși separarea între canale depinde de mulți factori (împerecherea componentelor exterioare, stabilitatea oscillatorului de 19 kHz și, implicit, a frecvenței de 38 kHz etc.) se poate ajunge la valori de $35 \dots 40 \text{ dB}$.

4.3.8. Detector sensibil la fază¹

Schema acestui detector este indicată în figura 4.28. Sunt posibile două regimuri de funcționare.

- Tensiunea $v_{i2} = V \sin(\omega t + \varphi)$ are o amplitudine $V \ll kT/q$ iar tensiunea v_{i1} este un semnal dreptunghiular suficient de mare astfel încât tranzistoarele Q_2 , Q_6 și Q_1 , Q_5 să lucreze blocat-saturat. Această tensiune dreptunghiulară constituie referința de fază.

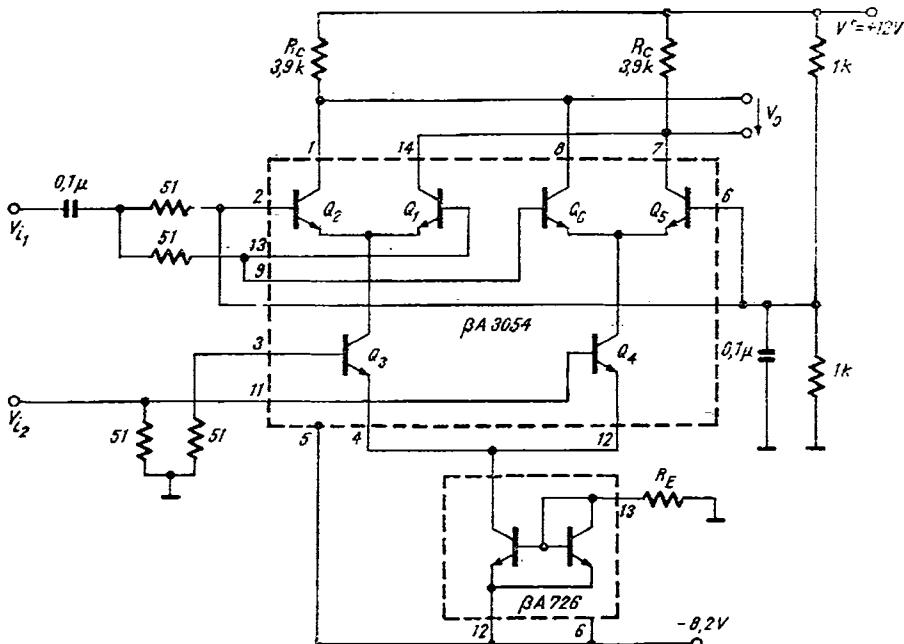


Fig. 4.28. Detector sensibil la fază.

Valoarea medie a tensiunii de ieșire este

$$\bar{v}_o = \frac{q}{kT} \frac{|V^-| - V_{BE}}{R_E} R_C V \cos \varphi;$$

- Dacă atât v_{i1} cât și v_{i2} sunt dreptunghiulare comandînd tranzistoarele $Q_1 \dots Q_8$ blocat – saturat, referința de fază fiind în continuare tot tensiunea v_{i2} se arată că

$$\bar{v}_o = (|V^-| - V_{BE}) \frac{R_C}{R_E} \left(\frac{2\varphi}{\pi} - 1 \right).$$

4.3.9. Dublор de frecvență

Schema din figura 4.29 reprezintă în esență un multiplicator analogic ale cărui intrări sunt conectate la un loc. La ieșire se obține un semnal proporțional cu

$$v_i^2 \sim V_i^2 \sin^2 \omega t = V_i^2 \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t)$$

componenta cu pulsația 2ω fiind semnalul util.

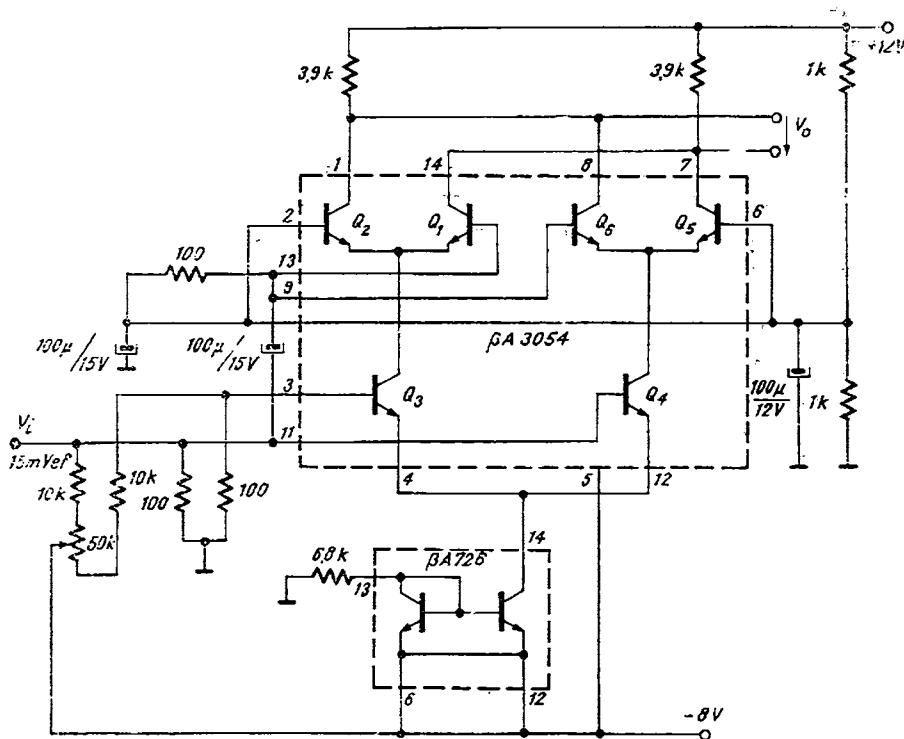


Fig. 4.29. Dublор de frecvență.

4.3.10. Oscilator ³

Schema oscilatorului este prezentată în figura 4.30.

Modul în care se închide bucla de reacție este următorul: dacă v_{B2} crește, i_{C2} crește, v_{CE2} scade, v_{BE1} scade și i_{C1} scade. Deoarece $i_{C1} + i_{C2} = I_{C3} = \text{const.}$ rezultă că scăderea curentului i_{C1} anțrenează o creștere a curentului I_{C2} deci o reacție pozitivă.

O expresie simplificată pentru condiția de oscilație se deduce astfel (se presupune că etajul Q_1 , Q_2 este echilibrat și că circuitul acordat este la rezonanță având impedanță $Z = Z_0$):

Fie Δi_{C2} o variație a curentului i_{C2} . În mod corespunzător, variația curentului de bază și de colector al tranzistorului Q_1 rezultă:

$$\Delta i_{B1} = -\frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + r_{n_1}} \Delta i_{C2}$$

iar

$$\Delta i_{C1} = \beta \Delta i_{B2}.$$

Pentru amorsarea oscilațiilor este necesar ca Δi_{C1} să fie în fază cu Δi_{C2} (condiție îndeplinită practic la frecvența de rezonanță a circuitului acordat) și $\Delta i_{C1} \gg \Delta i_{C2}$ condiție care se reduce la

$$\beta \frac{Z_0}{Z_0 + R_1 + r_{n_1}} \geq 1,$$

inegalitate care se realizează fără nici o dificultate.

Frecvența de oscilație este determinată de grupul LC conform relației $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$. Se pot obține valori ale frecvenței de oscilație de pînă la 100 ... 120 MHz.

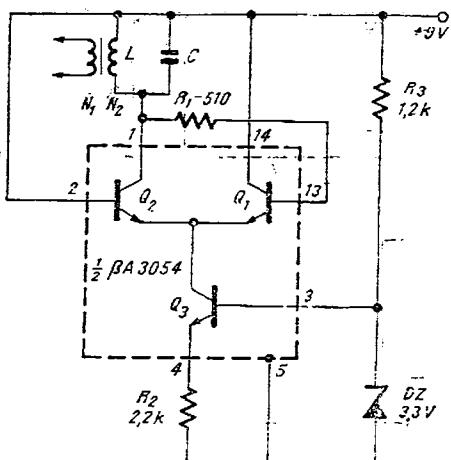


Fig. 4.30. Oscilator.

4.3.11. Mixer de RF

Dacă în baza oscilatorului prezentat în § 4.3.10 se trimite un semnal cu frecvența f_i , atunci schema devine un mixer (vezi figura 4.31), transformatorul de la ieșire fiind un filtru pentru suma sau diferența de frecvențe ($f_i \pm f_{osc}$). Circuitul merge pînă la 120 MHz.

În figura 4.31 se prezintă o aplicație a acestui tip de mixer: un schimbător de frecvență MF pentru frecvență intermediară de 10,7 MHz. Circuitul primește un semnal în banda UUS de 64 ... 73 MHz amplificat de circuitul RF de intrare. Raportul de spire între primarul și secundarul transformatorului T_3 se alege astfel încît fenomenul de „bătăi” să se producă între semnale cu aceeași amplitudine. Tranzistorul Q_1 este un amplificator în bază comună, acordat pentru frecvența de 10,7 MHz.

Dacă oscilatorul se realizează separat, se poate proiecta un convertor folosind proprietățile celulei Gilbert². În figura 4.32 se indică schema unui mixer dublu echilibrat a cărui funcționare este asemănătoare modulatorului din figura 4.24.

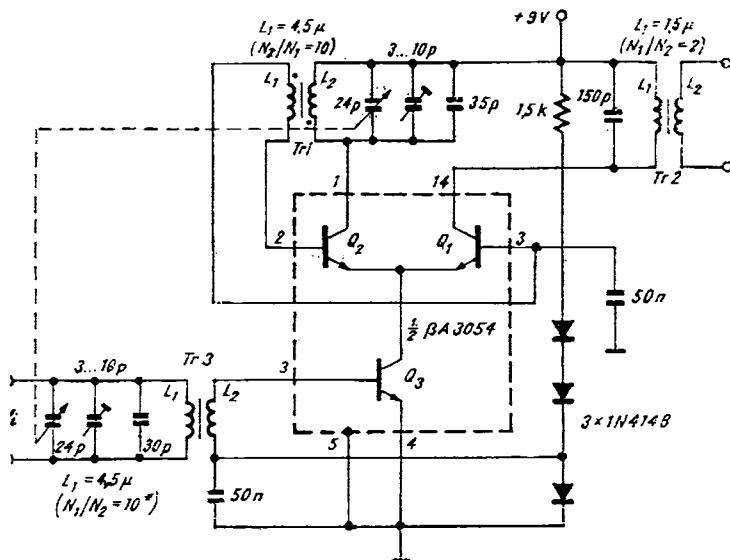


Fig. 4.31. Mixer RF.

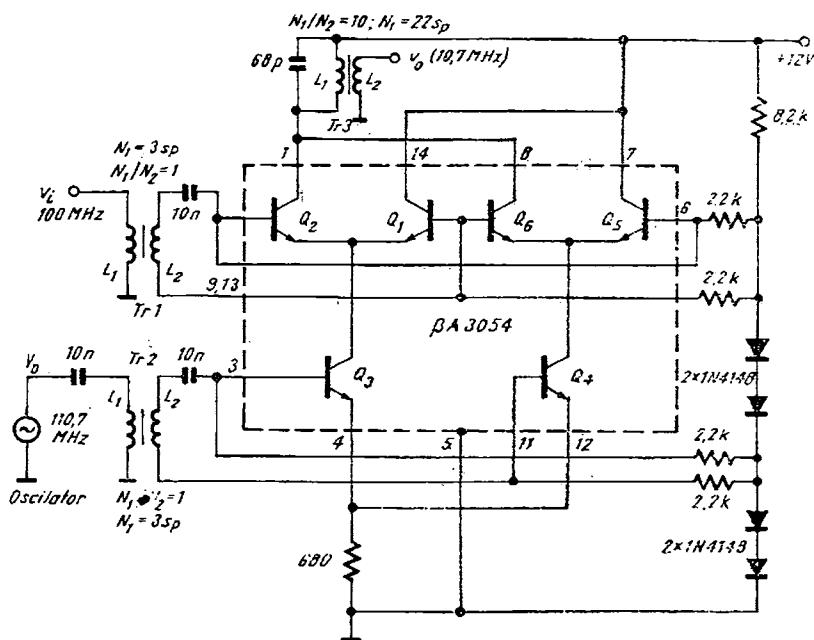


Fig. 4.32. Mixer dublu echilibrat.

4.3.12. Transformarea semnalului triunghiular în semnal sinusoidal

Circuitul din figura 4.33 realizează conversia semnal triunghiular – semnal sinusoidal⁵, folosind un singur circuit BA 3054. Transformarea triunghi-sinusoidală se bazează pe caracteristica neliniară de transfer⁴ a grupului Q_1, Q_2 . Din această cauză amplitudinea semnalului la terminalul 2 al circuitului este critică și va fi ajustată cu ajutorul potențiometrului P_1 . Ajustarea se va face conectând la ieșire un distorsiometru pentru a se urmări obținerea distorsiunilor minime. Potențiometrul P_2 anulează tensiunea de offset a grupului Q_1, Q_2 iar P_4 reglează nivelul de semnal la intrarea amplificatorului Q_5, Q_6 pentru lucru în zona liniară a caracteristicii de transfer. Potențiometrul P_3 stabilizează punctul static de funcționare al tranzistoarelor Q_5, Q_6 pentru ca semnalul de la ieșire să nu ajungă în limitări și deci să se distorsioneze.

4.3.13. Amplificator de eroare pentru stabilizator de tensiune

Figura 4.34 prezintă schema unui stabilizator de tensiune cu amplificator de eroare, des întâlnit în alimentările circuitelor electronice. Montajul a fost proiectat pentru o tensiune stabilizată de +15 V și nu este prevăzut cu protecție la suprasarcină.

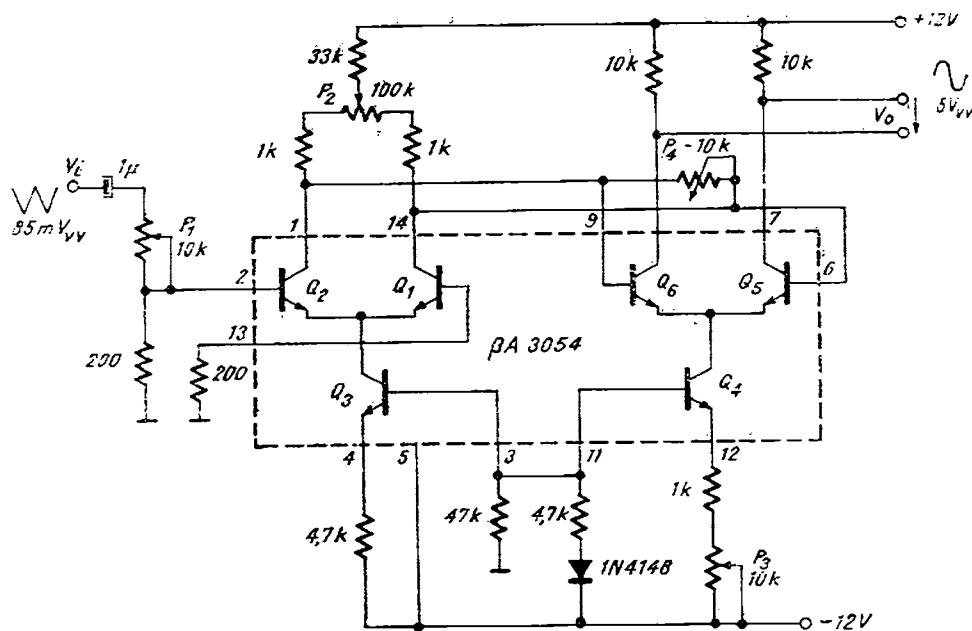


Fig. 4.33. Convertor semnal triunghiular – semnal sinusoidal.

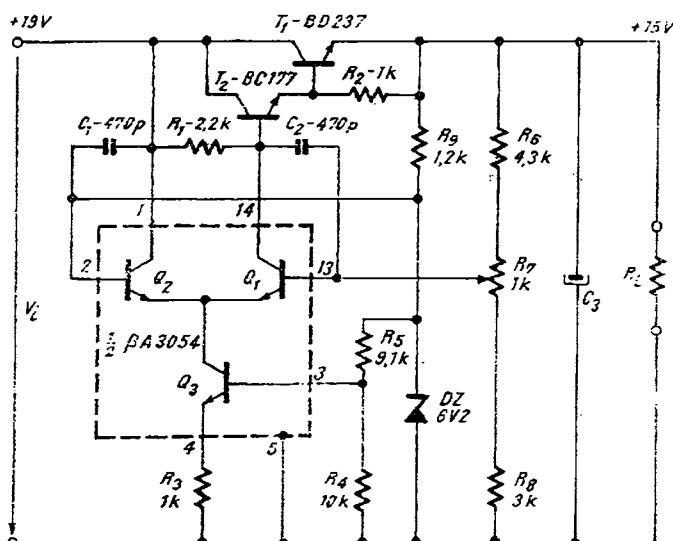


Fig. 4.34. Stabilizator de tensiune.

Circuitul funcționează în modul următor. O variație $+\Delta V_L$ pe rezistență de sarcină se transmite divizată la tranzistorul Q_1 . Acest fapt se traduce printr-o variație de curent Δi_{CQ1} în colectorul tranzistorului Q_1 . Grupul de tranzistoare T_1 și T_2 va fi polarizat mai puțin datorită creșterii tensiunii colector-bază a tranzistorului T_2 cu $R\Delta i_{CQ1}$. Rezultă că tensiunea colector-emitor a tranzistorului T_1 crește, compensind variația inițială $+\Delta V_L$ de pe rezistență de sarcină.

Rezistența R_1 se calculează în felul următor. Prin tranzistorul Q_3 circulă un curent dat de

$$I_{CQ3} = \frac{1}{R_3} \left(V_z \frac{R_4}{R_4 + R_5} - V_{BEQ3} \right) = \frac{1}{1} \left(6,2 \frac{10}{19,1} - 0,7 \right) = 2,55 \text{ mA.}$$

Presupunând amplificatorul diferențial echilibrat, prin rezistența R_1 va circula curentul de colector al tranzistorului Q_1 , adică jumătate din I_{CQ3} . Rezultă R_1

$$R_1 = \frac{V_{CEQ1} - V_{BET1} - V_{BET2}}{I_{CQ1}} = \frac{4 - 2 \times 0,7}{1,28} = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Tensiunile emitor-bază ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sunt egale, datorită imperecherii tranzistoarelor integrate. Rezultă că în baza lui Q_1 va fi copiată tensiunea Zener din baza lui Q_2 . Următorul calcul demonstrează că rezistențele R_6 , R_7 , R_8 sunt bine alese, considerind potențiometrul R_7 la jumătate:

$$V_L = V_{13} \frac{R_6 + R_7 + R_8}{R_7/2 + R_8} = 6,2 \frac{4,3 + 1 + 3}{0,5 + 3} V = 14,7 \text{ V}$$

Este interesant de aflat coeficientul de stabilitate⁴ al circuitului din figura 4.34. Apariția unei perturbații ΔV_L are ca urmare suprapunerea a două efecte.

Primul este transmiterea perturbației ΔV_L la ieșire prin intermediul grupului T_1 , T_2 . Variația ΔV_L devine curent de bază ΔI_{BT2} pentru tranzistorul T_2 , deoarece, pentru primul efect, restul potențialelor sunt considerate fixe. Rezultă curentul

$$\Delta I_{BT2} = \frac{\Delta V_L}{R_1 + (1 + \beta_2)(1 + \beta_1)R_L}$$

unde s-a considerat că

$$R_L \ll R_6 + R_7 + R_8, \quad R_8 \ll R_9 + R_{D2} \parallel (R_5 + R_4).$$

Variația tensiunii stabilizate este dată de

$$\Delta V_L = \Delta I_{ET1} R_L = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) \Delta I_{BT2} R_L$$

și deci

$$\Delta V_L = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_L}{R_1 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2) R_L} \Delta V_L.$$

Al doilea efect este reacția datorată amplificatorului diferențial, care cauță să compenseze variația ΔV_L . Această variație ajunge divizată în baza tranzistorului Q_1 al circuitului avind valoarea

$$\Delta V_{12} = \frac{R_8 + kR_7}{R_8 + R_7 + R_6} \Delta V_L$$

unde prin k s-a notat poziția potențiometrului R_7 .

Tensiunea ΔV_{12} este amplificată diferențial de $-A_{vd}$ ori și repetată prin emitorii tranzistoarelor T_1 , T_2 .

Adunând cele două efecte se obține:

$$\Delta V_L = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_L}{R_1 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_8} \Delta V_t - \frac{R_8 + kR_7}{R_8 + R_7 + R_6} A_{vd} \Delta V_L$$

¶ deci

$$\Delta V_L = \frac{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_L}{\left(1 + \frac{R_8 + kR_7}{R_8 + R_7 + R_6} A_{vd}\right)[R_1 + (1 + \beta_1)(1 + \beta_2)R_L]}$$

Coefficientul de stabilitate rezultă imediat

$$K = \frac{\Delta V_t}{\Delta V_L} \approx \frac{A_{vd}(R_1 + \beta_1\beta_2\beta_3)}{\beta_1\beta_2 R_8} \frac{R_8 + kR_7}{R_8 + R_7 + R_6}.$$

Creșterea coefficientului de stabilitate și deci îmbunătățirea performanțelor stabilizatorului se poate obține prin creșterea amplificării sau prin creșterea rezistenței R_1 . Cum amplificarea depinde direct de rezistența R_1 ,

$$A_{vd} = -\frac{1}{2} \frac{q}{kT} I_{CQ1} R_1$$

este clar că acționind în sensul măririi acestei rezistențe, influența variației tensiunii V_t asupra tensiunii V_L va scădea. Rezistența R_1 poate fi înlocuită de o sursă de curent stabilizată.

În locul rezistenței R_1 , colectorul tranzistorului Q_1 „vede” rezistența de ieșire a sursei de curent în paralel cu rezistența de intrare în tranzistoarele Darlington, fapt care duce la creșterea amplificării A_{vd} și, implicit, a coefficientului de stabilizare.

De remarcat că aplicația din figura 4.34 folosește circuitul βA 3054 pe jumătate. Rezultă posibilitatea folosirii unui circuit pentru realizarea surselor duble (eventual cu tensiuni diferite). De asemenea, coefficientul de stabilizare poate fi crescut simțitor prin mărirea amplificării A_{vd} , în urma folosirii a două celule pentru amplificatorul de eroare.

În fig. 4.35 este exemplificată folosirea ariei de tranzistoare Q_4 , Q_5 , Q_6 , pentru protecția sursei la scurtcircuit. Tranzistorul BD 237 fiind de 20 W, montat pe un radiator suficient de mare, curentul maxim la care poate fi folosit este de 4 A, la cei 5 V colector-emitor. Ca urmare sursa stabilizată se consideră fiind de 3 A, iar protecția se proiectează pentru 3,5 A. La scurtcircuit tranzistorul Q_4 trebuie să devină saturat, deci R_{11} va fi dat de relația:

$$R_{11} = \frac{V_{BE04\text{ sat}}}{I_{sc}} = \frac{0,8}{3,5} = 0,23 \Omega.$$

Tranzistorul Q_6 este folosit ca diodă prin care circulă curentul prin Q_4 saturat și extras din R_1 . Rezultă că între baza și emitorul echivalent al tranzistoarelor Darlington va cădea o tensiune 0,7 V pe Q_6 împreună cu 0,2 V pe Q_4 saturat, tensiune suficientă pentru a închide tranzistorul T_1 .

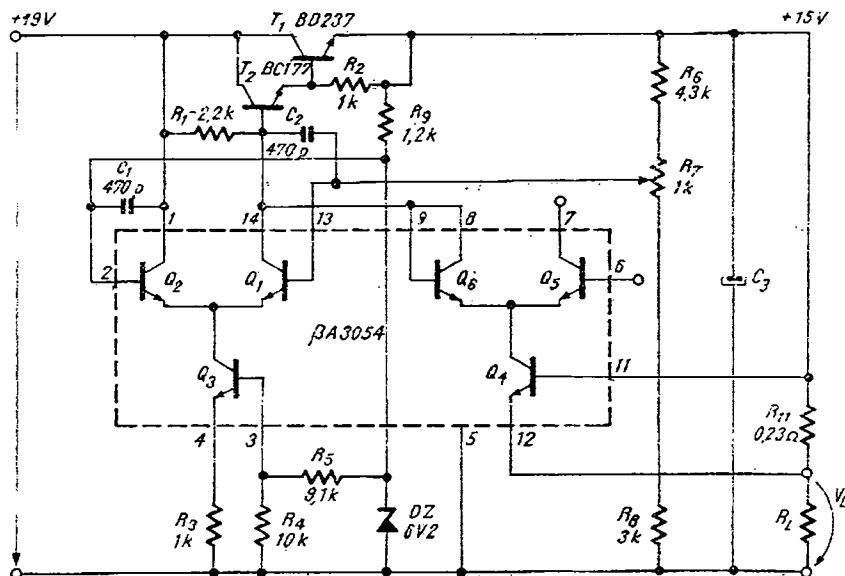
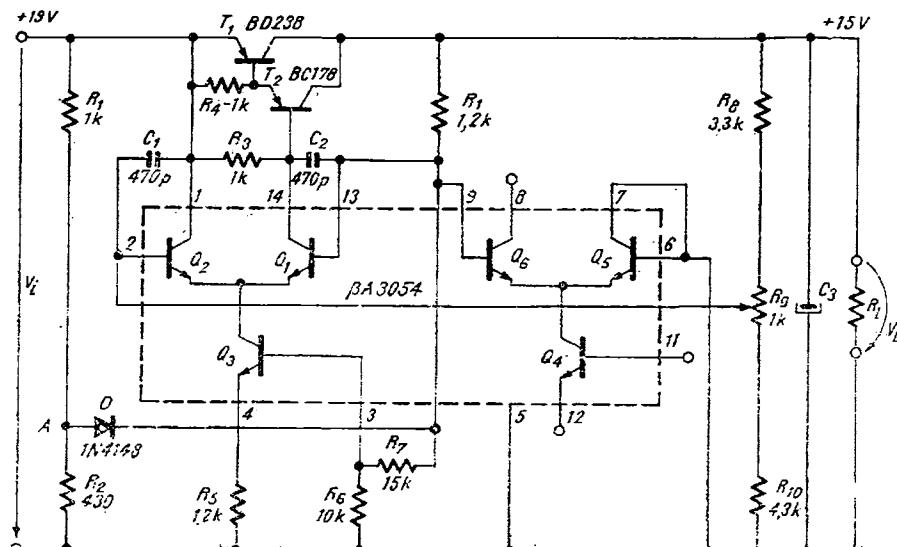


Fig. 4.35. Stabilizator de tensiune cu protecție la scurtcircuit.

Figura 4.36 prezintă aceeași sursă stabilizată în care se folosesc tranzis-

toare pnp . Această schemă necesită un circuit de pornire format din dioda D și grupul R_1 , R_2 . La apariția tensiunii nestabilizate + 19 V dioda polarizează

Fig. 4.36. Stabilizator de tensiune cu tranzistor regulator pnp .

terminalele 2 și 3 ale circuitului, deschizînd tranzistoarele Q_3 și Q_1 . Curentul care trece prin aceste tranzistoare polarizează rezistența R_3 și, implicit, tranzistoarele T_1 și T_2 . Amplificatorul intră în regim de lucru datorită polarizării grupului de rezistențe R_8 , R_9 și R_{10} , iar dioda D se blochează. Într-adevăr, tensiunea terminalului 13 este de 8,6 V (așa cum se va vedea mai departe), iar tensiunea din punctul A este

$$V_A = \frac{R_2}{R_1 + R_2} 19V = 5,7 \text{ V} < V_c = 8,6 \text{ V}$$

și deci dioda D este polarizată invers.

Pentru a explica funcționarea se presupune apariția unei variații ΔV_L , variație care se transmite divizată în baza lui Q_2 . Acest fapt se traduce printr-o variație de curent $+\Delta I_e$ în colectorul tranzistorului Q_2 . Suma curenților prin Q_1 și Q_2 fiind constantă și anume

$$I_1 + I_2 = I_3 + \left(V_z \frac{R_6}{R_6 + R_7} - V_{BEQ3} \right) \frac{1}{R_5} = \left(6,2 \frac{10}{19,1} - 0,7 \right) \frac{1}{1} = 2,55 \text{ mA}$$

rezultă că o variație $+\Delta I_e$ prin Q_2 se traduce printr-o variație $-\Delta I_e$ prin Q_1 . Tranzistoarele T_1 și T_2 vor fi polarizate mai puțin cu $-R_3 \Delta I_e$, ceea ce implică creșterea tensiunii emitor-colector al tranzistorului T_1 și deci compensarea variației $+\Delta V$.

Pentru această schemă circuitul βA 3054 este folosit integral, deoarece unul din elementele active, dioda Zener, este înlocuit folosind cealaltă jumătate din aria de tranzistoare, așa cum se vede în figura 4.36. Rolul diodei Zener este jucat de joncțiunea emitor-bază a tranzistorului Q_5 , polarizată invers. Întregul stabilizator este proiectat pentru o tensiune Zener de 8 V (este valoarea pe care procesul tehnologic de realizare a circuitului βA 3054 o oferă pentru tensiunea de străpungere a joncțiunii (emitor-bază) la care se adaugă tensiunea $V_{BEQ5} = 0,6$ V).

4.3.14. Trigger Schmitt

Configurația circuitului βA 3054 permite realizarea a două triggere Schmitt identice, sau cu performanțe diferite. Utilizatorul poate folosi, de exemplu, acest circuit ca detector de nivel, sau pentru interfațarea circuitelor liniare cu cele logice.

În figura 4.37 este prezentat un astfel de circuit, care ocupă numai jumătate din βA 3054. La aplicarea tensiunii de alimentare tranzistorul Q_2 este blocat. Rezultă că tot curentul sursei Q_3 va circula prin tranzistorul Q_1 . Acest tranzistor nu se aduce la saturare pentru a nu-i micșora viteza de răspuns datorită sarcinii stocate în bază. Curentul sursei Q_3 este dat de relația

$$I_{Q3} = \left(\frac{R_8}{R_7 + R_8} V_{cc} - V_{BEQ3} \right) \frac{1}{R_5} = \left(\frac{2,2}{9,1 + 2,2} 9 - 0,7 \right) \frac{1}{0,51} = 2,06 \text{ mA.}$$

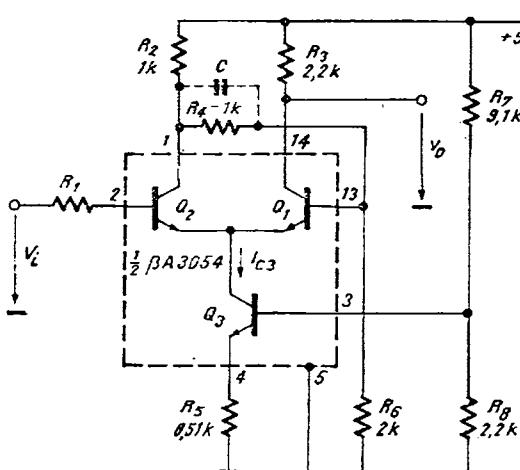


Fig.. 4.37. Trigger Schmitt.

Colectorul tranzistorului Q_1 stă la tensiunea

$$V_{c1} = V_{cc} - R_3 I_{c3} = 9 - 2,2 \times 2,06 = 4,5 \text{ V.}$$

Crescînd tensiunea V_i în baza lui Q_2 , comutarea se va produce în momentul în care V_i se află cu 0,7 V mai sus decît colectorul tranzistorului Q_3 . Această tensiune este:

$$V_{c3} = \frac{R_6}{R_2 + R_4 + R_6} V_{cc} - V_{BE1} = \frac{2}{4} \times 9 - 0,7 \text{ V} = 3,8 \text{ V.}$$

Tensiunea de basculare V_H va fi dată de relația

$$V_H = V_{c3} + V_{BE2} = 3,8 + 0,6 \text{ V} = 4,4 \text{ V}$$

unde s-a considerat că pînă în momentul basculării, tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_2 este aproape de cea de tăiere și anume 0,6 V. De la această tensiune tranzistorul Q_2 intră în regiunea activă, conducînd, o dată cu creșterea tensiunii V_i , tot curentul I_{c3} . În același timp tranzistorul Q_1 merge spre blocare datorită scăderii potențialului din colectorul lui Q_2 de la valoarea

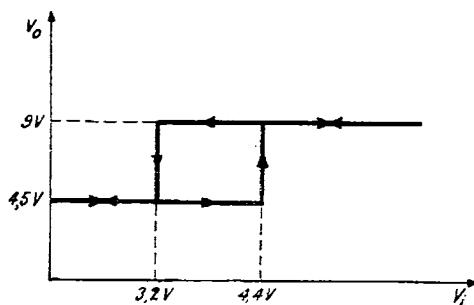
$$V_{c2 \text{ blocat}} = \frac{R_4 + R_6}{R_2 + R_4 + R_6} V_{cc} = \frac{3}{4} \times 9 \text{ V} = 6,75 \text{ V}$$

la valoarea

$$V_{c2 \text{ deschis}} = \frac{R_4 + R_6}{R_2 + R_4 + R_6} (V_{cc} - I_{c3} R_2) = \frac{3}{4} (9 - 2,06 \times 1) \text{ V} = 5,2 \text{ V.}$$

După comutare, creșterea ulterioară a tensiunii V_i nu mai modifică starea circuitului.

Fig. 4.38. Caracteristica de transfer a circuitului din figura 4.37.



Cind V_i scade, pragul de basculare este dat în continuare de potențialul colectorului tranzistorului Q_3 , mai puțin tensiunea bază-emitor a lui Q_2 . Rezultă

$$V_{c3} = V_{c2 \text{ deschis}} \frac{R_6}{R_4 + R_6} - V_{BE1} = 4,6 \times \frac{2}{3} - 0,6 \text{ V} = 2,5 \text{ V}.$$

Tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 s-a considerat 0,6 V, datorită faptului că în momentul basculării inverse acest tranzistor se află în blocare incipientă. Circuitul va bascula din nou la valoarea:

$$V_L = V_{c3} + V_{BE2} = 2,5 + 0,7 \text{ V} = 3,2 \text{ V}.$$

În figura 4.38 se prezintă caracteristica de transfer. Calculul prezentat mai sus nu conține rezistența R_1 , care înglobează atât rezistența de ieșire a circuitului de comandă cît și cea care poate exista în baza tranzistorului Q_2 . Această rezistență va fi calculată în funcție de necesitățile aplicației. O valoare mică a ei poate conduce la saturarea puternică a tranzistorului Q_2 . În consecință, la micșorarea tensiunii V_i , viteza de basculare pe frontul negativ scade datorită sarcinii stocate în baza lui Q_2 . O valoare mare a rezistenței R_1 , va apropiă tensiunea V_{c2} de V_{c1} , ducând la micșorarea histerezisului.

Pentru mărirea vitezei de basculare pe frontul pozitiv se obișnuiește să se conecteze un condensator, C , a cărui valoare este de sute de picofarazi.

4.3.15. Etaj pilot pentru amplificator de putere stereo

Așezarea tranzistoarelor sub forma a două amplificatoare diferențiale poate fi folosită la pilotarea a două amplificatoare de putere *HI-FI* pentru un lanț stereo. În figura 4.39 este prezentat unul din canalele de putere. Amplificarea poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului P_2 fiind cuprinsă între 28 și 32. Potențialul P_1 ajustează tensiunea pe sarcină, în repaus, la 0 V. Curentul de repaus al tranzistoarelor de ieșire va fi 5 mA și poate fi reglat cu potențiometrul P_3 . Rezistențele R_5 și R_9 au fost montate cu scop dublu: realizează o filtrare suplimentară pentru amplificatorul diferențial și coboară tensiunea de alimentare la valoarea 10 ... 18 V (depinzind de curentul absorbit de

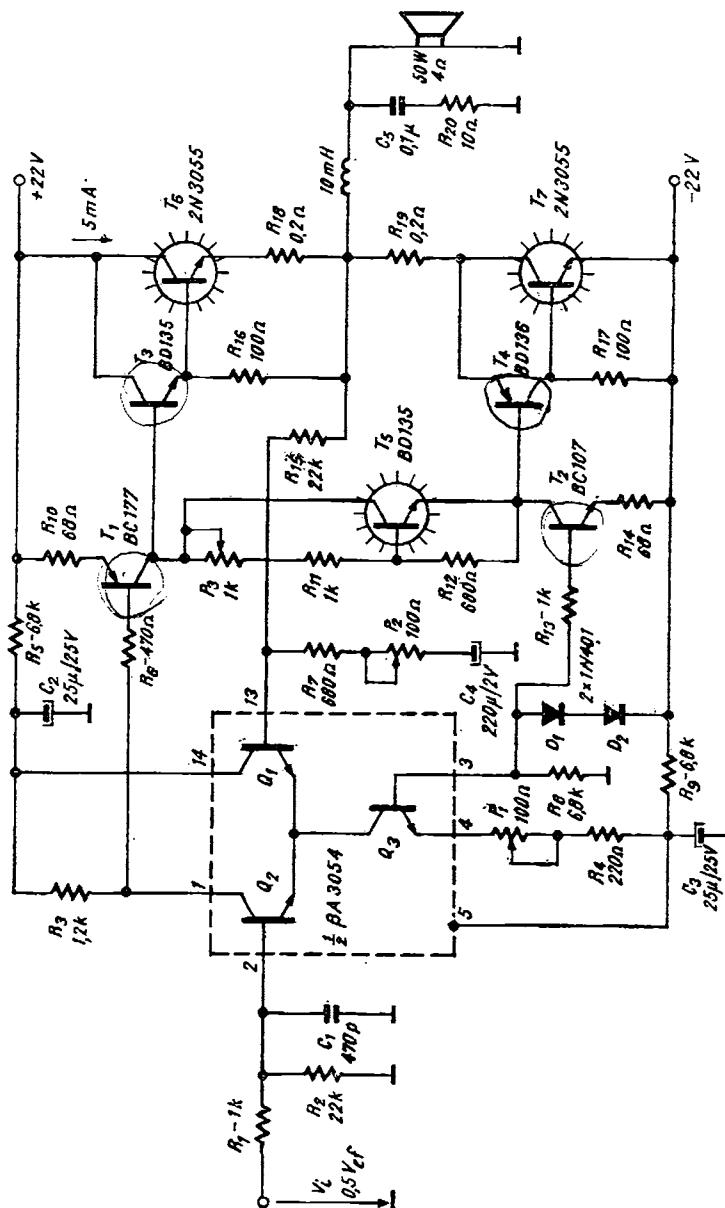


Fig. 4.39. Amplificator de putere de 50 W.

Q_1 , Q_2 , Q_3 și, implicit, de P_1). Coborîrea tensiunii de alimentare este absolut necesară, pentru a nu depăși tensiunea colector-substrat, maxim admisă, de 20 V.

Performanțele amplificatorului sunt următoarele:

Puterea maximă: 50 W/4Ω

Gama de frecvențe: 5 ... 40 000 Hz

Distorsiuni la putere maximă: 0,15%

Tensiunea de la intrare: 0,5 V_e

Notă. Tranzistorul T_5 se va monta pe același radiator cu tranzistoarele de putere T_6 și T_7 .

4.4. Alte circuite

Deoarece gama arivelor de tranzistoare este foarte diversificată — atât ca performanțe cât și ca moduri de conectare a tranzistoarelor individuale — în continuare se vor menționa, cu titlul de exemplu, numai cîteva din produsele tipice ale unor mari producători de circuite integrate.

Firma NATIONAL SEMICONDUCTOR produce circuitele LM 114/115 (două tranzistoare monolitice de cîstig mare), LM 3018/2018A/3118/3118 A (patru tranzistoare monolitice din care două sunt în conexiune Darlington), LM 3026/3054 (foarte asemănătoare cu BA 3054), LM 3045/3046/3086/3145/3146 (cinci tranzistoare din care două au emitorul comun).

Firma MOTOROLA produce mixerul echilibrat MC 1496/1596 care conține două configurații de amplificator diferențial împreună cu polarizările respective.

Firma RCA produce circuitele CA 3005/3006 (configurație de amplificator diferențial și sursă de curent conectată în emitorii comuni împreună cu polarizarea sursei de curent) CA 3018, CA 3026/3054, CA 3028/3053 (amplificator diferențial polarizat), CA 3045/3046, CA 3050/3051 (două amplificatoare diferențiale cu tranzistoare Darlington).

BIBLIOGRAFIE

1. P.R. Gray, R. G. Meyer, Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare. Editura Tehnică, București, 1983.
2. P. E. Gray, C. L. Searle, Bazele electroniciei moderne, vol. I și II, Editura Tehnică, București, 1973.
3. A. Vătășescu, s.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare. Vol. 1, Editura Tehnică, București, 1979.
4. I. Ponner, Electronică industrială, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1972.
5. * * * Analogue circuits, Data handbook, MELTE, 1978.
6. * * * Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungs elektronik, Datenbuch, SIEMENS, 1983/1984.
7. * * * Linear Integrated Circuit Fundamentals, Design & Application, RCA.
8. * * * The European Consumer Selection, MOTOROLA, 1977.

Regulator de turăție pentru motoare de curenț continuu de casetofon

$\beta TDA\ 655$

5.1. Prezentarea circuitului

5.1.1. Destinație

Circuitul integrat $\beta TDA\ 655$ este destinat menținerii constante a vitezei de rotație a motoarelor de curenț continuu cu magnet permanent, de mică putere, utilizate în casetofoane sau radiocasetofoane. Schema de aplicație conține un număr redus de componente: o capacitate de compensare, o rezistență și un potențiometru semireglabil pentru reglajul turăției.

Tensiunea de referință internă se caracterizează printr-o stabilitate ridicată la variația tensiunii de alimentare și a temperaturii. Etajul de ieșire este proiectat pentru un curenț maxim de cca. 1,8 A și o tensiune de saturare de valoare mică, fapt ce oferă o flexibilitate în adaptarea schemei de aplicație la motoare cu caracteristici diferite. Gama de valori a tensiunii de alimentare este cuprinsă între 3,8 V și 18 V. Circuitul conține și un etaj de protecție termică. Încapsularea se realizează într-o capsulă TABS cu 12 terminale.

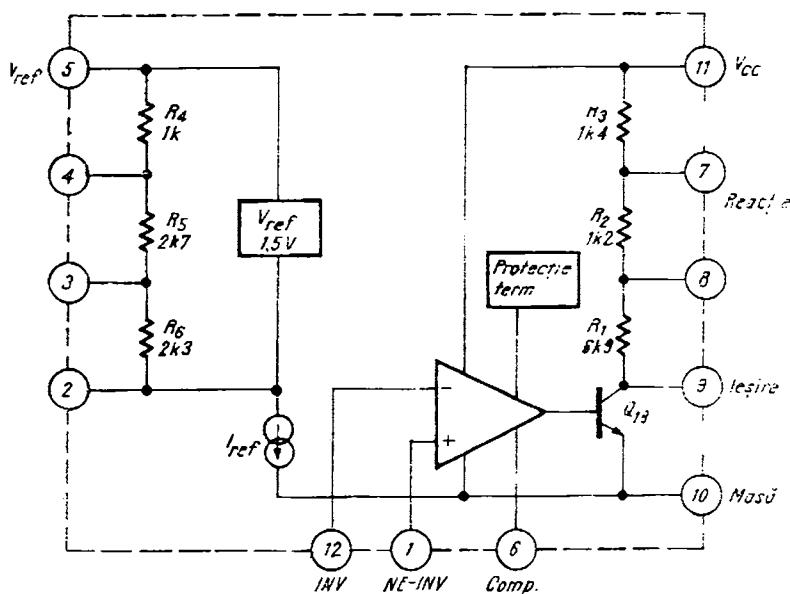
Performanțele electrice ale schemei de aplicare cu $\beta TDA\ 655$ sunt net superioare variantei cu elemente discrete, circuitul menținând practic nealterată caracteristica de rotație a motorului în timp și la variația cu sarcina (cuplu).

5.1.2. Schema bloc

Funcția de regulator de turăție a motoarelor de mică putere cu magnet permanent urmărește compensarea variației cuplului motor, astfel încât tensiunea contra-electromotoare (t.c.e.m.) să fie practic independentă de variațiile tensiunii de alimentare și ale curențului prin motor (I_M).

Schema bloc a circuitului integrat $\beta TDA\ 655$ prezentată în figura 5.1 conține următoarele etaje:

- o referință flotantă de tensiune de tip „bandă interzisă” avind o valoare tipică de 1,5 V;

Fig. 5.1. Schema bloc a circuitului $\beta TDA\ 655$.

- o protecție termică care blochează etajul de ieșire atunci cind temperatura cipului atinge valoarea $T_s = +125^\circ C$;
- un amplificator de eroare;
- un etaj de putere.

Observație. Caracterul inversor și neinversor al intrărilor amplificatorului de eroare (INV și NE-INV) este definit față de ieșirea amplificatorului (bază tranzistorului Q_{18}) și nu față de terminalul 9 - IEȘIRE.

5.2. Schema electrică

Schema electrică a circuitului integrat $\beta TDA\ 655$ este prezentată în figura 5.2.

5.2.1. Referință de tensiune

Sursa de tensiune de referință este de tip bandă interzisă¹. Ea este formată (vezi figura 5.3) din tranzistoarele Q_3 , Q_4 și Q_5 și rezistențele R_{10} , R_{11} , R_{12} , R_{14} și R_{15} . Rezistențele R_4 , R_5 și R_6 permit obținerea unor fracțiuni din V_{REF} . Tensiunea de referință este flotantă; ea se obține între colectorul și emitorul tranzistorului Q_5 , respectiv între terminalele 5 și 2 ale capsulei având o valoare tipică de 1,5 V. Cu ajutorul unei prize pe rezistența R_5 se polarizează

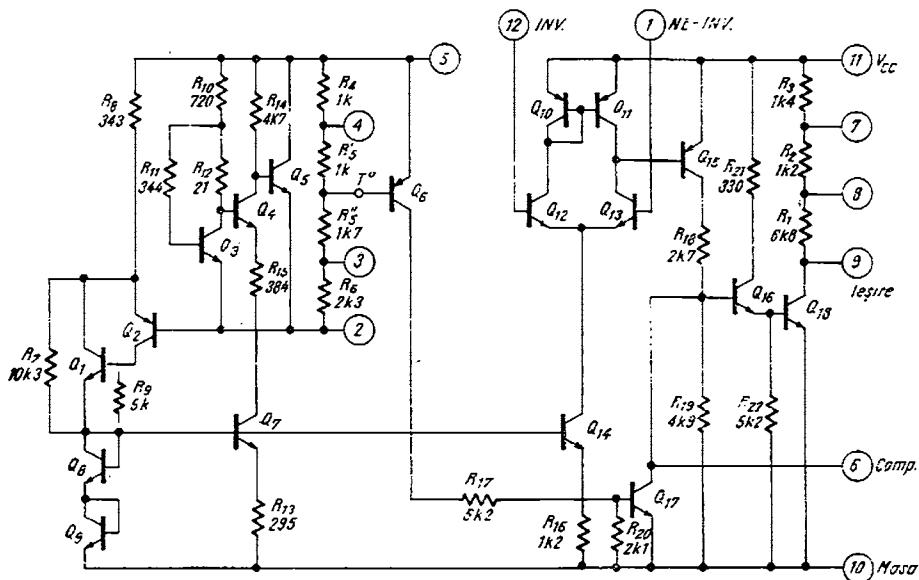


Fig. 5.2. Schema electrică a circuitului BTDA 655.

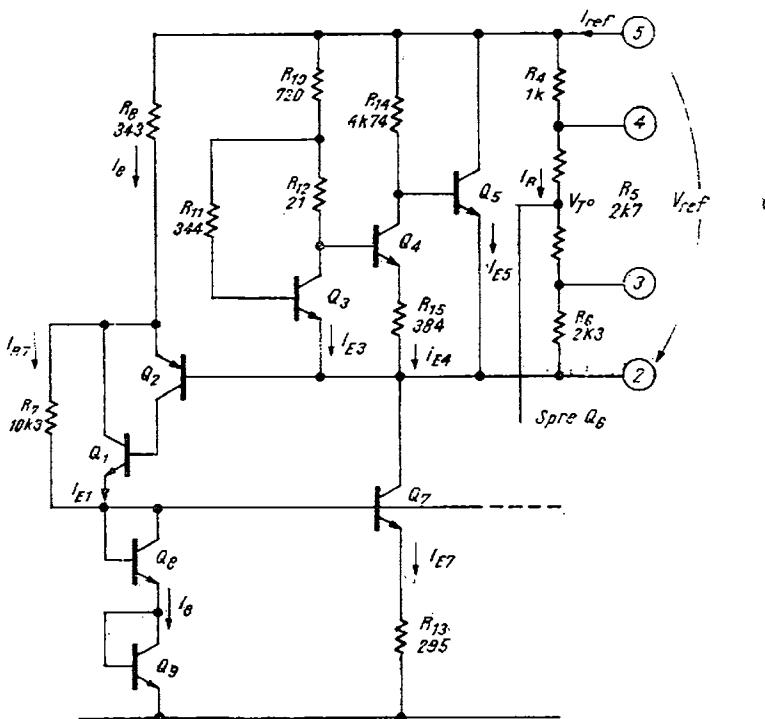


Fig. 5.3. Sursa de referință slotantă de tip „bandă interzisă”.

baza tranzistorului Q_6 destinat circuitului de protecție termică. Generatorul de curent format din Q_{14} , Q_8 , Q_9 și rezistența R_{16} asigură curentul prin generatorul de curent din etajul diferențial de intrare.

Grupul R_8 , Q_1 și Q_2 asigură un curent constant prin diodele sursei de curent de referință, curent „fabricat” chiar cu ajutorul tensiunii de referință. Rezistența R_7 asigură pornirea sursei de curent, deci polarizarea referinței de tensiune și a etajului diferențial din amplificatorul de eroare.

Pentru o tensiune de alimentare $V_{CC} = +12$ V și presupunind $\beta_N = 100$ pentru curenții prin fiecare ramură a schemei rezultă valorile: $I_{E1} = 5 \mu A$; $I_{E3} = 1,2$ mA; $I_{E4} = 130 \mu A$; $I_{E5} = 3,4$ mA; $I_R = 0,25$ mA; $I_{E7} = 5$ mA; $I_S = 2,3$ mA.

Curentul de referință, ce intră în terminalul 5 are valoarea

$$I_{REF} = I_R + I_{E7} \approx 6 \text{ mA.}$$

Rezistența R_{12} , din colectorul tranzistorului Q_3 , se determină punând condiția ca variația de tensiune colector-emitor al tranzistorului Q_3 să fie nulă la variația curentului de colector; rezistența R_{11} compensează variațiile ciștigului static al tranzistorului Q_3 cu variația curentului de colector.

5.2.2. Protecția termică

Încălzirea excesivă a structurii circuitului integrat, datorită puterii dissipate de tranzistorul de ieșire (Q_{18} , vezi figura 5.2) conduce la distrugerea circuitului prin depășirea temperaturii maxim admisibile a jonctiunii (T_{jmax}). Blocarea etajului de ieșire, deci anularea curentului prin tranzistorul Q_{18} se obține prin deschiderea tranzistorului Q_{17} . La deschiderea tranzistorului Q_{17} , tensiunea pe baza tranzistorului Q_{18} devine egală cu tensiunea de saturare a tranzistorului Q_{17} și etajul de ieșire se va bloca. Comanda de deschidere a tranzistorului Q_{17} la o temperatură prescrisă (egală cu $T_{jmax} = +125^\circ C$) este dată de tranzistorul Q_6 care joacă rolul de traductor de temperatură „citind” temperatura cipului (la $25^\circ C$ tranzistorul Q_6 – polarizat cu o tensiune bază-emitor $V_{REF}(R_4 + R'_5)/(R_4 + R'_5 + R''_5 + R_6) \approx 0,5$ V – este practic blocat).

Variațiile tehnologice influențează cu aproximativ $\pm 3^\circ C$ temperatura la care protecția termică blochează etajul final. Abaterea este cu totul neglijabilă în ceea ce privește asigurarea protecției circuitului în cazul încălzirii excesive a structurii (cipului).

5.2.3. Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare (vezi figura 5.4) este format din etajul diferențial Q_{12} și Q_{13} având ieșirea asimetrică. Oglinda de curent $Q_{10}-Q_{11}$ constituie sarcina activă a etajului de intrare. Ieșirea asimetrică, colectorul tranzistorului Q_{13} , este legată în baza tranzistorului $pnp-Q_{15}$. Polarizarea etajului de intrare este asigurată de generatorul de curent format din tranzistorul Q_{14} și diodele Q_8 , Q_9 . Curentul de colector al tranzistorului Q_{14} are o valoare tipică de $600 \mu A$, variind datorită dispersiei tehnologice între $460 \dots 830 \mu A$.

În aceste condiții, pentru un cîștig static al tranzistoarelor de intrare de 100, curentul de intrare este

$$I_{B12} = I_{B13} = 2,3 \mu\text{A} \dots 4,15 \mu\text{A},$$

avind o valoare tipică de $3 \mu\text{A}$.

Cîștigul în tensiune al etajului de intrare are o valoare tipică de peste 1000 și o impedanță de ieșire mai mare de $100 \text{ k}\Omega^{1,2}$.

Semnalul de eroare obținut la ieșirea amplificatorului de intrare este amplificat de tranzistorul Q_{15} , divizat de grupul R_{18}, R_{19} aproximativ în raportul $2/3$ și aplicat etajului de ieșire Q_{16}, Q_{18} — amplificator de putere.

5.2.4. Etajul de putere

Etajul de putere (vezi figura 5.4) este format din tranzistoarele Q_{16}, Q_{18} în montaj colector comun-emitor comun¹, și rezistențele $R_{21}, R_{22}, R_1, R_2, R_3$.

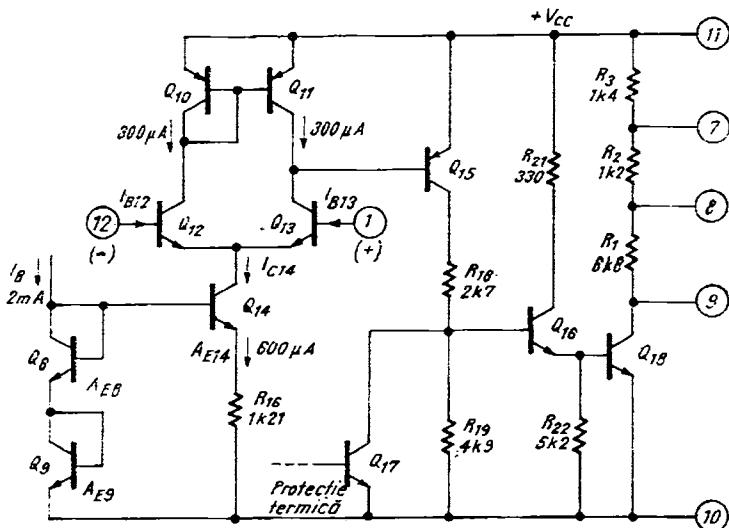


Fig. 5.4. Amplificatorul de eroare și etajul final.

Intrările **INVERSOARE** (terminalul 12) și **NE-INVERSOARE** (terminalul 1) ale amplificatorului de eroare sunt definite față de baza tranzistorului Q_{16} — intrarea etajului de putere.

Grupul de rezistențe R_1, R_2 și R_3 din colectorul tranzistorului de putere Q_{18} permite alegerea factorului de reacție în funcție de aplicația dorită.

Constructiv, tranzistorul Q_{18} a fost proiectat să reziste la un curent de peste 1,8 A. Totuși în cazul unui scurtcircuit pe sarcină, între terminalul de colector — 9 și tensiunea de alimentare — 11, el se poate distruge nefiind protejat la scurtcircuit.

Într-adevăr în cazul extrem care corespunde saturării tranzistorului Q_{18} , pentru o tensiune de alimentare de +12 V, curentul I_{C16} este limitat de rezis-

tență R_{21} la o valoare de circa 32,8 mA. Deoarece $I_{B18} \approx I_{C16}$ rezultă că valoarea curentului de colector al tranzistorului Q_{18} (presupunind că $h_{21E,18} \geq 60$) în cazul unui scurtcircuit între colector și alimentare, depășește 1,9 A fapt care poate duce la distrugerea tranzistorului de ieșire.

5.3. Parametrii

5.3.1. Performanțele circuitului

Parametrii electrici ce caracterizează regulatorul de turație $\beta TDA\ 655$ sunt prezențați în *Tabelul 5.1*.

Tabelul 5.1

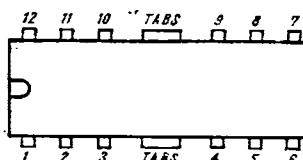
$\beta TDA\ 655$

Regulator de turație

VALORI LIMITĂ ABSOLUTĂ

Limitele minime/maxime de alimentare (V_{CC})	$+3,8\text{ V} \dots +18\text{ V}$
Curentul maxim de ieșire	1,8A
Tensiunea maximă pe terminale	$\leq V_{CC}$
Gama temperaturilor de funcționare	$0^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$
Temperatura maximă a jonctiunii	$+125^{\circ}\text{C}$
Gama temperaturilor de stocare	$-25^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$
Puterea disipată maximă	1 W (la $+25^{\circ}\text{C}$)

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsula CB 109 B

vedere de sus

1 <i>Intrare NE-INVERSOARE</i>	7 <i>IEȘIRE (R_2)</i>
2 <i>REFERINTĂ</i>	8 <i>IEȘIRE (R_1)</i>
3 <i>REFERINTĂ (R_6)</i>	9 <i>IEȘIRE</i>
4 <i>REFERINTĂ (R_5)</i>	10 <i>MASA</i>
5 <i>REFERINTĂ</i>	11 <i>V_{CC} (alimentare)</i>
6 <i>COMPENSARE</i>	12 <i>INTRAREA INVERSOARE</i>

Notă: Aripioarele de răcire (TABS) ale capsulei sunt legate intern la terminalul 10 (masă) și pot fi conectate la masa sursei de alimentare sau lăsate libere.

Tabelul 5.1 (continuare)

BTDA 655

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_a = +25^\circ\text{C}$ și $V_{CC} = +12\text{ V}$ dacă nu se specifică altfel)

Parametrul	Simbol	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Tensiunca de referință	V_{REF}	fără sarcină	1,20	1,50	1,80	V
Variatia tensiunii de referință cu tensiunea de alimentare	ΔV_{REF}	$V_{CC} = +6 \dots +15\text{ V}$ $V_{CC} = +4 \dots +18\text{ V}$ fără sarcină	-3 -15	0 0	+3 +15	mV mV
Coefficientul de temperatură al tensiunii de referință	$\frac{\Delta V_{REF}}{\Delta t(V_j)}$	fără sarcină	-0,7	0	+0,7	mV/°C
Curentul de alimentare	I_{CC}	fără sarcină (Nota 1)	4	8	12	mA
Curentul de intrare	I_{IB}	fără sarcină		4		μA
Tensiunea de saturatie a tranzistorului de ieșire	V_{CEsat}	$I_o = 0,2\text{ A}$ $I_o = 0,8\text{ A}$		0,15 1	0,45 1,35	V V
Curentul de pornire motor	I_o	$V_{CC} = +3,8\text{ V}$ $R_{MOT} = 10\text{ Ω}$ $V_{CC} = 12\text{ V}$ $R_{MOT} = 10\text{ Ω}$	0,3 0,7	0,85		A A
Variatia relativă a vitezei de rotație cu sarcina	$(\Delta\omega/\omega)_{I_o}$	$I_o = 100\text{ mA} \dots 200\text{ mA}$		0,6		%
Variatia relativă a vitezei de rotație cu tensiunea de alimentare	$(\Delta\omega/\omega)_{V_{CC}}$	$\Delta V_{CC}/V_{CC} = \pm 33\%$ $I_o = 50\text{ mA} \dots$		$\pm 0,3$	$\pm 0,6$	%

Nota 1. Curentul consumat de circuit în prezența sarcinii exterioare se calculează cu relația $I_{CC} = 8\text{ mA} + I_o/80$.

CARACTERISTICI TERMICE

Rezistență termică joncțiu-ne-ambiant	$R_{jk, j-a}$	100°C/W
Rezistență termică joncțiu-ne capsulă (Nota 2)	$R_{jk, j-c}$	35°C/W

Nota 2. Temperatura capsulei se consideră drept temperatura punctelor de fixare pe un radiator infinit.

5.3.2. Măsurători la fabricant

Măsurarea parametrilor electrici prezențați în *Tabelul 5.1* se face cu ajutorul unui sistem automat de testare. Schema electrică de principiu a plăcii de testare este prezentată în figura 5.5. Configurația de măsură, specifică fiecărui parametru, se face prin comanda corespunzătoare a comutatoarelor K_1 , K_2 și K_3 și aplicarea tensiunilor sau curentilor doriti.

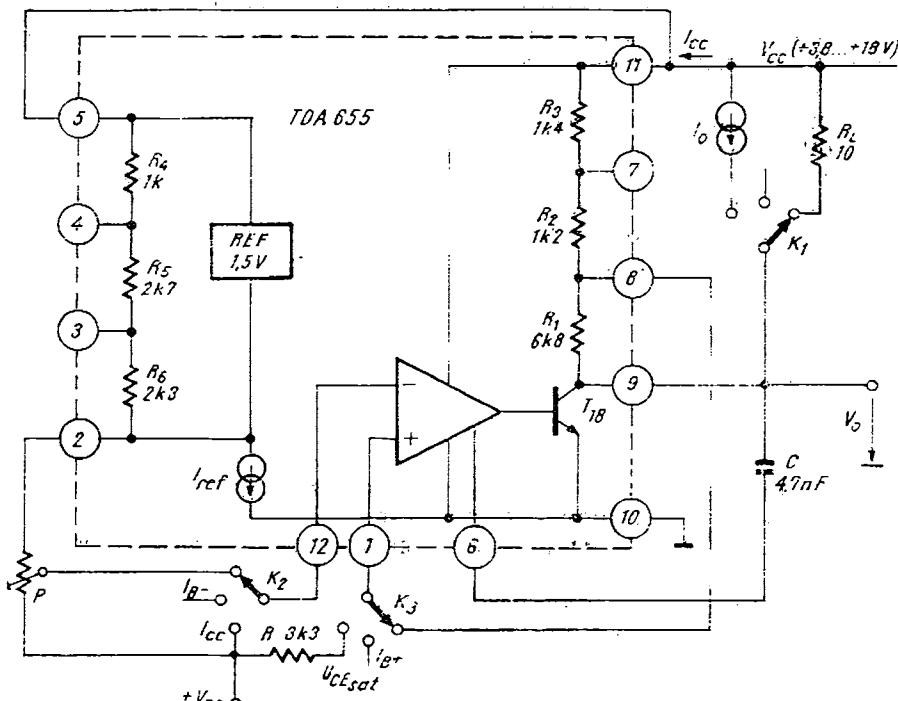


Fig. 5.5. Schema electrică de principiu pentru testarea circuitului $\beta TDA\ 655$.

Testarea circuitului integrat în frecvență nu se justifică, întrucât el funcționează în aplicații la frecvențe joase, având conectat între terminalul de compensare 6 — baza tranzistorului Q_{18} — și terminalul de ieșire 9 — colectorul tranzistorului Q_{18} (vezi figura 5.2) — o capacitate de $4,7\text{ nF}$ care este multiplicată prin efect Miller. Această observație este întru totul justificată dacă luăm în considerație inerția mecanică a ansamblului cinematic din casetofon (motor-curea-volant).

5.3.3. Măsurători la utilizator

În majoritatea cazurilor utilizatorul verifică funcțional circuitul integrat, în schema de aplicație aleasă. Această remarcă este îndreptățită în special în cazul în care dorim să stim dacă circuitul integrat $\beta TDA\ 655$ dintr-un casetofon este defect sau nu.

Cu ajutorul schemei de măsură din figura 5.5 se pot efectua următoarele măsurători:

- în poziția „STOP“ — etajul de ieșire blocat — se poate măsura curentul de alimentare care trebuie să fie în gama 4 ... 12 mA;
- între terminalul 5 și 2 se măsoară tensiunea de referință a cărei valoare este cuprinsă între 1,2 ..., 1,8 V;
- verificarea etajului comparator și a etajului de ieșire se face măsurând excursia tensiunii de ieșire. Pentru a obține valoarea maximă, V_{O_H} , a tensiunii de ieșire se leagă terminalul 1 la masă și terminalul 12 la terminalul 2. Valoarea minimă, V_{O_L} , a tensiunii de ieșire se obține legînd terminalul 1 la $+V_{cc}$ și terminalul 12 la terminalul 2.

În ambele cazuri terminalul 5 se leagă la $+V_{cc}$ deoarece polarizarea etajului diferențial se face din tensiunea de referință.

Răspunsul etajului de ieșire se poate verifica și prin acționarea potențiometrului P (vezi figura 5.5) în care caz turația motorului trebuie să se schimbe. Dacă în locul motorului se conectează o rezistență de 10Ω se poate verifica capabilitatea în curent a etajului de putere.

5.4. Aplicații

5.4.1. Schema de aplicație

La motoarele electrice de curent continuu cu magnet permanent 3, 4, 5, utilizate în casetofoane, cîmpul magnetic inductor este asigurat de un magnet permanent de formă cilindrică, iar comanda turației se face prin indus (rotor).

Dacă Φ_e este fluxul de excitație produs de magnetul permanent (avînd o valoare constantă pentru un motor dat) ecuațiile motorului de curent continuu sunt următoarele:

$$V_M = E + I_M r_M, \quad (5.1)$$

$$E = K_e \Phi_e \Omega, \quad (5.2)$$

$$M = K_M \Phi_e I_M, \quad (5.3)$$

unde s-a notat:

V_M — tensiunea continuă la bornele motorului de c.c.,

E — tensiunea contra electromotoare (t.c.e.m.),

r_M — rezistența electrică a indusului (a bobinajului și contactelor la perii),

K_e — constanta electrică a motorului,

K_M — constanta mecanică a motorului,

I_M — curentul prin indus;

Ω — turația,

M — cuplul motor.

Observație. Constantele electrice și mecanice ale motorului de c.c. sunt definite de relațiile $K_e = \frac{pN}{30\alpha}$ și $K_M = \frac{pN}{\alpha\pi}$ în care 2α reprezintă numărul căilor de curent (α perechi), p – numărul de perechi de poli și N numărul de spire rotorice.

Din relațiile 5.1, 5.2 și 5.3 rezultă expresiile caracteristicilor de funcționare ale motorului.

- Caracteristica de turație

$$\Omega = \frac{V_M}{K_e \Phi_e} - \frac{r_M}{K_e \Phi_e} I_M = \Omega_0 - \Delta \Omega \quad (5.4)$$

- Caracteristica mecanică

$$\Omega = \frac{V_M}{K_e \Phi_e} - \frac{r_M}{K_e K_M \Phi_e^2} M = \Omega_0 - \Delta \Omega_M \quad (5.5)$$

În aceste relații

$$\Omega_0 = V_M / K_e \Phi_e \quad (5.6)$$

este viteza ideală de mers în gol a motorului de curent continuu.

În practică ansamblul motor, regulator de turație, curea de transmisie, volant și rola presoare se măsoară ca un tot unitar cu ajutorul flăcăuometrului și caracterizează performanțele electromecanice ale casetofonului.

Proiectarea lanțului cinematic trebuie realizată astfel încât să asigure o funcționare optimă caracterizată de transferul maxim de putere de la motor spre banda magnetică.

Puterea mecanică utilă a indusului se definește ca diferența dintre puterea de comandă aplicată indusului și pierderile în circuitul indusului:

$$P = V_M I_M - r_M I_M^2 = \frac{V_M - E}{r_M} E. \quad (5.7)$$

Înlocuind în relația 5.7 t.c.e.m. definită în relația 5.2 și ținând cont de 5.6 se obține

$$P = (\Omega_0 - \Omega) \Omega \frac{K_e^2 \Phi_e^2}{r_M}. \quad (5.8)$$

Maximumul puterii utile se obține pentru o turație Ω_{max} a cărei valoare rezultă din rezolvarea ecuației $dP/d\Omega = 0$:

$$\Omega_{max} = \Omega_0 / 2. \quad (5.9)$$

Înlocuind rezultatul din relația 5.9 în 5.8 se găsește că

$$P_{max} = \frac{1}{4} \frac{V_M^2}{r_M}. \quad (5.10)$$

Exemplu de calcul

Schema mecanică de principiu a unui casetofon este prezentată în figura 5.6. În figura sunt indicate și valorile care corespund acestui exemplu de calcul.

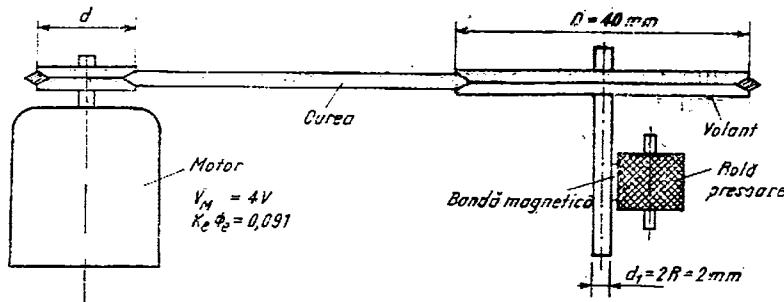


Fig. 5.6. Schema de principiu a mecanicii de casetofon.

Mișcarea de rotație a motorului este transmisă volantului prin intermediu curelei.

Banda magnetică este presată de rolă presoare către axul volantului și mișcarea de rotație a axului volantului este transformată în mișcare de translație a benzii magnetice. Sistemul trebuie să asigure mișcarea benzii cu viteză constantă prin față capului de înregistrare-redare.

Viteza benzii magnetice la un casetofon este de 1 1/7 inch/s sau

$$v = 2,54 \times 1 \frac{1}{7} \text{ cm/s} = 4,76 \text{ cm/s.}$$

Valoarea turării volantului, să luăm direct

$$v = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{v}{2\pi R} = \frac{v}{\pi d_1} = \frac{4,76}{\pi \times 0,2} = 7,57 \text{ rotații/s.}$$

Viteza ideală de mers în gol a motorului este

$$\Omega_0 = \frac{V_M}{K_e \Phi_e} = \frac{4}{0,091} \text{ rotații/s} \approx 43,956 \text{ rotații/s}$$

deci (vezi relația 5.9)

$$\Omega_{max} \approx 22 \text{ rotații/s.}$$

Raportul de transmisie motor-volant este

$$\frac{D}{d} = \frac{\Omega_{max}}{v} = \frac{22}{7,57} = 2,9 \quad \frac{D}{d} = 2,9 \quad D = 40 \text{ mm}$$

deci

$$d = \frac{40}{2,9} \text{ mm} = 13,7 \text{ mm.}$$

În practică trebuie să se țină cont și de alunecarea curelei pe rolă motor și volant. Totuși, chiar dacă turăția reală nu este riguros egală cu turăția calculată pentru P_{max} se poate considera că motorul lucrează în condiții optimale de putere mecanică utilă maximă, deoarece curba de variație a puterii utile în funcție de turăție în jurul valorii P_{max} , este suficient de plată pentru variații mici ale vitezei de rotație.

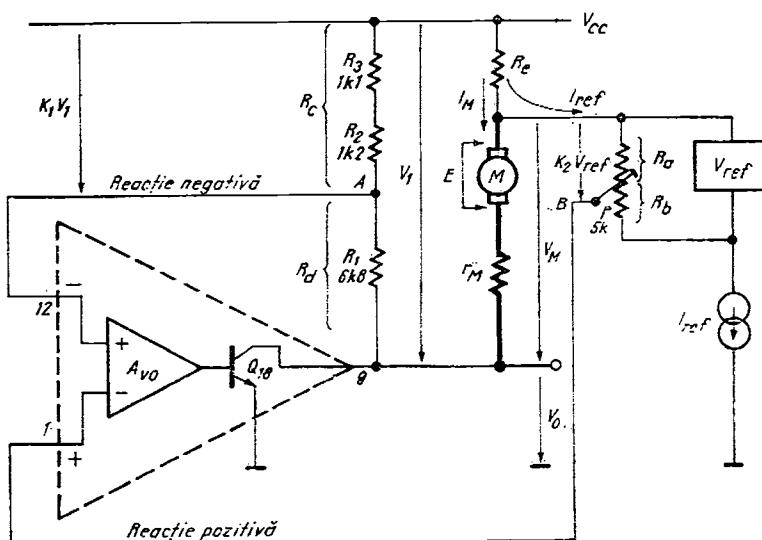


Fig. 5.7. Schema de principiu a aplicației cu regulatorul de turăție STDA 655.

Examinînd relațiile 5.1, 5.2 și 5.3 se constată că dacă tensiunea V_M la bornele motorului este menținută constantă și cuplul motor variază (din cauza sarcinii), atunci curentul prin motor variază proporțional cu cuplul (relația 5.3). Cum am presupus $V_M = \text{constant}$, atunci t.c.e.m., E , variază iar conform relației 5.1 se deduce că turăția, Ω , variază și ea. În concluzie: alimentarea motorului cu tensiune constantă nu stabilizează turăția motorului la variația cuplului motor, variație care apare în mod natural în funcționarea casetofonului la antrenarea benzii magnetice în casetă. Dacă printre-o metodă oarecare în relația 5.1.

$$E = V_M - r_M I_M$$

t.c.e.m. este menținută constantă, atunci și turăția motorului este constantă.

Referindu-ne la figura 5.7 se fac următoarile ipoteze și notări:

- amplificarea cu buclă deschisă a amplificatorului de eroare, A_{vo} , este suficient de mare astfel că în calcule eroarea introdusă de valoarea finită a amplificării este neglijabilă;

- notăm:

$$K_1 = \frac{R_e}{R_c + R_d}, \quad (5.11)$$

$$K_2 = \frac{R_a}{R_a + R_b}, \quad (5.12)$$

R_e — rezistență exterioară circuitului care are rolul de a citi curentul care trece prin motor,

r_M — rezistență electrică a motorului;

În aceste condiții se scriu ecuațiile:

$$V_1 = V_M + R_e(I_M + I_{REF}), \quad (5.13)$$

$$K_1 V_1 = K_2 V_{REF} + R_e(I_M + I_{REF}). \quad (5.14)$$

Înmulțind relațiile 5.1 și 5.13 cu K_1 se obține

$$K_1 V_M = K_1 E + K_1 r_M I_M, \quad (5.15)$$

$$K_1 V_1 = K_1 V_M + K_1 R_e(I_M + I_{REF}). \quad (5.16)$$

Egalând (5.14) cu (5.16) și înlocuind $K_1 V_M$ cu (5.15) se obține:

$$E = \frac{K_2}{K_1} V_{REF} + R_e \left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) I_{REF} + I_M \left[\left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) R_e - r_M \right] \quad (5.17)$$

Relația 5.17 descrie principiul de funcționare a regulatorului de turătie. Membrul doi al expresiei conține trei termeni din care primii doi sunt constanți și cunoscuți. Al treilea termen este dependent de curentul prin motor, I_M . Dacă

$$\left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) R_e - r_M = 0 \quad (5.18)$$

atunci t.c.e.m. (E) — respectiv expresia 5.17 — devine independentă de curentul prin motor deci

$$E = \text{constant}$$

ceea ce implică și

$$\Omega = \text{constant}$$

deoarece

$$E = \frac{K_2}{K_1} V_{REF} + r_M I_{REF} = K_e \Phi_e \Omega = \text{constant}. \quad (5.19)$$

În concluzie, pentru un motor dat (r_M cunoscut) și o configurație a schemei de aplicație cunoscută (K_1 , K_2 , V_{REF} , I_{REF}) alegind rezistența exterioară egală cu

$$R_e = \frac{K_1}{1 - K_1} r_M \quad (5.20)$$

turăția motorului este constantă.

Să observăm că sistemul format din circuitul integrat 3TDA 655, motor și rezistență exterioară, R_e (vezi figura 5.7) conține o buclă de reacție negativă de tensiune și o buclă de reacție pozitivă. Între ramura ce cuprinde rezistențele R_1 , R_2 , R_3 — nodul A și intrarea inversoare (amplificatorul reprezentat cu linie întreruptă) se închide bucla de reacție negativă. Între punctul B , ce corespunde cursorului potențiometrului P și intrarea neinversoare a amplificatorului (linie întreruptă) se închide bucla de reacție pozitivă. Într-adevăr urmărind numai această buclă de reacție, dacă presupunem că I_M crește, ten-

siunea de referință fiind flotantă, potențialul punctului B coboară datorită căderii de tensiune pe rezistența R_e . Tensiunea aplicată pe intrarea neinversoare scade și în final tensiunea de ieșire, V_o , scade. Scăderea tensiunii de ieșire ($V_o = V_{c18}$) conduce la creșterea curentului prin motor. Expresia tensiunii de ieșire V_o (în c.c.), în ipoteza A_{∞} mare, se scrie:

$$V_o = V_{cc} - V_M - R_e(I_M + I_{REF})$$

din relația 5.1 explicitând V_M și înlocuind E cu relația 5.17 obținem:

$$V_M = \left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) I_M R_e + \left(\frac{1}{K_1} - 1 \right) I_{REF} R_e + \frac{K_2}{K_1} V_{REF} \quad (5.21)$$

atunci

$$V_o = V_{cc} - \frac{R_e I_M + R_e I_{REF} + K_2 V_{REF}}{K_1} \quad (5.22)$$

și

$$\begin{aligned} V_1 &= V_{cc} - V_o \\ V_1 &= \frac{R_e I_M + R_e I_{REF} + K_2 V_{REF}}{K_1} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Observăm că tensiunea la bornele motorului, V_M și tensiunea V_1 (vezi figura 5.7) nu depinde de valoarea tensiunii de alimentare, V_{cc} . Variatiile tensiunii de alimentare sunt preluate de tranzistorul Q_{18} — prin modificarea tensiunii colector-emitor (vezi relația 5.22).

5.4.2. Stabilitatea schemei de aplicație

În relațiile 5.17, 5.21, 5.22 și 5.23 variabila este curentul prin motor.

Considerind schema echivalentă în c.a. a aplicației prezentate în figura 5.7 se determină condiția de stabilitate a sistemului motor-circuit regulator de turatie. Această condiție de stabilitate se impune a fi cunoscută deoarece sistemul este realizat cu o buclă de reacție negativă și o buclă de reacție pozitivă.

Schela echivalentă în curent alternativ⁶ a aplicației cu $\beta TDA 655$ este prezentată în figura 5.8.

Reacția de tensiune de la ieșire prin divizorul R_e , R_e aplică pe intrarea inversoare o tensiune notată cu u' , proporțională cu tensiunea v_o .

Reacția în curent apare prin intermediul căderii de tensiune pe rezistența R_e ($R_e < r_M$) parcursă de curentul i_M ce trece prin motor, notată cu u'' care se aplică pe intrarea neinversoare.

Ne interesează să găsim o relație între variația t.c.e.m., e , și variația curentului prin motor, i_M , provocată de sarcina motorului (variația cuplului motor) și deoarece există și o reacție pozitivă să obținem condiția de stabilitate a sistemului.

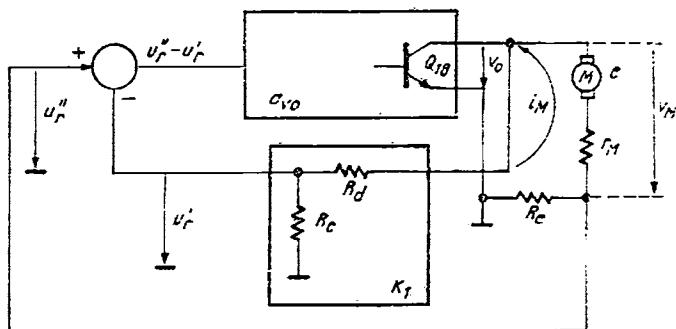


Fig. 5.8. Schema echivalentă în c.a. a aplicației cu BTDA 655.

Prin operații algebrice simple din relațiile

$$u_r' = \frac{R_c}{R_c + R_d} v_o = K_1(v_M + u_r'') \quad (5.24)$$

$$u_r'' = R_e i_M \quad (5.25)$$

$$v_M = r_M i_M + e = \frac{r_M}{R_e} u_r'' + e = \left(\frac{1}{\beta} - 1 \right) u_r'' + e \quad (5.26)$$

unde s-a notat

$$\beta = \frac{R_e}{R_e + r_M}$$

factorul de reacție în curent, se găsește că

$$e = \frac{\alpha_{r0} \left(1 - \frac{K_1}{\beta} \right) - \frac{1}{\beta}}{1 + K_1 \alpha_{r0}} R_e i_M \quad (5.27)$$

Presupunând α_{r0} suficient de mare relația 5.27 devine

$$e = \frac{1 - K_1/\beta}{K_1} R_e i_M. \quad (5.28)$$

Expresia 5.28 ne dă relația dintre variațiile curentului prin motor (cuplu) și variațiile t.c.e.m. Cum t.c.e.m. este legată de turatie prin relația 5.2 rezultă legătura directă dintre variațiile curentului prin motor și variațiile de turatie a motorului. În funcție de semnul coeficientului lui i_M și sensul de variație a curentului prin motor — de creștere sau scădere față de valoarea de regim — se disting cinci cazuri:

(1) t.c.e.m. este independentă de variația curentului prin motor (situație optimă), $E = const$, deci

$$e = 0$$

sau

$$1 - \frac{K_1}{\beta} = 0$$

care se scrie astfel

$$R_e = \frac{K_1}{1 - K_1} r_M = \frac{R_c}{R_d} r_M$$

Se observă că această relație este identică cu relația 5.20.

(2) – (5) Celelalte patru cazuri sunt următoarele

	$1 - K_1/\beta > 0$ $R_e > r_M R_c / R_d$	$1 - K_1/\beta < 0$ $R_e < r_M R_c / R_d$	(2)	(3)	(4)	(5)
curentul prin motor	↑				↑	↓
t.c.c.m.	↑	↓		↓	↓	↑
turația	↑	↓		↓	↓	
	INSTABIL	INSTABIL		STABIL		STABIL

Dacă sistemul lucrează în condițiile care corespund cazurilor 2 și 3 el este instabil (oscilează) deoarece la creșterea curentului prin motor, respectiv scăderea curentului față de regimul staționar turația crește, respectiv scade. Dacă sistemul funcționează în condițiile care corespund cazurilor 4 și 5 sistemul este stabil, deoarece le tinde să compenseze scăderea respectiv creșterea turației motorului.

În concluzie condiția de stabilitate este

$$1 - \frac{K_1}{\beta} \leq 0$$

sau

$$K_1 \geq \beta \quad (5.29)$$

a cărei interpretare fizică este directă: reacția negativă (K_1) trebuie să fie mai puternică decât reacția pozitivă.

În continuare să determinăm lucrând pe un exemplu concret variația relativă a turației în funcție de variația relativă a valorii rezistenței R_e .

Vom presupune un motor de casetofon care funcționează în bucla de reglaj a circuitului $\beta TDA655$, caracterizată de $V_{REF} = 1,5$ V, $K_2 = 0,5$, $K_1 = 0,276$ ($R_c + R_d = 9,4$ kΩ, $R_c = 2,6$ kΩ), $r_{ot} = 10\Omega$, $I_{M0} = 100$ mA, $I_{REF} = 6$ mA.

Valoarea rezistenței R_e se calculează cu 5.20:

$$R_e = \frac{2,6}{9,4 - 2,6} 10\Omega = 3,82 \text{ } \Omega$$

Deoarece

$$\frac{\Delta E}{E_0} = \frac{\Delta \Omega}{\Omega_0}$$

ținind cont de (5.17) și (5.20) se obține

$$\frac{\Delta \Omega}{\Omega_0} = \frac{r_M(I_{REF} + I_{M0})}{\frac{K_2}{K_1} V_{REF} + r_M I_{REF}} \frac{\Delta R_e}{R_e}$$

Inlocuind valorile numerice rezultă

$$\frac{\Omega \Delta}{\Omega_0} = 0,38 \frac{\Delta R_e}{R_e}$$

Acceptând pentru rezistența R_e o toleranță de 5% se obține o variație a turajiei (deci și a vitezei de deplasare a benzii prin fața capului casetofonului) de 1,9% valoare absolut acceptabilă.

5.4.3. Reglajul turajiei

Viteza liniară a benzii magnetice prin fața capului de redare/înregistrare este standardizată pentru casetofoane⁷ la valoarea de 4,76 cm/s. Din cauza dispersiei tehnologice de fabricare a motoarelor de c.c., a componentelor electronice ce formează regulatorul electronic de turatie și a elementelor mecanice (role, curea, volant) se impune existența unui element de reglaj care să permită obținerea vitezei dorite. În aplicațiile cu circuitul integrat βTDA655 reglajul se face cu ajutorul unui potențiometru, P , de 5 kΩ (vezi figura 5.7). El se leagă în paralel cu tensiunea de referință între terminalele 2–3–4–5, în funcție de valoarea t.c.e.m., E (vezi relația 5.19) și mărimele K_1 (relația 5.11) și K_2 (relația 5.12). Pentru circuitul integrat βTDA655, rezistența din colectorul tranzistorului de ieșire, Q_{18} , a fost împărțită în trei:

$$R_1 = 6,8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega,$$

$$R_3 = 1,4 \text{ k}\Omega.$$

Din punctul de vedere al reacției negative de tensiune (vezi figura 5.9), din șase combinații posibile, pentru aplicații se rețin următoarele:

- reacție între terminalele 8 și 12, în care caz:

$$K_1 = 0,2766$$

- reacție între terminalele 8 și 12, cu R_3 în scurtcircuit (terminalele 7 și 11 scurtcircuitate):

$$K_1 = 0,15$$

- reacție între terminalele 8 și 12, cu R_2 în scurtcircuit (terminalele 7 și 8 scurtcircuitate):

$$K_1 = 0,1707$$

Tensiunea de referință de 1,5 V este divizată cu rezistențele:

$$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 2,7 \text{ k}\Omega$$

$$R_6 = 2,3 \text{ k}\Omega$$

Posibilitățile de legare a potențiometrului P , sunt prezentate în figura 5.9. Din variantele posibile, pentru aplicații se rețin:

- potențiometrul între terminalele 2 și 5. Atunci cînd cursorul potențiometrului se află la extremități:

$$R_a = 0; R_b \quad \text{deci} \quad K_2 = 0,$$

$$R_a; R_b = 0 \quad \text{deci} \quad K_2 = 1.$$

- potențiometrul între terminalele 3 și 4. În cazurile limită:

$$R_a = R_4 = 1 \text{ k}\Omega; R_b = 4,053 \text{ k}\Omega \text{ și } K_2 = 0,1979$$

$$R_a = 2,753 \text{ k}\Omega; R_b = R_6 = 2,3 \text{ k}\Omega \text{ și } K_2 = 0,5448$$

Dacă considerăm rezistența electrică a motorului de c.c., r_M , și curentul de referință, I_{REF} , cunoscute, fie de exemplu $r_M = 10 \Omega$ și $I_{REF} = 8 \text{ mA}$, atunci pentru alegerea configurației adecvate, în funcție de t.c.e.m. (E) se face apel la *Tabelul 5.2*.

Tabelul 5.2

t.c.e.m.	Potențiometrul între 2–5	Potențiometrul între 3–4	
E	$r_M I_{REF} < E < 5,423 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$1,073 \text{ V} + r_M I_{REF} < E < 2,954 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$R_e = r_M / 2,615$
	$r_M I_{REF} < E < 8,787 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$1,734 \text{ V} + r_M I_{REF} < E < 4,787 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$R_e = r_M / 4,857$ $R_a = 0$
	$r_M I_{REF} < E < 10 + r_M I_{REF}$	$1,979 \text{ V} + r_M I_{REF} < E < 5,448 \text{ V} + r_M I_{REF}$	$R_e = r_M / 5,66$ $R_a = 0$

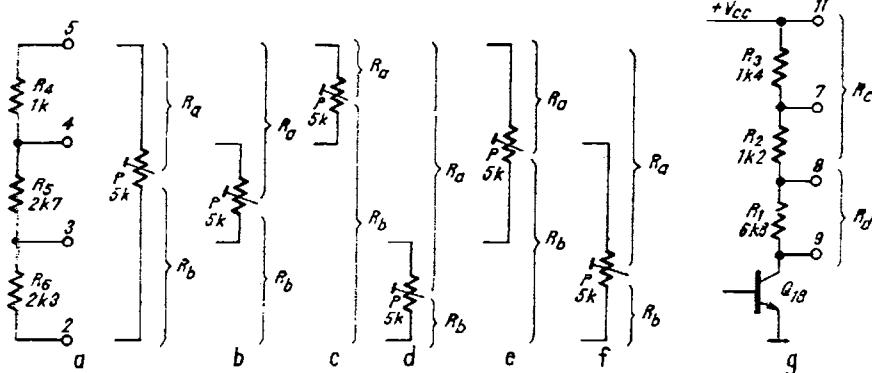


Fig. 5.9. (a) – (f) Variante de legare a potențiometrului de reglaj, (g) – semnificația rezistențelor R_c , R_d pentru etajul de ieșire.

5.4.4. Schema de aplicație

Circuitul integrat $\beta TDA\ 655$ oferă proiectantului de casetofoane o variantă rapidă și economică de soluționare a blocului electronic de reglare și menținere constantă a turăției motorului de antrenare a benzii magnetice. Spre deosebire de circuitele integrate destinate acestui scop, încapsulate în capsule cu trei terminale (vezi paragraful 5.6), circuitul $\beta TDA\ 655$ permite alegerea configurației de regim în funcție de caracteristicile electro-mecanice ale motorului de c.c. folosit.

Pentru prezentarea aplicației tipice se alege motorul de c.c. cu magnet permanent fabricat de firma *SILMA* din R. P. Polonă, folosit în casetofoanele fabricate la noi în țară. Caracteristicile electrice și condițiile de funcționare pentru motorul *SILMA* tip E-3208 N sunt prezentate în *Tabelul 5.3*, iar caracteristicile de sarcină în figura 5.10.

Varianta prezentată în figura 5.11 s-a ales pentru

$$0,1 \text{ V} < E < 10 \text{ V};$$

în acest caz

$$R_e = \frac{r_M}{5,66} = \frac{10}{5,66} \Omega = 1,77 \Omega.$$

$R_3 = \text{scurtcircuit}$

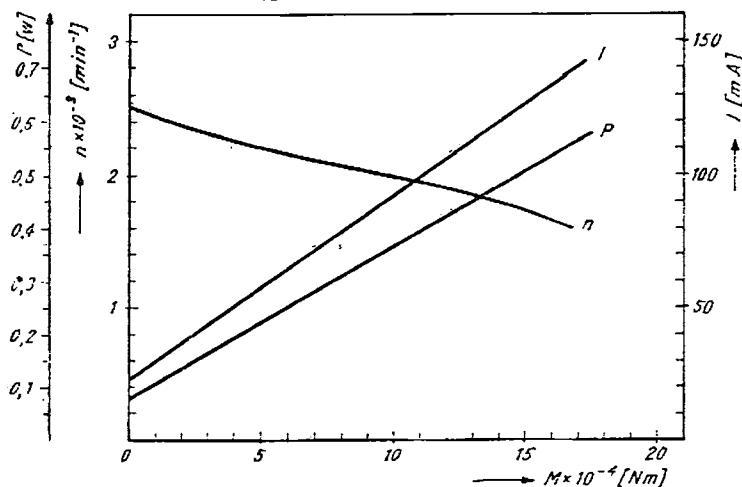


Fig. 5.10. Caracteristicile de sarcină ale motorului *SILMA* tip E 3208 N.

Grupul de elemente format din capacitatele C_1 , C_2 , C_3 și inductanțele L_1 , L_2 realizează deparazitarea.

Montajul permite oprirea motorului fie printr-o comandă la tensiunea de alimentare — *STOP* la $+V_{cc}$ — fie prin comandă la masă — *STOP* la masă — vezi figura 5.11.

Tabelul 5.3

Caracteristicile motorului SILMA tip E - 3208 N

CONDIȚII DE FUNCȚIONARE

Temperatura ambiantă	+5°C ... +40°C
Mod de funcționare	continuu
Pozitia de funcționare	arbitră

CARACTERISTICI ELECTRICE

Parametrul	Valoare	Unități
Tensiunea nominală	4	V
Viteza de rotație	2000	min ⁻¹
Puterea absorbită	0,48	W
Puterea utilă	0,21	W
Curent absorbit (maxim)	120	mA
Cuplu normal	$0,981 \times 10^{-3}$	Nm
Cuplu de pornire	$2,94 \times 10^{-2}$	Nm
Tensiunea nominală în regim generator (E_{1000})	1,5	V
Sensul de rotație	orar	
Rezistență internă	10	Ω
Durată de funcționare	1000	ore
Clasa de izolație	E	
Tip de protecție	IP 10	
Greutate	60	g

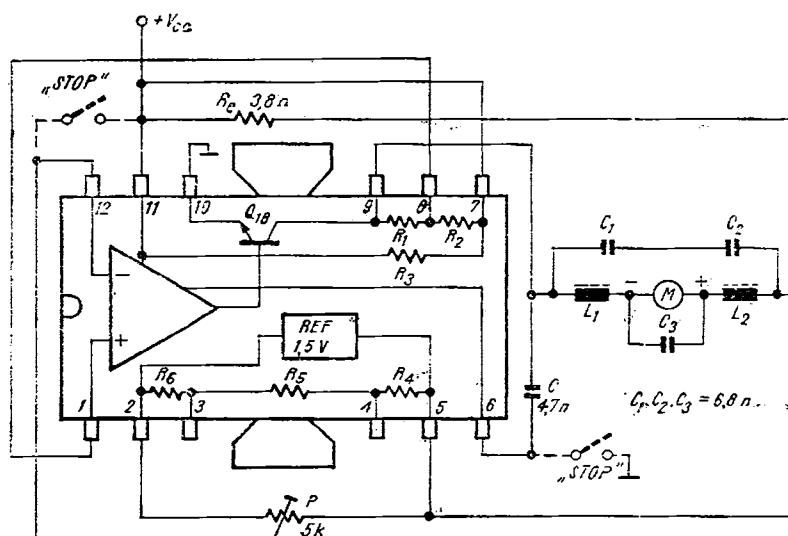


Fig. 5.11. Schema de aplicație tipică cu 3TDA 655.

Puterea disipată pe capsulă depinde de tensiunea de alimentare.

Curentul consumat de circuit

$$I_{cc0} = 8 + \frac{I_0}{80} \text{ mA} = 8 + \frac{120}{80} \text{ mA} = 9,5 \text{ mA.}$$

Tranzistorul de ieșire este parcurs de curentul (maxim) absorbit de motor (vezi *Tabelul 5.3*):

$$I_0 = 120 \text{ mA}$$

Puterea disipată în capsulă:

$$P_D = V_{cc} \cdot I_{cc0} + (V_{cc} - U_N)I_0$$

unde U_N este tensiunea nominală pe motor (vezi *Tabelul 5.3*)

$$U_N = 4 \text{ V.}$$

Efectuind calculele pentru

$$+ V_{cc} = 6 \text{ V rezultă } P_D = 297 \text{ mW,}$$

$$+ V_{cc} = 9 \text{ V rezultă } P_D = 685,5 \text{ mW,}$$

$$+ V_{cc} = 12 \text{ V rezultă } P_D = 1064 \text{ mW.}$$

Conform caracteristicilor prezentate în *Tabelul 5.1*, pentru alimentarea de 9 V și 12 V se recomandă folosirea unui radiator adevarat, în caz contrar circuitul integrat va fi scos din funcționare datorită intervenției protecției termice, deoarece se depășește temperatura maximă a joncțiunii.

Pentru aplicația prezentată în figura 5.11, legarea potențiometrului P între terminalele 5—2, încarcă generatorul de referință I_{REF} (vezi figura 5.1) cu un curent

$$I = \frac{V_{REF}}{P} = 0,3 \text{ mA.}$$

Această valoare a fost luată în considerare la proiectarea circuitului integrat. Folosirea unui potențiometru de valoare mai mare (de exemplu $10\text{k}\Omega$) nu afectează buna funcționare a sursei de referință. Evident, în cazul folosirii unui potențiometru de valoare mai mică reglajul turației este mai fin. Se recomandă ca valoarea curentului prin potențiometru să nu depășească $1,6 \text{ mA}$ ($P = 2,5 \text{ k}\Omega$ între terminalele 2 și 5).

Circuitul integrat se poate folosi și în aplicațiile în care se dorește schimbarea vitezei motorului de la o valoare fixată la altă valoare. Această aplicație presupune legarea în paralel a doi potențiometri a căror cursor se leagă la terminalul 12 printr-un comutator.

5.5. De reținut pentru utilizare

Tensiunea de alimentare: $+3,8 \text{ V} \quad +18 \text{ V}$

Curentul de ieșire (max): 1,8 A

Referință este flotantă și are valoarea tipică de 1,5 V

Protecția termică acționează la $T_s = +125^\circ\text{C}$

Alegerea montajului de aplicație în funcție de t.c.e.m. E :

Potențiometrul între 2–5	Potențiometrul între 3–4	
$0,1 \text{ V} < E < 5,5 \text{ V}$	$1,1 \text{ V} < E < 3 \text{ V}$	$R_c = r_M/2,6$
$0,1 \text{ V} < E < 8,8 \text{ V}$	$1,8 \text{ V} < E < 4,8 \text{ V}$	$R_e = r_M/4,8$ și $R_2 = 0$
$0,1 < E < 10 \text{ V}$	$2 \text{ V} < E < 5,5 \text{ V}$	$R_e = r_M/5,7$ și $R_3 = 0$

Inversarea polarizării (alimentării) duce la distrugerea circuitului.

Scurtcircuitarea terminalului 9 la V_{cc} (a sarcinei) distrugе circuitul.

Pentru tensiuni de alimentare mai mari de $+6 \text{ V}$ se recomandă atașarea unui radiator extern.

5.6. Alte circuite

Circuitul integrat $\beta TDA\ 655$ este compatibil din punct de vedere funcțional cu circuitele $ESM\ 227$ și $ESM\ 227\ N$ – $SESCOSEM$ și $UL\ 1901$ – $UNITRA$ (R. P. Polonă). Schema de aplicație și configurația terminalelor pentru aceste circuite sunt date în figura 5.12. Terminalul 12 permite accesul la punctul notat cu T^o (baza lui Q_8) din figura 5.2.

Variante ale circuitului $ESM\ 227$, fabricate tot la firma $SECOMSEM$ în capsula $TABS$ cu 8(10) terminale, sunt circuitele $TDA\ 1040$ și $TDA\ 1041$. Ele sunt identice constructiv, diferențierea se face la puterea maximă disipată: 0,9 W respectiv 1,4 W.

Schema de aplicație și configurația terminalelor este prezentată în figura 5.13. Varianta $TDA\ 1041$ încapsulată în $TO\ 116$ are tensiunea de referință cuprinsă între $0,7 \text{ V}$ și $1,15 \text{ V}^{11}$.

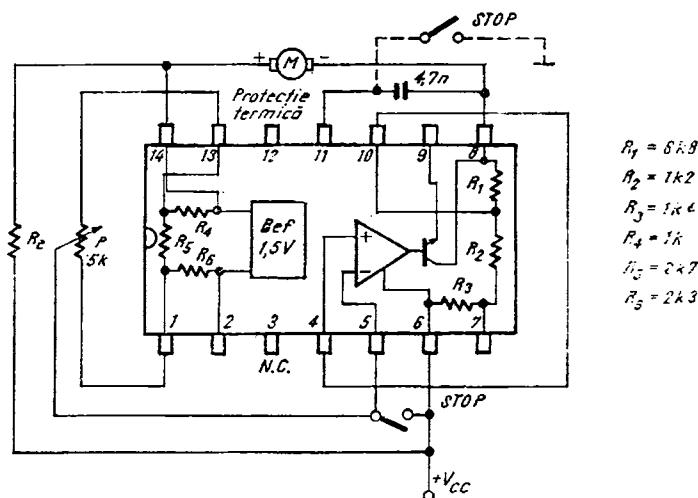


Fig. 5.12. Schema de aplicație cu ESM 227 sau UL 1901.

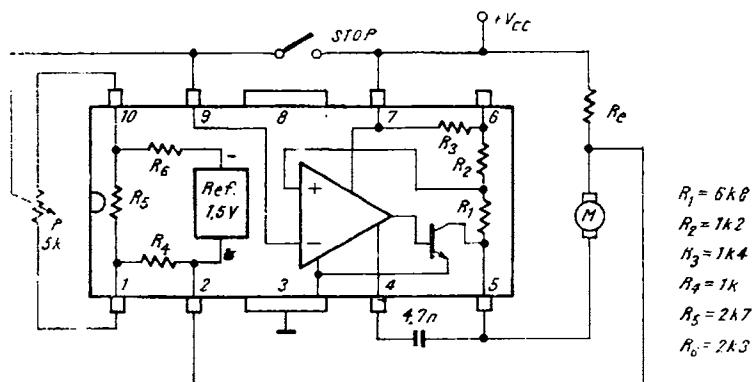


Fig. 5.13. Schema de aplicație cu TDA 1040/TDA 1041.

Circuitul integrat TCA 900/TCA 910 este un regulator de turătie în capsulă TO126 (cu trei terminale). Schema de aplicație este prezentată în figura 5.14. El este fabricat de SESCOSEM și SGS—ATES.

Principiul de funcționare a regulatorului de turătie TCA 900/910 se bazează pe relațiile 5.1, 5.2, 5.3. Am văzut că dacă motorul de c.c. se alimentează de la o sursă de tensiune constantă, variațiile de cuplu motor conduc la variații ale vitezei de rotație a motorului care nu sunt compenseate de regulatorul de tensiune.

Dacă regulatorul de tensiune are următoarele caracteristici:

- tensiunea de ieșire egală cu t.c.e.m.;

$$E_0 = E \quad (5.30)$$

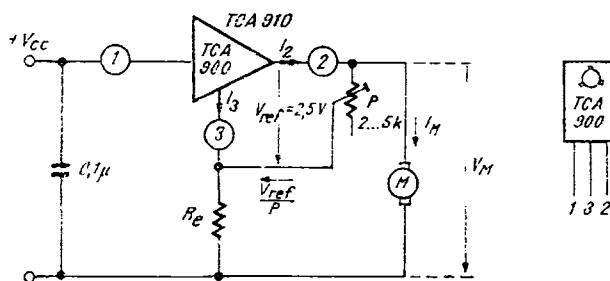


Fig. 5.14. Schema de aplicatie cu TCA 900/TCA 910.

- rezistență de ieșire negativă și egală cu rezistența motorului:

$$R_o = -r_M$$

atunci este posibil să se compenseze variația vitezei de rotație a motorului. Într-adevăr, dacă curentul prin motor crește, tensiunea de ieșire a regulatorului variază cu o mărime proporțională și corectează cădereea de tensiune pe rezistența motorului, r_M .

Regulatorul este proiectat astfel încât curentul prin terminalul 3 este imaginea curentului de ieșire (vezi figura 5.14)

$$I_3 = I_{03} + \frac{I_2}{K} = I_{03} + \frac{1}{K} \left(\frac{V_{REF}}{P} + I_M \right)$$

unde I_{03} este valoarea de repaus a curentului I_3 , iar constanta K are valoarea tipică de 8,5.

Tensiunea pe motor, V_M , se scrie:

$$V_M = V_{REF} + R_e \left[\frac{V_{REF}}{P} \left(1 + \frac{1}{K} \right) + I_{03} \right] + \frac{I_M}{K} R_e \quad (5.31)$$

Comparind relațiile 5.1 și 5.31 se deduce că

$$E = V_{REF} + R_e \left[\frac{V_{REF}}{P} \left(1 + \frac{1}{K} \right) + I_{03} \right] = K_e \Phi_e \Omega,$$

deci fixarea vitezei de rotație a motorului se poate realiza cu ajutorul potențiometrului P .

Dacă

$$R_e \leq K r_M$$

se obține situația de stabilitate a sistemului și compensarea variațiilor de cuplu ale motorului.

Alegerea rezistenței R_e se face din graficul prezentat în figura 5.15 în funcție de t.c.e.m. a motorului de c.c.

În principal circuitul TCA 910 diferă de TCA 900 prin tensiunea maximă de alimentare: 20 V pentru TCA 910 și 14 V pentru TCA 900.

Circuitul integrat ESM 900, ESM 910 — SESCOSEM — este funcțional identic cu TCA 900 — TCA 910. Deosebirea constă în încapsularea în capsulă

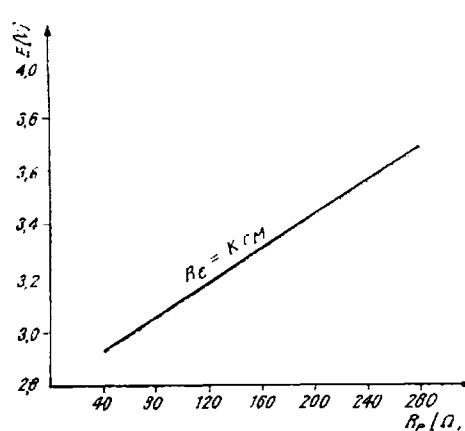


Fig. 5.15. Curba dependentei t.c.e.m. în funcție de R_e pentru circuitul TCA 900/TCA 910.

cu patru terminale (TO 12) a circuitelor ESM 900/910, fapt ce a permis folosirea unui terminal pentru funcția „STOP”. Schema tipică de aplicație este prezentată în figura 5.16.

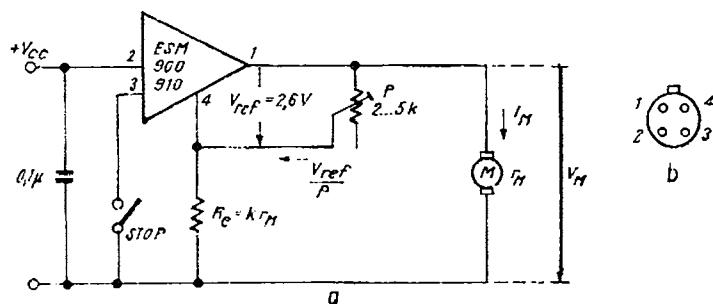


Fig. 5.16. (a) Schema de aplicatie cu ESM 900/ESM 910; (b) configurația terminalelor (vedere de sus).

Circuitul integrat TDA 1151 este fabricat de SGS-ATES în capsula TO 126 (SOT 32). Tensiunea maximă de alimentare este 20 V, tensiunea de referință este cuprinsă între 1,1 V și 1,3 V. Circuitul asigură un curent de pornire de 0,8 A. Schema de aplicatie este prezentată în figura 5.17.

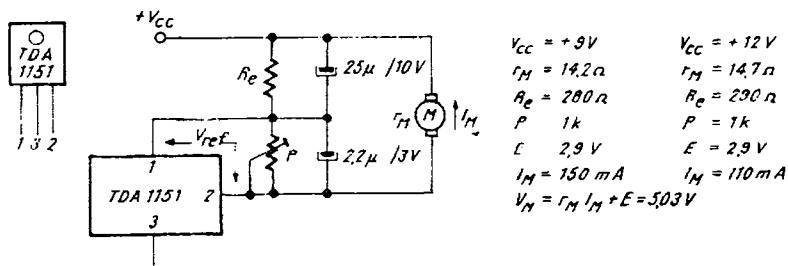


Fig. 5.17. Schema de aplicatie cu TDA 1151.

Valoarea tipică a curentului de alimentare este de 1,7 mA la un curent prin sarcină de 0,1 mA.

Rezistența R_e se calculează cu relația

$$R_e \leq K r_M$$

Pentru coeficientul K se consideră valoarea tipică

$$K = 20 (K_{\min} = 18; K_{\max} = 22)$$

În aplicație, dacă între terminalele 1 și 2 (V_{REF}) apar oscilații se recomandă conectarea unei capacitați de 10 nF.

Un circuit funcțional identic cu TDA 1151, este fabricat de THOMSON-EFCIS în capsula MINIDIP sub codul TDA 1154. Prințipiu de funcționare este prezentat în figura 5.18 iar schema de aplicatie în figura 5.19.

Tensiunea de referință se măsoară între terminalele 5—8 având o valoare tipică $V_{REF} = 1,2$ V

Curentul consumat de circuit este dat de relația

$$I_5 = I_{cc} + \frac{I_8}{K}$$

unde:

I_8 este curentul ce intră în terminalul 8

$$I_{cc} = 1,2 \text{ mA}$$

$$K = 20 \text{ (tipic)}$$

$$I_8 = I_M + \frac{V_{REF}}{P}$$

$$V_M = E + r_m I_M \Rightarrow R_e \left(I_5 + \frac{V_{REF}}{P} \right) + V_{REF}$$

înlocuind, obținem:

$$E = I_M \left(\frac{R_e}{K} - r_m \right) + V_{REF} \left[\frac{R_e}{P} \left(1 + \frac{1}{K} \right) + 1 \right] + R_e I_{cc}$$

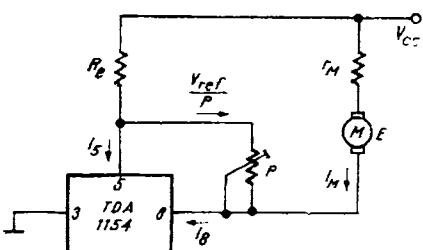


Fig. 5.18. Prințipiu de funcționare a circuitului TDA 1154.

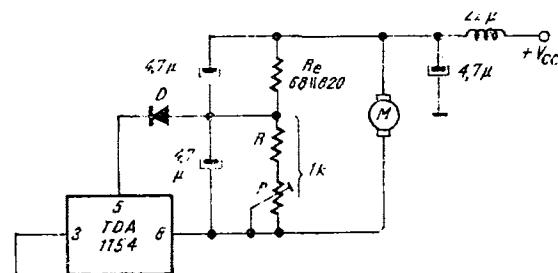


Fig. 5.19. Schema de aplicație cu TDA 1154.

Condiția de viteză constantă a motorului constă în anulararea coeficiențului lui I_M :

$$\frac{R_e}{K} - r_M = 0$$

sau

$$R_e = K r_M.$$

Pentru

$$R_e > K r_M$$

poate apărea o instabilitate a sistemului.

Cunoscând valoarea t.c.e.m., E , se poate determina valoarea rezistenței potențiometrului:

$$P = R_c \frac{V_{REF} \left(1 + \frac{1}{20} \right)}{E - V_{REF} - I_{cc} R_c} \approx R_c \frac{V_{REF}}{E - V_{REF} - I_{cc} R_c}$$

Schema de aplicatie pentru circuitul TDA 1154 este data în figura 5.19. În serie cu potențiometrul P apare rezistența R , fapt ce permite scăderea valorii rezistenței potențiometrului, deci reglajul vitezei de rotație a motorului se efectuează fin.

Circuitele descrise pînă acum sunt destinate numai funcției de reglare și menținere constantă a turăției motoarelor de c.c. folosite în casetofoane. Tehnologia de fabricație a circuitelor integrate permite integrarea unor blocuri funcționale din schema electronică a casetofonului. Dintre circuitele integrate multifuncționale amintim: TDA 7270S și TDA 7770 fabricate de firma SGS-ATES; TDA 1006 A și TDA 1533 fabricate de firma MBLE.

Circuitul integrat TDA 7270S cumulează următoarele funcții:

- regulatoare de viteză
- STOP – automat
- STOP – manual
- Pauză
- Ejecția casetei
- Comutator automat Radio-Playback (R/PB)

Schema bloc și de aplicație este prezentată în figura 5.20. Forma de prezentare este capsulă de plastic cu 16 terminale. Terminalele active sunt de la 1 la 8 iar terminalele 9 la 16 se leagă la masă, facilitând atașarea unui radiator extern.

Circuitul integrat TDA 7770 încorporează următoarele funcții:

- regulator de turăție
- STOP automat cu indicator (LED/bec)
- PAUZĂ
- oscilator de stergere și polarizare
- Control automat de nivel
- Comandă R/PB

Schema bloc și de aplicație este prezentată în figura 5.21. Circuitul este încapsulat în capsule TABS cu 12 terminale. Tensiunea de referință tipică este 1,3 V. Domeniul tensiunii de alimentare: 4 ... 16 V. Pentru valorile din figura 5.21 frecvența oscillatorului este de aproximativ 64 kHz. Curentul maxim disponibil la terminalul 7 este de 150 mA.

Circuitul integrat TDA 1006 A conține următoarele etaje:

- regulator de turăție
- comutator electronic R/PB
- comandă indicator optic pentru PB
- comandă automată STOP
- indicator optic cu intermitență pentru sfîrșit de bandă

Schema bloc și de aplicație este prezentată în figura 5.22. Circuitul este încapsulat plastic cu 16 terminale. Domeniul tensiunii de alimentare pentru circuitul TDA 1006 A este 6 la 22 V. Curentul continuu care ieșe din terminalul 1, pentru alimentarea sistemului optic (bec sau LED) este de 40 mA. Dioda BZX 79 ... este o diodă Zener legată în paralel cu motorul și poate fi înlocuită cu o diodă Zener corespunzătoare din seria DZ V

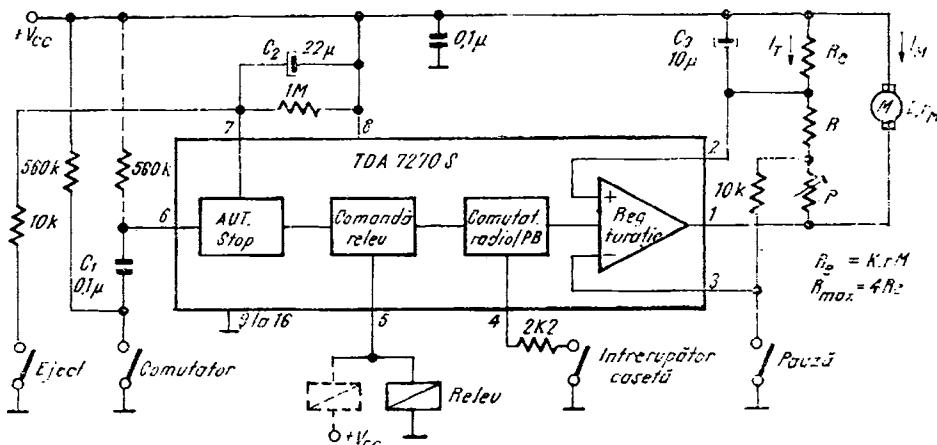


Fig. 5.20. Schema de aplicatie cu TDA 7270S.

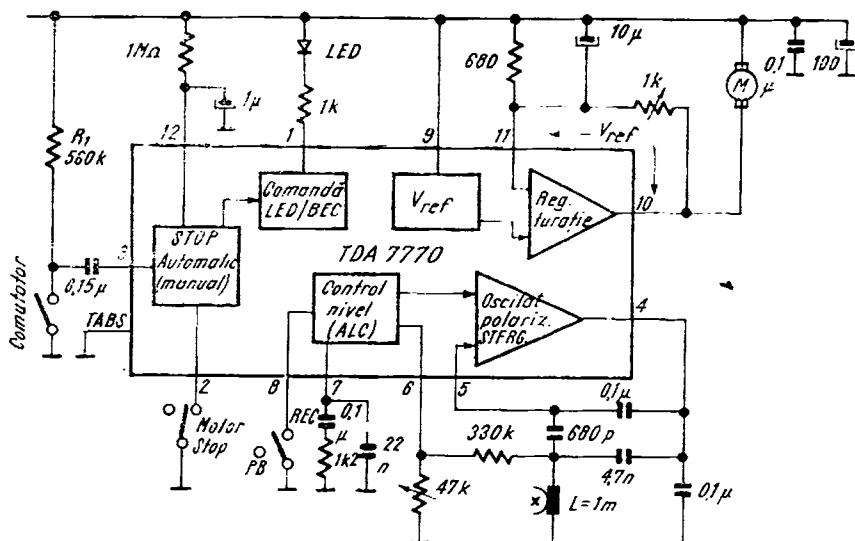
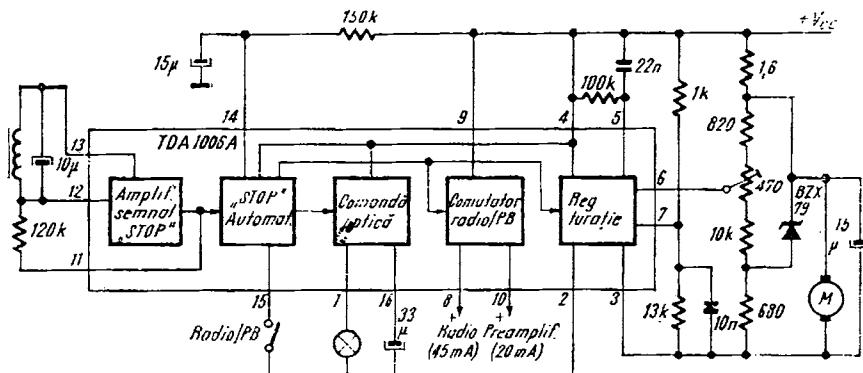


Fig. 5.21. Schema de aplicatie cu TDA 7770.

Fig. 5.22. Schema de aplicatie cu TDA 1006 A – caracteristicile motorului de c.c.: $r_M = 27\Omega$; $E_{3000} = 7.2$ la 8.3 V.

Circuitul integrat⁹ TDA 1533 este destinat aplicațiilor de înaltă fidelitate, controlul vitezei de rotație a motorului realizându-se cu ajutorul unei bucle PLL¹². Circuitul integrat conține următoarele blocuri funcționale:

- oscillator de referință (cu quart)
- sintetizator pentru ajustarea frecvenței de referință;
- scalare programabilă
- detector de fază
- amplificator/limitator al semnalului tachometric
- două amplificatoare operaționale pentru integrarea și filtrarea semnalului de la ieșirea detectorului de fază.

Schema bloc a circuitului integrat *TDA 1533* este prezentată în figura 5.23. Circuitul integrat *TDA 1533* este încapsulat în DIL cu 18 terminale, iar semnificația terminalelor este:

1. *Masă*
2. *Test intrare/ieșire*
3. *Ieșire AO-1*
4. *Intrare AO1*
5. *SUS/JOS (Up/down)*
intrare/ieșire
6. *Intrare AO2*
7. *Ieșire AO2*
8. *Alimentare (+10 V)*
9. *Ieșirea detectorului de fază*
10. *Ieșire indicator de sincronizare (calcarea)*
11. *Intrare +*
12. *Intrare -*
13. *semnal tachometru*
13. *Ieșire (tacho)*
14. *Intrare A (scalare)*
15. *Intrare B (scalare)*
16. *Reset*
17. *Intrare oscilator cuarț*
18. *Ieșire oscilator cuarț*

Funcționarea circuitului integrat *TDA 1533* este următoarea: frecvența de 4,8 MHz a oscilatorului cu cuarț este divizată de către divizorul programabil cu un număr între 901–1099. Această frecvență este accesibilă la terminalul 2 al circuitului. Dacă considerăm valoarea minimă și maximă de divizare, frecvența semnalului aplicat etajului de scalare va fi:

$$(f_2)_{\max} = \frac{4800 \text{ kHz}}{901} = 5327,4 \text{ Hz}$$

$$(f_2)_{\min} = \frac{4800 \text{ kHz}}{1099} = 4367,6 \text{ Hz}$$

Tabela de adevară pentru etajul de scalare (intrări *A* și *B*) este prezentată în tabelul 5.5. Dacă luăm în considerare valoarea minimă de divizare 2, și

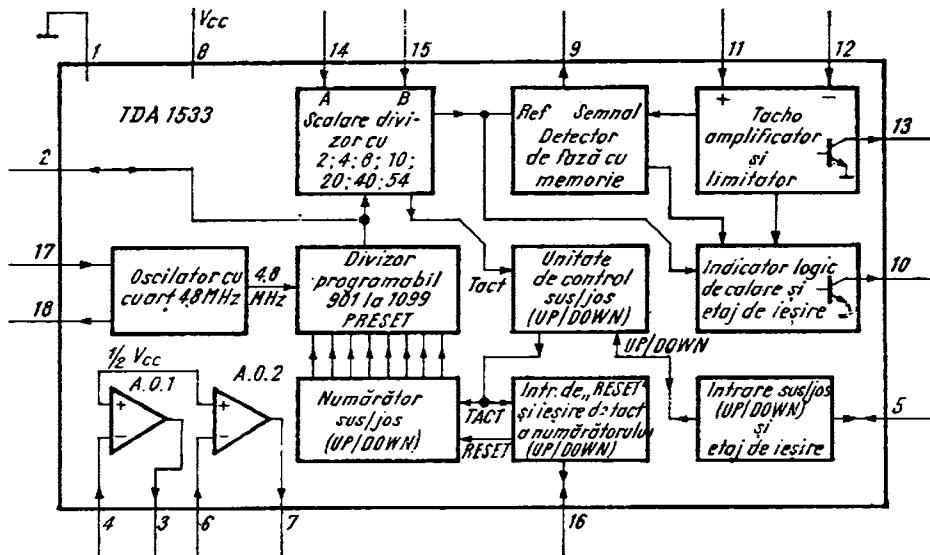


Fig. 5.23. Schema bloc a circuitului *TDA 1533*.

valoarea maximă 54, atunci semnalul de referință aplicat detectorului de fază are frecvența:

$$(f_{ref})_{\min} = 80,88161 \text{ Hz}$$

$$(f_{ref})_{\max} = 2663,70699 \text{ Hz}$$

Semnalul de la tachometru se aplică unui etaj amplificator — limitator și apoi etajului detector de fază.

Ieșirea detectorului de fază trece în stare „H” (sus) pe frontul crescător a semnalului de referință și trece în stare „flotant” la pentru primul front pozitiv al semnalului de la tachometru, dacă unghiul de defazaj dintre cele 2 fronturi nu este mai mare de 360° . Ieșirea devine „L” (jos) dacă primul front pozitiv aparține semnalului tachometric și trece în stare „flotant” la primul front pozitiv al semnalului de referință. Rezultă că banda de urmărire este de 720° .

Ieșirea indicatorului logic de sincronizare (calare) — terminalul 10 — este în starea H, exceptând perioada dintre două fronturi pozitive și două fronturi negative ale semnalelor de la tachometru și de referință.

Numărul cu care divisorul programabil divizează depinde de starea prezentată a intrările de *PRESET*, deci de poziția numărătorului sus/jos (UP/DOWN).

La aplicarea tensiunii de alimentare pe intrarea de *RESET* (terminalul 16), numărătorul sus/jos (UP/DOWN) își aplică o comandă de *RESET* care corespunde la o divizare cu 1000 a divisorului programabil. Această stare permite numărătorului să se deplaseze în sus (UP) cu 99 de pași sau în jos (DOWN) tot cu 99 de pași. Numărătorul sus/jos (UP/DOWN) poate fi schimbat din poziția sa cînd ajutorul intrării sus/jos — terminalul 5, via unitatea de control sus/jos (UP/DOWN), intrarea de tact a numărătorului sus/jos (UP/DOWN). În consecință divisorul programabil va diviza în gama 901—1099.

Semnalul de tact a numărătorului sus/jos (UP/DOWN) este disponibil pe terminalul 16 sub forma unui impuls.

Diagrama de funcționare a numărătorului sus/jos (UP/DOWN) este prezentată în figura 5.24.

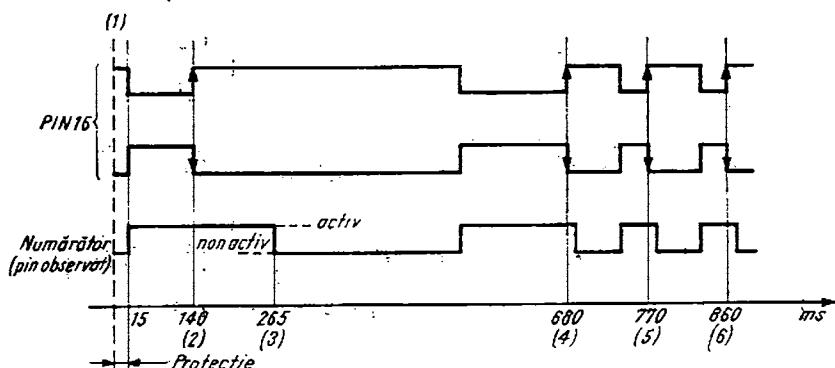


Fig. 5.24. Diagrama de funcționare a numărătorului SUS/JOS (UP/DOWN) (1) start; (2) primul impuls de tact; (3) din acest punct este posibilă restartarea ciclului de către excitația următoare; (4) al doilea impuls de tact; (5) al treilea impuls de tact; (6) — al patrulea impuls de tact.

Tabelul 5.4

Intrări		Factor de divizare
A	B	
H	H	Nota 1
H	L	Nota 2
F	F	4
F	H	8
F	L	2
H	F	54
L	H	10
L	L	20
L	F	40

H stare SUS, L stare JOS, F FLOTANT

Nota 1. Test 1,
PRESET general

Nota 2. Test2,
Tact rapid via terminalul 2.

Intrarea *SUS/JOS(UP/DOWN)* – terminalul 5 și intrările de scalare *A* (terminalul 14) și *B* (terminalul 15) sunt intrări tri-state. Deci comanda se face prin porți tri-state. Pentru intrările de scalare – vezi *Tabelul 5.4*.

Un nivel *H* la intrarea *SUS/JOS(UP/DOWN)* produce o creștere a frecvenței semnalului de referință aplicat detectorului de fază, în timp ce un nivel *L* conduce la o descreștere.

Informația la intrarea *SUS/JOS (UP/DOWN)* terminalul 5, va deveni activă în interiorul circuitului integrat, după o durată de 250 ms. Împreună cu terminalul 16, aceasta oferă posibilitatea de afișare a numărului dc impulsuri de tact folosite.

Bibliografie

1. P. R. Gray și R. G. Meyer, Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare. Editura Tehnică, București, 1983.
2. C. Bulucea și.a. Circuite integrate liniare, Editura Tehnică, București, 1976.
3. A. Fransua și.a., Mașini și acționări electrice. Indrumar de laborator – I.P.B. Facultatea de electrotehnică, 1977.
4. I. Dumitrescu și.a., Electrotehnică și mașini electrice, Ed. didactică și pedagogică, București, 1983.
5. F. D. Lăzăroiu, Mașini electrice de mică putere, Editura Tehnică, București, 1975.
6. M. Săvescu, și.a. Circuite electronice, vol. I, Editura Tehnică, 1967.
7. S. Lozneanu, și.a., Casetofoane. Funcționare și depanare, Editura Tehnică, București, 1983.
8. * * * Catalog de circuite integrate liniare, SESCOSEM-TH-CSF, 1976.
9. * * * Catalog de circuite integrate liniare, PHILIPS-MBLE, 1980.
10. * * * Catalog de circuite integrate liniare, SGS/ATES 1982.
11. * * * Catalog de circuite integrate pentru bunuri de larg consum THOMSON-EFCIS 1983.
12. A. Vătășescu și.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. I, Editura Tehnică, București, 1979.

Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente

βL 100

6.1. Prezentarea circuitului

6.1.1. Destinație

În literatura de limbă engleză acest circuit integrat poartă numele de „*bar graph LED driver*“. Este un circuit capabil să comande o baretă de diode electroluminescente (*LED*) astfel încât diodele să se aprindă sub formă de bară luminoasă, a cărei lungime depinde de valoarea tensiunii aplicate la intrare.

Asemenea sisteme de afișaj sunt folosite în locul instrumentelor electro-mecanice, acolo unde precizia (sau mai degrabă rezoluția) nu reprezintă un factor decisiv. Fiabilitatea unor astfel de afișaje este mult sporită față de dispozitivele electromecanice cu ac, nu au inerție mecanică, suprafață ocupată este mică și în plus oferă o mare flexibilitate designer-ului de panou.

Majoritatea circuitelor de acest gen au două legi de variație pentru lungimea baretei luminoase în funcție de tensiunea de intrare; una liniară și alta logaritmică, ultima utilizată frecvent în afișarea nivelului audio în decibeli.

Circuitul prezentat în acest capitol¹ a fost astfel conceput încât pentru a schimba legea de variație modificarea în setul de măști să poată fi operată rapid și comod. De aceea circuitul poate fi adaptat cu ușurință, la cerere, oricărora surse de semnal, ca termistori neliniari, traductoare diverse, afișarea numai a unei zone utile din întreg domeniul de variație al parametrului de interes, etc.

βL100 conține tot ce este necesar pentru a comanda o baretă compusă din 5 *LED*-uri; acest circuit este prezentat în mai multe variante după cum reiese din *Tabelul 6.1*.

Schela electrică internă este astfel construită încât variantele încapsulate în 8 terminale să poată fi echivalate funcțional și terminal la terminal cu modelele² produse de firma *AEG-TELEFUNKEN* listate în *Tabelul 6.1*, dar să permită și extensiile cuprinse în același tabel. Aceste extensii aduc aplicațiilor un plus de flexibilitate și un mai mare coeficient de integrare. Comparând schela electrică internă a circuitului βL100 prezentată în *Secțiunea 6.2* cu schela internă a circuitului produs de *AEG-TELEFUNKEN* se remarcă

Tabelul 6.1

Caracteristicile principale ale circuitelor din familia βL 100

Tip	Legea de variație	Valori praguri	Capsulă plastic	Obs.
$\beta L 101$	liniară	0,1/0,3/0,5/0,7/0,9 V	8 term.	Echiv. U 247 TFK
$\beta L 102$	liniară	0,2/0,4/0,6/0,8/1 V	8 term.	Echiv. U 237 TFK
$\beta L 103$	logaritmică	-20/-10/-3/0/+3 dB	8 term.	Echiv. U 267 TFK
$\beta L 104$	logaritmică	-15/-6/-1,5/+1,5/+6dB	8 term.	Echiv. U 257 TFK
$\beta L 105$	liniară	0,1/0,3/0,5/0,7/0,9 V	14 term.	Nota 1
$\beta L 106$	liniară	0,2/0,4/0,6/0,8/1 V	14 term.	Nota 1
$\beta L 107$	logaritmică	-20/-10/-3/0/+3 dB	14 term.	Nota 1
$\beta L 108$	logaritmică	-15/-6/-1,5/+1,5/+6dB	14 term.	Nota 1

Nota 1. Aceste circuite sunt compatibile cu variantele încapsulate într-o capsulă cu 8 terminale dar față de acestea oferă următoarele facilități suplimentare: accesul la tensiunca de referință internă, disponibilitatea unui terminal de control al strălucirii LED-urilor un amplificator operațional independent destinat prelucrării semnalului analogic ce urmează a fi afișat.

o clară îmbunătățire în construcție, îmbunătățire care aduce o procesabilitate mult mai relaxată, obținându-se în același timp performanțe superioare pentru produsul final.

6.1.2. Modul de funcționare

Înainte de a comenta schema bloc a circuitului $\beta L 100$ este util să se prezinte modul de comandă a LED-urilor. Principal, circuitul integrat $\beta L 100$ este o sursă de curent constant, având valoarea tipică de 20 mA și o serie de comutatoare care sunt închise sau deschise în funcție de valoarea tensiunii de intrare — vezi figura 6.1.

Atunci cînd toate comutatoare sunt deschise generatorul de curent injecteză un curent ce străbate toate LED-urile, aprinzîndu-le; bareta luminează pe toată lungimea ei.

Cunoscut fiind faptul că LED-urile de diferite culori obțin aceeași strălucire aparentă pentru tensiuni diferite de polarizare în direct (important este curentul injectat în ele) se observă că un astfel de sistem de conectare permite formarea unei barete din LED-uri de culori diferite, dar care vor avea o strălucire aparent egală (un LED tipic de culoare roșie are o strălucire normală pentru o polarizare de circa 1,6 V; un LED de culoare verde are aceeași strălucire la circa 2,1 V).

Dacă se închide comutatorul K_5 , atunci LED-ul numărul 5 se stinge, deoarece tot curentul ce ar trece prin el este deviat de către comutator la masă. Lungimea barei luminoase se micșorează. Închiderea comutatorului K_4

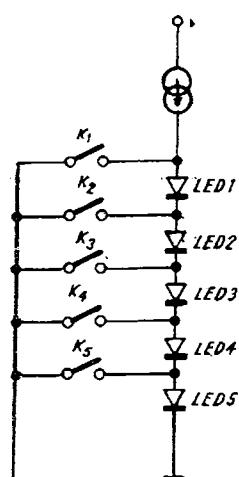


Fig. 6.1. Schema de principiu pentru comanda LED-urilor din circuitul BL 100.

stinge LED-urile numărul 5 și 4 și aşa mai departe. Cazul limită îl reprezintă închiderea comutatorului K_1 care va stinge toate LED-urile. Acest ultim caz se întimplă pentru o tensiune de intrare nulă. O dată un comutator închis, de pildă K_3 , poziția comutatorului de rang inferior (K_4 și K_5) nu mai influențează cu nimic starea impusă de K_3 . La circuitul BL100 comutatoarele de sub cel care impune lungimea barei luminoase, sint toate închise.

Pe tot cuprinsul capitolului *circuitul integrat pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente* va purta titlul generic de $\beta L100$. Atunci cînd ne vom referi la o variantă particulară se va folosi codul specific modelului în cauză.

6.1.3. Schema bloc a circuitului $\beta L 100$

Schema bloc din figura 6.2 pune în evidență organizarea globală din interiorul circuitului integrat $\beta L100$. O astfel de reprezentare este de mare utilitate

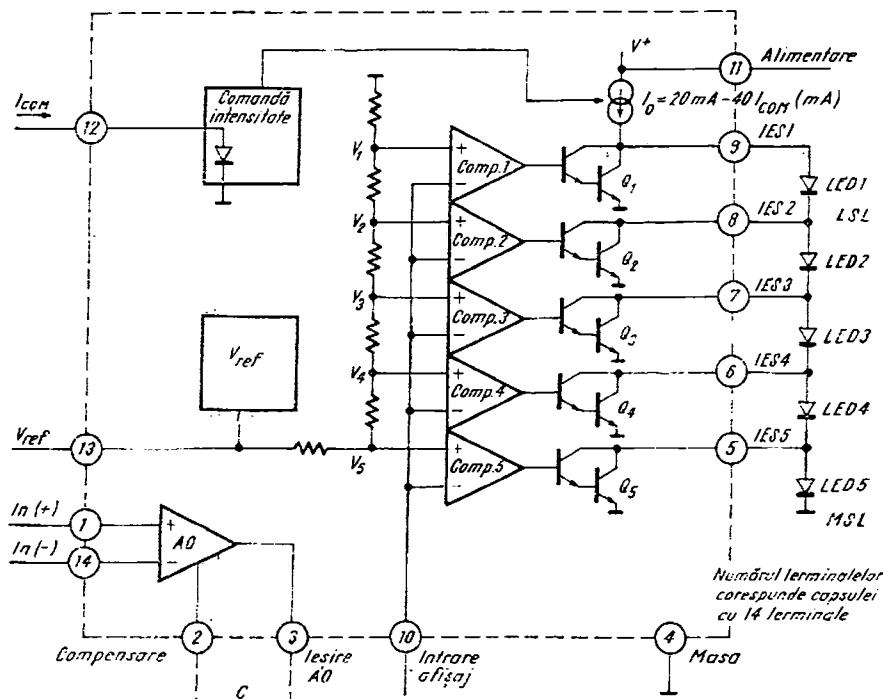


Fig. 6.2. Schema-bloc a circuitului $\beta L 100$.

pentru înțelegerea funcționării circuitului integrat și a utilizării lui corecte, fie în aplicații tipice, fie pentru imaginarea unor utilizări ulterioare neconvenționale, fără a intra în detaliu de circuit decât în măsura unor cazuri mai delicate.

Blocul central este referința de tensiune V_{ref} , care trebuie să genereze o valoare bine definită și constantă cu alimentarea; timp, temperatură și tehnologie. Această tensiune de referință este în principal utilizată pentru construcția pragurilor de basculare ale celor cinci comutatoare (comparator + tranzistor de comutare); în variantele încapsulate în plastic cu 14 terminale ea este utilizabilă și în exterior. Tensiunea de referință este de calitatea celei utilizate în regulatorul de tensiune BA723.

În schema bloc desenată în figura 6.2 sunt reprezentate cele 5 comutatoare de tensiune care comandă tranzistoarele comutatoare $Q_1 \div Q_5$. Intrările inversoare ale tuturor comutatoarelor sunt legate împreună și pe ele se aplică tensiunea de intrare, a cărei valoare urmărează să fie afișată pe bareta de LED-uri. Cealaltă intrare a comparatorului este conectată intern la o tensiune derivată din tensiunea de referință, în jurul căreia comparatorul va bascula, pentru ca să aprindă sau să stingă LED-ul corespunzător.

Comparatorul de tensiune propriu-zis comandă în final un tranzistor compus de tip Darlington. Colectorul acestui combinații este de tip colector în gol și se conectează direct pe bareta de LED-uri.

Pentru oricare dintre comutatoare pentru *tensiuni de intrare mai mici decât pragul de referință*, aplicate intrării *inversoare*, tranzistorul comutator este *saturat*. Tensiunea lui de saturare la curentul maxim de 20 mA ce străbate bareta de LED-uri, este mai mică decât tensiunea de aprindere a unui LED roșu și de aceea practic tot curentul va fi derivat de comutator la masă. LED-urile sau LED-ul „de sub el”, vor fi stinse; rămân aprinse numai LED-urile sau LED-ul „de deasupra” (vezi figura 6.1).

Pentru întreg circuitul atunci când tensiunea de intrare este nulă toate tranzistoarele comutatoare sunt sature (comutatoarele $K_1 \div K_5$ sunt închise) și astfel bareta este stinsă. Când tensiunea de intrare este maximă (circa 1 V pentru variantele liniare și aproximativ 2 V pentru cele logaritmice) toate tranzistoarele comutatoare sunt blocate și întreaga baretă este aprinsă.

Curentul care aprinde LED-urile este debitat de un circuit care asigură un curent constant indiferent de numărul de LED-uri conectate, de starea comutatoarelor K , sau a culorii LED-urilor. *Valoarea generatorului de curent constant depinde de curentul injectat din exterior în terminalul de control al intensității de aprindere.*

Dacă terminalul de control este lăsat în aer sau scurtcircuitat la masă (soluție recomandată) curentul care străbate LED-urile este maxim și are valoarea tipică de 20 mA. Terminalul de control se comportă ca o diodă cu catodul conectat la masă. Injectându-se din exterior un curent de comandă, I_{COM} , generatorul de curent va debita în LED-uri un curent egal cu: $I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40 I_{COM}$ (unde I_{COM} este exprimat în mA). Când în terminalul de control al intensității se va introduce un curent $> 0,5 \text{ mA}$ generatorul de curent va fi inhibat ($I_{LED} = 0$).

Această facilitate este disponibilă numai pentru circuitele $\beta L100$ încapsulate în plastic cu 14 terminale, iar aplicația tipică o constituie modulația strălucirii LED-urilor în funcție de iluminarea ambiantă.

În interiorul circuitului integrat $\beta L100$ se află un bloc complet separat de restul circuitului și accesibil din exterior în cazul capsulei de 14 terminale. El este un *amplificator operational* adaptat funcționării în fața circuitului de comandă propriu-zisă a LED-urilor. Acest amplificator operational a fost inclus din cauza aplicației tipice a circuitului $\beta L100$ — aceea de a afișa valoarea medie sau de vîrf a unei tensiuni alternative din domeniul frecvențelor audio. În majoritatea cazurilor în cataloge se descriu astfel de circuite, însă această problemă este „rezolvată” printr-un circuit de redresare cu diode asociat unei constante de timp convenabile.

În acest caz apare un obstacol major. Circuitul afișează semnale pozitive a căror valoare de vîrf este cuprinsă între 0 și 1 V (sau 0 ... 2 V pentru varianta gradată în decibeli). Ori redresarea prin simple diode a unor astfel de semnale este afectată de erori datorită tensiunii relativ mari ($\approx 0,6$ V) de deschidere a diodelor. Ca urmare întregul ansamblu, redresor + afișaj analogic, va fi un compromis în precizie, chiar dacă circuitul de afișaj propriu-zis este specificat satisfăcător. Cu ajutorul amplificatorului operational se pot construi scheme de redresare cu diode „fără prag”. De asemenea acest amplificator operational poate fi folosit pentru adaptarea diverselor traductoare al căror semnal necesită fie o simplă amplificare, fie o lege de procesare specială.

Pentru ca resursele amplificatorului operational să fie folosite pe deplin capacitatea de compensare va fi adăugată din exterior, dimensionând-o la valoarea strict necesară. Acest amplificator operational poate lucra cu tensiuni de intrare de 0 V și de asemenea tensiunea de ieșire poate coborî pînă la 0 V.

6.2. Schema electrică

Schema electrică completă este dată în figura 6.3. În acest desen este reprezentat doar un singur comparator, cel care poartă numele convențional de comparator numărul 1. Pentru a nu încărca în mod inutil schema, celelalte comparatoare (2, 3, 4, 5) nu au mai fost desenate, schema lor fiind absolut identică cu schema comparatorului 1. Intrările inversoare (–) a acestor comparatoare sunt legate împreună cu intrarea inversoare a comparatorului 1 și conduc direct către terminalul de acces V_{in} . Intrările neinversoare (+) ale comparatoarelor amintite mai sus sunt legate la prizele rezistenței R_0 , aplicîndu-se în acest mod tensiunile de referință corespunzătoare rangului comparatorului în cauză; comparatorul numărul 2 are intrarea (+) conectată la priza V_2 , comparatorul numărul 3 are intrarea (+) conectată la priza V_3 și așa mai departe.

Revenind la intrarea comună V_{in} , a tuturor comparatoarelor semnalăm existența unui circuit de protecție la supratensiune circuit care în mod normal nu afectează funcționarea și de aceea nu a mai fost desenat pe schema din

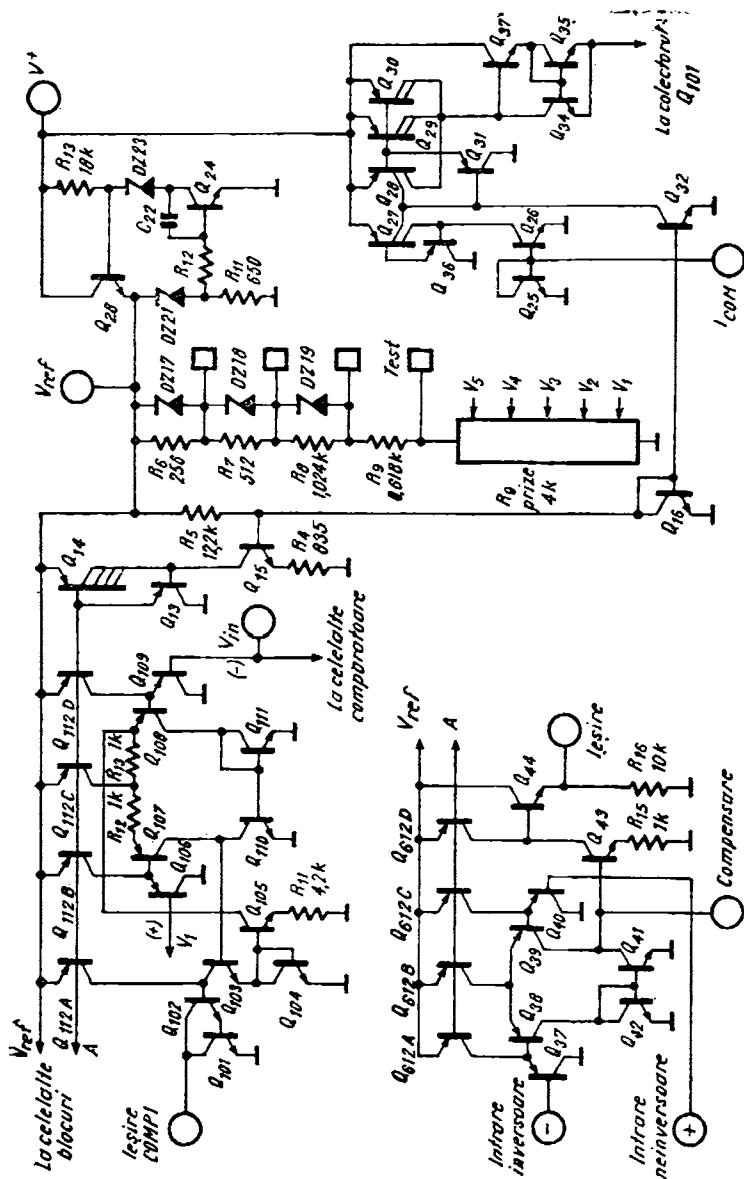


Fig. 6.3. Schema electrică a circuitului βL 100.

Intrările efective
ale comparatoarelor

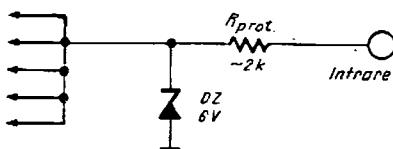


Fig. 6.4. Circuitul de protecție a intrării

figura 6.2. El este reprezentat în figura 6.4 și protejează circuitul integrat atunci cind se aplică pe intrare o tensiune mai mare de circa 6V. În acest caz impedanța de intrare scade la aproximativ $2\text{k}\Omega$.

Comparatoarele numărul 1 conțin o singură particularitate față de celelalte și anume: de colectorul tranzistorului lui de ieșire (Q_{101}) este legată ieșirea generatorului I_{LED} . Toate celelalte comparatoare au colectorul tranzistorului de ieșire în gol.

În continuare vom prezenta schemele detaliate a fiecărui bloc ce constituie circuitul integrat $\beta L100$.

6.2.1. Alimentarea stabilizată

Schema de alimentare stabilizată care generează totodată și tensiunea de referință pentru comparatoare este constituită dintr-o diodă Zener DZ_{21} , alimentată în curent constant, și termocompensată pentru variațiile temperaturii mediului ambiant (vezi figura 6.5). Tensiunea stabilizată alimentează aproape întreg circuitul integrat, cu excepția generatorului de curent constant I_{LED} . Curentul de referință pentru I_{LED} este obținut tot din valoarea V_{ref} .

Tensiunea de referință este generată de valoarea tensiunii diodei DZ_{21} , care este străbătută de curentul I_z plus tensiunea emitor-bază a tranzisto-

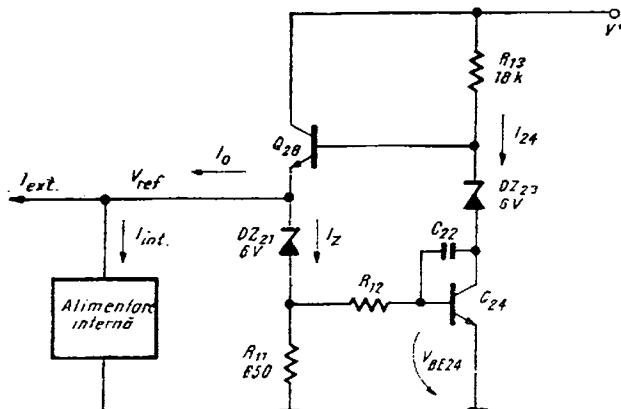


Fig. 6.5. Stabilizatorul de tensiune din $\beta L100$.

rului Q_{24} . S-a neglijat căderea de tensiune pe rezistență R_{12} datorată valorii mici a curentului de bază pentru tranzistorul Q_{24} . Astfel:

$$V_{ref} = V_z |_{Iz} + V_{BE24} |_{Iz}$$

Tensiunea V_{BE24} variază relativ puțin atunci când tensiunea de alimentare urcă de la aproximativ 10 V la 18 V, și de aceea în aceste calcule o putem considera constantă și egală cu 0,65V, având însă un coeficient de temperatură de circa $-2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$. De aceea curentul prin dioda Zener DZ_{21} este dat de relația:

$$I_z = \frac{V_{BE24}}{R_{11}} = \frac{0,65 \text{ V}}{0,65 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA} = \text{constant.}$$

În acest caz valoarea tensiunii Zener este bine determinată, având un coeficient termic ³

$$\alpha_{Vz} = 4,3 \cdot 10^{-2}[(V_z - 5,5)^{1/3} - 0,02(V_z - 5,5)], \text{ [%/}^{\circ}\text{C]}$$

Considerind $V_{Zmediu} = 6 \text{ V}$, rezultă

$$\alpha_{Vz} = 0,034\%/\text{C}.$$

În valoare absolută această mărime reprezintă o variație de $2,04 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$.

Variația termică totală a tensiunii de referință formată din însumarea tensiunii diodei Zener cu tensiunea unei joncțiuni bază-emitor polarizată direct devine foarte mică, $0,04 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$.

În realitate din motive de împărtăiere tehnologică se obțin cifre mai ridicate pentru coeficientul de variație termică. O valoare de $0,2 \text{ mV/}^{\circ}\text{C}$ poate fi luată în considerare ca o valoare tipică acoperitoare, ceea ce de fapt reprezintă un coeficient

$$\alpha_{Vref} = 0,003\%/\text{C} \text{ sau } 30 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}.$$

Revenind la schema din figura 6.5 semnalăm că tranzistorul Q_{28} are un rol de regulator care este străbătut de curentul de alimentare, I_z , curentul de alimentare propriu-zis al circuitului și eventual un curent debitat pe o sarcină exterioară, I_{ext} . Acesta din urmă trebuie *limitat la maximum 1 mA*.

Tranzistorul Q_{24} funcționează ca amplificator de eroare, menținând constant curentul prin dioda de referință DZ_{21} indiferent de tensiunea de alimentare V^+ . Grupul R_{12}, C_{22} , contribuie la stabilitatea în frecvență a buclei formate de cele două tranzistoare Q_{24}, Q_{28} asigurând în plus o tensiune de zgromot scăzută pentru întreaga referință.

6.2.2. Comparatorul de tensiune

Cele 5 comparatoare de tensiune din circuitul $\beta L100$ au schemele identice. Un asemenea comparator a fost desenat în figura 6.6 și conține patru secțiuni.

- un etaj de intrare diferențială cu sarcină activă în colector. Tranzistoarele de intrare sunt de fapt combinații Darlington și sunt notate

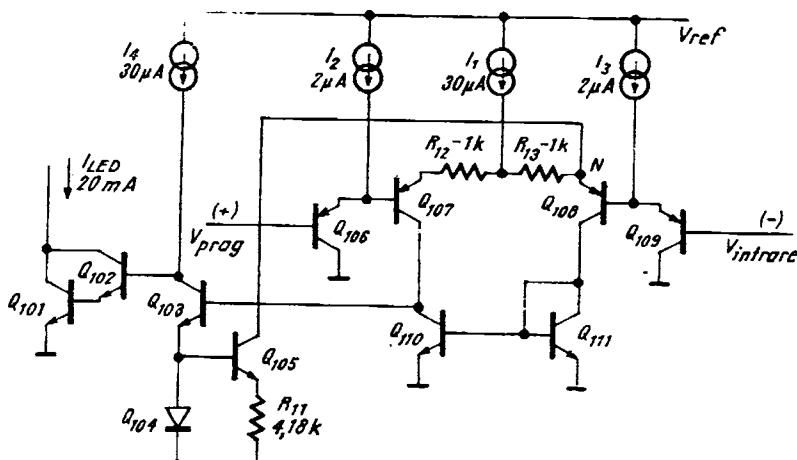


Fig. 6.6. Schema unui comparator din BL100.

pe figură cu Q_{106} , Q_{107} și Q_{108} , Q_{109} . Sarcina activă este constituită din tranzistoarele Q_{110} , Q_{111} . Întregul etaj diferențial este alimentat de un generator de curent $I_1 = 30 \mu\text{A}$. Se folosesc în intrare tranzistoare pnp deoarece această structură permite o funcționare normală și pentru tensiuni de intrare de mod comun egale sau chiar mai mici (negative) față de masă (substrat);

- un *etaj pilot*, format din tranzistorul Q_{103} alimentat în curent constant de generatorul $I_4 = 30 \mu\text{A}$. Acesta contribuie substanțial la transconductanța comparatorului având în același timp și rol de etaj tampon între intrare și etajul final;
- un *etaj de ieșire* format din combinația Q_{101} , Q_{102} capabil să absoarbă curentul injectat în lanțul de LED-uri și în același timp să nu reprezinte o sarcină semnificativă pentru etajul pilot;
- un circuit special care produce comparatorului un *histerezis* de circa 10 mV. Este format din tranzistoarele Q_{104} și Q_{105} și rezistențele R_{11} , R_{13} . Acest etaj este util atunci cînd comparatorul ajunge aproape de pragul de basculare. Întreaga schemă se va afla în acest moment în regim liniar și lipsindu-i mijloacele adecvate de compensare în frecvență poate oscila cu ușurință. În plus pentru tensiuni de intrare a căror valoare este „pe prag”, dar din diferite motive ea variază ușor (milivoți datorăți zgomotului, brumului, ondulației reziduale etc.) comparatorul va bascula necontrolat, făcînd ca ultimul LED din bareta luminoasă să pilpii.

Histerezisul introdus maschează această comportare și comparatorul rămîne ferm într-o stare atîta timp cît tensiunea de intrare variază în acest interval.

Funcționarea comparatorului. Atunci cînd tensiunea de intrare care se aplică pe baza tranzistorului Q_{109} este mai mică decît tensiunea aplicată pe baza tranzistorului Q_{106} (tensiune notată pe desen cu V_{prag}) tranzistorul

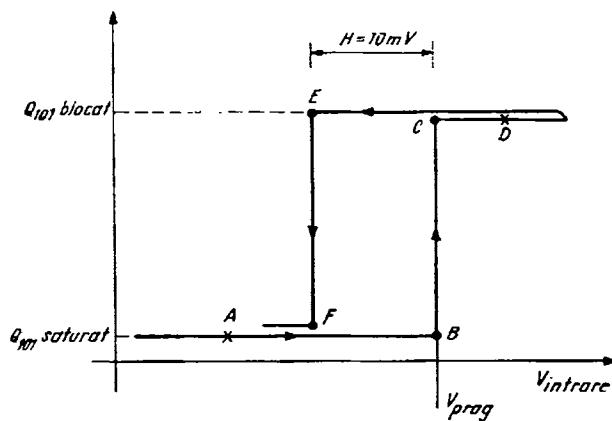


Fig. 6.7. Diagrama de comutare a comparatorului.

Q_{108} conduce tot curentul I_1 și Q_{107} este blocat. Ca urmare tranzistorul Q_{110} este saturat, blocînd ferm tranzistorul pilot Q_{103} . Tot curentul injectat de generatorul I_4 intră în baza tranzistorului, saturînd întreaga combinație Q_{102} , Q_{101} ; curentul I_{LED} este absorbit de Q_{101} tensiunea colectorului lui necrescind peste 1,2V (tipic 0,9V) stingînd în acest fel tot lanțul de LED-uri conectate de la acest colector la masă. În această stare tranzistorul Q_{103} fiind blocat nici tranzistorul Q_{105} nu va conduce și nodul N nu va fi cu nimic perturbat.

Privind diagrama din figura 6.7 ne aflăm în punctul A. Crescînd tensiunea de intrare se va atinge punctul B. Aici tranzistorul Q_{108} începe să se închidă pe cînd prin tranzistorul Q_{107} va curge un curent din ce în ce mai important. Etajul diferențial se va balansa, în partea în care curentul injectat de Q_{107} ajunge mai mare decît cel extras de Q_{110} . Curentul excedentar va fi absorbit de baza tranzistorului Q_{108} . Intrarea în conducție a lui Q_{103} are două efecte. Pe de o parte blocajul grupului de ieșire Q_{101} , Q_{102} iar pe de altă parte activarea oglinziei Widlar⁴ Q_{104} , Q_{105} , R_{11} . Tranzistorul Q_{105} începe să conducă un curent care extras din nodul N produce o cădere suplimentară de tensiune pe rezistența R_{13} care va accelera procesul de blocare a tranzistorului Q_{108} și de deschidere a tranzistorului pereche Q_{107} . Această stare este indicată în figura 6.8. Deschiderea tranzistorului Q_{105} provoacă o cădere de tensiune suplimentară egală cu $R_{13} \times I$. Sensul acestei tensiuni este astfel încît micșorează tensiunea față de masă a emitorului tranzistorului Q_{108} conducîndu-l suplimentar spre blocare.

Reacția pozitivă provocată de acțiunea tranzistorului Q_{105} conduce rapid, întregul circuit în starea Q_{101} blocat. În această poziție notată cu C pe figura 6.7 Q_{108} este blocat, Q_{107} conduce tot curentul I_1 care îl saturează pe Q_{103} . Etajul final Q_{102} , Q_{101} este blocat, iar curentul generatorului I_4 curge prin Q_{103} și Q_{104} . Tranzistorul Q_{105} va conduce un curent maxim de circa 10 μ A care provoacă o cădere de tensiune de 10 mV pe rezistența R_{13} .

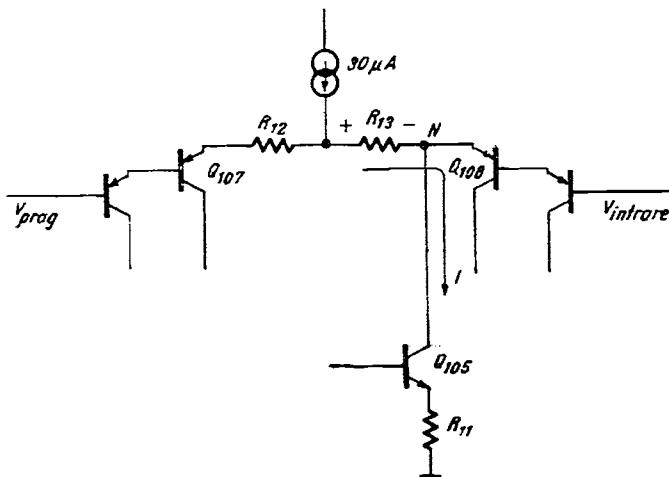


Fig. 6.8. Efectul tranzistorului Q_{105} asupra etajului de intrare a comparatorului.

Tensiunea de intrare crescind in continuare nu poate modifica cu nimic starea comparatorului (punctul D). Schema echivalentă a amplificatorului diferențial de intrare este dată în figura 6.9.

Cind tensiunea de intrare coboară către tensiunea de prag amplificatorul diferențial conține aparent un generator de tensiune $E_H = 10 \text{ mV}$, interpus între intrare și prag. În acest caz pentru a aduce la balans diferențialul de intrare trebuie ca tensiunea de intrare să coboare la

$$V_{\text{intrare}} = V_{\text{prag}} - E_H(10 \text{ mV})$$

adică să se atingă punctul E din figura 6.7. Acum fenomenele se petrec invers față de tranziția $B \rightarrow C$. Tranzistorul Q_{103} se blochează saturând etajul final și în același timp micșorînd curentul absorbit de tranzistorul Q_{105} . Va-

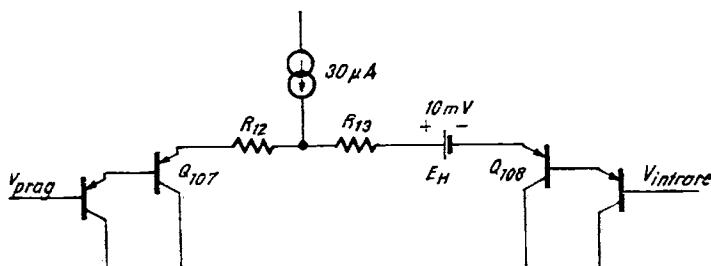


Fig. 6.9. Schema echivalentă a intrării comparatorului pentru tensiuni $V_{\text{intrare}} > V_{\text{prag}}$.

loarea lui E_H începe să scadă declanșând un proces de reacție pozitivă care conduce comparatorul în punctul F .

În concluzie comparatorul are două praguri de basculare și anume:

$$V_{P_{sus}} = V_{prag} \text{ atunci cind } V_{intrare} \text{ crește}$$

și

$$V_{P_{jos}} = V_{prag} - 10 \text{ mV} \text{ atunci cind } V_{intrare} \text{ scade.}$$

6.2.3. Circuitul de polarizare

În schema comparatorului și după cum se va vedea și pentru schema generatorului de curent al LED-urilor au fost introduse mai multe generatoare de curent utilizate în alimentarea circuitelor respective. Construcția acestor generatoare este reprezentată în figura 6.10.

Rezistența cheie care dictează valorile tuturor generatoarelor de curent de polarizare este R_5 . Mărimea ei determină curentul ce trece prin dioda Q_{16} și are valoarea de $12,2 \text{ k}\Omega$ ($0,5 \text{ mA}$). Tranzistorul Q_{15} reprezintă o sursă Widlar care reduce curentul la $64 \mu\text{A}$ și îl injectează în tranzistorul Q_{14} , tranzistor identic din punct de vedere geometric și tehnologic cu cele 6 tranzistoare $Q_{112} \dots Q_{612}$. Deoarece bazele celor 6 tranzistoare de polarizare plus dioda cu rol de oglindă Q_{14} , necesită un curent important, acesta este susținut de tranzistorul Q_{13} .

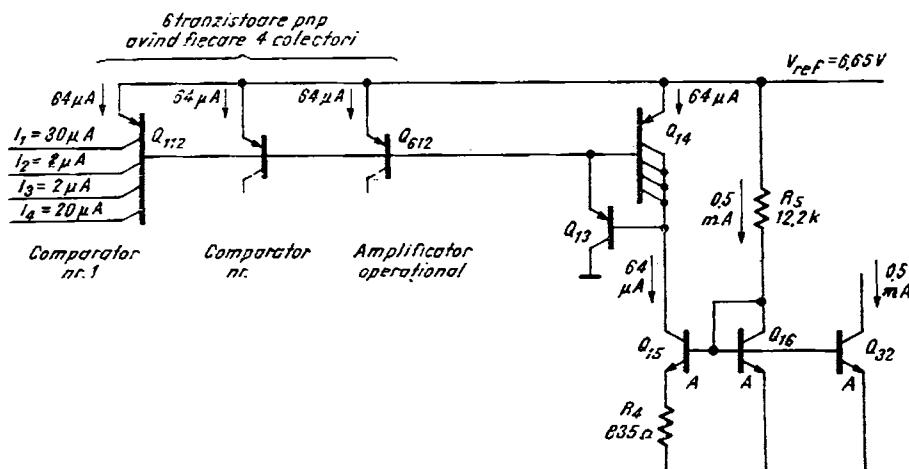


Fig. 6.10. Rețeaua de polarizare a circuitului BL 100.

6.2.4. Generatorul de curent pentru aprinderea LED-urilor

În circuitul integrat BL100 este înglobat un generator de curent care este capabil să injecteze un curent constant indiferent de numărul de LED-uri comandanță, sau de culoarea lor. Acest circuit este desenat în figura 6.11 și ieșirea lui este comună cu tranzistorul final al comparatorului numărul 1.

Generatorul de curent propriu-zis este format din tranzistoarele Q_{34} , Q_{35} , Q_{37} . Din modul de conectare al acestor tranzistoare se recunoaște o sursă de curent de tip Wilson³. S-a adoptat această configurație, datorită impedanței mari de ieșire, față de impedanța de ieșire a unui singur tranzistor care lucraza cu curenți de colector de circa 20 mA. Se remarcă raportul diferit dintre ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_{34} și Q_{35} .

Sursa de curent Wilson este alimentată cu 2,5 mA de tranzistorul Q_{28-30} , provocând prin tranzistorul Q_{35} curgerea unui curent de 7 ori mai mare, adică 16,5 mA. În total curentul injectat în LED-uri este format din suma curenților care trec prin cele două tranzistoare Q_{35} , Q_{34} (20 mA).

Curentul de excitație generat de tranzistorul Q_{28-30} (2,5 mA) este determinat de raportul ariilor de colector al tranzistoarelor Q_{28} , Q_{28-30} (1/5) și de valoarea curentului absorbit de colectorul tranzistorului Q_{32} , tranzistor care conduce un curent fixat la 0,5 mA; formal el face parte din rețea de polarizare descrisă anterior, reprezentată în figura 6.10.

În nodul N constituit de colectorul tranzistoarelor Q_{28} și Q_{35} se află conectat și colectorul tranzistorului Q_{27A} care este capabil să absoarbă un curent I_{COM} , aproximativ egal cu curentul injectat din exterior în terminalul de control.

Acest curent, atunci cînd este diferit de zero, diminuează valoarea curentului prin tranzistorul Q_{28} , deoarece tranzistorul Q_{32} conduce un curent constant (0,5 mA). Ținînd cont că în final curentul injectat în LED-uri

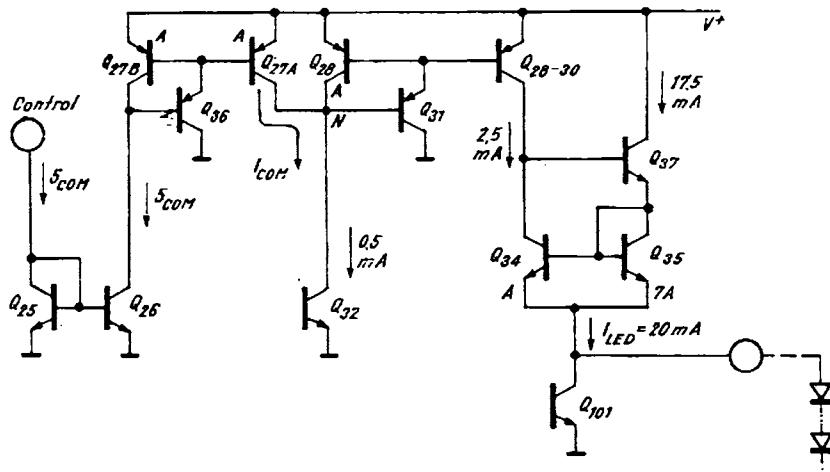


Fig. 6.11. Schema generatorului de curent I_{LED} .

reprezintă un multiplu de $8 \times 5 = 40$ al curentului prin tranzistorul Q_{28} , pentru modul N se poate scrie relația:

$$I_{COM} + \frac{I_{LED}}{40} = 0,5 \text{ mA}$$

adică

$$I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40 I_{COM}.$$

6.2.5. Amplificatorul operational⁴

Este un bloc care nu aparține schemei de afișaj, dar care se dovedește extrem de util în aplicații. El este inclus pentru preprocesarea semnalului primit înainte de a fi afișat, situație care apare curent în aplicații.

Schema acestui amplificator operational este dată în figura 6.12 și se aseamănă mult cu cea a comparatorului.

Etajul de intrare este format dintr-o pereche de tranzistoare pnp pentru a putea amplifica semnale având tensiuni apropiate de 0V. Ieșirea este constituită din repetorul pe emitor Q_{44} și rezistența R_{16} . Această configurație permite funcționarea corectă a amplificatorului cu tensiuni de ieșire apropiate de 0V, caracteristică extrem de importantă dacă ținem seama că prima treaptă de afișaj este de 100 mV. Deci ieșirea amplificatorului operational trebuie să funcționeze corect (nu în saturare) pentru tensiuni de ieșire mai mici de 100 mV. Deoarece amplificatorul operational este destinat să lucreze cu o reacție negativă externă mai mare sau mai mică, eventual neliniară, compensarea în frecvență se poate face prin adăugarea unui condensator extern a cărui valoare va fi adaptată aplicației în cauză.

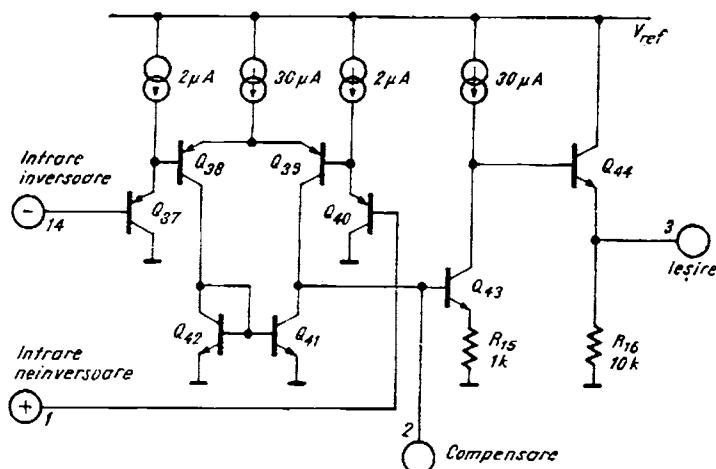


Fig. 6.12. Amplificatorul operational din BL 100.

6.3. Parametri

Valorile mărimilor asociate circuitului integrat $\beta L100$ sunt date în tabelul 6.2.

Tabelul 6.2

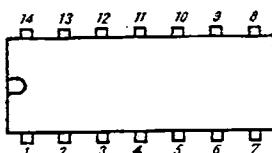
Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente

BL 100

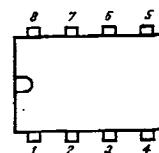
VALORI LIMITA ABSOLUTĂ

Tensiunea de alimentare	+ 10V	± 18 V
Tensiune aplicată pe intrarea afişajului	- 0,3V	∓ 5 V
Curşntul maxim extras din referinţă	1 mA	
Curşntul maxim extras din ieşirea AO	1 mA	
Curşntul maxim admis de un tranzistor saturat	50 mA	
Tensiuni de intrare maxime pentru AO	-0,3V ... +5 V	
Puterea disipată maximă TO 116	500 mW	
MP 48	300 mW	
Rezistenţa termică	200°C/W	
TO 116	250°C/W	
MP 48	125°C	
Temperatura maximă a jonctiunilor	-25°C	$+70^\circ\text{C}$
Gama temperaturilor de funcţionare	-25°C	$+125^\circ\text{C}$
Gama temperaturilor de stocare	-25°C	

CONFIGURAȚIA TERMINALELOR



capsula TO 116
vedere de sus



capsula MP 48
vedere de sus

TO 116

- 1
- 3
- 3
- 4
- 5
- 6
- 7
- 8
- 9
- 10
- 11
- 12
- 13
- 14

MP 48

- 1
- 2
- 3
- 4
- 5
- 6
- 7
- 8

- Intrare neinversoare AO
- Compensare AO
- Ieşire AO
- Masa
- Comandă LED 5 (MSL)
- Comandă LED 4
- Comandă LED 3
- Comandă LED 2
- Comandă LED 1 (LSL)
- Intrare afişaj
- Alimentare V^+
- Comandă intensitate
- Tensiunea de referinţă
- Intrare inversoare AO

Tabelul 6.2 (continuare)

BL100

CARACTERISTICI ELECTRICE (la $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V^+ = 12 \text{ V}$ dacă nu se specifică altfel)

Parametrul	Condiții	Min.	Tipic	Max.	Unități
Curentul de alimentare	$I_{LED} = 0 \text{ mA}$		2,8		mA
Ieșirile spre LED	blocat saturat/20 mA		10 1,2		μA V
Curentul de polarizare la intrarea afișajului	$v_{in} = 0 \text{ V}$		1	10	μA
Tensiunea de referință	$I_{ref} = 0 \text{ mA}$	6,4	6,6	7	V
Stabilizarea cu alimentare	$V^+ = 12 \text{ V} - 18 \text{ V}$		40		mV
Stabilizarea cu sarcina	$I_{ext} = 0 - 1 \text{ mA}$		8		mV
Stabilitatea în temperatură			0,2		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Curentul de alimentare al LED-urilor	$I_{COM} = 0$ $V_o = 10 \text{ V}$	17	20	25	mA
Rezistența de ieșire a generatorului I_{LED}	$I_{COM} = 0$ $V_o = 0 - 10 \text{ V}$		5		kΩ
Comanda intensității	tipic $I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40 I_{COM}$				mA
Tensiunea pe terminalul de comandă a intensității	$I_{COM} = 1 \text{ mA}$		0,7		V
Precizia întregului afișaj			±30		mV
Histerezisul afectat unui comparator			10		mV
Amplificatorul operațional					
Ciștigul cu bucla deschisă		10^4			
Curentul de polarizare			0,2	2	μA
Curentul de decalaj			0,2	1	μA
Tensiunea de decalaj				±10	mV

Limitele absolute trebuie respectate strict deoarece depășirea lor provoacă procese distructive, ireversibile, în structura circuitului integrat, determinând obicei defectarea sa catastrofică.

6.4. Aplicații

6.4.1. Utilizarea directă a circuitului $\beta L100$ (Afisaj cu 5 LED-uri)

Circuitele integrate $\beta L100$ încapsulate în capsula minidip MP 48 (8 terminale) sunt destinate unor utilizări directe.

Schela cea mai simplă de utilizare este desenată în figura 6.13. Atunci cind tensiunea de intrare de c.c. este mică dar depășește primul prag va lumina numai LED-ul numărul 1. Dacă tensiunea din intrare de c.c. depășește 1 V (varianta liniară) sau 2 V (varianta logaritmică), atunci va lumina întreaga bareta de LED-uri.

Cind sursa de semnal aplică la terminalul de intrare o tensiune alternativă fără componentă de c.c. și plasată în domeniul frecvențelor audio, atunci se petrec două efecte:

- Apare o redresare incrementă caracteristicii de intrare a afişajului. Tensiunile de valoare pozitivă beneficiază de o impedanță de intrare ridicată și alternanța pozitivă aprinde proporțional bareta cu LED-uri. În schimb alternanțele negative nu vor fi afișate, iar în intrare curentul debitat de sursa de semnal va fi limitat la o valoare care nu pune în pericol integritatea circuitului integrat (sau eventual a sursei de semnal).
- Constanta de timp de integrare asociată percepției vizuale integrează valorile instantanee ale lungimii baretei luminoase.

În consecință circuitul desenat în figura 6.15 va afișa valoarea medie (integrată) a amplitudinei semnalului alternativ aplicat pe intrare.

Pentru acest afişaj cu 5 diode electroluminiscente se pot utiliza oricare din variantele circuitului $\beta L100$, de preferință cele încapsulate în minidip ($\beta L101, 102, 103, 104$). De asemenea în sirul de LED-uri se pot intercală exemplare de culori diferite deoarece în acest lanț se injectează un curent de polarizare constant.

Dacă bareta este formată numai din LED-uri roșii atunci o alimentare de 12V este suficientă. În cazul în care se folosesc LED-uri cu tensiunea de funcționare mai ridicată (verzi, galbeni) alimentarea circuitului trebuie fixată la circa 16 V. În toate cazurile, pentru a asigura o funcționare corectă a generatorului de curent se recomandă

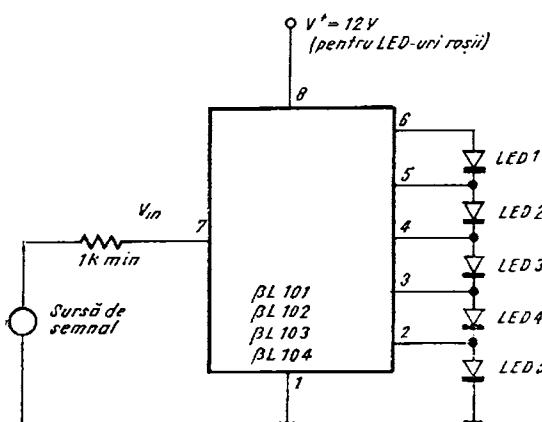


Fig. 6.13. Afisaj cu 5 LED-uri.

a păstra o rezervă de circa 2 V între valoarea alimentării și tensiunea corespunzătoare tuturor LED-urilor din bareta aprinsă complet.

6.4.2. Afisaj cu 10 LED-uri

Din descrierea anterioară (vezi tabelul 6.1) se observă că există două categorii de circuite cu pragurile decalate unul în „golul” celuilalt. Astfel $\beta L101$ are pragurile 0,1/0,3/0,5/0,2/0,9 pe cind $\beta L102$ comută pentru 0,2/0,4/0,6/0,8/1V. Combinând aceste două circuite într-o schemă tandem va rezulta un afişaj cu 10 LED-uri, având praguri din 0,1 V în 0,1 V pentru un domeniu cuprins între 0 și 1 V. Schema de realizare a acestui afişaj este desenată în figura 6.14. Aceeași tehnică poate fi utilizată și pentru variantele logaritmice, rezultând un afişaj în domeniul -20 dB ... +6dB.

6.4.3. Comanda intensității luminoase a LED-urilor

Pentru a regla manual intensitatea luminoasă a întregii barete cu diode electroluminiscente se va utiliza schema desenată în figura 6.15. Atunci cind rezistența semireglabilă, R_T este fixată la $R_T \approx 0$, curentul care intră în terminalul de comandă are valoarea

$$I_{COM1} = \frac{V_{ref} - V_{BE}}{R_1} = \frac{6,6 - 0,6}{R_1} = \frac{6V}{R_1}.$$

Alegindu-se valoarea rezistenței R_1 astfel încât $I_{COM1} > 0,5$ mA bareta de LED-uri este stinsă ($R_1 < 10$ kΩ).

Crescind valoarea semireglabilului R_T se obțin diferite valori pentru I_{COM} pînă la I_{COM2} .

Cu valorile indicate în figura 6.17 se obține:

$$I_{COM1} = 0,88 \text{ mA} \quad \text{și} \quad I_{COM2} = 0,056 \text{ mA}.$$

Valoarea curentului dat de generatorul de curent I_{LED} depinde de curentul de comandă I_{COM} conform relației

$$I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40 I_{COM}.$$

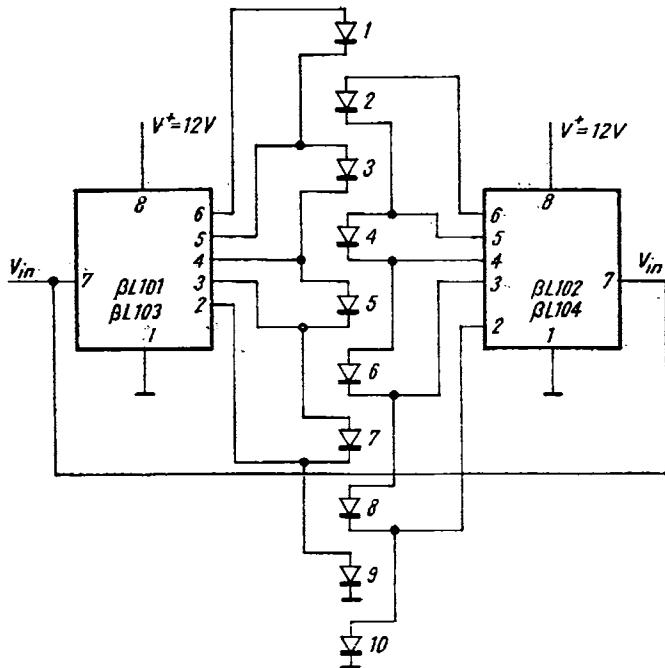
Așadar,

$$I_{LED}^1 = 0 \text{ (de fapt negativ)} \quad \text{și} \quad I_{LED}^2 = 17,8 \text{ mA}.$$

În consecință, din potențiometrul R_T se obține un curent controlat prin LED-uri, de la 0 mA și pînă la aproximativ 18 mA, făcînd ca strălucirea LED-urilor să varieze de la starea „stins” pînă aproape de intensitatea maximă posibilă (≈ 20 mA).

6.4.4. Comanda intensității LED-urilor în funcție de iluminarea ambiantă

Înlocuind rezistența R_T cu un fototranzistor pe fereastra căruia cade lumina ambiantă se va obține un reglaj de strălucire al intensității LED-urilor în funcție de iluminarea mediului ambiant. Această schemă este reprezentată în figura 6.16. Prin valoarea rezistenței R_1 se ajustează intensitatea dorită a LED-urilor atunci cind lumina ambiantă este maximă. În acest caz s-a considerat că sensibilitatea fototranzistorului permite obținerea unui curent mai mare de 0,5 mA în emiter.



Praguri liniare	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	V	$\beta L101, si$ $\beta L102$
Praguri logaritmice	-20	-15	-10	-6	-3	-1,5	0	+1,5	+3	+6	+dB	$\beta L103, si$ $\beta L104$
Numărul maxim de LED-uri aprinse	10	8	8	7	6	5	4	3	2	1		

Fig. 6.14. Afisaj cu 10 LED-uri.

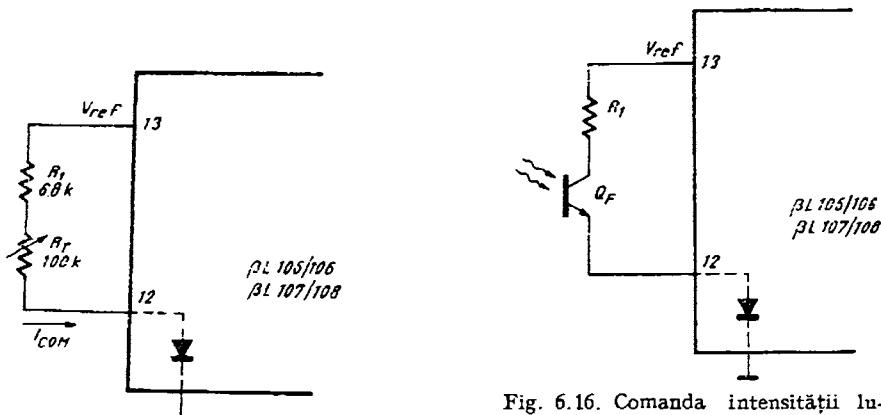


Fig. 6.15. Comanda intensității luminoase a LED-urilor.

Fig. 6.16. Comanda intensității luminoase a LED-urilor în funcție de iluminarea ambientă.

6.4.5. Detector de vîrf simplă alternanță

Cu ajutorul unei diode exterioare se poate construi un afișaj multurnitor ca precizie, care este capabil să afișeze valoarea de vîrf a semnalului prezentat în intrare. Schema este desenată în figura 6.17.

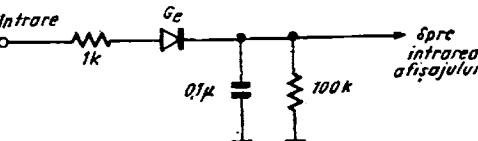


Fig. 6.17. Detector de vîrf simplă alternanță.

Deoarece neliniaritatea diodei este pronunțată la semnale mici (<0.2 V) circuitul $\beta L100$ va primi la intrare forme de unde distorsionate în jurul semnalelor mici. De aceea această schemă se recomandă numai în cazul afișajelor informative (de protocol) în care precizia practic nu contează. Utilizarea diodelor din siliciu este inadecvată, din cauza tensiunii de deschidere mari (≈ 0.6 V).

6.4.6. Detector de precizie monoalternanță cu amplificator exterior

Neliniaritatea schemei prezentate anterior în figura 6.18 se elimină prin utilizarea unui detector monoalternanță de precizie care folosește un amplificator operațional. Un asemenea amplificator pentru a răspunde corect în gama frecvențelor audio în special la limita de sus (20 kHz) trebuie să fie de tip $\beta M301A$ compensat exterior, eventual folosind tehnica „feed-forward compensation 5”, sau unul din tipurile $\beta F355/356$.

Tensiunea de deschidere a diodei D_1 se împarte (din punctul de vedere la semnalului de la intrare) la cîstigul cu buclă deschisă a amplificatorului utilizat, ajungînd neglijabilă.

La ieșirea detectorului (nodul notat A pe figura 6.20) apare alternanță negativă a semnalului aplicat pe intrare. Această tensiune este filtrată de grupul R_3C_2 . După dorință schema poate fi folosită pentru obținerea valorilor medii sau de vîrf ale semnalelor aplicate în intrare.

De asemenei cîstigul global poate fi modificat pentru a adapta cît mai corect sursa de semnal la afișaj.

Toate aceste cazuri, împreună cu valorile componentelor ce trebuie utilizate sunt evidențiate în figura 6.18.

Inconvenientul unei asemenea scheme, este dat de existența alimentării V_- , care nu este întotdeauna disponibilă într-un echipament audio.

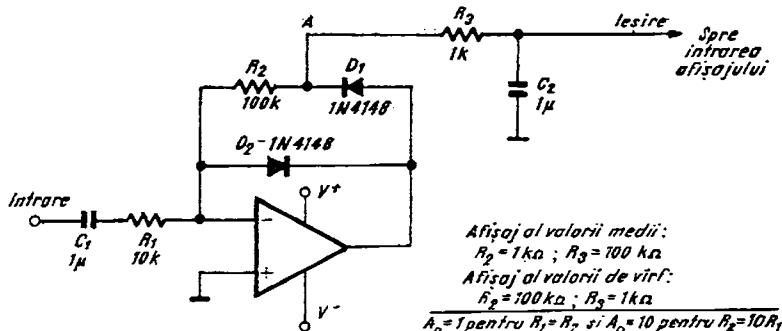


Fig. 6.18. Detector de precizie monoalternanță cu amplificator exterior.

6.4.7. Detector de precizie pentru valoarea medie, bialternanță, cu amplificatoare exterioare.

Eficiența și precizia acestei scheme de detectie bialternanță este mai ridicată față de o schemă monoalternantă. Însă, după cum se remarcă din figura 6.19 această abordare este mai complexă și costisitoare.

Amplificatorul operațional AO_1 realizează o detectie simplă alternanță³ de tipul celei desenate în figura 6.18. Ieșirea acestuia este aplicată amplificatorului AO_2 , la intrarea neinversoare prin intermediul unei rezistențe R (100 kΩ) împreună cu semnalul original, conectat la intrarea inversoare printr-o rezistență de valoare dublă, $2R$ (200 kΩ).

Pentru alternanță pozitivă a semnalului de intrare, ieșirea detectorului echipat cu amplificatorul AO_1 va avea aceeași valoare însă inversată cu 180° ca fază. În această situație amplificatorul AO_2 primește „ $-v_{in}$ ” în nodul N și „ $+v_{in}$ ” în nodul M . În consecință ieșirea amplificatorului AO_2 , excepțind efectul condensatorului va fi „ $-v_{in}$ ”.

Alternanță negativă a semnalului de intrare blochează detectorul AO_1 , adică pentru orice valoare a semnalului de intrare tensiunea nodului A este zero ($N = 0V$). Amplificatorul AO_2 se transformă în acest caz într-un inversor cu cîstig unitar. Deci ieșirea lui AO_2 va fi tot „ $-v_{in}$ ”.

Semnele din față lui v_{in} reprezintă o inversare de fază cu 180° .

Se remarcă că în cele două cazuri — alternanță pozitivă sau negativă — tensiunea de ieșire din amplificatorul AO_2 are aceeași fază. Deci tot ansamblul desenat în figura 6.19 acționează ca un redresor bialternanță echipat cu diode aproape ideale (tensiune de prag nulă).

Condensatorul C_2 servește la filtrarea tensiunii redresate bialternanță, constantă de timp $2RC_2$ alegîndu-se astfel încît tensiunile de curent continuu de la ieșirea amplificatorului operațional AO_2 , să reprezinte valoarea medie a semnalului aplicat în intrare.

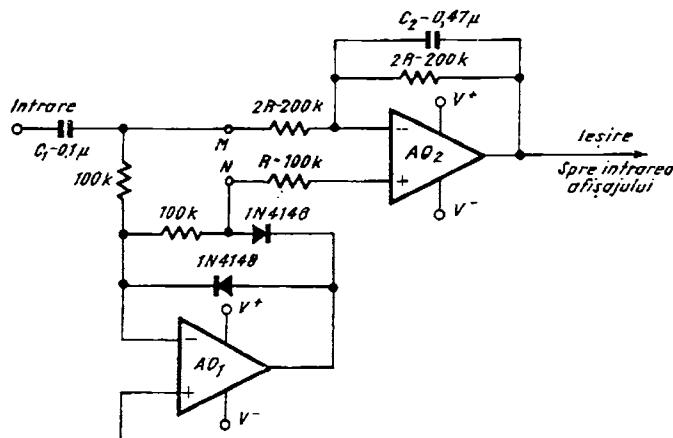


Fig. 6.19. Detector de precizie, pentru valoarea medie bialternanță, cu amplificatoare exterioare.

6.4.8. Utilizarea amplificatorului operațional intern pentru afișarea semnalelor alternative.

Dificultatea acestei aplicații constă în faptul că amplificatorul operațional intern este alimentat între tensiunea V^+ și masă, deci tensiunea de ieșire nu poate coborî sub zero volți. Chiar în situația în care tensiunea de ieșire este riguros zero volți, impedanța de ieșire este de aproximativ $10\text{ k}\Omega$ iar amplificatorul este practic blocat (amplificatorul nu amplifică semnale de intrare pentru care semnalul de ieșire este ≤ 0).

În acest context se remarcă însă capabilitatea intrărilor amplificatorului operațional în cauză de a lucra cu tensiuni de zero volți sau chiar ușor negative (până la $-0,3\text{ V}$).

Cu ajutorul unei deplasări de nivel (diodă sau tranzistor) acest impas poate fi trecut, după cum se va vedea în schemele care urmează.

- *Detector de vîrf cu diodă în ieșire*

Schema este desenată în figura 6.20. Amplificatorul este ataçat de semnalul de intrare pe terminalul neinversor. Grupul de detecție R_2C este conectat la ieșirea amplificatorului operațional prin dioda D . Atunci cînd semnalul de intrare este mai mare decît tensiunea de pe condensatorul C , tensiunea de ieșire a amplificatorului crește, deschizînd dioda D pentru a mări tensiunea condensatorului readucînd la echilibru tensiunile de pe intrările inversoare și neinversoare ale amplificatorului. Îndată ce tensiunea de intrare scade sub valoarea tensiunii de pe condensatorul C (tensiunea intrării inversoare), dioda D se blochează.

Rezultă o funcționare în care condensatorul se încarcă pînă la valoarea maximă instantanee (alternanță pozitivă) cu un curent limitat în esență de rezistența R_1 . Descărcarea condensatorului are loc în timp ce tensiunea de la intrare este mai mică decît maximumul menționat anterior, constanta de timp de descărcare fiind R_2C .

Se remarcă faptul că valoarea tensiunii de deschidere a diodei D — neimportantă în ceea ce privește precizia de detecție — realizează o deplasare de nivel în ieșire. Acest ultim efect apare evident atunci cînd tensiunea de pe condensatorul C este zero. Pentru ca amplificatorul operațional să încarce condensatorul aflat în această stare, el trebuie să-și stabilească o tensiune de ieșire aproximativ egală cu tensiunea de deschidere a diodei ($+0,65\text{V}$); amplificatorul se află în plină funcționare liniară.

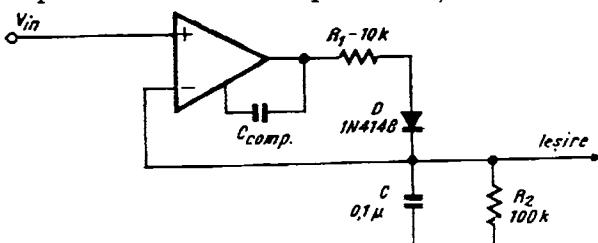


Fig. 6.20. Detector de vîrf utilizînd amplificatorul operațional intern

Condensatorul de compensare, C_{comp} , se alege în funcție de aplicația specifică, avînd valori tipice cuprinse între zeci și sute pF.

- *Detector de valoare medie cu diodă în ieșire*

Se folosește aceeași schemă desenată în figura 6.20 schimbînd constan-

tele de timp de încărcare (R_1C) și de descărcare (R_2C) ale condensatorului C pentru a obține o componentă continuă proporțională cu valoarea medie a semnalului aplicat în intrare.

În acest caz R_1 crește, iar R_2 scade. Combinarea de valori depinde de prescripțiile standardelor utilizate, sau în cazuri mai simple de efectul optic obținut.

Dacă este necesar ca acest grup să se cupleze capacativ în intrare se va folosi re-zistența R_3 necesară polarizării de curent continuu a intrării neinversoare a amplificatorului operațional (vezi figura 6.21).

- *Detector de valoare de vîrf care folosește un tranzistor și AO intern.*

Curentul de ieșire maxim admisibil care poate fi extras din amplificatorul operațional intern este de 1 mA. Deci dimensiunea rezistenței R_1 este limitată sus și în unele cazuri poate afecta răspunsul dinamic al afişajului.

O posibilitate de mărire a curentului injectat în condensatorul C o constituie folosirea tranzistorului Q , extern circuitului, ca în figura 6.22. Această componentă înlocuiește dioda D din figura 6.20 dar permite utilizarea valorilor mici pentru rezistențe R_1 deoarece de această dată curentul de încărcare al condensatorului C nu mai este generat direct de ieșirea amplificatorului operațional; el este „luat” din alimentare, prin intermediul rezistenței R_1 și tranzistorului Q (normal saturat).

- *Afișaj inversat*

Folosind amplificatorul operațional intern din BL100 și un tranzistor exterior Q se obține un afișaj inversat. Schema din figura 6.23 este de asemenea un detector de vîrf fără prag dar la care întreaga bareta este stinsă atunci cind semnalul este maxim. Pentru valori mai mari (algebric) sau tensiuni pozitive partea aprinsă a baretei se lungeste pentru ca să ajungă la lungimea maximă (5 LED-uri) atunci cind la intrare se aplică tensiuni ≥ 0 V în regim staționar. Inversarea se datoră faptului că întreg amplificatorul operațional intern este conectat pentru rețea inversoare. Condensatorul C se descarcă la vîrfurile negative maxime prin R_1 și Q (presupus saturat) și se încarcă prin intermediul rezistenței R_2 .

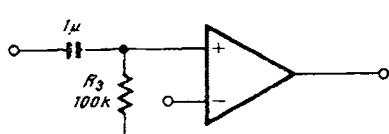


Fig. 6.21. Cuplajul capacitive la o sursă alternativă de semnal audio.

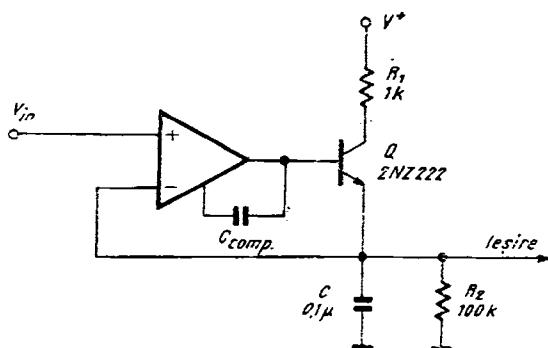


Fig. 6.22. Detector de vîrf care folosește un tranzistor în ieșirea amplificatorului operațional intern.

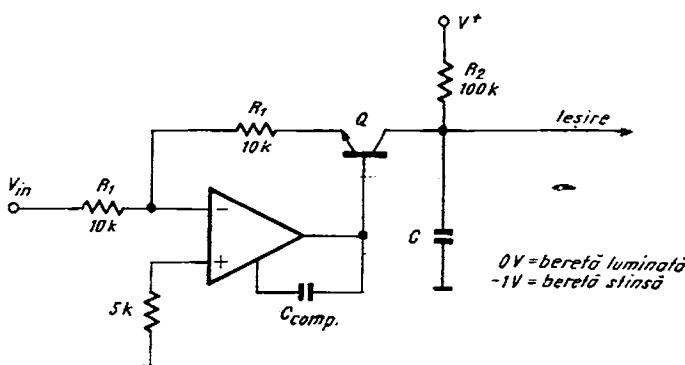


Fig. 6.23. Afișaj „inversat”.

Utilizarea amplificatorului intern este folositoare și pentru alte tipuri de procesare a semnalului înainte de a fi afișat. De la simpla amplificare în curent continuu sau alternativ a semnalului de intrare, inversarea sau nu a fazelor și pînă la scheme complexe de relaxare sau de multiplicare acest amplificator operațional integrat alături de schema propriu-zisă de afișaj reprezintă o soluție ieftină și comodă. Practic se poate folosi la interfațarea semnalului de intrare cu afișajul dorit, orice schemă de utilizare a amplificatoarelor operaționale.

În calitate de exemplu, în paragraful următor se prezintă un afișaj liniar care conține 20 de diode electroluminiscente.

6.4.9. Afișaj liniar cu 20 de LED-uri

Cu patru circuite integrate se poate construi un afișaj cu 20 de LED-uri. În varianta liniară acest afișaj folosește două amplificatoare operaționale, amplificatoare disponibile în $\beta L105$ și $\beta L106$, și de asemenea se face apel la o tensiune de referință generată de unul din circuitele mai sus menționate.

O asemenea schemă este utilizabilă în construcția unui turometru de bord pentru automobile. Stabilind o turată maximă de 6 000 ture/minut rezultă o rezoluție a afișajului de 300 ture/LED. Schema este desenată în figura 6.24 și face apel la *Tabelul 6.3*.

Pentru o tensiune de intrare de 1 V întreaga baretă de 20 de LED-uri este aprinsă. Intervalul de aprindere a unui LED (rezoluția) este de 50 mV.

Din *Tabelul 6.3* se desprinde organizarea unui asemenea afișaj. Sutele de milivolți impare pot fi afișate direct de un circuit de tip $\beta L101$ sau $\beta L105$. Sutele de milivolți pare vor fi afișate de un circuit $\beta L102$ sau $\beta L106$. Pînă la această fază întreaga schemă se comportă asemănător cu cea desenată în figura 6.14.

Pentru intervalurile dintre pragurile de sute de milivolți sunt afectate două circuite CI_3 și CI_4 . Primul este un afișaj „impar” — $\beta L105$ (sau $\beta L101$), căruia î se aplică pe intrare tensiunea $V_{in}/2$, fapt realizat printr-un divizor rezistiv $10\text{ k}\Omega$, $10\text{ k}\Omega$. Al doilea circuit integrat este de tipul „par” — $\beta L106$ (sau $\beta L102$) căruia î se aplică pe intrare o tensiune,

$$V_4 = (V_{in} + 1\text{ V})/2.$$

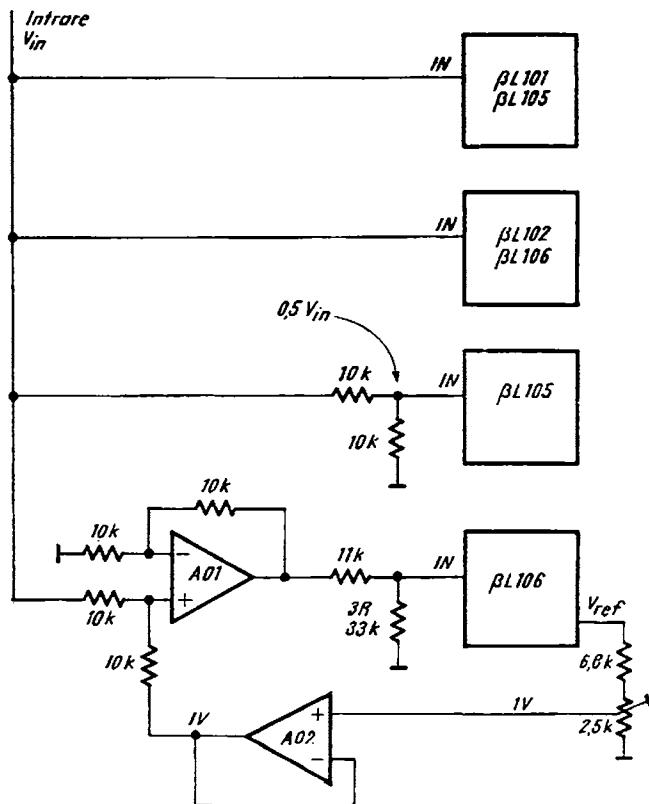


Fig. 6.24. Schema unui afişaj cu 20 de LED-uri, varianta liniară.

Tabelul 6.3

Numărul LED-ului aprins	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	...	20
Prag intrare	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25	0,30	0,35	0,40	0,45	0,50	0,55	0,60	0,65	...	1V
CI_1		x				x				x					
CI_2				x				x				x			x
CI_3	x		x		x		x		x			x		...	
CI_4										x		x			

Semnalul aplicat lui CI_1 – direct V_{in} ($\beta L101/\beta L105$)

Semnalul aplicat lui CI_2 – direct V_{in} ($\beta L102/\beta L106$)

Semnalul aplicat lui CI_3 – $0,5 V_{in}$ ($\beta L105$)

Semnalul aplicat lui CI_4 – $0,5 (1V + V_{in})$ ($\beta L106$)

Amplificatorul operațional AO_1 generează la ieșire o tensiune egală cu,

$$V_{o1} = 2(V_{in} + 1 \text{ V}),$$

care se aplică circuitului integrat CI_4 printr-un divizor rezistiv de $1/4$ ($11 \text{ k}\Omega$, $33 \text{ k}\Omega$).

Tensiunea fixă de 1 V este obținută de la terminalul de referință al circuitului CI_4 , divizată rezistiv (reglabil) pînă se obține valoarea dorită, apoi aplicată unui alt amplificator AO_2 , conectat pentru cîstig $+1$, care are rol de tampon. Astfel impedanța de ieșire a generatorului de referință de 1 V este mică și nu afectează funcționarea amplificatorului operațional AO_1 . Schema se reglează din potențiometrul de $2,5 \text{ k}\Omega$ astfel încît să se obțină la ieșirea lui AO_2 o tensiune de 1 V . Toate rezistențele notate R pe schema din figura 6.24 trebuie să fie de precizie; mai bună de $0,5\%$.

Pentru un afișaj liniar lanțul de LED -uri se organizează fizic conform tabelului 6.3 pentru a obține o bareta monoton crescătoare din 50 în 50 de milivolți apelind la aceeași procedură de întrețesere folosită și în schema din figura 6.14.

6.4.10. Afișaj de putere cu tranzistoare

Prin adăugarea din exterior a unor etaje de putere se pot aprinde lanțuri de becuri de intensitate apreciabilă. Un astfel de exemplu este dat în figura 6.25. Sursele luminoase (bucuri cu incandescentă) sunt comandate de circuitul

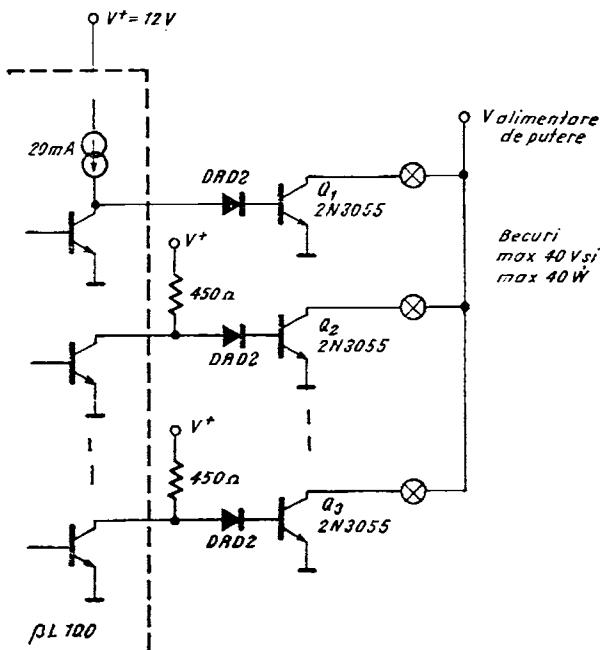


Fig. 6.25. Afișaj de putere cu tranzistoare

integrat $\beta L100$ prin intermediul unor tranzistoare de putere, a căror disipație rămâne mică deoarece lucrează blocat/saturat (din acest motiv în majoritatea cazurilor nu sunt necesare radiatoare).

Primul tranzistor, Q_1 , este comandat în bază direct de către sursa de curent de 20 mA. Celelalte tranzistoare finale vor căpăta curentul de bază necesar saturării lor prin rezistențele de tip R . Diodele $DRD2$ sunt necesare asigurării ferme la blocare, cunoșcind că tranzistorul de comandă integrat în $\beta L100$ are o tensiune de saturare maximă de 1,2 V la 50 mA.

Dacă se dorește comanda unor becuri mai puternice în locul tranzistoarelor 2N3055 se pot utiliza tranzistoare (sau combinații) Darlington. În acest caz se vor înlocui diodele $DRD2$ cu diode simple, 1N4001.

6.4.11. Afisaj de mare putere cu triace

În locul tranzistoarelor din figura 6.25 se va prezenta o schemă care poate aprinde becuri de pînă la 1 kW fiecare. Elementul de putere utilizat este un triac, de 6 A și 400 V care poate fi comandat direct de $\beta L100$. Schema este dată în figura 6.26.

Un asemenea montaj se folosește de exemplu în sălile de tip disco sau pe scene ce prezintă spectacole cu muzică puternic ritmată. O sursă de excitare reglabilă adaptată circuitului $\beta L100$ este desenată în figura 6.27. Ea generează o formă de undă apropiată de triunghi cu amplitudinea cuprinsă între + 1 V și + 2 V. Acest semnal este prelucrat de un amplificator operational (integrat alături de $\beta L100$) pentru a scăda o valoare fixă de + 1 V din semnalul triunghiular.

Astfel circuitul de afisaj din $\beta L100$ primește efectiv o tensiune triunghiulară ce variază între + 1 V și 0V, producînd o variație aproximativ liniară

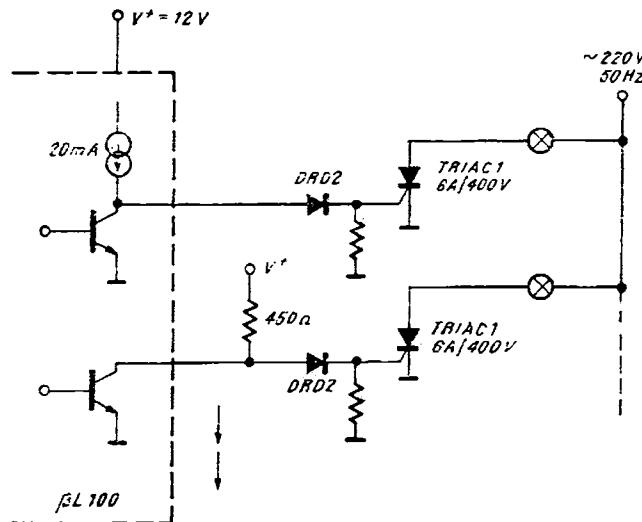


Fig. 6.26. Afisaj de putere cu triace.

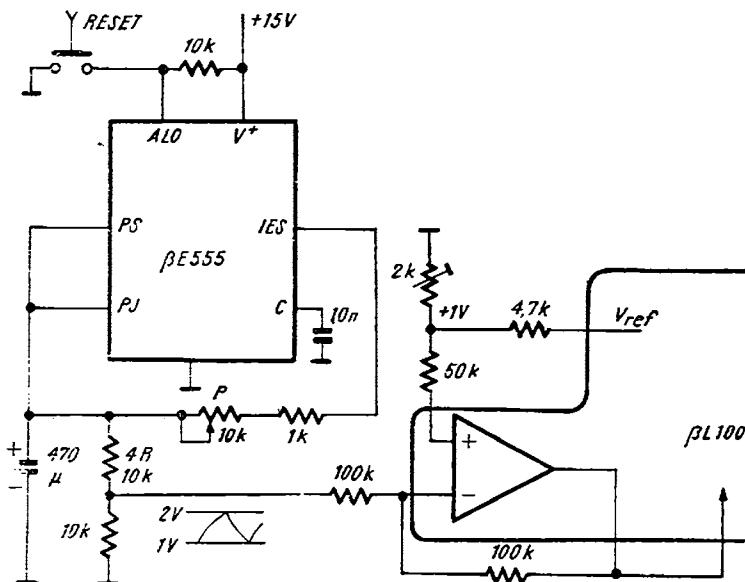


Fig. 6.27. Sursă pentru un afişaj dinamic.

a lungimii lanțului de becuri și cu cadență reglabilă. Prin aranjamentul diverselor becuri (sau grupări paralel de becuri) cît și prin amplasamentul lor fizic, se pot construi diverse scenarii luminoase.

6.4.12. Afișaj cu tranziție gradată la comutarea LED-urilor din bareta

Afișajele standard care utilizează circuitul integrat $\beta L100$ aprind un *LED* după altul printr-o tranziție netă atunci cînd tensiunea de intrare depășește pragul corespunzător.

În schema desenată în figura 6.28 se prezintă un afișaj în care tranziția de aprindere a unui nou *LED* nu se mai face brusc. În apropierea pragului de tensiune, *LED*-ul următor se aprinde gradat pe măsură ce tensiunea de intrare se depărtează de valoarea pragului. Rezultă o bareta luminoasă a cărui lungime este corelată cu semnalul de intrare, dar a cărei extremitate este modulată

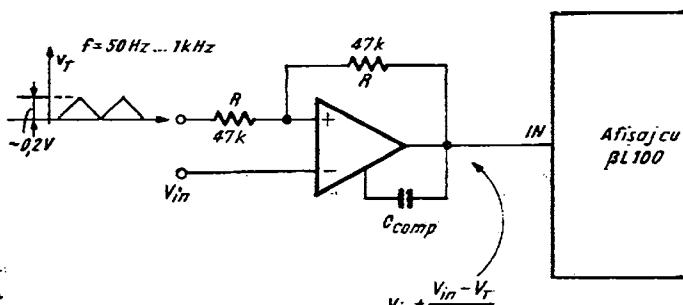


Fig. 6.28. Afișaj cu tranziție gradată la comutarea LED-urilor din bareta.

în intensitate. Bareta este puternic luminoasă la bază, iar la „vîrf” luminozitatea scade treptat pînă la întuneric total.

Amplificatorul operațional realizează de fapt o însumare a semnalului propriu-zis cu un alt semnal de formă triunghiulară de amplitudine fixă conectat în intrarea inversoare. Frecvența semnalului triunghiular se alege în domeniul 50 Hz ... 1 kHz, ochiul integrind cu ușurință la asemenea frecvențe. Reglind amplitudinea tensiunii triunghiulare se reglează de fapt zona de tranziție a afișajului.

Ca generator de undă triunghiulară poate fi folosit un circuit de tip $\beta E555$. Chiar dacă unda generată nu este riguros triunghiulară, ci mai degrabă exponentială, efectul optic rămîne același.

6.4.13. Afișaj cu cristale lichide

Nu numai diode electrolu miniscente pot fi aprinse sub formă de baretă. Deoarece un tranzistor saturat (tranzistor

de ieșire din circuitul $\beta L100$) apără ca o rezistență dinamică de valoare scăzută circuitele $\beta L100$ poate comanda și o baretă construită din cristale lichide.

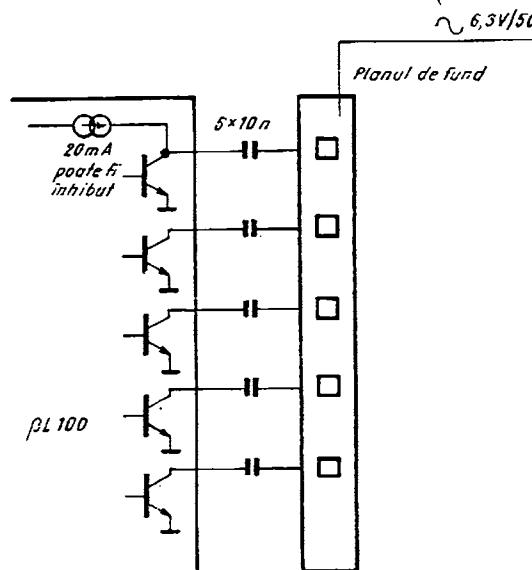


Fig. 6.29. Afișaj cu cristale lichide.

Din figura 6.29 se observă couplajul capacitive folosit între circuitul integrat și bareta propriu-zisă și de asemenea polarizarea în curent alternativ a planului de fund al afișajului. Pentru ca primul tranzistor să nu mai conduce curentul de polarizare necesar aprinderii LED-urilor se poate dar nu este absolut necesar, ca din exterior să se injecteze în terminalul I_{COM} un curent continuu mai mare de 0,5 mA (pentru a stinge LED-urile).

BIBLIOGRAFIE

1. N. Marinescu, St. Cristescu, M. Bodea. Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente, Conferință Anuală de Semiconductoare, CAS — 1984, Timișul de Jos.
2. * * * Integrierte Schaltungen, Datenbuch, AEG-TELEFUNKEN, 1979/80.
3. A. Vătășescu s.a. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol. I, Editura Tehnică București, 1979.
4. P. R. Gray, R. G. Meyer. Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare, Editura Tehnică București, 1984.
5. * * * Circuite integrate analogice, Catalog, IPRS-BĂNEASA 1983.