

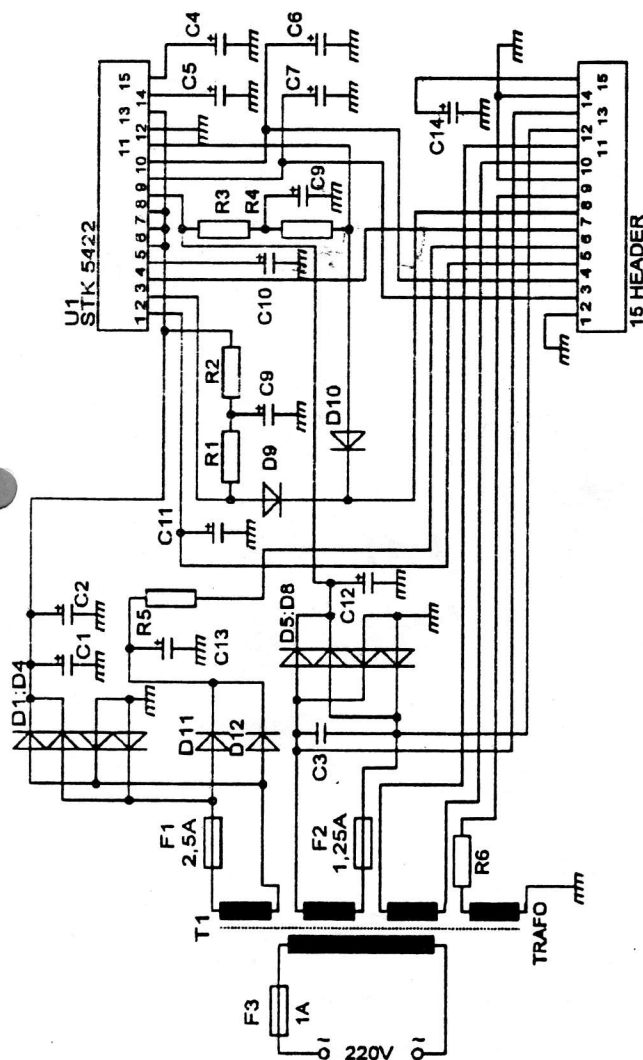
SURSĂ CU STK 5422

O primă utilizare ar fi ca sursă de laborator, dar datorită valorilor deosebite ale tensiunii de ieșire poate fi utilizată pentru alimentarea unor circuite sau aparate ce necesită asemenea valori de tensiune pentru alimentare.

Schema este în general aplicația tipică a sursei integrate STK 5422.

Tensiuni de ieșire:

- pinul 2: + 13 V / 1 A
- pinul 3: + 9,5 V / 1 A
- pinul 4: + 12 V / 1 A
- pinul 6: + 12 V / 0,5 A
- pinul 1, 9, 14: masa
- pinul 5: 20 V / 0,1 A nestabilizată
- pinul 7: 13 V / 0,1 A



Cod produs
02-0026

Preț
85.500lei

AMPLIFICATOR STEREO 2x15 W

Amplificatorul stereo cu TDA 2030 este un aparat destinat sonorizării unor încăperi mici, unde o putere de 2 x 15 W este considerată suficientă. Pentru a da satisfacții depline în utilizare, se recomandă ca sursa de alimentare a amplificatorului să fie stabilizată și foarte bine filtrată, pentru a putea debita (+/-) 15V / 1,5A pe ramură.

Circuitul integrat TDA 2030 este un amplificator (monolitic) audio de putere, echivalent din punct de vedere funcțional cu un operațional plus driver de ieșire de curent mare. Capsula este de tip PENTAWATT cu aripioare de răcire și este conectată la pinul 3. Rezistorul R101 asigură impedanța de intrare a circuitului (valoarea recomandată este între 22 kΩ și 27 kΩ pentru o funcționare optimă a etajului de intrare). R102 și C102 stabilesc limita inferioară a benzii de frecvență între 16 Hz și 30 Hz. Amplificarea se stabilește astfel:

$$A = 1 + R104 / R102 = 1 + 27000\Omega / 750\Omega = 37 = 31,36 \text{ dB}$$

CARACTERISTICI TEHNICE

Puterea de ieșire maximă pe canal: 15 W;

Impedanța de sarcină: 4Ω;

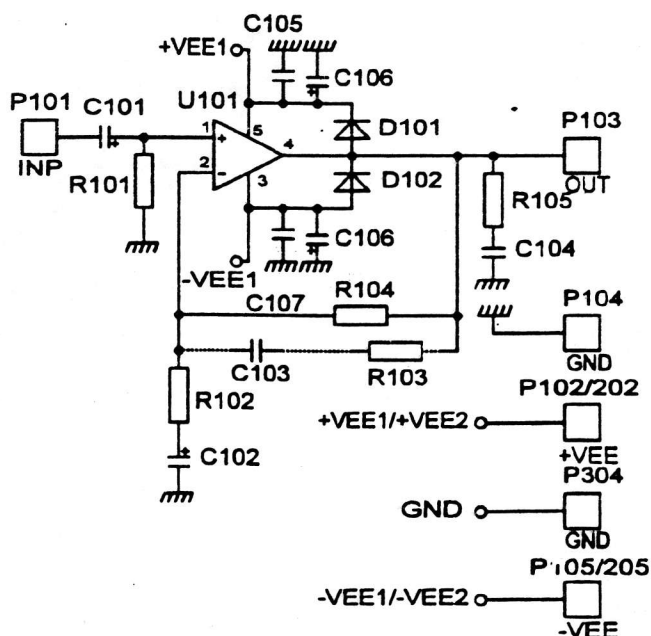
Banda de frecvență la -3dB: 14 Hz + 60Hz;

Coefficient de distorsiuni: 1,15%;

Consum maxim la alimentare diferențială: 1,5 A / ramură;

Curent absorbit în gol pe ramură: 50 mA;

Tensiunea continuă de alimentare (bine filtrată și stabilizată): (+/-) 15 V.



Cod produs
02-0007

Preț
20.000lei

TRIPLEȚI PENTRU ETAJE FINALE

De multe ori constructorul amator întâmpină dificultăți datorită imposibilității realizării etajului final cu tranzistoare PNP de putere. Această dificultate se poate elimina folosind un montaj adecvat, conform căruia funcționarea unui tranzistor de putere de o anumită structură să poată fi echivalată de funcționarea altui tranzistor de putere de structură opusă.

În fig. 1 se poate urmări un triplet de tip PNP iar în fig. 2 schema electrică a unui triplet de tip NPN. Rezistența R_E se amplasează obligatoriu, în scopul realizării unei reacții negative de curent, care, deși reduce din puterea totală a tripletului, prezintă următoarele avantaje:

- previne ambalarea termică a tranzistorului final de putere;
- reduce factorul de distorsiuni THD și TID;
- reduce posibilitatea de apariție a unor oscilații nedorite în etajul final;
- reduce diferențele în ceea ce privește timpii de comutație ai celor două structuri echivalente NPN și PNP, îmbunătățind funcționarea etajului final la frecvențe ridicate.

Valoarea rezistorului R_E se calculează în funcție de puterea etajului final, avându-se în vedere considerentul debitării puterii nominale de către acesta. Tensiunea la bornele rezistorului R_E trebuie să fie de cca $0,6 \div 0,7V$, iar în funcție de curentul nominal al etajului final se obține imediat valoarea nominală.

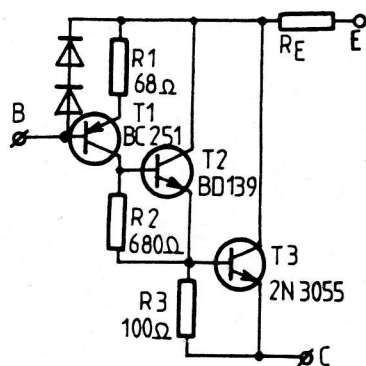
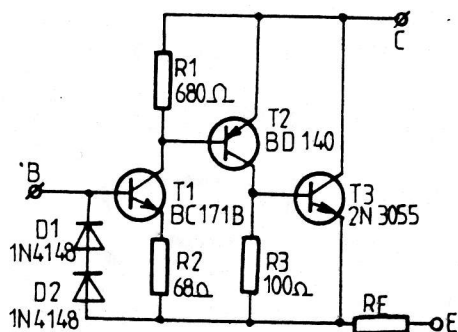


Fig. 1

Fig. 2



FILTRU SSB PE 10,7MHz

Un element important în obținerea unor performanțe multumitoare este filtrul cu cristale formator de semnal cu BLU. Acesta a fost realizat în felul următor: s-a măsurat frecvența de rezonanță a cristalelor și au fost selecționate două perechi de cristale după următorul criteriu: frecvența de rezonanță a cristalelor fiecărei perechi să difere cu maximum 50 Hz, iar diferența de frecvență dintre cristalele din perechi diferite să fie de ordinul a 1,4 - 1,6kHz. Dacă diferența este de 1,5kHz, se obține un filtru cu banda de trecere (la nivelul 6 dB) de ordinul a 2,7kHz. În figura 1 se arată modul de conectare a cristalelor: Q5 și Q6 formează una din perechile selectate (indiferent care), iar Q7 și Q8 cealaltă pereche.

Pentru a îmbunătăți forma fronturilor benzii de trecere au fost conectate și cristalele rejectoare Q3 și Q4, unul pentru frontul anterior, iar celălalt pentru cel posterior. Caracteristica filtrului este cea din fig. 2.

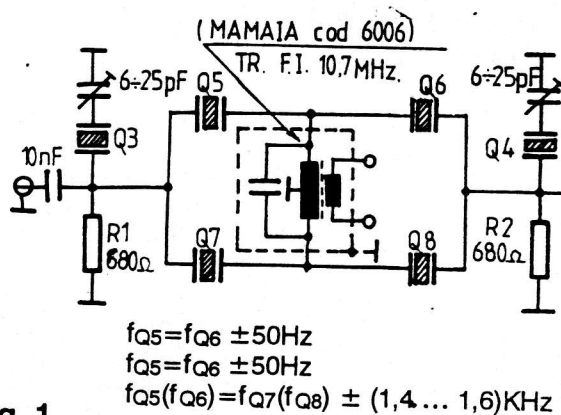
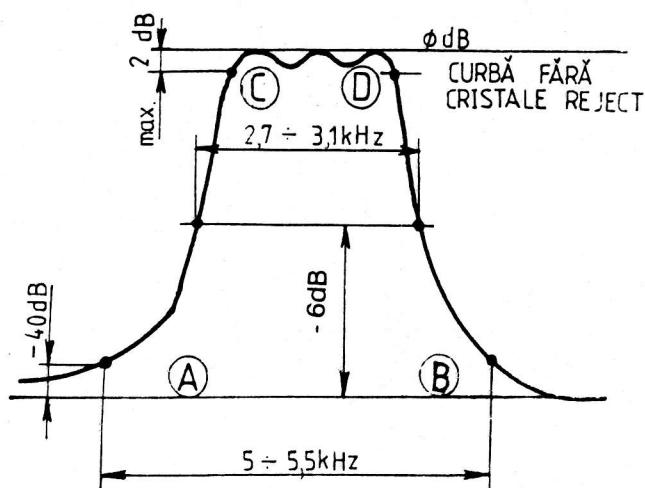


Fig. 1

Fig. 2



PREAMPLIFICATOR PENTRU MICROFON - mono - (stereo)

Montajul este un lanț de 3 etaje de amplificare, fiecare având factor de zgomot foarte mic (factor de zgomot total mai mic de 4 dB) și un factor de amplificare de 100. Ca sursă de semnal pentru preamplificator se poate folosi un microfon cu electret (cu tranzistor J-FET încorporat), caz în care se conectează rezistorul R101, sau un microfon dinamic, caz în care R101 se scoate din montaj. Toate legăturile electrice (de la microfon la preamplificator și de la preamplificator la mixer sau la etajul final) se realizează cu cablu ecranat. Sursa de alimentare se va conecta la montaj printr-o pereche de fire torsadate. Impedanța de ieșire fiind de ordinul a 2,5 k Ω , acest preamplificator se poate conecta, în principiu, la orice intrare de LINE sau AUX a unui mixer, corector de ton sau amplificator final.

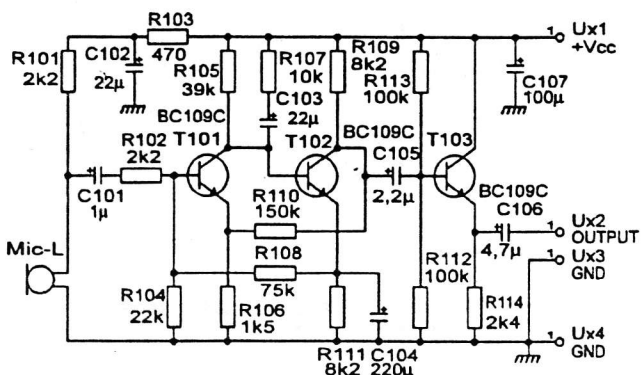
R105 și R106 stabilesc curentul de colector al lui T101 la cca. 100 μ A, deci la curba de izozgomot de 1,75 dB. Rețeaua de polarizare a lui T102 stabilește curentul de colector la cca. 400 μ A, deci respectă curba de izozgomot de 1,75 dB. În acest mod zgomotul total pe T101 și T102 (care asigură amplificarea) este: $F = F_1 + F_2 = 1,75 \text{ dB} + 1,75 \text{ dB} = 3,5 \text{ dB}$

Etajul cu T103 este repetor pe emitor asigurând impedanța de ieșire redusă, fixată practic de R114 = 2,4 k Ω . Amplificarea se stabilește din raportul: $A = R_{110} / R_{106} = 100 = 40 \text{ dB}$

Acest montaj a fost foarte riguros calculat și experimentat, corespunzând cerințelor constructorilor de montaje de înaltă fidelitate.

CARACTERISTICI TEHNICE

Tensiunea de alimentare: 6 + 12 V (nominal 8 V);
Curent de alimentare maxim: 5 mA;
Amplificarea: 100 (40 dB);
Impedanța de intrare: 2,2 k Ω ;
Impedanța de ieșire: 2,4 k Ω ;
Sensibilitatea (tensiunea de intrare): 2 + 5 mV;
Banda de frecvență redată: 10 Hz + 20 kHz.



Cod produs	Preț
mono 02-0024m	5.000lei
stereo 02-0024s	9.000lei

VU-METRU CU 12 TREPTE

VU-metrul este cu indicație optică, LED-uri, și are caracteristica de transfer liniară (numărul de LED-uri aprinse este proporțional cu nivelul semnalului de la intrare). Folosind două astfel de kit-uri se poate realiza un VU-metru dublu pentru aparatura audio stereofonică.

Circuitul principal ce realizează conversia semnalului de intrare și comanda LED-urilor este un driver specializat, de tipul A277D (echivalent cu UAA 180). Acesta are o intrare de referință la care tensiunea este stabilită din exterior cu ajutorul lui P01. Componentele T03, DZ și R05 realizează un stabilizator simplu de tensiune a cărei valoare este UZ-UBE. Dacă se înlocuiește dioda DZ cu alta de tensiune mai mare, atunci este necesar a se interveni și asupra rezistorului R06, deoarece tensiunea maximă de referință (la pinul 3 al circuitului) nu trebuie să depășească 6V.

CARACTERISTICI TEHNICE

Nivelul semnalului la intrare (incluzând gama de reglaj a referinței și nivelului): 0,65 + 4Vef;

Banda de frecvență a semnalului la intrare:

20 Hz + 20 kHz;

Consum maxim de curent: 50 mA;

Caracteristica de transfer: liniară;

Afișaj cu 12 LED-uri x 3 mm;

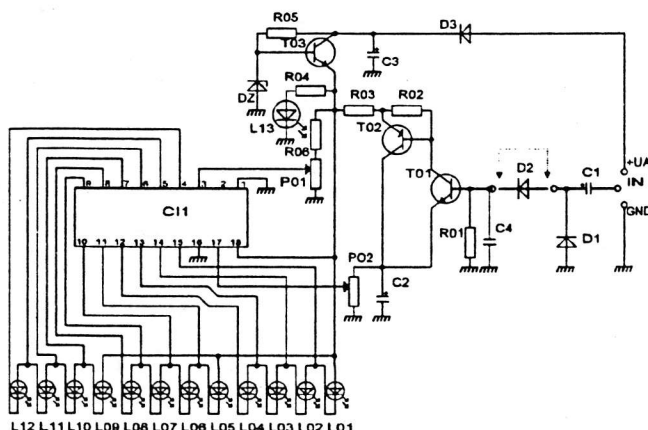
Tensiunea continuă de alimentare (bine filtrată):

13 + 20V (pentru DZ de 12V)

10 + 18V (pentru DZ de altă valoare);

Tensiunea continuă de referință (pinul 3 al C.I.):

0,6 + 6V;



Cod produs	Preț
02-0002	15.500lei

PREAMPLIFICATOR COMANDAT ELECTRONIC

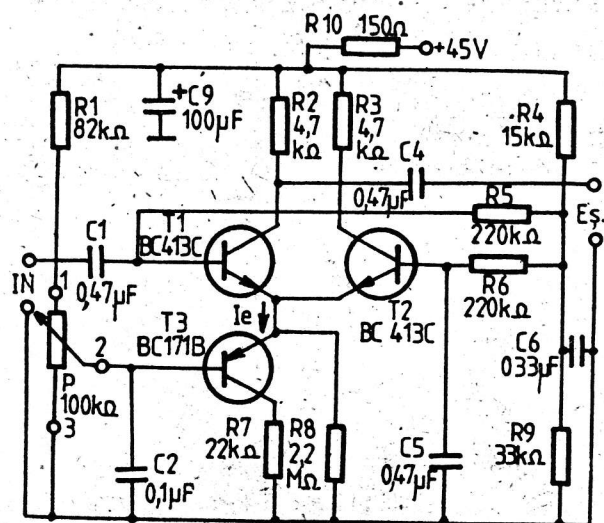


Fig. 1

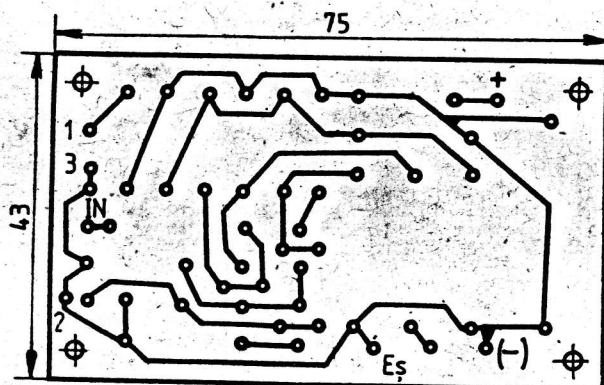


Fig. 2

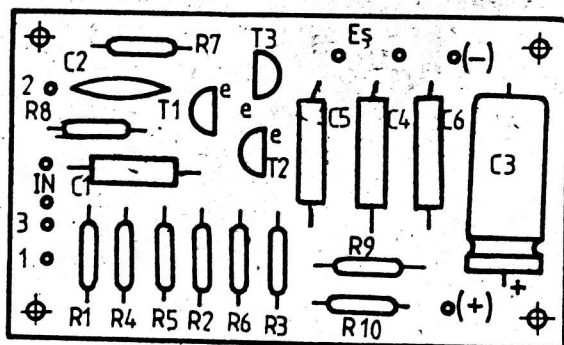


Fig. 3

Comanda electronică prezintă un avantaj net față de reglajul clasic de volum prin aceea că potențiometrul poate fi plasat oriunde și practic la orice distanță față de amplificator fără a exista pericolul culegerii unor semnale parazitare. Montajul prezentat în fig. 1 nu ridică probleme deosebite.

VU

Un instrument deosebit de util care echipează amplificatoarele HI-FI este cunoscut sub denumirea de VU-metru. Cu ajutorul acestuia pot fi sesizate pragurile de intrare în saturație, egalizate puterile pe cele două canale stereo, măsurate nivelurile semnalului, etc.

Montajul (fig. 1) permite adaptarea la orice amplificator audio. Pragul de nivel maxim se prestabilește prin intermediul potențiometrului P1. Tranzistorul T are rolul de amplificare a semnalului, dacă sursa de semnal este insuficientă pentru a provoca deviația acului instrumentului până la nivelul maxim. Din colectorul acestuia, semnalul audio se aplică unei punți redresoare. Filtrarea se realizează prin intermediul capacității C4. Instrumentul poate fi unul obișnuit, utilizat curent la magnetofone.

În fig. 2 se poate urmări un exemplu de realizare a scalei VU-metrului, dacă se utilizează un microampermetru logaritm.

Montajul poate fi alimentat de la o sursă ce poate furniza o tensiune stabilizată cuprinsă în domeniul 12...24V.

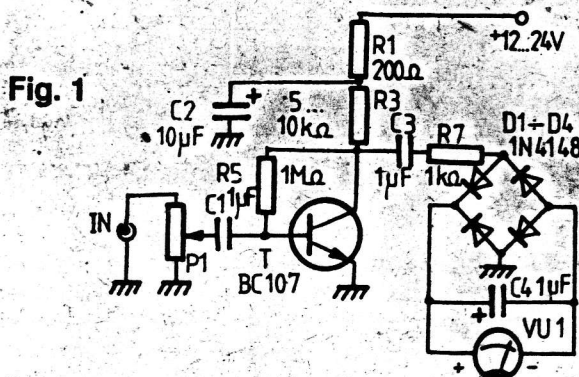


Fig. 1

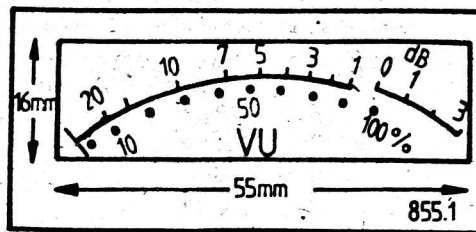


Fig. 2

În fig. 2 este ilustrat cablajul imprimat, iar în fig. 3 modul de implantare a componentelor.

În cazul în care potențiometrul P se plasează la o distanță mai mare de 10cm de plăcuța montajului se recomandă conectarea unui condensator electrolitic în paralel cu C2 sau utilizarea unor conexiuni ecranate.

CORECTOR RIAA

Pentru o audiție de înaltă fidelitate, chiar dacă se utilizează discuri de foarte bună calitate sunt necesare corecții ale benzii audio redată.

Un montaj care aproximează destul de bine o caracteristică de corecție tip RIAA se găsește în fig. 1, iar curba de răspuns în fig. 2. În compunerea schemei intră un amplificator operațional tip 741, în a cărui buclă de reacție negativă sunt conectate două celule RC (R_4C_3 și R_5C_4) inseriate.

Impedanța de intrare a preamplificatorului este de $500K\Omega$ fiind determinată în principal de R_1 în paralel cu R_2 . De asemenea, divizorul R_1 - R_2 polarizează alimentarea circuitului integrat de la o sursă simplă de $12V_{cc}$.

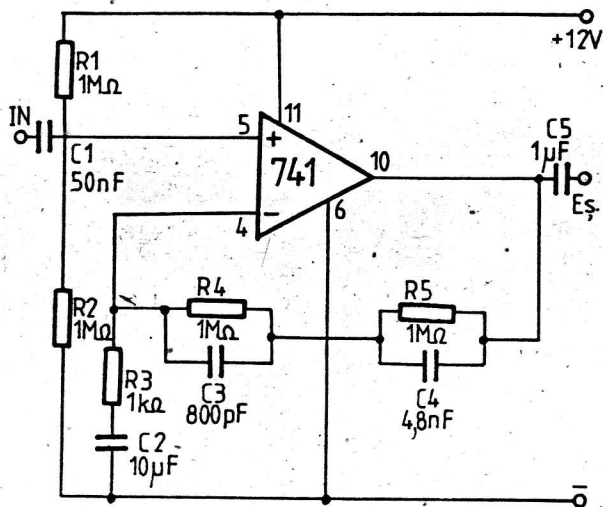


Fig. 1

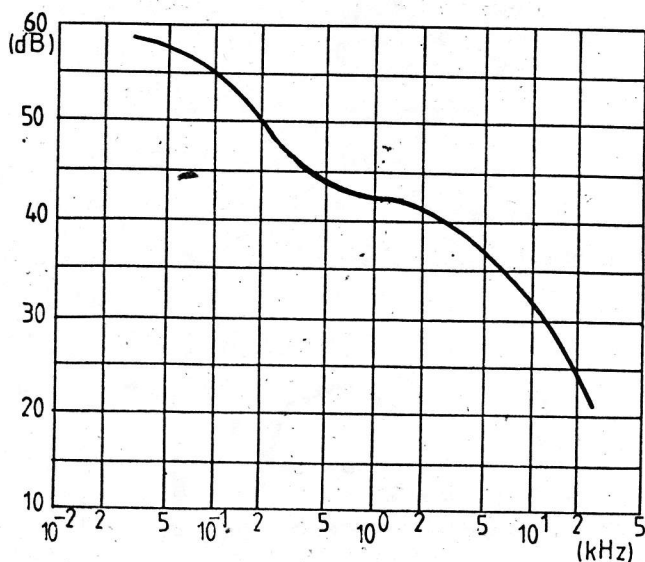


Fig. 2

CORECTOR DE TON

În fig. 1 este prezentat un corector tip Baxandall cu o bună eficacitate în gama 10Hz-20KHz. După cum se poate vedea în fig. 2 caracteristica de corecție prezintă un punct de zero la frecvența de 1KHz. La frecvențele mai joase preaccentuarea și dezaccentuarea ating 17dB, respectiv 13dB. Similar la frecvențele înalte valoarea maximă este de +12dB iar cea minimă de cca. -13dB față de referință.

Montajul conține un amplificator operațional tip 741 în a cărui buclă de reacție sunt introduse circuitele de corecție tip RC. Pentru o comandă comodă, potențioetrele sunt cu variație liniară a rezistenței. În vederea păstrării purității semnalului se recomandă introducerea întregii rețele de corecție într-o cutie metalică.

Divizorul R_1 - R_2 asigură polarizarea intrării neînversoare, ceea ce duce la utilizarea unei surse de alimentare simple de $12V_{cc}$.

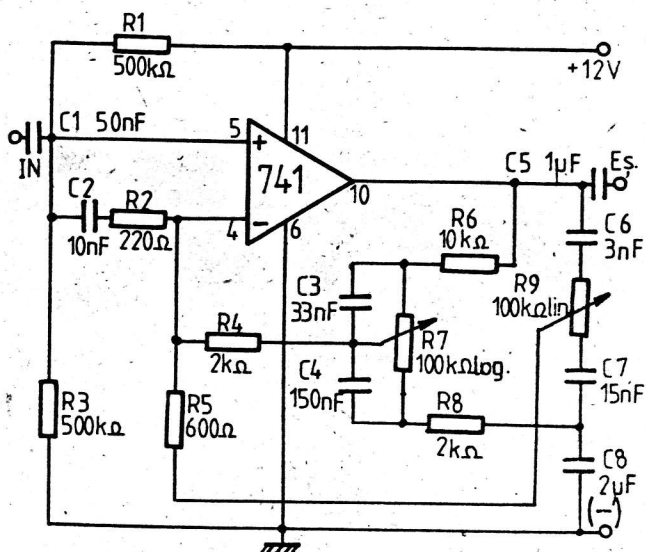


Fig. 1

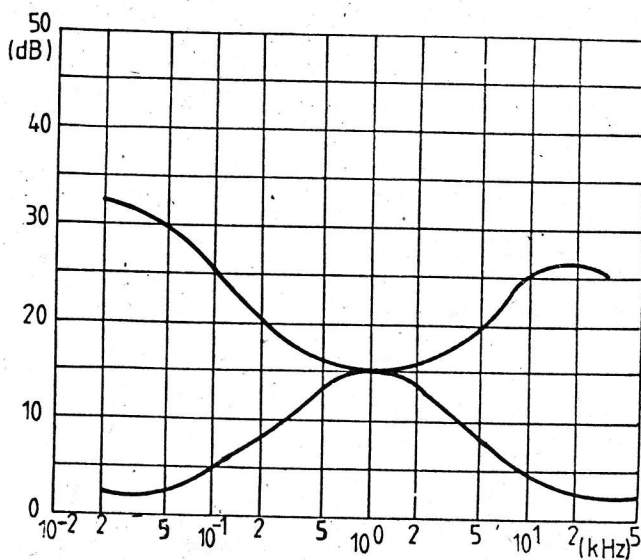


Fig. 2

VU-METRU CU LED-URI

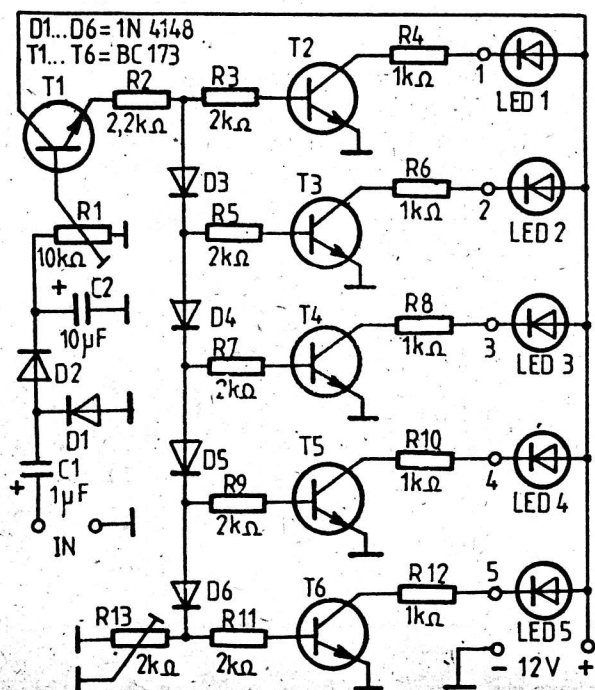


Fig. 1

Fig. 2

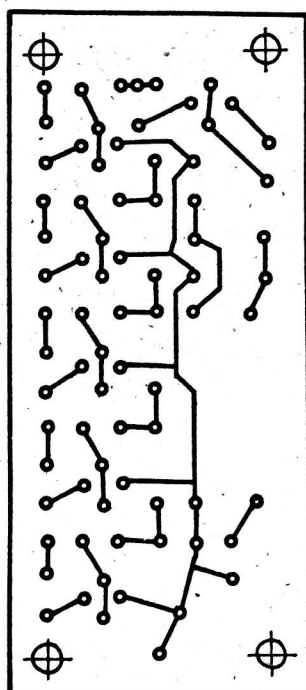
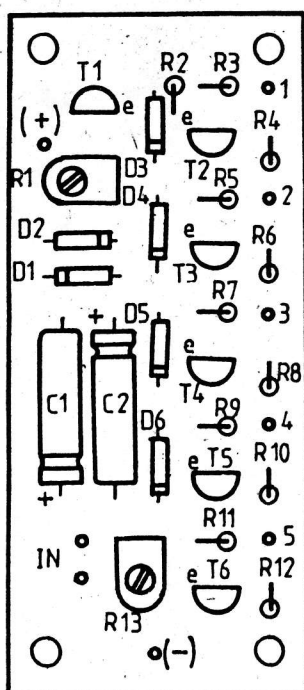


Fig. 3



AMPLIFICATOR DE 25W

Un amplificator de putere interesant se va descrie în cele ce urmează. Poate furniza o putere de 25W pe o sarcină de 8Ω dacă alimentarea se realizează de la o sursă dublă de $\pm 25V$ c.c.

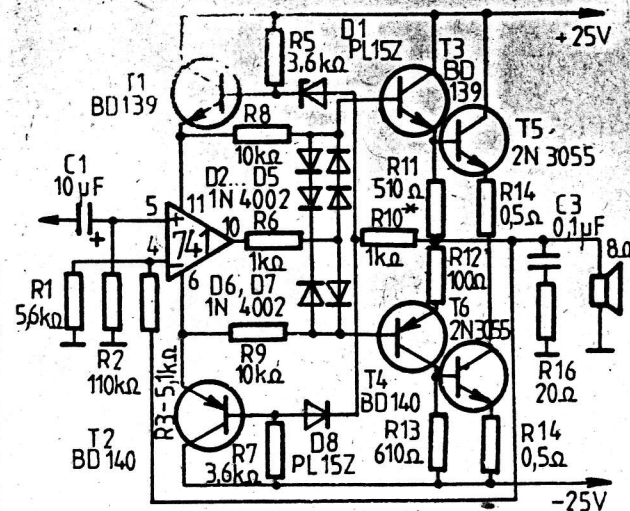
La intrare s-a prevăzut un amplificator operațional tip 741 prin intermediul căruia se comandă dubleii finali. Alimentarea circuitului integrat se realizează prin intermediul a două tranzistoare (T_1 și T_2) montate ca repetoare pe emitor. În acest fel se limitează tensiunea la valoarea de $\pm 15V$ datorită stabilizatoarelor parametrice realizate cu $R5D1$ și $R7D8$.

Schema prezintă două căi de reacție negativă, prin intermediul rezistoarelor $R10$ și $R3$.

Amplificarea globală a montajului este de 20dB, fiind dată în principal de raportul $R3/R1$.

Pentru îmbunătățirea răspunsului la salturile tranzitorii și a măririi stabilității s-a prevăzut celula $R16C3$ în paralel cu difuzorul.

La punerea în funcțiune se va avea grijă de polarizarea în repaus a tranzistoarelor finale. Dacă curentul de repaus depășește 30mA se va schimba câte un grup antiparalel din diodele $D2 \dots D5$ prin sortare, astfel încât căderea de tensiune să devină mai mică.



Montajul prezentat în fig. 1 poate fi atașat oricărui amplificator de audiofrecvență. Realizarea practică nu ridică probleme, deoarece nu sunt utilizate componente deosebite.

Din rezistența semireglabilă $R1$ se realizează adaptarea la nivelul semnalului audio, iar din $R13$ se realizează pragul de indicare a limitei de intrare în saturație. Ca urmare dioda luminiscentă $LED5$ poate avea o culoare deosebită de celelalte.

Realizarea cablajului se face conform figurii 2, iar asamblarea componentelor ca în desenul din fig. 3.

VOLTMETRU DIGITAL

Circuitul ICL 7107 este conceput pentru a măsura direct, fără rețeaua divizoare de la intrare, tensiunea de $\pm 200,0\text{mV}$ sau $\pm 2,000\text{V}$, aceasta prin simpla modificare a rezistențelor R_6 , R_9 și a condensatorului C_4 . S-a ales varianta cu $\pm 200,0\text{mV}$ deoarece, prin utilizarea unei rețele de divizare, putem mări domeniul de măsură la $\pm 2\text{V}$, $\pm 20\text{V}$, $\pm 200\text{V}$ sau chiar $\pm 2000\text{V}$.

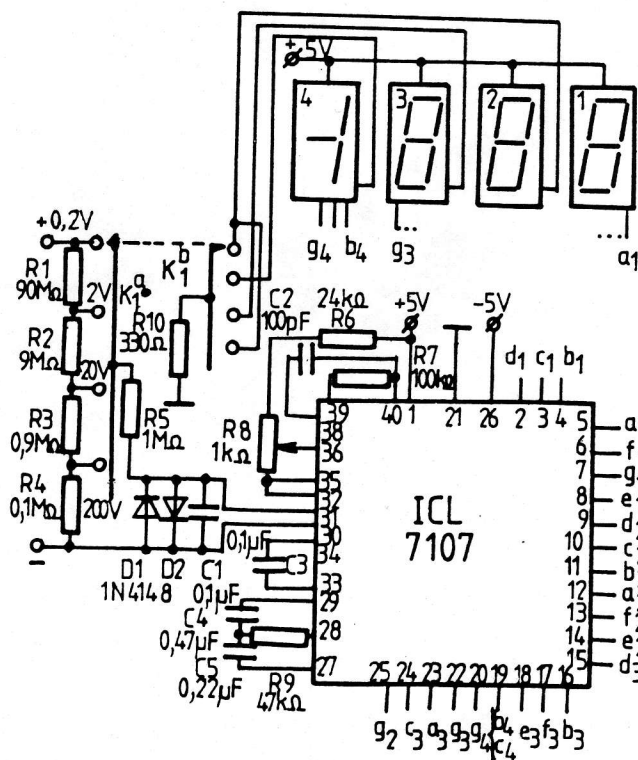
Protejarea intrării împotriva tensiunilor accidentale mai mari care pot apărea la intrare se face prin conectarea a două diode în antiparalel, de tipul BA 244, 1N4148 etc.

Sursele de alimentare de $+5\text{V}$ și -5V vor fi bine filtrate și eventual stabilizate.

Cu alimentarea conectată și intrările scurtcircuitate afișajul va indica 0. Semnul negativ va fi afișat 50% din timp.

Din semireglabilul R_8 se corectează valoarea afișată în cazul obținerii unei alte indicații decât 0 pe elementele de afișaj.

Tensiunile mai mari decât valoarea maximă măsurată pentru scala respectivă vor cauza stingerea ultimilor trei digiți. Numai 1 sau -1 va apărea afișat. Absența polarității semnalului indică un număr pozitiv iar pentru unul negativ va apărea semnul de minus.



GENERATOR DE BARE TV

În cele ce urmează este descrisă schema și modalitatea de realizare a unui generator de bare, extrem de simplu, pentru depanarea televizorului.

Primul oscilator, lucrează într-o gamă de frecvențe variabilă (condensatorul C_v) limita fiind cuprinsă între 30MHz și cca. 70- 80MHz. Pentru gama de frecvențe până la 200MHz se folosesc armonicile, atât cât este necesar de a se acoperi cele 12 canale Tv.

Modularea unei purtătoare se face cu ajutorul unui montaj de J.F. (joasă frecvență) echipat cu T2. În funcție de frecvența acestui etaj se obțin bare verticale sau orizontale.

Bobinele L_1 , L_2 se vor bobina cu sârmă din cupru argintat și având un diametru de cca. 18-20mm.

$L_1 = 4$ spire $\phi 1\text{mm}$ CuAg

$L_2 = 2$ spire $\phi 1\text{mm}$ CuAg

Pentru alimentare se folosește o baterie de 9V.

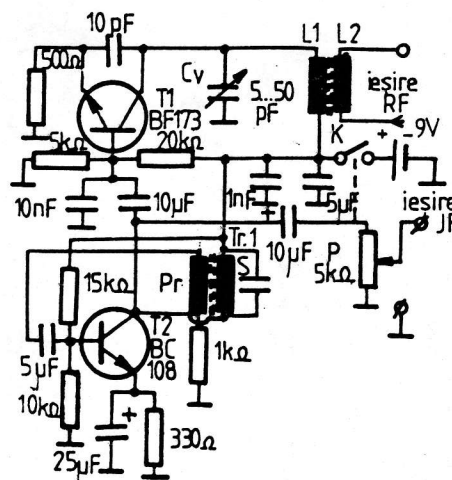
Transformatorul Tr_1 se realizează pe o oală de ferită cu diametrul de 14-16mm sau pe o tolă de mici dimensiuni.

Primar = 75 spire $\phi 0,07\text{mm}$ CuEm

Secundar = 750 spire $\phi 0,07\text{mm}$ CuEm

Dacă generatorul realizat cu T2 nu funcționează, se va inversa una din legăturile transformatorului Tr_1 .

Întreținătorul K este cel al potențiometrului. La capetele potențiometrului se culege semnalul necesar depanării circuitelor de J.F. din radioreceptoare și televizoare. Cu acest montaj se pot face depanări și la schimbătoarele de canale (rotatoare), etajelor de frecvență intermediară, cale comună și detecție video etc.



AMPLIFICATOR DE 5 W

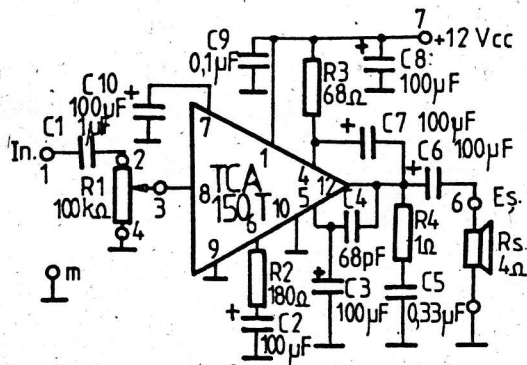


Fig. 1

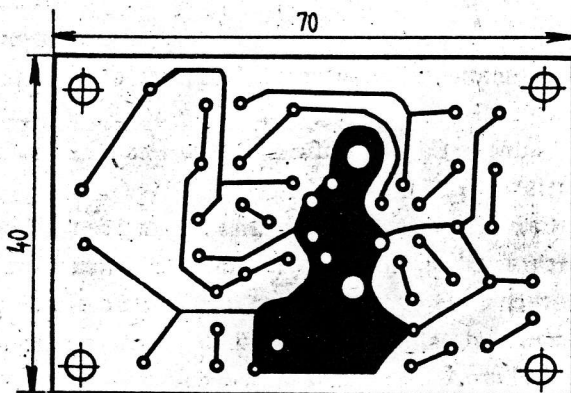


Fig. 2

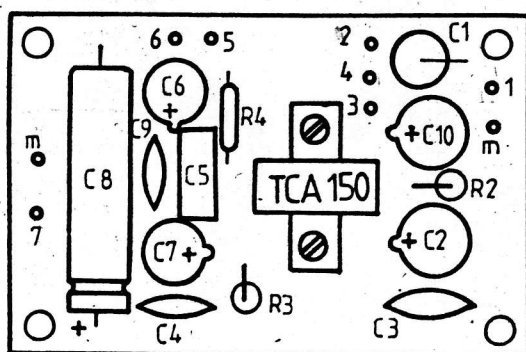


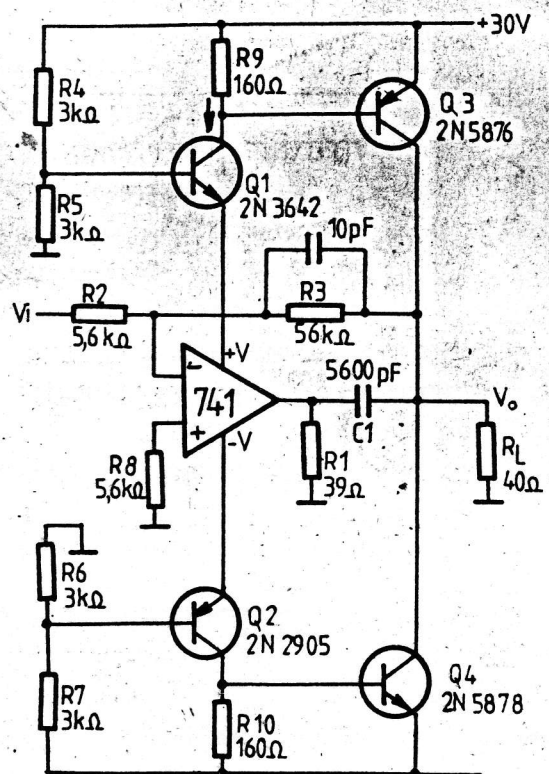
Fig. 3

În cele ce urmează este prezentat un amplificator de putere de joasă frecvență destinat a fi utilizat în radioreceptoare, televizoare, magnetofone și în multe alte aplicații în care puterea utilă nu depășește 5W. Circuitul prezintă o protecție termică internă.

AMPLIFICATOR DE 22W

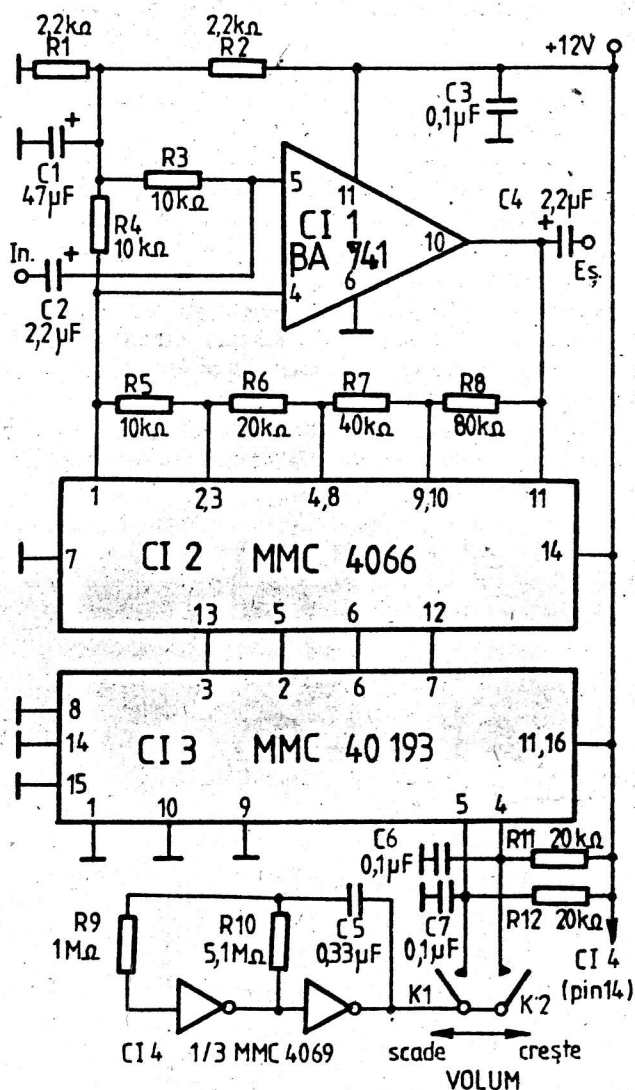
Utilizând o pereche complementară de tranzistoare de putere (Q3- Q4) se poate realiza un amplificator de putere având o configurație deosebită de cele uzuale. Elementul de comandă îl constituie un operațional de tip 741. Pe o sarcină de 40Ω montajul poate debita o putere de 22W în condițiile alimentării de la o sursă dublă de $\pm 30V_{cc}$. Deoarece cuplajul este galvanic pot fi amplificate semnale din gama c.c. - 50KHz. Amplificarea globală este de 20dB dacă impedanța generatorului este mult mai mică decât R_2 .

Alimentarea circuitului integrat se realizează prin intermediul a două tranzistoare cu rol de repetoare a tensiunilor stabilite în baze, prin divizoarele R_4 - R_5 și R_6 - R_7 . Rezultă o tensiune de $\pm 15V$. Sarcina operaționalului o formează rezistența R_1 . Variațiile de curent prin circuitul integrat sunt preluate de pe rezistențele R_9 și R_{10} și transmise sub forma unor tensiuni variabile în bazele tranzistoarelor finale.



Montajul se poate realiza pe o plăcuță de cablaj cu dimensiunile de 70x40mm, conform figurii de mai sus. Pentru puteri mai mari de 1W se va prevedea un radiator fixat de circuitul integrat și cablaj prin intermediul a două șuruburi M2,5 sau 3.

PREAMPLIFICATOR COMANDAT DIGITAL



În cazul reglajului clasic de volum apare un dezavantaj major ca urmare a uzurii potențimetrului și decalibrării în timp.

Apariția circuitelor integrate în tehnologie CMOS a făcut posibilă adoptarea unei soluții intermediare având la bază comutatorul cu rezistențe calibrate. Astfel, modificarea valorii rezistenței se face cu ajutorul unui comutator electronic comandat digital prin intermediul a două taste (crește-descrește sau up-down). Poate lua orice valoare între R și 16R, în funcție de starea contactelor electronice conținute în circuitul integrat CI-2. Se obțin astfel 16 valori discrete ale amplificării.

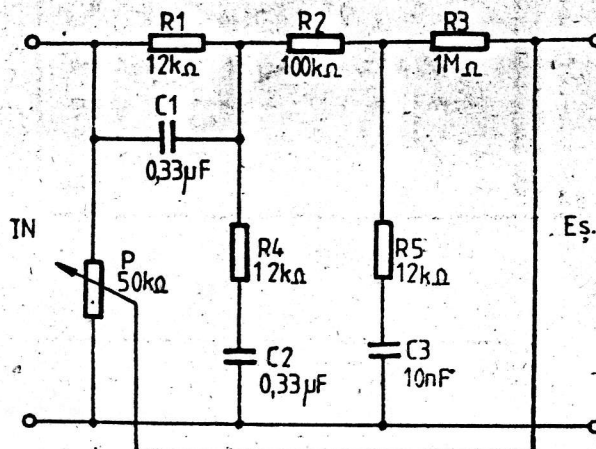
REGLAJ FIZIOLOGIC DE VOLUM

Ca urmare a caracteristicii de sensibilitate acustică a urechii umane reglajul de volum clasic, cu un simplu potențimetru, devine nesatisfăcător.

Efectul devine pregnant la nivele mici ale volumului când atenuarea frecvențelor joase devine supărătoare.

S-au căutat diverse metode compensatorii printre care se menționează și soluția prevederii unor prize pe potențimetrul de volum. Între acestea și, masă sunt conectate o serie de capacități. Rezultatul este mulțumitor dar prezintă două dezavantaje majore: numărul de prize nu poate fi mai mare de 2-3 din cauza unor complicații tehnologice, deci preț de cost ridicat și corecția se realizează în trepte.

O soluție de compromis se poate urmări în figura de mai jos. Între potențimetre și intrarea amplificatorului se cuplează o rețea RC care influențează semnalul audio în funcție de poziția cursorului lui P. Pentru un volum mare rețeaua este practic eliminată din circuit, iar pentru nivele mici influența acesteia devine preponderentă.



Pentru comanda contactelor electronice se utilizează un numărator stânga-dreapta tip MMC40193 (CI-3). Reglajul se efectuează prin închiderea comutatorului K1, pentru micșorare și K2 pentru mărire. Trecerea de la o valoare la alta se face la fiecare secundă ca urmare a impulsurilor furnizate de generatorul de tact realizat cu două negatoare (1/5 și 1/6) din capsula MMC4069 (CI-1). La încetarea apăsării tastei (K1) sau (K2), schimbarea amplificării încetează și se memorează valoarea respectivă până la aplicarea unei noi comenzi.

Fig. 1

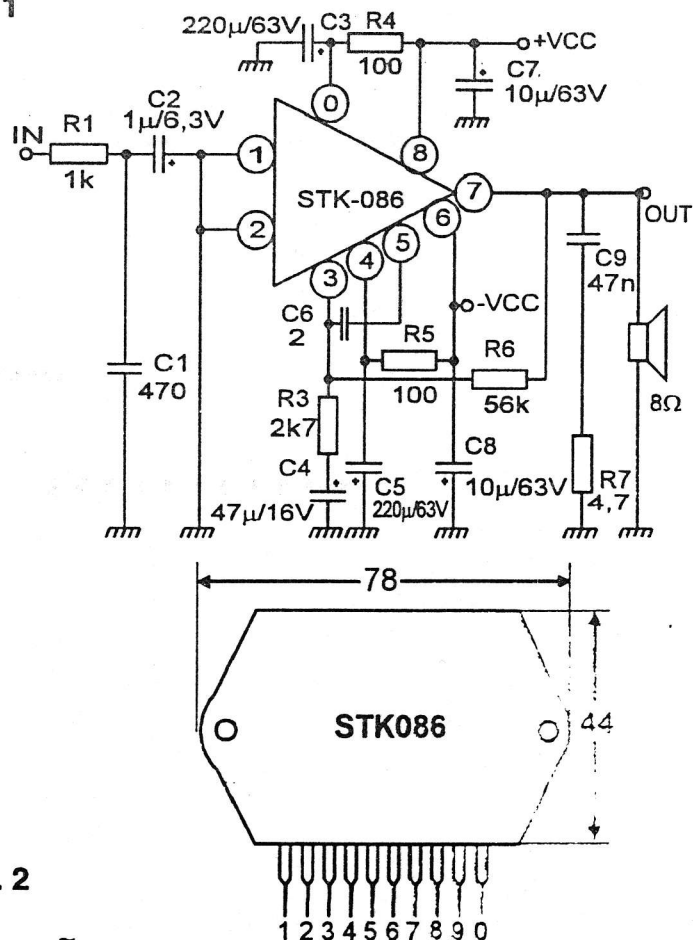


Fig. 2

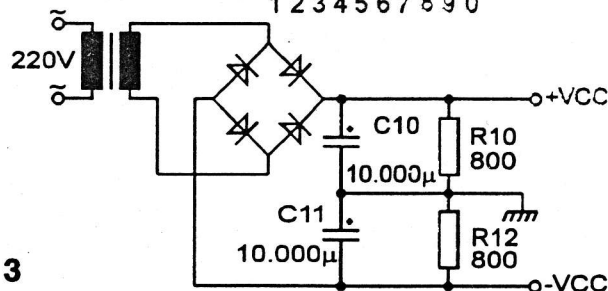


Fig. 3

Schema amplificatorului este dată în fig. 1. Acesta utilizează, în principal un circuit integrat hibrid de tip STK-086. Capsula și configurația pinilor acestuia sunt date în fig. 2.

Tensiunea de alimentare este $V_{cc}=42V$. Se poate utiliza o schemă de alimentator diferențial simplu, ca cel din fig. 3. Puterea total de ieșire este de 70W pe o sarcină (difuzor) de 8Ω.

Cu o execuție îngrijită cablajul va avea dimensiuni foarte reduse (50 x 45mm), fiind prezentat în fig. 4a - partea plantată.

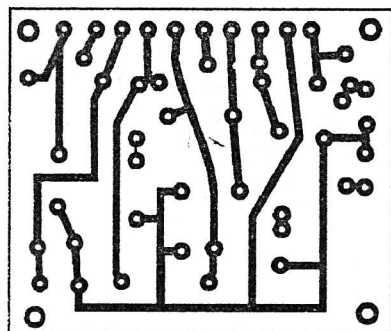
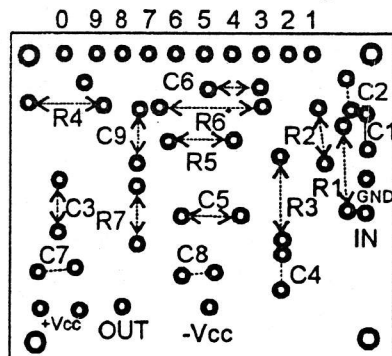


Fig. 4a

Fig. 4b



și pe electronografe obișnuite, iar emisiunile stereofonice să poată fi recepționate și pe radioreceptoare normale monofonice. Deși compatibilitatea este numai o situație de tranziție de la niște principii tehnice în curs de părăsire la altele noi, mai bune, ea a dat naștere la multe dificultăți tehnice. Astfel, deși capul artificial este utilizat efectiv (fiind mai

aproape de ideal), prezintă inconvenientul incompatibilității cu redarea monofonică. Modulația monofonică se obține în general prin însumarea modulațiilor stânga și dreapta și deci multe componente spectrale vor fi întărite (până la 6dB), iar altele reduse sau chiar suprimate prin interferență. De aceea se utilizează alte configurații. S-au stabilit două

variante, respectiv procedeul care are la bază diferența de timp (de fază), cu microfoane decalate, AB, cu variantele AB apropiat și AB îndepărtat, și procedeul de intensitate, cu microfoane suprapuse, cu variantele simetric XY (cu varianta particulară XY stereosonic) și asimetric MS.

(continuare în numărul viitor)

Circuite integrate audio

Marelui public, din ce în ce mai pretențios în redarea unor programe audio, firmele specializate în producția de componente, piese și accesorii caută să îi satisfacă dorința într-un ritm destul de alert.

Desigur, aceste solicitări se manifestă cu precădere în rândul constructorilor amatori ce doresc a realiza lanțuri HI-FI care să le satisfacă pasiunea de constructor și, în același timp, să nu le solicite foarte mult bugetul.

Printre firmele producătoare de circuite integrate audio, atât preamplificatoare, cât și amplificatoare de putere, la un loc de frunte se află prestigioasa firmă olandeză PHILIPS. O parte dintre produsele acestei firme ne propunem să le prezentăm fidelilor noștri cititori, în sensul că vor găsi datele tehnice, schema electrică de aplicație și cablajul imprimat pentru realizarea practică.

Aceste circuite integrate audio vor fi prezentate în continuare, grupate pe trei categorii, și anume: circuite integrate destinate echipamentelor audio portabile; circuite integrate audio montate pe autovehicule; circuite integrate pentru aparatură staționară de înaltă fidelitate.

Ca o noutate absolută, cititorul va găsi în cadrul acestei publicații circuite integrate audio HI-FI de putere ce pot debita de la câțiva wați până la 100 W, pe sarcini diferite.

Sîntem convinși că prin conținutul acestui supliment al revistei TEHNIIUM venim în întâmpinarea numeroșilor constructori amatori interesați și iubitori de montaje audio de înaltă fidelitate.

Circuite integrate pentru echipamente radio/audio portabile

TDA1011/TDA1015 sint amplificatoare compatibile pin cu pin ce dispun de următoarele facilități:

- domeniu mare al tensiunii de alimentare;
- preamplificator și amplificator de putere separate, accesibile din exterior;
- protecție termică;
- impedanță de intrare mai mare de 100 k Ω ;
- curenț de repaus scăzut, tipic 14 mA la $U_a = 12$ V.c.c.;
- imunitate la semnale RF;
- puterea de ieșire pentru distorsiuni totale de maximum 10% este:

POUT (W)	U_a (V)	R_s (Ω)
1	6	4
2,3	9	4
4,2	12	4

- cu conexiune bootstrap (ambele CI)

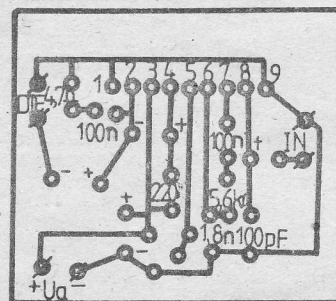
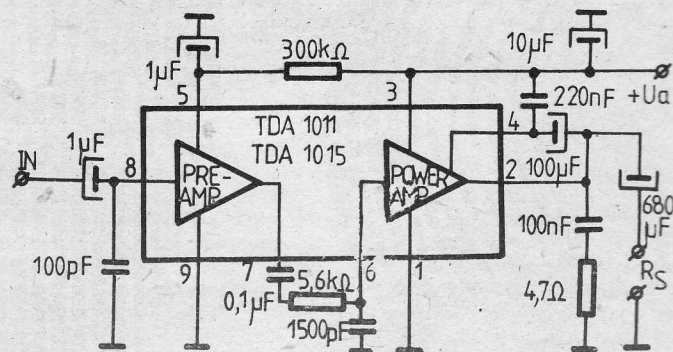
1	6	4
2,3	9	4
4,2	12	4

- TDA1011 cu conexiune bootstrap

6,5	16	4
-----	----	---

- fără conexiune bootstrap (ambele circuite)

3	12	4
---	----	---



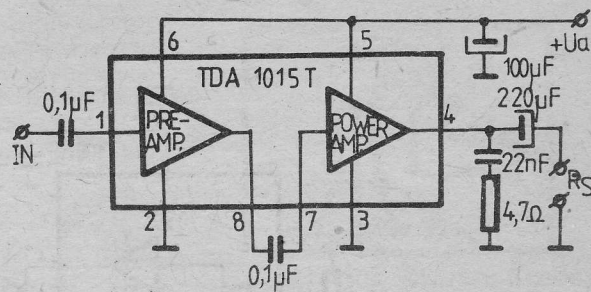
TDA 1011/ TDA 1015
CABLAI (FAȚA PLANTATĂ)

Circuitul integrat TDA1015T este destinat echipamentelor portabile, încapsulat pentru tehnologie SMD (SURFACE MOUNTED DEVICE).

Puterea de ieșire pentru $d_{tot} \leq 10\%$ este:

POUT (mW)	Ua (V)	Rs (Ω)
300	6	8
500	9	16
500	12	32

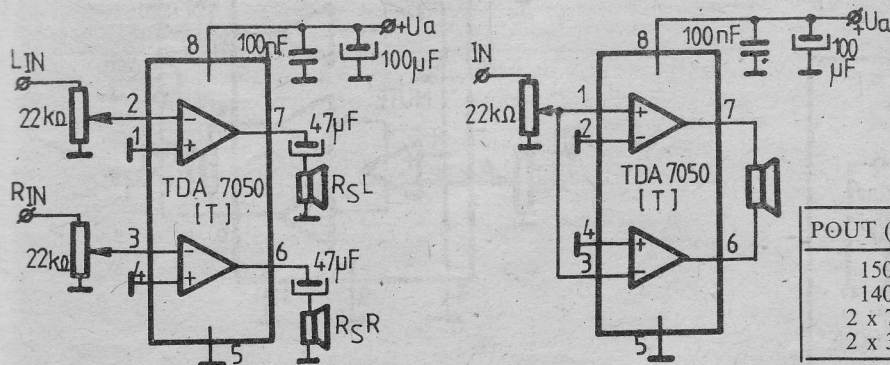
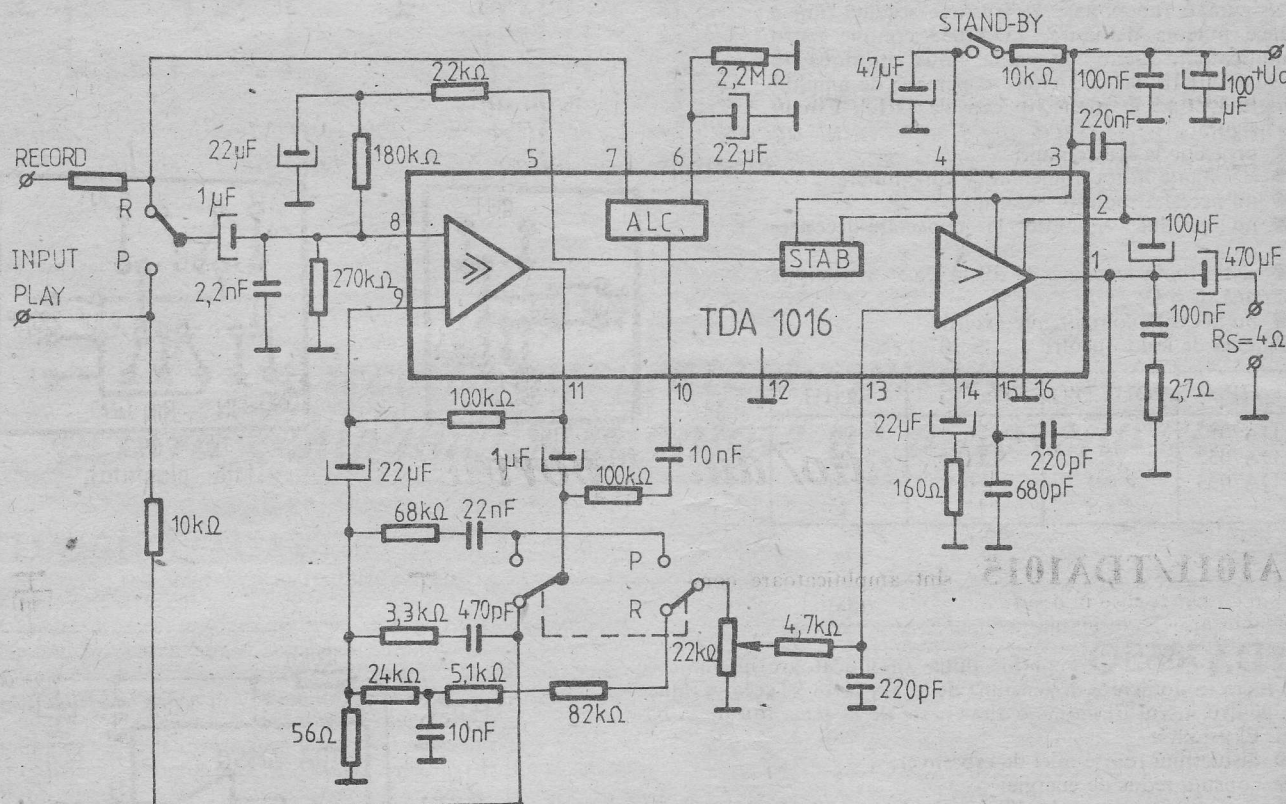
Posibilitățile circuitului sînt aceleași cu ale celor două circuite prezentate mai sus.



Circuitul integrat TDA1016

este un preamplificator de înregistrare-redare ce dispune de control automat al amplificării (ALC = automatic level control). De asemenea, circuitul încorporează și un amplificator de putere de circa 2 W pe o sarcină de 4 Ω la $U_a = 9$ V. Circuitul este destinat casetofoanelor și radiocasetofoanelor și dispune de:

- stabilizator de tensiune (2,6 V);
- protecție termică și la scurtcircuit;
- întrerupător pentru poziția stand-by;
- capsulă DIL16 cu radiator intern;
- poate lucra în regim stereo utilizînd două C.I.;
- control automat al nivelului la înregistrare.



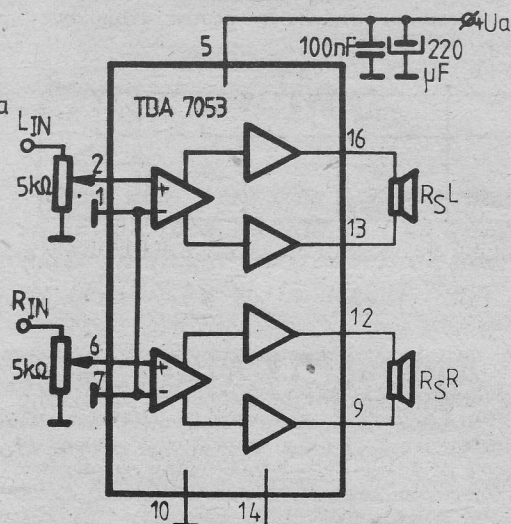
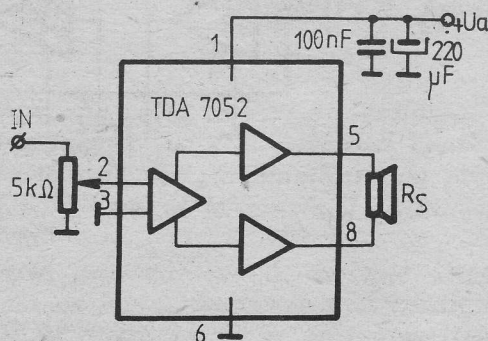
TDA7050 (T) este un amplificator utilizînd tensiuni de alimentare reduse și putînd funcționa în regim stereo sau mono (în punte). TDA7050 este în capsulă DIL8, iar TDA7050T în capsulă SO-8 pentru tehnologie SMD.

Puterea de ieșire (pentru $d_{tot} \leq 10\%$) este:

POUT (mW)	Ua (V)	Rs (Ω)	Observații
150	4,5	64	montaj în punte
140	3	32	montaj în punte
2 x 75	4,5	32	stereo
2 x 35	3	32	stereo

Circuitul nu necesită componente externe la funcționarea în punte și asigură:

- funcționarea la tensiuni scăzute (pînă la 1,6 V);
- curent de repaus scăzut (3,2 mA la $U_a = 3$ V);
- cîștig fix în tensiune (26 dB în configurație stereo și 32 dB în configurație mono, la $U_a = 3$ V și $R_s = 32 \Omega$).



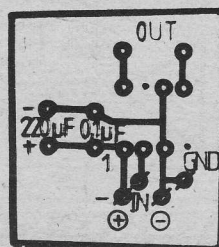
TDA7052/TDA7053

sînt circuite ce asigură o funcționare la tensiune scăzută fără a reduce puterea de ieșire. TDA7053 conține patru amplificatoare lucrînd în punte, două cite două, în capsulă DIL16, iar TDA7052 o pereche de amplificatoare lucrînd în punte, în capsulă DIL8. Circuitele asigură:

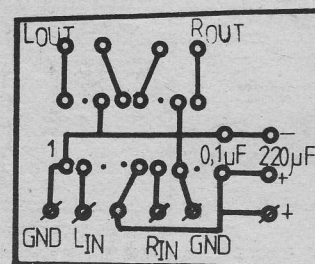
- protecție la scurtcircuit;
- stabilitate în tot domeniul de funcționare;
- nu necesită radiator extern;
- nu produc zgomete la conectare-deconectare;
- cîștig fix în tensiune: 39 dB la $U_a = 6 \text{ V c.c.}$, pe o sarcină de 8Ω ;
- nu necesită componente externe.

Puterea de ieșire (pentru $d_{\text{tot}} \leq 10\%$) este:

TIP	POUT (W)	U_a (V)	R_s (Ω)
TDA7052	1	6	8
TDA7052	2	11	25
TDA7053	2 x 1	6	8
TDA7053	2 x 2	11	25



TDA 7052
(fața plantată)

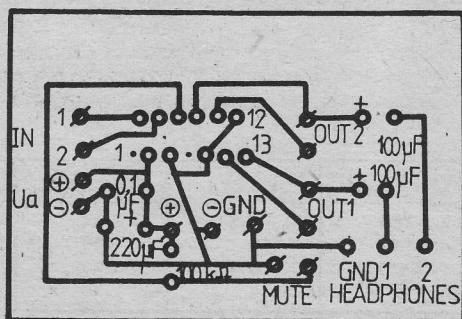


TDA 7053
(fața plantată)

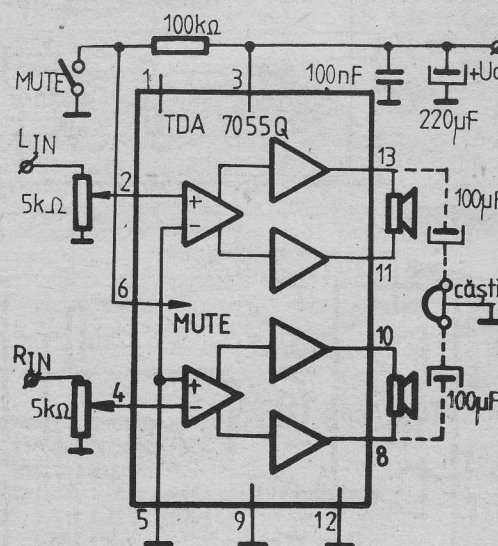
TDA7055Q

conține două amplificatoare în punte ce pot lucra în domeniul de tensiune de la 3 V la 18 V, ceea ce îl face apt pentru lucrul în montaje alimentate de la rețea sau de la baterii. El asigură:

- distorsiuni foarte mici de crossover;
- consum redus de energie;
- cîștig în tensiune de 40 dB (la $U_a = 12 \text{ V}$, $R_s = 8 \Omega$);
- MUTE;
- putere $2 \times 6 \text{ W}$ la $U_a = 12 \text{ V c.c.}$ pe $R_s = 8 \Omega$.

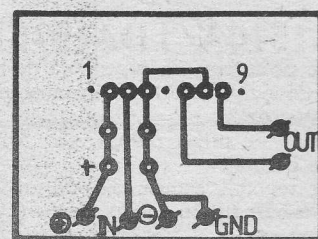
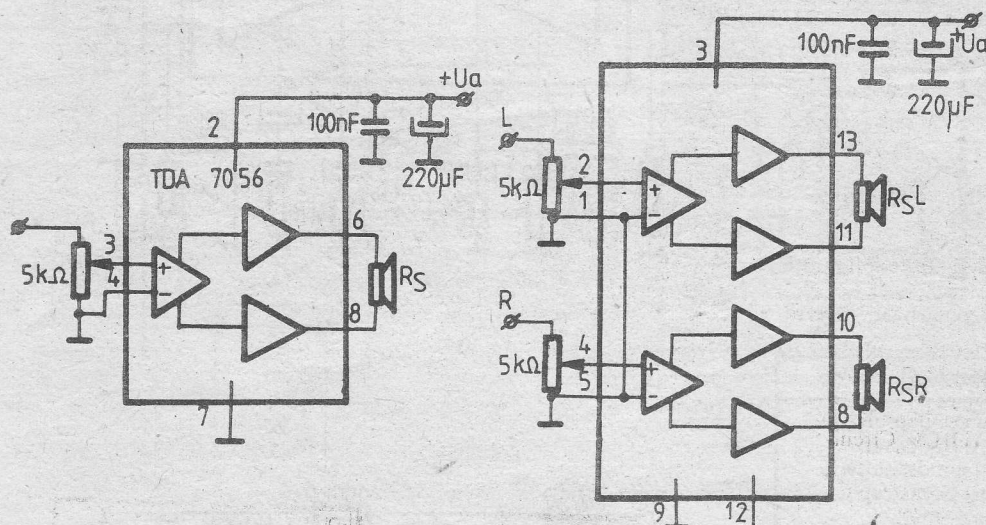


CIRCUITUL IMPRIMAT PENTRU
TDA 7055Q (fața plantată)

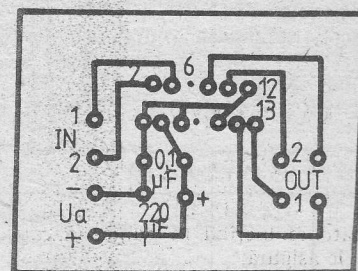


TDA7056/TDA7057Q

sînt circuite integrate cu caracteristică asemănătoare cu TDA7055Q, fără MUTE-control, dar cu protecția ieșirilor la scurtcircuit. TDA7056 asigură o putere de ieșire de 3 W la $U_a = 11$ V.c.c. și $R_s = 16 \Omega$. TDA7057Q asigură 2 x 3 W la $U_a = 11$ V.c.c. și $R_s = 16 \Omega$.



TDA 7056 (fața placată)



TDA 7057Q în configurație stereo (fața plantată a circuitului imprimat)

Circuite integrate de putere pentru echipamente montate pe autovehicule

TDA1010A/TDA1020

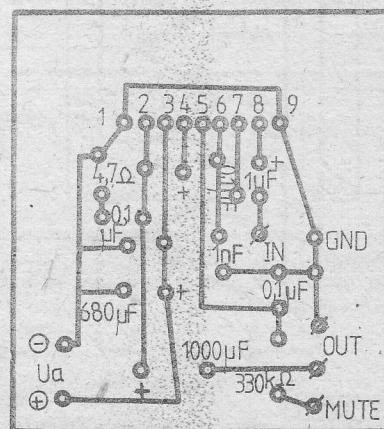
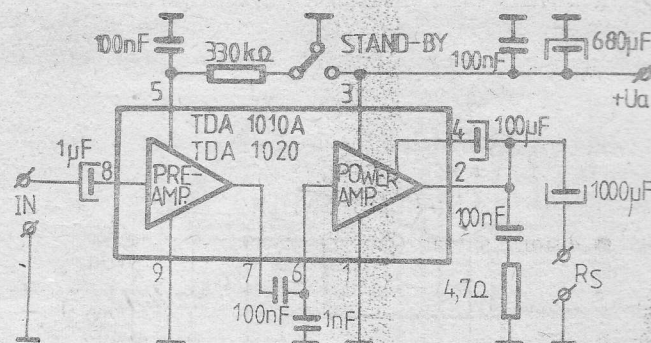
sînt circuite compatibile pin cu pin și dispun de următoarele facilități:

- protecție termică;
- protecția ieșirii la scurtcircuit în c.a.;
- stand-by pentru curent de repaus minim;
- separare între preamplificator și amplificatorul de putere. Circuitul TDA1020 dispune suplimentar de:
- consum de curent sub 1 mA în poziția stand-by;
- limitare a benzii transmise la capătul superior;
- reducerea zgomotului de joasă frecvență pe linia de alimentare;

protecția sarcinii și protecție la supratensiune (≈ 45 V).

Puterea de ieșire pentru $d_{tot} \leq 10\%$ este:

POUT (W)	U_a (V)	R_s (Ω)	Observații
3,4/3,5	14,4	8	cu condensator de bootstrap
6,2/7	14,4	4	"
6,4/12	14,4	2	"
9	14,4	2	numai TDA1010A cu rezistență de 220 Ω între pinii 3 și 4.
10,5	18	2	



TDA 1010 A / TDA 1020

TDA1510A/TDA1515B

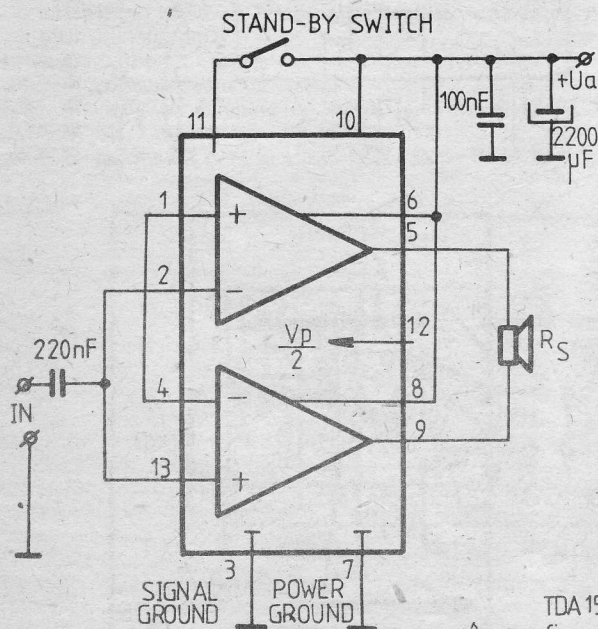
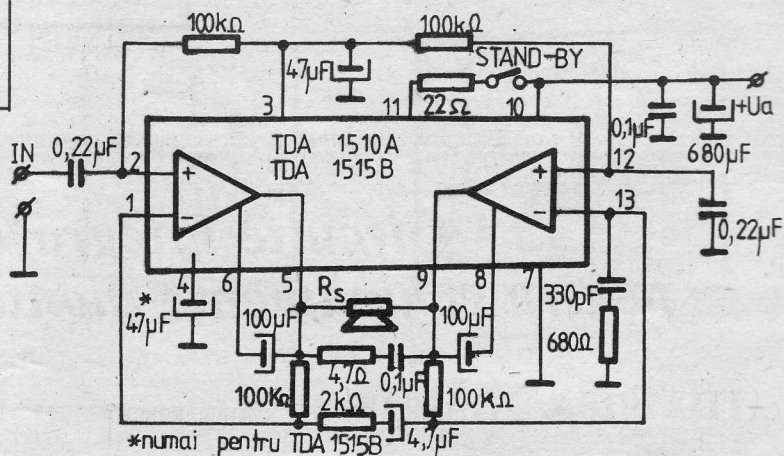
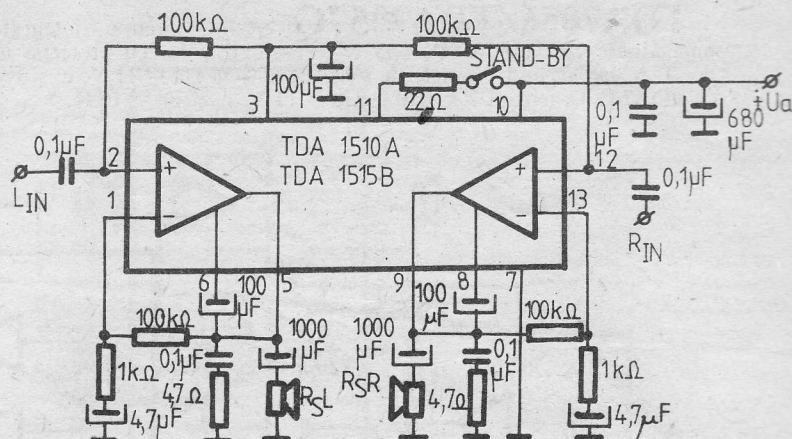
sînt C.I. capabile să debiteze pe sarcini cu impedanța de pînă la $1,6 \Omega$ și avînd posibilitatea de a se fixa cîștigul în tensiune din divizor extern. Circuitele dispun de:

- tensiune de offset redusă, sub 50 mV, ce facilitează funcționarea în punte;
- cîștig reglabil extern: 32—56 dB la funcționare în regim punte și 26—50 dB în regim stereo ($U_a = 14,4 \text{ V}$, $R_s = 4 \Omega$);
- protecție la scurtcircuit în c.a., protecție termică, protecția SOAR și a sarcinii;
- limitarea superioară a benzii de frecvență;
- curenți $\leq 2 \text{ mA}$ în regim de stand-by;
- componente externe reduse.

TDA1515B dispune suplimentar de:

- curenți mai mici de $100 \mu\text{A}$ în stand-by, ce permite comanda via circuit TTL;
- protecția sarcinii în configurație punte;
- protecția ieșirilor la scurtcircuit la masă în configurație punte, în c.c. și c.a.;
- protecția circuitului la alimentare cu polaritate inversă.

POUT (W)	U_a (V)	R_s (Ω)	Observații
24	14,4	4	punte, cu condensatoare pentru bootstrap
2 x 7	14,4	4	stereo, cu condensatoare pentru bootstrap
2 x 12	14,4	2	"
2 x 6	14,4	4	stereo, fără condensatoare pentru bootstrap

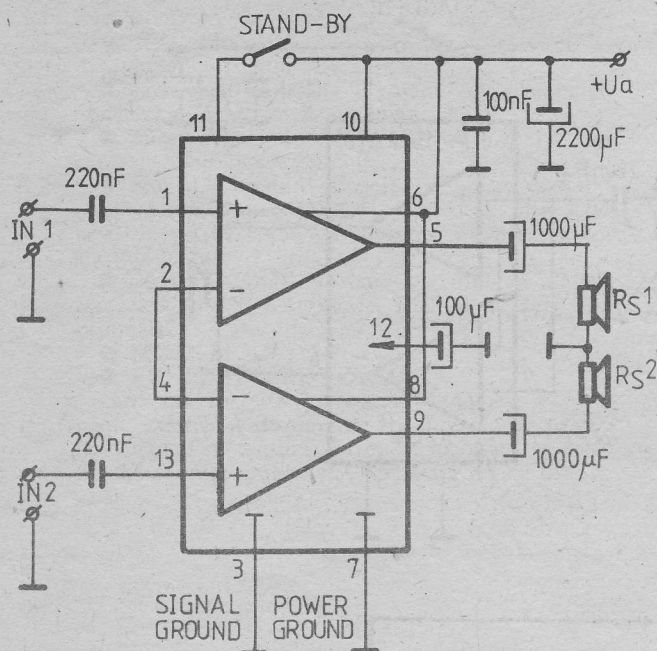


TDA1516Q/TDA1518Q
în configurație punte(mono)

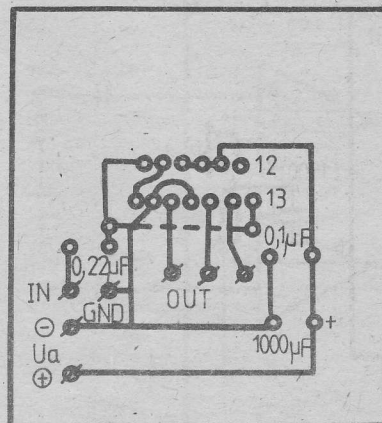
TDA1516Q/TDA1518Q

sînt amplificatoare în clasă B cu cîștig în tensiune fixat intern, avînd următoarele facilități:

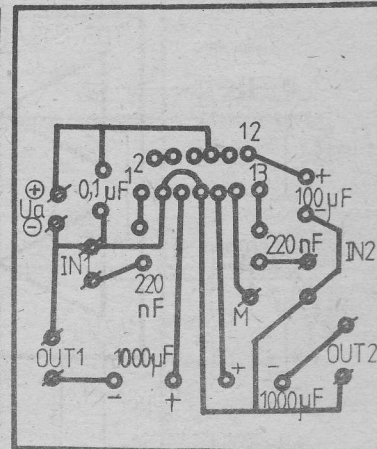
- nu necesită componente externe în configurație punte;
- tensiune de offset sub 100 mV;
- cîștig în tensiune fixat intern la
 - 26 dB în configurație punte (TDA1516Q);
 - 20 dB în configurație stereo (TDA1516Q);
 - 46 dB în configurație punte (TDA1518Q);
 - 40 dB în configurație stereo (TDA1518Q);
- rejectie bună a sursei de alimentare;
- ieșirile protejate în c.c. și c.a. către masă sau sursa de alimentare;
- protecție termică și la inversarea polarității sursei;
- curenți consumați $< 100 \mu\text{A}$ în poziția stand-by, la o tensiune $> 8,5 \text{ V}$ la pinul 11;
- facilitate de MUTE cu tensiunea de 3—6,4 V la pinul 11, pentru eliminarea zgomotului la conectarea și deconectarea sursei. Curenții consumați în starea MUTE este de 40 mA;
- intrări inversoare și neinversoare identice;
- număr minim de componente.



TDA 1516 Q, TDA 1518 Q,
în configurație stereo



TDA 1516 Q / TDA 1518 Q
montaj mono în punte (față plantată)

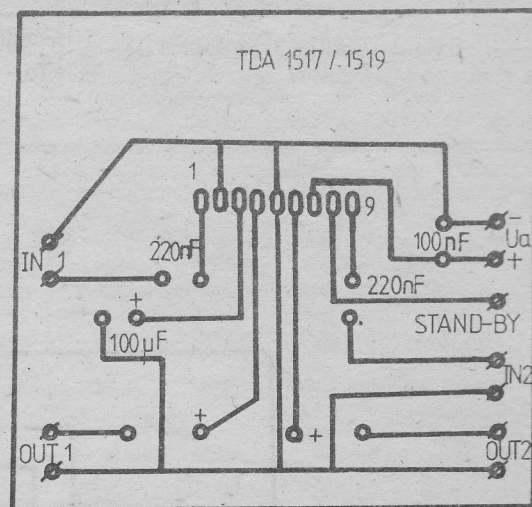
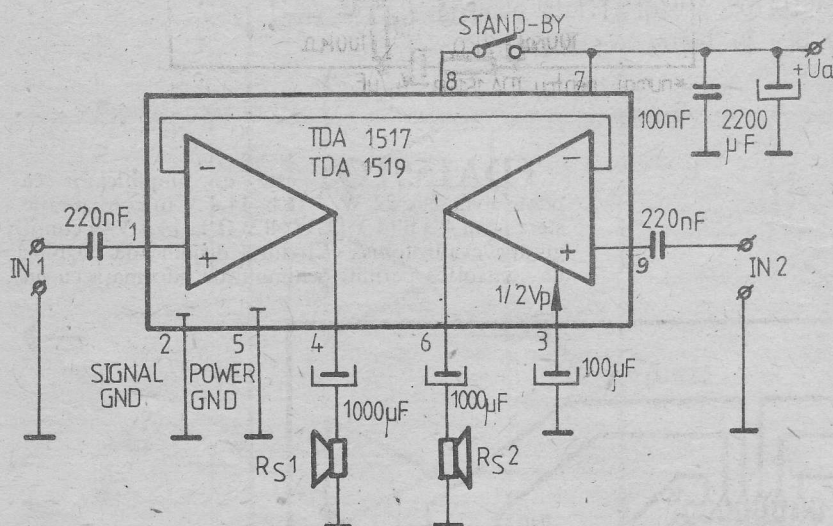


TDA 1516 Q / TDA 1518 Q
configurație stereo (față plantată)

TDA1517/TDA1519 sînt circuite integrate identice pin cu pin, ca și parametrii electrice, cu excepția câștigului în tensiune în buclă închisă (20 dB pentru TDA1517 și 40 dB pentru TDA1519 la $U_a = 14,4$ V și sarcină de 4 Ω).

Diferența între canale este sub 1 dB, iar rejecția sursei de mi-

nimum 48 dB în intervalul 100 Hz la 10 kHz. Circuitul este prevăzut cu toată gama de protecții, inclusiv protecția la descărcări electrostatice. Restul facilităților sînt identice cu ale circuitelor TDA1516Q/TDA1518Q. Puterea livrată sarcinii este de 2 x 6 W la 14,4 V și sarcină de 4 Ω .



TDA 1517 / TDA 1519
SCHEMA CABLAJULUI IMPRIMAT (față plantată)

TDA1519A (B) sînt circuite de putere medie, cu etaje finale în clasă B, identice pin cu pin, cu excepția puterii de ieșire.

Puterea livrată sarcinii este:

- 22 (12) W pe o sarcină de 4 Ω la $U_a = 14,5$ V în regim de funcționare în punte (monofonie);

- 2 x 11 (6) W, în aceleași condiții, în regim stereofonic.

Circuitele asigură protecție termică, la scurtcircuit în c.c. și

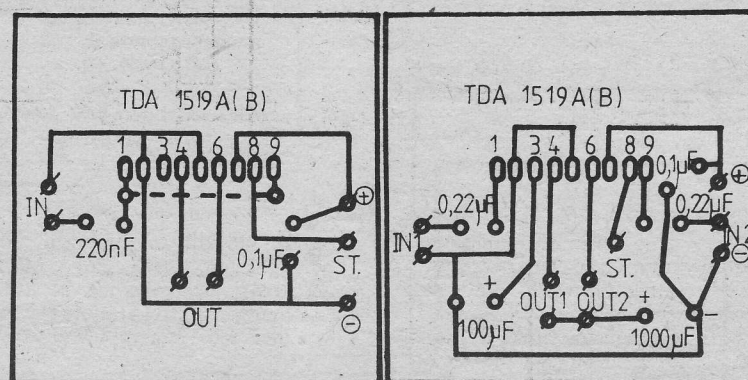
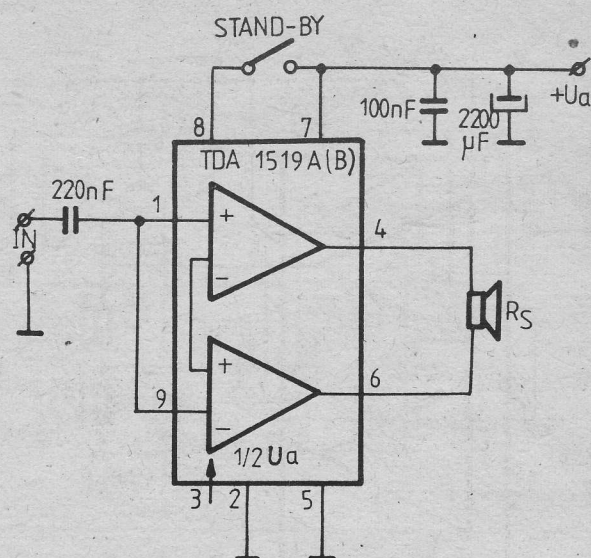
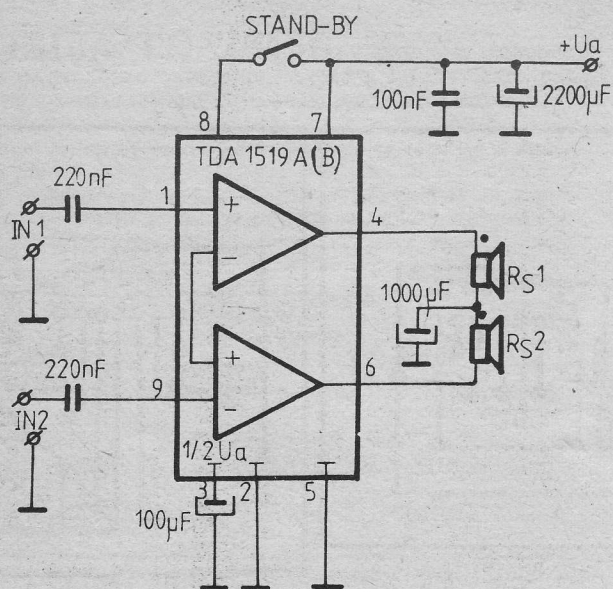
c.a., protecție la inversarea polarității sursei, protecția sarcinii.

De asemenea, necesită un număr mic de componente externe, iar trecerea în stand-by conduce la un consum sub 100 μ A. Prin stabilirea potențialului la pinul 8 se obțin următoarele stări de funcționare:

$U_8 = 0-2$ V ($I_8 \approx 12$ μ A) $\rightarrow$ STAND-BY;

$U_8 = 3,3-6,4 \rightarrow$ MUTE. Curentul absorbit de la sursă în această stare este de circa 40 mA;

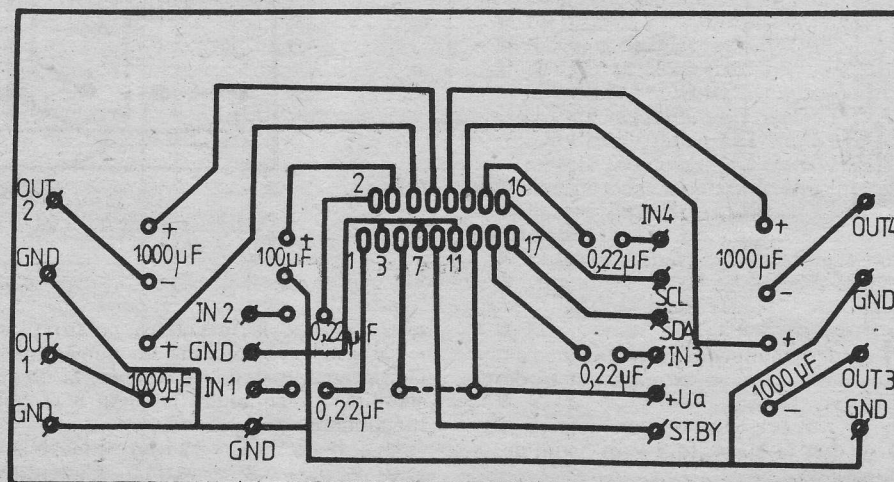
$U_8 = 8,5-U_a \rightarrow$ funcționare normală.



TDA 1519A(B) CIRCUITUL IMPRIMAT (fața plantată)
PENTRU MONTAJUL ÎN PUNTE ȘI STEREO

TDA1551Q

este un amplificator ce poate livra 2 x 22 W/4 Ω la 14,4 V în configurație stereo sau 4 x 6 (4 x 11)W/4(2) Ω la 14,4 V în configurație cvadrofonică. Circuitul dispune de un bloc de control ce permite schimbul de informații cu un

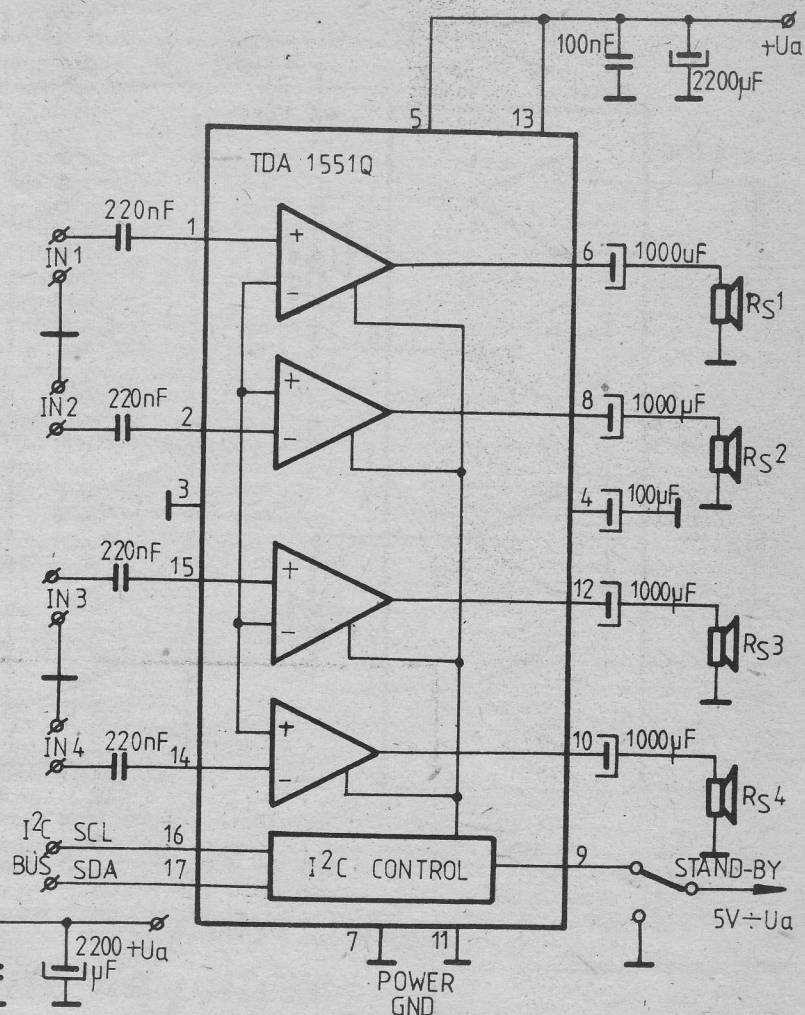


TDA 1551Q CIRCUITUL IMPRIMAT PENTRU CONFIGURAȚIE
DUBLU STEREO (CUADRO)

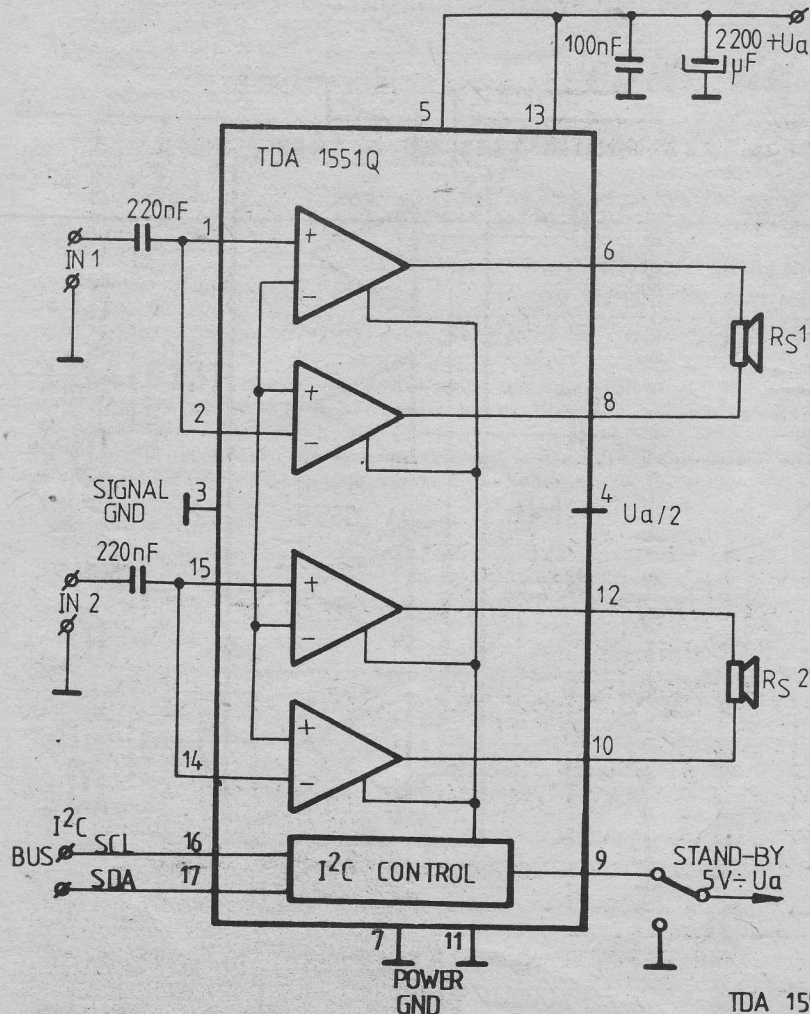
microcontroler al sistemului din care face parte (bus I²C). Blocul de control logic furnizează următoarele informații:

- care canal a ajuns la pragul de distorsiune (detector dinamic de distorsiune);
- informație individuală privind canalul sau canalele aflate în scurtcircuit;
- indicație privind atingerea de către cristal a temperaturii limită (150°C). Totodată, din exterior se poate comanda trecerea în următoarele stări de lucru:
- SLEEP MODE, în care curentul de alimentare este de 600 μ A (numai BUS-ul de date operațional);
- MUTE MODE;
- FUNCȚIONARE NORMALĂ.

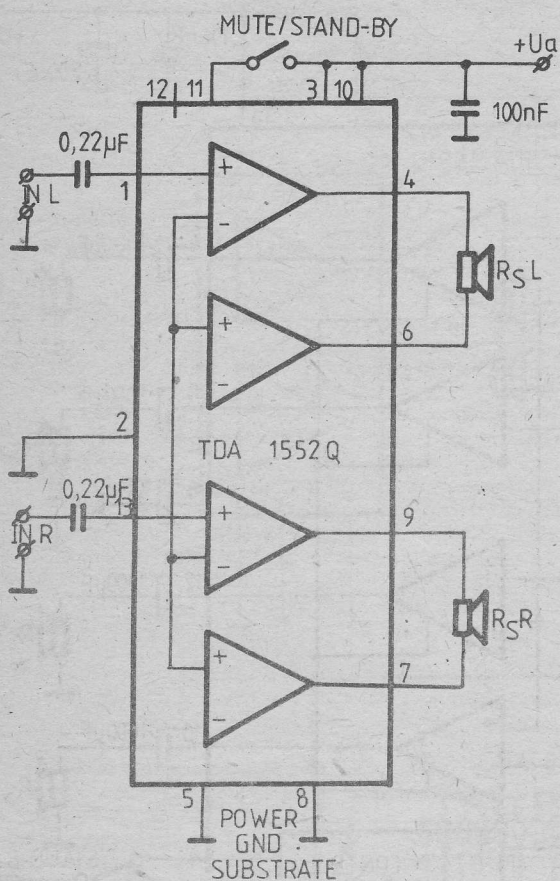
Circuitul necesită un număr redus de componente externe și dispune de toată gama de protecții. Câștigul în tensiune în buclă închisă este de 26 dB în montaj punte și 20 dB în regim cvadro.



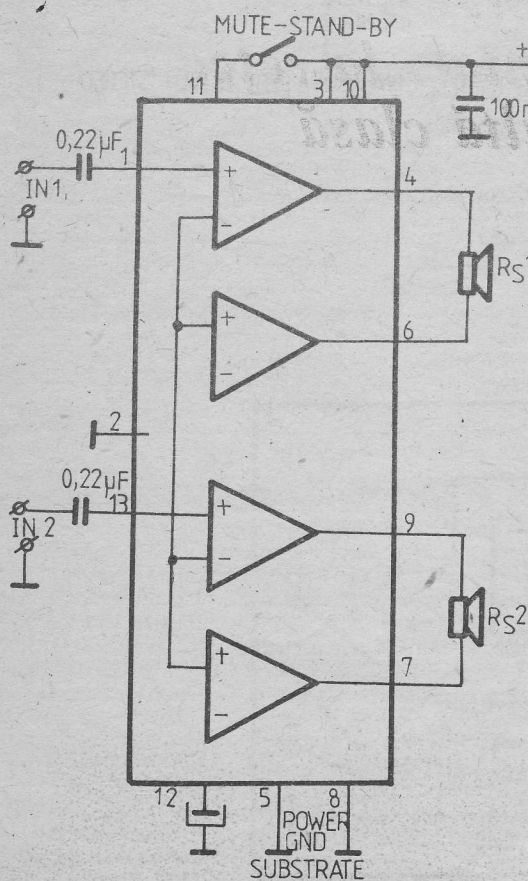
TDA 1551Q. CONFIGURAȚIE DUBLU STEREO.



TDA 1551Q CONFIGURAȚIE STEREO



TDA 1552Q ÎN CONFIGURAȚIE STEREO



TDA 1553Q(AQ) ÎN CONFIGURAȚIE STEREO

TDA1552Q/TDA1553Q/TDA1553AQ

sînt amplificatoare de putere stereo, furnizînd 2 x 22 W pe o sarcină de 4 Ω la 14,4 V. Cele două tipuri sînt identice, cu excepția faptului cî TDA1553Q dispune și de protecția difuzoarelor.

Circuitele dispun de următoarele facilități:

- număr redus de componente externe;
- cîștig în tensiune fix (26 dB la 14,4 V și 4 Ω);
- protecția sarcinii, protecție termică, protecție la inversarea polarității sursei, protecție la scurtcircuit în c.c. sau c.a.;
- TDA1553AQ încorporează selectarea modului de operare (mute, stand-by, normal) la niveluri compatibile cu ale circuitelor logice CMOS.

• în funcție de tensiunea de la pin 11 se obține funcționarea în următoarele regimuri de lucru:

A — $U_{11} = 0-2$ V → STAND-BY — cîrrentul de alimentare este < 100 μ A. $I_{11} \approx 12$ μ A — permite utilizarea unui microîntrerupător ieftin.

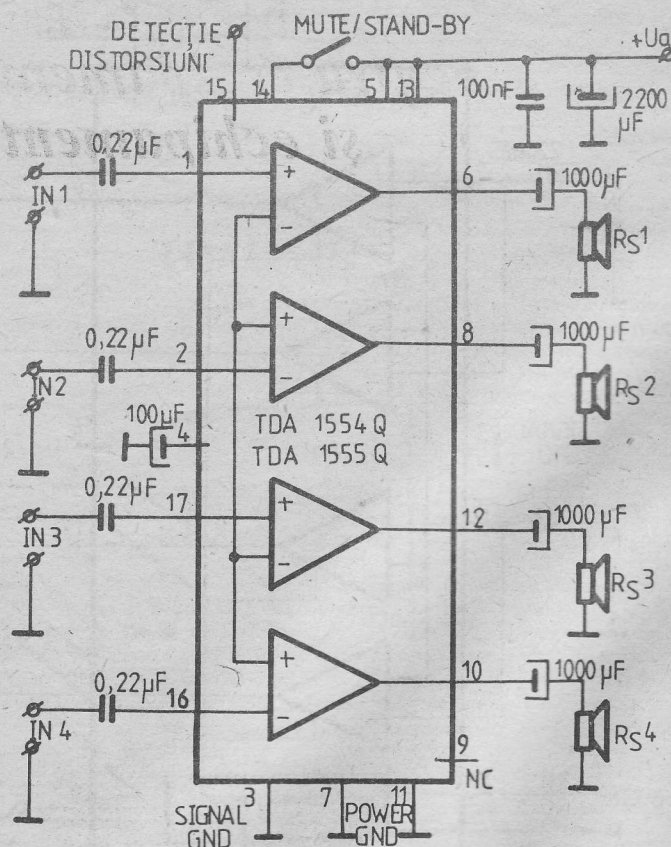
B — $U_{11} = 3,3-6,4$ V → MUTE — permite eliminarea zgomotelor la conectare-deconectare.

C — $U_{11} > 8,5$ V → funcționare normală;

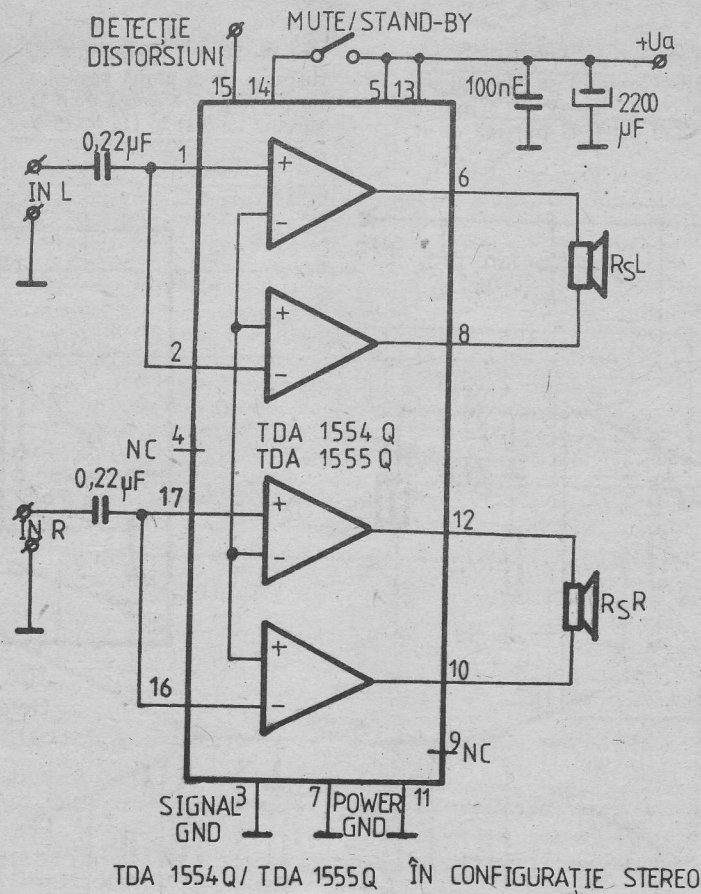
• protecția difuzoarelor limitează tensiunea pe sarcină la maximum 1 V în eventualitatea cî oricare dintre ieșiri este scurtcircuitată la masă (valabil pentru TDA1553Q/1553AQ).

TDA1554Q/TDA1555Q

sînt circuite virtual identice. TDA1555Q dispune de detecția distorsiunilor cu ajutorul unui bloc suplimentar. La atingerea unui coeficient de distorsiuni de 3,5%, acest bloc livrează la pinul 15 un cîrrent tipic de 50 μ A pentru reducerea semnalului injectat prin comanda unui procesor de sunet sau al controlului volumului în cîrrent continuu. Circuitele mai dispun de gama de protecții uzuale, ca și de posibilitatea de funcționare în trei regimuri (STAND-BY, MUTE, NORMAL).



TDA 1554Q/TDA 1555Q ÎN CONFIGURAȚIE DUBLU STEREO



Circuite de putere pentru echipamente alimentate la rețea și echipamente de înaltă clasă

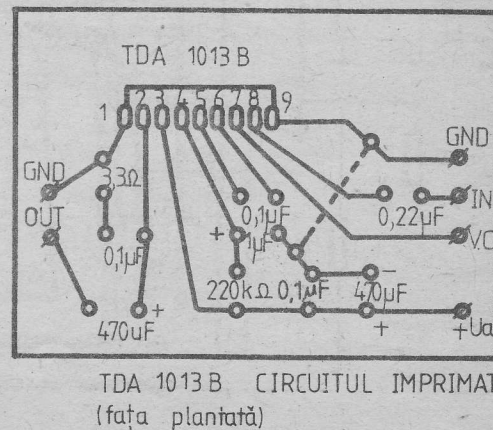
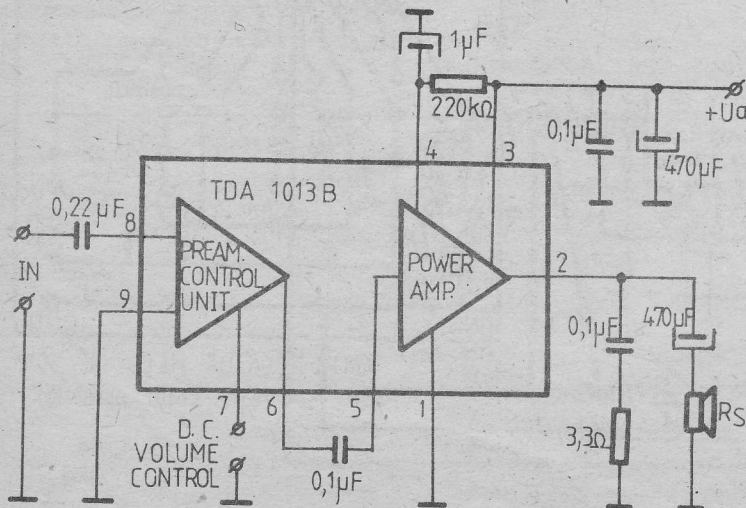
Circuitele integrate care sînt cuprinse în această grupă
au parametri tehnici superiori,
majoritatea depășind cerințele impuse de normele de înaltă fidelitate.

TDA1013B este un amplificator ce poate livra o putere cuprinsă între 4 și 10 W și dispune de:

- preamplificator și amplificator separat;
- controlul volumului în curent continuu într-un domeniu mai mare de 80 dB pentru o tensiune de comandă cuprinsă între 2 V și 7 V;

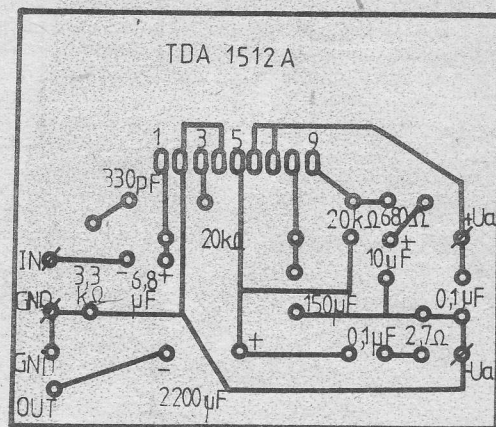
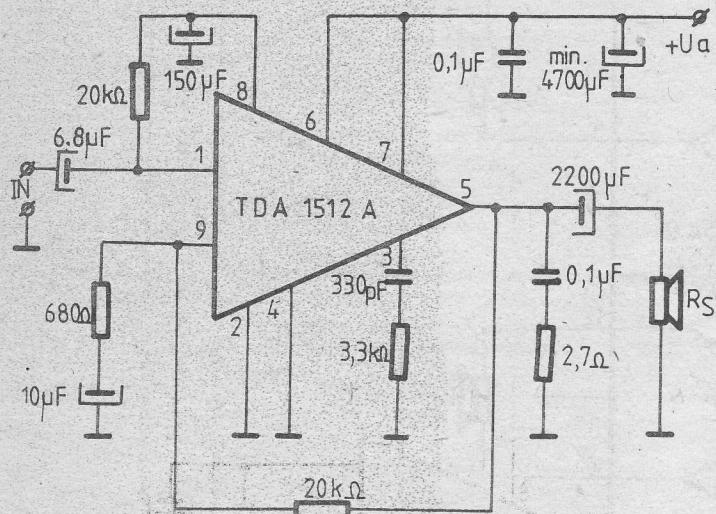
- cîștig în tensiune în buclă închisă de 38 dB ($U_a = 18$ V, $R_s = 8 \Omega$);
- număr redus de componente externe.

Circuitul livrează:
 $POUT = 4.2$ W pe $R_s = 8 \Omega$, la $U_a = 18$ V;
 $POUT = 10$ W pe $R_s = 16 \Omega$, la $U_a = 35$ V.



TDA1512A satisface cerințele normelor Hi-Fi și este compatibil pin cu pin cu TDA1520B. Circuitul se alimentează de la o sursă asimetrică cu valoarea $U_a = 15-35$ V. Circuitul asigură distorsiuni de intermodulație sub 0,1% la puterea de ie-

șire de 10 W, distorsiuni de intermodulație tranzitorii reduse și dispune de o gamă completă de protecții. Puterea de ieșire este de 20 W pe o sarcină de 4 Ω , la $U_a = 33$ V, respectiv de 7 W pe o sarcină de 8 Ω la $U_a = 25$ V.



TDA 1512 A
CIRCUITUL IMPRIMAT
(fața plantată)

TDA1514A este un amplificator de mare putere și înaltă performanță destinat utilizării în sisteme audio de înaltă calitate, receptoare radio și TV și sisteme audio digitale. Etajul final dispune de protecție termică și protecție prin funcționarea în domeniu de siguranță. De asemenea, circuitul integrat dispune de un circuit ce elimină zgomotul de la pornirea-oprirea amplificatorului prin inhibarea funcționării etajului final o scurtă perioadă de timp stabilită extern, prin alegerea valorii componentelor exterioare circuitului.

Circuitul are trei stări de funcționare obținute prin potențialul aplicat la pinul 3:

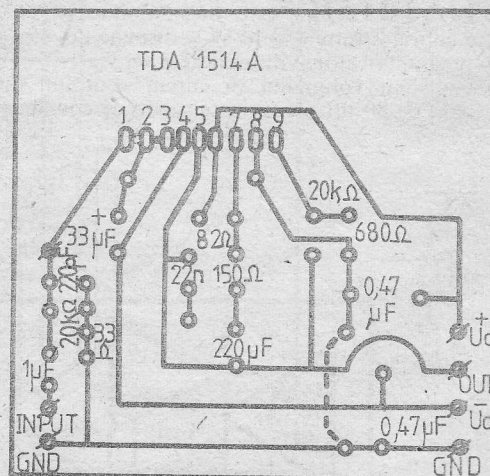
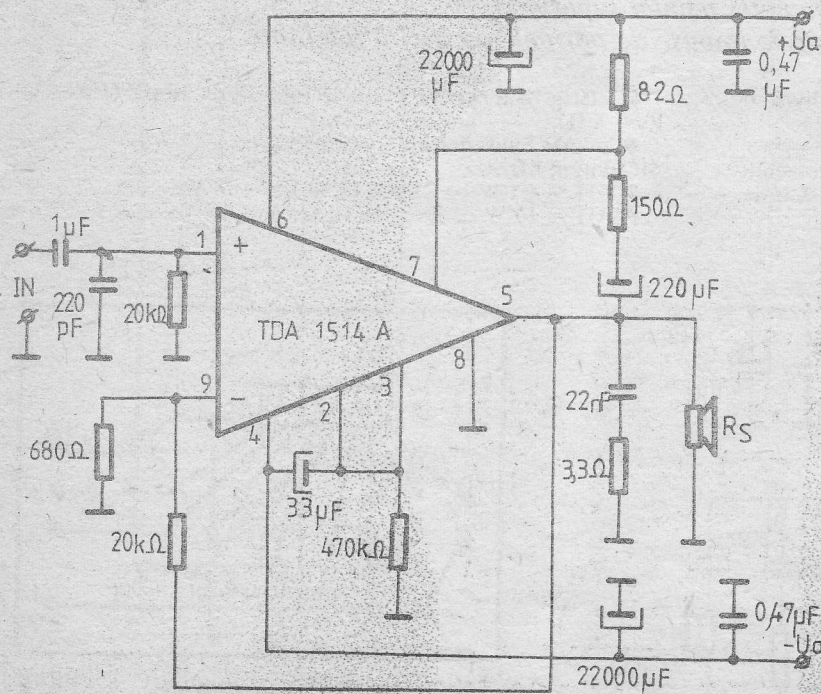
$U_3 < 1$ V → STAND-BY. Pentru a obține această condiție de funcționare, tensiunea de alimentare este cuprinsă între $\pm 4,5$ V și ± 7 V. Curentul consumat în această stare este de aproximativ 20 mA;

$U_3 = 2-4,5$ V → MUTE;

$U_3 > 5$ V → funcționare normală.

Circuitul asigură:

- un raport semnal-zgomot de minimum 82 dB la $P_{OUT} = 50$ mW;
- o viteză de creștere ridicată, $S > 10$ V/ μ s;
- câștig în tensiune în buclă închisă în valoare de 20 la 46 dB;
- tensiune reziduală la ieșire redusă (circa 2 mV), ceea ce



AMPLIFICATOR HI-FI DE 50W
CU TDA 1514A (fața plantată)

permite funcționarea a două circuite integrate în montaj punte;

- gamă completă de protecții;
- alimentarea de la surse monopolare sau bipolare.

Puterea de ieșire (pentru $U_a = \pm 27,5 \text{ V}$, $R_s = 8 \Omega$) este:

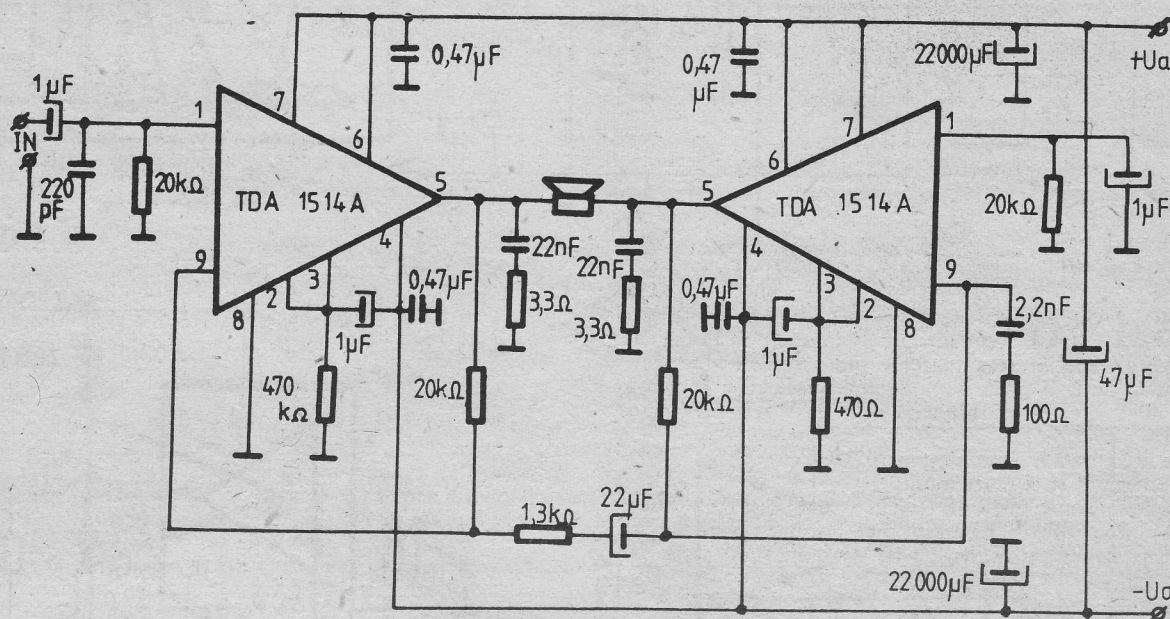
POUT (W)	d_{tot} (%)	d_{tot} (dB)
32	0,003	-90
40	0,1	-60
51	10	-20

Puterea de ieșire pentru $U_a = \pm 24 \text{ V}$, $R_s = 4 \Omega$ este:

POUT (W)	d_{tot} (%)	d_{tot} (dB)
40	0,03	-90
50	0,1	-60
65	10	-20

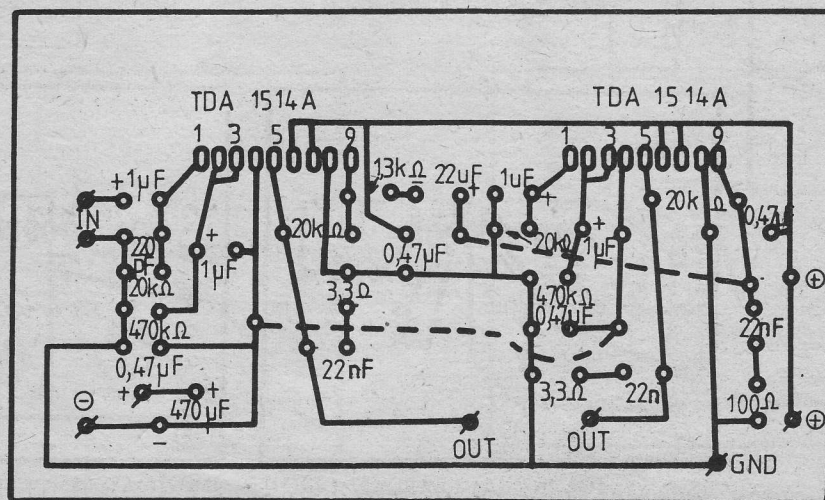
Prin funcționarea în punte a două circuite TDA1514A se poate obține o putere superioară:

POUT (W)	U_a (V)	R_s (Ω)	d_{tot}
100	± 24	8	0,1% (-60 dB)
70	$\pm 27,5$	16	0,1% (-60 dB)
65	± 20	8	0,1% (-60 dB)
55	± 15	4	0,1% (-60 dB)



AMPLIFICATOR HI-FI DE 100W CU 2×TDA 1514A

AMPLIFICATOR AUDIO HI-FI DE 100W CU 2×TDA 1514A
(fața plantată)

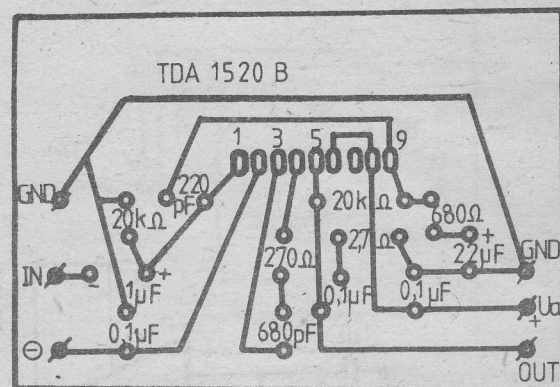
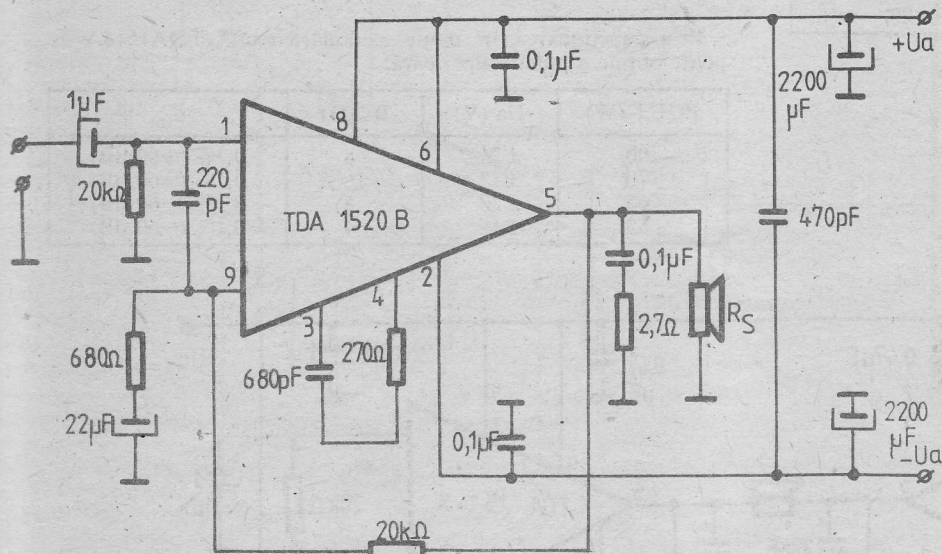


TDA1520B este un amplificator de înaltă clasă de putere medie, compatibil pin cu pin cu TDA1512A. Circuitul asigură:

- distorsiuni de intermodulație reduse (de 0,02% la $P_{OUT} = 10 \text{ W}$), ca și distorsiuni armonice reduse;
- protecție termică;

- viteză de creștere ridicată ($6 \text{ V}/\mu\text{s}$);
 - tensiune reziduală la ieșire minimă ($< 100 \text{ mV}$).
- Puterea de ieșire este:

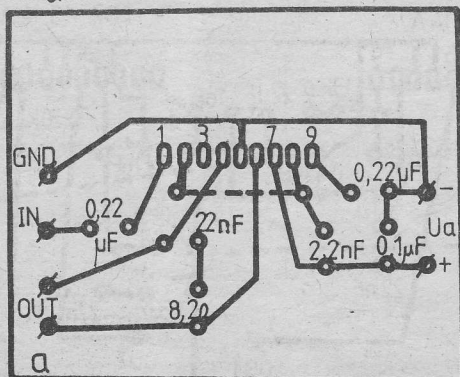
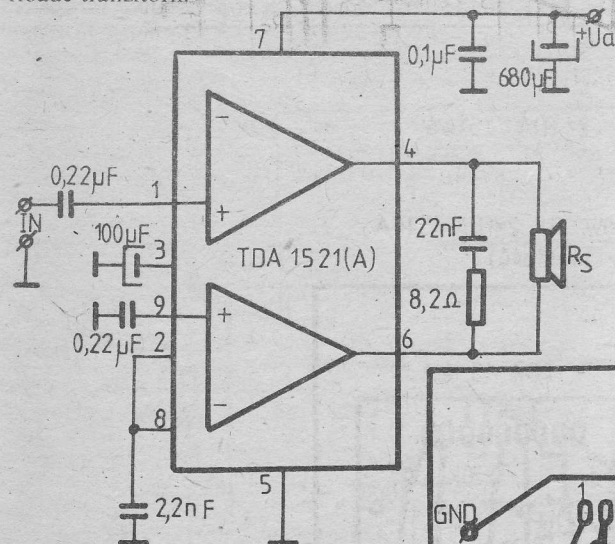
$P_{OUT} (\text{W})$	$U_a (\text{V})$	$R_s (\Omega)$	$d_{tot} (\%)$
25	± 18	4	0,5%
20	± 20	8	0,5%



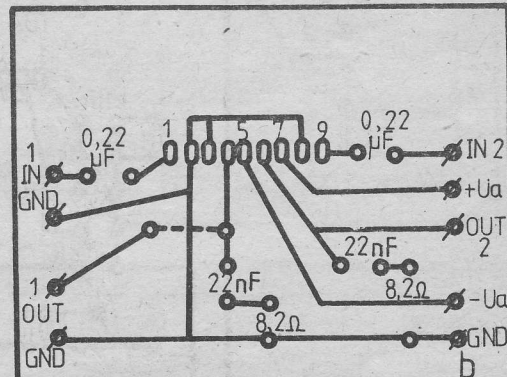
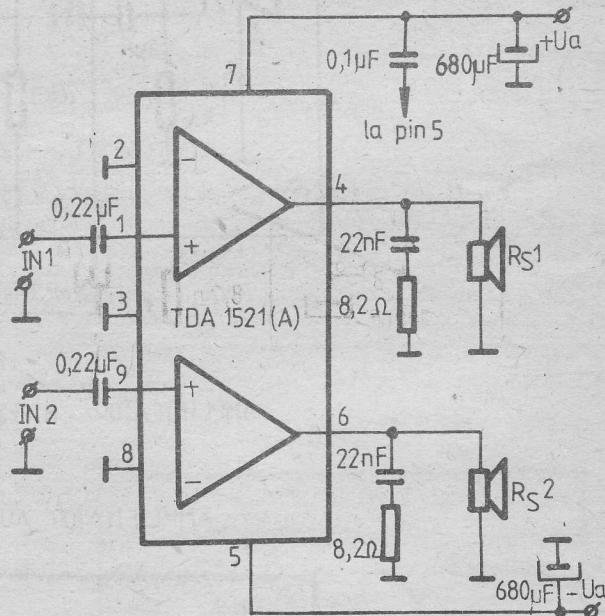
AMPLIFICATOR HI-FI DE 25W CU TDA 1520 B

TDA1521 (A) este un circuit integrat în două variante, destinat în special receptoarelor radio și TV. Circuitele pot fi alimentate de la o sursă monopolară cu tensiune cuprinsă între 15 V și 40 V sau o sursă bipolară de $\pm 7,5 \text{ V}$ la $\pm 20 \text{ V}$. Circuitul asigură:

- separare între canale de minimum 70 dB;
- protecție termică și la scurtcircuit;
- câștig fix în tensiune de 30 dB (la $U_a = \pm 16 \text{ V}$ și $R_s = 8 \Omega$);
- blocarea intrării (MUTE) în timpul pornirii-opririi sursei de alimentare pentru a evita apariția de zgomote din aceste perioade tranzitorii.



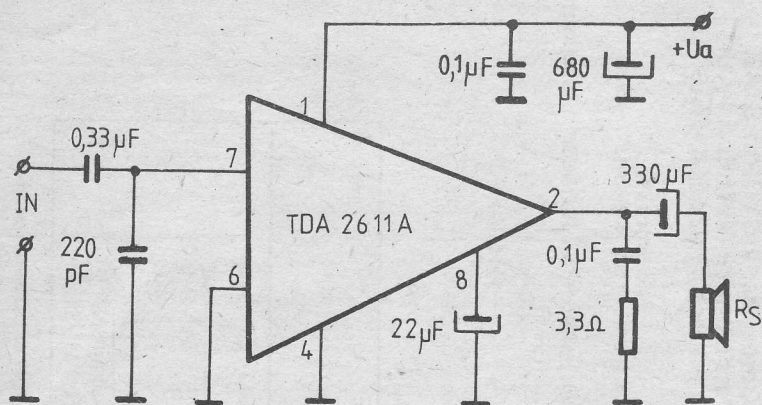
TDA 1521(A) CABLAJ CIRCUIT



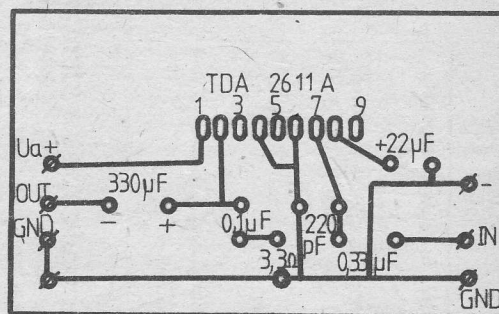
IMPRIMAT a. CONFIGURAȚIE MONO
b. CONFIGURAȚIE STEREO

TDA2611A este destinat cu precădere receptoarelor TV pentru blocul de sunet, avînd un domeniu larg al tensiunii de alimentare și necesitînd un număr redus de componente

externe. Circuitul are un câștig în tensiune în buclă închisă de 38 dB ($U_a = 18\text{ V}$, $R_s = 8\ \Omega$) și dispune de protecție termică.



AMPLIFICATOR 4-10W CU TDA 2611A

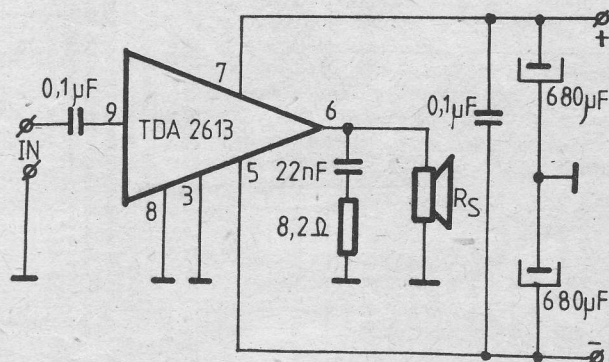
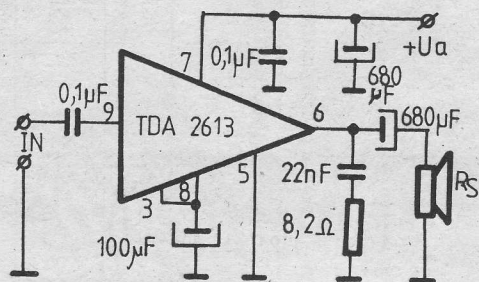


TDA 2611A FAȚA PLANTATĂ A CIRCUITULUI ÎMPRIMAT

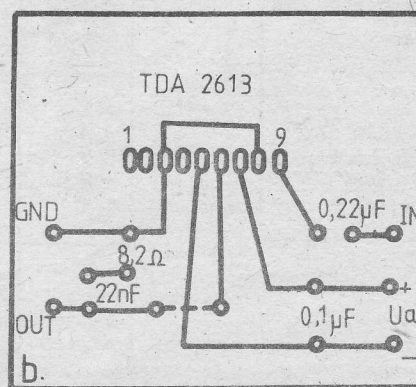
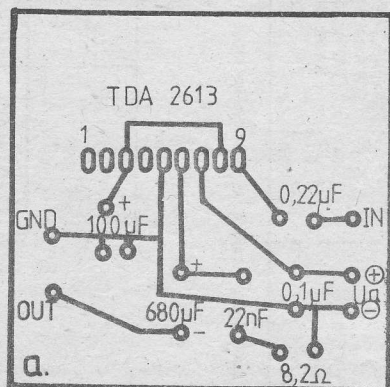
TDA2613 este o versiune mono a circuitului TDA1521A și este compatibil pin cu pin cu un canal al acestui circuit. Circuitul asigură:

- blocarea intrării la conectarea-deconectarea sursei;

- protecție termică și la scurtcircuit;
- câștig în tensiune în buclă închisă de 30 dB la $U_a = 24\text{ V}$ și $R_s = 8\ \Omega$;
- corespunde specificațiilor Hi-Fi prevăzute de IEC268.



TDA 2613. SCHEMA DE UTILIZARE PENTRU ALIMENTARE DE LA SURSE ASIMETRICĂ ȘI SIMETRICĂ



TDA 2613. TABLAJUL ÎMPRIMAT, FAȚA PLANTATĂ, ALIMENTARE ASIMETRICĂ(a) ȘI SIMETRICĂ(b)

MILIVOLTMETRU

Utilizând un montaj în punte, acest instrument măsoară tensiuni cuprinse între 50 mV și 500 V pe 9 scale. De la divizorul rezistiv semnalul este aplicat unui tranzistor FET, T1. În brațul opus, tranzistorul

FET, T4, are polarizare fixă. Dezechilibrul punții, comandat de tensiunea de intrare, este citit pe instrumentul indicator gradat în unități de măsură.

Potențiometrul R15 reglează capul de scală, iar

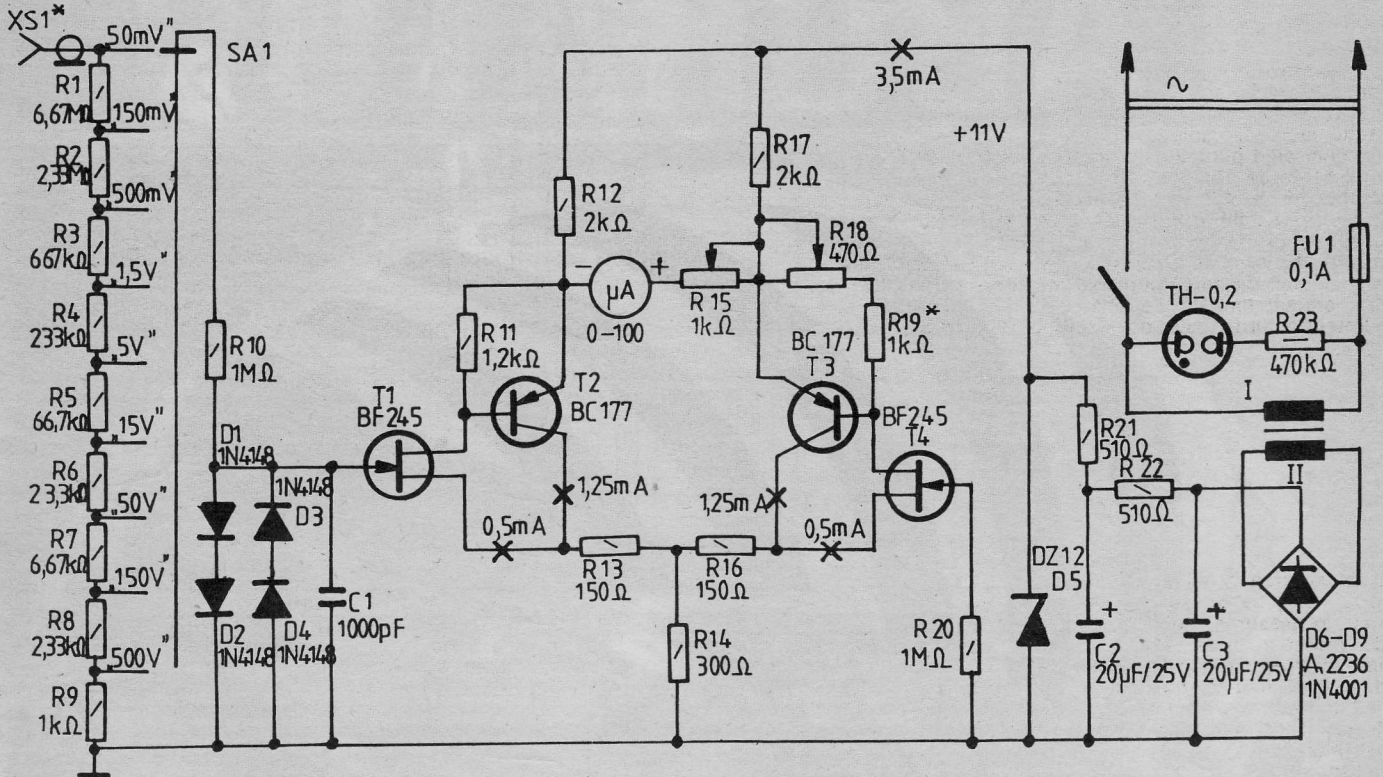
potențiometrul R18 reglează zeroul.

Rezistențele divizorului se aleg prin măsurare și inseriere sau se utilizează potențiometre semireglabile adecvate.

T1—T4 = BF245; T2—T3

= BC177; D1—D4 = 1N4148; D5 = DZ12; D6—D9 = 1N4001

Tensiunea în secundarul transformatorului este de 15 V. Becul cu neon TH 0,2 se poate înlocui cu MN8.



ADAPTOR

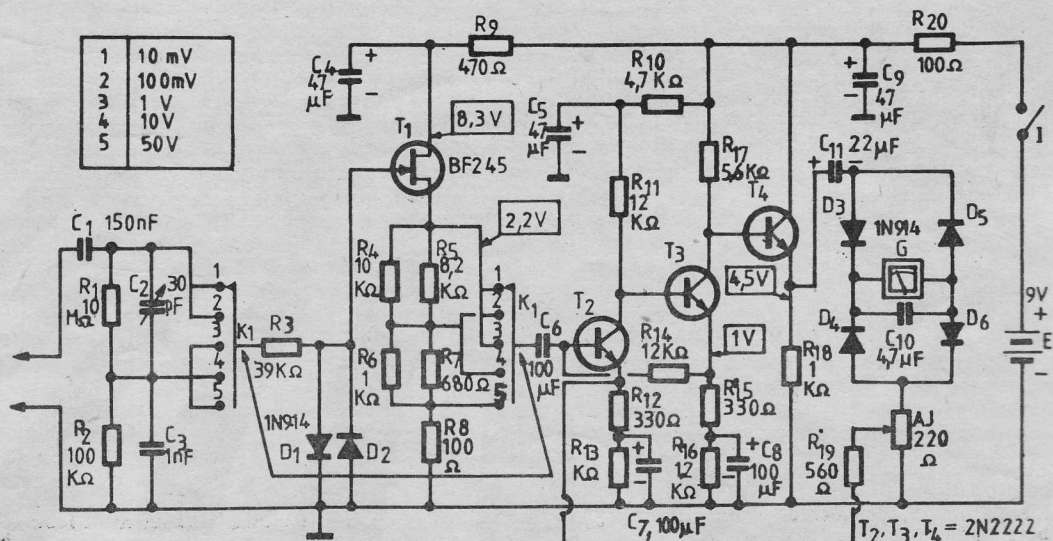
Montajul electronic cuplat cu un voltmetru de 20 kΩ/V realizează un milivoltmetru cu impedanța de intrare de 10 MΩ, pentru tensiuni alternative.

Condensatorul C1 permite trecerea numai a componentelor alternative. Din C2 se face ajustarea compensării în frecvență la 100 kHz.

În sursa tranzistorului T1 este cuplat un atenuator 1—1/10—1/50.

Gamele de măsură: 10 mV, 100 mV, 1 V, 10 V, 50 V.

Măsurarea începe de la 10 Hz și atinge valoarea de 110 kHz (1 dB atenuare).



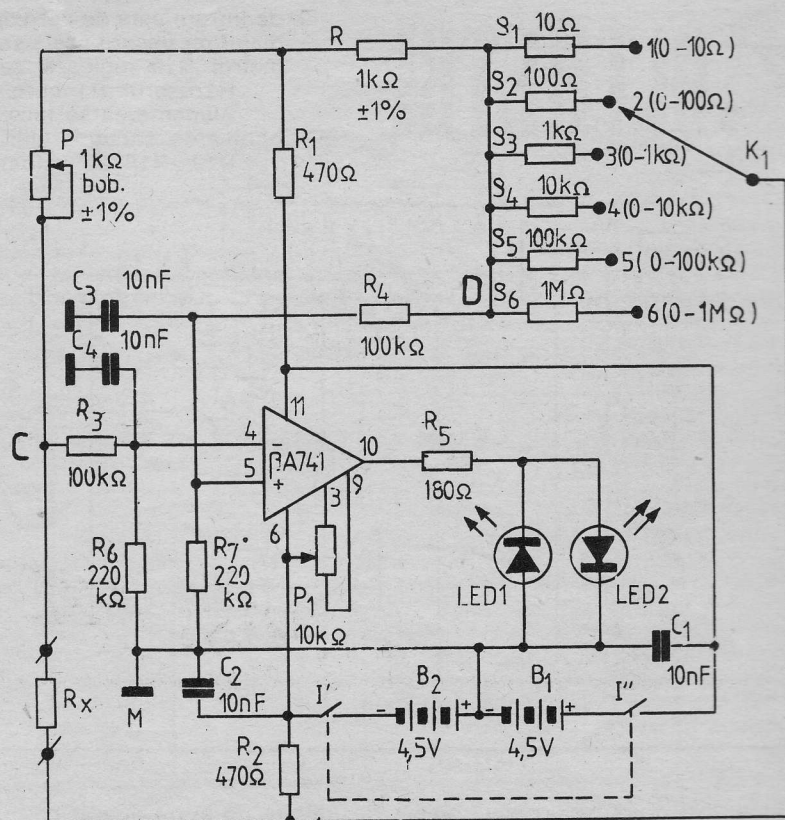
PUNTE R

Simplitatea schemei, sensibilitatea mare a indicatorului de nul și precizia bună a măsurătorilor recomandă acest montaj constructorilor începători, precum și laboratoarelor școlare.

Se remarcă introducerea rezistențelor de polarizare a intrărilor AO (R6 și R7), a condensatoarelor de decuplare pentru cele două surse (C1 și C2) și pentru intrările AO (C3 și C4), precum și a potențiometrului P1 (offset), cu ajutorul căruia se face reglajul de zero (se scurtcircuitează bornele C și D la masă și se reglează P1 astfel încât ambele LED-uri să fie stinse complet).

Atunci când puntea este dezechilibrată, între C și D apare o diferență de potențial. Această diferență de potențial este amplificată de AO și, în consecință, unul din LED-uri este aprins. La echilibru, punctele C și D au același potențial și tensiunea de ieșire a integratului este zero (în raport cu masa), deci ambele LED-uri sînt stinse. Sensibilitatea acestui detector de zero fiind foarte mare, precizia echilibrării este practic limitată de finețea potențiometrului.

Potențiometrul este prevăzut cu un cadran gradat.



La măsurarea tensiunilor alternative se folosesc pentru redresare patru diode montate în punte, avîndu-se grijă ca fiecare diodă să admită o tensiune inversă mai mare decît cea mai mare tensiune alternativă de pe scala aparatului (1N4007, F407, BA159).

Rezistorul R, montat în paralel pe instrument și care are rolul unui șunt, este necesar pentru a permite trecerea prin diode a unui curent suficient (de 5 mA).

Funcționarea ca ohmmetru este posibilă în trei game de măsură, reglajul de zero făcîndu-se cu un potențiometru P = 10 kΩ. Alimentarea se face de la o baterie de 3 V. Pentru un reglaj cît mai fin pe gamele mici de măsură, s-au introdus în paralel cu P rezistențele R4 = 20 Ω și R5 = 200 Ω.

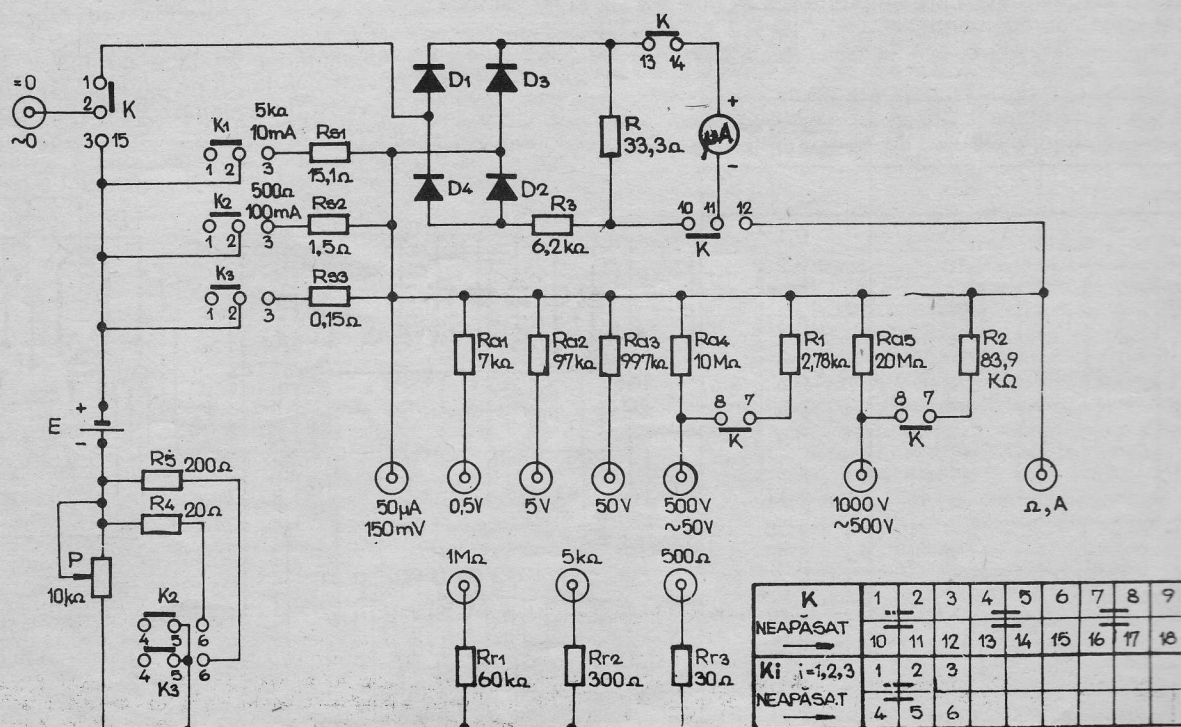
Schema a fost proiectată și realizată practic pentru un instrument de 50 μA și RA = 3 kΩ.

Pentru comutarea pe scala dorită se folosesc comutatoarele K, K1, K2, K3 cu două poziții și mai multe perechi de contacte. Schema este prezentată pentru situația cu comutatoarele neapăsate (vezi tabelul alăturat).

Cînd comutatorul K este neapăsat, instrumentul măsoară tensiuni alternative, iar cu K apăsat mă-

soară curenți, tensiuni continue și rezistențe. Din comutatoarele Ki (i = 1, 2, 3) se alege scala pentru curenți sau rezistențe.

Etalonarea se face cu ajutorul unui instrument cît mai precis, verificîndu-se fiecare scală în parte. Se recomandă ca în serie cu valorile standard ale rezistențelor ce vor fi folosite să se pună niște potențiometre (semireglabile) adecvate, care vor ușura mult etalonarea.



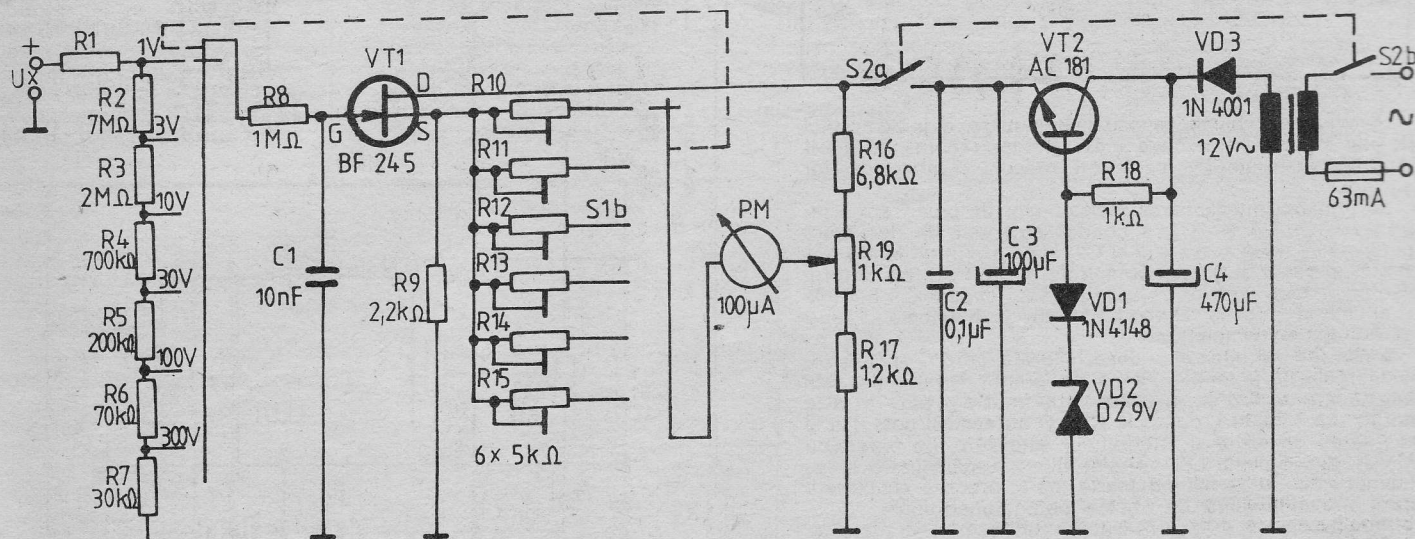
VOLTMETRU

Acest instrument poate măsura pe șase scale tensiuni pînă la 300 V. Impedanța de intrare este de aproximativ 10 MΩ. Tranzistorul FET poate fi și de tipul 2N3819. Reglajul pe fiecare scală se face din potențiometrele R10—R15, toate de 5 kΩ. Potențiometrul R19 reglează zero.

Rezistorul R1 care se montează are valoarea de 2,2 MΩ.

Alimentarea se face cu o sursă stabilizată. Transformatorul se realizează prin rebobinarea secundarului unui transformator de sonerie.

R10—R15 au valoarea maximă de 5 kΩ.



Cu numai două tuburi electronice, recuperate de la un aparat de radio se poate realiza o punte RC foarte simplă și precisă.

Se poate vedea că elementul de control al echilibrului este asigurat de un ochi magic cu două sensibilități (EM4, EM11), precedat de un amplificator realizat cu un tub pentodă-diodă (dublă diodă) tip EBF11, EBF21, 6P 7C sau o pentodă și o diodă cu germaniu.

Potențiometrul de reglaj de 5 kΩ trebuie să fie bobinat și de foarte bună calitate.

Rezistențele și condensatoarele etalon trebuie să fie cu toleranța de maximum 1% și de calitate (RPM, MJT și, respectiv, multistrat).

Înainte de montarea rezistențelor și condensatoarelor etalon se face etalonarea potențiometrului (cadranului acestuia), după cum urmează: se aleg patru rezistențe etalon de 1 kΩ, 2 kΩ, 8 kΩ și 10 kΩ, care se montează la bornele Cx și Rx ca în tabel (precizia recomandată 0,5%).

Valoarea rezistenței (kΩ)		Gradația cadranului
Rx	Cx	
1	10	0,1
2	10	0,2
2	8	0,25
1+2	10	0,3
1+2	8	0,375
1	2	0,5
8	10	0,8
8+1	10	0,9
10	8+2	1
10	8+1	1,11
10	8	1,25
10+2	8	1,5
2	1	2,0
8	1+2	2,67
8	2	4,0
10	2	5,0
10+1	2	5,5
8	1	8,0
10	1	10,0

PUNTE RC

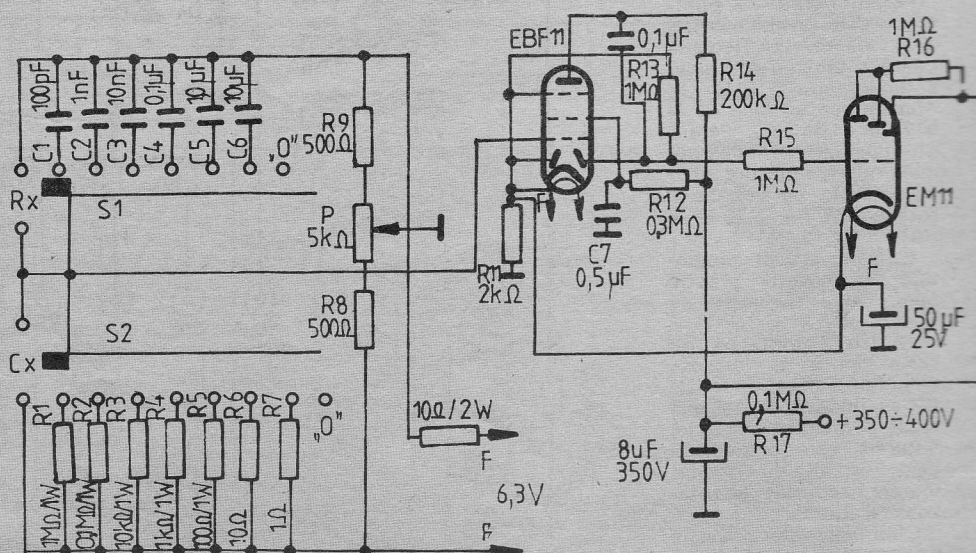
Măsurarea Rx se face prin trecerea comutatorului S1 în poziția 0 și alegerea la S2 a unei poziții la care influența asupra ochiului magic este maximă, iar apoi cu potențiometrul P se determină poziția pentru care umbra este maximă.

$$R_x = R_{\text{etalon}} \times I_{\text{indicele cadranului}}$$

Pentru Cx se trece S2 în poziția 0 și se face similar determinarea cu S1 și P.

$$C_x = C_{\text{etalon}} \times I_{\text{indicele cadranului}}$$

Alimentarea se face cu 6,3 V alternativ la filamente și cu 300—350 V tensiune anodică, putînd fi utilizate transformatorul și redresorul aceluiași aparat de radio de la care provin tuburile electronice.

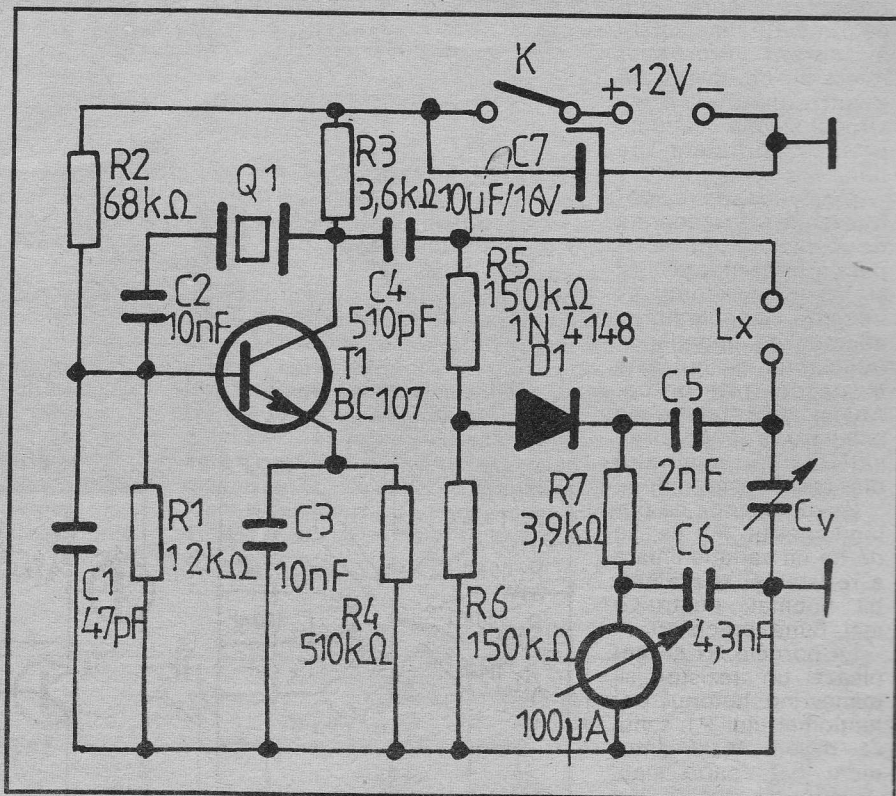


MĂSURAREA INDUCTANȚELOR MICI

În practica radioamatorilor, foarte des se pune problema realizării și măsurării unor inductanțe (bobine pentru US) cu valoarea cuprinsă între 1,5-16 μH . Un aparat simplu, ușor de realizat, destinat măsurării inductanței bobinelor realizate este prezentat în figura alăturată. După cum se observă, schema cuprinde un oscilator pilotat cu un rezonator cuarț, care va debita la ieșire un maxim de tensiune atunci când bobina cu inductanța necunoscută, în serie cu condensatorul variabil C_v , va rezona pe frecvența cristallului Q_1 . Acest maxim de tensiune este redresat prin D_1 și filtrat prin C_5 ; C_6 ; R_7 și indicat prin instrumentul analogic cu maximum 100 μA la cap de scală.

Valoarea lui Q1 nu este critică. Recomand utilizarea unui cuarț cu frecvența cuprinsă între 6,5 și 8 MHz. O oarecare atenție se va acorda condensatorului variabil Cv. Se va urmări ca exemplarul utilizat să aibă capacitatea reziduală (valoarea la „complet deschis”) cit mai mică. Valoarea maximă („complet închis”) va fi de 180—220 pF. Practic aceste valori Cv minim și Cv maxim vor determina gama valorii de inductanță ce se poate măsura cu aparatul.

Calibrarea aparatului se va face introducând între bornele Lx bobine cu inductanță cunoscută (etalon) de 2,5; 5; 7,5; 10; 12,5 și 15 μH ; se manevrează butonul Cv pînă la indicația maximă a μA -metrului, marcînd în jurul axului



condensatorului variabil pozițiile corespunzătoare fiecărui etalon în parte. Aparatul realizat cu valorile componentelor din schemă acoperă domeniul de interes al radioamatorilor. Pentru cei ce doresc să măsoare inductanțe mai mari de 15 μH se va schimba Q1 cu un cristal

de 1—3 MHz, iar C_v va fi de 500—1 000 pF și invers, pentru bobine cu inductanță mai mică de 2 μ H, Q_1 va fi de 10—13 MHz, iar C_v de maximum 80 pF. Desigur, amatorul interesat poate monta Q_1 în soclu, iar cu un C_v de 100 pF și un set de condensatoare fixe de 100 pF

în paralel printr-un comutator va acoperi o plajă mult mai largă de induc-tanțe măsurabile. În acest caz, pentru fiecare Q1 și poziție a comutatorului (condensator paralel cu C_v), axul C_v -ului trebuie recalibrat cu bobine eta-lon corespunzătoare.

Cuplată cu un frecvențimetru numeric care măsoară numai pînă la 40 MHz, sonda descrisă alăturat permite extinderea domeniului pînă la 150 MHz.

Adaptorul este, de fapt, un numărator-divizor prin 4. Pentru o funcționare corectă sînt necesare tranzistoare cu frecvența limită f_T în jur de 1 000 MHz (ZT245, BFT95, BFY90 sau BF183, sortate).

Schema este formată din două bistabile divizoare prin doi, plus două amplificatoare separate.

Primul bistabil conține tranzistoarele T1—T4. Urmează un etaj amplificator-separator realizat cu tranzistoarele T5—T7. Al doilea circuit basculant bistabil folosește tranzistoarele T8—T11. Semnalul de ieșire se culege printr-un repetor (T12).

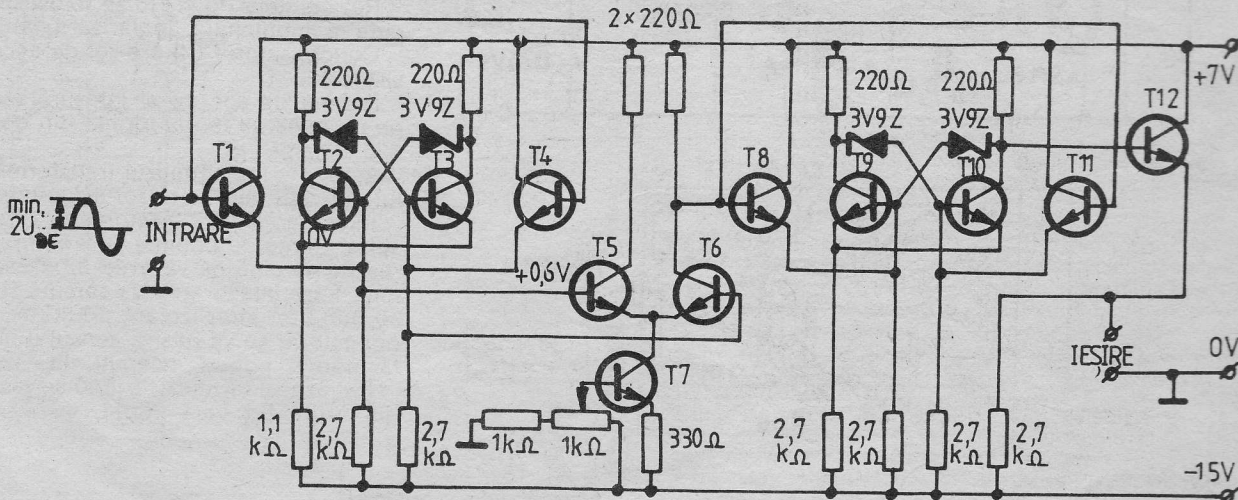
Dacă semnalul de ieșire este insuficient pentru a activa frecvențmetrul, se intercalează un etaj amplificator similar celui reali-

zat cu tranzistoarele
T5—T7.

Pe afişajul frecvenţei se va putea citi o frecvenţă de patru ori mai mică decât cea de la intrarea adaptorului. Deci, pentru a afla valoarea reală a frecvenţei, cifra in-

dicată se înmulțește cu 4.

Tensiunile nu necesită o stabilizare deosebită, dar necesită o filtrare bună. În paralel cu condensatoarele electrolitice, în sursă se vor conecta și condensatoare de $0,1 \mu\text{F}$ de tip multistrat.



SONDĂ PENTRU FRECVENTMETRU

PUNTE RC

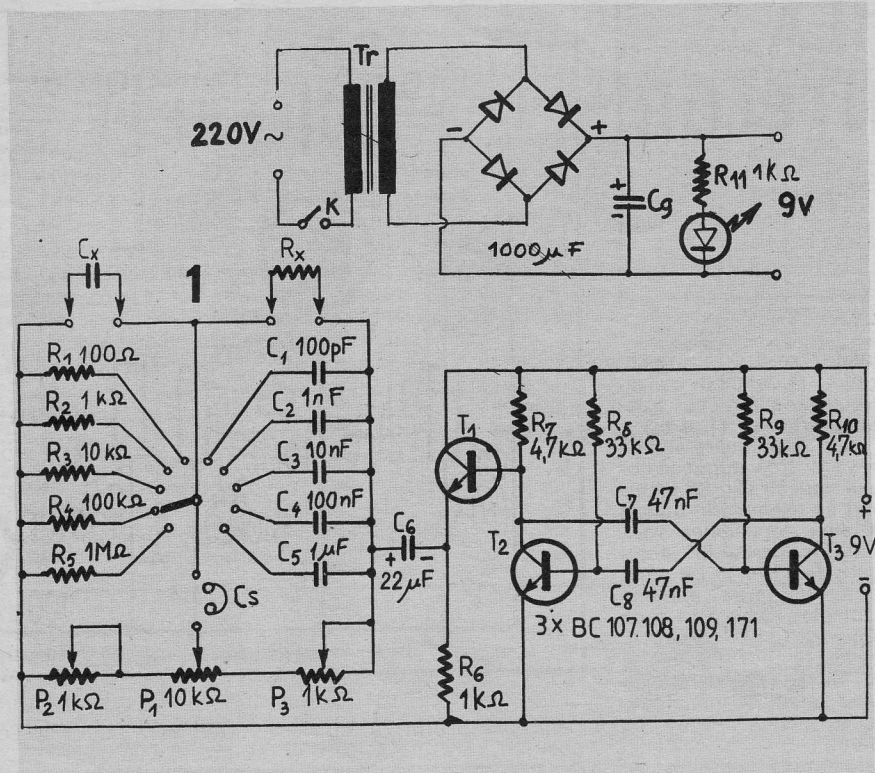
Aparatul de măsură prezentat alături este o punte RC alimentată în curent alternativ. Acest tip de aparat are avantajul unei construcții simple și al unei precizii suficient de bune.

Tensiunea de audio-frecvență este generată de multivibratorul echipat cu tranzistoarele T2 și T3. Tranzistorul T1 lucrează ca separator și adaptor de impedanță. Indicatorul de nul este o cască telefonică. Atunci când relația de echilibru a punții este satisfăcută, semnalul din cască este nul.

Se recomandă ca potențiometrul P1 să fie de tip cu variație liniară a rezistenței și preferabil bobinat, pentru o mai bună precizie.

La bornele Rx se cuplează un rezistor și, manevrând butonul potențiometrului P1, tonul va deveni la un moment dat foarte slab, dovadă că puntea s-a echilibrat.

Având în vedere faptul că factorul de multiplicare al fiecărei sub-

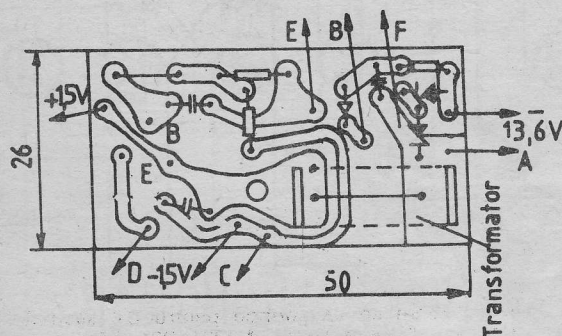
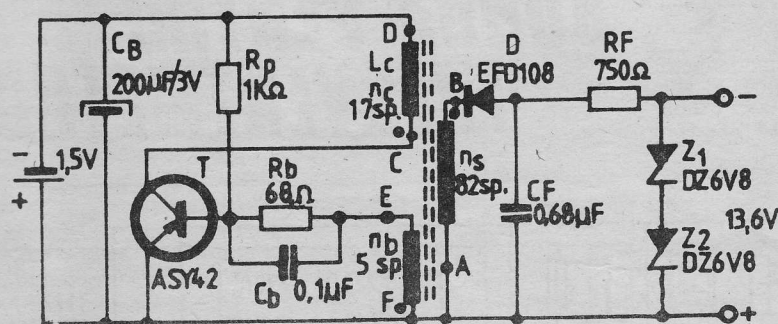


game este 10, iar domeniul de măsură se întinde între 10^2 și 10^6 , se poate trece la etalonarea aparatului.

Mai întâi, pe panoul frontal, în dreptul potențiometrului, se fixează o bucată de hirtie albă, mai groasă, de dimensiunile 10×10 cm, care va constitui scala. Pe axul potențiometrului se va fixa, solidar cu butonul, un ac indicator. Se pune acum comutatorul pe poziția 10^3 , iar la bornele Rx se conectează o rezistență de $10 \text{ k}\Omega$, precizie 1%, și se reglează potențiometrul pentru tonul. În acest moment pe scală se fixează un reper. Se schimbă apoi valoarea rezistenței Rx în toată subgama, la fiecare nouă valoare marcându-se pe scală reperul respectiv. Din P2 și P3 se fixează capetele de scală.

Pentru celelalte subgame controlul etalonării se face prin sondaj. La etalonarea aparatului pentru condensatoare se procedează la fel.

SURSĂ PENTRU OHMMETRU



Tranzistorul va fi de tipul AC180, AC184, AC188. Pentru redresare se va folosi o diodă detectoare cu germaniu, cu tensiune inversă admisă de 50 V. Diodele Zener vor fi de tip DZ6V8 (0,3 W). Rezistențele sînt de 0,25 W.

Condensatorul CB are rolul de a șunta rezistența internă a elementului galvanic, care crește în timp. Condensatoarele Cb și CF vor fi de tip mylar, la 100 V. Rezistențele Rp și Rb se folosesc pentru pornirea mai rapidă a montajului (polarizare inițială).

Condensatorul Cb are rol de accelerare a comutării tranzistorului.

Bobina de șoc nc și înfășurările nb, ns vor fi executate pe un miez de ferită, format din două jumătăți E20 cu AL = 630 nH/sp².

Se poate folosi miezul transformatorului de atac al etajului de linii din televizorul portabil „Sport”.

Înfășurarea de colector are 17 spire, iar cea de bază 5 spire. Sîrma de bobinaj va fi de tip CuEm 0,5 mm. Înfășurarea de sarcină ns va avea 82 de spire din sîrmă CuEm 0,1 mm. Între înfășurarea de sarcină și celelalte două înfășurări se pune un strat izolant din hirtie de condensator. În mod obligatoriu se va păstra sensul de bobinare pentru toate înfășurările, notînd începuturile.

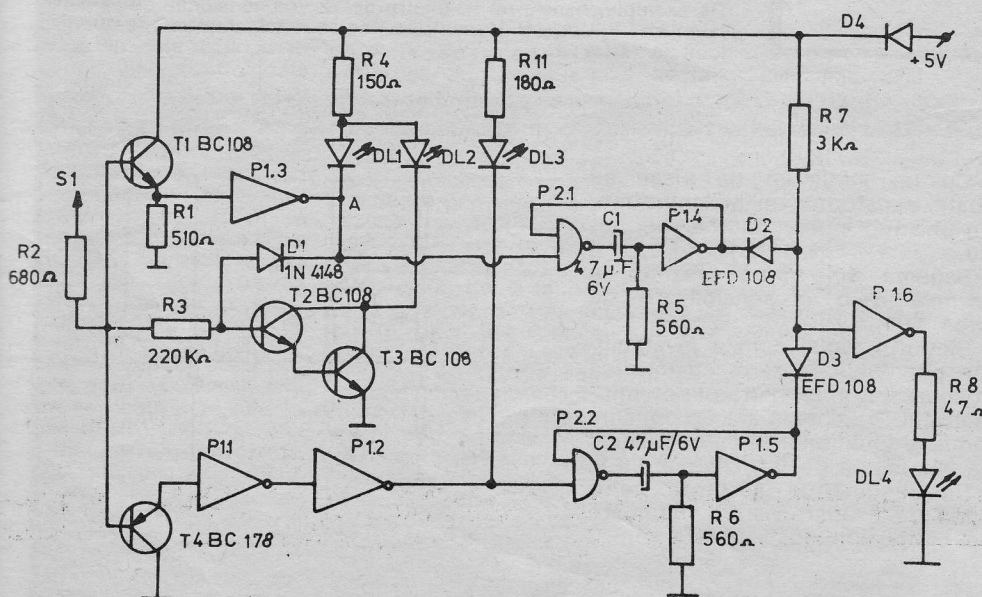
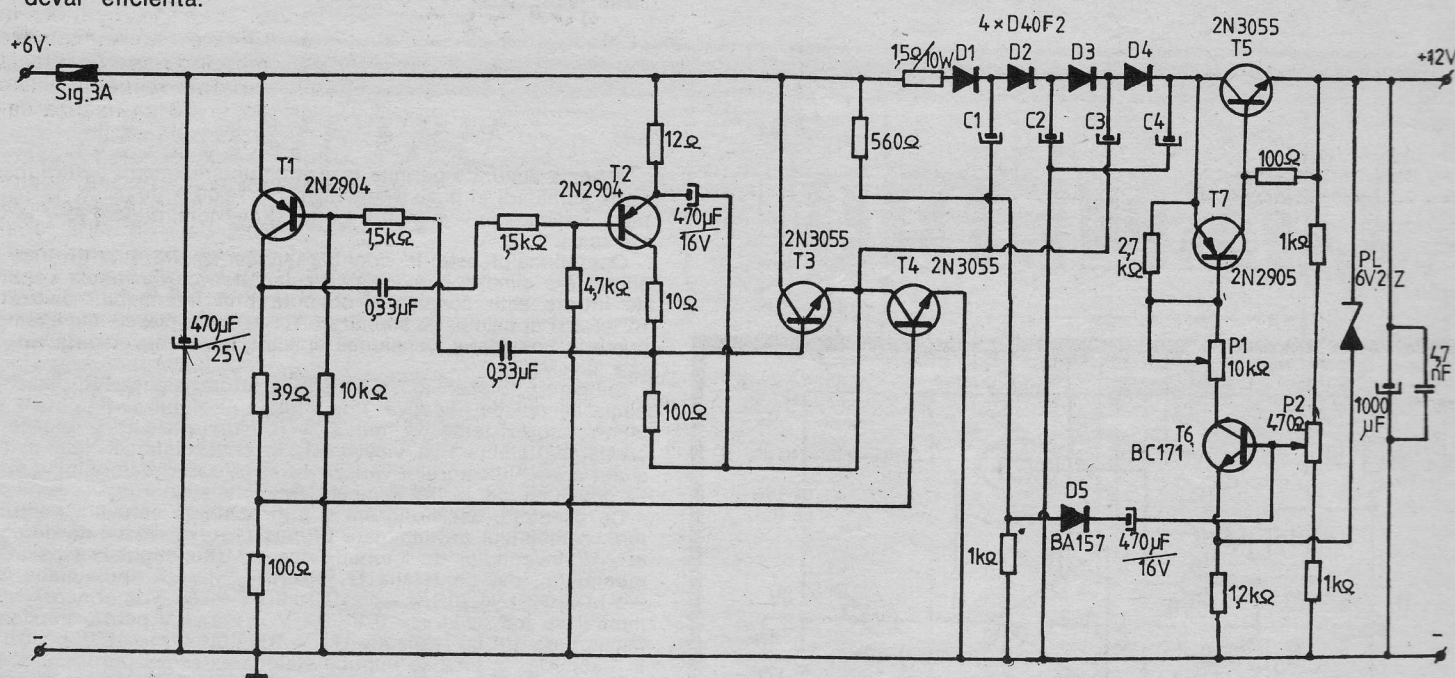
În lipsa unui miez tip E20 se mai poate folosi și un miez din ferită tip oală 18×11 , cu AL = 630 nH/sp².

CONVERTIZOR 6V-12V

Montajul din figură este un convertizor continuu-continuu 6 V—12 V și se adresează în special posesorilor de autoturisme „Trabant”. Principalul avantaj îl constituie faptul că se evită folosirea transformatoarelor, care sînt greu de procurat sau de construit, au un gabarit și greutate importante. Tranzistoarele utilizate sînt dintre tipurile uzuale.

Analizînd schema, se poate constata că acest convertizor este constituit din următoarele blocuri distincte: un multivibrator format din tranzistoarele T1 și T2, un etaj de putere constituit cu T3 și T4, un triplor de tensiune (diodele D1, D2, D3, D4 plus condensatoarele aferente) și în final un stabilizator de tip serie cu tranzistoarele T5, T6, T7. Într-un convertizor ca acesta este obligatoriu să se prevadă pe ieșire un stabilizator de tensiune. Din acest motiv nu a fost suficient doar un dublor, ci a fost necesar un triplor de tensiune; în acest caz, tensiunea la intrarea stabilizatorului este suficient de ridicată pentru ca stabilizarea să fie într-adevăr eficientă.

De asemenea este important ca C1, C2, C3, C4 ale triplorului de tensiune să aibă o capacitate importantă, cel puțin 2 200 μ F, mai ales dacă se are în vedere un consum mare. Din potențiometrul P2 = 470 Ω , liniar, se reglează valoarea tensiunii pe ieșire; aceasta nu este obligatoriu să fie 12 V, important este ca diferența de potențial între colectorul și emitorul lui T5 să fie de minimum 2,5 V, altfel nu mai avem practic efect de stabilizare. Din potențiometrul P1 = 10 k Ω , liniar, se reglează pragul de curent la care intră în funcțiune protecția electronică, aceasta fiind foarte utilă în special în cazul unui scurtcircuit accidental. Se recomandă determinarea experimentală a diverselor praguri de acțiune și apoi reglarea potențiometrului la nivelul de curent maxim dorit. De îndată ce consumul va depăși această valoare, tranzistorul T5 va fi blocat. Bineînțeles, tranzistoarele T3, T4 și T5 se vor monta pe radiator, toate trei fiind de tip 2N3055.



TESTER TTL

Circuitul permite determinarea stării logice „0” sau „1” a intrărilor (în „aer”), cit și vizualizarea impulsurilor de scurtă durată ($t \geq 40$ ns).

În funcție de nivelul de tensiune pe vârful (sonda) S1, se deschid tranzistoarele T1, T4, aprinzînd LED-urile corespunzătoare. Astfel, pentru starea logică „1” se deschide T1, iar prin P11 LED-ul DL1 se aprinde. Pentru „0” lucrează T4, P12, P13 și DL3. Pentru starea nedeterminată „X” se deschid T2, T3, aprinzînd LED-ul DL2. Peste 2,2 V pe S1 se aprinde DL1 (starea „1”), potențialul în punctul 1 scade și prin dioda D1 tranzistoarele T2, T3 se blochează și DL2 se stinge.

Impulsurile de scurtă durată sînt detectate de cele două monostabile care prin P14 comandă dioda DL4 care se va aprinde pentru 0,1 secunde.

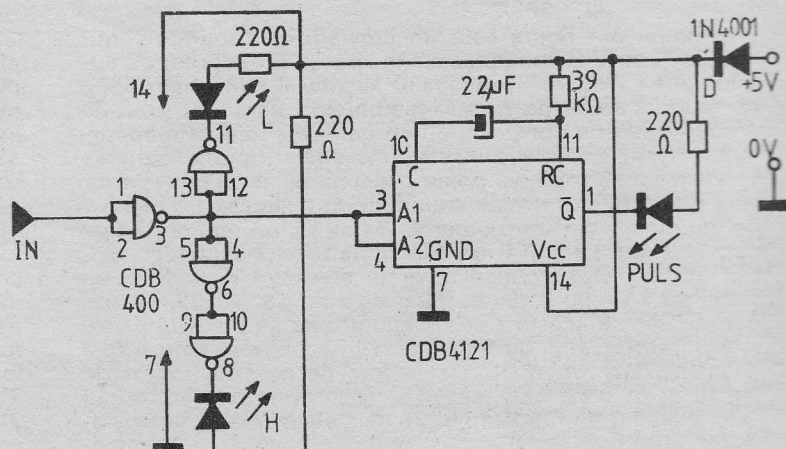
D4 este de tip 1N4001. P21 și P22 sînt o parte dintr-un CDB400, iar P11—P16 reprezintă inversoarele unui CDB404E.

TESTER TTL

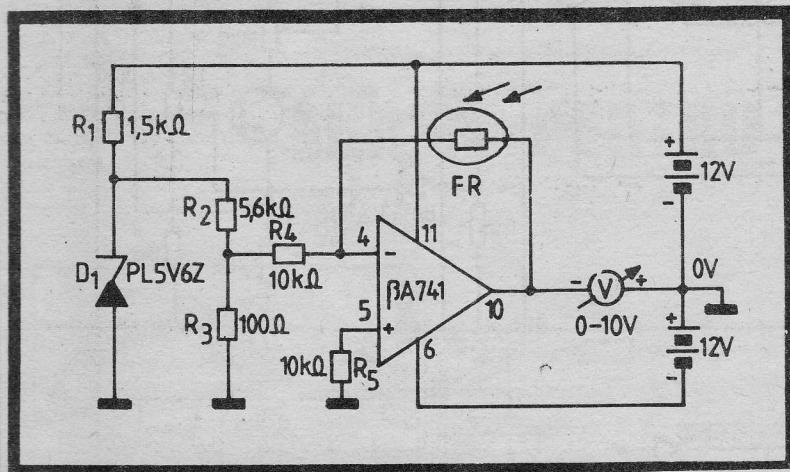
Acest dispozitiv este foarte util pentru vizualizarea stărilor logice la circuitele TTL. Nu poate fi utilizat pentru vizualizarea stărilor circuitelor CMOS, deoarece curentul relativ mare de intrare duce în mod cert la deteriorarea acestora.

Funcționarea dispozitivului este foarte simplă și nu mai necesită explicații. LED-ul „L” indică starea logică LOW la intrare, iar LED-ul „H” starea HIGH. Ultimul LED indică un semnal alternativ la intrare și este foarte util pentru detectarea impulsurilor scurte. Circuitul sesizează impulsuri de câteva zeci de nanosecunde sau chiar mai scurte.

Montajul se realizează pe o plăcuță de circuit imprimat și se încorporează într-un stilou sau un pix, de unde se conectează, cu ajutorul unor fire prevăzute cu cleme, la alimentarea circuitului verificat.



LUXMETRU



Schema alăturată permite realizarea unui luxmetru pentru măsurarea iluminării în plaja orientativă $0 \div 1\,000\text{ lx}$, folosind ca instrument indicator un voltmetru de tensiune continuă cu 10 V la cap de scală.

Operaționalul este în configurație de amplificator inversor cu alimentare simetrică, având particularitatea că tensiunea continuă de intrare este constantă, obținută prin intermediul divizorului R_2-R_3 și al celei de stabilizare R_1-D_1 ; cu piesele din exemplul numeric considerat, tensiunea aplicată intrării inversoare este de cca 0,1 V.

Elementul fotosensibil îl constituie fotorezistența FR, plasată în bucla de reacție negativă. Prin variația nivelului de iluminare ambiantă, fotorezistența își modifică rezistența electrică (scade cu creșterea iluminării și viceversa); în consecință, câștigul în tensiune al amplificatorului variază corespunzător, determinând variația tensiunii de ieșire, indicată de voltmetru.

De exemplu, dacă utilizăm o fotorezistență care are pentru limita domeniului de iluminare propus (10^3 lx), rezistența de cca 1 kΩ, iar în condiții de întuneric cca 1 MΩ, câștigul în tensiune al montajului, dat de relația $G_v \approx -FR/R_4$, variază aproximativ între $-1\text{ k}\Omega/10\text{ k}\Omega = -0,1$ și $-1\text{ M}\Omega/10\text{ k}\Omega = -100$. Prin urmare, instrumentul va indica $U = -0,1 \cdot 0,1\text{ V} = -0,01\text{ V}$ pentru iluminarea maximă de 10^3 lx , respectiv $U = -100 \cdot 0,1\text{ V} = -10\text{ V}$, pentru FR în întuneric. În final se impune etalonarea scalei prin comparație.

Dacă se utilizează un voltmetru cu altă indicație la cap de scală sau dacă se dorește un alt domeniu de iluminare, fotorezistența și tensiunea diferențială de alimentare se aleg în mod corespunzător. De exemplu, pentru un voltmetru de 12 Vcc, tensiunea de alimentare se va lua de $\pm 15\text{ V}$, pentru a ține cont de saturația operaționalului la ieșire.

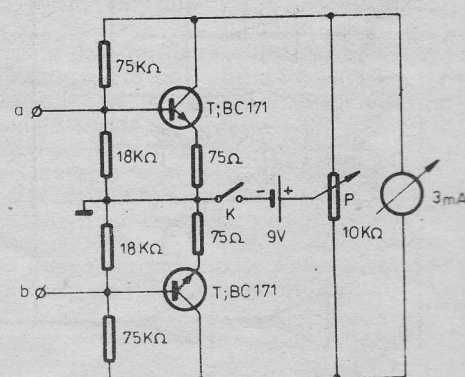
ADAPTOR PENTRU APARATE DE MĂSURĂ

Cu un minimum de piese se poate transforma un miliampermetru obișnuit într-un microampermetru.

Schema din figură prezintă la bornele a—b o sensibilitate de circa $90\text{ }\mu\text{A}$.

Singurul reglaj constă în stabilirea punctului de zero, cu intrarea în scurtcircuit, cu ajutorul potențiometrului P. Schema are un consum redus și funcționează cu o tensiune de alimentare de 9 V pînă la 7,5 V.

Se recomandă sortarea celor două tranzistoare pentru parametri pe cît posibil egali (I_{bo} și β).



Montajul din figură transpune curentul slab de la intrare într-un curent mai puternic, I_o , măsurat de instrumentul μA .

Dacă instrumentul indică la cap de scală $I_o = 50 \mu A$, atunci se pot obține domeniile:

$$I_1 = \frac{R}{P_1 + R_1} I_o = \frac{10}{100} 50 = 5 \mu A;$$

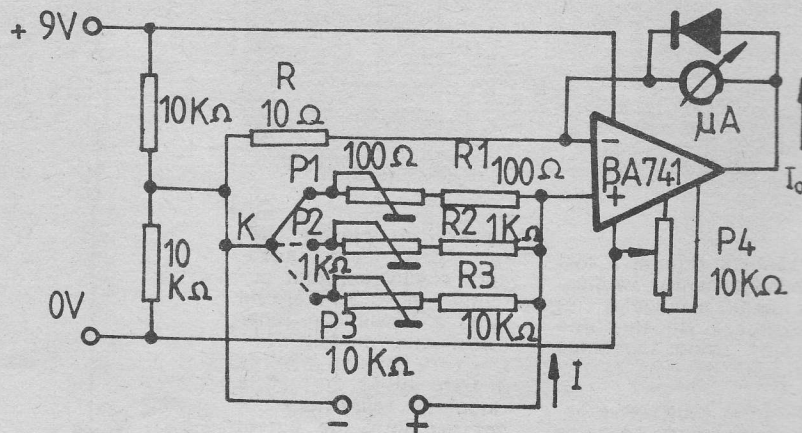
$$I_2 = \frac{R}{P_2 + R_2} I_o = \frac{10}{1000} 50 = 500 nA;$$

$$I_3 = \frac{R}{P_3 + R_3} I_o = \frac{10}{10000} 50 = 50 nA.$$

Potențiometrul P4 este accesibil din exterior pentru reglajul de zero al aparatului, care este diferit pe fiecare dintre scale.

Este recomandabil ca instrumentul μA să aibă o rezistență internă R_i cât mai coborâtă deoarece altfel (în special în cazul domeniului de 50 nA), tensiunea diferențială de intrare se reflectă puternic asupra instrumentului, producând dificultăți la aducerea la zero.

NANOAMPERMETRU



BETAMETRU CU CITIRE DIRECTĂ

Montajul alăturat este destinat măsurării factorului de amplificare în curent, β (beta) și a curentului rezidual ICBO pentru tranzistoarele npn și pnp de mică putere. Principiul avantaj al său îl constituie citirea directă și liniară a valorilor beta pe scala unui miliampermetru uzual (0,05—5 mA, respectiv 0,06—6 mA), care poate fi eventual cel existent în AVO-metrul de care dispune amatorul. În acest caz, montajul se poate realiza sub formă de adaptor, incluzând și sursa diferențială de alimentare.

Schema completă de principiu este dată în figura 1, unde sînt precizate și rolurile celor trei comutatoare. Astfel, tipul de structură (pnp sau npn) a tranzistorului de măsurat se selectează inițial din comutatorul K1.

Pentru măsurarea lui ICBO, se trece K2 în poziția „ICBO”, comutatorul K3 fiind pe „zero”. Citirea este directă (se va folosi întîi un domeniu mare, de 5—6 mA, al instrumentului, pentru orice eventualitate, după care sensibilitatea se poate mări pînă la 50—60 μA).

Măsurarea factorului beta include două etape, și anume:

— aducerea la zero a instrumentului (K1 în poziția corespunzătoare, pnp sau npn, K2 în poziția „zero/ β ” și K3 în poziția

„zero”), prin manevrarea potențiometrelor P1÷P3 și — măsurarea propriu-zisă, prin trecerea lui K3 în poziția „ β ” și citirea pe instrument.

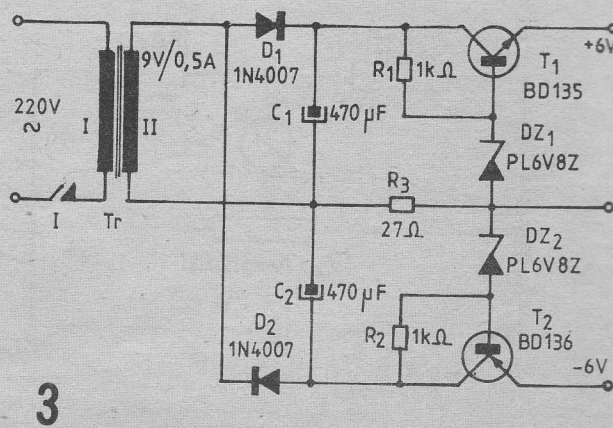
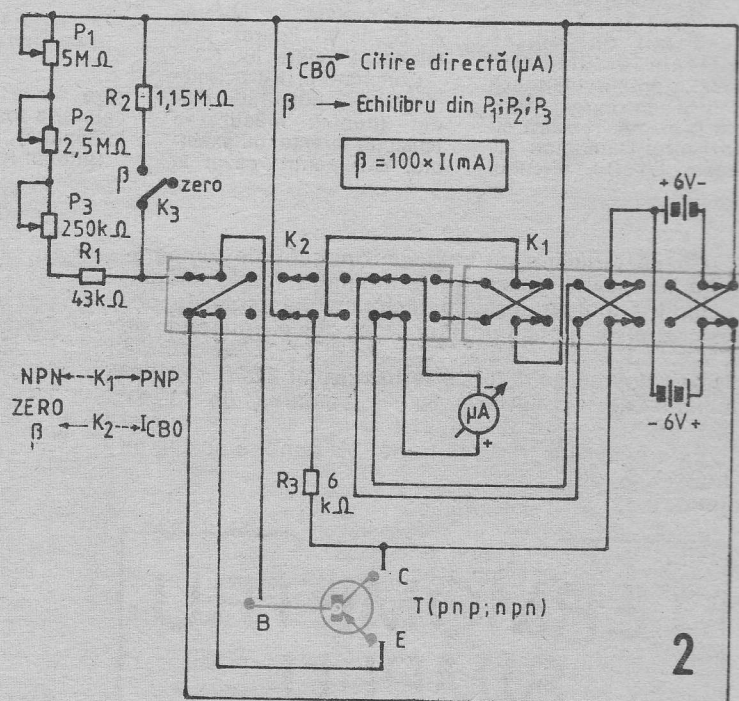
Aranjamentele au fost astfel făcute încît valoarea reală a factorului beta să se obțină prin simpla multiplicare cu 100 a intensității I măsurate (și exprimată în miliamperi).

Schema de principiu este greu de urmărit din cauza celor trei comutatoare. De aceea ilustrăm în figura 2 situația concretă de măsurare a factorului beta pentru un tranzistor pnp. Se observă că rezistența R3, circuitul emitor-colector al lui T și cele două surse de 6 V inseriate formează o „punte”, în a cărei diagonală este introdus miliampermetrul. Aducerea la zero (cînd R2 este deco-

nectată) înseamnă deci stabilirea din P1÷P3 a unui curent de 1 mA prin circuitul emitor-colector al lui T, dată fiind valoarea lui R3 de 6 k Ω . La măsurarea propriu-zisă, cînd se conectează și R2, bazei lui T i se aplică o creștere de curent de cca 10 μA , ce are ca efect creșterea de beta ori mai mare a curentului de colector.

Cu valorile indicate, plaja de măsurare β este orientativ 5÷600. Ea poate fi extinsă pînă la 1000 dacă se folosește un potențiometru P1 de cca 10 M Ω .

Pentru obținerea unor rezultate bune, este obligatoriu să se utilizeze la alimentare o sursă dublă stabilizată, de exemplu ca aceea din figura 3.



TESTER PENTRU DIODE ZENER

Montajul alăturat a fost conceput pentru verificarea rapidă a diodelor stabilizatoare de tensiune (Zener) având tensiunea nominală de pînă la cca 24 V.

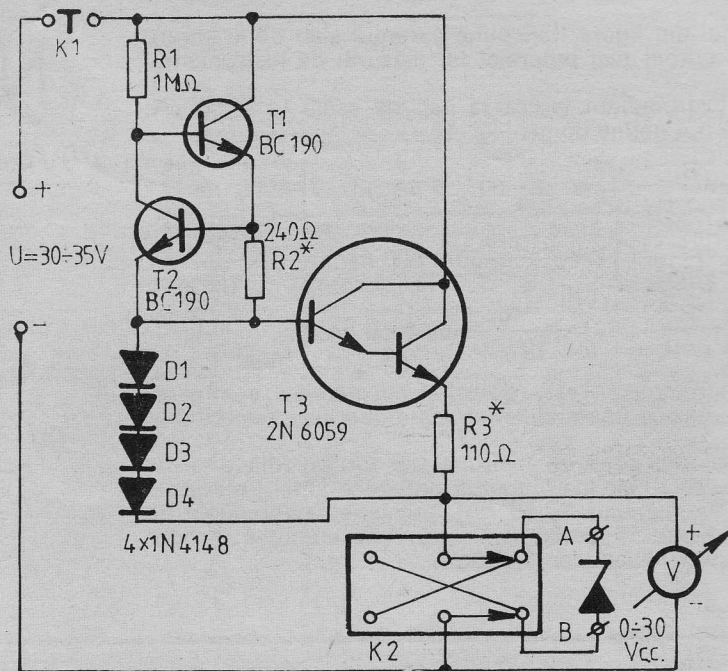
În acest scop se va utiliza o sursă de tensiune continuă U de cca 30–35 V (nu neapărat stabilizată, dar foarte bine filtrată), dimensionată pentru un curent de ordinul zecilor de miliamperi.

În locul obișnuitei rezistențe de limitare, montajul propus utilizează o sursă de curent constant $I \approx 10$ mA, realizată cu tranzistorul Darlington T3, diodele D1÷D4, circuitul

T1–T2 cu piesele aferente și R3. Pentru a asigura efectiv constant curentul I într-o plajă atât de largă a tensiunilor Zener investigate, diodele D1÷D4, care asigură referința în baza lui T3, au fost, la rîndul lor, alimentate tot printr-o sursă de curent constant, realizată cu T1 și T2.

Curentul I se ajustează la valoarea de 10 mA pentru o diodă DZ de cca 12 V (conectată la bornele A–B, ca în figură), prin tatonarea valorii lui R3.

Comutatorul K2 permite inversarea polarității diodei (pentru măsurarea tensiunii directe, de exemplu, sau pentru cazul în



care dioda nu este marcată și a fost conectată la întimplare).

Butonul K1, normal des-

chis, se va apăsa (închide) numai după racordarea diodei la bornele A–B. Tranzistorul Darlington

T3 poate fi de orice tip (npn), care să suporte o tensiune emitor-colector de pînă la 40–50 V.

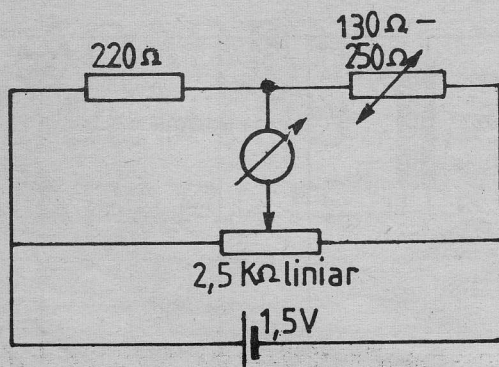
Cu un termistor cu coeficient negativ de temperatură se poate realiza un termometru foarte simplu.

Pentru temperatura de etalonare se reglează potențiometrul corespunzător (de obicei punctul de 0°C).

La valoarea de 250 Ω a termistorului avem o sensibilitate de 5,1 $\mu A/^{\circ}C$, iar la valoarea de 130 Ω, 4,1 $\mu A/^{\circ}C$.

Este necesară trasarea punct cu punct a scalei, ea nefiind liniară.

TERMOMETRU SIMPLU

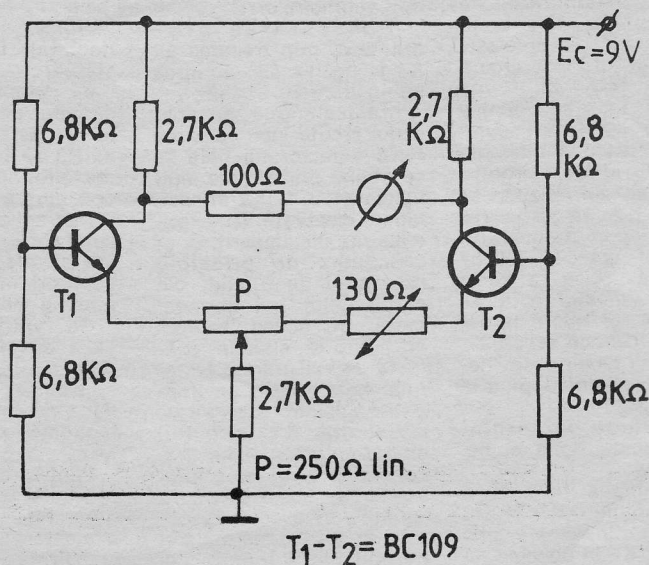


TERMOMETRU ELECTRONIC

Utilizînd o schemă de amplificator diferențial cu tranzistoare și introducînd pe una din ramuri un termistor, obținem o schemă simplă, dar sensibilă, de termometru. După reglarea minimului de scală (de exemplu 20°C), se etalonează scala punct cu punct.

Schema a fost concepută pentru domeniul 20–45°C.

Piesele simetrice se selectează egale, iar tranzistoarele se împerechează și se cupleză termic. Instrumentul are scală de 1 mA.

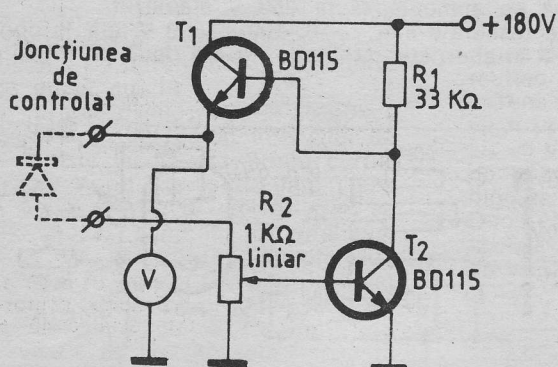


MĂSURAREA TENSIUNII DE STRĂPUNGERE

Circuitul descris permite măsurarea tensiunilor de străpungere Vcbo, Vceo și Vebo pentru cele mai multe tipuri de tranzistoare de semnal mic. Se mai pot măsura, de asemenea, diode Zener și diode redresoare de mică putere. Dimensiunile mici ale schemei permit introducerea ei într-un tranzistormetru, lărgind astfel posibilitățile acestuia. Tensiunea de alimentare de 180 V se obține comod, prin intermediul unui mic convertizor, consumul schemei fiind foarte redus.

Rezistența R1 polarizează tranzistorul T1, astfel ca acesta să fie în conducție, tensiunea fiind aplicată joncțiunii de control. Atunci T2 intră în conducție, ceea ce duce la o cădere de tensiune pe baza lui T1. Potentiometrul R2 permite reglajul optim al curentului Ibr. Voltmetrul indică direct V_{br} la care se adună căderea de tensiune pe R2 (aceasta se poate însă neglija fără probleme).

Tranzistoarele utilizate sînt de putere, cu tensiune de lucru ridicată (BD115, BF459).



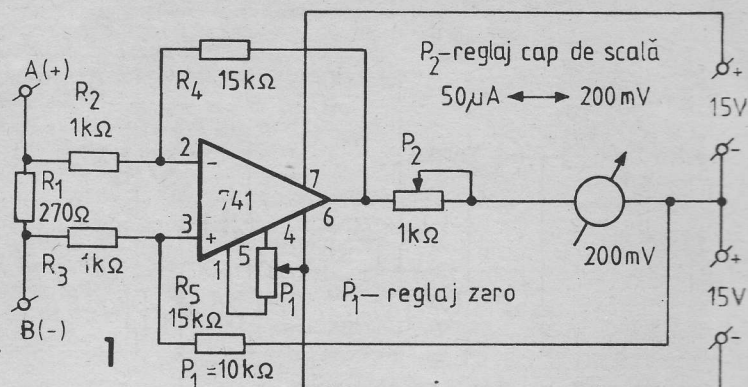
Schema se compune din două blocuri distincte, anume un generator de curent constant (realizat cu tranzistorul T1 și piesele aferente), care debitează pe rezistența necunoscută Rx, și un milivoltmetru c.c. (operaționalul cu piesele aferente), care măsoară căderea de tensiune produsă de acest curent la bornele lui Rx.

Operaționalul (BA741 sau similar) lucrează în configurație de amplificator neînversor de tensiune continuă, cu câștigul de cca 100 (1+R9/R10). Grupul R12 + R13, plasat la ieșire, se calibrează la etalonare la 1 kΩ; deci pentru ca instrumentul de 1 mA să indice la cap de scală, tensiunea de ieșire trebuie să fie de 1 kΩ. 1 mA = 1 V, respectiv tensiunea de intrare trebuie să fie de cca 1 V: 100 = 10 mV.

Generatorul de curent utilizează tranzistorul T1, potențialul bazei fiind stabilit la cca 5,6 V cu ajutorul diodei Zener DZ. Prin urmare se obține în emitor un potențial constant de cca 5 V. Această tensiune stabilizată alimentează rezistența Rx prin intermediul uneia dintre rezistențele R3—R8, care dictează practic curentul prin Rx (pentru fiecare domeniu în parte, rezistența suplimentară corespunzătoare este mult mai mare ca Rx). Acest aranjament s-a făcut pentru a obține variații nesemnificative ale curentului prin Rx (mai mici de $\pm 0,2\%$) atunci când rezistența necunoscută variază de la zero la valoarea corespunzătoare capului de scală, pe fiecare domeniu în parte.

Masa sursei diferențiale de ± 9 V care alimentează milivoltmetrul se va lega direct la generatorul de curent constant, ca o măsură de precauție pentru diminuarea căderilor de tensiune parazite pe firele milivoltmetrului.

Etalonarea aparatului se realizează folosind rezistențe Rx cunoscute și acționind corespunzător asupra elementelor semireglabile R14 și R12. Pentru început se trece comutatorul K pe domeniul de 10Ω , se scurtcircuitează bornele Rx și se aduce acul instrumentului la zero din R14 (regla-



MICROAMPERMETRY

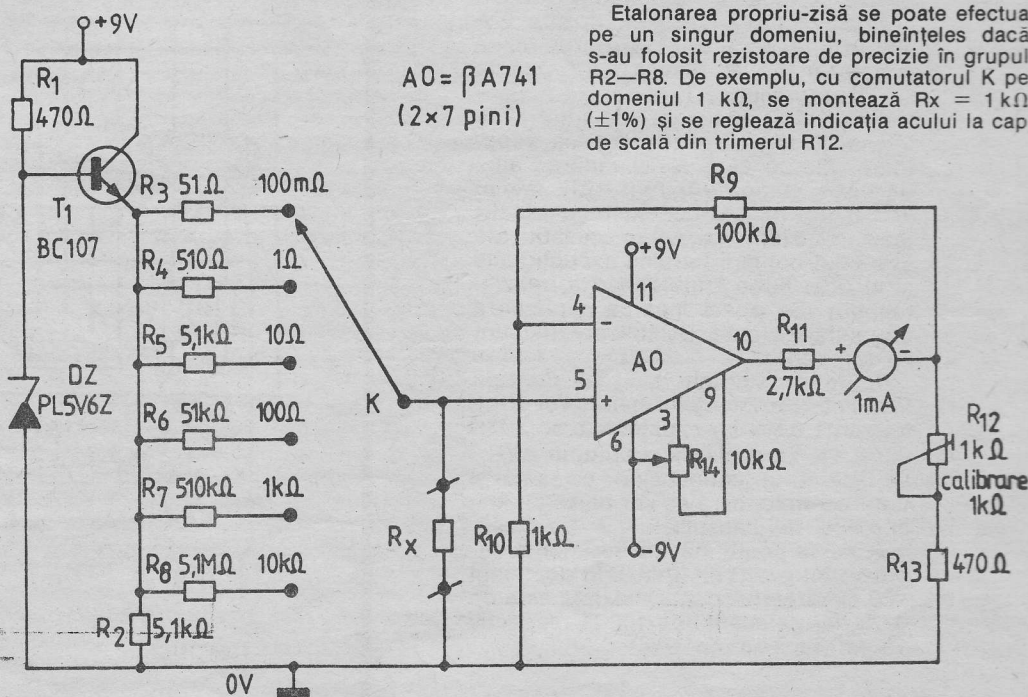
Adaptorul transformă un instrument de 200 mV într-un microampermetru de 50 μ A cu minimum de piese.

Schema nu prezintă particularități, consumul mic permițând o alimentare din orice tip de surse stabilizate.

Reglajul la zero se face cu bornele AB în aer, iar reglajul la cap de scală se face prin introducerea bornelor AB în serie, într-un circuit care conține un aparat etalon și o sursă de curent constant de 50 μ A.

La integratul BA741 cu 2x7 pini avem echivalența: 3 și 9 offset; 4 intrare (—); 5 intrare (+); 6 sursă minus; 10 ieșire; 11 sursă plus.

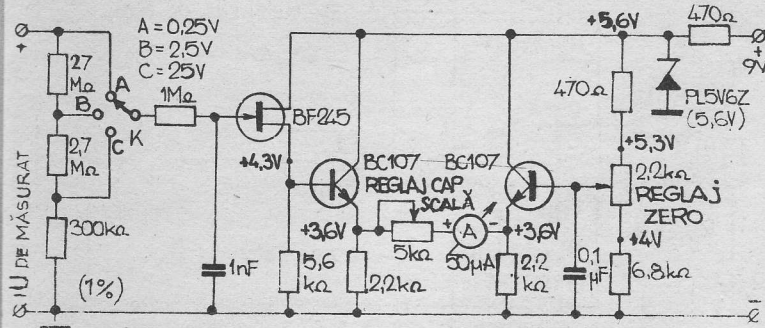
OHMMETRU LINIAR



jul de offset). Înlăturînd scurtcircuitul la Rx, acul trebuie să devieze peste capul de scală. Operația nu este periculoasă pentru timp scurt, grație limitărilor asigurate de R11, R12 și R13, în serie cu instrumentul. Se scurtcircuitează din nou bornele Rx, se trece comutatorul K pe domeniul de 100 mΩ și se urmărește obținerea unei deviații minime a acului, prin rețutarea fină a poziției lui R14. Practic trebuie să obținem o citire mai mică de 2 mΩ. Dacă acest lucru nu este posibil, înseamnă că firul conductor 0 V a fost prost conectat sau avem rezistențe semnificative în bornele scurtcircuitate.

Etalonarea propriu-zisă se poate efectua pe un singur domeniu, bineînțeles dacă s-au folosit rezistoare de precizie în grupul R2—R8. De exemplu, cu comutatorul K pe domeniu 1 k Ω , se montează $R_x = 1\text{ k}\Omega$ ($\pm 1\%$) și se reglează indicația acului la cap de scală din trimmerul R12.

MILIVOLTMETRU



Impedanța de intrare a schemei propuse este de 30 M Ω . Acest lucru este dat de utilizarea divizorului indicat în poarta tranzistorului cu efect de câmp de tip BF245. Curentul absorbit de poartă este extrem de mic — practic neglijabil.

În funcție de poziția comutatorului K, aparatul măsoară tensiunile continue aplicate la intrare în domeniile $0 \div 0,25$ V, $0 \div 2,5$ V, respectiv $0 \div 25$ V.

Alimentarea se poate face de la baterii sau de la orice sursă de 9 V bine filtrată, montajul fiind prevăzut cu o celulă proprie de stabilizare. Tranzistoarele BC107 (BC108, BC109) vor fi sortate, căutându-se exemplare cu factori beta cît mai apropiați.

Din potențiometrul de 2,2 k Ω

se face reglajul de zero (cu bornele de intrare în scurtcircuit), iar din potențiometrul de 5 k Ω se reglează capul de scală (cu o tensiune etalon aplicată la intrare). Dacă valorile rezistențelor din divizor sînt precise (cu toleranța de cel mult 1%), capul de scală se păstrează pe toate cele trei domenii, cu factorul de multiplicare corespunzător.

Instrumentul indicator (microampermetru de cca 50 μA) va avea scala gradată echidistant de la 0 la 25, cu subdiviziuni. La nevoie se poate folosi și unul cu scala gradată liniar de la 0 la 30, fie efectuând etalonarea cu cap de scală la diviziunea 25, fie recalculând divizorul pentru domeniile 0—0,3 V, 0—3 V, 0—30 V.

VOLTMETRU ELECTRONIC SIMPLU

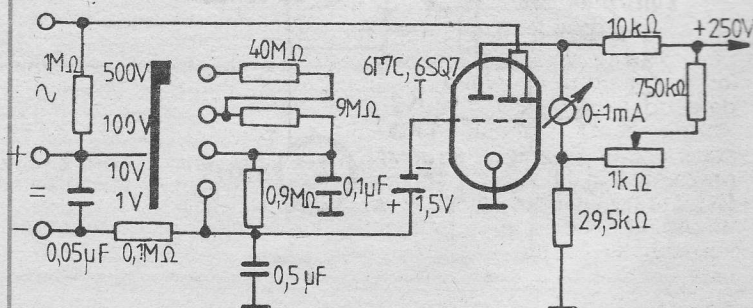
Cu un singur tub electronic se poate realiza un voltmetru electronic de curent continuu și alternativ de precizie ridicată, pe un domeniu mare de frecvențe ale semnalului măsurat.

Particularitatea schemei constă în utilizarea unui element de 1,5 V ca sursă de negativare (durata de viață în funcționare fiind egală cu durata de viață în depozitare).

Se poate utiliza orice tub triodă-diodă (dublă diodă) sau chiar pentodă-diodă (cu pentoda conectată ca triodă).

Schema se alimentează la 250 V stabilizat.

Gamele măsurate sînt 1, 10, 100 și 500 V, atît în continuu, cît și în alternativ. Montajul nu are decît un reglaj de zero.

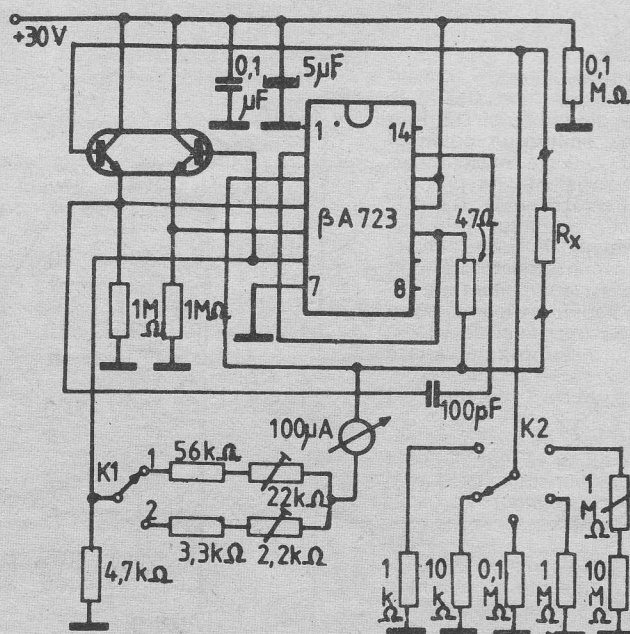


OHMMETRU DE PRECIZIE

Un ohmmetru de precizie se poate realiza cu schema din figură. Poziția normală a lui K1 este 1. Poziția 2 a fost introdusă pentru măsurarea rezistențelor mai mici. Pentru 100 Ω cap de scală, se comută K1 pe poziția 2. Pentru mărirea impedanței de intrare se folosesc două tranzistoare ca repetitoare. Ele se aleg astfel încât să aibă un câștig static de curent h_{21E} minim 100 la $I_C = 10 \mu A$, de exemplu LM394 (sau KC810). Varianta aceasta are avantajul cuplării termice excepționale și al unei bune împerecheri a tranzistoarelor. Se poate încerca cuplarea a două tranzistoare BC109 pe un șunt termic comun.

Toate rezistențele sînt cu peliculă metalică. Rezistențele etalon vor fi cu toleranța 0,5%, iar rezistențele de 1 M Ω vor fi 1%. Decuplarea circuitului β A723 se face cu un condensator cu tantal și unul ceramic, care se vor plasa cît mai aproape de capsulă.

Schema poate măsura rezistențe cuprinse între 5 Ω și 10 M Ω . În domeniul 100 Ω —1 M Ω eroarea maximă este de 0,5%, iar pe scările de 100 Ω , respectiv 10 M Ω , maximum 2%.



VIZUALIZAREA SIMULTANĂ A DOUĂ SEMNALE

Adaptorul descris este destinat vizualizării simultane a două semnale cu un osciloscop monospot și prezintă caracteristici foarte bune. Principiul de funcționare este următorul: în timpul unui cadru (timpul în care fasciculul electronic al tubului catodic baleiază ecranul de la stînga la dreapta), se vizualizează unul dintre semnale, iar în timpul corespunzător cadrului următor se vizualizează celălalt semnal ș.a.m.d. Vizualizarea alternativă a celor două semnale aplicate la intrări se obține folosind impulsuri dreptunghiulare cu o frecvență destul de mică (zeci de hertzi), totuși suficient de mare pentru a depăși limita de discriminare a ochiului. Acest principiu corespunde scopului vizualizării unor semnale de frecvențe ridicate (cu adaptorul descris aici s-a ajuns la o frecvență a semnalelor de aproximativ 6 MHz).

Caracteristicile celor două intrări sînt următoarele: sensibilitatea 50 mV, impedanța de intrare 50 k Ω și amplificarea egală cu 18.

La intrarea osciloscopului se aplică un semnal, astfel că în intervalul de timp T este vizualizată prima curbă, iar în următorul interval de timp T cea de-a doua. Pentru a înțelege cum se obține acest semnal, să analizăm schema de principiu a adaptorului, prezentată în figură. Circuitul integrat CI1 (de tip CDB400) produce semnale dreptunghiulare cu o frecvență de aproximativ 80 Hz. Această frecvență este divizată cu doi de circuitul bistabil CI2 (de tip CDB473) astfel încît, la ieșirile lui, directă și negată (pinii 12 și 13), apar două semnale dreptunghiulare defazate cu 180° și cu un factor de umplere de 1/2. Aceste impulsuri,

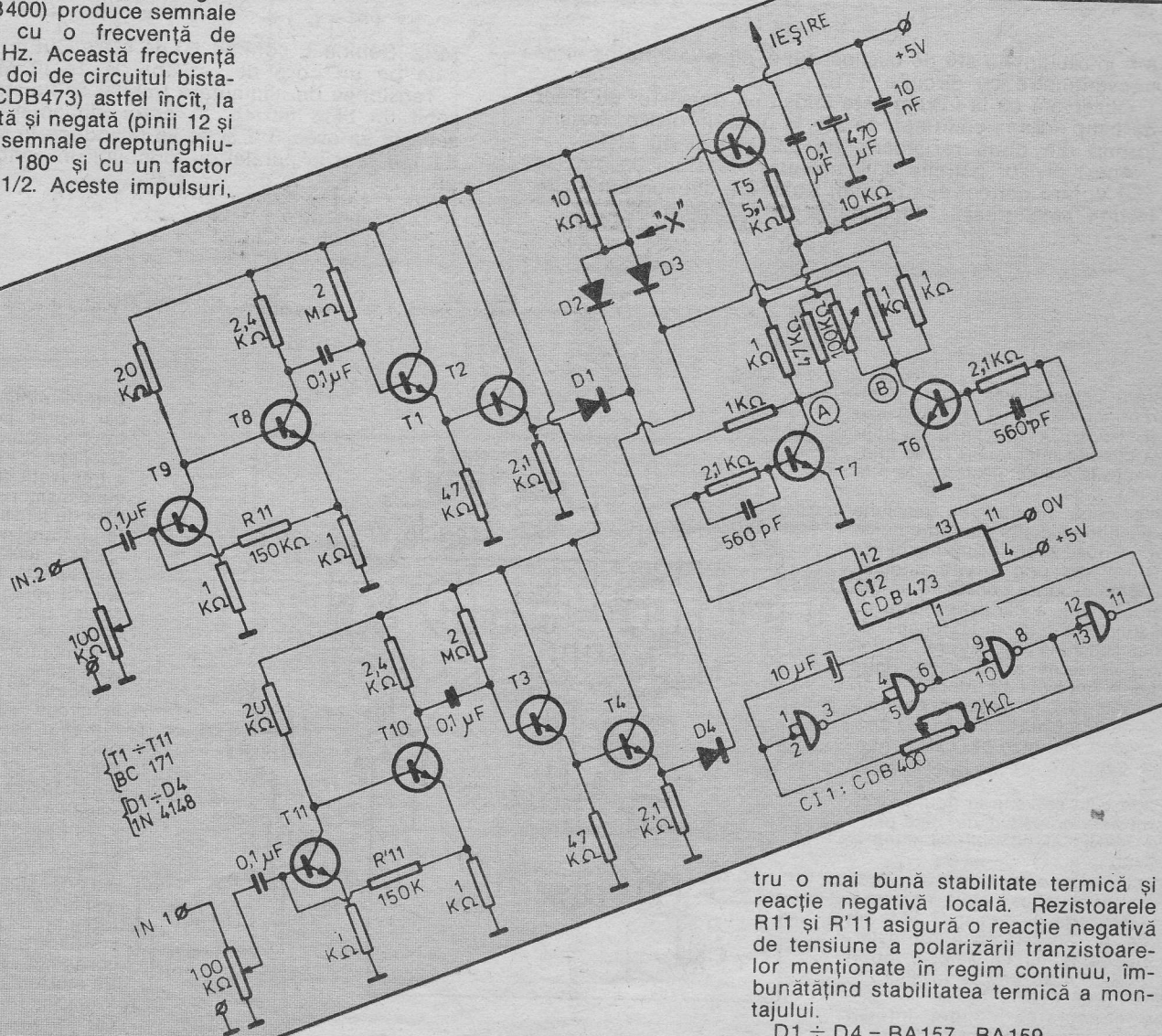
cu frecvența de aproximativ 40 Hz, sînt aplicate la intrările tranzistoarelor T6 și T7, care le transformă din nivel TTL (0—3,5 V) în semnale cu amplitudinea de 5 V, cu care se comandă comutatorul cu diode.

Tensiunea între punctul X și masă va fi următoarea: a) pentru $U_A = 0$ și $U_B = 5$ V, diodele D1 și D2 sînt în stare de conducție, iar D3 și D4 în stare blocată; rezultă $U_X = U_1 + U_{D1} - U_{D2}$. Deoarece diodele sînt identice ($U_{D1} = U_{D2}$), se obține $U_X = U_1$; b) pentru $U_A = 5$ V și $U_B = 0$, diodele D1 și D2 sînt în

stare blocată, iar D3 și D4 în stare de conducție; rezultă $U_X = U_2 + U_{D4} - U_{D3}$. Deoarece $U_{D3} = U_{D4}$ (diodele sînt identice), se obține $U_X = U_{D2}$.

În acest mod tensiunea U_X va repeta alternativ semnalele U_1 și U_2 . Acest semnal va fi obținut și la ieșirea tranzistorului T5, montat ca repetor pe emitor. În emitorul acestui tranzistor se aplică, prin P2 și R10, două tensiuni din colectoarele tranzistoarelor T6 și T7, folosite pentru axarea semnalelor U_1 și U_2 .

Tranzistoarele T8, T9 și T10, T11 prezintă cîte un rezistor în emitor pen-



tru o mai bună stabilitate termică și reacție negativă locală. Rezistoarele R11 și R'11 asigură o reacție negativă de tensiune a polarizării tranzistoarelor menționate în regim continuu, îmbunătățind stabilitatea termică a montajului.

D1 ÷ D4 = BA157, BA159.

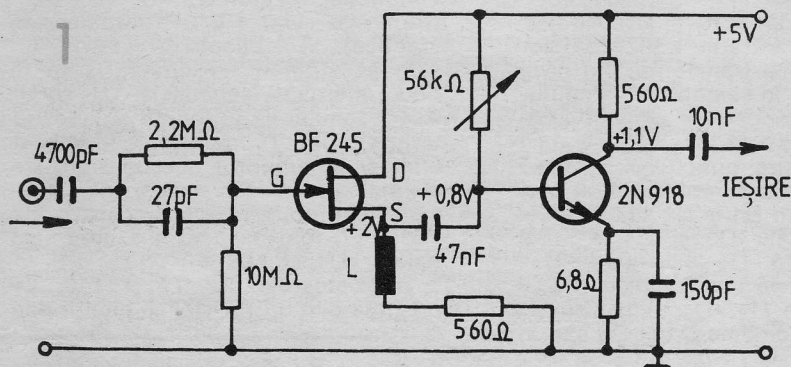
SONDĂ CU IMPEDANȚĂ RIDICATĂ

Există unele circuite care nu pot fi testate decât cu elemente de înaltă impedanță, fiindcă în alt mod buna lor funcționare este perturbată. Aceste sonde, în special la frecvențe ridicate, trebuie să prezinte aceeași amplificare ca la frecvențe mai joase.

Schema prezentată în figura 1 utilizează două tranzistoare și este alimentată la numai 5 V, ceea ce o recomandă

Semnalul este amplificat apoi cu un tranzistor 2N918, având ca sarcină o rezistență de valoare mică, pentru a ne asigura o bandă de trecere largă. La acest etaj, polarizarea bazei este destul de critică, de aceea este montat un semi-reglabil cu ajutorul căruia se obține amplificarea maximă a etajului.

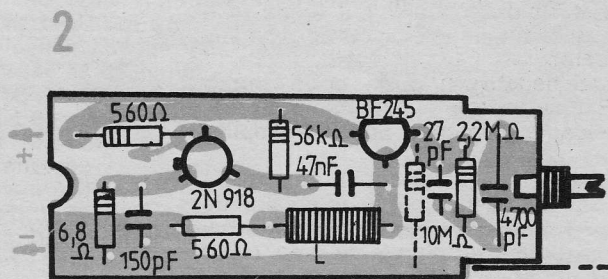
Banda de trecere sigură este cuprinsă între 50 Hz și 25



a fi întrebuințată atât de osciloscop, cât și la intrarea unor frecvențmetre cu circuite TTL.

Observăm că la intrare este folosit un tranzistor cu efect de câmp (drenă comună), ce are în grilă un divizor rezistiv format din două rezistoare, de 2,2 MΩ și 10 MΩ.

Acest divizor permite aplicarea unei tensiuni de pînă la 250 V, fără pericol pentru etaj. Bobina L din sursa tranzistorului ameliorează funcționarea la frecvențe ridicate.



MHz. Bobina L conține 50 de spire CuEm 0,15 mm, bobinate pe un corp de rezistor de 1—10 MΩ/1—2 W.

Tensiunea de alimentare trebuie să fie stabilizată și deosebit de bine filtrată. În cazul alimentării de la baterie, aceasta va avea 6 V și se va introduce în serie un rezistor de 150 Ω și în paralel cu montajul un condensator de 100 μF.

SONDĂ ACUSTICĂ

Pentru determinarea rapidă a nivelurilor logice „0” (L = LOW) sau „1” (H=HIGH), în montajele ce utilizează circuite integrate TTL se folosesc adesea sonde (testere) de măsură.

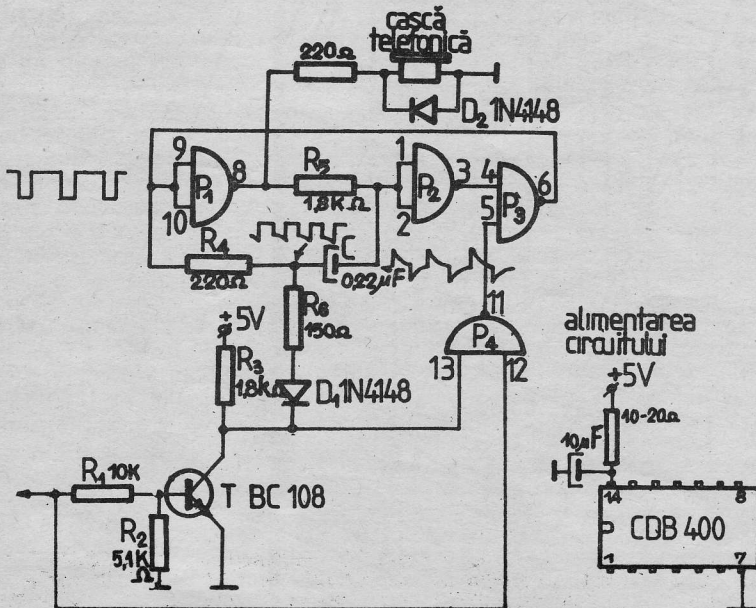
Cele două niveluri de tensiune sînt puse în evidență prin aprinderea unor diode electroluminescente (LED-uri) sau prin afișare directă.

Schema propusă constituie un generator audio, a cărui frecvență de oscilație se modifică în funcție de nivelul tensiunii de intrare. Astfel, pentru tensiuni avînd valori între 0—1,4 V (tensiuni ce reprezintă nivelul logic „0”), se generează o frecvență de cca 950 Hz, în timp ce pentru niveluri mai mari de 2,25 V, frecvența generată crește la cca 1 980 Hz.

După cum se vede în figură, oscilatorul este constituit din cele patru porți NAND ale circuitului integrat CDB400.

În starea de așteptare, cînd sonda nu este folosită, oscilațiile încetează, întrucît poarta de comandă (P4) are ieșirea „0”. Această stare este determinată de faptul că ambele intrări ale porții P4 se află la nivelul „1”. Tranzistorul T este blocat.

La conectarea sondei într-un punct în care nivelul este „0”, tran-



zistorul rămîne în continuare blocat, dar ieșirea porții P4 devine „1”, întrucît una din intrări este acum „0”. Oscilatorul începe să funcționeze cu o frecvență determinată de R1, R5 și condensatorul C. Dioda D este blocată de tensiunea pozitivă din colectorul tranzistorului.

Dacă tensiunea de intrare (din punctul de măsură) depășește un anumit prag, tranzistorul se deschide; tensiunea în colectorul său scade, dar ieșirea porții P4 rămîne în continuare „1”. Oscilatorul funcționează pe o nouă frecvență, întrucît dioda D1 se deschide, conectînd în circuit și rezistența R6.

Pragul de deschidere a tranzistorului depinde de divizorul R1, R2. Dacă se doresc alte frecvențe, se pot modifica rezistențele R4, R5 sau valoarea condensatorului C.

Ca indicator acustic se poate utiliza o cască miniatură sau, în lipsa acesteia, o cască telefonică, racordată la sondă prin două fire. Alimentarea se face cu ±5 V, consumul măsurat fiind cca 11 mA. Cînd se măsore niveluri mari (2,5—5 V), consumul crește la cca 18 mA. Pentru tensiuni cuprinse între 1,4 și 2,25 V, oscilatorul nu funcționează întrucît ieșirea porții P4 devine „0”.

Se pot măsura tensiuni continue și alternative pe scalele: 1; 10; 50; 250; 1 000 Vef.

Impedanța de intrare > 1 MΩ.

Abaterea maximă a tensiunii memorate după un timp de 10 minute este de ± 20 mV.

Tensiunea alternativă (continuă) de măsurat, divizată în mod corespunzător, după trecerea prin redresor este filtrată, astfel că pe condensatoarele C1 și C2 se obține o tensiune ce determină în circuitul de memorie un decalaj între tensiunile drenelor tranzistorului dublu T2, care este transmis la ieșirea amplificatorului CI2. Datorită reacției negative prin rezistorul R19, la ieșirea lui CI2 tensiunea este menținută aproxi-

VOLTMETRU CU MEMORIE

respunzătoare tensiunii de 220 Vef. Se comută apoi K1 pe pozițiile 250, 50, 10, 1 și se reglează potențioetrele P1, P2, P3, P4 astfel încât acul instrumentului I să indice diviziuni corespunzătoare, respectiv, tensiunilor de 200 Vef, 10 Vef, 1 Vef.

Se continuă apoi conectând între borna „≡” și masă o tensiune continuă de 1 V și cu K1 pe poziția 1, iar K2 pe poziția „=” se reglează P6

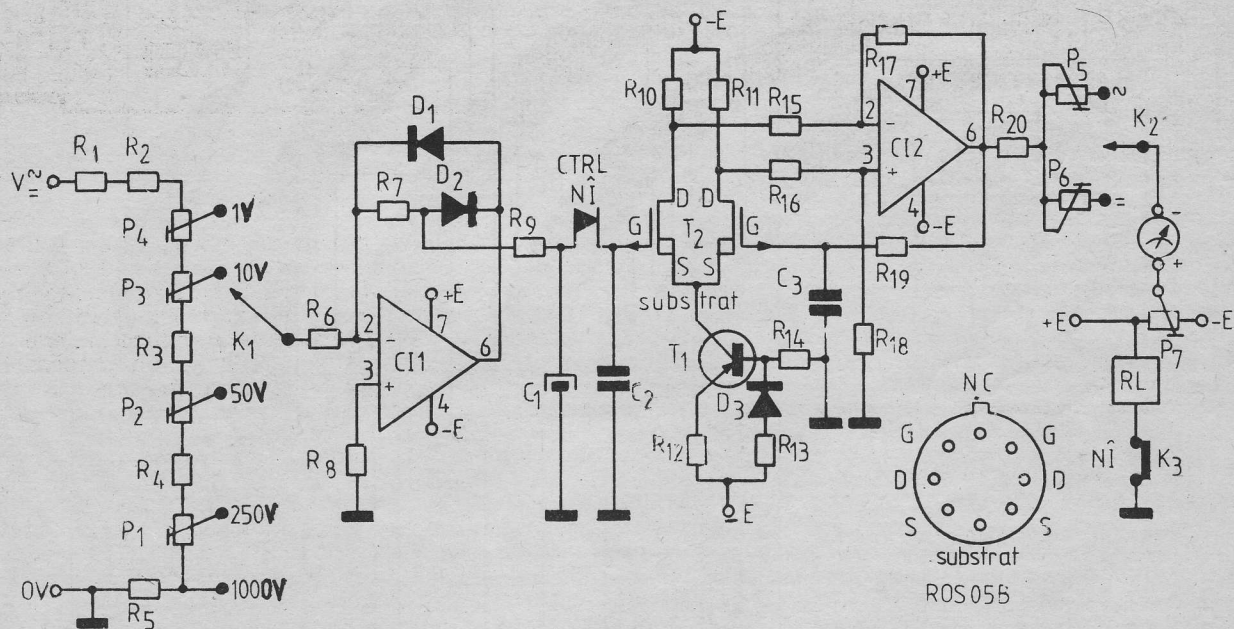
astfel încât acul instrumentului I să arate cap de scală.

Fără microîntrerupătorul K3 pe poziția normal închis, voltmetrul funcționează fără memorie.

Se va folosi pentru alimentare o sursă dublă de ±12 V, de preferință stabilizată.

Atragem atenția asupra precauțiilor cu care se va monta T2 (scurtcircuitarea cu o liță a piciorușelor, letcon scos din priză etc.).

R1 = R2 = 390 kΩ; R3 = R7 = 24 kΩ; R4 = 9,1 kΩ; R5 = 1 kΩ; R6 = R10 = R11 = R14 = 10 kΩ; R8 = R20 = 6,8 kΩ; R9 = R12 = R13 = 2 kΩ; R15 = R16 = R17 = R18 = R19 = 200Ω; P1 = 5 kΩ; P2 = 10 kΩ; P3 = 100 kΩ; P4 = 1 MΩ; P5 = P6 = 10 kΩ; P7 = 5 kΩ; C1 = 1 000 μF/25 V; C2 = 1 μF/250 V; C3 = 1 μF/250 V, D1 = D2 = D3 = 1N4148; CI1 = CI2 = βA741; T1 = BC251; T2 = ROS05B (I.C.C.E.); RL = 12 V/220Ω, miniatură; I — instrument cu sensibilitatea 100 μA/3 kΩ.



mativ egală cu tensiunea pe condensatoarele C1 și C2. Cu această tensiune se acționează instrumentul I (0÷100 μA).

Cu K1 pe scala de 1 Vef se scurtcircuitează borna „≡” la masă și se reglează potențioetrul P7 astfel ca instrumentul I să fie pe diviziunea zero.

Se conectează între borna „≡” și masă o tensiune cunoscută, măsurată cu un instrument cât mai precis, corespunzătoare fiecărei scale, în ordine, de la scala mare spre cea mai mică (de exemplu 220 Vef pe scala 1 000 Vef și pe scala 250 Vef; 10 Vef pe scala 50 Vef și pe scala 10 Vef; 1 Vef pe scala 1 Vef).

Etalonarea decurge astfel: cu K2 pe poziția „~” și K1 pe poziția 1 000 se reglează P5 astfel încât acul instrumentului I să indice diviziunea co-

