

Tehniuum

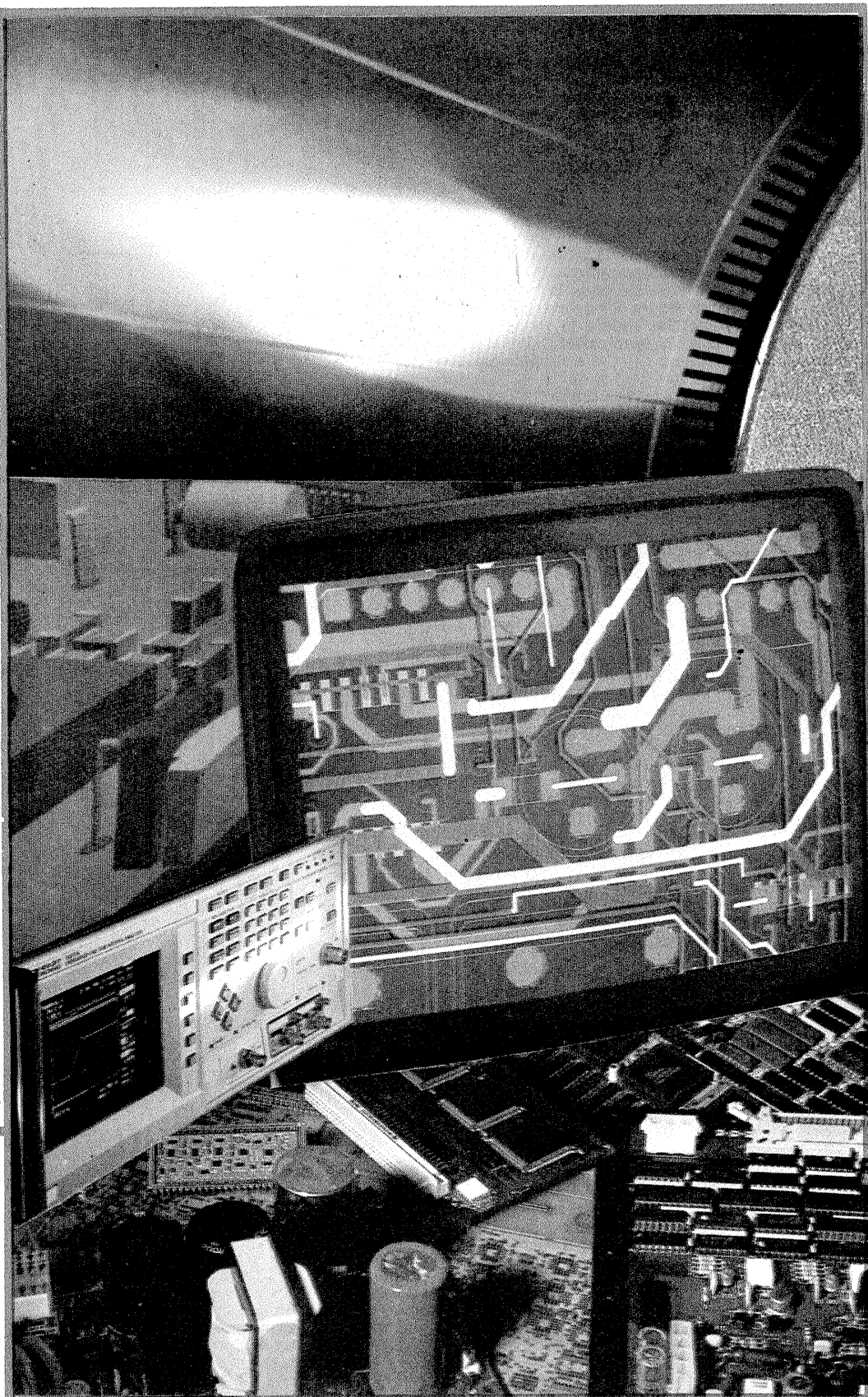
ANUL XXII — NR. 256 3/1992

SUMAR

- TEHNICĂ MODERNĂ** pag. 2—3
Proiectare asistată de calculator
- INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ** pag. 4—5
Experiment
Util
Atenție, începători!
- CQ-YO** pag. 6—7
Aplicațiile grid-dip-metrului
- HI-FI** pag. 8—9
VU-metru cu circuite integrate
- LABORATOR** pag. 10—11
Densitometru
- SERVICE** pag. 12—13
AKAI 8030L
- AUTOMATIZĂRI** pag. 14—15
Transmisiuni în infraroșu
- ATELIER** pag. 16—17
Stroboscop de precizie
Frecvențmetru
Preamplificator pentru microfon
- CITITORII RECOMANDĂ** pag. 18—19
Optimizări la receptoarele TV
REDAC 625 — alimentator pentru calculatoarele personale
Miniconvertor
- LA CEREREA CITITORILOR** pag. 20—21
Alarmă auto
Indicator de nivel
Alimentarea comparatoarelor analogice
- REVISTA REVISTELOR** pag. 22
Regulator de tensiune
Microfon emițător
Termoregulator
- MAGAZIN TEHNIUM** pag. 23
Ce trebuie să știe viitorul posesor al unui autovehicul
- AS-15201** pag. 24

REVISTĂ LUNARĂ
PENTRU CONSTRUCTORII
AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM”,
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 50 LEI



PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr. ing. ȘERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

5.2.2. Autotransformator cu una sau două prize

Deși în program nu este prevăzut un model distinct pentru autotransformator, se pot analiza cu el și circuite care conțin astfel de componente. La baza acestei afirmații stau relații simple de echivalență autotransformator-transformator. Înainte de a vedea cum se poate face echivalarea din punct de vedere al analizei circuitului, să vedem mai întâi, cu ajutorul figurii 5.7, o modalitate practică de determinare a valorii coeficientului de cuplaj dintre două bobine.

În primul rând, așa cum se indică în figura 5.7-a, celor două bobine li se măsoară inductivitățile proprii L_1 și L_2 (cu un inductanțmetru sau Q-metru). Apoi, interconectând cele două bobine ca în figura 5.7-b, sau ca în figura 5.7-c (așa cum este mai comod din punct de vedere al modului în care sînt scoase practic terminalele bobinelor), se măsoară inductivitatea L_{12} (între terminalele 1 și 2) sau L_{14} (între terminalele 1 și 4).

După efectuarea acestor măsurători, valoarea coeficientului de cuplaj k se calculează prin formula asociată figurii. Evident, cele două formule trebuie să conducă practic la o aceeași valoare pentru k . Chiar este recomandabil să se facă o dublă determinare, prin ambele variante de interconectare, luînd ca valoare pentru k media celor două rezultate (în eventualitatea apariției unor mici diferențe).

Revenînd acum la autotransformatorul cu o priză din figura 5.8-a, observăm că el constă, de fapt, din două bobine cuplate, inseriate ca în figura 5.8-b. Inserierea este de tipul celei descrise de figura 5.7-c, așa încît formula coeficientului de cuplaj este cea corespunzătoare acestui caz, cu observația că L_{14} este chiar inductivitatea totală a autotransformatorului L .

În mod asemănător, prin extinderea metodei, se poate trece și pentru autotransformatorul cu două prize din figura 5.9-a la schema echivalentă din figura 5.9-b cu trei bobine cuplate inseriate.

Se cuvine de făcut însă observația că, la fel cum am procedat în subcapitolul anterior 5.2.1, valorile coeficienților de cuplaj între cele trei bobine (de inductivități L_1 , L_2 și L_3) sînt egale între ele. Este o ipoteză simplificatoare a modelului, dar care este practic conformă cu realitatea, așa după cum am mai amintit, în cazul autotransformatoarelor confecționate pe miezuri cu circuit magnetic închis. Pentru aceste cazuri sînt din nou valabile relațiile mai simple (5.5).

5.2.3 Exemplu (U)

Circuitul ales drept exemplu de utilizare a modelului de transformator îl constituie un divizor de putere de bandă largă. La baza acestei aplicații stă structura simplă din figura 5.10-a.

Cele două rezistoare de sarcină, de aceeași rezistență R , primesc, fiecare, cite o jumătate din puterea furnizată de generator, dacă transformatorul U , prin cele două înfășurări identice inseriate, prezintă la frecvența de lucru o reactanță mult mai mare decît $2R$, iar cuplajul între înfășurări este perfect ($k=1$). Dezavantajul schemei din figura 5.10-a constă în faptul că valoarea rezistenței interne a generatorului trebuie să fie jumătate din a celor de sarcină. Neajunsul se poate înlătura, în principiu, prin introducerea între generator și schema din figura 5.10-a a unui transformator U_2 , cu raportul de transformare $\sqrt{2}:1$, schema devenind cea din figura 5.10-b.

Complicațiile legate de realizarea practică a unui raport de transformare irațional dispar dacă se acceptă o ușoară dezadaptare la bornele generatorului. O soluție atractivă o constituie înlocuirea transformatorului U_2 din figura 5.10-b cu un autotransformator alcătuit din trei înfășurări identice, cum este cel din figura 5.10-c, deci cu

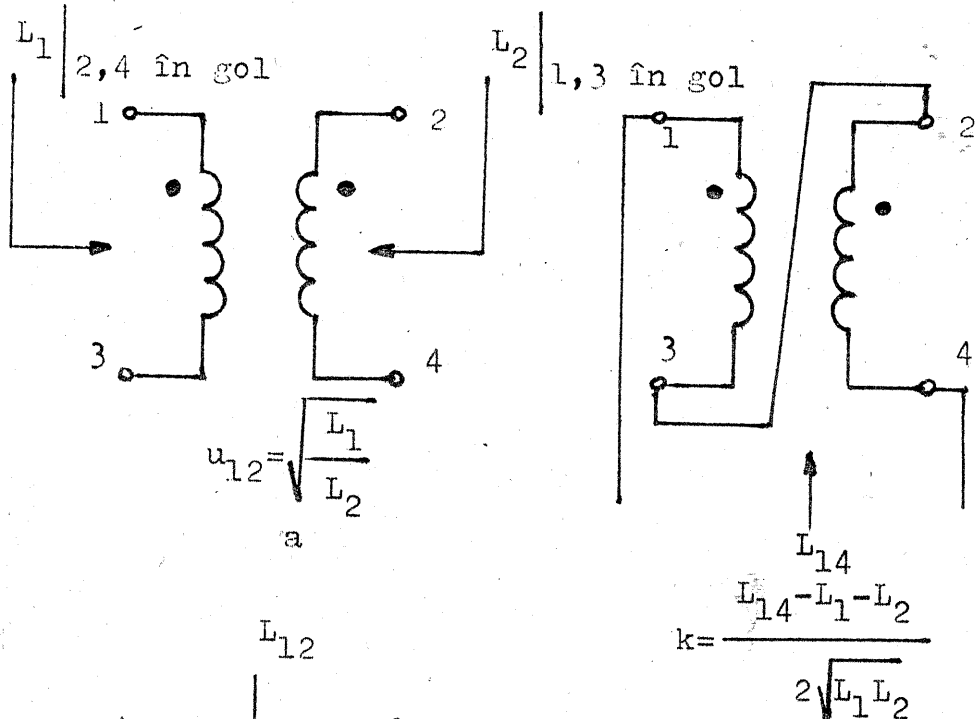


Fig. 5.7 c

O succintă analiză a comportării circuitului din figura 5.11-a, într-o gamă de frecvență întinsă pe mai mult de trei octave (1 MHz...9 MHz), este redată în lista exemplu 5.3.

Se observă că față de atenuarea ideală de 3 dB, se mai manifestă o atenuare suplimentară de minimum 0,5 dB (în jurul frecvenței de 3 MHz). Această atenuare suplimentară este datorată pierderilor în bobinajele transformatoarelor, precum și reflexiei la bornele generatorului. Puterea reflectată la intrare este oricum mai mică de 10% din puterea disponibilă a generatorului (cu excepția limitei inferioare a gamei de frecvență).

În continuarea exemplului a fost micșorată de zece ori valoarea rezistenței de sarcină R_2 , iar apoi a fost mărită de zece ori față de valoarea nominală de 50 Ω. De fiecare dată s-a urmărit influența modificării asupra transferului de putere spre rezistența de sarcină nemodificată, la frecvența de 3 MHz (mijlocul geometric al benzii de frecvență). Se poate constata că deși coeficien-

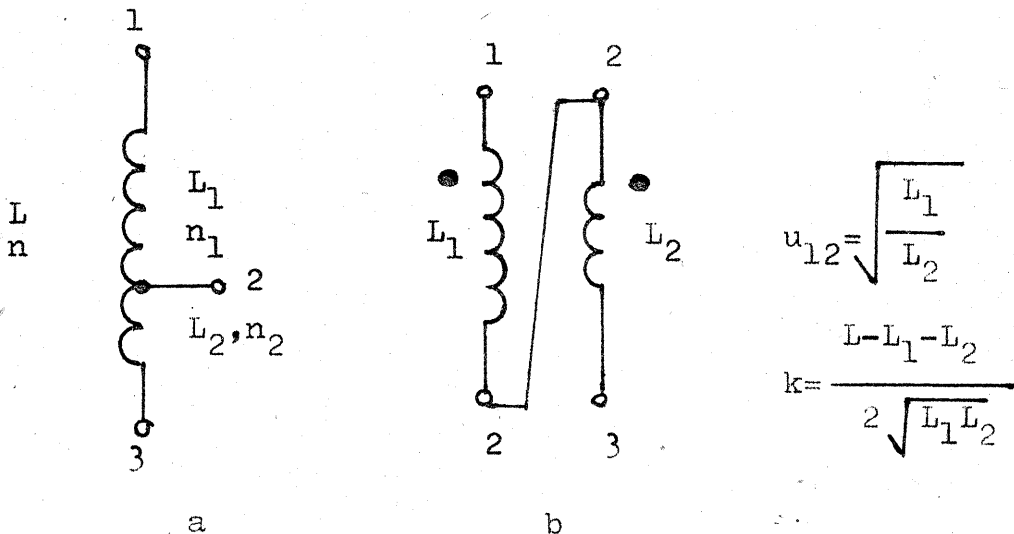


Fig. 5.8

un raport de transformare $\sqrt{2,25}:1$.

Astfel se ajunge la o structură practică cum este cea din figura 5.11-a, pentru un generator și sarcini de 50 Ω. Cele două transformatoare (extinzînd denumirea și asupra lui U_2) sînt realizate pe miezuri de tip tor, cu bobinaje bifilare (U_1), respectiv trifilare (U_2) răsucite. R_2 este cel de-al doilea rezistor de sarcină, și din punctul de vedere al analizei cu programul nostru îl considerăm făcînd parte din circuit (circuit care, oricum, este simetric în raport cu cele două rezistoare de sarcină!).

tul de reflexie la intrarea circuitului (bornele generatorului, nodurile 1 și 4) crește sensibil, puterea semnalului în rezistența de sarcină conectată la cealaltă ieșire a divizorului de putere (nodurile 5 și 4) variază practic cu numai 0,1 dB.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

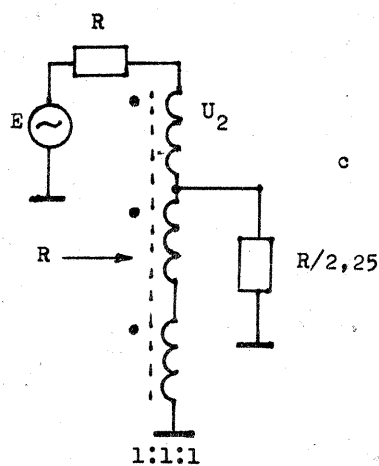
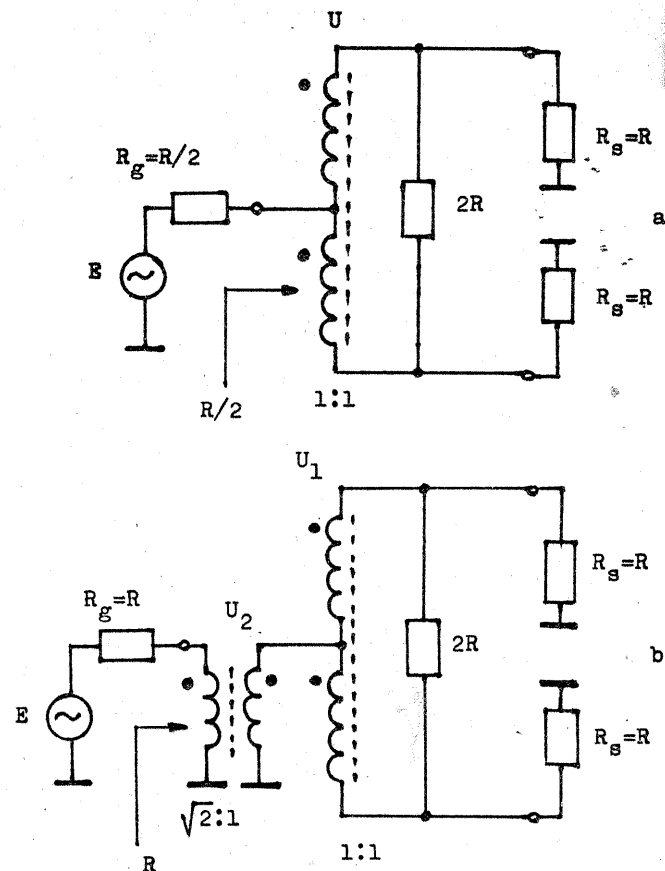
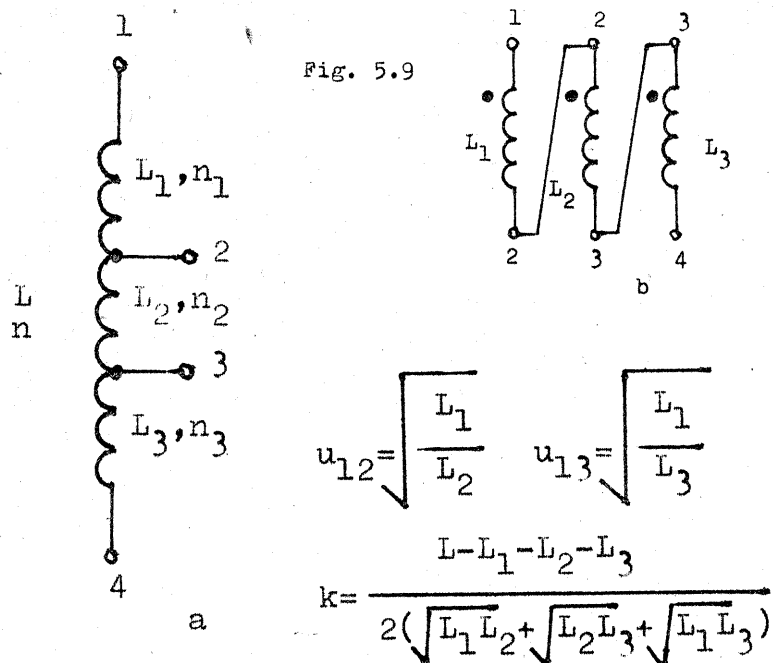


Fig. 5.10

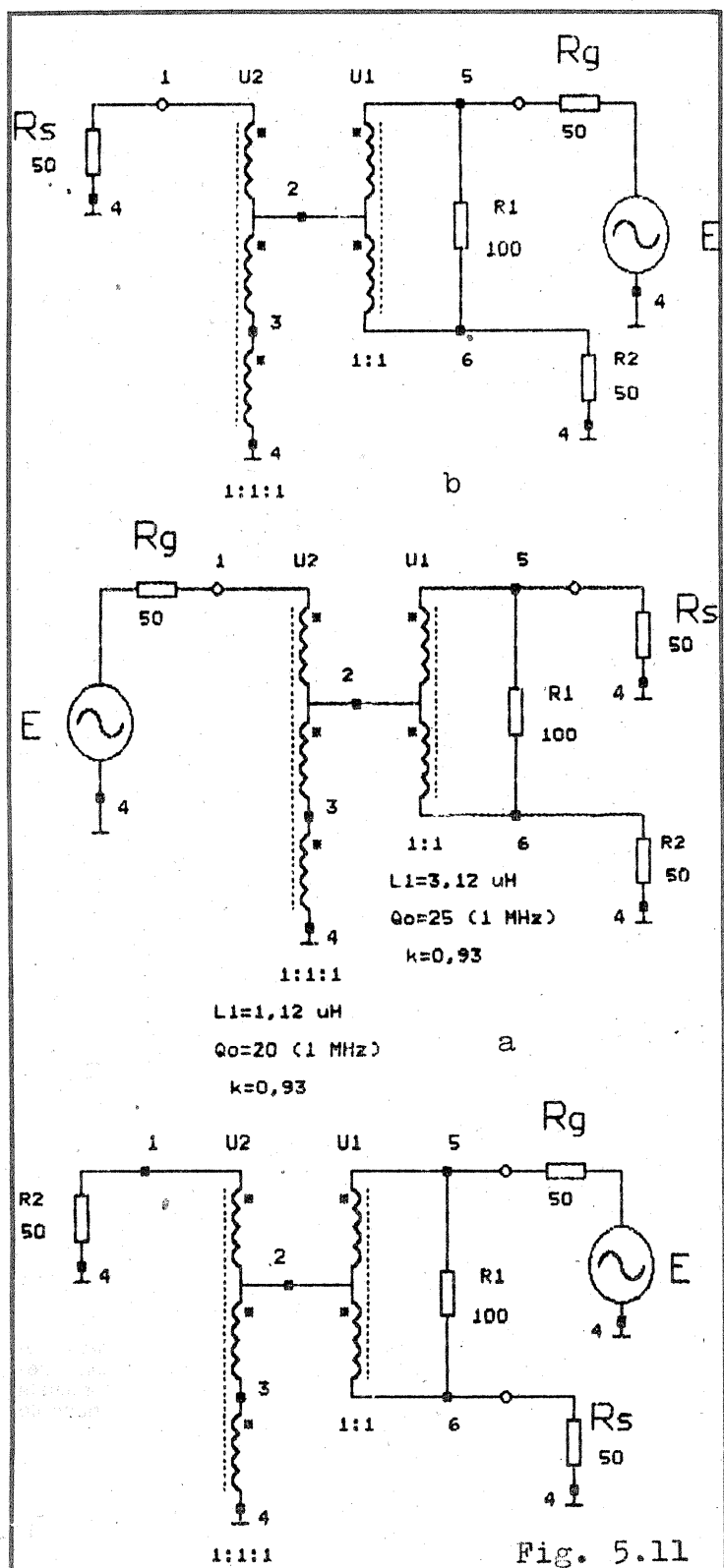


Table 5.1 (exemplu 5.2)

f (MHz)	Ap (dB)	RF (dB)	12,1	-43,70	-45,66
1	-92,35	-68,31	12,2	-46,02	-46,37
2	-73,47	-61,92	12,3	-48,69	-47,03
3	-61,47	-57,75	12	-41,61	-44,89
4	-51,79	-54,28	14	-46,13	-52,61
5	-42,78	-50,91	15	-45,16	-53,91
6	-33,39	-47,04	16	-45,28	-54,88
7	-22,56	-40,91	17	-45,75	-55,70
8	-9,97	-32,43	18	-46,35	-56,41
8,5	-4,60	-31,00	20	-47,63	-57,65
8,6	-3,78	-32,05	30	-53,16	-61,87
8,7	-3,12	-34,49	40	-57,30	-64,59
8,8	-2,66	-38,15	50	-60,66	-66,63
8,9	-2,40	-34,75	60	-63,49	-68,27
9,0	-2,35	-29,01	12,4	-51,89	-47,64
9,1	-2,51	-25,11	12,5	-55,75	-48,19
9,2	-2,88	-22,52	12,6	-59,90	-48,69
9,3	-3,48	-20,88	12,7	-60,40	-49,16
9,4	-4,28	-19,94	12,8	-57,39	-49,58
9,5	-5,23	-19,52	12,9	-54,69	-49,96
9,6	-6,27	-19,50	13,0	-52,70	-50,31
9,7	-7,38	-19,76	13,1	-51,22	-50,68
9,8	-8,53	-20,25	13,2	-50,08	-50,92
9,9	-9,74	-20,29	13,3	-49,18	-51,19
10	-11,00	-21,80			
11	-25,41	-34,33			

EXPERIMENT

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Spunem, în acest caz, că unghiul maxim de amorsare este de $\pi/2$. Iar dacă mai ținem cont și de blocarea completă a semialternanțelor negative, deducem ușor că montajul din figura 5 ne poate oferi, în cel mai bun caz, un reglaj al puterii debitate pe rezistența de sarcină, R_s , între un sfert și cel mult jumătate din puterea nominală pentru care a fost această dimensionată, situație categoric inacceptabilă pentru scopul propus. În plus, montajul este și greu de „proiectat”, dar mai ales periculos practic, riscând la cea mai mică neatenție (sau necunoaștere a parametrilor intrinseci ai tiristorului) depășirea accidentală și adeseori fatală a curentului maxim poartă-catod.

Trebuie, deci, să mergem mai departe. În primul rând, să vedem ce se poate face — în varianta tiristorului unic și fără a apela deocamdată la redresarea tensiunii de rețea — pentru a mări unghiul maxim de amorsare, adică pentru a „întârzia” momentul amorsării cât mai mult posibil peste „punctul/unghiul critic $\pi/2$ ”.

O primă soluție ne-o oferă tocmai circuitul de comandă a porții cu „întârziere”, reamintit în figura 8.

Procedul este exemplificat aici pe varianta de comandă monoalternanță dar, după cum vom vedea în continuare, el poate fi aplicat la fel de bine și în cazul tensiunii redresate bialternanță.

Prin intermediul consumatorului R_s , la bornele anod-catod ale tiristorului se aplică succesiv ambele semialternanțe ale rețelei, dintre care numai cea pozitivă (plusul la anod) poate fi eventual condusă. Semnalul de comandă a porții este preluat tot

din tensiunea anodică, mai precis spus din căderea de tensiune anod-catod pe parcursul semialternanțelor pozitive (atunci când tiristorul este încă blocat), prin intermediul circuitului de defazare R_1-P-C . În aceste condiții este absolut obligatorie prezența diodei de separare, D_1 , care are rolul de a interzice accesul spre poartă al semialternanțelor negative.

Introducerea condensatorului C modifică semnificativ plaja unghiului de deschidere, față de varianta fără condensator din figura 5. Într-adevăr, contrar unor afirmații care mai apar prin unele lucrări, încărcarea condensatorului C prin rezistența serie R poate întârzi cu mult peste „momentul” $\pi/2$ comanda de amorsare, plaja reală de reglaj depinzând însă în bună măsură de constanta de timp RC aleasă, ca și de sensibilitatea exemplarului de tiristor. Calculele sînt destul de complicate și nu întotdeauna se dovedesc foarte folositoare, dată fiind împrăștierea mare din fabricație a parametrului curent minim de amorsare pe poartă (chiar în cadrul unei serii date de tiristoare). Soluția cea mai simplă rămîne tot tatonarea experimentală, prin optimizarea din aproape în aproape. Condensatorul C va avea obligatoriu tensiunea nominală de lucru de cel puțin 400 V, dioda D_1 va fi și ea cu tensiunea inversă maximă de cel puțin 400 V (1N4004—1N4007, F407 etc.), potențimetrul P va fi bobinat, iar pentru R_1 se va alege inițial o valoare „acoperitoare”, de ordinul a 510 Ω —1 k Ω .

În aceste condiții, pentru un tiristor din familia KY202, de exemplu, se poate tatonă C în plaja orientativă 0,22—2,2 μF , cu un potențimetru P de 25—50 k Ω . Experimental ne

putem aștepta la obținerea unui domeniu de reglaj maxim între cca 30—50 V și aproape 155 V tensiune eficace pe sarcina R_s . Exprimate în putere debitată (care este, se știe, proporțională cu pătratul tensiunii eficace), aceste limite revin la cca 1/54—1/19 și respectiv 1/2 din puterea nominală a consumatorului, adică practic între zero aproape și o jumătate din puterea nominală.

Nu insist nici asupra acestui montaj, deoarece el nu convine scopului propus inițial. Este foarte puțin probabil ca o plajă între zero și jumătate din puterea nominală să ne satisfacă (poate doar în alt gen de aplicații), în schimb nu este lipsită de interes plaja între jumătate și valoarea maximă. Tocmai de aceea reamintesc în figurile 9 și 10 două variante răspindite de variatoare (de pildă, folosite la reglarea temperaturii letconului), care realizează această „translație” a plajei de la zero-jumătate la jumătate-maxim prin simpla introducerea a unei diode adecvate, D_2 , în paralel cu tiristorul, dar cu polaritatea opusă. Dioda D_2 va conduce prin sarcină toate semialternanțele negative, asigurînd astfel în permanență o jumătate din puterea nominală pe R_s , la care se va adăuga și „contribuția” mai mare sau mai mică a tiristorului, pe parcursul semialternanțelor pozitive.

Prin suprimarea semialternanțelor negative de la bornele tiristorului, se interzice practic și încărcarea condensatorului C cu polaritate negativă spre armătura conectată la poartă. Aceasta permite utilizarea unor modele de condensatoare polarizate, cu tensiuni nominale semnificativ mai scăzute (cca 50—70 V), ca și înlăturarea diodei de separație D_1 .

Montajul din figura 8 poate ridica probleme în ceea ce privește limita inferioară de reglaj (obținerea unui prag insuficient de coborît), tendințele de oscilație sau instabilitate etc. Un remediu posibil îl constituie in-

tercalarea unei rezistențe R_2 în serie cu circuitul de poartă (ca în figura 9), a cărei valoare se tatonază experimental. O altă soluție este deja amintită în figura 11, unde condensatorul C i s-a creat o altă cale separată (D_2, R_2) de încărcare rapidă pe parcursul semialternanțelor negative, ceea ce permite o întîrziere mai mare a momentului amorsării, implicit obținerea unui prag inferior mai coborît.

Pașul decisiv spre atingerea scopului propus îl constituie, însă, abordarea comenzii de reglaj pe ambele semialternanțe. Și, pentru a rămîne în domeniul tiristoarelor, avem de ales între cele două căi menționate anterior, anume: 1) să redresăm în prealabil tensiunea de rețea cu ajutorul unei punți de diode și să folosim în continuare un singur tiristor; 2) să utilizăm două tiristoare în „opoziție”, fiecare operînd pe cîte o singură polaritate a tensiunii alterna-

Să începem cu prima categorie, care poate ridica din start o dilemă pentru constructorul începător. Unde anume să „plasăm” consumatorul R_s , pe circuitul de intrare al punții redresoare, ca în figura 12, sau pe circuitul de ieșire, ca în figura 13? În cazul nostru, ambele soluții sînt posibile, avînd de-a face cu un consumator R_s (reșou) pe care nu îl deranjează cu nimic forma de undă a curentului ce îl traversează (alternativ în primul caz și, respectiv, pulsatoriu, de polaritate constantă, în cel de-al doilea).

O primă variantă practică pe care o propun spre experimentare este cea din figura 12, bine cunoscută constructorilor amatori mai vechi.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

UTIL

Articolele din nr. 11/1991 privitoare la **refolosirea tuburilor fluorescente arse** au trezit interesul multor cititori, cum era de așteptat, de altfel, ținînd cont de actualele prețuri ale tuburilor noi, de durata lor limitată de viață, de calitatea uneori îndoielnică a starterelor, de dificultatea procurării lor atunci cînd ai nevoie de ele etc.

Desigur, soluțiile propuse acolo nu sînt nici singurele posibile (s-au mai publicat în decursul anilor numeroase alte variante), poate nici cele mai avantajoase, dar, oricum, ele dau rezultate bune în majoritatea cazurilor. Plecînd de la aceste scheme de bază, se pot imagina diverse alte combinații valorice (puteri nominale ale tuburilor și droselelor, capacități ale condensatoarelor etc.), ca și aranjamente „speciale”, care să rezolve anumite deziderate exprese, cum ar fi acela de a asigura amorsarea a două sau mai multe tuburi/corpuri de iluminat cu unul și același bloc de comandă.

Tocmai la acest aspect mă voi referi în articolul de față, răspunzînd prin două sugestii concrete întrebărilor ce mi-au fost adresate de cîțiva cititori.

În primul rînd, vă supun atenției o mică modificare a variantei simple din articolul „Refolosirea tuburilor fluorescente” („Tehnum”, nr. 11/1991, pag. 18, fig. 1) ce are ca obiectiv **amorsarea simultană fără starter a două tuburi de 20 W fie-**

care, legate în serie, folosind un bloc unic de comandă (fig. 1). Evident, tuburile pot fi și noi, cu filamentele întregi (măcar pentru satisfacerea curiozității, cum îmi relata un cititor ce nu putuse procura pe moment tuburi „arse”), dar interesul major al utilizatorului rămîne tot refolosirea unor tuburi defecte, care au cel puțin unul dintre filamente întrerupt.

Schema nu necesită comentarii prea multe, toate valorile pieselor fiind specificate. În afara faptului că s-au intercalat în serie cu alimentarea de la rețea un întrerupător I și o siguranță fuzibilă, Sig., ar mai fi de remarcat modul puțin diferit de conectare a condensatoarelor C_1 și C_2 : ele se află, ca mai înainte, înseriate în permanență și cu extremitățile celelalte branșate la „ieșirea” punții redresoare, care alimentează tubul (în acest caz grupul serie al celor două tuburi). Punctul lor comun nu mai este însă conectat la borna „de jos” a rețelei decît pentru un interval scurt de timp, cît ținem apăsat/închis butonul cu revenire B , în vederea amorsării.

Cu piesele indicate (tatonînd eventual valorile lui $C_1 = C_2$), am obținut rezultate bune pe mai multe perechi de tuburi „arse”. Amorsarea, după închiderea întrerupătorului I și apăsarea butonului B , poate să nu fie chiar instantanee, dar ea se produce totuși repede (în comparație cu montajul „clasic”, cu starter). Oricum, rămîne avantajul major al

refolosirii unor tuburi care altfel ar fi fost pur și simplu aruncate. Există, desigur, rezerva privind integritatea „atmosferei” interne specifice a tubului, ceea ce se traduce practic printr-o simplă verificare experimentală, chiar cu montajul dat: merge — bine, nu merge — altul la rînd.

Cea de-a doua sugestie (fig. 2) se referă la **posibilitatea amorsării succesive a două sau mai multe tuburi/corpuri de iluminat, folosind ca elemente comune doar condensatoarele C_1 și C_2** . Justificarea soluției poate pleca de la faptul că toate corpurile de iluminat existente (în varianta „clasică”) au deja încorporat droselele convenite. Procurarea unor punți redresoare sau a unor diode adecvate nu constituie încă o problemă, în schimb condensatoarele implicate de astfel de montaje nu sînt nici foarte răspîndite prin magazine și nici exagerat de ieftine.

Soluția propusă este de a amorsa pe rînd fiecare tub/corp, prin comutarea extremităților „libere” ale condensatoarelor C_1 și C_2 la „ieșirile” punților redresoare ce le alimentează, conform schemei de bază, pe fiecare în parte. Exemplul dat se referă la două tuburi identice, Ne1 și Ne2, eventual două grupuri serie de cîte două tuburi (conform sugestiei precedente), dar el poate fi generalizat ușor pentru mai multe, prin alegerea adecvată a comutatorului K . Rezultate bune se obțin cu tuburi de 20 W, caz în care se vor folosi drosele tot de 20 W, punți redresoare 1PM4—8 (sau, mai bine, 3PM4—8) și condensatoare de 0,47 μF /400 V.

Comutatorul indicat în figura 2 este cu două secțiuni (a și b) a cîte trei poziții fiecare. Poziția din mijloc (oa—ob) este de repaus, cînd extre-

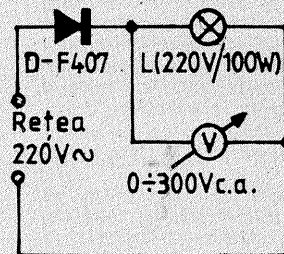
mitățile condensatoarelor rămîn „libere”. După închiderea întrerupătorului general I , se trece K pe rînd în pozițiile 1 și 2, asigurînd amorsarea celor două tuburi, care vor rămîne aprinse și după deconectarea condensatoarelor de la extremitățile lor. Ambele tuburi se vor stinge (firesc) la întreruperea tensiunii de rețea, reamorsarea lor implicînd însă o nouă manevră a lui K , dacă acesta a rămas pe poziția de repaus.

Dacă prezența permanentă a condensatoarelor la bornele unuia din tuburi nu introduce o „nesimetrie” luminoasă care să ne deranjeze, putem folosi un comutator K mai simplu și mai ușor de procurat (fig. 3), cu două secțiuni a cîte două poziții. Unul din tuburi va fi astfel gata să amorseze automat după revenirea tensiunii de rețea, în urma unei întreruperi accidentale sau comandate voit, prin deschiderea lui I .

Multă atenție la experimentarea montajelor de acest gen! Se lucrează direct cu tensiunea de rețea, care prezintă un serios pericol de electrocutare, mai ales în cazul unor circuite improvizate, cu conductoare necorespunzător izolate. Atenție sporită și la condensatoare, care pot rămîne încărcate la tensiuni periculoase mult timp după deconectarea alimentării! Nu le atingeți cu mîna (și, în general, nici o altă parte a montajului) decît după întreruperea alimentării și scurtcircuitarea lor din exterior!

ATENȚIE, ÎNCEPĂTORI!

N-aș vrea să-mi fie luat în nume de rău testul, propus mai jos, care i-ar putea face să zîmbească ironic pe unii avansați, să se considere jigniți de „extemporal”, pe alții și eventual să treacă neobservat, din păcate, tocmai de către cei cărora li se adresează, începătorii. Personal sînt convins de existența unor potențiali beneficiari și pentru a nu abuza de timpul prețios al celor neinteresate de problemă, îi rog pe cititori să decidă singuri dacă este sau nu cazul să urmărească pînă la capăt ideea propusă. Anume, privind scurt figura alăturată, să încerce să dea cît mai repede posibil răspunsul corect la întrebarea: ce tensiune indică în această situație voltmetrul V?



Am înțeles că unii mai „riguroși” vor dori precizări suplimentare, motiv pentru care propun să se neglijeze căderea de tensiune în direct pe diodă și capacitatea internă (parazită) a diodei și, în același timp, să se considere practic infinită rezistența inversă a acesteia. Voltmetrul V este, așa cum se indică, de tensiune alternativă.

Cum timpul de gîndire a expirat (chiar și pentru cei ce au parcurs „din intenție” și fraza precedentă), propun să facem scorul. Vor fi, probabil, foarte puțini cei ce vor răspunde 200 V, dar nu este exclus ca mulți să afirme categoric 110 V; pentru cei cu care mergem mai departe împreună, să vedem, deci, cum stau lucrurile în realitate, căci ambele răspunsuri de mai sus sînt greșite.

Dioda redresoare D, presupusă „perfectă”, suprimă (blochează total) semialternanțele negative ale tensiunii de rețea, lăsîndu-le în cele pozitive să treacă neafectate spre sarcina L pe care schimbă. Valoarea de vîrf a tensiunii la bornele becului rămîne astfel nemodificată („argument” posibil pentru primul răspuns), însă numărul de semialternanțe parcurse prin L într-un interval de timp dat se reduce la jumătate („justificare”, mai plauzibilă chiar, pentru răspunsul al doilea).

Ceva se reduce, într-adevăr, la jumătate prin introducerea diodei D în serie cu consumatorul L, dar nu este vorba despre tensiunea la bornele acestuia — nici în valoare de vîrf și nici eficace —, ci despre puterea disipată de către rezistența sa internă, R, pe care o vom presupune, pentru simplificare, constantă. Această afirmație se demonstrează „elegant” în manualele de fizică, dar ea poate fi acceptată și intuitiv. Diodele D privează consumatorul de o jumătate din numărul total de semialternanțe ale rețelei, pe un interval dat, iar aceste semialternanțe sînt practic „identice” în ceea ce privește aportul energetic, abstracție făcînd doar de sensul curentului electric produs prin rezistența R. Blocînd accesul spre R al unei jumătăți din numărul total de „impulsuri” semisinusoideale, nu facem decît să reducem la jumătate și efectul caloric al curentului implicat, respectiv energia consumată de R sau, per unitatea de timp, puterea disipată de aceasta.

Nu ne rămîne decît să ne amintim formulele clasice care exprimă puterea în curent alternativ, $P = U \cdot I = R \cdot I^2 = U^2/R$ (unde U și I reprezintă valorile eficace ale tensiunii, respectiv intensității curentului prin sarcina R), pentru a observa că o reducere de două ori a puterii disipate, de la P1 la $P2 = P1/2$, echivalează cu o reducere de numai

$\sqrt{2} \approx 1,41$ ori a tensiunii eficace la bornele consumatorului R:

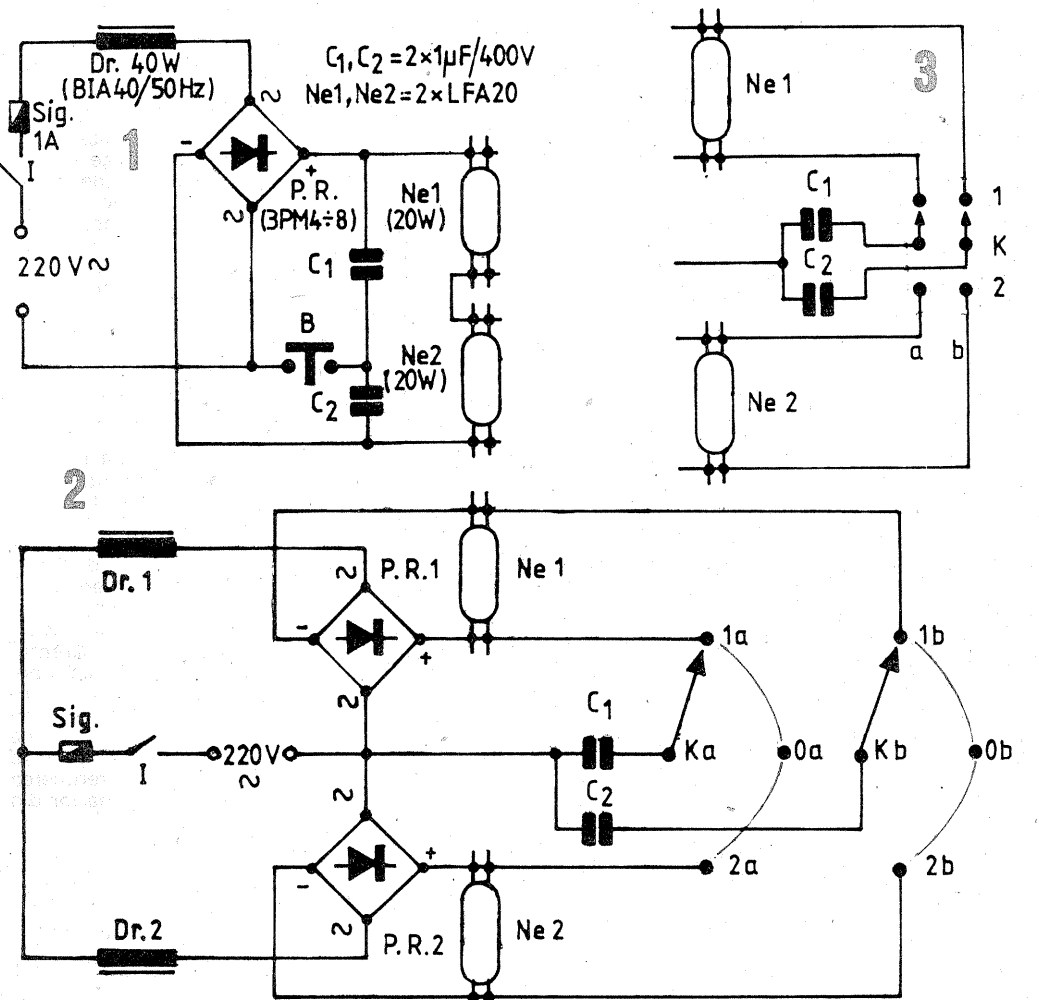
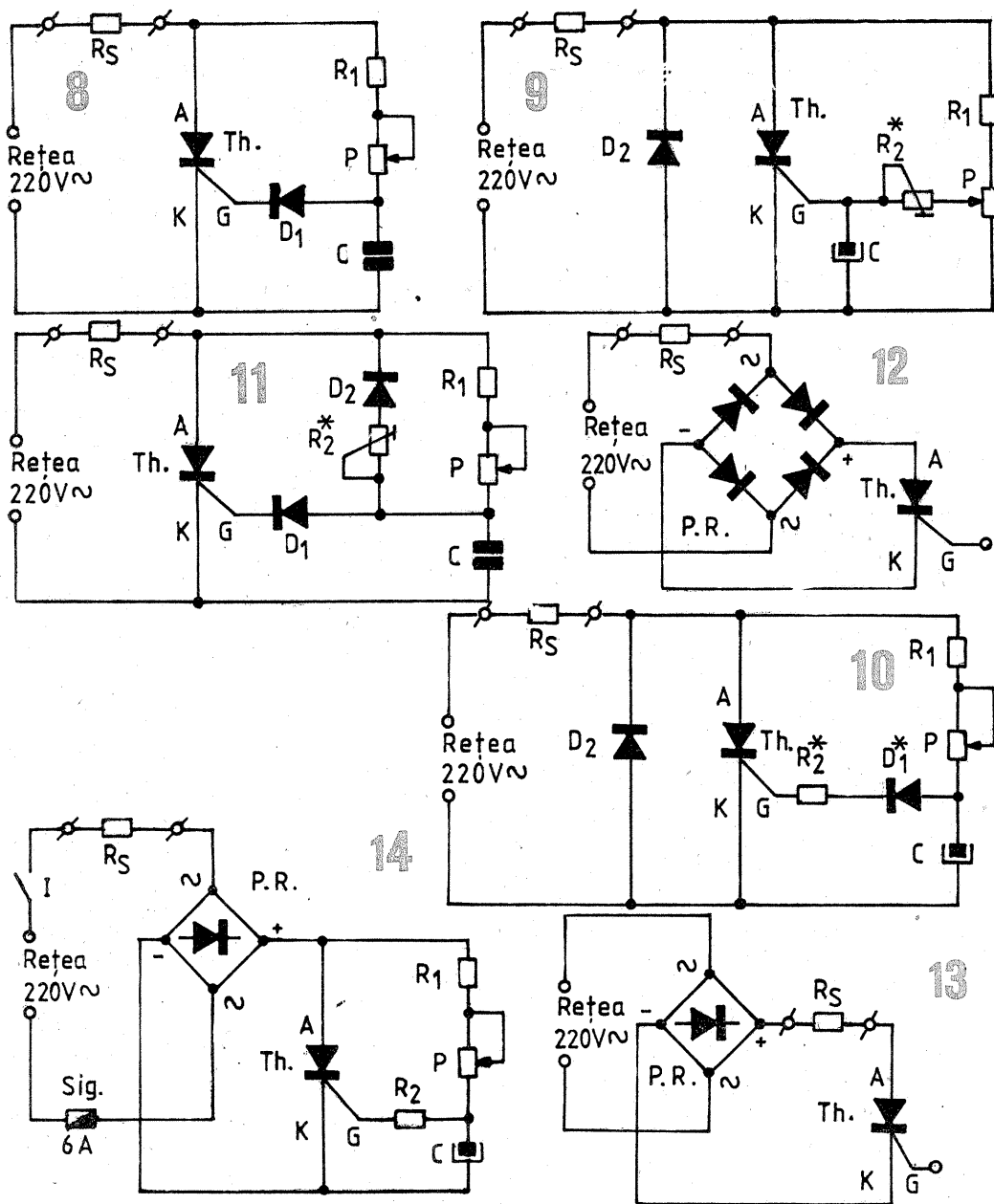
$$P1 = U_1^2/R; P2 = P1/2 = U_2^2/R$$

$$U_2 = U_1/\sqrt{2}$$

Răspunsul corect la întrebarea noastră era, deci,

$$U = 220 V/\sqrt{2} \approx 155 V.$$

Celor care nu l-au „ghicit” nici pînă acum, ca și aceluia care vor depune, eventual, contestații, invocînd măsurătorile experimentale, nu-mi rămîne decît să le recomand verificarea prealabilă (mai bine simultană) a tensiunii de rețea, înlocuirea instrumentului și aprofundarea teoriei curentului alternativ. Mulți luăm plasă, chiar dacă am știut cîndva foarte bine aceste chestiuni!



Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

APLICAȚIILE GRID-DIP-METRULUI în laboratorul radioamatorului

CORNELIU FĂURESCU, YO4AUL, maestru al sportului

Grid-dip-metrul este, fără îndoială, unul din instrumentele de măsură care nu trebuie să lipsească din laboratorul nici unui radioamator ce dorește să construiască sau să depaneze aparatură de emisie-recepție.

În articolul de față ne propunem să prezentăm principalele utilizări ale g.d.m.-lui pentru a veni în sprijinul celor care doresc să folosească la maximum posibilitățile acestui instrument.

Grid-dip-metrul nu este altceva decât un oscilator de radiofrecvență calibrat care se poate acorda continuu într-o gamă largă, având un instrument indicator al curentului de grilă. Dacă se cuplează bobina g.d.m.-trului la un circuit rezonant exterior, instrumentul va prezenta o scădere bruscă a indicației (dip) în momentul în care este acordat pe frecvența circuitului exterior, întrucât acesta va absorbi o parte din energia sa de radiofrecvență, reducând astfel curentul de grilă al tubului oscilator.

Rezultă deci că g.d.m.-ul se poate folosi numai pentru măsurarea circuitelor rezonante întrucât un circuit nerezonant nu poate absorbi energie.

Denumirea de grid-dip-metru se folosește pentru desemnarea aparatelor de acest gen echipate cu tuburi. Aparatele moderne, echipate cu dispozitive semiconductoare, sînt cunoscute sub numele de dip-metre. Un dip-metru constă, în linii generale, dintr-un oscilator tranzistorizat cu bobine schimbătoare, un detector și un etaj amplificator de curent continuu care acționează un instrument indicator. În figurile 1,2,3 și 4 sînt redată schemele electrice ale unor astfel de instrumente.

Dip-metrele prezintă unele avantaje asupra clasicei grip-dip-metre: dimensiuni și greutatea reduse, autonomie de alimentare, stabilitate mai bună de frecvență etc. Pentru ușurința expunerii, pe parcursul acestui articol, vom folosi denumirea generică de grid-dip-metru pentru desemnarea instrumentelor de acest gen.

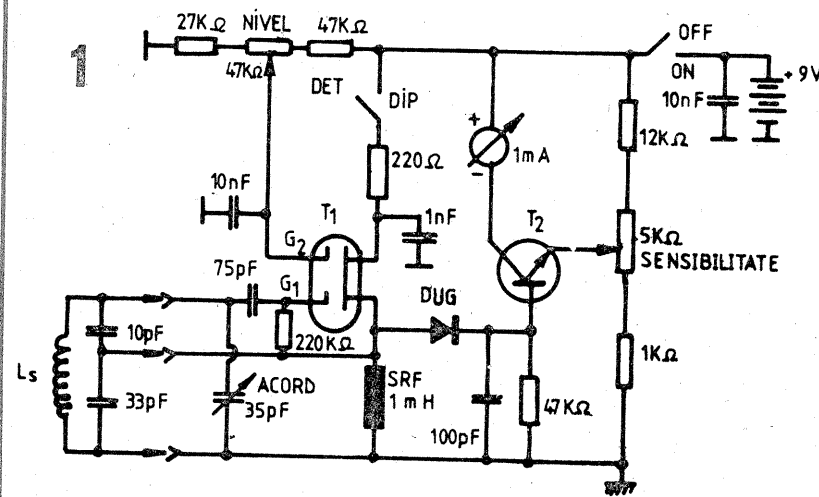
Întrucît g.d.m.-ul își asigură singur energie de radiofrecvență, se poate folosi și pentru verificarea la rece a frecvenței de rezonanță a circuitelor acordate, a șocurilor de radiofrecvență, a antenelor etc. Din această cauză acest instrument mai este cunoscut și sub denumirea de undametrul dinamic.

Pentru a folosi la maximum posibilitățile instrumentului, avem nevoie de trei accesorii: o capacitate etalon, o inductanță etalon și un receptor bine calibrat (sau un frecvențmetru) care să acopere gama de frecvențe de interes.

Calibrarea scalei g.d.m.-lui este relativă întrucît capacitatea mîinii și efectul circuitului măsurat vor dezaordă într-o oarecare măsură oscilatorul.

Cînd se impune o precizie mai mare pentru determinarea frecvenței de rezonanță (de exemplu pentru construcția trap-urilor unei antene multiband), se poate folosi ca indicator al frecvenței semnalului emis de g.d.m.-tru un receptor bine calibrat sau un frecvențmetru digital.

1. Măsurarea frecvenței de rezonanță a unui circuit acordat a fost utilizarea inițială dată g.d.m.-lui. În acest scop se cuplează slab bobina g.d.m.-lui cu circuitul exterior (vezi figura 5) și se rotește condensatorul de acord pînă cînd instrumentul prezintă un minim pronunțat al indicației (dip). În acest moment se citește pe scala g.d.m.-lui frecvența de rezonanță. La început se va folosi un cuplaj mai strîns cu bobina circuitului măsurat pentru a se facilita găsirea minimului, slăbindu-se apoi progresiv cuplajul pentru a se asigura acura-

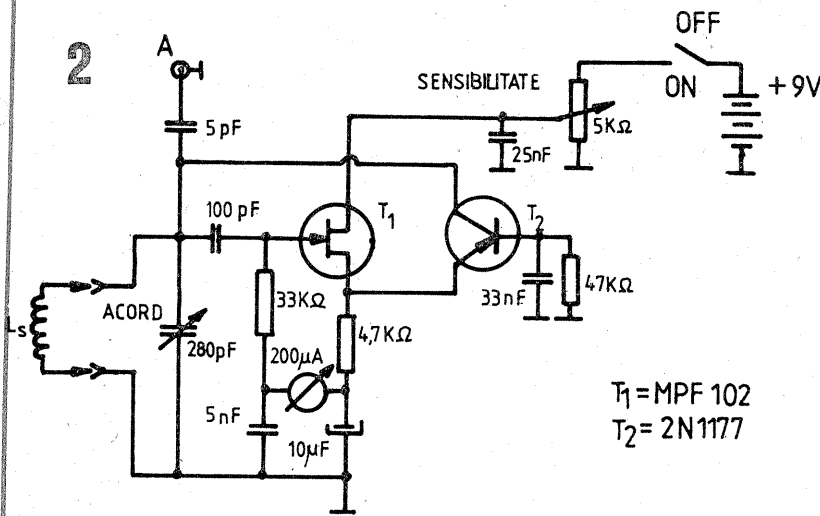


T₁ = 40673 ; BF 960 ; BF 961

T₂ = 2N2222A ; BC 107

DUG - diodă de detecție cu germaniu

L_s bobine schimbătoare



T₁ = MPF 102

T₂ = 2N1177

L_s - bobine schimbătoare

A - bornă pentru cuplarea unui frecvențmetru sau antene exterioare

tețea măsurătorii. Întotdeauna se va folosi cuplajul cel mai slab care asigură perceperea dip-ului.

Trebuie menționat faptul că majoritatea g.d.m.-trilor prezintă rezonanțe interne la anumite frecvențe. Pentru a nu fi induși în eroare de dip-uri false în timpul măsurătorilor, este bine să verificăm toate gamele g.d.m.-lui, fără ca acesta să fie cuplat la vreun circuit oscilant și să ne notăm frecvențele de rezonanță interne ale aparatului.

2. Măsurarea factorului de calitate „Q” al unui circuit rezonant

Este de remarcă faptul că scăderea indicației instrumentului la rezonanță (dip) este direct proporțională cu factorul de calitate Q al circuitului măsurat: un circuit avînd un factor de calitate ridicat producînd un minim mai pronunțat decît un circuit

cu un factor de calitate scăzut. Pentru efectuarea acestei măsurători trebuie să se apeleze la un voltmetru electronic prevăzut cu o sondă de radiofrecvență care se conectează în paralel cu circuitul măsurat. Măsurătoarea se efectuează în două etape:

a) se cuplează g.d.m.-ul cu bobina circuitului acordat și se rotește condensatorul de acord al aparatului pentru determinarea minimului indicației. În acest moment se notează frecvența de rezonanță F₁, precum și tensiunea citită pe scala voltmetrului electronic. Pentru facilitarea măsurătorii este bine să se varieze cuplajul dintre g.d.m. și circuitul măsurat în așa fel încît voltmetrul să indice cap de scală.

b) se reface acordul g.d.m.-lui (păstrînd neschimbat cuplajul cu

circuitul exterior) pînă cînd voltmetrul indică 70,7% din valoarea precedentă. Se notează noua frecvență de rezonanță F₂

Factorul de calitate Q al circuitului măsurat rezultă din formula

$$Q = \frac{F_1}{2 \cdot (F_1 - F_2)}$$

(dacă F₂ < F₁). Dacă F₂ > F₁, atunci relația devine:

$$Q = \frac{F_1}{2 \cdot (F_2 - F_1)}$$

3. Undametrul cu absorbție. Orice g.d.m.-tru se poate folosi și ca undametrul cu absorbție, acesta nefiind altceva decît un circuit acordat calibrat, prevăzut cu un dispozitiv pentru indicarea rezonanței.

În orice g.d.m.-tru curentul care străbate instrumentul indicator provine din redresarea tensiunii de radiofrecvență captate de circuitul acordat al aparatului. Redresarea se face la fel de bine, fie că radiofrecvența este generată de oscilatorul g.d.m.-lui fie că este culeasă de circuitul acordat al acestuia de la o sursă exterioară. În acest scop, la aparatele cu tuburi trebuie întreruptă tensiunea de alimentare a tubului oscilator (fără a întrerupe tensiunea de filament) pentru a permite circuitului catod-grilă să lucreze ca diodă redresoare. Și mai utilă este folosirea unei tensiuni anodice reglabile pentru a permite oscilatorului să lucreze ca multiplicator al factorului de calitate Q atunci cînd aceasta este reglată în apropierea pragului de oscilație, producînd astfel o creștere semnificativă a indicației instrumentului la rezonanță.

De remarcă că în cazul folosirii g.d.m.-lui ca undametrul cu absorbție, la rezonanță se obține un maxim al indicației instrumentului. Și în acest caz, cuplajul cu circuitul măsurat trebuie să fie cît mai slab. Trebuie menționat, de asemenea, faptul că un undametrul cu absorbție va detecta și frecvențele armonice ale semnalului de bază și de aceea, atunci cînd nu se cunoaște nici măcar cu aproximație frecvența semnalului măsurat, este bine să se înceapă măsurătorile folosind gamele de măsură inferioare ale instrumentului.

4. Măsurarea inductanțelor. O inductanță necunoscută se poate măsura punînd în paralel cu aceasta un condensator de capacitate cunoscută (C) și măsurînd apoi frecvența de rezonanță (F) a circuitului astfel rezultat. Datele obținute se introduc în formula:

$$L = \frac{25330}{C \times F^2}$$

unde inductanța se exprimă în μH, capacitatea în pF, iar frecvența în MHz.

Folosind o capacitate etalon de 2.553 pF, formula inductanței se simplifică mult, devenind:

$$L = \frac{10}{F^2}$$

Metoda obișnuită de cuplare inductivă a g.d.m.-trului cu circuitul de măsură nu se aplică la măsurarea bobinelor toroidale sau ecranate întrucît acestea sînt astfel construite încît să aibă un cîmp exterior cît mai redus posibil. Pentru măsurarea unor astfel de inductanțe prezentăm în continuare trei metode simple:

a) dacă capătul cald al bobinei g.d.m.-trului este conectat la o bornă exterioară, se cuplează între această bornă și un capăt al circuitului de măsură un condensator de mică capacitate (1—5 pF), celălalt capăt al circuitului de măsurat fiind conectat la șasiul g.d.m.-lui (fig. 2);

b) a doua metodă se bazează pe faptul că terminalele capacității de acord pînă la bobină formează o inductanță care poate fi cuplată mu-

tual cu bobina g.d.m.-lui (fig. 6). Cuplajul este destul de slab, dar factorul de calitate ridicat al circuitului va produce un minim destul de pronunțat la rezonanță;

c) pentru a determina frecvența de rezonanță a unui circuit format dintr-o bobină toroidală și un condensator, se poate folosi cuplajul prin „link”, înfășurând câte două spire peste bobina g.d.m.-trului și peste bobina toroidală și conectând apoi terminalele acestor spire împreună. Cuplajul prin „link” poate fi folosit și pentru determinarea frecvenței de rezonanță a unui circuit greu accesibil. Pentru a nu se afecta precizia măsurătorii, se va folosi un cuplaj cât mai slab între circuite (fig. 10 d).

5. **Măsurarea capacității.** Pentru măsurarea unei capacități necunoscute indicăm două metode:

a) Se ia o inductanță oarecare și se conectează în paralel o capacitate de valoare cunoscută (pentru simplificare, 100 pF), apoi se determină frecvența de rezonanță F1 a acestui circuit. Se înlocuiește apoi capacitatea etalon cu capacitatea necunoscută și se determină noua frecvență F2 a circuitului.

Valoarea capacității necunoscute (Cx) se obține introducând aceste date în formula:

$$C_x = \left(\frac{F_1}{F_2} \right)^2 \times C_s,$$

unde frecvența se exprimă în MHz, capacitatea în pF, iar Cs este valoarea capacității etalon.

b) O altă formulă pentru determinarea unei capacități necunoscute Cx este următoarea:

$$C_x = \frac{25330}{L \times F^2}$$

unde L se exprimă în μH. Folosind o inductanță etalon de 253 μH, formula devine:

$$C_x = \frac{100}{F^2}$$

Desigur, orice capacitate sau inductanță cunoscută poate fi folosită drept etalon în timpul măsurătorilor, dar la alegerea valorii acesteia trebuie avut în vedere faptul că frecvența de rezonanță a circuitului obținut trebuie să se încadreze în domeniul de frecvență a g.d.m.-lui folosit.

6. **Măsurarea coeficientului de cuplaj a două bobine**

La construcția filtrelor trece-banda cuplate inductiv, este deseori necesar să se cunoască coeficientul de cuplaj a două bobine. În acest scop se măsoară inductanța unei bobine, în timp ce cealaltă bobină este scurtcircuitată, apoi se reface măsurătoarea după înlăturarea scurtcircuitului.

Coeficientul de cuplaj „K” al celor două bobine se calculează introducând valorile obținute în formula:

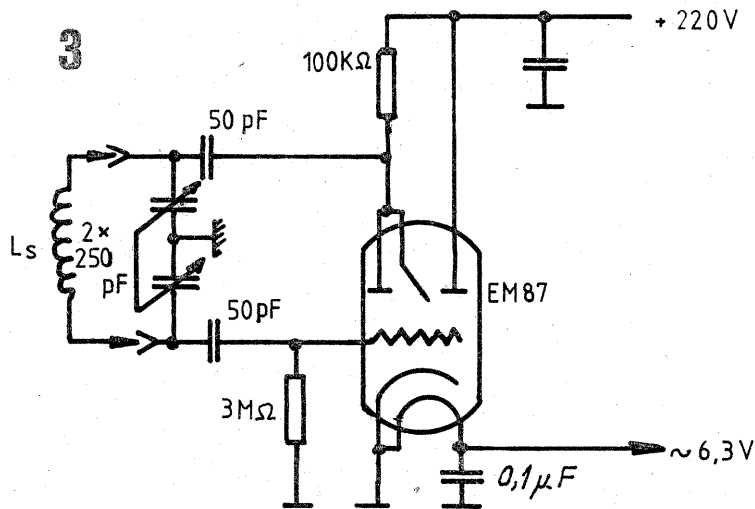
$$K = \sqrt{1 - \frac{L_s}{L_d}}$$

unde Ls este inductanța unei bobine în situația în care cealaltă bobină este scurtcircuitată, iar Ld este valoarea măsurată după ce scurtcircuitul a fost înlăturat.

Pentru determinarea coeficientului de cuplaj se mai poate folosi și o altă formulă:

$$K = \sqrt{1 - \left(\frac{F_d}{F_s} \right)^2}$$

unde Fd și Fs sînt frecvențele de rezonanță ale primului circuit în situația în care cel de-al doilea circuit este fie deschis sau scurtcircuitat. În acest fel se pot măsura coeficienți de cuplaj între 0,1 și 0,7. La valori mai mici, diferența dintre cele două frecvențe este greu de măsurat.



L_s - bobine schimbătoare

7. Măsurarea inductanței mutuale „M” a două bobine

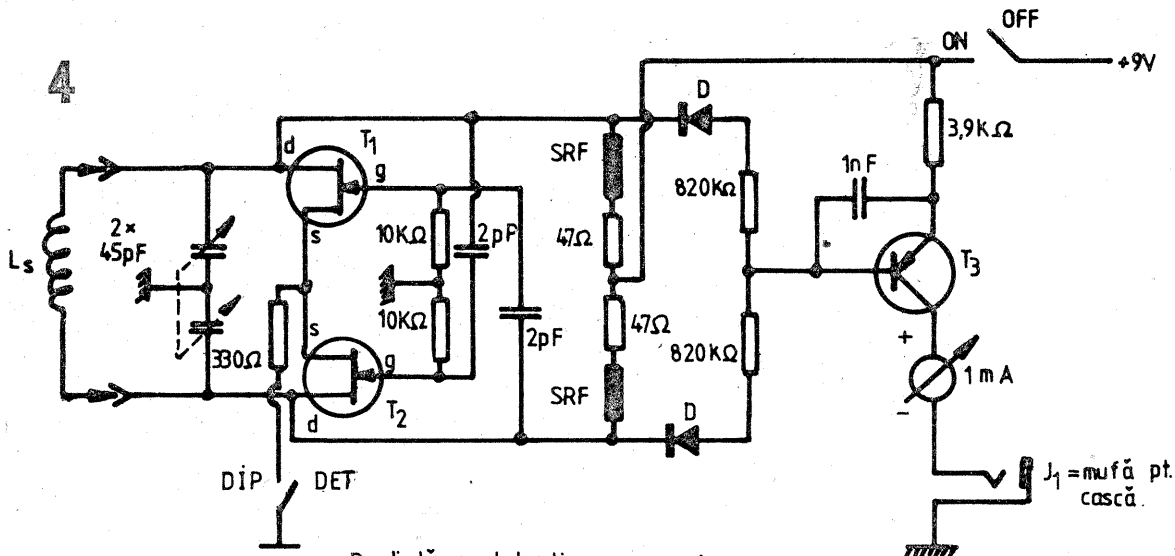
Inductanța mutuală „M” poate fi măsurată determinând inductanța totală a celor două bobine conectate în serie în același sens, apoi inversînd legăturile la una din bobine și măsurînd din nou inductanța totală (fig. 7). Un sfert din diferența celor două inductanțe reprezintă inductanța mutuală:

$$M = \frac{L_1 - L_2}{4}$$

Pentru măsurarea precisă a inductanței mutuale și a coeficientului de cuplaj a două bobine trebuie să apelăm la un receptor bine calibrat sau la frecvențmetru pentru determinarea riguroasă a frecvenței de rezonanță.

8. Generator de semnal

Grid-dip-metrul se poate folosi ca generator de semnal de radiofrecvență nemodulat pentru alinierea radioreceptoarelor sau pentru alimentarea unei punți de impedanțe. Amplitudinea semnalului poate fi controlată prin modificarea distanței



D = diodă cu detecție cu germaniu

SRF - soc de RF de 15 μH

T₁, T₂ = TIS 88, 2N5245

T₃ = BCY 70

L_s - bobine schimbătoare

dintre bobina grid-dip-metrului și borna de antenă a receptorului. Pentru obținerea unui semnal de radiofrecvență modulat în amplitudine se poate folosi un generator de audiofrecvență exterior sau se poate construi un mic oscilator de AF chiar în cutia g.d.m.-lui. Gradul de modulație este direct proporțional cu nivelul tensiunii de audiofrecvență.

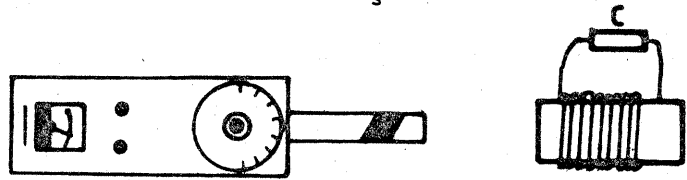
9. Monitor pentru emisiuni telegrafice și cu modulație în amplitudine

Conectînd o cască telefonică în serie cu instrumentul indicator al grid-dip-metrului (fig. 4), aceasta se poate folosi ca monitor de emisiuni telegrafice „A1”. Pentru aceasta se acoardează g.d.m.-ul pe frecvența de lucru a emițătorului și se reglează distanța dintre emițător și g.d.m. pentru obținerea unui semnal optim. Pentru controlul calității emisiunilor telefonice „A3” se procedează în mod asemănător folosind însă g.d.m.-ul ca undametrul cu absorbție. În acest fel se poate detecta prezența unui eventual brum pe modulație sau a oscilațiilor audio parazite.

10. Verificarea cristalelor de cuarț

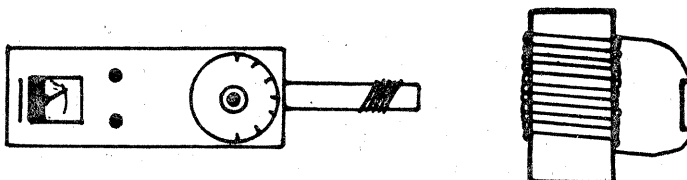
Activitatea și frecvența cristalelor de cuarț se pot verifica introducînd cristalul respectiv în locul bobinei schimbătoare și deschizînd condensatorul de acord al g.d.m.-lui spre capacitatea minimă. Amplitudinea indicației instrumentului va fi direct proporțională cu activitatea cristalului testat, iar frecvența de rezonanță poate fi controlată cu ajutorul unui frecvențmetru sau al unui receptor bine calibrat. Această metodă este recomandată pentru testarea cristalelor care oscilează pe frecvența fundamentală.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



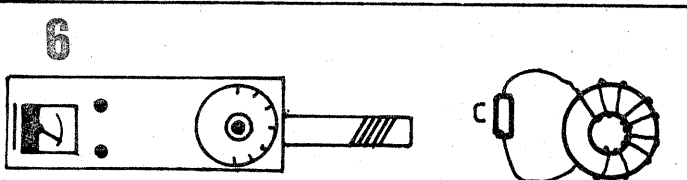
(A)

CORECT



(B)

INCORECT



(C)

VU-METRU cu circuite integrate

ALEXANDRU ZANCA

O componentă importantă a lanțului audio o constituie și indicatorul de nivel pentru semnalul audio sau VU-metrul.

Indicatorul de nivel se cuplează, de obicei, la intrarea amplificatorului de audiofrecvență de putere, pentru a urmări nivelul semnalului în acest punct critic.

Dacă în cazul preamplificatoarelor-corectoare, depășirea între anumite limite a nivelului nominal la intrare nu introduce distorsiuni (în mod obișnuit, pentru un nivel nominal al semnalului de 150 mV se admit depășiri până la 500...1000 mV fără alterarea semnalului), în cazul amplificatoarelor de putere, depășirea nivelului nominal la intrare duce la limitarea semnalului, prin sistemele de protecție cu care acesta este prevăzut, deci la distorsiuni.

O altă utilizare imediată a indicatorului de nivel este aceea de echilibrare a canalelor amplificatorului stereo, echilibrare necesară refacerii corecte a reliefului sonor în zona de audiere. În acest caz, VU-metrul trebuie să aibă posibilitatea de a indica și niveluri scăzute ale semnalului aplicat la intrarea amplificatorului

de audiofrecvență, corespunzătoare audierii la puteri mici.

Indicatorul de nivel de audiofrecvență, a cărui schemă este prezentată în figura 1 și care îndeplinește condiția mai sus arătată, este realizat cu circuitul integrat D277A (UAA180) ce comandă activarea LED-urilor în funcție de nivelul ten-

sinusoidală aplicată la intrarea VU-metrului.

Circuitul integrat K157DA1 fiind mai puțin cunoscut, se va face în cele ce urmează o prezentare a acestuia.

Circuitul integrat K157DA1 conține două redresoare bialternanță de precizie pentru valori medii ale semnalului, fiind realizat pentru comanda VU-metrelor. Fiecare canal (fig. 4) conține un amplificator buffer și un redresor bialternanță de precizie, a cărui tensiune de ieșire este pozitivă față de masă. De remarcat alimentarea dublă a circuitului, cit și accesul la intrarea inversoare, ieșirea amplificatorului și la intrarea redresorului de precizie, existând astfel posibilitatea extinderii aplicațiilor acestui circuit. Nivelul tensiunii pozitive de la ieșire corespunde cu precizie valorii medii a semnalului alternativ aplicat la intrare într-un diapazon de peste 50 dB și pînă la frecvențe de aproximativ 100 kHz. Mai jos sînt date unele caracteristici ale acestui circuit:

- tensiunea de alimentare ±3...±20 V (tipic ±15 V);
- curentul de alimentare 1,6 mA;
- puterea disipată 500 mW;
- curentul absorbit de intrare 200 nA;
- amplificarea în tensiune 7...10 ori;
- tensiunea de ieșire 9V max.;
- tensiunea de ieșire cu intrarea în scurtcircuit 50 mV max.;
- curentul de ieșire 2,5...6 mA;
- frecvența semnalului redresat 100 kHz max.

Compensarea, pentru unele aplicații, a tensiunii de ieșire relativ mari cu intrarea în scurtcircuit (max. 50 mV) se poate realiza prin procedee clasice de reglare a offsetului.

Funcționarea VU-metrului este simplă. Semnalul aplicat la intrare este amplificat și redresat de circuitul integrat IC1, pe bornele condensatorului C8 (C9), găsindu-se valoarea medie a tensiunii alternative aplicate la intrare. În funcție de nivelul acestei tensiuni și de alegerea tensiunilor de referință, Uref.min și Uref.max, se va activa un număr mai mare sau mai mic de LED-uri, indicînd astfel nivelul semnalului aplicat la intrare. De notat faptul că indicația, în cazul circuitului integrat D277A, este liniară, deci scala, în decibeli, va fi liniară.

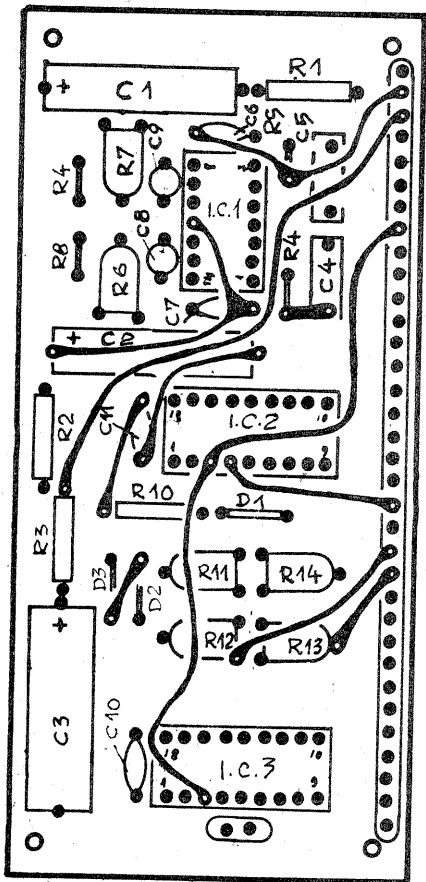
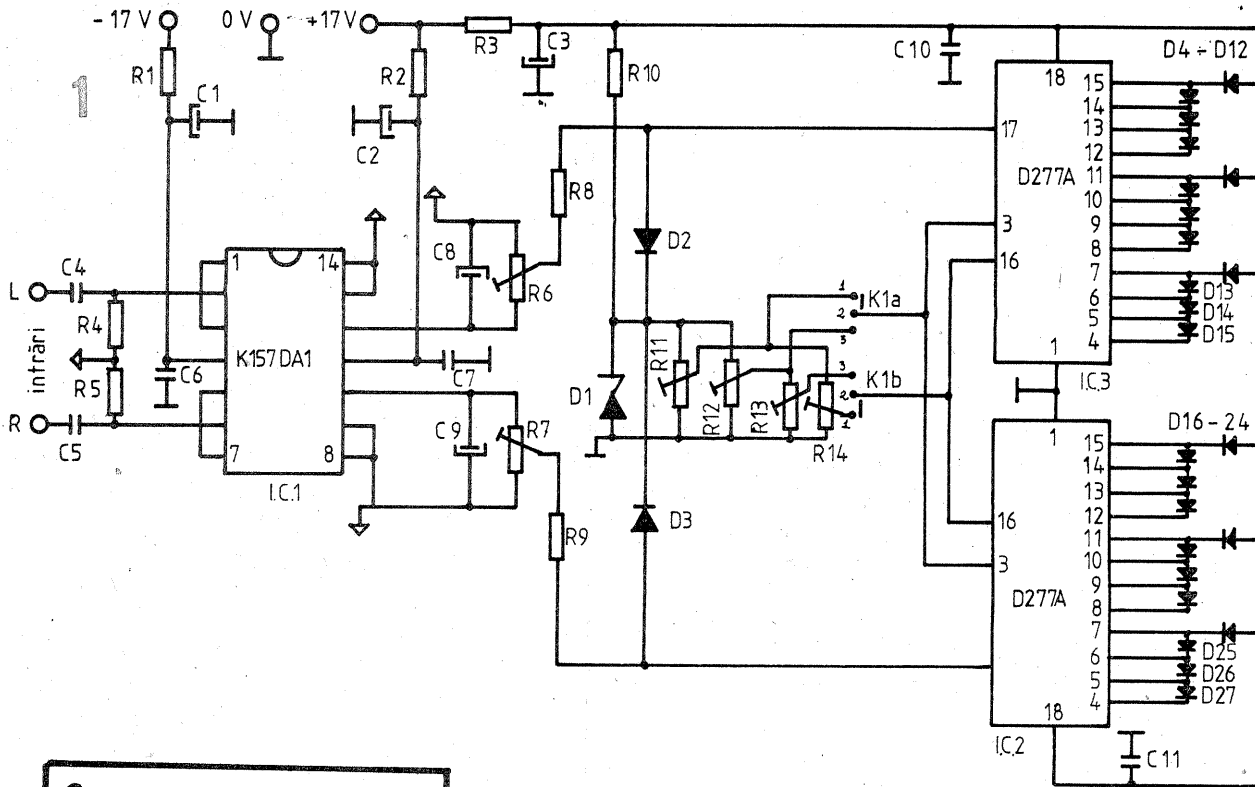
Comutatorul K1 alege cele două domenii de afișare: 0...30 mV și 30...300 mV. Aceste domenii pot fi oricare altele, după cerință, în limitele de funcționare a circuitului IC2 (IC3), sau se pot realiza mai multe domenii, reglajul făcîndu-se din rezistențele semireglabile R11 și R12 pentru limita superioară a referinței și din semireglabilele R13 și R14 pentru limita inferioară a referinței (vezi și figurile 5a, 5b și 5c).

Diodele D2 și D3 au rolul de a proteja intrările circuitelor IC2 și IC3, dacă pe acestea apar tensiuni mai mari de 6 V.

Alimentarea montajului se face de la o sursă de tensiune stabilizată, capabilă să furnizeze -17 V la 10 mA și +17 V la 100 mA.

La realizarea cablajului s-a folosit sticlotoxolit dublu placat. Desenul cablajului (fața B) este ilustrat în figura 3, iar disponerea pieselor la fața A a cablajului sînt ilustrate în figura 2, ambele la scara 1:1.

Reglajul se realizează astfel: după alimentarea montajului cu cele două tensiuni, se scurtcircuitează intrarea, caz în care toate LED-urile trebuie să fie stinse; în caz contrar, se acționează asupra rezistenței R14. Comutatorul K1 se aduce în poziția corespunzătoare primului domeniu de măsură, iar la intrare se injectează un semnal sinusoidal cu frecvența de 1000 Hz și nivelul de 30



- 1
- 2
- 3
- 4
- 5
- 6
- 7
- 8
- 9
- 10
- 11
- 12
- 13
- 14
- 15
- 16
- 17
- 18
- 19
- 20
- 21
- 22
- 23
- 24
- 25
- 26
- 27
- 28
- 29
- 30
- 31
- 32
- 33
- 34

FAȚA A

Scara 1:1

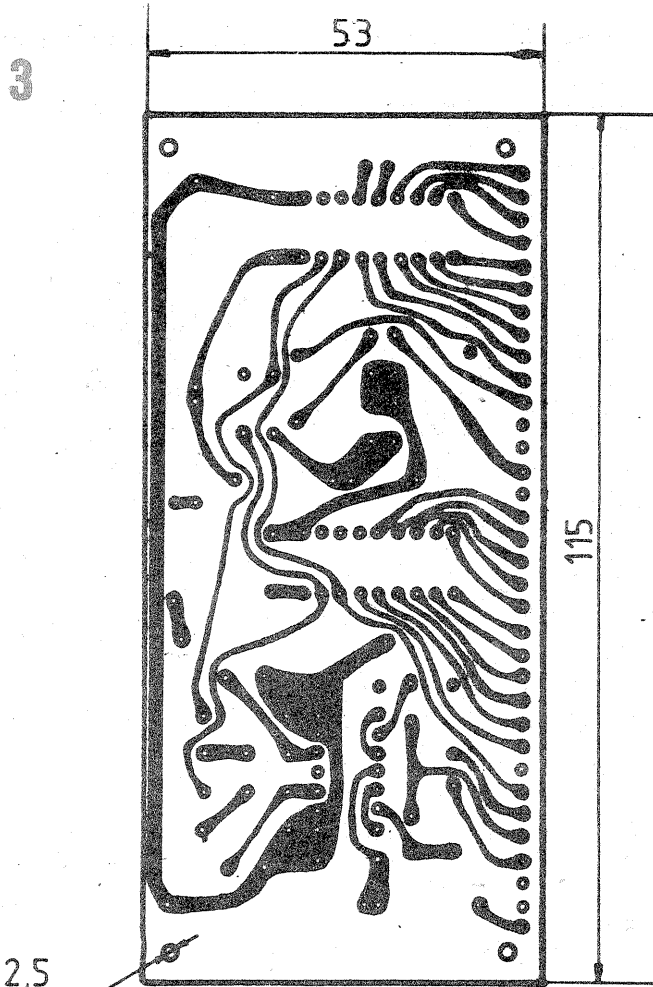
- 1- +Vcc(+17V)
- 2- GND (0V)
- 3- -Vcc(-17V)
- 4- intrare R
- 5- masă intrare
- 6- intrare L
- 7- K1b
- 8- K1a
- 9+20-comandă LED -canal R
- 21+24-K1
- 25+36-comandă LED -canal L

sionii continue aplicată pe pinul 17 al circuitului, pe de o parte, și de tensiunea de referință Uref.min și Uref.max existentă la pinii 16 și, respectiv, 3, pe de altă parte.

Tensiunea continuă de la intrarea circuitului de comandă a LED-urilor (IC2 și IC3) este furnizată de redresorul de precizie, realizat cu circuitul integrat K157DA1 și provine din tensiunea de audiofrecvență aplicată la intrarea acestui circuit.

Deoarece funcționarea circuitului integrat UAA180 — echivalent pin cu pin cu circuitul integrat D277A — a mai fost prezentată în paginile revistei, nu se va insista asupra acestui lucru, cu excepția ilustrării grafice a influenței tensiunii de referință minime și maxime asupra activării LED-urilor, și anume, dacă diferența dintre Uref.min și Uref.max este pînă în jur de 1 V, diodele vor fi activate una după alta, fără salturi, funcție de Uin (figura 5a). Dacă diferența dintre Uref.min și Uref.max este între 1 V și 4 V, diodele vor fi activate în salturi (fig. 5b).

Cele mai sus arătate au stat la baza obținerii a două domenii de lucru, și anume primul domeniu cuprins între 0 și 30 mV, iar cel de-al doilea între 30 și 300 mV, tensiune

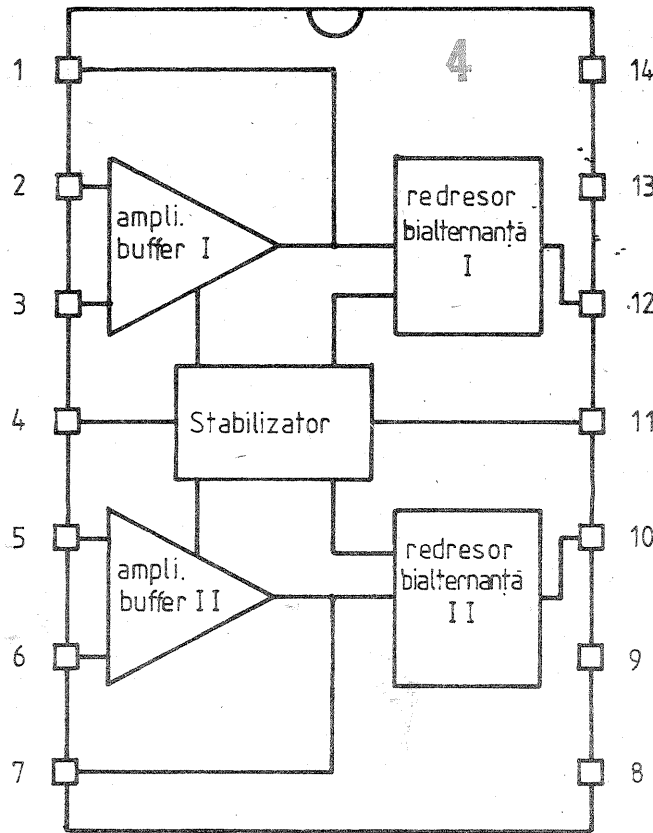


4 găuri

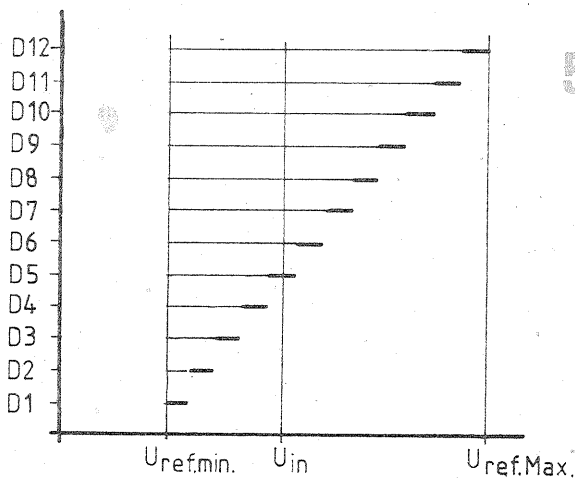
FATA B

mV. Reglând R11 se va urmări ca LED-urile D4...D13 (D16... D25) să fie active. Se scade nivelul semnalului la circa 1...5 mV și, reglând R14, se va urmări ca doar dioda D4 (D16) să fie activă. Se aduce semnalul de intrare la un nivel peste 30 mV, caz în care toate LED-urile trebuie să fie active. Cu aceasta, primul domeniu de măsură a fost reglat. Se trece comutatorul K1 în poziția corespunzătoare domeniului al doilea de măsură, la intrare se injectează un semnal cu nivelul de 35 mV, iar din R13 se va urmări ca LED-ul D4

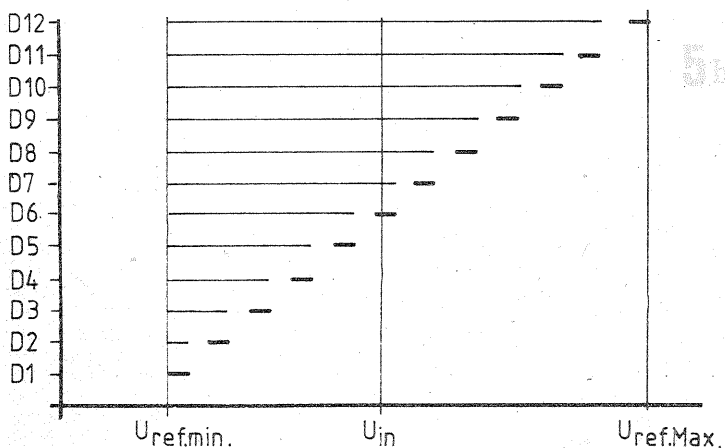
(D16) să fie activat. Se ridică nivelul semnalului la 300 mV și R12 se va regla astfel încât diodele D4...D13 (D16...D25) să fie active. Diodele D13 și D25 — de culoare galbenă — indică în acest caz încărcarea maximă a amplificatorului de putere. Desigur, se pot alege și alte domenii de măsură (indicație), reglajul efectuându-se în maniera de mai sus. Rezistențele R6 și R7 ajută la reglajul global al indicației. De notat că pentru indicație minimă se activează diodele legate la pinii 15, iar pe măsură ce nivelul semnalului crește, se



- 1 - ieșire amplificator/intrare redresor I
- 2 - intrare neinversoare amplificator I
- 3 - intrare inversoare amplificator I
- 4 - alimentare tensiune negativă [-Vcc]
- 5 - intrare inversoare amplificator II
- 6 - intrare neinversoare amplificator II
- 7 - ieșire amplificator/intrare redresor II
- 8 - masă
- 9 - masă
- 10 - ieșire redresor II
- 11 - alimentare tensiune pozitivă [+Vcc]
- 12 - ieșire redresor I
- 13 - masă
- 14 - masă



5a



5b

activează diodele de la pinii 14, 12 etc., dioda conectată la pinul 4 corespunzând semnalului de nivel maxim.

Se vor folosi componente de calitate, verificate înainte de montare. VU-metrul se va conecta la intrarea amplificatorului audio de putere, dar se poate cupla în orice punct al lanțului audio, impedanța de intrare fiind suficient de mare, dictată de rezistențele R4 (R5), în cazul de față 200 kΩ.

Detaliile de asamblare mecanică rămân la latitudinea constructorului amator, reamintind doar faptul că în cazul circuitului integrat B277A (UAA180) scala va fi liniară.

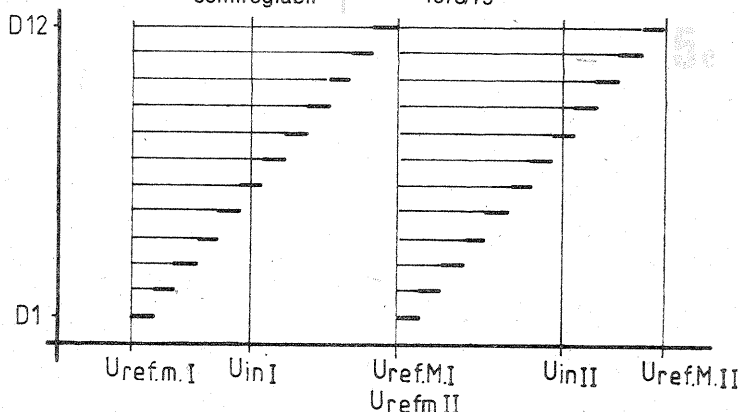
Lista componentelor

- R1; R2; R3 50 Ω
- R4; R5 200 kΩ
- R6; R7; R11; R12 10 kΩ, semireglabil

- R8; R9 10 kΩ
- R13; R14 100 kΩ, semireglabil
- R10 200 Ω
- C1; C2; C3 47 μF/25 V
- C4; C5 220 nF
- C6; C7; C10; C11 100 nF, ceramic-plachetă
- C8; C9 1,5 μF/35 V
- D1 PL5Z6V
- D2; D3 BA244
- D4...D12 MDE1103V
- D16...D24 MDE1103V
- D13; D25 MDE11036
- D14; D15; D26; D27 MDE1103R
- IC1 K157DA1
- IC2; IC3 D277 A (UAA180)

BIBLIOGRAFIE

- Colectia TEHNIUM
- RADIO, 5-6/1981
- Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik, SIEMENS - 1978/79



DENSITOMETRU

Ing. LAURENȚIU GIURGEA

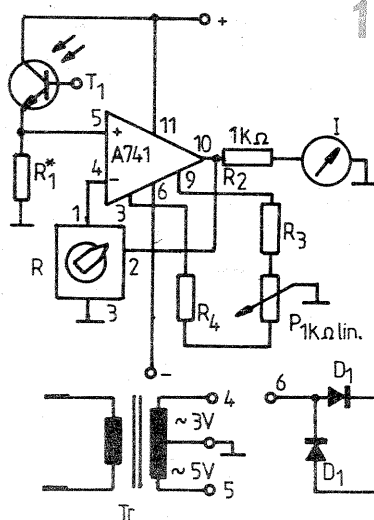
Aparatul propus acelor cititori ai revistei care, printr-o fericită asociere, sînt pasionați atît de electronică, cît și de foto, este relativ ușor de realizat, cu piese ușor de procurat. Prin folosirea lui se va obține, pe de o parte, o mare economie de materiale și timp, iar pe de altă parte, o sensibilă creștere a calității realizărilor, cu aceeași calitate a materialelor. Utilizarea lui de bază este pentru alb-negru. Cu precauții, însă, el poate fi folosit și la color.

1. Descriere tehnică

Aparatul se compune dintr-un element fotosensibil, un amplificator de curent continuu cu amplificarea reglabilă în trepte în raport de 2/1 și un instrument indicator.

Ca element fotosensibil se folosește un fototranzistor. Pentru amplificator este preferată soluția unui amplificator integrat, avînd amplificarea mai mare și mai stabilă, mai ales la variații de temperatură.

Pe intrarea inversoare, prin rețeaua R, se aplică reacția negativă



destul de „adîncă”, ceea ce face ca amplificarea să nu mai depindă de amplificarea intrinsecă a integratului, ci exclusiv de coeficientul de transfer al buclei. Coeficientul de transfer, reglabil, are valorile: 1, 1/2, 1/4, 1/8 etc. Pentru amplificarea globală mai mare de 500, aparatul trebuie să fie prevăzut cu posibilitatea de reglaj al poziției de nul. Aceasta se realizează din rețeaua R3, P, R4. Alimentarea se poate face în două variante: stabilizată și nestabilizată. Poate fi luată în considerare și alimentarea din 4 baterii de 1,5 V, cu priza mediană la masă. Trebuie însă ținut cont de faptul că, la o amplificarea de 10^5 pînă la 10^6 , cît are amplificatorul A741 în buclă deschisă, la o amplificarea finală maximă de circa 1 000 se poate aplica o reacție negativă de 40–60 dB. Aceasta conferă montajului o stabilitate care nu mai necesită o alimentare stabilizată. Din figura 2 se poate alege varianta alimentării nestabilizate, prin legarea punctului 4 cu 6, sau a celei stabilizate, prin cuplarea punctului 5 cu 6 și cuplarea în continuare a stabilizatorului. În primul caz rezultă o sursă nestabilizată de $\pm 4,5$ V, iar în cazul al doilea o sursă de alimentare stabilizată de $\pm 3,2$ V.

2. Realizare practică

Realizarea practică nu ridică probleme; ea poate fi abordată cu succes și de către cei care sînt mai puțin fotografi și mai puțin electroniști.

Fototranzistorul este din pliculețul din comerț aflat sub numele de „comandă optică”, produs de I.P.R.S.-Băneasa. El trebuie introdus într-o sondă confecționată după indicațiile din figura 7, sau o con-

strucție și mai inspirată. Cum sonda va fi foarte mult manipulată, trebuie să aibă o construcție robustă. Pentru aceasta se vor folosi două bucăți de textolit, B și C, groase de 6 mm, sau mai multe prin suprapunere, pînă la obținerea acestei grosimi, de dimensiuni 30 x 10 mm și o bucată de melamină albă, tot de 30 x 10 mm. Pe partea inferioară a sondei se lipește o bucată de material textil, D, care să permită o alunecare ușoară a acesteia pe rama de mărît. Gaura de diametru 4,8 mm se dă cît mai aproape de marginile sondei, pentru a permite acesteia să pătrundă cît mai adînc în colțurile ramei. Rămîne, deci, să hotărîți singurii cota d, în funcție de precizia de execuție a găurii, pe care o puteți asigura. Gaura pentru introducerea cablului de conectare a sondei (care se recomandă să fie blindat, pentru mai multă rezistență la flexări repetate) o alegeți astfel încît prin strîngerea celor două plăci, A și B, acesta să fie montat fest.

După filetarea plăcuței B cu M3, se lipește cu prenzadez plăcuța de melamină de aceasta și se continuă gaura de 4,8 mm și prin ea.

Se lipește emitorul lui T1 la firul cald și colectorul la tresă, se strînge șurubul M3, se lipește materialul textil D și sonda este gata. Ea este semidemontabilă, permițînd deci unele intervenții ulterioare.

Cu excepția lui I, Tr, R, P și a

sondei, celelalte piese se montează pe o plăcuță de cablaj imprimat.

Instrumentul I este un miliampermetru cu deviația maximă pentru 1 mA. Dacă avem altul mai sensibil, rezistența R2 se calculează cu formula:

$$R2 \text{ (k}\Omega\text{)} = 1/I \text{ (mA)}$$

Dacă sensibilitatea instrumentului este de 10 mA, atunci alimentarea va fi obligatoriu stabilizată.

Scala lui I se demontează, în locul ei desenîndu-se alta, ca în figura 6. Se observă că, de fapt, sînt două scale: una liniară 0–10 și alta în trepte de diafragmă. Ea fie că se desenează pe o foaie de hîrtie de calitate și se lipește peste cea veche, fie, mai bine, se desenează la o mărime comodă, se fotografiază și se copiază la scara corespunzătoare. Trebuie avută grijă ca punctele „0”, „10” și centrul cercului scalei liniare să fie identice cu ale scalei originale. Desigur, ideal ar fi fost să fi dispus de un instrument cu scală logaritmică.

Rezistențele R3 și R4 se determină experimental. Dacă R se dimensionează astfel încît nu se depășește amplificarea de 500, atunci R3 și R4 se elimină, P are valoarea de 10 k Ω , semireglabil, se montează pe plăcuța și nulul se reglează o singură dată, la punerea la punct a montajului, pe scala cea mai sensibilă.

Dacă amplificarea maximă se alege peste 500, atunci la stabilirea nulului prin metoda anterioară, se măsoară rezistențele dintre cursor și cele două capete ale potențiometrului de la 10 k Ω , valori care se vor folosi pentru R3 și R4 și între care se intercalează acum P, de 1 k Ω . Regla-

rea nulului se va face întotdeauna la întuneric total, realizat prin mascarea, în întuneric, a fototranzistorului cu o bucată de catifea neagră. Reglajul nulului va compensa în acest caz și curentul rezidual „de întuneric” al fototranzistorului. Evident, reglarea nulului se face pe nulul scalei liniare, deci deviație nulă, și nu pe poziția „0” a scalei în trepte de diafragmă.

Pentru rețeaua R sînt posibile două variante, figurile 3 și 4. Prima este mai ieftină și mai ușor de realizat. Are însă dezavantajul că este mai greu de găsit toată gama de rezistențe. A doua este mai scumpă, dar are avantajul că nu mai necesită decît rezistențe de două valori. Necesită însă precauții mai mari în realizare.

Cu valorile din schemă, montajul realizează o amplificarea maximă de 27, adică 128. Pentru amplificări mai mari, se extinde rețeaua R. Rețeaua din figura 3 se extinde prin adăugarea de rezistențe de valori: 128 k Ω , 256 k Ω etc. Cea din figura 4 se extinde prin montarea în continuare de celule, în aceeași configurație.

Comutatorul K ar trebui în mod normal să fie de tip cu galeți, cu 12 poziții. El permite realizarea unei amplificări maxime de 2 048 și, dacă permite rotirea continuă, fără capăt de cursă, astfel ca după poziția 12 să urmeze 1, nu mai necesită marcarea. Pe întuneric, prin asocierea poziției acestuia cu limba mică a unui ceas imaginar, este foarte ușor de stabilit pe ce poziție se află.

Cadranel instrumentului I, însă, trebuie iluminat cu beculeț roșu sau un LED de aceeași culoare (sau iluminat cu lumină interioară albă și înlocuit gemulețul cu unul de culoare inactivă). Pe schemă, beculețul nu apare deoarece se poate eventual chiar renunța la el, citirea urmînd a se face la iluminatul inactiv general al laboratorului.

Transformatorul Tr este din cele de sonerie, din comerț.

Diodele D1 și D2 sînt de orice tip, chiar din acelea punctiforme, în capsulă de sticlă.

3. Punerea în punct a montajului

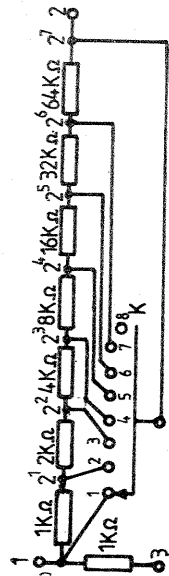
Montajul nu pune probleme deosebite de realizare. Excursia ieșirii lui A741 fiind maximum 1 V, spre „+”, tensiunea de alimentare a lui, de ± 3 V, asigură rezerva necesară — se ține că ieșirea lui A741 poate urca pînă la aproape de 1 V de „+”, dar nu coboară la mai aproape de 2 V de „-”.

O atenție specială trebuie acordată rețelei R, în cazul că se optează pentru varianta din figura 4. Rezistențele de 1 k Ω vor fi lipite chiar pe plotii comutatorului. Rezistențele de 2 k Ω li se vor lipi cite un capăt într-un punct comun. În acest punct se va aduce un fir de la masa plăcuței. Celelalte capete se lipește la plotii comutatorului. Ați recunoscut, desigur, precauțiile ce se iau la realizarea amplificatoarelor audio care lucrează cu amplificări mari, la realizarea traseului de masă.

Urmează să se determine valoarea rezistenței R1. Toate referirile de acum încolo se fac numai la scala treptelor de diafragmă. Pentru aceasta se pune K pe poziția cu amplificarea cea mai mică. În camera obscură, pe masa de mărît, se realizează cea mai mare iluminare pe care o veți folosi vreodată. Aceasta este: aparatul de mărît în poziția cea

mai de jos în care mai puteți obține imaginea clară a filmului, fără film și cu diafragma la deschiderea maximă. În această situație, cu sonda pe rama de mărît, evident cu fototranzistorul în sus, reglați R1 pentru ca acul lui I să stea pe reperul „0”. Închizînd diafragma cu cite o treaptă, acul trebuie să devieze pe „-1”, „-2” etc.

Se ridică aparatul de mărît în poziția cea mai de sus, se pune în caseta filmului un film voalat, se închide diafragma maxim posibil. Cu



comutatorul K pe poziția de amplificarea maximă, acul lui I trebuie să devieze măcar pînă la poziția „-4”.

Aceste situații limită se pot obține în cazul lui K cu 12 poziții. Nu este indicat să se prevadă mai mult de 12 poziții. Este evident că aceste limite sînt departe de limitele normale de lucru. Pentru cazuri normale sînt suficiente 6–7 poziții, cînd R1 se reglează pentru cazul formatului minim pe care îl folosiți; verificați dacă în poziția cea mai de sus a aparatului de mărît, pe un negru de film normal mai puteți măsura lumina.

Se verifică dacă prin comutarea lui K cu o treaptă în sus sau în jos, acul lui I se deplasează tot cu o treaptă.

În cazul că procurarea unui instrument constituie o dificultate însemnată, acesta poate fi înlocuit cu un LED; aprinderea lui, prin manipularea lui K, va determina momentul cînd acul lui I ar arăta „0”. Testînd alt punct din cîmpul luminos și acționînd K, reaprinderea LED-ului și luarea în considerare a numărului de trepte cu care am acționat K vor permite determinarea deviației acului lui I, evident cu o eroare de $\pm 1/2$ trepte, ceea ce este acceptabil.

4. Utilizarea densitometrului

4.1. Reglarea aparatului de mărît

Se montează aparatul de mărît, fără caseta filmului în el. Cu sonda se explorează cîmpul luminos creat de pe rama de mărît. Se reglează poziția beculei în aparatul de mărît, dacă aceasta este posibil din construcție astfel ca diferența de indicație pe I să nu fie mai mare de o treaptă între centru și colțuri. Se iau toate măsurile posibile pentru atingerea acestui deziderat, schimbarea beculei, montarea sau scoaterea geamului mat etc. Pentru exemplificare: la un aparat de mărît CROKUS, deși permite o largă gamă de reglaje ale sursei de lumină, nu s-a putut obține o neuniformitate mai mică de o treaptă, în timp ce pentru un aparat OPEMUS, deși sursa de lumină este fixă, diferența era de 1/2 trepte. Explicația: calitatea obiectivului. Nu cădeți în greșea de a fo-

loși obiectivul aparatului de fotografiat la cel de mărit: îl veți distruge.

4.2. Obținerea probei standard pentru o hirtie dată

Asigurăm, prin reglarea diafragmei obiectivului aparatului de mărit, o iluminare moderată, iluminare cu care lucrăm de regulă. Să zicem că dezvoltăm 5, adică acul lui I deviază la „0”, iar comutatorul este pe poziția 5 — situația care trebuie să fie echivalentă cu poziția 4 a lui K și „-1” a lui I etc.

Tăiem o fișie lungă de 8 cm și lățea de 1 cm, din hirtia pe care o vom folosi și o punem pe masa de mărit. Acoperim fișia de hirtie, mai puțin a lungurii de 1 cm, și aprindem lampa aparatului de mărit. Ținem expusă proba 64 de secunde. Mai descoperim o porțiune de 1 cm și expunem, ambele porțiuni, 32 de secunde. Continuăm să descoperim fișie după fișie, expunând de fiecare dată timpul anterior pe jumătate. Penultima și ultima expunere vor fi de o secundă. Porțiunile de lungime 1 cm

4.3. Lucrul cu densitometrul

Evident că pentru cei cu experiență în domeniul fotografic, cele ce urmează nu mai prezintă nimic nou. De aceea ele se adresează începătorilor care, folosind acest aparat, vor putea scoate de acum fotografii perfecte din punct de vedere tehnic, sub rezerva cunoașterii tehnicii de dezvoltare.

Folosirea densitometrului, în modul descris aici, are la bază presupunerea, valabilă într-o plajă care nu este exagerat de mare, că două materiale fotosensibile identice, expuse unul la o intensitate luminoasă I, timpul t, iar cealaltă la o intensitate I/n timpul nt, vor prezenta același grad de înnegrire.

De asemenea, se presupune că fotoamatorul va rezolva problemele tehnice legate de posibilitatea păstrării relativ constante a parametrilor procesului de dezvoltare. Această problemă este relativ ușor de rezolvat pentru fotografia alb-negru, unde micile abateri pot fi ușor co-

albul suportului notată cu „-5”. Vom expune timpul notat pe plic, să zicem 32 de secunde, și vom obține o fotografie perfectă. Dacă dorim să schimbăm cadrulul, să ridicăm sau să coborâm aparatul de mărit, singurul lucru ce-l avem de făcut este să reglăm din diafragmă aceeași intensitate luminoasă în aceeași puncte ca în primul caz. Sau dacă nu reușim, privind K mai mult sau mai puțin cu o treaptă, corectând timpul de expunere. Este de preferat să realizăm condiții de iluminare astfel ca timpul de expunere să fie 5-30 s.

Acesta este cazul fotografiilor făcute pe filme normale, în condiții de iluminare normale, cu respectarea indicațiilor expozimetrului, dezvoltate normal și copiate pe hirtie normală. Valoarea lor va fi și ea tot „normală”, respectiv fotografii bune pentru albumul de familie. Pentru genul acesta de fotografii nu este nevoie de densitometru deoarece, respectând regulile de bază de laborator, se pot obține fotografii bune după o practică minimă.

Dacă nu avem decât o singură marcă de hirtie, din nefericire cazul cel mai frecvent printre amatori, sau dacă dorim să obținem efecte speciale, urmează partea de decizie. Dacă filmul are mai multe trepte de gri decât hirtia, cazul normal, de altfel, se va hotărî ce anume rămâne în negru sau în alb. Pentru aceasta, reglăm din diafragmă intensitatea luminoasă astfel ca nuanțele ce dorim să fie reproduse corect să se găsească în zona liniară a curbei de înnegrire. Dacă filmul are mai puține trepte de gri decât hirtia, cazul unor fotografii în condiții de iluminare speciale, putem alege dacă treptele de gri vor fi reproduse pe o copie cu tentă generală mai închisă sau mai deschisă. Ca unul care am fost nevoit să mă limitez mereu la hirtia disponibilă din comerț, am mers până acolo încât, tratând aceeași hirtie în revelatoare diferite și făcând proba test în aceste condiții diferite, să obțin, de fapt, „hirtii diferite”.

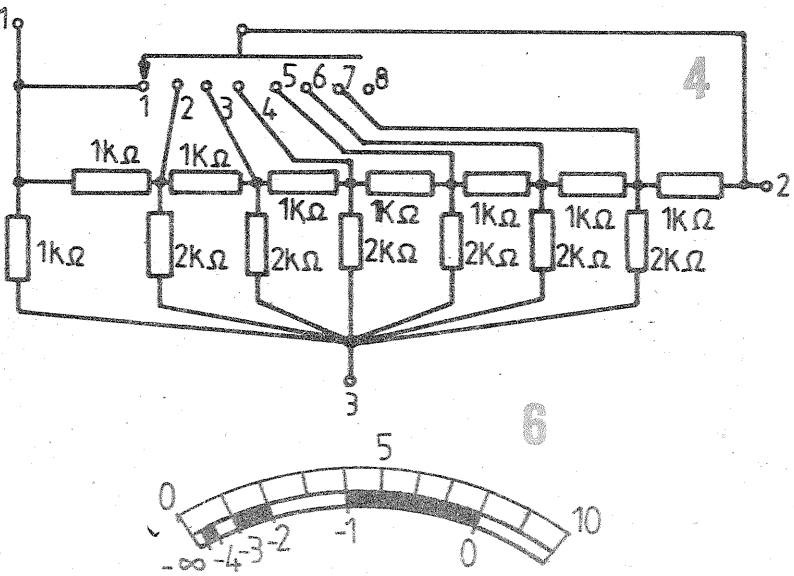
Evident că, similar, dacă nu putem obține „0” pentru aceeași poziție a lui K, din proba test, o vom obține la altă poziție, făcând corecțiile de timp

necesare.

Cu timpul se câștigă experiența și nici nu mai este nevoie să privim scara de gri. Abia acum se vede marile avantaje ale acestei metode de lucru: se programează aspectul final al unei fotografii așa cum va arăta ea gata, uscată și la lumina zilei, pe baza datelor dorite și aflate în memorie, deoarece avem garanția că ele vor putea fi realizate întocmai. Iar ca rebut rămâne doar bucața din care am confecționat proba standard.

Pentru color, din păcate, singurul ajutor pe care îl putem avea este acela, că o dată stabilit timpul de expunere și filtrajul corector, putem păstra parametrii pentru alt cadru de film și alt cadrul.

Desigur că unii se vor întreba dacă nu ar fi posibil ca timpul de expunere să fie stabilit și realizat automat, electronic. Este, și încă destul de ușor. Trebuie ca sonda să citească valoarea mediată a intensității luminoase a filmului și această valoare, încărcând un condensator, va regla timpul de expunere. Nu este însă o soluție fericită pentru cei ce doresc să facă artă fotografică. Este la fel cu diferența dintre a fotografia cu un aparat cu expozimetru încorporat sau a măsura cu expozimetru în diverse puncte și a decide parametrii expunerii — încercați o fotografie în contralumină cu un astfel de aparat, va ieși o catastrofă.



Zona	1	2	3	4	5	6	7	8
64	64							
32	32	32						
16	16	16	16					
8	8	8	8	8				
4	4	4	4	4	4			
2	2	2	2	2	2	2		
1	1	1	1	1	1	1	1	
1	1	1	1	1	1	1	1	1
t	27	26	25	24	23	22	21	20

vor fi expuse în total 128, 64, ..., 2, 1 secunde, conform tabelului.

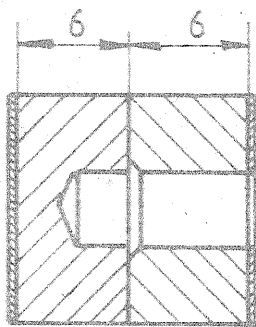
Proba noastră va trebui să arate ca în figura 5. Dacă la cele două capete nu obținem albul suportului și negrul complet, înseamnă că întreaga scară trebuie deplasată fie spre alb, fie spre negru, prin modificarea condițiilor de iluminare. Pe scara de gri obținută se poate vedea că, pe partea din mijloc, diferențele de înnegrire sînt relativ egale de la o zonă la alta, pe cînd spre capete, ele se micșorează și în final orice diferență dispăre. Este reprodusă, de fapt, curba de înnegrire a hirtiei, care are o porțiune liniară la mijloc, aplăzită spre capete, doar că nu în formă continuă, ci discretă, limitată la numărul de trepte ales de noi. La o hirtie moale, se pot obține 5-6 trepte de gri, pe cînd la una contractă abia 3-4. În final, obținînd proba din figura 5, scriem poziția lui K pe ea, în cazul nostru 5, și care de acum devine N (umărul) H (hirtiei), și timpul cu care s-au obținut diversele trepte de gri. Alegem zona care, deși neagră, mai are totuși o mică rezervă pînă la negrul complet și o notăm cu „0”, în cazul nostru zona de 32 de secunde. Celelalte zone le notăm cu +/- cite o treaptă spre dreapta și stînga.

Proba standard obținută se lipește pe plicul de hirtie. Sub zonele de gri scriem treptele relative și alături de probă trecem NH și timpul pentru zona „0”, în cazul nostru NH = 5, t = 32.

La fel vom proceda de acum cu fiecare plic nou, dacă nu cumva plicul vechi, la care avem proba deja făcută, nu face parte din aceeași șarjă — numărul șarjei este trecut pe plic, o dată cu celelalte date de valabilitate.

rectate din timpul de revelare, operația făcîndu-se la vedere tot timpul.

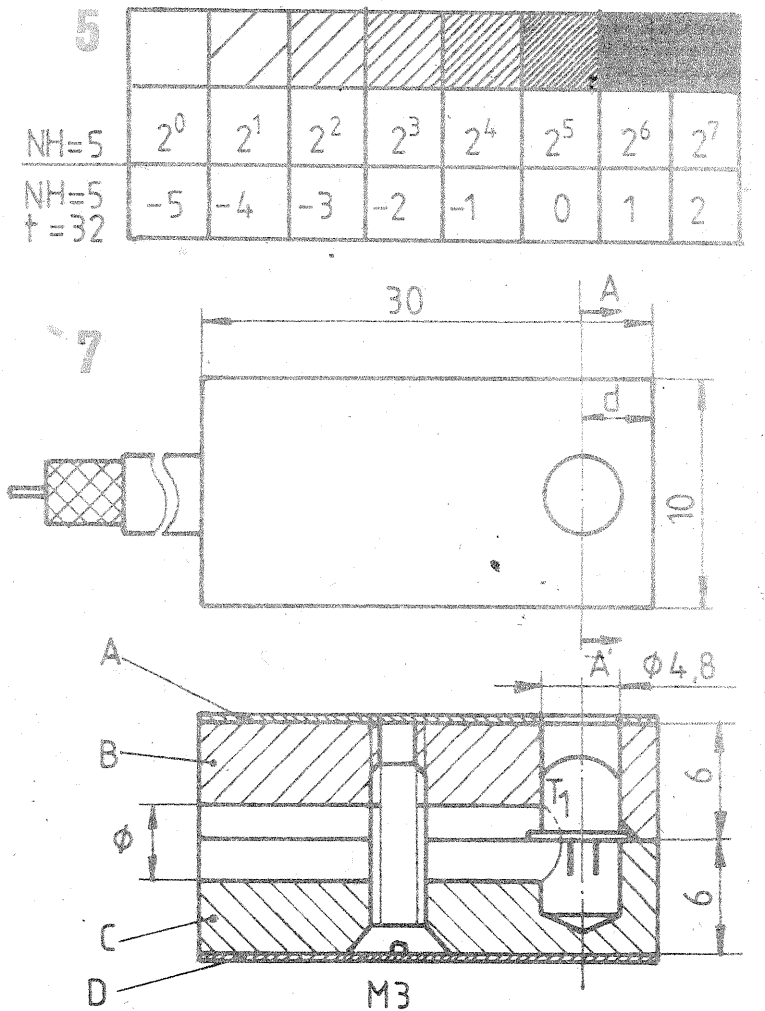
Punem în aparatul de mărit filmul nostru și reglăm aparatul la mărirea dorită a pozitivului. Cu sonda căutăm zona cea mai luminoasă. Reglăm din diafragmă intensitatea luminoasă pînă obținem indicația „0” la I. Căutăm acum zona cea mai întunecoasă de pe proiecție și citim indicația lui I. Dacă deviația acului



SECȚIUNEA A-A'

este prea mică pentru a putea fi citită, comutăm din K a doua sau mai multe trepte, ținînd cont ca la indicația acului lui I să scădem numărul de trepte date din K. Astfel, dacă am obținut, de pildă „-3”, prin acționarea cu două trepte a lui K, indicația reală va fi „-5”.

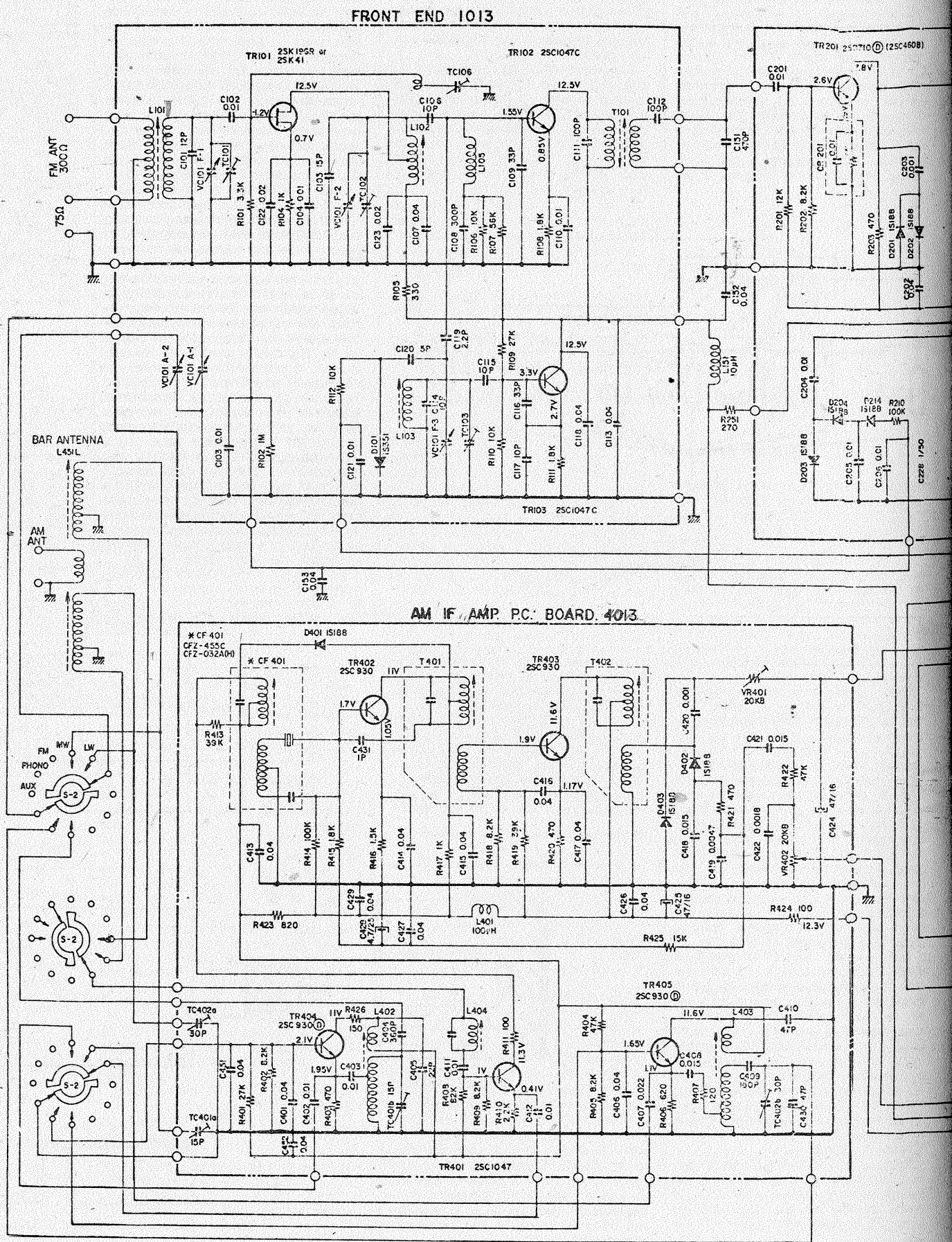
Căutăm un plic de hirtie care are extremele la fel ca filmul nostru. Acesta este cazul ideal. Deci, dacă noi avem K pe poziția 5, indicațiile extreme „0” și „-5”, vom avea nevoie de o hirtie cu NH = 5 și care are prima treaptă de alb distinctă de



AKAI 8030L

Sub această denumire este prezentat un tuner pentru UUS banda 88-108 MHz, UL și UM.

De remarcat că în tunerul UUS amplificatorul RF este un FET, ceea ce contribuie la o selectivitate pronunțată. Aici se



poate planta și BF245.

Restul tranzistoarelor din acest tuner pot fi BF200 sau BF214-215.

În amplificatorul de frecvență intermediară sînt utilizate tranzistoare de tipul BF214-BF215.

Tranzistoarele din ieșirea AF trebuie să aibă zgomot mic și ele se vor selecționa din BC109 sau vor fi plantate fără alte modificări BC413. Circuitul integrat TA7061 din lanțul IF nu are echivalent.

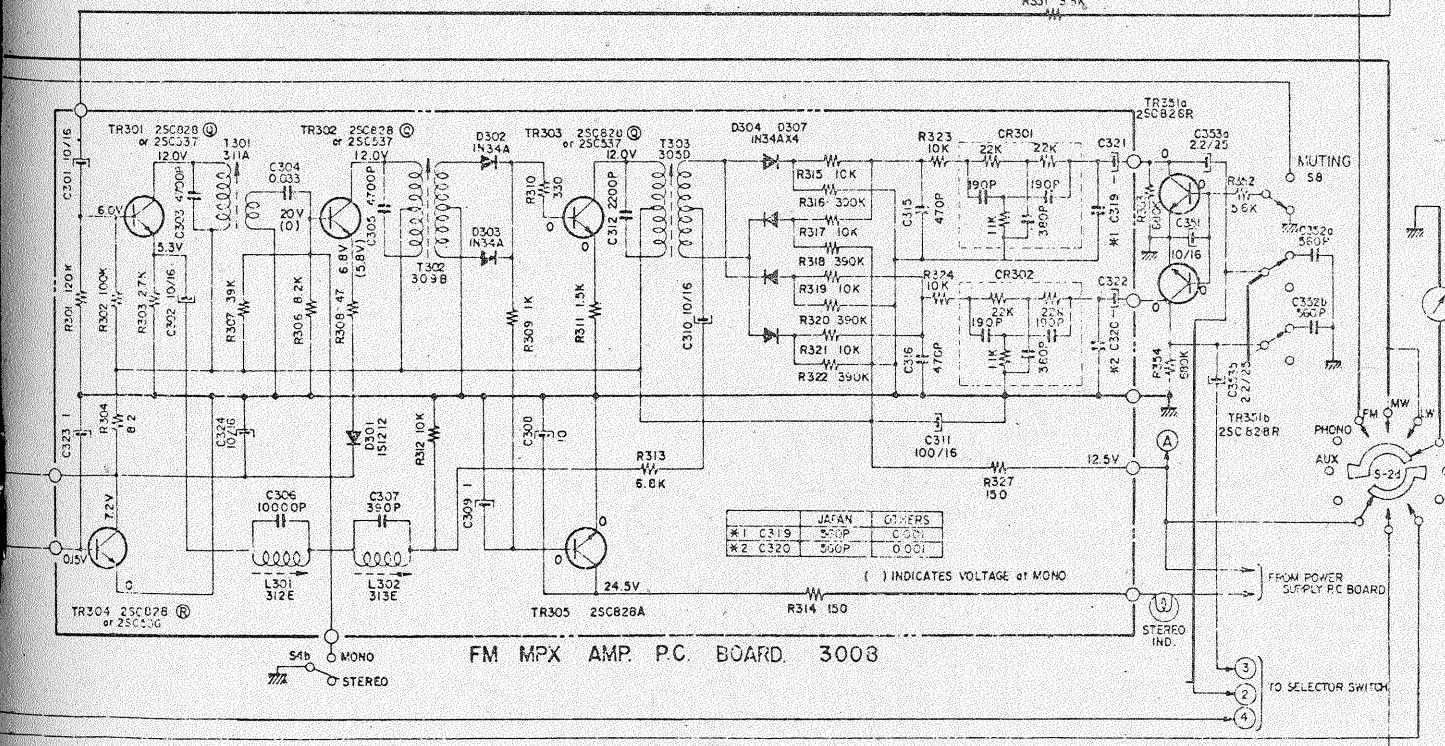
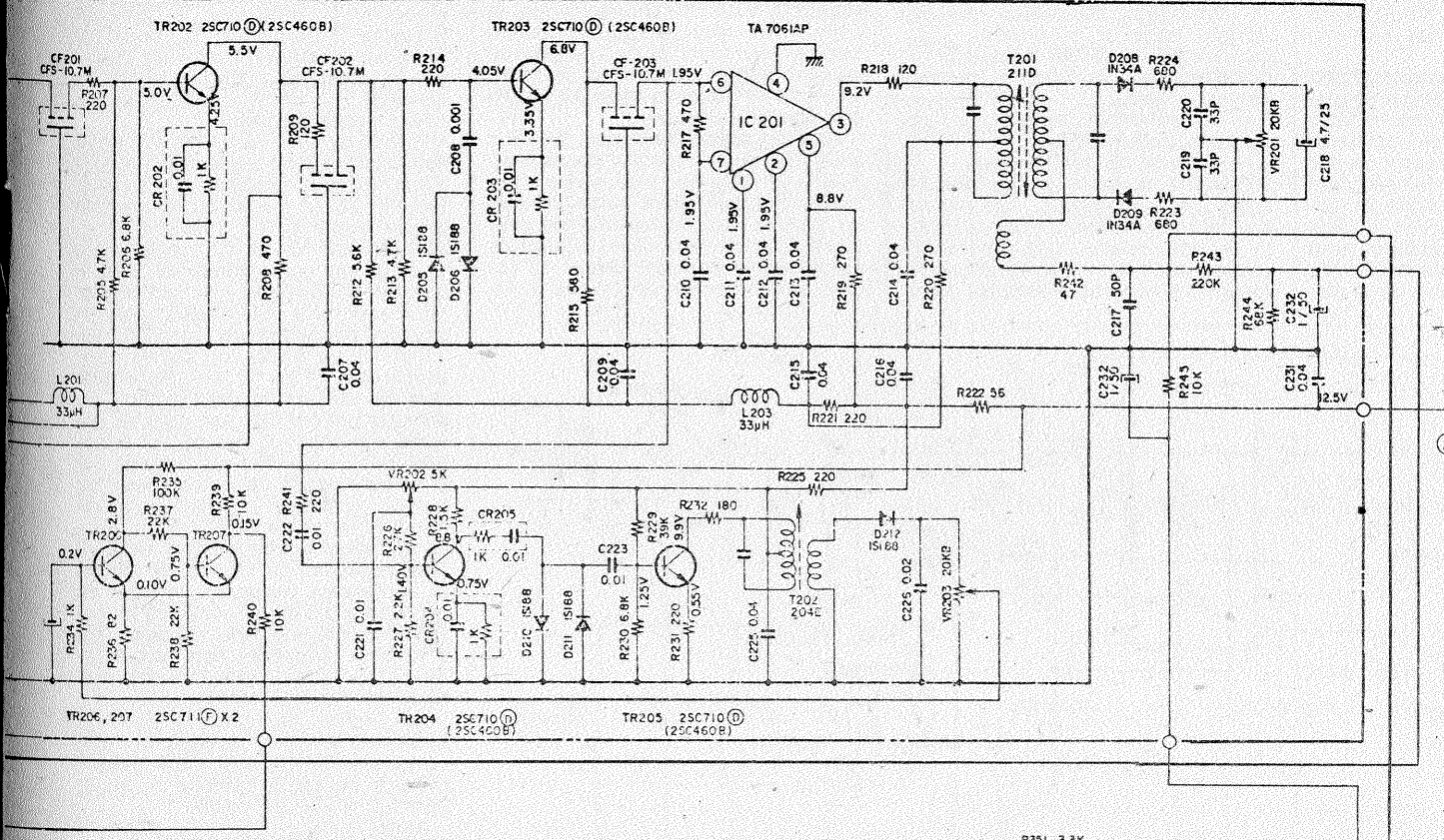
MID Co SRL

cu sediul în București, str. Brezoianu nr. 6, etaj 3, apartament 13, telefon 13 93 41, orar 11-18.

Oferă tuturor celor pasionați de electronică, profesioniști sau constructori amatori, o gamă largă de componente electronice.

De asemenea, de la sediul firmei puteți procura și revista „Tehnium”.

FM IF AMP PC BOARD 2014



FM MPX AMP PC BOARD 3003

Cea mai cunoscută și utilizată modalitate de transmisiune fără fir a informației (analogică sau numerică) este cea prin unde electromagnetice în domeniul lungimilor de unde radio. Distanța între punctele de emisie și recepție într-un astfel de caz este foarte mare. Pe lângă această posibilitate de comunicație, informația mai poate fi transmisă prin modularea de undă luminoasă de câmp electric sau de câmp magnetic. În ultimele două cazuri distanța emițător-receptor este redusă.

În ultimul timp, transmisiunile prin fascicul luminos au căpătat o răspândire apreciabilă, găsindu-se în domeniul aplicațiilor din cele mai variate. În această categorie un loc aparte îl constituie sistemele care utilizează emisia și recepția în domeniul radiației în infraroșu, a cărei lungime de undă este axată în jurul a 950 nm. Aplicații interesante au fost realizate în acționarea de la dis-

TRANSMISIUNI ÎN INFRAROȘU

Transmisiunea (emisie-recepție) în infraroșu are câteva avantaje notabile:

- frecvența semnalului purtător ridicată (sute de kiloherti);
- bandă largă de modulație (în cazul utilizării modulației de frecvență);
- interferență redusă cu alte semnale perturbatoare;
- zgomot de fond redus.

Distanța la care se realizează o astfel de comunicație, fără măsuri speciale pentru îmbunătățirea calității ei, este relativ mică, de ordinul zecilor de metri, datorită dispersiei radiației și absorbției acesteia de că-

tru a avea o transmisiune de calitate, nivelul energetic raportat la suprafața de recepție trebuie să depășească 1 nW/mm². De asemenea, la proiectarea unui astfel de sistem trebuie ținut cont și de coeficientul de absorbție al suprafețelor de reflexie, care se situează între 30 și 50% din energia incidentă.

Una din aplicațiile despre care s-a scris mai puțin, referitor la transmisiunile în infraroșu, este aceea a sonorizării fără fir între sursa primară de semnal sau microfonul de presiune acustică (microfon) și amplificatorul de putere de redare, în cadrul sălilor de conferință sau al în-

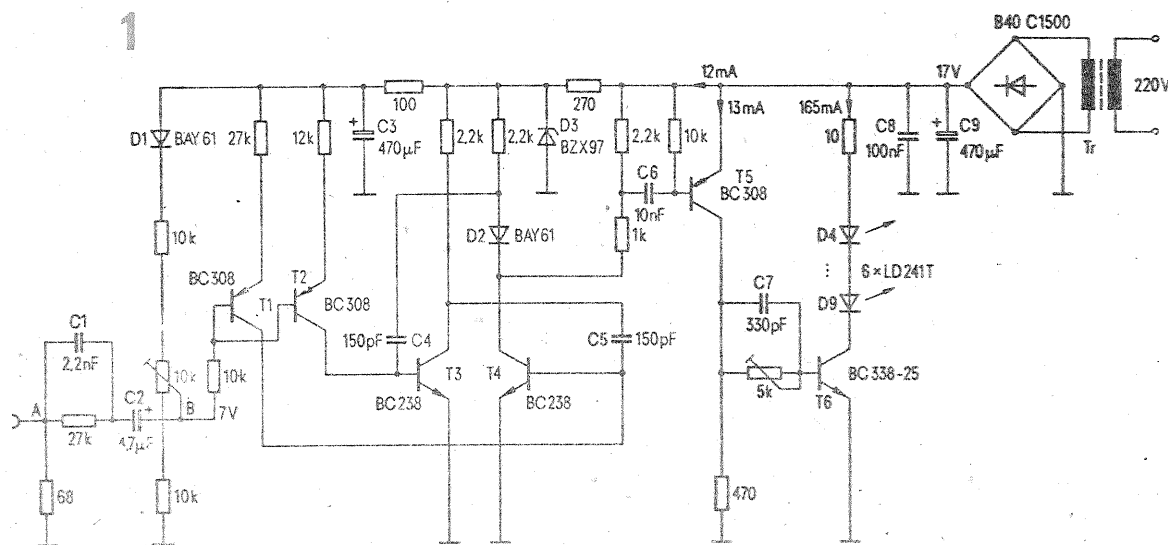
90 kHz și 250 kHz. La toate schemele prezentate în continuare se utilizează modulația de frecvență, care are avantaje nete față de cea în amplitudine, deși ocupă o bandă mult mai largă în jurul frecvenței centrale.

În seria de publicații „Technische Mitteilungs aus dem Bereich Bauelemente” a firmei SIEMENS, fizicianul Rudolf Knauer prezintă, pe lângă considerațiile teoretice ale emisie și recepției în infraroșu, și aplicații practice referitoare la acestea. Schema din figura 1 este un exemplu în acest sens. Ea reprezintă un emițător în infraroșu realizat cu componente discrete.

Principial, este vorba de un circuit basculant astabil comandat în tensiune. El este constituit din tranzistoarele T3 și T4 și componentele pasive aferente lor, respectiv condensatoarele C4 și C5, rezistențele și dioda din colectoarele lor. Bazele acestor două dispozitive active sînt polarizate prin intermediul generatoarelor de curent din tranzistoarele T1 și T2. La rîndul lor, bazele tranzistoarelor T1 și T2 sînt alimentate dintr-un divizor rezistiv reglabil (în schemă denumit B). Așa cum se observă din schemă, potențialul punctului B se fixează la aproximativ 7 V și se va măsura cu un voltmetru de curent continuu cu rezistența internă de cel puțin 20 kΩ/V. În funcție de modificarea acestei tensiuni (semireglabilul de 10 kΩ), se ajunge la depășirea frecvenței centrale de oscilație a astabilului între 80 kHz și 150 kHz, aceasta fiind o consecință a variației curentului prin tranzistoarele T1 și T2 și, implicit, și a curentului prin tranzistoarele T3 și T4.

Din datele furnizate de autor în publicația amintită, deviația de frecvență este de 4 kHz/V, dacă semnalul este aplicat în punctul A, iar în punctul B de 20 kHz/V.

Astfel, pentru o deviație standard de ± 50 kHz, este necesar un semnal de joasă frecvență cu amplitudinea de 12,5 V în punctul A și de numai 2,5 V în punctul B. În consecință, nu se poate cupla un microfon la acest emițător decât prin intermediul unui preamplificator auxiliar cu o amplificarea suficient de mare (de ordinul miilor) pentru a ajunge la nivelul tensiunilor impuse. Dacă semnalul se aplică intrării A, acesta va suferi o accentuare a frecvențelor înalte, necesară ridicării raportului semnal/

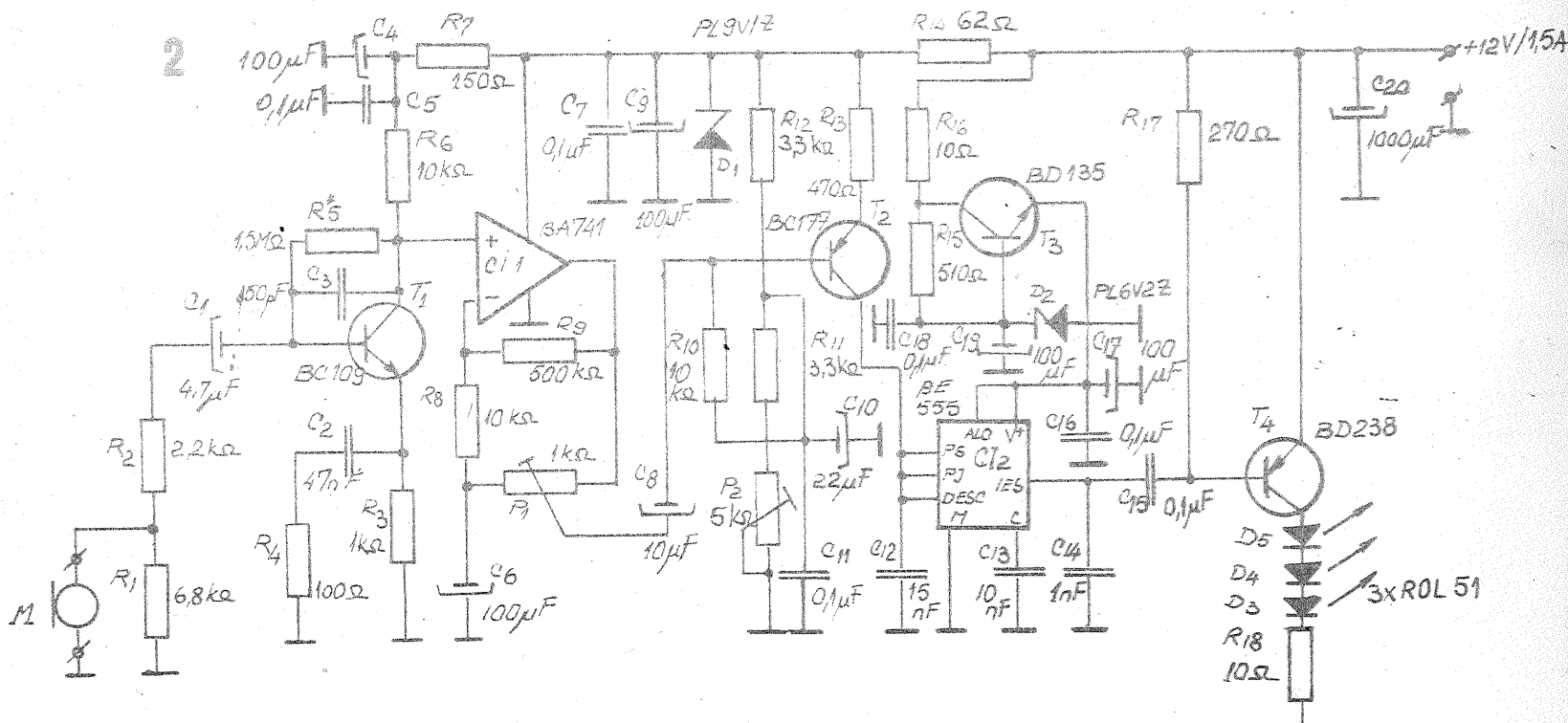


tanță, în spații închise, a diferitelor echipamente electronice audio-video. În echipamente de protecție și alarmare, în sonorizarea sălilor de conferințe etc., ca să nu mai vorbim de cele speciale, militare.

tre mediul înconjurător. Transmisiunea se face fie prin undă directă, fie prin reflexie din obiectele înconjurătoare, fie prin combinația celor două, acesta din urmă fiind și cazul cel mai des întâlnit în practică. Pen-

căperilor în general.

În exemplificările următoare, „legătura” emițător-receptor este realizată prin intermediul unei radiații purtătoare în impusuri de infraroșu, a cărei frecvență poate fi axată între



zgomot la recepție. Constanta de timp a grupului C1 și rezistorul din paralel este dată de autor la valoarea de aproximativ 50—60 μs.

Etajul ce urmează după astabilul-modulator de frecvență, respectiv tranzistoarele T5 și T6, joacă rolul de amplificator de putere pentru semnalul dreptunghiular furnizat de tranzistorul T4. Separarea galvanică între astabil și acest etaj este făcută prin intermediul condensatorului C6, eliminând în acest mod riscul ca, la defectarea uneia din componentele active sau pasive ale modulatorului, tranzistoarele T5 și T6 să rămână în conducție permanentă și să distrugă prin încălzire excesivă „antena” de emisie, constituită din grupul de diode electroluminescente în infraroșu D4—D9.

Gruparea paralelă, formată din potențiometrul semireglabil de 5 kΩ și condensatorul C7 de 330 pF reduce timpul de „stocare” al tranzistorului T6 și implicit timpul de creștere și descreștere a curentului prin dispozitivele optoelectronice, scăzând astfel puterea disipată pe fronturile impulsurilor.

Pentru a ușura disipația de căldură a dispozitivelor emisive, se recomandă, ca un detaliu constructiv, montarea axială (în linie) a acestora într-un suport de tablă.

În montajul prezentat puterea consumată în impulsuri în cele șase diode LD241T este de aproximativ 4 W. La estimarea puterii utile disponibile (tot în impulsuri) se va ține seama de câteva aspecte:

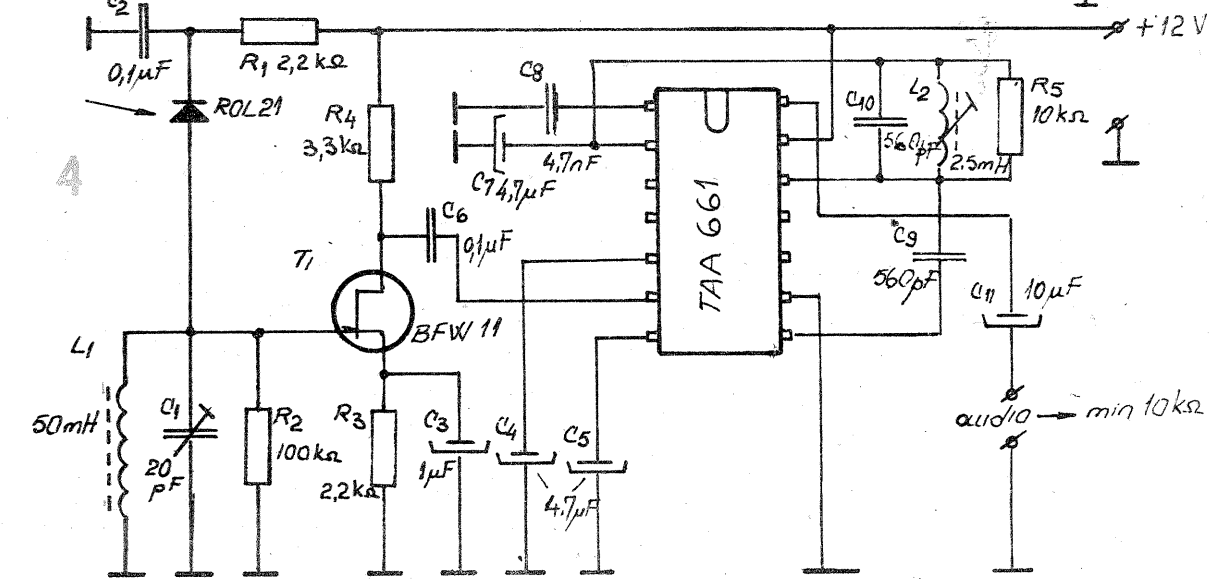
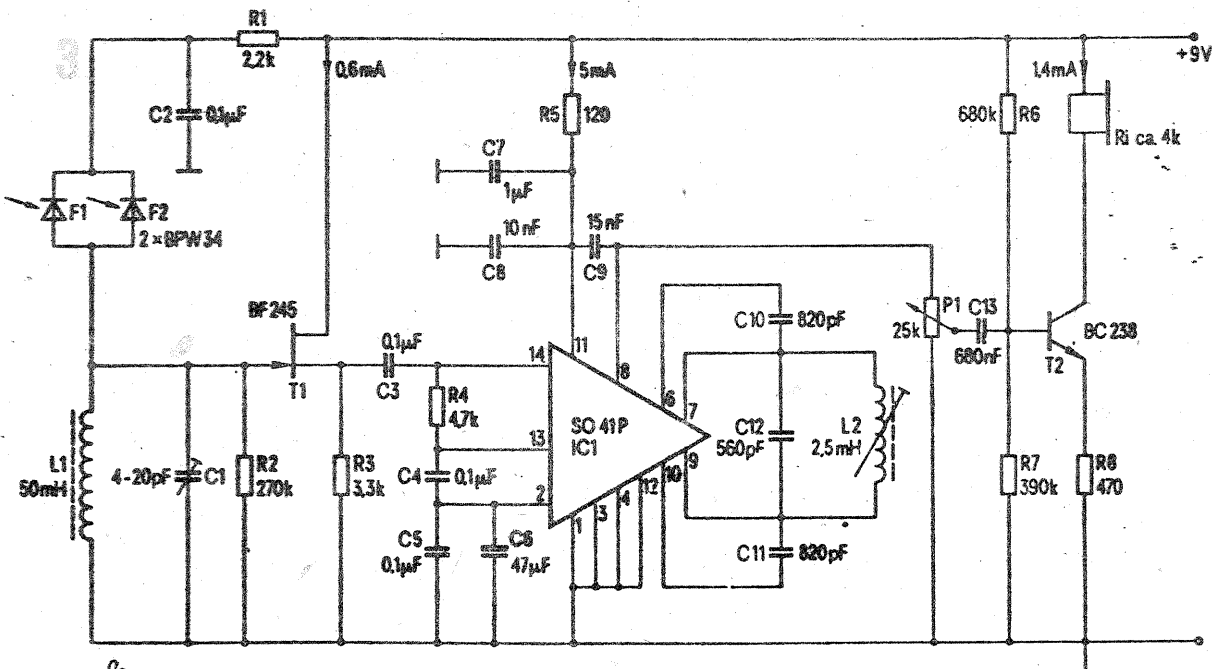
— randamentul de conversie în radiație de infraroșu este destul de scăzut și se situează între 5% și 10%;

— domeniul de sensibilitate spectrală maximă a fotodiodelor receptoare cu siliciu (800 nm pînă la 900 nm) este deplasat față de lungimea de undă a radiatorului de infraroșu cu GaAs (950 nm ± 20 nm); se scontează totuși pe un coeficient de utilizare în transmisie de 65%.

Avînd la îndemînă și aceste date, puterea utilă disponibilă calculată este de aproximativ 250 mW.

O schemă de emițător în infraroșu (IR) realizată de autorul acestor rînduri este prezentată în figura 2. Față de prima variantă, aceasta are avantajul unei sensibilități și liniarități mult mai bune.

După cum se observă, emițătorul conține un preamplificator de microfon proiectat să funcționeze cu ajutorul unui tranzistor T1 cu zgomot propriu redus, de tip BC109,



BC413, BC414, și un amplificator operațional uzual CI1, BA741, un oscilator-modulator cu T2, BC178 și CI2, BE555 și un etaj de ieșire cu tranzistorul T4, BD238.

Deși montajul conține un amplificator operațional, nu necesită o alimentare dintr-o sursă de tensiune dublă. Artificiul deja cunoscut și utilizat și în acest caz constă în cuplarea directă a intrării neînversoare a operaționalului în colectorul primu-

lui tranzistor și tatonarea valorii rezistenței R*5 în vederea obținerii unei tensiuni continue de aproximativ 6 V la ieșirea acestui prim circuit integrat.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de ing. MIHAI CODĂRNAI

Nr. crt.	Sistem	Număr de frecvențe	Lărgime de bandă	Forma semnalului	Observații
1	Multicanal	15-30		frecvență constantă 	Semnal continuu cu frecvență de canal fixă
2	Cu frecvență codificată	4-6		frecvență codificată 	Informația este dată de combinația ciclică a frecvențelor alese. Succesiunea în timp nu este importantă.
3	Cu impulsuri duble	1		impulsuri purtătoare 	Distanța de timp dintre impulsuri dă numărul de canale $T = n \Delta t$
4	Impulsuri codificate în distanță	1		impulsuri purtătoare 0 1 0 0 1 	Codul este dat de succesiunea în timp dintre impulsuri mică → 0, distanța mare → 1
5	Cu amplitudine codificată	1		cod NRZ sau cod bifazic 1 0 0 1 1 0 	În timpul unei mici părți a perioadei T codul se transformă fie în NRZ, fie în cod bifazic.

STROBOSCOPI de precizie

AURELIAN LĂZĂROIU,
CĂTĂLIN LĂZĂROIU, Y03FVR

Generalități. Stroboscopul prezentat în acest articol este deosebit de eficient în reglarea cu precizie a vitezei/turației standard a aparatelor de redare a sunetului înregistrat pe bandă magnetică sau disc. Dacă în timpul redării, viteza/turația prezintă abateri de la valoarea standardizată, apare efectul neplăcut al modificării înălțimii sunetelor vocii umane sau ale instrumentelor muzicale. În plus, este afectată și durata materialului înregistrat, ceea ce are repercusiuni negative în cadrul operațiilor de foriromontaj.

Aparatele de redare a sunetului înregistrat pe bandă magnetică sau disc, respectiv magnetofoane, casetofoane și pick-up-uri, pot fi clasifi-

Dar, așa cum am arătat, frecvența rețelei prezintă abateri față de valoarea standard. În această situație, ascultătorul nu va putea stabili obiectiv viteza/turația standard, apelând, în ultimă instanță, la reglajul „după ureche”. Deci, în cazul în care sursa de lumină a stroboscopului este alimentată direct de la rețeaua de curent alternativ, sistemul stroboscopic al magnetofoanelor și pick-up-urilor devine inutil.

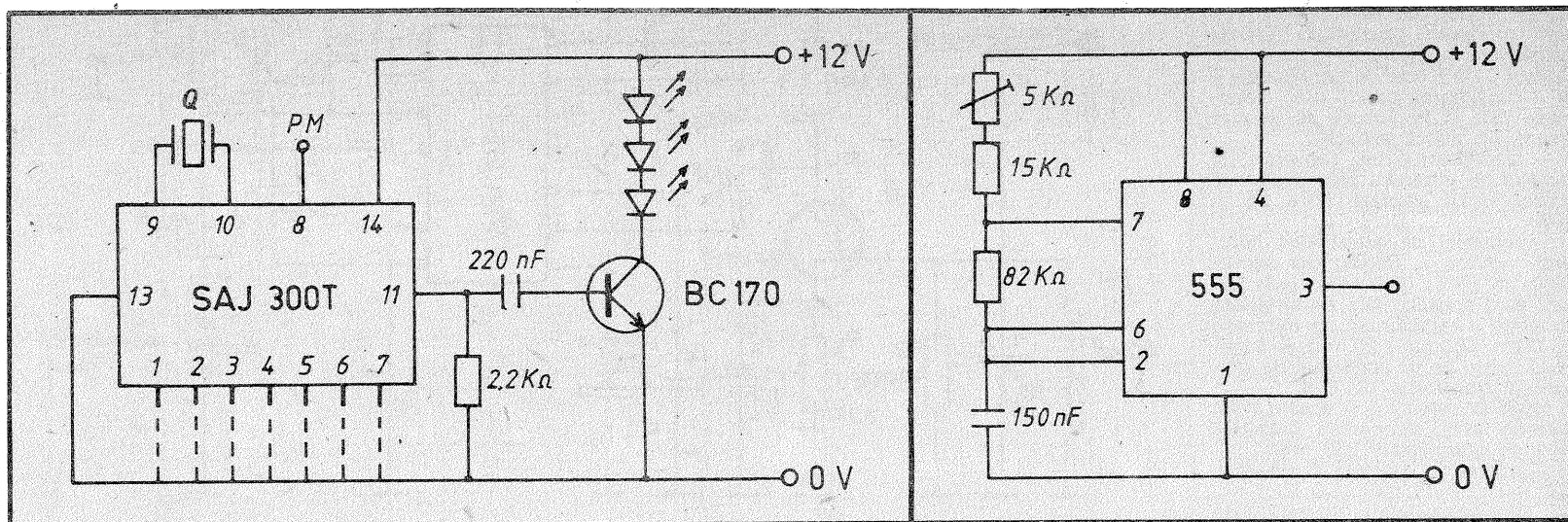
Pentru efectuarea unor reglaje corecte și obiective, propunem un stroboscop de mare precizie pilotat cu cuarț. Stroboscopul poate fi folosit cu succes atât în aparatul de amatori, cit și în cea profesională.

Descrierea aparatului. Stroboscopul constă dintr-un generator de impulsuri cu frecvență fixă și foarte stabilă, egală cu 50,0 Hz, care alimentează prin intermediul unui driver o sursă luminoasă. Pentru a obține impulsuri cu frecvență

termediul unui divizor cu 4, care face posibilă o reglare mai precisă și mai rapidă a frecvenței de ieșire.

În realizarea stroboscopului prezentat în figura 1 am optat pentru circuitul integrat SAJ300T, al cărui număr de divizoare corespunde aplicației propuse; în plus el permite reglarea digitală a frecvenței. Spre deosebire de aplicația curentă în care circuitul integrat SAJ300T lucrează cu un cuarț de 4,194812 MHz, în acest montaj se folosește un cuarț de 3,2768 MHz. În acest fel, pe terminalul de ieșire obținem impulsuri dreptunghiulare cu frecvența de 50,0 Hz. Aceste impulsuri, prezente pe terminalul 11 al circuitului integrat SAJ300T, sînt aplicate unui tranzistor npn de tip BC170, 171, 172. În circuitul de colector al acestui tranzistor sînt incluse trei LED-uri înseriate. Condensatorul de cuplaj dintre circuitul integrat și tranzistor, împreună cu rezistența joncțiunii B-E, diferențiază puternic impulsurile dreptunghiulare. În acest fel se asigură o rezoluție excelentă a efectului stroboscopic. Concret, linia de separație între sectoarele a/n consecutive apare perfectă, imaginea fiind foarte clară și nu „mînjită”, ca la stroboscopul clasic.

S-au folosit trei LED-uri dreptunghiulare pentru asigurarea unei iluminări uniforme pe o suprafață



cate în două categorii, după titlul motorului care asigură viteza/turația purtătorului de informație. Magnetofoanele și pick-up-urile pentru amatori sînt prevăzute cu motoare de curent alternativ, alimentate direct de la rețea. La aceste motoare, turația este dependentă de frecvența rețelei electrice de alimentare, care ar trebui să fie egală cu 50,0 Hz. După cum se știe, în perioadele de supraîncărcare a sistemului electroenergetic, frecvența rețelei tinde să scadă. Așa se face că, în urmă cu cîțiva ani, în țara noastră, în timpul iernii, frecvența rețelei electrice scădea pînă la 47,0 Hz. În ultimul timp s-au înregistrat unele îmbunătățiri, în sensul că frecvența scade numai pînă la 48,8...49,0 Hz (valori măsurate în prima decadă a lunii noiembrie 1991). Această abatere este înfrînită și în rețelele din alte țări vecine. În aceste condiții apare în timpul redării acelor înregistrări, care au fost efectuate cu viteză/turație standard, o scădere a înălțimii sunetelor înregistrate. Așa, de exemplu, dacă redarea se face într-o perioadă în care frecvența este de 47,0 Hz, înălțimea sunetelor va prezenta o scădere de 6% sub valoarea normală. Această abatere, transpusă în termeni muzicali, este egală cu un semiton, ceea ce înseamnă foarte mult, chiar și pentru neprofesioniști. Din nefericire, remediu nu este la îndemîna oricui, fiind necesar un generator de putere (220 V/25...100 W) cu frecvența foarte stabilă și reglabilă în domeniul 47,0...53,0 Hz, pentru a putea corecta orice abatere.

Cu totul altfel se pune problema în cazul magnetofoanelor, casetofoanelor și pick-up-urilor prevăzute cu motoare de curent continuu sau de alte tipuri speciale, care nu sînt afectate de variația frecvenței rețelei electrice. Viteza/turația acestora poate fi modificată prin intermediul unui reglaj cunoscut sub numele de PITCH (înălțime). Aparatele prevăzute cu acest reglaj au și bandă stroboscopică aplicată pe bordura platanului pick-up-urilor sau pe role aflate pe traseul benzii magnetice. Efectul stroboscopic apare datorită iluminării benzilor stroboscopice aflate în mișcare, cu o lumină provenind de la o sursă lipsită de inerție (de obicei, un bec cu neon), alimentată, de cele mai multe ori, de la rețeaua electrică.

foarte stabilă, am apelat la circuite integrate specializate, folosite în tehnica orologeriei electronice. În general, aceste circuite sînt formate dintr-un oscilator cu cuarț, un formator dreptunghiular și o serie de etaje divizoare, al cărui număr este determinat de aplicația pentru care este proiectat circuitul. Cele mai cunoscute și răspândite circuite integrate din această categorie sînt:

— SAJ270E (ITT). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 32,768 kHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 0,5 Hz;

— SAJ300S/SAJ300N (ITT), MMC300 (MICRO-ELECTRONICA). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 4,194812 MHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 0,5 Hz;

— SAJ300T (ITT). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 4,194812 MHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 64 Hz;

— ICM7038 (INTERSIL). Oscilatorul acestui circuit integrat folosește un cuarț de 3,2768 MHz, a cărui frecvență este divizată pînă la valoarea finală de 50 Hz.

Este interesant de reținut modul de reglare față de frecvența la C.I. SAJ300 (S,N,T) și MMC300: spre deosebire de modul clasic de reglare, care constă în modificarea capacității unui trimmer înseriat cu cuarțul, la aceste circuite integrate reglajul se face digital, prin intermediul unui divizor de frecvență variabil, încorporat în circuitul integrat. Pentru stabilirea corectă a frecvenței, cu o precizie de 10^{-6} , divizorul variabil este controlat prin intermediul terminalelor 1...7. Frecvența maximă corespunde situației în care toate cele 7 terminale sînt „în aer”. Frecvența scade pe măsură ce unul sau mai multe terminale sînt conectate la masă. Terminalul 7 scade frecvența cu 1,9 ppm, terminalul 6 scade cu 3,8 ppm și așa mai departe, pînă la terminalul 1, care scade frecvența cu 122 ppm. Dacă toate terminalele de reglaj sînt conectate la masă, se obține scăderea maximă a frecvenței, respectiv 242 ppm.

Circuitele integrate SAJ300 și MMC300 au un terminal special de test cuplat la oscilator prin in-

mai mare. În acest fel se pot acoperi cele două trasee stroboscopice, corespunzătoare vitezelor/turațiilor uzuale la magnetofoane (9,5 și 19 cm/s) și la pick-up-uri (33 și 45 ture/minut).

Stroboscopul se alimentează la o tensiune de 12 V, preferabil stabilizată.

Reglaje. Pentru reglarea acestui stroboscop este absolut necesar un frecvențmetru digital; el se cuplează la terminalul 8 al circuitului integrat SAJ300T. După alimentarea stroboscopului se conectează la masă unul sau mai multe terminale de reglaj, pînă cînd frecvențmetrul va afișa valoarea de 819 200 kHz. În final se verifică frecvența și pe terminalul 11, unde se va citi 50,0 Hz.

Pentru amatorii care nu pot procura circuitul integrat SAJ300T și cuarțul de 3,2768 MHz, propunem un montaj mult mai ieftin, care apelează la componente ușor de procurat. Ne referim la circuitul integrat 555, folosit în configurație de astabil. Se recomandă folosirea unor componente de calitate (condensatoare stiroflex, rezistoare cu peliculă metalică și semireglabil CERMET), și verificarea periodică a frecvenței. Imaginea stroboscopică este la fel de clară și de extinsă ca la montajul descris anterior.

Schema acestui generator este prezentată în figura 2. Terminalul 3 al circuitului integrat 555 se conectează la condensatorul de 220 nF din baza tranzistorului driver, indicat în figura 1.

Concluzii. Stroboscopul prezentat, deși foarte simplu, este net superior celor clasice, în primul rînd datorită preciziei și apoi datorită condițiilor de vizualizare a efectului stroboscopic.

FRECVENȚMETRU

SORIN DIMULESCU

Alături de voltmetre, ampermetre, betametre, wattmetre și alte aparate necesare unui electronist, atât începător cit și avansat, un frecvențmetru este bine venit. În continuare vă voi prezenta un frecvențmetru pe care l-am experimentat și apoi modificat pentru o mai bună funcționare și pentru a acoperi un domeniu de frecvențe cit mai larg.

În componența acestui instrument de măsură sînt incluse ca elemente mai deosebite un circuit integrat CDB400 (cu orice literă, E, H sau

EH), două tranzistoare BC107 și două diode cu germaniu EFD108. Instrumentul indicator are valoarea maximă de 100 μ A. Aparatul măsoară frecvențe de la 100 Hz pînă la 10 kHz, exact gama folosită des în receptoare, radioreceptoare, amplificatoare etc.

Pentru ca montajul să funcționeze bine, semnalul va avea o amplitudine de 3V.

Funcționare

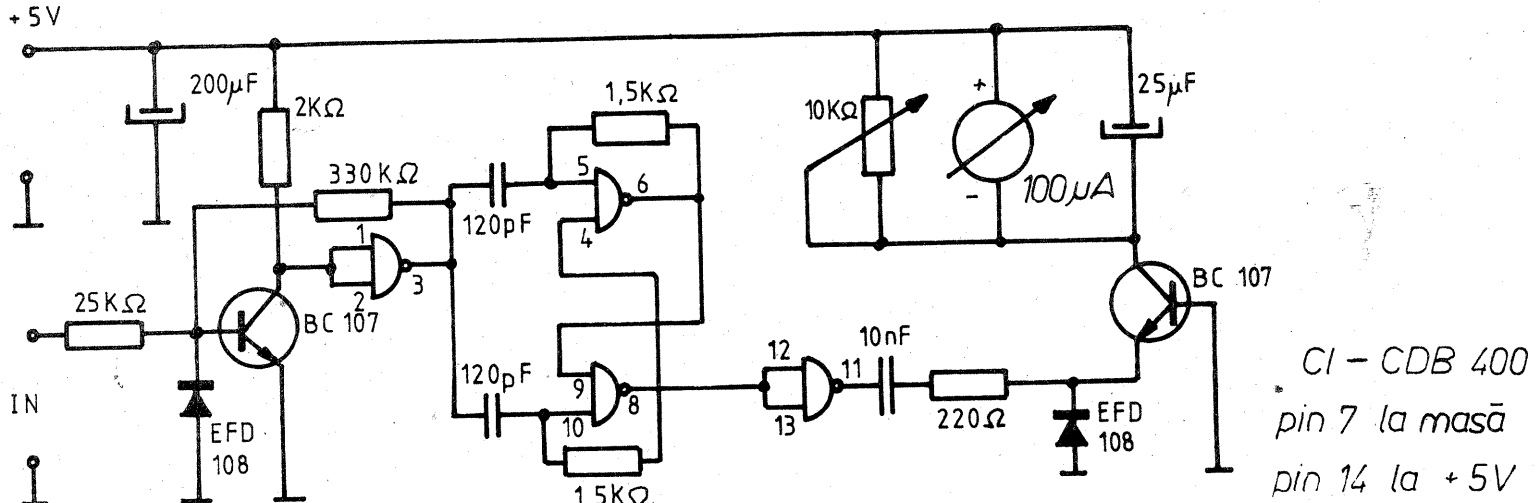
Prima diodă reduce semialternanțele negative, pe baza primului tranzistor sosind numai impulsuri (semialternanțe) pozitive.

Trecînd prin prima poartă a circuitului integrat, acestea se regăsesc aplicate multivibratorului sub forma unor semnale de scurtă durată, care la rîndul lor, prin ultima poartă, comandă tranzistorul al doilea.

Condensatorul din colectorul acestui tranzistor se încarcă cu o tensiune direct proporțională cu frecvența impulsurilor aplicate la intrare. Instrumentul, cuplat în paralel cu acest condensator, va indica tensiunea la bornele sale, însă scala va fi gradată în hertzi.

Din potențiometrul de 10 k Ω se stabilește pe scală valoarea de 100 Hz.

Frecvențmetrul se gradează prin comparație cu alt instrument (profesional) sau se introduc în el semnale de la un generator etalon.



Diversificarea continuă a aparatului electroacustice în ceea ce privește modalitățile de captare a unui program muzical sonor a impus în atenția firmelor producătoare **microfoane cu electret**. Datorită bunelor performanțe în ceea ce privește caracteristica de transfer amplitudine-frecvență într-o bandă largă de audiofrecvență, microfoanele cu electret apar destul de des în dotarea unui aparat electroacustic. Una din schemele electrice destul de des folosite pentru amplificarea unui semnal electric furnizat de către un microfon cu electret este prezentată în figură. Montajul prezintă următoarele performanțe:

- impedanța de intrare $Z_i = 2 \text{ k}\Omega$;
- impedanța de ieșire $Z_e = 1 \text{ k}\Omega$;
- banda de frecvență $f = 25 \text{ Hz} - 18 \text{ kHz}$;
- amplificarea $A = 40 \text{ dB}$;
- raportul semnal/zgomot $S/N \geq 65 \text{ dB}$;
- distorsiunile armonice totale $\text{THD} \leq 0,2\%$;
- distorsiunile de intermodulație $\text{TID} \leq 0,04\%$.

Polarizarea inițială a microfonului cu electret este asigurată de grupul R1-C1. Condensatorul C1 a fost prevăzut în cadrul montajului în scopul realizării unui filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare destinate polarizării microfonului. Semnalul electric captat de microfon se aplică la intrarea montajului prin intermediul condensatorului C2. Rezistența R2 a fost prevăzută în scopul unei adaptări de impedanță inițială microfon-montaj. Semnalul electric furnizat de microfon este aplicat prin intermediul condensatorului C2 unui etaj de amplificare de tip dublet, care conține tranzistoarele T1 și T2. Polarizarea inițială a dubletului este realizată de divizorul de tensiune, format de rezistențele R3, R4 și R5. Condensatorul C4 a fost intercalat în lanțul grupului de rezistențe destinat obținerii tensiunii de polarizare a dubletului amplificator în scopul unui filtraj de tensiune suplimentar.

PREAMPLIFICATOR PENTRU MICROFON CU ELECTRET

Ing. EMIL MARIAN

Se observă că dubletul amplificator este realizat cu tranzistoare complementare, specializate în ceea ce privește amplificarea unui semnal electric de valoare redusă, prezentînd simultan performanțe foarte bune în ceea ce privește raportul

semnal/zgomot. Amplificarea finală a dubletului este de cca $A = 40 \text{ dB}$. Semnalul amplificat se preia din emitorul tranzistorului T2 și este adus la ieșirea montajului prin intermediul condensatorului C6. Condensatorul C5 este prevăzut pentru

un filtraj general al tensiunii de alimentare $U_A = 9V$.

Montajul se realizează practic pe o plăcuță de sticlotoxolit placat cu folie de cupru. Pentru păstrarea performanțelor montajului estimate inițial se vor folosi componente electrice de cea mai bună calitate. La realizarea traseelor de legătură dintre componente se vor respecta regulile cunoscute pentru montajele de acest tip, și anume păstrarea structurii fizice de cvadripol al montajului, legături cit mai scurte între componente, evitarea buclei de masă, traseu de masă gros de minimum 3 mm etc. După realizarea plăcuței de cablaj imprimat și plantarea componentelor electrice pe aceasta, montajul se ecranează obligatoriu folosind o cutie din tablă de fier cu pereții groși de minimum 0,5 mm. Traseele de la intrarea și ieșirea montajului se realizează obligatoriu folosind conductoare ecranate.

OPTIMIZĂRI LA RECEPTOARELE TV

MIHAI COȚOVANU, Ploiești

Propun constructorilor interesați câteva modificări utile la receptoarele TV alb-negru, care se pot realiza cu mijloace simple și dau bune rezultate.

A. MUTING

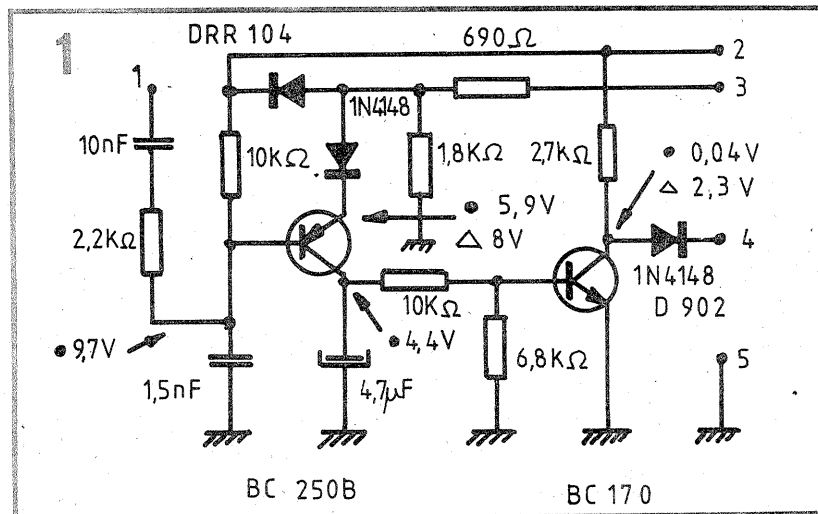
Montajul „taie” sunetul atunci când televizorul caută un post sau când caseta este scoasă din V.C.R.

TAA661.

Mai întâi se deconectează modulul de sunet și se identifică pe modul:

1. ieșire TAA661 sau TBA120;
2. intrare TBA810 sau 790T;
3. firul cald și cursorul potențiometrului de volum.

Legătura de la dioda 1N4148 (notată D902) se lipește la ieșirea integratului TAA661 sau TBA120, fie la



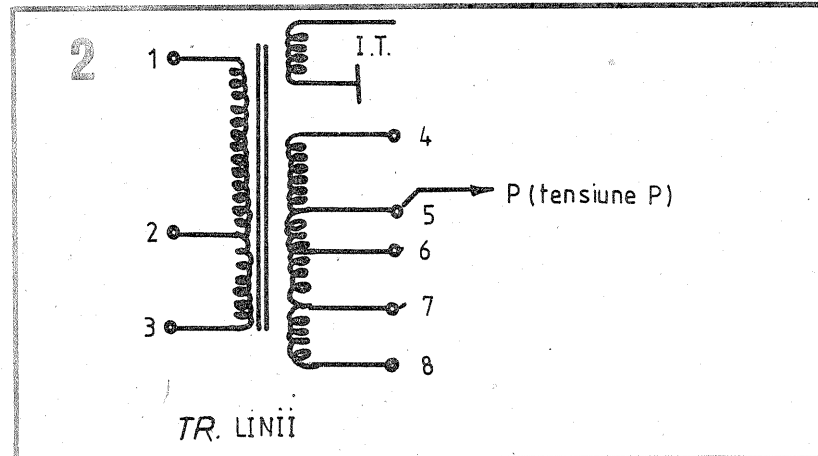
EXPLICAȚII FIGURA 1

1. colector T402 MODUL SINCRO
2. +E 9,8 V
3. tensiunea P de la transformatorul linii
4. capătul cald al potențiometrului de volum (logaritmic) sau pin 8 (TBA120) sau pin 14 (TAA661)
5. masa (0 V)

Schema electrică de principiu este dată în figura 1.

Montajul conține două tranzistoare, trei diode și câteva componente pasive.

Valorile de tensiune marcate cu punct corespund tensiunilor continue cu semnal, iar cele marcate cu



triumghi tensiunilor continue fără semnal.

După tensiunile indicate este ușor de înțeles funcționarea montajului. Acesta funcționează („moare sunetul”) când imaginea este sincronizată pe orizontală (vine tensiune la 3).

Montajul se pretează la televizoare de tip Sport (Sport, Telestar etc.), deoarece acestea au la transformatorul de linii special un pin (nr. 5) de unde se colectează tensiunea P.

Realizare practică. La televizoarele pentru intern s-ar putea ca piesele să nu fie lipite (au codul 900) sau modulul de sunet să fie cu

pinul integratului direct, fie la pinul modulului de sunet.

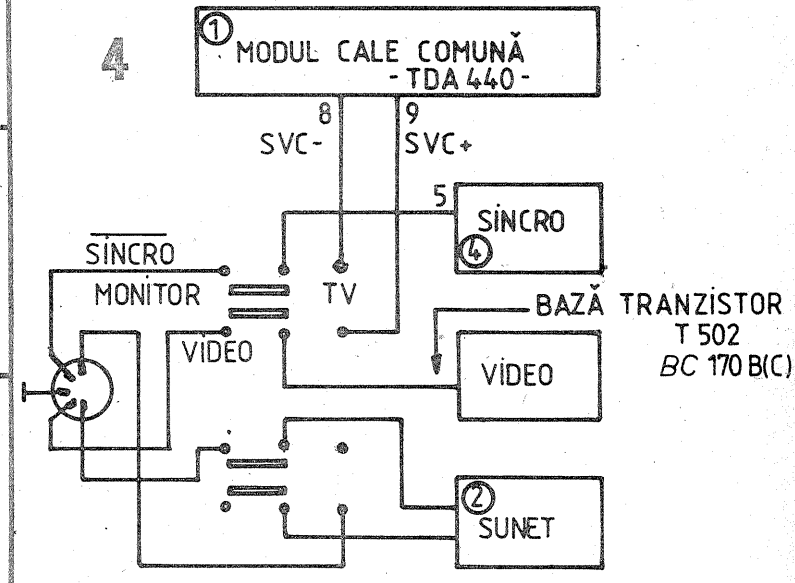
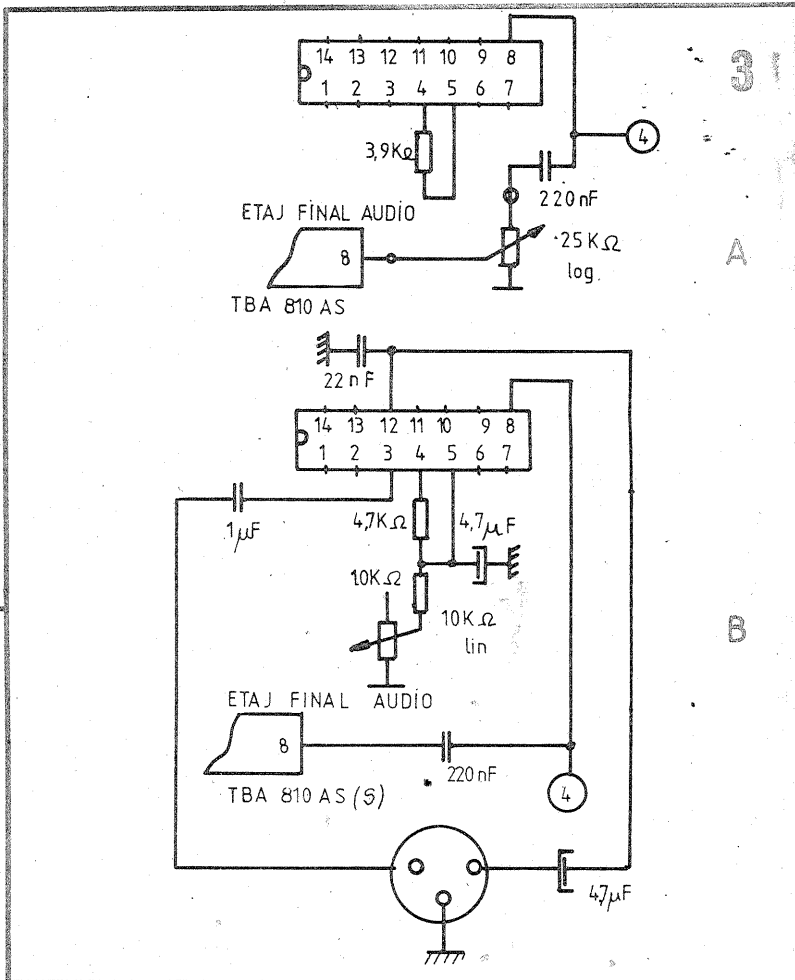
Montajul se realizează cât mai aproape de modulul de sunet.

B. CONTROLUL ELECTRIC AL CÎȘTIGULUI PREAMPLIFICATORULUI DIN TBA120

La modulele de sunet realizate cu TBA120 se poate înlocui reglajul volumului cu potențiometrul logaritmic cu potențiometrul liniar conectat în așa fel încît prin el să nu treacă semnal de A.F.

Rezultă astfel unele avantaje, cum ar fi:

- imposibilitatea apariției pocni-



turilor și zgomotelor datorită uzării potențiometrului logaritmic;

— posibilitatea folosirii unor fire lungi și neecranate la potențiometrul de volum (aplicații — comanda de la distanță);

— funcționarea mutingului și la semnale mici de A.F.

Realizare practică

1. Se înlocuiește rezistorul de 3,9 kΩ cu unul de 4,7 kΩ. Se introduc condensatorul de 4,7 μF și rezistorul de 10 kΩ.

2. Se înlocuiește potențiometrul de volum original (logaritmic) cu unul liniar, de 5—15 kΩ.

3. Se face un ștrap de la ieșirea lui TBA120 la intrarea lui TBA810AS.

4. Se conectează potențiometrul cu un capăt la masă și cursorul la rezistorul de 10 kΩ, montat la punctul 1.

5. Pentru realizarea unei mufe DIN intrare-ieșire A.F. se montează un condensator între pinul 12 și masă, cu valoarea de 22 nF. Pinul

12 este ieșire A.F. constantă, iar pentru intrare semnalul de audio-frecvență (A.F.) se aplică pe pinul 3 (intrare auxiliară A.F.). Pentru 1—2—3—4—5, vezi figura 3 A și B.

C. MONITOR A/N

Transformarea unui TV-A/N în monitor este simplă:

1. Se întrerup traseele de „ies” de la modulul cale comună: videocomplex pozitiv și videocomplex negativ (pinul 9 și, respectiv, 8 pentru modulul realizat cu TDA440).

2. Se realizează conexiunile din figura 4, unde cifrele cu cerceuț sînt modulele TV, iar numerele fără cerceuț reprezintă pinii modulelor unde intră — ies semnalele S.V.C.

3. Schema este completată și cu montajul de intrare-ieșire de audio-frecvență.

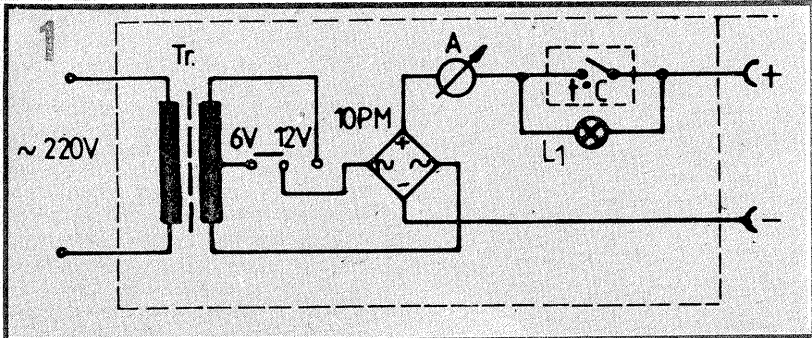
Montajele au fost realizate pe un televizor TELESTAR 4012 (SPORT 208), iar pentru montajul C a fost utilizat un calculator „COBRA”.

Pentru buna funcționare a oricărui microcalculator, un aspect deosebit de important îl reprezintă sursa de alimentare. Majoritatea calculatoarelor personale care se fabrică la noi în țară necesită o singură tensiune de alimentare, +5 V, la un curent de 1,5-3 A. În scopul obținerii acestei tensiuni putem utiliza cu succes un redresor auto de tip REDAC (625 sau 625M), cărui îi vom opera o serie de modificări.

Schema inițială a redresorului este prezentată în figura 1. Obser-

REDAC 625 — ALIMENTATOR PENTRU CALCULATOARELE PERSONALE

Ing. SORIN STAMU



Amplasarea acestor noi componente nu ridică probleme, întrucât în cutia redresorului există loc suficient. Condensatorul C1 se prinde cu un colier de fundul cutiei, iar stabilizatorul monolitic $\beta M323$ se montează pe un radiator din tablă de aluminiu fixat pe peretele din spate, la 5-10 mm de acesta, prin intermediul unor distanțoare. Elementele de semnalizare (LD1 și L2) se montează cu bucle din material plastic, pe panoul frontal, în care s-au practicat găurile necesare.

regim de trecere automată pe rezervă, dacă în timpul lucrului cu microcalculatorul acumulatorul (încărcat) se conectează la bornele corespunzătoare. În cazul unei căderi accidentale a tensiunii de rețea, acumulatorul va debita curentul necesar microcalculatorului un timp suficient cât să putem salva programul din memoria acestuia.

Pentru alimentarea calculatorului nu se poate folosi decât treapta de 6 V, deoarece pe cea de 12 V puterea disipată de stabilizatorul monolitic

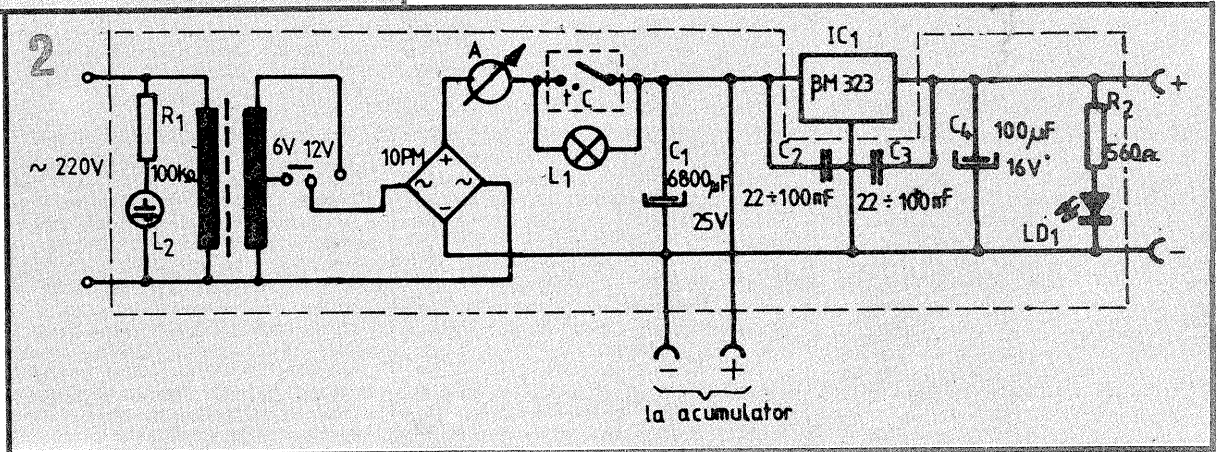
văm că acesta folosește un transformator de rețea cu două înfășurări secundare înseriate, o punte redresoare de tip 10PM, un ampermetru simplu, dar nu prea precis și un disjunctiv automat pentru protecție la suprasarcină, scurtcircuit sau legarea greșită a bateriei de acumulator (acesta este, de fapt, un întrerupător cu bimetal care, dacă este parcurs de un curent ce depășește o anumită valoare, se încălzește și se deschide).

Schema modificată este prezentată în figura 2. Observăm că nu a fost dezafectată nici una din componentele schemei inițiale și, în plus, au mai apărut următoarele:

- Lampa cu neon L2, cu rolul de semnalizare a cuplării la rețea; se poate folosi oricare din cele existente în comerț, iar pentru cele care au rezistența serie încorporată, R1 nu se mai utilizează;

- condensatorul C1 (minimum 4,7 mF/25 V), cu rol de filtrare a tensiunii redresate;

- stabilizatorul integrat monolitic $\beta M323$, care furnizează la ieșire tensiunea de 5 V și un curent de maximum 3 A;



- condensatoarele C2 și C3, cu rol de antiparazitare; se recomandă condensatoare ceramice, mono sau multistrat;

- C4 asigură o filtrare suplimentară a tensiunii de ieșire, iar dioda LD1, împreună cu rezistorul de limitare a curentului, R2, semnalizează existența tensiunii la ieșirea stabilizatorului.

Nu este necesară izolarea circuitului integrat față de radiator, dar trebuie să ținem cont că în acest caz masa montajului este conectată la carcasă.

Cu toate aceste modificări, redresorul este apt în continuare de a îndeplini și funcția sa inițială. O proprietate remarcabilă o constituie însă posibilitatea de a funcționa în

este prea mare și acesta se încălzește pînă la anclanșarea protecției termice interne.

Personal utilizez un asemenea redresor de peste doi ani, atât pentru încărcarea bateriei de acumulator, cât și pentru alimentarea calculatorului sau a altor montaje electronice.

MINICONVERTOR

M. ALEXANDRU

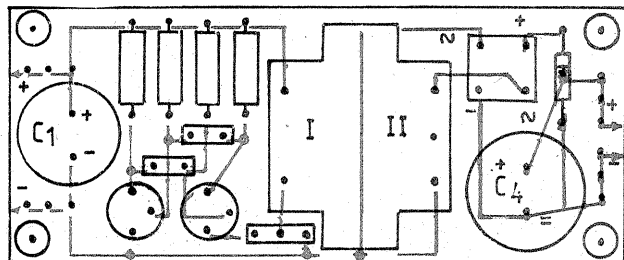
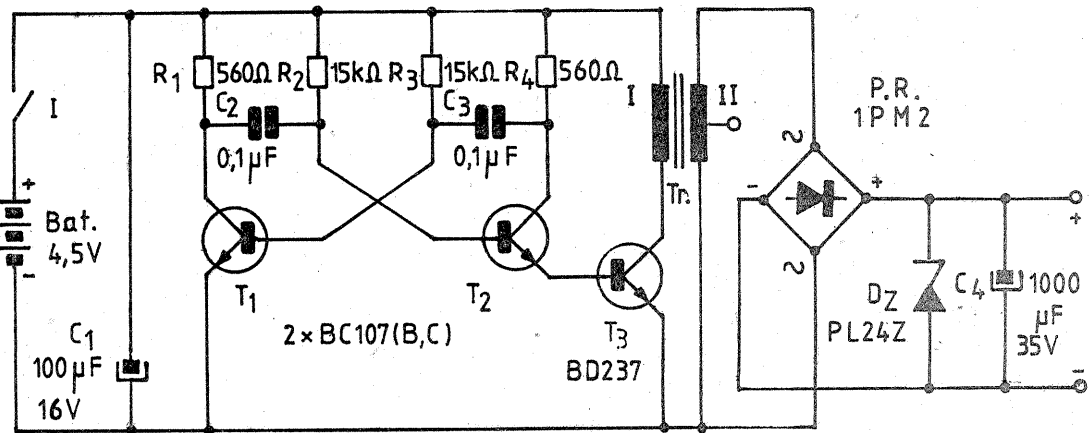
Schema propusă aduce doar o mică modificare montajului prezentat sub același titlu în nr. 8/1991 al revistei, și anume indică o modalitate simplă de redresare-limitare-filtrare a tensiunii de ieșire. Se poate astfel obține, plecând de la o baterie de lanternă de 4,5 V (3R12), o tensiune continuă de cca 18 V, la un curent consumat de cca 15-25 mA. Această tensiune, bine filtrată dar nestabilizată, poate fi utilizată la alimentarea pe timp scurt, în regim „portabil”, a unor testere, instrumente de măsură, indicatoare cu LED-uri etc. Cei ce doresc să o folosească la alimentarea unor aparate mai pretențioase nu au decât să-i atașeze la ieșire o celulă de stabilizare (diodă Zener plus rezistență).

Trebuie făcută precizarea că, în gol, tensiunea alternativă debitată de secundarul transformatorului prezintă unele „vîrfuri” ce pot depăși ușor 25-35 V, punând în pericol real montajul ce urmează a fi alimentat. Tocmai din acest motiv am introdus după punte dioda Zener Dz, care are aici doar rolul de limitare (la cca 24 V), nu și de stabilizare.

Cu piesele indicate am obținut, pentru o baterie „bună”, o tensiune de ieșire în gol de 24 V, care scade

pînă la cca 18 V la un consum de 20 mA. Transformatorul Tr. folosit este unul de ieșire de la radioreceptorul „Milcov”.

Sugerez celor interesați și o variantă de amplasare a pieselor, cu cablaj clasic. Schema fiind foarte simplă, nu am mai numerotat piesele componente.



Prezentare generală

Acest sistem de alarmă este rezultatul unor îndelungate experimentări, în vederea găsirii unei înalt grade de protecție, în acest fel am ajuns la combinarea unor scheme uzuale, care nu necesită comentarii deosebite, mai interesante fiind modul de interconectare și rezultatele obținute.

După cum se poate vedea urmărind schema-o structură (figura 1), sistemul prezintă o structură suficient de complexă, care îl recomandă constructorilor cu experiență în domeniul automatizării, precum și al montajelor de joasă și foarte înaltă frecvență.

Principial, montajul funcționează astfel: la cuplarea tensiunii de alimentare este activată o linie de întârziere I cu o constantă de aproximativ opt secunde, timp în care proprietarul poate închide și încuia portiera. După trecerea celor opt secunde, întregul montaj este alimentat prin intermediul stabilizatorului S și se află în stare de veghe.

Amplificatorul de microfon AM protejează geamurile și caroseria autoturismului, semnalizând în cazul loviturilor mai puternice susceptibile să provoace stricăciuni.

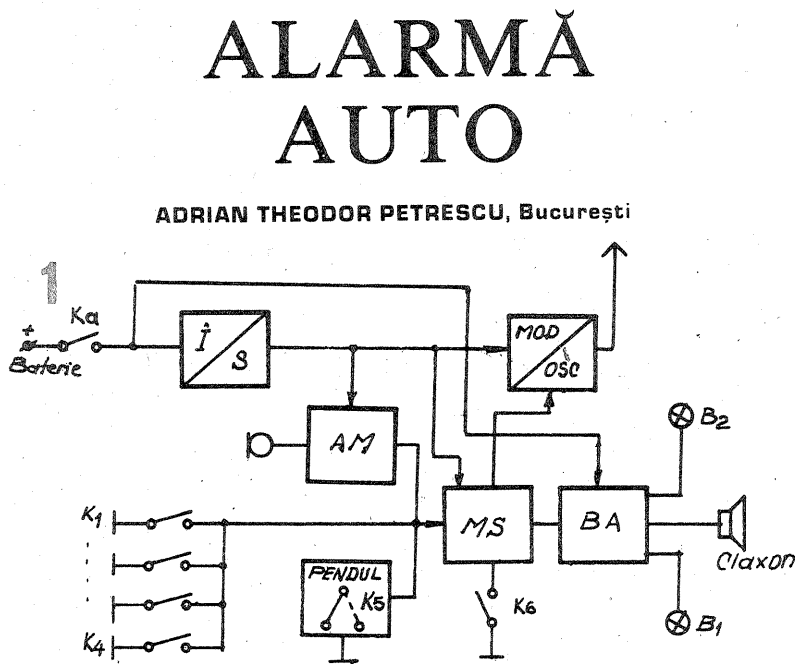
Blocul de alarmare format din monostabilul MS are rolul de a activa blocul de acționare B.A., precum și microemitaorul format din modulatorul cu C.I.2 și oscilatorul de R.F. format din T7 și elementele aferente (figura 2).

Blocul de acționare este format din tranzistorul T6, relele D5 și diodele D5—D7 și are rolul de a asigura semnalizarea optică și acustică, alimentând becurile de poziție și claxonul autoturismului.

Analiza blocurilor componente

În figura 2 este prezentată schema detaliată. Linia de întârziere I nu necesită o descriere amănunțită, principiul de funcționare fiind foarte simplu. Constructorii care doresc modificarea timpului de întârziere pot opera ajustări asupra componentelor R1, C1 sau D1. Pentru valorile date în lista de piese s-a obținut o întârziere de 7 secunde, valoare păstrată relativ constant la temperaturi cuprinse între -15°C și +30°C.

Stabilizatorul utilizează o schemă clasică, cu tranzistor regulator serie care menține o tensiune de ieșire



ADRIAN THEODOR PETRESCU, București

constantă de aproximativ 8,5 V, pentru D3 = PL9V1Z. Am prevăzut această alarmă cu stabilizator pentru a păstra constantă durata de acționare a alarmei și frecvența emitaorului de radiocomandă, chiar în cazul scăderii tensiunii bateriei autoturismului la valoarea de 10 V.

Amplificatorul de microfon are la bază montajul „Comandă sonoră la microfon încorporat”, produs de I.P.R.S. — Băneasa, asupra căruia am efectuat următoarele modificări (în paranteze prezint valorile din schema originală): R10 — 100 Ω (P — 2,5 kΩ), P1 — 5 kΩ (R8 — 3,3 kΩ) și s-a eliminat bistabilul.

Prin aceste modificări am ajustat o mai bună posibilitate de a urmări o sensibilității montajului, precum și adaptarea etajului de ieșire cerințelor specifice sistemului de alarmă.

Semnalul captat de capsula microfonică (cu cărbune!) este amplificat de T3 și T4. Semnalul obținut la ieșirea lui T4 validează monostabilul MS prin aplicarea sa bazei tranzistorului T5, ceea ce determină punerea la masă a pinului PJ al C.I.1, situație concretizată în declanșarea sistemului de alarmă.

Același lucru se întâmplă și la deschiderea uneia dintre portiere, prin închiderea uneia din contactele K1—K4. Contactul notat în schemă K5 corespunde unui dispozitiv de tip pendul, care intră în funcțiune atunci când autoturismul este înclinat, eventual spre a i se scoate roțile. Personal am realizat acest pendul folosind ca piese principale un volanț de casetofon, lagărul aferent și câteva șuruburi și piulițe, accesorii care se găsesc uzual în „zestrea” multor constructori amatori.

Monostabilul M.S. atore o schemă de aplicație clasică a circuitului integrat βE555. Durata de temporizare este dictată de valorile componentelor R13, C10. Cu valorile indicate am obținut o durată de validare a blocului de acționare B.A. de un minut și 30 de secunde.

Blocul de acționare nu ridică probleme; singura precauție ce trebuie avută în vedere este alegerea tipului de diode montate în serie cu luminile de poziție și cu claxonul, și anume să suporte curenți de două ori mai mari decât consumul efectiv al acestora.

De remarcat aici prezența contac-

telor duble ale releului de acționare, primul contact fiind necesar pentru alimentarea microemitaorului cu tensiunea micromitaorului.

Blocul de radiocomandă este format din modulatorul cu C.F.2 și oscilatorul VHF cu tranzistorul T7, 2N3375.

Schema modulatoarelor fiind, de asemenea, destul de cunoscută, nu necesită comentarii deosebite. C.I.2 este un amplificator operațional de tipul βA741.

În ceea ce privește oscilatorul de R.F., personal am încercat mai multe tipuri de tranzistoare, obținând rezultate egale cu următoarele tipuri: BF457—458, 2N3375, KT906. Pentru a „scoate” cât mai mult din acest montaj, trebuie însă încercate mai multe valori pentru R22 — între 100 Ω și 1 kΩ — și pentru R21 — între 100 kΩ și 560 kΩ, în funcție de tipul tranzistorului folosit. De asemenea, în locul condensatorului C16 de 3—15 pF se poate folosi un trimer de 10—40 pF, cu condiția apropierea sau distanțării spirelor bobinei L1. Este de preferat ca acest bloc să fie construit ca unitate separată, cranat într-o cutie metalică cu grosimea pereților de 1 mm, iar alimentarea să se facă printr-o trecere specifică etajelor de R.F. (sticlă sau teflon); de asemenea, legătură cu antena (un fir fin de aproximativ 1 m mulat pe chederul parbrizului) să se facă cu cablu coaxial cu impedanța de 50 sau 75 Ω. În acest fel influențele parazite asupra altor montaje vor fi minime, iar randamentul va fi maxim.

Datele bobinei L1 sînt următoarele:

- pentru banda 64—73 MHz — 8 spire CuEm Ø 1 mm, pe dorn Ø 8 mm, cu pas de 1 mm;
- pentru banda 88—108 MHz — 6 spire CuEm Ø 1 mm, pe dorn Ø 8 mm, cu pas de 1 mm.

În ambele cazuri condensatorul C17 de 150 pF se montează la jumătatea bobinei.

Detalii constructive, reglaje, punere în funcțiune

Blocul de întârziere, stabilizatorul, blocul de alarmare și blocul de acționare nu necesită nici un reglaj, cu valorile indicate funcționând de la prima probă.

Pentru C1 și C10 se preferă sorta-

ALIMENTAREA COMPARATOARELOR ANALOGICE

Ing. AURELIAN MATEESCU

Pentru o funcționare corectă și precisă, comparatoarele analogice și rețelele de divizoare rezistive necesită surse de referință și de alimentare cu stabilitate ridicată. De multe ori, comparatoarele cvadruple sau A.O. cvadruple folosite de constructor pe post de comparatoare sînt alimentate de la o sursă monopolară cu stabilizarea tensiunii obținute cu ajutorul unui stabilizator integrat (de exemplu 7812; 7815).

Printr-un artificiu simplu, dar eficient se poate utiliza unul din cele patru comparatoare (sau A.O.) din capsulă pentru obținerea unei surse de alimentare cu un coeficient de stabilitate mai bun de 0,05%. Schema electrică prezintă modul de rezolvare prin utilizarea unui tranzistor, a unei diode Zener și a altor șase componente în jurul unuia dintre patru A.O. din capsula circuitului LM324, în timp ce restul de trei A.O. din capsulă rămîn disponibile pentru alte scopuri.

Funcționare. Tranzistorul T1, de tip 2N2222 sau echivalent, este utilizat pentru a livra o tensiune la pinul 4 al C.I.—LM324.

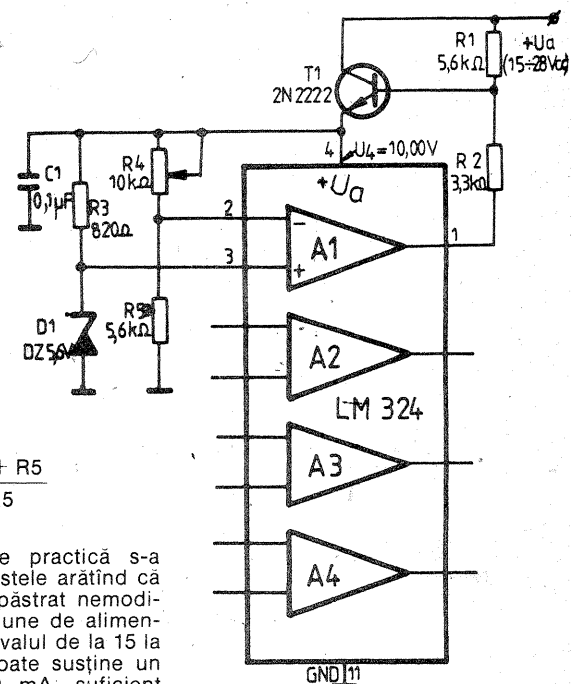
Grupul R2 — T1 formează o buclă închisă de reacție pozitivă împreună cu dioda Zener D1 și rezistența de polarizare R3. În același timp, R2 și T1 formează o buclă închisă de reacție negativă cu rezistorul rezistiv R4, R5. Efectul reacției pozitive este predominant atît timp cît poarta neînversoare primește potențialul U4, iar poarta inversoare

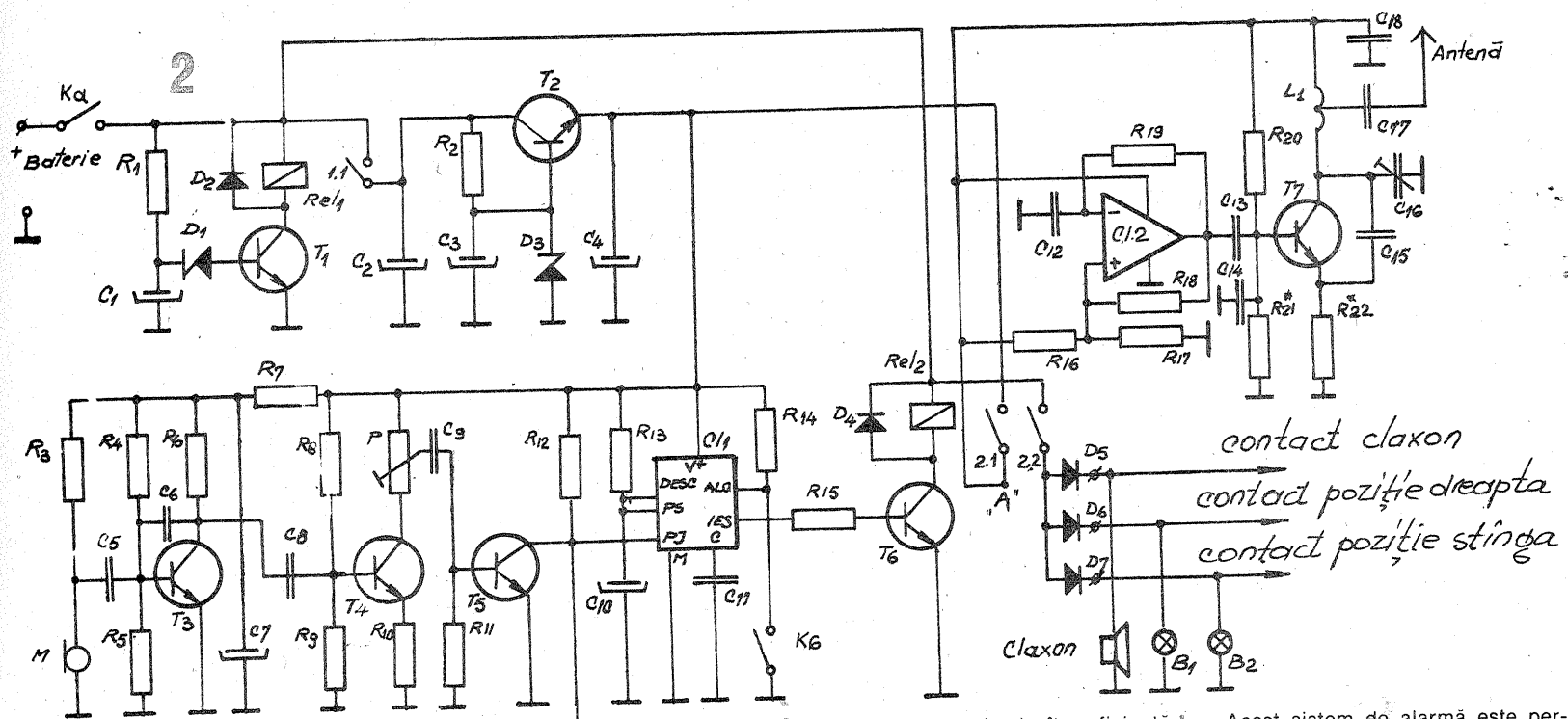
U4 = $\frac{R5}{R4 + R5}$. Cînd tensiunea la poarta inversoare depășește tensiunea aplicată pe poarta neînversoare, A1 nu mai livrează curent în baza lui T1 prin R2, ceea ce conduce la micșorarea tensiunii de la pinul 4 (U4).

În echilibru se ajunge la relația

$$U4 = U_{Zener} \cdot \frac{R4 + R5}{R5}$$

Prin experimentare practică s-a stabilit U4 = 10 V, testele arătînd că această valoare s-a păstrat nemodificată pentru o tensiune de alimentare cuprinsă în intervalul de la 15 la 28 Vc.c. Montajul poate susține un consum de cca 30 mA, suficient pentru alimentarea divizoarelor rezistive și chiar pentru circuitele de control sau alte circuite construite cu A.O. libere din capsula C.I.





*K1-K4 contacte portiera
(eventual se mai adaugă
contacte la capota motor
și portbagaj)*

rea unor condensatoare cu pierderi minime. Personal am utilizat condensatoare cu tantal, de tip picătură, cu tensiunea de lucru de 35 Vcc.

Amplificatorul de microfon solicită un singur reglaj, al sensibilității, care se face din P1. Se va urmări ca releul Rel2 să intre în funcțiune numai la lovirea caroseriei sau a geamurilor autoturismului, evitându-se declanșarea alarmelor false, generate de zgomote prea puternice ce se pot produce în jurul mașinii.

Reglarea oscilatorului de RF se face astfel:

- se pornește radioreceptorul de ascultare (de veghe), se comută pe gama de unde ultracurte și se caută o porțiune unde nu se află posturi de radiodifuziune;
- se alimentează schema în punctul „A” cu tensiune preluată din blocul stabilizator;
- se adună sau se răsfiră spirele

bobinei L1 pînă cînd în difuzorul receptorului se aude semnalul modulatorului cu frecvența de aproximativ 1 kHz;

- se ecranează montajul, urmînd ca deviația de frecvență ce va rezulta să fie corectată din C16, asupra căruia se va acționa printr-un orificiu prevăzut special în carcasa metalică;
- cutia metalică se pune la masă într-un singur punct, cît mai aproape de C18;
- pentru reducerea efectului capacitiv, recomand montarea lui C16 cu rotorul la masă. Toate reglajele se vor efectua cu o șurubelniță din plastic, iar receptorul va fi plasat la o distanță de cel puțin 10 m, cu volumul la maximum.

Dacă montajul a fost corect executat, iar reglajele au fost bine făcute, legătura radio este stabilă și foarte puternică, pînă la o distanță de 300 m în „vizibilitate” directă.

distanța mai mult decît suficientă pentru situații obișnuite.

Punerea în funcțiune se face acționînd comutatorul Ka care alimentează linia de întîrziere, ce pune, la rîndul ei, sub tensiune, după aproximativ 7 secunde, sistemul de alarmă, asigurînd starea de veghe. De remarcă faptul că, indiferent dacă ușa a rămas deschisă sau nu, după timpul prestabilit alarma se oprește automat. În cazul în care toate portierele rămîn închise după o tentativă de efracție, sistemul reîntre automat în starea de veghe.

Inhibarea alarmei se face din afara autoturismului, prin comutatorul K6, care pune la masă pinul ALO al C.I.555. Modalitatea realizării acestui comutator (comandă infraroșu, senzor magnetic, întrerupător) o las pe seama fanteziei constructorilor amatori.

În ceea ce privește radiorecepția, se poate construi un receptor super-reacție în gama de unde ultracurte cu acord fix, sau se poate utiliza orice radioreceptor industrial, în acest ultim caz preferîndu-se un model echipat cu circuit muting. În lipsă se poate folosi un receptor obișnuit, acordat pe frecvența emițătorului și lăsat pornit la un volum moderat, astfel încît zgomotul de fond să fie sesizat cît mai puțin.

Acest sistem de alarmă este perfectibil, dar și în această variantă rezultatele obținute au fost excelente.

- Lista de componente**
- R1 = 470 kΩ; R2 = 100 kΩ; R3 = 82 kΩ; R4 = 1,2 MΩ; R5 = 270 kΩ; R6 = 3,3 kΩ; R7 = 39 kΩ; R8 = 1,2 MΩ; R9 = 270 kΩ; R10 = 100 Ω; R11 = 22 kΩ; R12 = 10 kΩ; R13 = 560 kΩ; R14 = 10 kΩ; R15 = 2,2 kΩ; R16 = R17 = R18 = R19 = 100 kΩ; R20 = 20 kΩ; R21* = 150 kΩ; R22* = 220 Ω.

- C1 = 100 μF; C2 = 100 μF; C3 = 100 μF; C4 = 22 μF; C5 = 1 nF; C6 = 330 pF; C7 = 10 μF; C8 = 1 nF; C9 = 47 nF; C10 = 100 μF; C11 = C12 = C13 = 10 nF; C14 = 4,7 nF; C15 = 10—22 pF; C16 = 3—15 pF; C17 = 150 pF; C18 = 0,1 μF (plachetă).
- T1 = BC107; T2 = BD237; T3 = BC107; T4 = BC107; T5 = BC107; T6 = BD135; T7 = 2N3375.
- D1 = PL8V2Z; D2 = 1N4001; D3 = PL9V1Z; D4 = 1N4001; D5 = D6 = D7 = 6DRR4.
- C.I.1 = βE555; C.I.2 = βA741.

BIBLIOGRAFIE:
„Circuite integrate liniare”. Manual de utilizare, volumul 3; Colecția revistei „Tehnum”

INDICATOR DE NIVEL

Ing. BARBU POPESCU

ncintele acustice „RES-PROM—80” produse în Bulgaria sînt echipate cu un indicator de nivel (VU-metru) simplu și eficient.

Particularitatea montajului, a cărui schemă este prezentată în figură, constă în aceea că este alimentat chiar din semnalul audio aplicat la bornele incintei acustice.

Semnalul audio primit la intrare este redresat de puntea redresoare și prin intermediul potențiometrului

(semireglabil) P este aplicat circuitului de comandă a diodelor electroluminescente D1—D6, circuit realizat cu tranzistoarele T1—T6 și rezistențele R2—R19.

Tranzistoarele T1—T6 îndeplinesc rolul de comutatoare electronice acționate de semnalul audio redresat; pragul de acționare depinde de nivelul semnalului audio și de valoarea

rezistențelor conectate în circuitul de bază al fiecărui tranzistor.

Sensibilitatea montajului se reglează cu ajutorul potențiometrului P astfel încît la nivelul maxim admis de incinta acustică să fie acționată dioda D6.

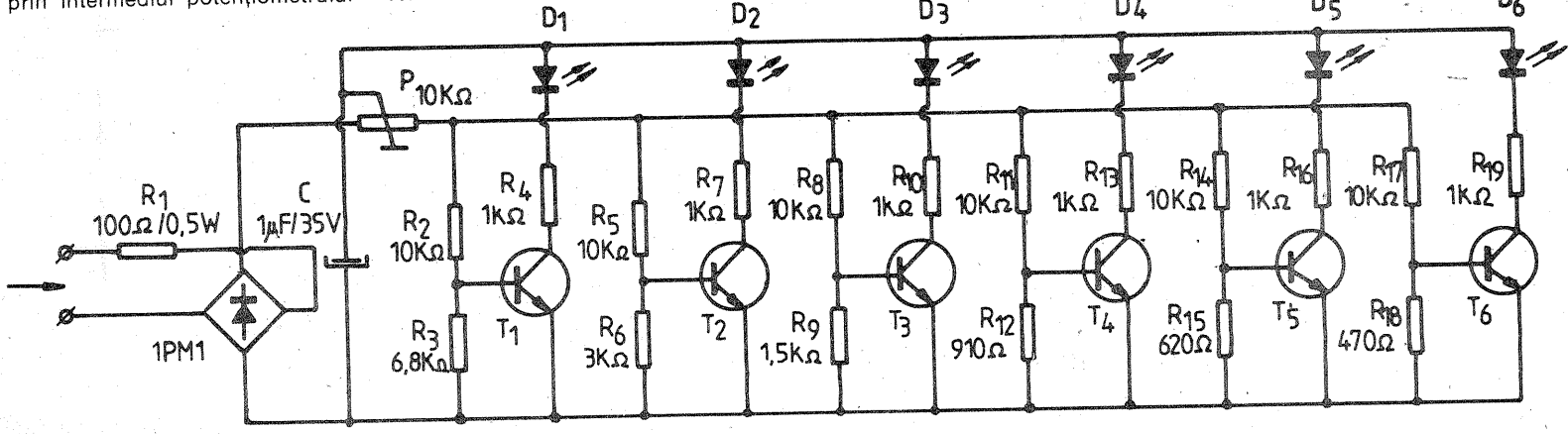
În cazul incintelor acustice cu puterea nominală cuprinsă între 60 W și 100 W/8Ω, tranzistoarele folosite

vor fi de tip BC107, BC171, BC174, cu $U_{CEO} \geq 45$ V.

În cazul incintelor acustice cu puterea nominală cuprinsă între 30 W și 50 W/4 Ω, tranzistoarele pot fi de tip BC108, BC172 etc.

Montajul poate fi folosit și ca VU-metru încorporat în amplificatoarele audio de putere.

Singurul dezavantaj al schemei constă în consumul de putere (cca 1—2 W) din sursa de semnal.



TERMOREGULATOR

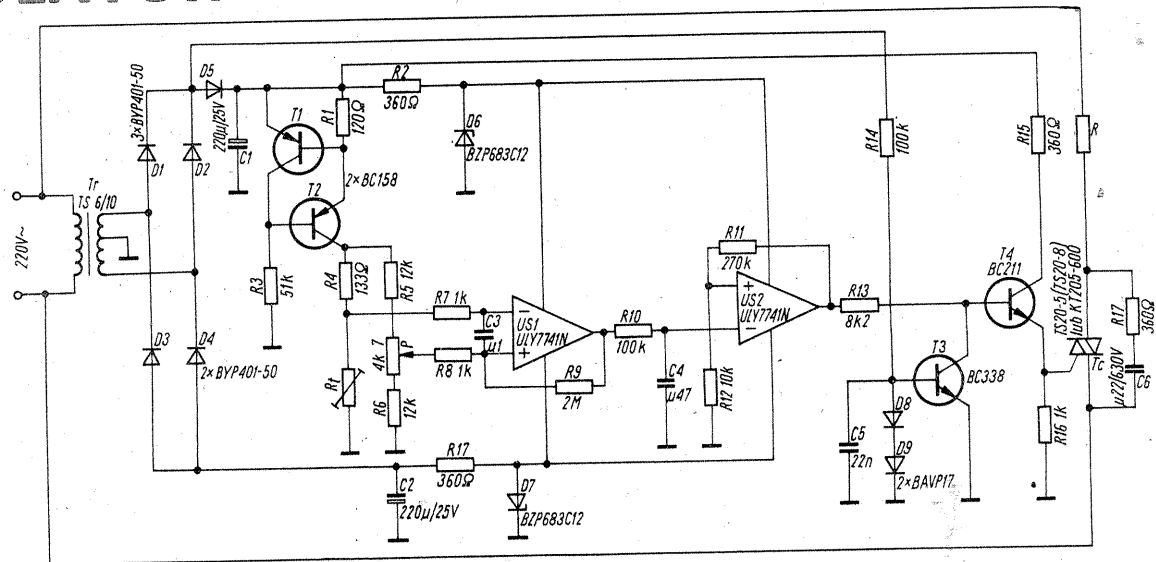
Elementul traductor de temperatură este un termistor cu valoarea de aproximativ 100 Ω la 20°C.

Plaja de lucru a montajului este cuprinsă între 0—160°C, stabilizarea fiind de ±0,5°C.

Elementul încălzitor R este comandat de un triac.

Punctul de lucru se stabilește din potențiometrul P1.

RADIOELEKTRONIK,
11/1991

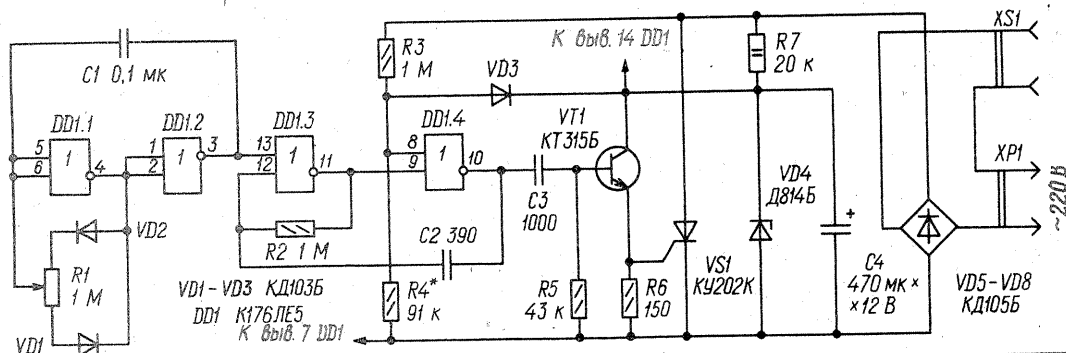
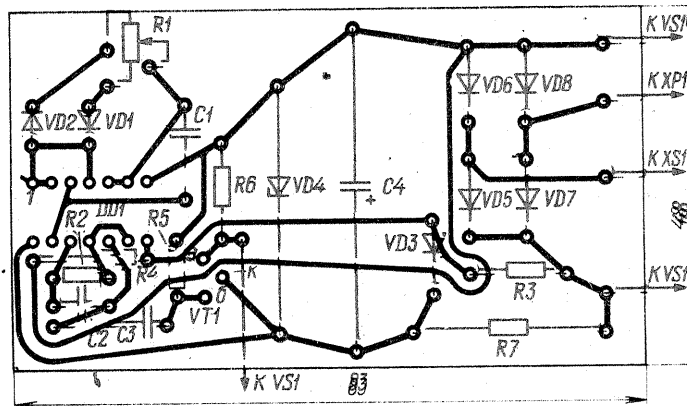


REGULATOR DE TENSIUNE

Montajul comandă alimentarea din rețea a unui consumator de maximum 200 W. În montaj apar două oscilatoare; primul, format din porțile 1 și 2, generează impulsuri cu frecvența de aproximativ 5 Hz, iar al doilea generator (porțile 3—4) impulsuri cu frecvența de câțiva kilohertzi.

Impulsurile de 5 Hz au o durată variabilă comandată din R1. Impulsurile de la terminalul 10 sînt diferențiate prin grupul C3—R5 și cu ele se comandă tranzistorul VT1, respectiv deschiderea tiristorului.

RADIO,
2/1991



MICROFON EMIȚĂTOR

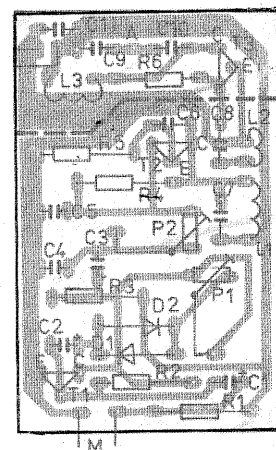
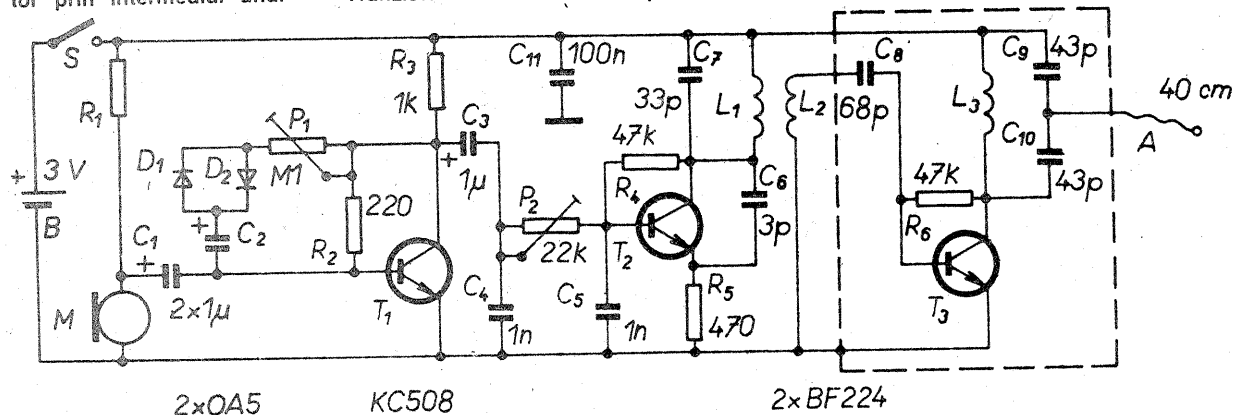
Schema reprezintă o instalație miniaturizată ce permite transmiterea semnalului obținut de la un microfon unui radioreceptor prin intermediul unui

emițător. Microfonul emițător se montează într-o mică cutie și se alimentează cu 3 V. Tranzistorul T1 este am-

plificator AF, tranzistorul T2 este oscilator modulat, iar tranzistorul T3 finalizează etajul final RF. Montajul lucrează pe aproximativ 110 MHz.

Bobina L1 are 6 spire, bobina L2 are 3 spire, iar L3 are 7 spire, toate cu diametrul de 4 mm. Sîrma folosită este CuEm 0,4. Antena este un fir flexibil lung de 30—40 cm.

AMATÉRSKÉ RADIO,
2/1991



OMOLOGAREA INDIVIDUALĂ A VEHICULELOR

Dr. ing. MIHAI STRATULAT

Era evident pentru oricine privea traficul rutier din România că străzile noastre se populau tot mai mult cu automobile a căror stare era mai mult decât îndoielnică, dacă o raportăm la nivelul automobilului vest-european. Tendința de a procura mașini ieftine din țările occidentale a amplificat în ultimii doi ani prezența autovehiculelor cu performanțe și stare tehnică precare. Firește, intervenția unui organism de asanare a circulației, cu efecte asupra securității traficului și a protecției mediului, era strict necesară. Tocmai în acest sens, nou înființatul Registrului Auto Român (R.A.R.) a fost imputernicit să stabilească prescripții tehnice obligatorii pentru înscrierea în circulație a autovehiculelor aduse din străinătate, a celor modificate sau bricolate și chiar a celor nou fabricate. Omologările acestor vehicule (automobile și remorci) se fac la sediul central al R.A.R. sau la filialele județene, care eliberează așa-numita „carte de identitate a vehiculului”.

Vehiculele care se supun omologării pentru admiterea în circulație pe drumurile publice, fie că este vorba de omologare de tip sau individuală, trebuie să satisfacă unele cerințe tehnice minimale: să nu fie fabricate cu mai mult de opt ani vechime; să fie echipate cu volan pe partea stângă; să respecte prescripțiile legale privind sarcinile maxime pe axe și gabaritul maxim ale tipului respectiv de vehicul și să aibă înscrispții de omologare pe următoarele repere: faruri,

oglinzi retrovizoare, geamuri, catadioptri, jante, pneuri și cuplajul pentru remorcă.

Vehiculelor supuse omologării individuale (adică acelora care sînt importate, produse industrial într-o serie mai mică de zece bucăți, a celor bricolate și celor modificate) li se mai impun următoarele condiții:

- geamurile trebuie să fie confecționate din sticlă securizată, iar parbrizele din material duplex, toate fiind înscrispionate cu marca producătorului;

- centurile de siguranță, elementele echipamentului de iluminare și semnalizare, ca și cuplajul remorcii și priza electrică a sa, trebuie să fie de un tip omologat;

- vitezometrul să funcționeze corect, fără abateri mai mari de (0,1 V + 4) km/h, pozitive.

- scaunul șoferului să fie reglabil și să se poată bloca;

- autovehiculul să fie prevăzut cu dispozitiv de remorcare pentru cazuri de pană;

- autovehiculul și remorca să fie prevăzute cu roata de rezervă și să aibă aplicată eticheta fabricantului.

Pe lângă îndeplinirea acestor condiții, vehiculele sînt supuse unor încercări care să ateste că ele satisfac cerințele legale impuse de normele de securitate a circulației și cele de protecție a mediului. Prin aceste probe se constată, în primul rînd, dacă mașina este conformă cu tipul

de vehicul definit prin specificația tehnică sau cartea de identitate. Apoi se verifică sarcina pe axe, dimensiunile de gabarit, eficacitatea echipamentului de frinare și a celui de direcție, precum și siguranța acestora, nivelul poluării sonore, emisiile de noxe, starea și reglajele instalației de iluminare și semnalizare, starea elementelor suspensiei, a anvelopelor, jantelor și a caroseriei și cadrului.

În cazuri speciale, R.A.R. mai poate supune vehiculele și altor testări pe care le consideră oportune pentru a garanta respectarea tuturor cerințelor impuse de securitatea traficului și protecția mediului.

Condiționări exprese sînt cerute autovehiculelor mixte, adică cele care sînt destinate atât transportului de mărfuri, cit și de persoane. Pentru omologarea acestora se cere ca suprafața destinată pasagerilor să fie de cel puțin 50% din suprafața utilă și să aibă posibilități de comunicare directă între șofer și pasageri. Spațiul destinat pasagerilor să fie prevăzut cu cel puțin două uși și două ferestre (care să nu fie amplasate pe aceeași parte a caroseriei), iar între spațiul rezervat pasagerilor și cel rezervat mărfurilor să existe o separare care să garanteze protecția persoanelor, al căror număr nu

poate depăși opt.

Vehiculul în ansamblu trebuie să îndeplinească anumite condiții de gabarit și mase ale căror valori depind în primul rînd de tip. Este avută aici în vedere și repartiția masei pe axele vehiculului la toate tipurile de construcții.

Și pentru subsansamblurile vehiculelor se impun condiții specifice minimale de construcție și performanțe, asupra cărora vom reveni cu detalieri și date concrete în numerele viitoare, pentru ca cei ce se prezintă la R.A.R. pentru omologare să știe ce cerințe trebuie să îndeplinească vehiculul supus verificărilor tehnice.

Vehiculele care sînt realizate pe cale artizanală sînt supuse unor controale mai amănunțite ce urmăresc să evidențieze calitatea subsansamblurilor, să verifice existența omologării reperelor pentru care aceasta este obligatorie (menționate mai sus), precum și calitatea montajelor. Structura mașinii se înregistrează ca atare într-un certificat de omologare ce atestă compunerea primară a vehiculului, împiedicînd astfel modificarea nelegală ulterioară a construcției sale.

MINISTERUL TRANSPORTURILOR

REGISTRUL AUTO ROMAN

București, Calea Griviței nr. 393, sector 1
telefon 66.31.70, 65.55.20, telefax 12.85.53

CERTIFICAT NR.

DE

OMOLOGARE INDIVIDUALĂ

PENTRU

CIRCULAȚIE

PE DRUMURILE PUBLICE

emis în baza HGR 426/91; 594/91; 768/91

Deținător

Adresa

Marca autovehiculului

Tipul autovehiculului

Categoria autovehiculului

Numărul de omologare

Serie șasiu/caroserie

Serie motor

Autovehiculul corespunde "Condițiilor tehnice pentru vehicule rutiere în vederea admiterii în circulație pe drumurile publice" și reglementărilor privind masele și gabaritele maxime admise pentru circulația pe drumurile publice.

CARTEA DE IDENTITATE A VEHICULULUI

1	Detinatorul	
Data nasterii (Nr.Reg.Com.)		Adresa
AUTENTIFICAREA DETINERII		Numarul de inmatriculare
Nr.	data	Data inmatricularii
Semnatura si stampila		Semnatura si stampila
2	Detinatorul	
Data nasterii (Nr.Reg.Com.)		Adresa
AUTENTIFICAREA DETINERII		Numarul de inmatriculare
Nr.	data	Data inmatricularii
Semnatura si stampila		Semnatura si stampila
3	Detinatorul	
Data nasterii (Nr.Reg.Com.)		Adresa
AUTENTIFICAREA DETINERII		Numarul de inmatriculare
Nr.	data	Data inmatricularii
Semnatura si stampila		Semnatura si stampila

Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU

Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU

Redactori: K. FILIP, ing. M. CODĂRNAI

Secretariat: M. PAUN

Corectură: V. STAN

Grafică: I. IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Națională” S.A.

Tiparul executat
la Imprimeria „Coresi”
București

INDEX 44212

© — Copyright Tehnium 1992

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA” — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESA P.O.BOX 12-201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64-66

AS 15201

Amplificatorul AS 15201, produs ELECTROMUREȘ, este stereofonic, acceptând semnal de la magnetofon, picup sau tuner și asigurând o putere de 2 x 15 W, într-o gamă de frecvență cuprinsă între 63 Hz și 8 000 Hz, cu un coeficient de distorsiuni mai mic de 1%.

