

# Tehniium

REVISTĂ LUNARĂ EDITATĂ DE C.G. AL U.T.C.

ANUL XVI - NR. 185

4/86

## CONSTRUCȚII PENTRU AMATORI

### SUMAR

- LUCRAREA PRACTICĂ DE BACALAUREAT** ..... pag. 2—3  
Filtrarea  
Oscilatorul Colpitts
- INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ** ..... pag. 4—5  
Alimentatoare stabilizate  
Filtre variabile  
Convertor DC—DC
- CQ-YO** ..... pag. 6—7  
Transceiver monobandă  
DKM 301E
- ATELIER** ..... pag. 8—9  
Cablu coaxial  
Reflectometru  
Antene PARABEAM
- LABORATOR** ..... pag. 10—11  
Circuite logice CMOS:  
MMC4047
- TEHNICĂ MODERNĂ** ..... pag. 12—13  
Microcalculatorul L/B 881
- AUTO—MOTO** ..... pag. 14—15  
Autoturismele OLTCIT:  
Service  
Avertizor
- TV-DX** ..... pag. 16—17  
Antene speciale
- CITITORII RECOMANDĂ** ..... pag. 18—19  
Avertizor pentru gaze  
Unealtă de dezlipit  
Utilizarea arborilor ca antene
- FOTOTEHNICĂ** ..... pag. 20—21  
Condiționarea rezultatelor folosind analizorul de culoare  
Filmul și temperatura de culoare a luminii  
Filmul ORWO MA8
- REVISTA REVISTELOR** ..... pag. 22  
Ceas electronic  
GRP — Tx
- PUBLICITATE** ..... pag. 23  
I.A.E.I.—Titu
- SERVICE** ..... pag. 24  
Radioreceptorul SANYO 7K 270



**REALIZARI DE PRESTIGIU  
ALE INDUSTRIEI ELECTRONICE  
ROMÂNEȘTI**

(CITIȚI ÎN PAG. 10—11)

ADRESA REDACTIEI: TEHNIUM-BUCUREȘTI, PIAȚA ȘCINTEII NR. 1, COD 79784  
OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON 17 60 10, INT. 2059, 1151

PREȚUL  
3 LEI

CT

## FILTRAREA

(URMARE DIN NR. TRECUT)

### TENSIUNEA INVERSĂ MAXIMĂ SUPORTATĂ DE DIODĂ

Presupunem că valoarea capacității condensatorului C este suficient de mare pentru ca  $u_R$  să poată fi considerat constant și egal cu  $V_M$ . Montajul din figura 4 este prezentat simplificat în figura 12. Se poate scrie:

$$v = u + V_M$$

$$u = v - V_M$$

Această tensiune este reprezentată în figura 13. Tensiunea inversă maximă suportată de diodă este egală cu valoarea maximă a lui  $|u|$ , adică  $2V_M$ .

#### Concluzii:

— tensiunea redresată  $u_R$  se apropie cu atât mai mult de o tensiune continuă cu cât valoarea capacității condensatorului C este mai mare;

— dimensiunile și costul condensatorului C cresc pe măsură ce capacitatea lui crește;

— curentul maxim în diodă crește când valoarea capacității condensatorului C crește.

În ceea ce privește curenții maximi care au fost calculați, trebuie remarcat că reprezintă rezultatele extreme, cele mai nefavorabile, deoarece s-au presupus ca fiind nule rezistența internă a sursei și rezistența diodei D în stare de conducție. Ținând seama că în realitate aceste rezistențe sînt diferite de zero, se vor obține valori mai mici pentru curenții maximi discutați.

### 2. Filtre

Să examinăm figura 14:

$$v = V_M \sin \omega t$$

$$e_R = E_R + e_r \quad (13)$$

unde  $E_R$  este valoarea medie a lui  $e_R$ , iar  $e_r$  este tensiunea de undulație la intrarea filtrului;

$$u_R = U_R + u_r \quad (14)$$

unde  $U_R$  este valoarea medie a lui  $u_R$ , iar  $u_r$  este tensiunea de undulație la ieșirea filtrului.

Filtrele sînt montaje destinate să îmbunătățească rezultatele obținute în cazul folosirii unui condensator legat în paralel cu rezistorul R. Scopul teoretic constă în a obține o tensiune  $u_R = U_R$ , cu alte cuvinte, a obține o tensiune de undulație  $u_r = 0$  la bornele rezistorului R.

#### a) Eficacitatea unui filtru

Tensiunile  $e_R$  și  $u_R$  sînt funcții periodice de timp. Ele pot fi descompuse în serie Fourier. Astfel, tensiunea  $e_R$  dată de relația 13 poate fi descompusă într-o serie infinită de funcții sinusoidale pentru care primul termen  $e_1$  are aceeași frecvență ca  $e_R$ . Pe de altă parte, tensiunea  $u_R$  dată de relația 14 poate fi, la rîndul ei, descompusă într-o serie infinită de termeni pentru care primul termen  $u_1$  are aceeași frecvență cu  $u_R$  și  $e_R$ .

Eficacitatea K a unui filtru se definește prin raportul următor:

$K =$  valoarea efectivă a lui  $e_1$  / valoarea efectivă a lui  $u_1$ .

Acest raport este supraunitar. Un filtru este cu atât mai bun cu cât eficacitatea lui este mai mare.

#### b) Filtrul LC

Ansamblul C', L și C din figura 15 formează un filtru  $\pi$  care atenuează foarte puțin tensiunea  $E_R$  dacă bobina L prezintă o rezistență foarte mică în comparație cu R. În acest caz se poate scrie că  $U_R = E_R$ .

### CALCULUL EFICACITĂȚII FILTRULUI

Fie  $\omega$  pulsația tensiunii  $e_R$  și, în consecință, a lui  $e_1$ . Dacă frecvența tensiunii  $v$  este 50 Hz, atunci pulsația lui  $e_1$  va fi  $2 \cdot \pi \cdot 50$  rad/s pentru redresarea monoalternanței și  $2 \cdot \pi \cdot 100$  rad/s pentru redresarea dublă alternanță.

Capacitatea condensatorului C este astfel aleasă încît  $1/C\omega \ll R$ . În acest caz se poate neglija R pentru componentele alternative și montajul din figura 16 poate fi transformat în cel prezentat în figura 7.

Folosind numerele complexe, se poate scrie:

$$\frac{U_1}{E_1} = \frac{1/jC\omega}{jL\omega + 1/jC\omega} = \frac{1}{1 + j^2 LC\omega^2} = \frac{1}{1 - LC\omega^2}$$

În practică se impune ca  $u_1 \ll e_1$  și în această situație  $L\omega \ll 1/C\omega$ , cu alte cuvinte,  $LC\omega^2 \gg 1$ . Eficacitatea filtrului va fi:

$$K = \left| \frac{E_1}{U_1} \right|$$

deci  $K \approx LC\omega^2$ .

### APLICAȚIE NUMERICĂ

Fie  $L = 4$  H,  $C = 32 \mu\text{F}$  și  $\omega = 100 \pi$  rad/s.

Rezultă  $K \approx 4 \cdot 32 \cdot 10^{-6} (100 \cdot \pi)^2 \approx 12,5$

Se poate afirma că un bun filtru se obține cînd  $1/C\omega$  este mic față de

R și  $L\omega$  este mare față de  $1/C\omega$ .

### c) Filtrul RC

Ansamblul C', r și C din figura 18 formează un filtru  $\pi$ . Spre deosebire de filtrul precedent, acesta atenuează valoarea medie  $E_R$  a lui  $e_R$ .

#### Calculul atenuării

Condensatoarele C' și C nu intervin în cazul componentei continue. Schema din figura 19 permite calculul lui  $U_R$ :

$$U_R = E_R \frac{R}{R+r}$$

Atenuarea filtrului în curent continuu este  $R/(R+r)$ .

### CALCULUL EFICACITĂȚII FILTRULUI

Cînd capacitatea C este astfel aleasă încît  $1/C\omega \ll R$ , montajul din figura 20 se simplifică, devenind cel arătat în figura 21. Utilizînd numerele complexe, se poate scrie:

$$\frac{U_1}{E_1} = \frac{1/jC\omega}{r + 1/jC\omega} = \frac{1}{1 + j \cdot r \cdot C\omega}$$

Eficacitatea filtrului va fi:

$$K = \left| \frac{E_1}{U_1} \right| = \sqrt{1 + r^2 C^2 \omega^2}$$

deci  $K \approx rC\omega$ .

Se poate remarca faptul că pentru a obține  $u_1 \ll e_1$ , este necesar ca  $r \gg 1/C\omega$  sau  $rC\omega \gg 1$ . Aceste condiții fiind îndeplinite, eficacitatea devine:

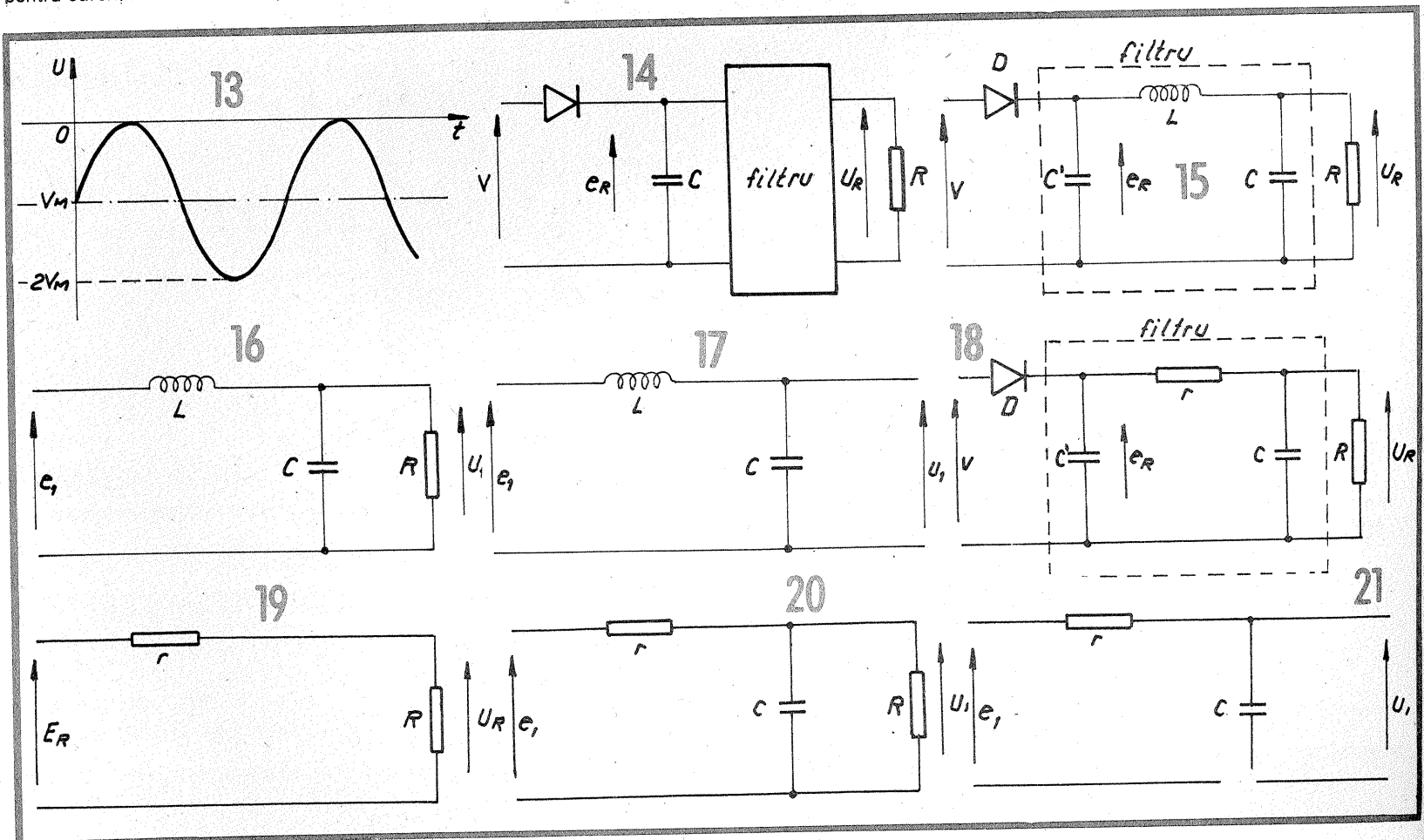
$$K \approx rC\omega$$

### APLICAȚIE NUMERICĂ

Fie  $r = 1$  k $\Omega$ ,  $C = 50 \mu\text{F}$  și  $\omega = 100 \pi$  rad/s. Rezultă:

$$K \approx 10^3 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \pi \approx 15.$$

d) Avantajele și dezavantajele celor două filtre prezentate



# OSCILATORUL COLPITTS

Prof. MIHAI CORUȚIU,  
Liceul „C.A. Rosetti”-București

Oscilatoarele electronice cu reacție utilizează surse comandate de tensiune/curent și au ca semnale de intrare fracțiuni din semnalele de ieșire. Aceste fracțiuni se obțin cu ajutorul rețelor de reacție.

Ca surse de curent comandate se utilizează fie etaje de amplificare folosind un tranzistor bipolar în conexiunea emitor comun sau bază comună, fie etaje de amplificare cu un tranzistor cu efect de câmp în conexiunea sursă comună sau poartă (grilă) comună. În amândouă cazurile ieșirile (colector, respectiv drenă) se comportă ca un generator de curent comandat de tensiunea aplicată la bornele de intrare: emitor-bază, respectiv sursă-grilă.

Pentru un transfer maxim de putere utilă, la aceeași putere absorbită, sursele comandate de curent trebuie să debiteze într-un circuit de mare impedanță. Așa se explică utilizarea aproape exclusivă a circuitului rezonant paralel în schemele de oscilatoare LC cu un singur etaj.

Ca surse de tensiune comandate se utilizează amplificatoare de tensiune cu mai multe etaje, cu impedanța de ieșire mică și, mai ales la frecvențe joase, amplificatoare operaționale.

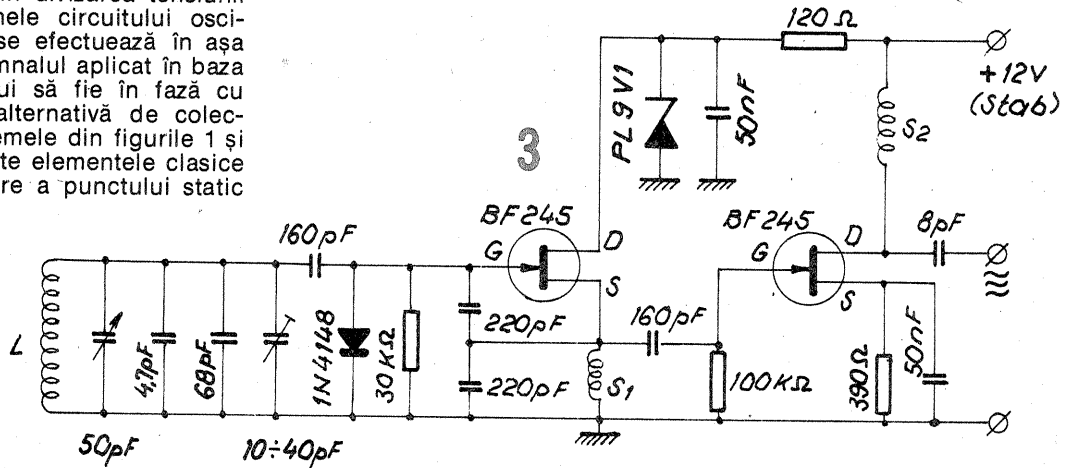
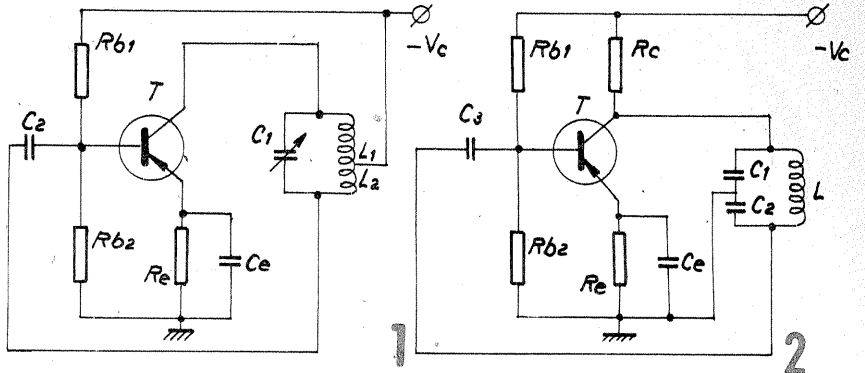
Sursele comandate de tensiune, la aceeași putere absorbită, pot livra o putere utilă mai mare în circuitele de impedanță mică; din această cauză în schemele de oscilatoare LC cu surse comandate de tensiune se utilizează frecvent circuitele rezonante serie.

În practică există un număr mare de oscilatoare cu reacție. Acestea sînt constituite, în principiu, dintr-un amplificator acordat la care s-a aplicat o reacție suficient de puternică.

Cel mai frecvent se utilizează montajele oscilatoare cu reacție în trei puncte: cu priză în ramura inductivă a circuitului oscilant (numit Hartley, figura 1) și

cu priză în ramura capacitivă (numit Colpitts, figura 2).

În aceste montaje reacția este obținută prin divizarea tensiunii de la bornele circuitului oscilant, care se efectuează în așa fel încît semnalul aplicat în baza tranzistorului să fie în fază cu tensiunea alternativă de colector. În schemele din figurile 1 și 2 sînt arătate elementele clasice de stabilizare a punctului static



de funcționare și de polarizare a circuitului de bază ( $R_e$ ,  $C_e$ ,  $R_{b1}$  și  $R_{b2}$ ).

Impedanța de intrare a circuitelor cu tranzistoare bipolare este destul de mică și astfel circuitul acordat este șuntat, producându-se o amortizare apreciabilă a oscilațiilor. De aceea se recomandă ca joncțiunea emitor-bază a tranzistorului să se cupleze la circuitul oscilant cu ajutorul unui condensator avînd o capacitate mică.

Prezentăm în cele ce urmează schema electrică a unui oscilator Colpitts în care se folosesc două tranzistoare cu efect de câmp (figura 3) pentru care impedanțele de intrare sînt suficient de mari, astfel încît este evitat dezavantajul menționat în cazul tranzistoarelor bipolare.

Montajul este alcătuit din două etaje distincte: oscilatorul propriu-zis și etajul separator. Sursa tranzistorului care formează etajul oscilator este izolată de masă din punct de vedere alternativ. Se poate deci considera că este un montaj cu drena comună avînd grila legată

la circuitul oscilant, care determină frecvența de lucru.

Pentru obținerea unei stabilități maxime trebuie ca elementele componente ale circuitului oscilant să fie alese cu atenție. În cazul montajului propus, pentru care frecvența de lucru este cuprinsă între 3 020 kHz și 3 560 kHz, s-a utilizat un condensator variabil pe calit avînd capacitatea de 10–50 pF. Bobina L este realizată pe o carcasă de 6,5 mm diametru, prevăzută cu un miez de ferită, și este formată din 50 de spire alăturate din sîrmă de cupru-email  $\varnothing$  0,2 mm. Bobinajul a fost rigidizat cu un strat subțire de araldit.

Cele două condensatoare fixe din circuitul oscilant au fost alese în așa fel încît unul să aibă un coeficient de temperatură negativ, iar celălalt pozitiv, anume:  $68 \text{ pF}/-33 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  (punct maro), respectiv  $4,7 \text{ pF}/100 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  (punct auriu). Reamintim că prin coeficient de temperatură al unui condensator se înțelege raportul dintre variația relativă a capaci-

tății și variația corespunzătoare a temperaturii; se măsoară în  $\text{K}^{-1}$ .

Condensatorul ajustabil este de 10–40 pF, pe calit.

Se observă că în circuitul grilei există o diodă de tipul 1N4148; aceasta are rolul de a proteja tranzistorul respectiv la eventualele supratensiuni.

Cel de-al doilea etaj, echipat tot cu un tranzistor cu efect de câmp (de tipul BF245), are un rol dublu: de a amplifica semnalul generat de oscilator (amplificator aperiodic) și de separator. Această precauție, la care se adaugă și utilizarea unei diode stabilizatoare (PL9V1), conduce la o mare stabilitate a ansamblului.

Bobinele de șoc de Î.F., notate cu  $S_1$  și  $S_2$ , sînt identice și au o inductanță de 1 mH.

În aceste condiții frecvența generată variază cu aproximativ 3 kHz în primele 15 minute de la punerea în funcțiune a montajului, după care rămîne practic constantă. Evident, modificînd corespunzător elementele circuitului oscilant pot fi obținute și alte game de frecvență.

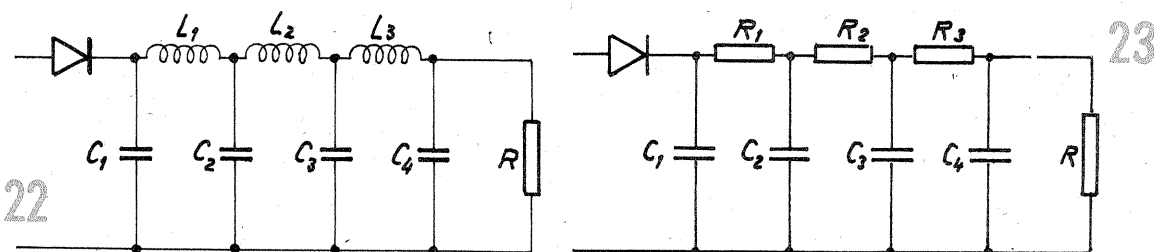
Filtrul LC are avantajul de a nu atenua valoarea medie a lui  $E_R$ , în timp ce filtrul RC produce o astfel de atenuare. Pe de altă parte, filtrul RC este mai economic decît filtrul LC deoarece costul unei bobine este mai mare decît cel al unui condensator. Pe lîngă cost, trebuie adăugat și gabaritul pieselor de care, în montajele moderne, trebuie

să ținem neapărat seama. Astfel, dimensiunile unei bobine sînt mult mai mari decît cele ale unui condensator.

Filtrul RC este folosit cînd rezistența R este mare, cu alte cuvinte, cînd alimentarea este de putere mică. În acest caz, rezistența r poate fi suficient de mare pentru a asigura un bun filtraj.

Cînd rezistența R este mică, alimentarea este de putere medie sau mare, iar un bun filtraj nu poate fi asigurat decît folosind un filtru LC.

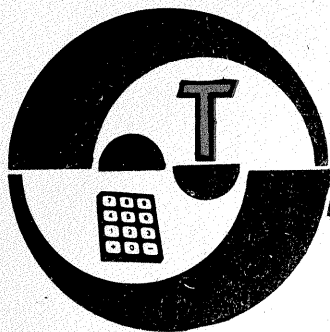
e) Filtre în cascadă  
Eficacitatea unui bun filtraj poate fi mărită realizînd mai multe filtre în cascadă. Două exemple de acest fel sînt date în figurile 22 și 23.



## QTC de YO

Simpozionul național al radioamatorilor, dedicat aniversării a 60 de ani de radioamatorism organizat în țara noastră, și Campionatul național de creație tehnică din cadrul Festivalului Național „Cîntarea României”, organizate de Federația Română de Radioamatorism, cu sprijinul revistei „Tehnum”, vor avea loc anul acesta la Craiova în perioada 11–12 octombrie.

Radioamatorii care doresc să prezinte referate sau comunicări științifice în cadrul acestor manifestări sînt invitați să ia legătura cu redacția revistei „Tehnum”, tel. 90/17.60.10, interior 2059.



## ALIMENTATOARE STABILIZATE

Pagini realizate de fiz. A. MĂRCULESCU

Primul pas în abordarea oricărui montaj electronic îl reprezintă realizarea unei surse adecvate de alimentare, care, în general, implică una sau mai multe tensiuni continue foarte bine filtrate. Nu puține sînt circuitele care obligă, în plus, ca sursa de alimentare să fie stabilizată, ceea ce înseamnă că tensiunea/tensiunile de ieșire nu variază (sau se modifică ne semnificativ) în funcție de intensitatea curentului.

Răspîndirea pe scară largă a circuitelor integrate stabilizatoare de tensiune a diminuat într-o oarecare măsură interesul constructorilor amatori pentru realizarea unor stabilizatoare clasice, cu componente discrete. De parte de a contrazice această tendință modernă, net avantajoasă, prezentarea care urmează își propune să sublinieze câteva principii generale de funcționare a stabilizatoarelor cu componente discrete, înțelegerea lor fiind indispensabilă și în cazul abordării unor scheme cu integrate specializate.

### 1. GENERATOARE DE TENSIUNE

Punctul de plecare al oricărui stabilizator îl constituie **generatorul de tensiune continuă**, indiferent dacă acesta are la bază rețeaua de tensiune alternativă (grup de transformare, redresare și filtrare) sau alte surse autonome (baterii, acumulatori etc.). În figura 1 este reprezentat schematic un generator de tensiune continuă conectat într-un circuit exterior de sarcină. S-au notat cu  $e$  — forța electromotoare, definită ca tensiunea la bornele generatorului atunci cînd circuitul exte-

rior este deschis (cînd nu debitează curent), cu  $R_g$  — rezistența internă a generatorului și cu  $R_s$  — rezistența de sarcină. La închiderea circuitului de sarcină, prin el se stabilește un curent cu intensitatea  $I$ , tensiunea la bornele lui  $R_s$  căpătînd o valoare  $U$ , întotdeauna mai mică decît forța electromotoare  $e$ . Diferența  $e-U$  este dată de căderea de tensiune produsă de curentul  $I$  la bornele rezistenței  $R_g$ , conform legii lui Ohm:  $e-U = R_g \cdot I$ .

Pe noi ne interesează practic tensiunea  $U$  de la bornele consumatorului  $R_s$ , pe care o putem exprima,

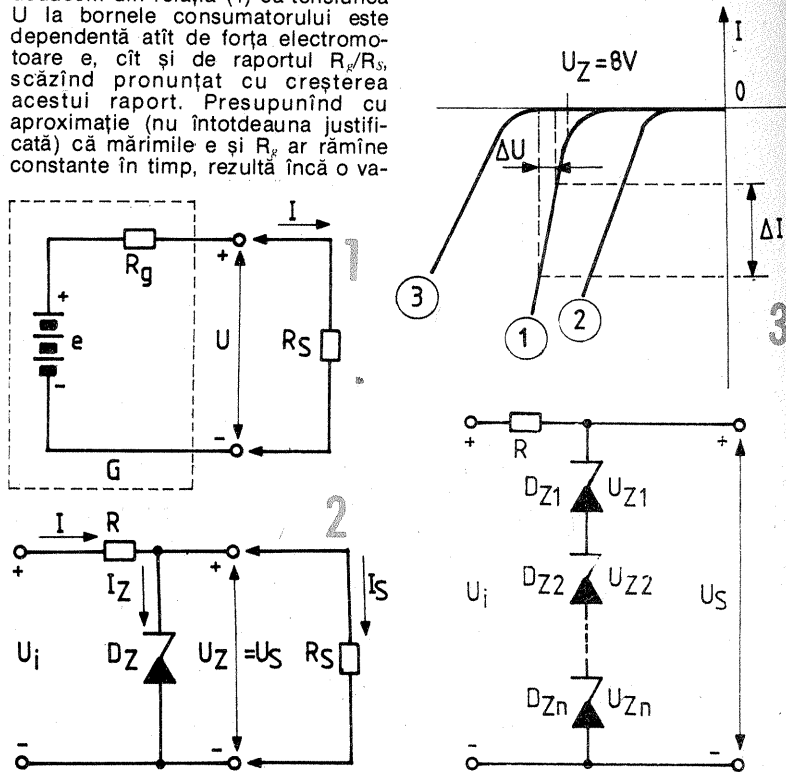
aplicînd legea lui Ohm întregului circuit, astfel:

$$U = R_s \cdot I = R_s \cdot e / (R_g + R_s) = \frac{R_s}{R_s + R_g} \cdot e$$

$$U = \frac{1}{1 + R_g/R_s} \cdot e \quad (1)$$

Concluzia acestui studiu elementar este tocmai cauza care impune necesitatea stabilizării. Într-adevăr, deducem din relația (1) că tensiunea  $U$  la bornele consumatorului este dependentă atît de forța electromotoare  $e$ , cît și de raportul  $R_g/R_s$ , scăzînd pronunțat cu creșterea acestui raport. Presupunînd cu aproximație (nu întotdeauna justificată) că mărimile  $e$  și  $R_g$  ar rămîne constante în timp, rezultă încă o va-

riație pronunțată, neliniară, a tensiunii  $U$  în funcție de  $R_s$ . Prin urmare, generatorul nostru de tensiune nu are, de fapt, o tensiune de ieșire definită (în circuit închis), ci dependentă — practic între o și  $e$  — de valoarea rezistenței de sarcină. Este indiscutabil că nici un montaj electronic nu „se bucură” de o astfel de alimentare simplă, marea majoritate a circuitelor necesitînd, dimpotrivă, tensiuni de alimentare cît mai stabile. Există și excepții, cînd alimentarea nestabilizată este tolerată bine.



## FILTRE VARIABILE

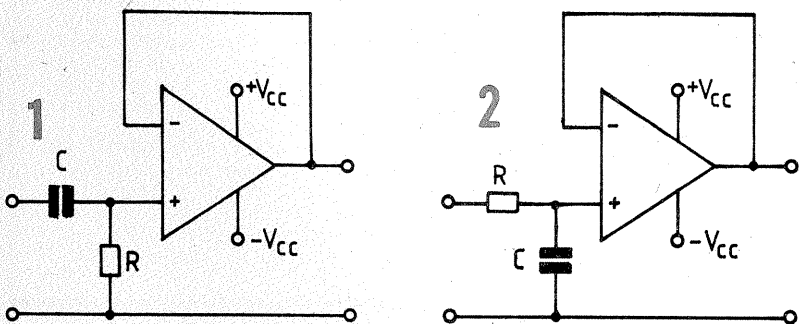
Dacă la intrarea neînversoare a unui amplificator operațional, în configurație de repetor, se atașează o celulă R-C ca în figura 1, se obține un **filtru trece-sus** avînd frecvența de tăiere  $f_t = 1/2\pi RC$ . Acest circuit lasă să treacă neafectate semnalele de intrare avînd frecvența mai mare ca  $f_t$ , în schimb atenuază cu cca 6 dB/octavă semnalele cu  $f < f_t$ .

Inversînd celula R-C ca în figura 2, circuitul devine un **filtru trece-jos**, respectiv lasă să treacă neafectate semnalele cu  $f < f_t$ , în schimb atenuază cu cca 6 dB/octavă semnalele cu  $f > f_t$ . Frecvența de tăiere este dată de aceeași relație precedentă (de fapt,  $f_t$  este definită ca frecvența

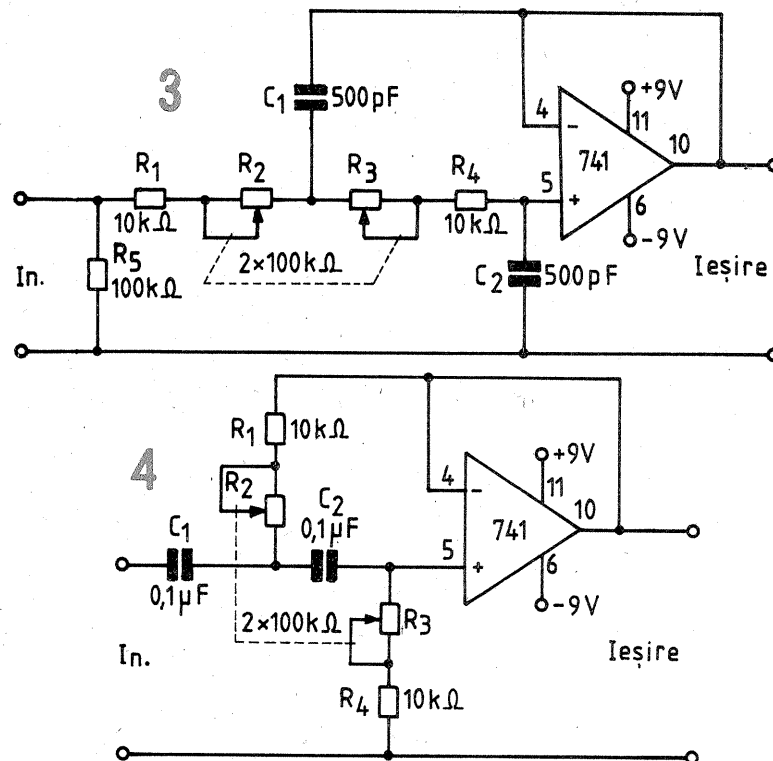
pentru care semnalul de ieșire este atenuat cu 3 dB față de semnalul de intrare).

Dezavantajul acestor scheme simple îl constituie panta modestă de atenuare, care nu asigură o separare satisfăcătoare a domeniilor de frecvență pentru unele aplicații practice mai pretențioase. Din acest punct de vedere mult mai avantajoase sînt configurațiile din figurile 3 și 4, reprezentînd un filtru trece-jos, respectiv un filtru trece-sus cu atenuarea de 12 dB/octavă. În plus, frecvențele de tăiere au fost făcute aici variabile prin introducerea celor două potențiometre duble (de cîte 2 x 100 kΩ, liniare). Astfel, pentru filtrul trece-jos  $f_t$  poate fi reglată

orientativ între 2,2 kHz ( $R_2 = R_3 = 100$  kΩ) și 24 kHz ( $R_2 = R_3 = 0$ ), iar pentru filtrul trece-sus între 235 Hz ( $R_2 = R_3 = 100$  kΩ) și 2,8 kHz ( $R_2 = R_3 = 0$ ). Desigur, aceste domenii pot fi deplasate după dorință prin alegerea corespunzătoare a valorilor pieselor, cu păstrarea simetriei celor două rețele complexe R-C ( $R_1 = R_4$ ,  $R_2 = R_3$ ,  $C_1 = C_2$ ).



4



În astfel de cazuri generatorul are rezistența internă aproximativ constantă și foarte mică în comparație cu  $R_S$  (de exemplu, un redresor de putere, bine filtrat). De asemenea, mai puțin pretențioase la stabilizare sînt montajele care au un consum constant de curent (implicat  $R_S$  aproximativ constant).

## 2. STABILIZAREA CU DIODĂ ZENER

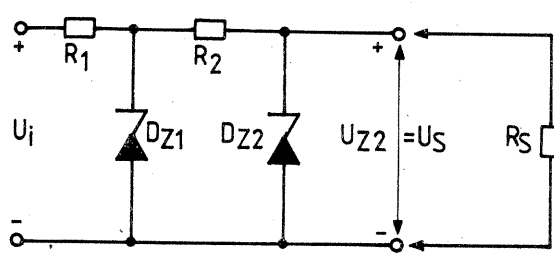
În figura 2 este prezentată cea mai simplă schemă de stabilizator de tensiune, care conține o diodă Zener în paralel cu rezistența de sarcină  $R_S$ , ansamblul derivației  $D_1-R_S$  fiind alimentat de la un generator de tensiune continuă  $U_i$  prin intermediul unei rezistențe  $R$ .

Interesul direct al acestui montaj este redus, atît din cauza randamentului inferior al stabilizării de tip derivație (în comparație cu cea serie), cît și datorită curenților relativ mici ce se pot obține cu diodele Zener de uz general. În schimb, celula  $R-D_Z$  este practic omniprezentă în stabilizatoarele complexe, ea avînd rolul de a furniza tensiunea sau tensiunile de referință implicate.

Să presupunem la început, pentru simplificare, că dioda Zener este perfectă, adică tensiunea sa de avlașă,  $U_Z$ , este independentă de curentul invers prin jonctiune.

Atît timp cît la ieșire nu este conectat consumatorul  $R_S$ , curentul prin diodă este egal cu cel care străbate rezistența  $R$ , valoarea comună fiind notată cu  $I$ . Deoarece dioda păstrează la bornele sale tensiunea  $U_Z$ , rezultă, conform legii lui Ohm,  $I = (U_i - U_Z)/R$ . (2)

La conectarea consumatorului  $R_S$ , acesta va absorbi un curent  $I_S$  dat de relația  $I_S = U_Z/R_S$ . Pe de altă parte, presupunînd că  $U_i$  nu s-a modificat semnificativ, intensitatea curentului prin rezistența  $R$  păstrează aceeași valoare  $I$ , dată de relația (2).



Prin urmare, curentul de sarcină  $I_S$  provine din diminuarea curentului ce străbate dioda Zener de la  $I$  la  $I - I_S$  și putem scrie:  $I = I_Z + I_S$ . Tensiunea de ieșire (la bornele lui  $R_S$ ) este tot  $U_Z$ , deoarece am presupus dioda perfectă ( $U_S = U_Z$ ).

Stabilizarea astfel realizată se menține, teoretic, atît timp cît curentul  $I_S$  absorbit de sarcină nu atinge valoarea  $I$ . Dacă, dimpotrivă,  $I_S$  egalează sau depășește valoarea  $I$  inițial stabilită, curentul prin diodă devine nul și stabilizarea încetează. Schema din figura 2 se reduce atunci la un simplu circuit serie  $R-R_S$ , tensiunea la bornele lui  $R_S$  căpătînd valoarea  $U_S = U_i R_S / (R_S + R)$ , care, după cum se vede, depinde atît de  $U_i$ , cît și de raportul  $R/R_S$ .

Acest tip de stabilizare se numește „derivație”, deoarece variațiile curentului de sarcină sînt compensate prin variații egale, dar de sens opus, ale curentului prin elementul regulator, conectat în paralel cu sarcina. Randamentul energetic scăzut provine din faptul că intensitatea curentului  $I$  absorbit de la generatorul  $U_i$  rămîne sensibil aceeași, chiar dacă  $R_S$  nu este conectată sau consumă foarte puțin, diferența  $I - I_S$  fiind preluată de dioda Zener și convertită în căldură care se dispă în mediul ambiant.

Să renunțăm acum la ipoteza simplificatoare  $U_Z = \text{constant}$  și să considerăm o diodă Zener reală. După cum se știe, caracteristica tensiune-

ne-curent (în polarizarea inversă a jonctiunii) pentru astfel de diode prezintă un „cot” mai mult sau mai puțin abrupt în vecinătatea unei valori a tensiunii inverse care se notează cu  $U_Z$ . Pentru polarizări mai mici (în modul) ca  $U_Z$ , curentul prin diodă este practic nul (neglijabil), iar pentru polarizări mai mari ca  $U_Z$ , curentul invers crește pronunțat (fig. 3). Evident, pe noi ne interesează cea de-a doua parte a caracteristicii, pe care am dori-o cît mai apropiată de verticală și ați ghicit probabil de ce: pentru că în această zonă unor variații foarte mici ale tensiunii de polarizare,  $\Delta U$ , le corespund variații semnificative ale curentului prin diodă,  $\Delta I$ . Cu alte cuvinte, dispozitivul prezintă aici o rezistență dinamică mică,  $r_d = \Delta U / \Delta I$ . Practic se constată că rezistența dinamică este minimă pentru diodele Zener cu tensiunea de „cot”  $U_Z$  în jur de 8 V (figura 3, curba 1). Totodată, se mai știe că valorile minime ale coeficienților de variație cu temperatura corespund diodelor cu  $U_Z$  între 6 V și 7 V. Prin urmare, ori de cîte ori este posibil, se recomandă să preferăm folosirea unor diode Zener avînd  $U_Z$  orientativ între 6 V și 8 V.

Revenind la montajul din figura 2, să facem cîteva precizări în legătură cu alegerea componentelor  $R$  și  $D_Z$ , precum și a generatorului de ten-

siune continuă  $U_i$ , în funcție de scopul concret propus. Problema care se pune în general este de a obține o tensiune stabilizată de valoare dată,  $U_S$ , pentru un curent de sarcină variabilă între zero și  $I_{Smax}$ . Mai rare sînt cazurile în care curentul de sarcină este constant, particularitate ce simplifică oarecum calculele.

Evident, se va alege o diodă Zener cu tensiunea nominală  $U_Z$  cît mai apropiată de valoarea  $U_S$  dorită. Pentru aplicații mai pretențioase se poate practica o sortare experimentală, dată fiind împrăștierea de fabricație a parametrului  $U_Z$  pentru diodele de același tip (de fapt, în cataloage parametrul  $U_Z$  este adeseori precizat prin valoarea tipică, valoarea minimă și valoarea maximă). La nevoie se pot inseria două sau mai multe diode Zener, cu respectarea polarităților (vezi figura 4), astfel încît să se obțină aproximativ  $U = U_{Z1} + U_{Z2} + \dots + U_{Zn}$ .

Pe lângă tensiunea nominală  $U_Z$ , mai trebuie să avem în vedere încă doi parametri esențiali ai diodelor Zener, și anume valoarea minimă a curentului invers pentru care se mai manifestă efectul de stabilizare, notată cu  $I_{Zmin}$ , și valoarea maximă admisibilă a curentului invers,  $I_{Zmax}$  ( $I_{ZM}$ ).

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

# CONVERTOR DC-DC

Montajul alăturat, propus de revista „Le Haut Parleur”, permite rezolvarea elegantă a unor probleme curente referitoare la sursele de alimentare cu tensiune continuă joasă, cum ar fi: dublarea unei tensiuni date, realizarea unei surse diferențiale  $\pm U$  plecînd de la tensiunea unică  $U$ , inversarea de polaritate, atunci cînd se impune conectarea la masă a unui anumit pol (de exemplu, cînd dorim să utilizăm într-un autoturism cu minusul la masă un radioreceptor care are prin construcție plusul la masă) etc.

Particularitatea schemei (fig. 1) constă în absența transformatorului, de a cărui realizare se feresc mulți constructori amatori. Tensiunea continuă de alimentare,  $U$ , este aplicată, între punctele P și M, unui oscilator de tip multivibrator, realizat cu tranzistoarele  $T_2, T_3$ . Frecvența semnalelor dreptunghiulare generate, de ordinul cîtorva kilohertzi, poate fi modificată acționînd asupra valorilor  $C_2 = C_3$  și  $R_3 = R_6$ .

Fiecare „brat” al multivibratorului este dublat de cîte un etaj de amplificare în curent, cu cuplaj galvanic (tranzistoarele  $T_1, T_4$ ). Din emitoarele acestor tranzistoare se preiau, prin cuplaj capacitiv ( $C_1, C_4$ ), semnalele dreptunghiulare în opoziție de fază, care apoi sînt redresate prin grupurile de diode  $D_1, D_2$ , respectiv  $D_3, D_4$ . Se obțin astfel, la bornele 1-2 și 3-4, două „secundare” independente de tensiune continuă, care, împreună cu sursa de alimentare inițială, pot fi interconectate în diverse combinații dorite. Separarea celor trei surse este asigurată de

diodele cu siliciu, ai căror curenți inversi sînt neglijabili, iar interconectarea lor conduce la configurații în care condensatoarele  $C_1$  și  $C_4$  joacă și rolul de filtrare. Fără a intra în detalii, menționăm că „secundarele” generează între bornele lor o diferență de potențial aproximativ egală cu  $U$  numai dacă una din borne (pentru fiecare ieșire) este conectată la un potențial de referință fix în raport cu masa alimentării inițiale. În funcție de borna conectată, se obține la celălalt pol un potențial mai pozitiv sau mai negativ cu cantitatea  $U$  decît referința aleasă.

În varianta prezentată, montajul este avantajos numai pentru curenți mici de sarcină, orientativ sub 100 mA, factorul limitant constituindu-l valorile condensatoarelor de cuplaj-filtrare,  $C_1$  și  $C_4$  (condensatoare nepolarizate, cu tensiunea de lucru

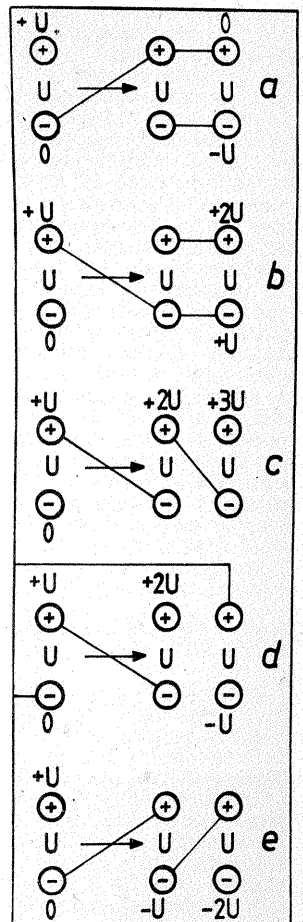
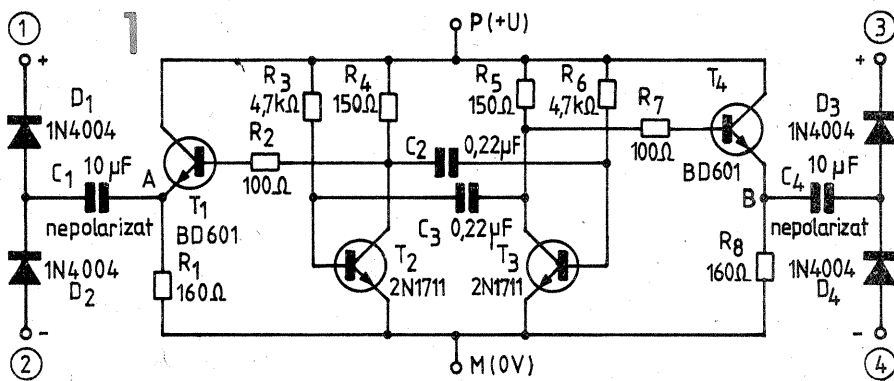
de cel puțin 60 V). Pentru curenți mai mari, care implică valori  $C_1 = C_4$  mai mari și, bineînțeles, tranzistoare  $T_1, T_4$  de putere adecvată, procedeul nu se justifică, mult mai comod fiind soluția clasică a cuplajului prin transformator (primarul conectat între punctele A și B, iar secundare cîte dorim).

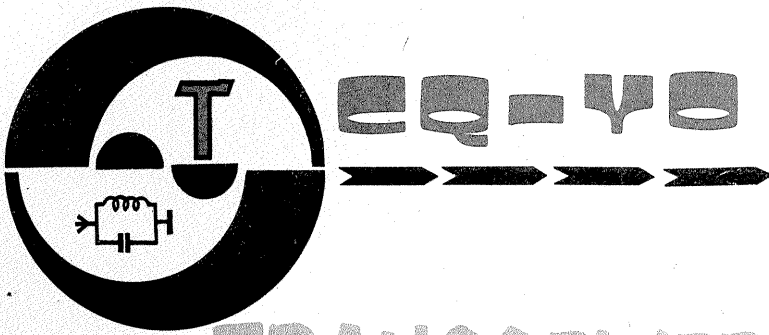
În figura 2 sînt indicate sugestiv cîteva dintre problemele rezolvabile cu ajutorul acestui montaj. În partea stîngă se află sursa inițială de tensiune,  $U$ , ale cărei borne au fost notate cu  $+U$  și  $0$  V; această convenție subliniază faptul că sursa are minusul la masă.

Primul exemplu (fig. 2a) rezolvă inversarea de polaritate, respectiv din sursa inițială, cu minusul la masă, realizează o sursă de aceeași tensiune,  $U$ , dar cu plusul la masă. Cele două secundare sînt montate în paralel, pentru dublarea curentului maxim de sarcină.

În figura 2b interconexiunile realizează un dubl de tensiune prin inserierea sursei primare cu cele două secundare plasate în paralel. Tensiunea  $2U$  se culege față de masă, fiind cu minusul la masă.

Varianta din figura 2c asigură tensiunile  $+U, +2U$  și  $+3U$  față de masa comună, cea din figura 2d furnizează  $+U, +2U$  și  $-U$  față de masă, iar ultimul exemplu (fig. 2e) realizează combinația  $+U, -U$  și  $-2U$ .





# TRANSCEIVER MONOBANDA DKM 301E

(URMARE DIN NR. TRECUT)

### 3.1.2. MIXERUL M1

La recepție primul mixer utilizează un circuit integrat TAA661 (CI-1), care are o conectare diferită decât în cazul etajelor MF din aparatele de recepție radio-TV. Comportarea bună din punct de vedere al intermodulației și benzii de lucru îl recomandă în cazul de față.

Circuitul acordat L4C11 rezonază pe frecvența intermediară (10,7 MHz).

Bobina L4 conține 8 spire din CuEm  $\varnothing=0,6...0,8$  mm și se realizează în aer, având diametrul interior de 7 mm. Condensatorul C11 (stiroflex sau mică) are 680 pF. Semnalul VFO-ului se aplică la coșele 26—27.

### 3.1.3. AMPLIFICATORUL F.I. ȘI DETECTORUL DE PRODUS (BFO)

Marcate cu A5 și M4 pe figura 1, aceste funcții sînt îndeplinite de circuitul integrat CI-6 (TDA440). Utilizat în mod curent în etajele de cale comună ale receptoarelor TV, acesta cumulează cîteva calități care au determinat utilizarea lui în partea de recepție a transceiverului. Circuitul conține un amplificator și un mixer dublu echilibrat. Amplificatorul are un câștig de 50—55 dB, sensibilitate mai bună de 3  $\mu$ V, iar reglajul automat de nivel are o eficiență de circa 50 dB. Partea de mixer, utilizată ca demodulator sincron MA în televizoare, are în acest caz rolul de detector de produs. Bineînțeles că anumite terminale ale C.I. primesc alte semnale decât în mod uzual. Acest mod de utilizare a rezultat în urma analizei schemei electrice interne a circuitului integrat. Semnalul de la oscilatorul BFO se aplică la terminalele 8 și 9 ale circuitului integrat. Semnalul audio, rezultat la ieșirea 12 a CI-6, este filtrat de componentele de radiofrecvență (R40, C65, R41, SRF). Pe terminalul 4 primește semnalul RAA. Șocurile de radiofrecvență se realizează bobinind 20—30 spire din CuEm  $\varnothing = 0,15-0,2$  mm, pe un miez drept cu  $\varnothing = 3...5$  mm.

### 3.1.4. AMPLIFICATORUL DE JOASĂ FRECVENȚĂ (A4)

Este realizat cu un circuit integrat de tip TBA790 (CI-5). Semnalul furnizat de circuitul integrat CI-6 este suficient pentru a fi preluat de amplificatorul de putere. Audia se face într-un difuzor de 4...8  $\Omega$  cu puterea de 3 W. Din rezistența R35 se poate modifica amplificarea. Nu se recomandă o scădere a valorii acesteia sub 10  $\Omega$ . Condensatorul C54 realizează o corecție a benzii redacte.

### 3.1.5. PREAMPLIFICATORUL DE MICROFON A2

Primul etaj din lanțul de emisie îl formează preamplificatorul A2 (fig. 1). Realizat cu circuitul integrat CI-4 ( $\beta$ A741), amplifică semnalul provenit de la microfonul dinamic conectat la bornele 16—17 ale plăcii A. Amplificarea se reglează prin modificarea valorii rezistenței R33.

Pentru transmisii telegrafice sau test se deconectează microfonul și se cuplează manipulatorul la bornele 7-8. Prin realizarea contactului electric între aceste terminale, etajul se transformă într-un oscilator în punte Wien. Pragul de oscilație se reglează din rezistența R32.

### 3.1.6. MIXERUL M2 (fig. 1)

Permite obținerea semnalului SSB rezultat din mixarea semnalelor provenite de la preamplificatorul A2 și OSC. (O3). În acest scop s-a utilizat circuitul integrat ROB025 (CI-3). Din experimentări a rezultat că acest circuit răspunde cel mai

bine scopului propus (distorsiuni mici și echilibrare foarte bună).

Semnalul furnizat de oscilatorul cu cuarț (O3) se aplică pe terminalul 3 al circuitului integrat.

### 3.1.7. AMPLIFICATORUL SELECTIV A3

Preia semnalele rezultate la ieșirea mixerului M2 și selectează componenta utilă pe care o amplifică. Amplificatorul este realizat cu două tranzistoare cuplate prin emitor (T5 și T6). Acest tip de etaj asigură o stabilitate foarte bună la frecvențe înalte. A fost necesară o amplificare pentru a compensa pierderea de semnal pe rezistența R25.

### 3.1.8. MIXERUL M3

Permite mixarea semnalului SSB (10,7 MHz) cu semnalul furnizat de VFX. După amplificare (A3) și filtrare (FTB), semnalul SSB este aplicat la pinul 12 al circuitului integrat CI-2 (TAA661). Semnalul VFX-ului se aplică la bornele 23—24. Sarcina acestui mixer o formează un filtru acordat în mijlocul benzii de 28 MHz (L5C20). Datele sînt similare cu ale circuitului acordat L3L4. De la ieșirea mixerului (pin 14) semnalul se aplică unui preamplificator de radiofrecvență.

### 3.1.9. PREAMPLIFICATORUL SELECTIV A4

Preia semnalul furnizat de mixerul M3 și îl amplifică la un nivel suficient pentru a ataca un etaj final de mică putere. Primul etaj al preamplificatorului este realizat cu tranzistorul T2 în montaj EC. În colectorul lui se află un circuit acordat, L6C27.

La ieșirea acestuia se cuplează un montaj cu cuplaj prin emitor (T3, T4). Cuplajul cu etajul final se realizează prin bobina L8 (bornele 19—20), cuplată inductiv cu circuitul acordat L7C33. Circuitele L6C27 și L7C33 au aceleași date ca L5C20. Bobina L8 are 2 spire bobinate din aceeași sîrmă și în același mod ca L7.

### 3.2. PLACA B (fig. 6, 7, 8)

Placa B conține oscilatoarele transceiverului. În vederea obținerii unei stabilități ridicate a frecvenței, s-a preferat varianta VFX-ului.

Prin mixarea semnalului furnizat de un oscilator LC (fig. 1), realizat pe o frecvență joasă, O1, și a semnalului unui oscilator cu cuarț, O2, se obține frecvența necesară oscilatorului local (VFX).

Oscilatorul O3 are rolul de purtător local (BFO).

### 3.2.1. OSCILATORUL O1 (fig. 6)

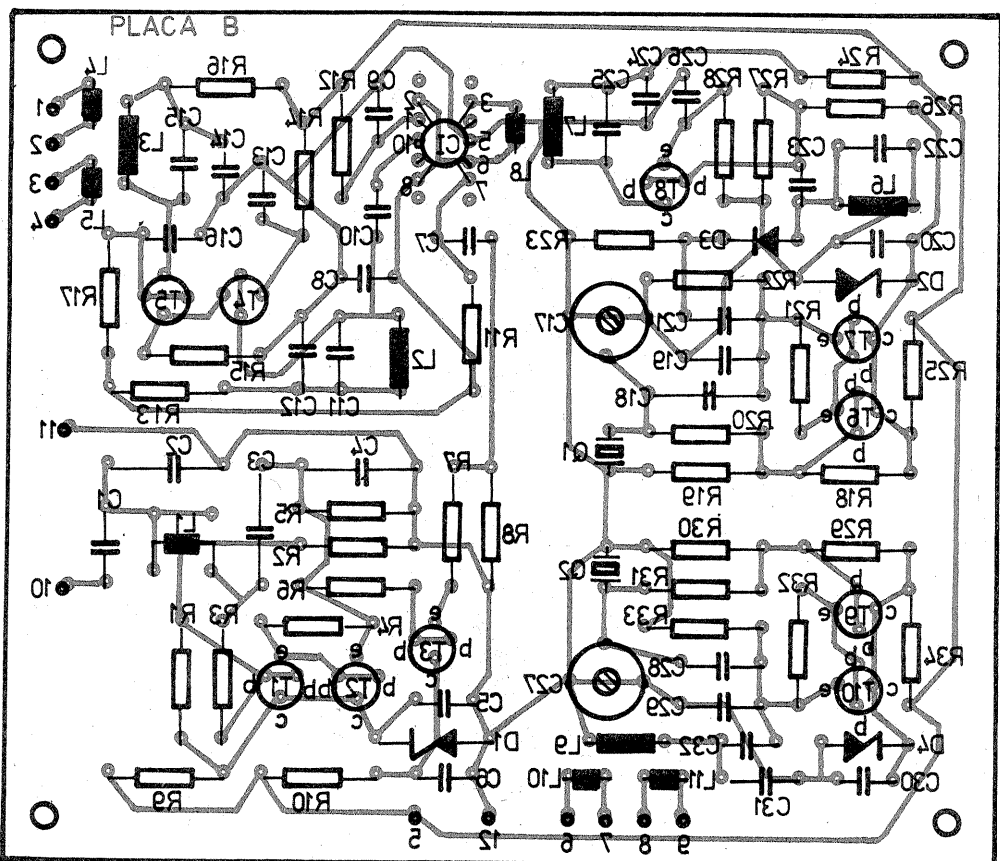
Intră în componența VFX-ului, furnizînd frecvența variabilă de la 3,3...4,8 MHz pînă la 4,3...5,8 MHz, în funcție de valoarea cuarțului din oscilatorul O2. Oscilatorul variabil O1 conține tranzistoarele T1, T2, T3. Pentru a obține o stabilitate ridicată a frecvenței s-a prevăzut o stabilizare suplimentară a tensiunii de alimentare prin dioda D1, iar cuplarea cu etajul M se realizează prin intermediul separatorului T3. Bobina L1 se realizează pe un miez de ferită utilizat curent în partea de F.I.=455 kHz. Conține 13 spire din CuEm ( $\varnothing=0,15...0,2$  mm). Pentru gamele de frecvență amintite valorile capacităților sînt următoarele: C1=820 pF, C2=1,2 nF, C3=4,7 nF, C4=3 nF. Corecția acoperirii de bandă se face din capacitatea C1, iar limitele se stabilesc din miezul bobinei.

### 3.2.2. OSCILATORUL O2

Generează o frecvență stabilizată cu cuarțul Q1 a cărei valoare poate fi cuprinsă între 6,5 și 7 MHz, în funcție de cristalul disponibil. Oscilatorul conține tranzistoarele T6 și T7. Semnalul generat se aplică unui dublor realizat cu dioda D3. Armonica a-2a este filtrată cu circuitul acordat L6C22 și aplicată la intrarea unui etaj amplificator realizat cu tranzistorul T8. Circuitul L7C25 este acordat tot pe armonica a-2a. L6 conține 7 spire din CuEm ( $\varnothing=0,6...0,8$  mm), bobinate în aer, cu diametrul interior de 7 mm.

Condensatorul C22 are o capacitate de 470 pF. Aceleași date sînt valabile și pentru circuitul acordat L7C25. Bobina L8 conține 2 spire bobinate în același mod și din același material cu L7.

În cazul în care se dispune de un cristal cu frecvența dublă față de cea menționată pentru Q1, adică între 13 și 14 MHz, nu mai este necesar dublorul de frecvență. Ca urmare, se scurtcircuitază bornele



7-8

Bobinele de la intrarea și ieșirea transceiverului sînt acordate pentru lucru în banda de 10 m (28 MHz).

diodei D3. Se poate renunța și la circuitul acordat L6C22.

### 3.2.3. MIXERUL M

Are rolul de a aduna cele două frecvențe generate de O1 și O2.

Este realizat cu circuitul integrat ROB025. Semnalul provenit de la oscilatorul variabil O1 se aplică la pinul 7, iar cel provenit de la O2 la pinul 3. Cuplajul cu O1 se realizează prin intermediul unui divizor rezistiv (R7, R8) și al unei capacități cu rol de separare galvanică (C7). O2 se cuplează inductiv prin înfășurarea L8. Spirele acestei înfășurări se intercalează între spirele bobinei L7.

### 3.2.4. AMPLIFICATORUL SELECTIV A

Semnalul rezultat la ieșirea mixerului M se aplică unui circuit acordat L2C11 cu rol de selectare a componentei utile, care este amplificată de etajul T4, T5 (cu cuplaj prin emitor). Sarcina tranzistorului T5 o constituie circuitul acordat L3C15. Bobinele L2 și L3 sînt acordate în banda 17,3...18,8 MHz și au câte 7 spire din CuEm ( $\varnothing=0,6...0,8$  mm) bobinate în aer, cu diametrul interior de 7 mm.

Capacitățile de acord C11 și C15 au valoarea de 200 pF.

Cuplarea cu mixerele M1 și M3 se realizează prin intermediul bobinelor L5 și L4, care conțin câte 2 spire bobinate la fel cu L3.

### 3.2.5. OSCILATORUL O3

Furnizează semnalul necesar detectorului de produs M4 și mixerului M2. Conține un cristal de cuarț Q2, de 10,7 MHz. Pentru această valoare a frecvenței intermediare, capacitățile C28 și C29 sînt de 120 pF, respectiv 47 pF. Oscilatorul conține tranzistoarele T9 și T10.

La ieșirea acestuia se află cuplat un circuit acordat, L9C31, care ajută la obținerea unui semnal fără armonice. Datele acestui circuit sînt similare cu L4C11 conținute de placa A. L10 și L11 au câte 2 spire din același material și bobinate în același mod cu L9.

### 3.3. PLACA C (fig. 9, 10, 11)

Semnalul SSB de radiofrecvență furnizat de placa A la bornele 19—20 se aplică la bornele 1—2 ale plăcii C, unde este amplificat și adus la un nivel de putere necesar emisie. Amplificatorul conține două etaje. Primul etaj, realizat cu tranzistorul T1, lucrează ca amplificator de tensiune neacordat. Pentru obținerea unei tensiuni corespunzătoare atacului unui final s-a prevăzut alimentarea de la o tensiune de 24 V. Tubul final poate fi de orice alt tip, respectîndu-se categoria de putere. Semnalul furnizat poate fi cules prin două borne. De la borna 7 semnalul se aplică direct pe antenă sau prin intermediul unui adaptor. Dacă se dorește utilizarea unui amplificator de putere și mai mare, semnalul se culege de la borna 5.

Bobina L are 6 spire, din Cu argintat de  $\varnothing=1$  mm, bobinate în aer, cu diametrul înfășurării de 10 mm. Priza se ia la spira 2 dinspre capătul 1. Capacitatea C10 are 100 pF.

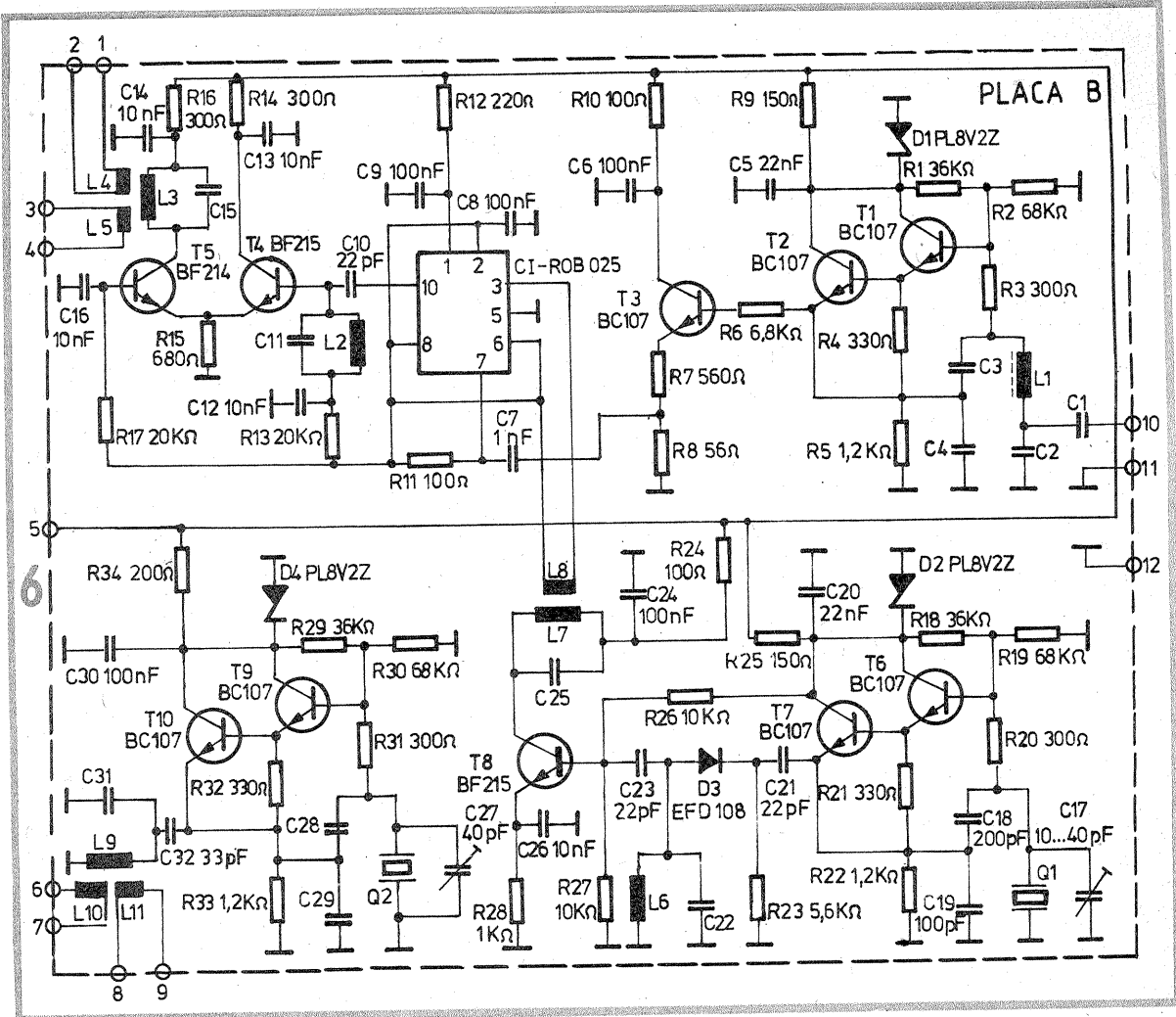
Șocurile de RF au câte 15—20 de spire bobinate cu pas de 0,5 mm pe carcasa de 5...7 mm diametru. Sîrma utilizată este CuEm,  $\varnothing=0,5$  mm pentru șocurile montate pe bornele 3 și 4 (SRF3, SRF4) și de 0,3 mm în rest.

### 4. ASAMBLARE, PUNERE ÎN FUNCȚIUNE

Pentru a ușura punerea în funcțiune a transceiverului, ordinea de testare este: placa B, placa A, placa C.

#### 4.1. PLACA B

Mai întîi se montează piesele care au terminalele scurte, care au un



volum mai mare. În general este bine să se planteze în final condensatoarele, rezistențele și apoi bobinele în aer, care se pot deforma ușor. Placa pregătită pentru testare trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

— lăsat în aer câte un capăt sau nelipite total următoarele componente: R9, R10, C7, R12, C10, R14, R16, R25, C21, R24, R34;  
— nelipită dioda D3.

#### 4.1.1. OSCILATORUL O1

Testarea se efectuează după algoritmul următor:

- se plantează rezistența R9;
- tensiunea de alimentare se conectează la cota 5;
- un osciloscop se cuplează în emitorul tranzistorului T2;
- un frecvențmetru se cuplează paralel pe osciloscop;
- dacă oscilatorul nu funcționează, se micșorează capacitatea C3;
- se reglează miezul bobinei L2 pînă cînd frecvența indicată este cu circa  $15 \div 30$  kHz sub limita inferioară, condensatorul variabil fiind complet închis;
- deschizînd complet Cv, frecvența trebuie să depășească cu 20—30 kHz limita superioară;
- dacă valoarea indicată la punctul g este mai mică (acoperire insuficientă), se mărește valoarea lui C1 sau C2;
- în cazul în care diferența de la punctul h este mai mare, se mărește numărul de spire la bobina L1 și se micșorează valoarea condensatorului C2;
- dacă valoarea indicată la punctul g este mai mare (acoperire exagerată), se micșorează valoarea lui C1 sau C2;
- în cazul în care diferența de la punctul j este exagerat de mare, se micșorează numărul de spire al bobinei L1 și se mărește capacitatea C2;
- se lipește în montaj rezistența R10;
- osciloscopul se conectează între R7 și R8; semnalul trebuie să aibă o amplitudine de circa

10 ori mai mică decît în emitorul lui T2 sau T3;  
n) se întrerupe alimentarea.

#### 4.1.2. OSCILATORUL O2

Se urmărește algoritmul următor:

- se plantează rezistența R25;
- osciloscopul și frecvențmetrul se cuplează în emitorul tranzistorului T7;
- se conectează tensiunea de alimentare;
- dacă oscilatorul nu funcționează, se micșorează valoarea capacității C19 sau a rezistenței R20;
- în cazul în care sinusoida este distorsionată, se micșorează capacitatea C18;
- din C17 se ajustează frecvența generată;
- se deconectează tensiunea de alimentare;
- dacă valoarea cuarțului este cuprinsă între 13 și 14 MHz, se conectează un ștrap în locul diodei D3; pentru cealaltă situație se lipește D3 în montaj;
- se plantează rezistența R24 și condensatorul C21;
- osciloscopul și frecvențmetrul se cuplează în colectorul tranzistorului T8 prin intermediul unei rezistențe de 2—3 k $\Omega$ ;
- bobina L8 se depărtează de bobina L7;
- se conectează tensiunea de alimentare;
- se reglează inductanțele L6 și L7 pînă la obținerea unui semnal de amplitudine maximă;
- se întrerupe alimentarea.

#### 4.1.3. MIXERUL M

- se plantează rezistența R12;
- osciloscopul se cuplează la ieșirea 10 a circuitului integrat (CI=ROB025);
- se lipește în montaj C7;
- se conectează tensiunea de alimentare;
- bobina L8 se apropie de L7 pînă cînd semnalul vizualizat are amplitudine maximă nedistorsionată (osciloscopul se sincronizează pe semnalul di-

ferență  $F(O2) - F(O1)$ );  
f) se întrerupe alimentarea.

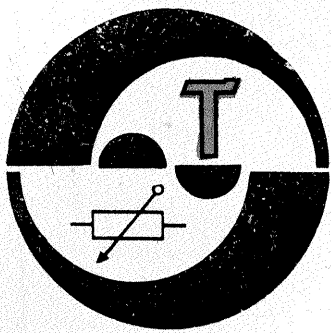
#### 4.1.4. AMPLIFICATORUL SELECTIV A

- se plantează rezistențele R14 și R16;
- osciloscopul se conectează în colectorul tranzistorului T5 prin intermediul unei rezistențe de circa 3 k $\Omega$ ;
- un generator de RF se cuplează în baza tranzistorului T4 prin intermediul unei capacități de 10 pF (amplitudinea semnalului se reglează la circa 100 mV);
- se conectează tensiunea de alimentare;
- reglarea inductanțelor L2 și L3 se face astfel încît neliniaritatea în banda 17,3—18,8 MHz să fie de circa 3 dB;
- se întrerupe alimentarea;
- se deconectează generatorul;
- se plantează C10;
- se conectează frecvențmetrul paralel pe osciloscop;
- se alimentează montajul;
- se ajustează C17 și L1 astfel încît frecvențmetrul să indice o acoperire optimă a benzii 17,3—18,8 MHz;
- se întrerupe alimentarea.

#### 4.1.5. OSCILATORUL O3

- se plantează rezistența R34;
- osciloscopul și frecvențmetrul se cuplează în emitorul tranzistorului T10;
- se conectează alimentarea;
- dacă oscilatorul nu funcționează, se micșorează valoarea capacității C19 sau a rezistenței R31;
- în cazul în care sinusoida este distorsionată, se micșorează capacitatea C28;
- din C27 se ajustează frecvența generată;
- se deconectează tensiunea de alimentare.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)



## CABLUL COAXIAL

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

Linia coaxială sau concentrică este o linie de transmisie asimetrică. Ea se compune dintr-un conductor interior, masiv sau multifilar și unul exterior, cilindric, cele două conductoare fiind separate printr-un dielectric (fig. 1).

Conductorul exterior se comportă ca un ecran și câmpul electromagnetic există numai în interiorul cablului, în dielectric. Astfel, linia coaxială nu radiază și nu captează energie din spațiul exterior.

Pentru aplicațiile de mică putere, linia se execută sub formă de cablu flexibil. În acest caz, conductorul exterior este format dintr-o țesătură din fire de cupru sau aluminiu. Dielectricul constă de obicei dintr-o masă plastică (polietilen, clorură de polivinil) compactă sau cu canale de aer longitudinale. În general, conductorul exterior este protejat cu un înveliș de vinilin.

Dezavantajul cablurilor coaxiale

constă în faptul că pierderile în dielectric sînt ridicate. Din acest punct de vedere, cele mai avantajoase sînt cablurile coaxiale cu dielectric aer, cu distanțiere ceramice sau cu trolit, în formă de mărgele.

Impedanța caracteristică a unei linii coaxiale este dată de relația:

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon}} \lg \frac{D}{d} \quad (1)$$

în care D și d sînt dimensiunile din figura 1.

Cablurile coaxiale produse în industrie au o impedanță caracteristică cuprinsă între 50 și 150Ω.

În figurile 2 și 3 se arată comportarea liniei de transmisie pe impedanță de sarcină nulă (linia în scurtcircuit) și respectiv a liniei de transmisie terminată pe impedanță infinită (linia în gol).

În practica amatorilor cablul coaxial se folosește cel mai frecvent la coborîrile de la antenele de recepție

medie între frecvența imagine și frecvența sunet)  $f_0 = 218,5$  MHz.

$$\lambda = \frac{300}{f_0(\text{MHz})} = \frac{300}{218,5} = 1,37 \text{ m};$$

$$\lambda/4 = \frac{1,37}{4} = 0,34 \text{ m}$$

Lungimea liniei de adaptare va fi (fig. 5):

$$l_a = K \cdot \lambda/4 = 0,66 \cdot 0,34 = 0,224 \text{ m} = 224 \text{ mm};$$

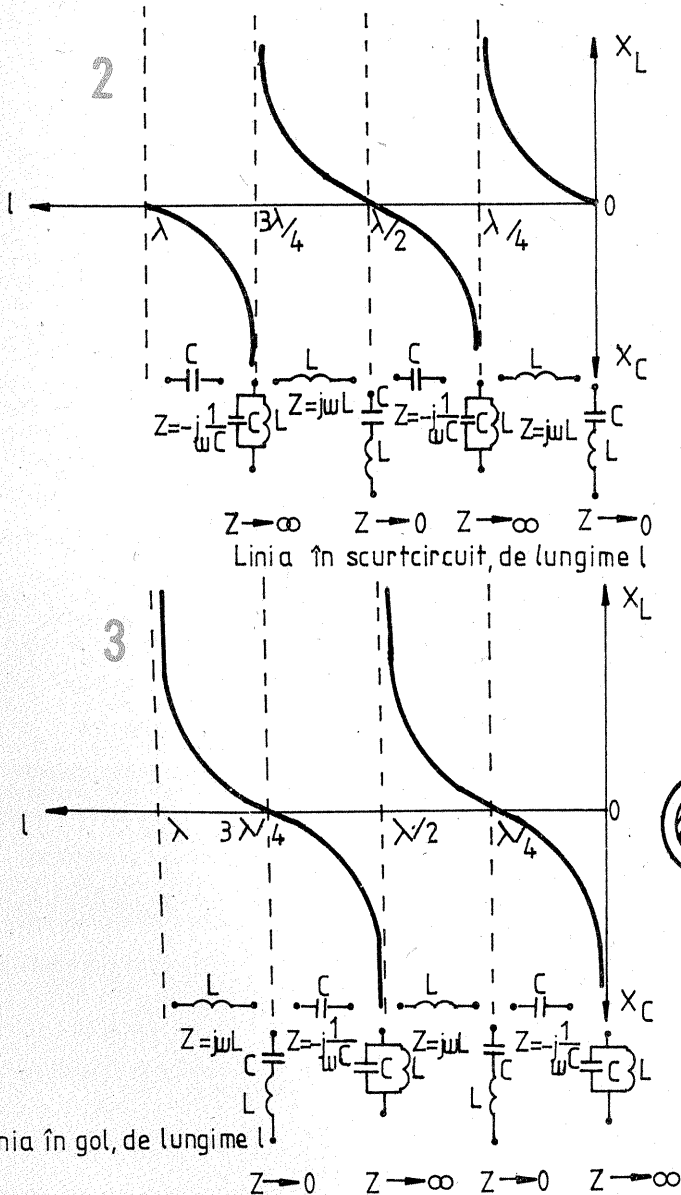
linia este realizată din cablu de 50Ω. Adaptarea dipolului antenei cu impedanța de 300Ω la cablul de coborîre coaxial de 75Ω se face cu buclă de adaptare în  $\lambda/2$  (fig. 6).

Lungimea buclei se obține cu formula:

$$l_b = \frac{1}{2} K \frac{300}{f_0(\text{MHz})} \text{ (m)} \quad (4)$$

unde K=0,66 pentru cablul coaxial, iar  $f_0$  este frecvența medie între frecvența imagine și frecvența sunet a canalului TV pentru care este construită antena.

Întregul sistem descris arată ca în figura 7.



de televiziune. Un caz frecvent întâlnit îl constituie recepția a două stații de televiziune utilizând în acest scop două antene pentru canale diferite, ca atare două coborîri de antenă realizate fie cu linii simetrice, fie cu cablu coaxial.

Pentru a evita comutarea coborîrilor de antenă la intrarea în receptorul de televiziune cu ocazia alegerii unuia dintre cele două programe se realizează un sistem de adaptare a impedanței celor două coborîri cu impedanța de intrare a receptorului TV.

Să considerăm două coborîri de la două antene pe canale diferite (fig.4). Sistemul de adaptare a impedanței liniei la impedanța antenei se bazează pe proprietățile unui segment de linie de lungime  $\lambda/4$ .

Dacă impedanța caracteristică a liniei de adaptare,  $Z_c$ , satisface relația:

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2} \quad (2)$$

unde  $Z_1$  și  $Z_2$  sînt impedanțele legate la cele două capete ale liniei de adaptare, atunci este îndeplinită condiția de adaptare a impedanțelor.

Cum s-a arătat, lungimea liniei de adaptare este  $\lambda/4$ ; în realitate, segmentul de linie este mai scurt datorită pierderilor. Apare necesitatea introducerii unui coeficient de scurtare, K, care la cablurile simetrice are valoarea 0,83, iar la cablurile coaxiale 0,66.

Deci lungimea liniei de adaptare va fi:

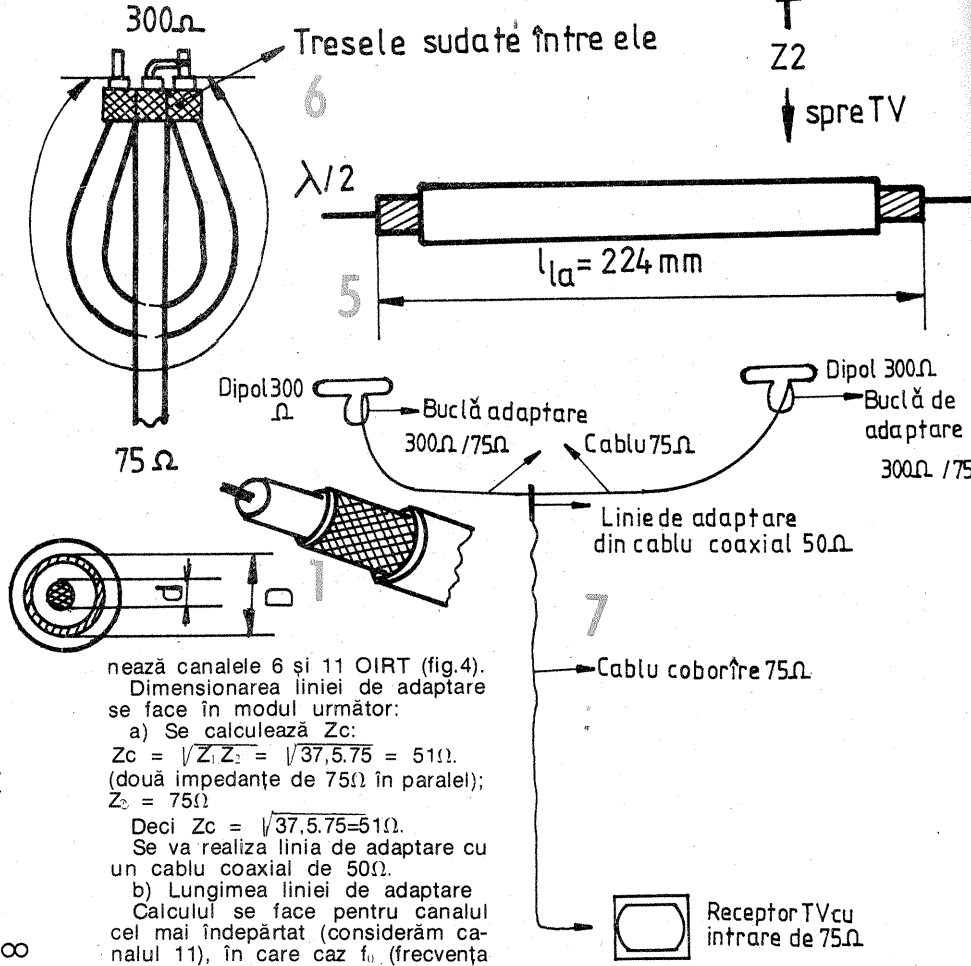
$$l_a = K \cdot \lambda/4 \quad (3)$$

$l_a = 0,83 \lambda/4$  în cazul liniei simetrice (panglică)

$l_a = 0,66 \lambda/4$  în cazul liniei coaxiale (cablu coaxial)

### EXEMPLU PRACTIC

Să presupunem că avem două coborîri coaxiale de cîte 75Ω de la două antene diferite ce recepțio-



nează canalele 6 și 11 OIRT (fig.4).

Dimensionarea liniei de adaptare se face în modul următor:

a) Se calculează  $Z_c$ :

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_2} = \sqrt{37,5 \cdot 75} = 51 \Omega.$$

(două impedanțe de 75Ω în paralel);

$$Z_c = 75 \Omega$$

Deci  $Z_c = \sqrt{37,5 \cdot 75} = 51 \Omega.$

Se va realiza linia de adaptare cu un cablu coaxial de 50Ω.

b) Lungimea liniei de adaptare

Calculul se face pentru canalul cel mai îndepărtat (considerăm canalul 11), în care caz  $f_0$  (frecvența

De la antena 2

De la antena 1

Linia de adaptare

spre TV

Tresele sudate între ele

$\lambda/2$

$l_a = 224 \text{ mm}$

Dipol 300Ω

Buclă adaptare 300Ω / 75Ω

Cablu 75Ω

Dipol 300Ω

Buclă de adaptare 300Ω / 75Ω

Linie de adaptare din cablu coaxial 50Ω

Cablu coborîre 75Ω

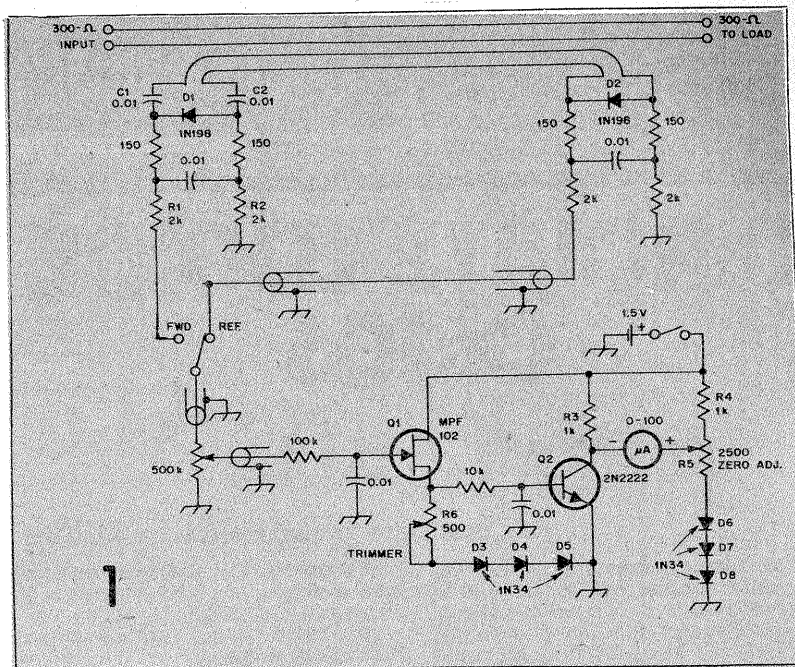
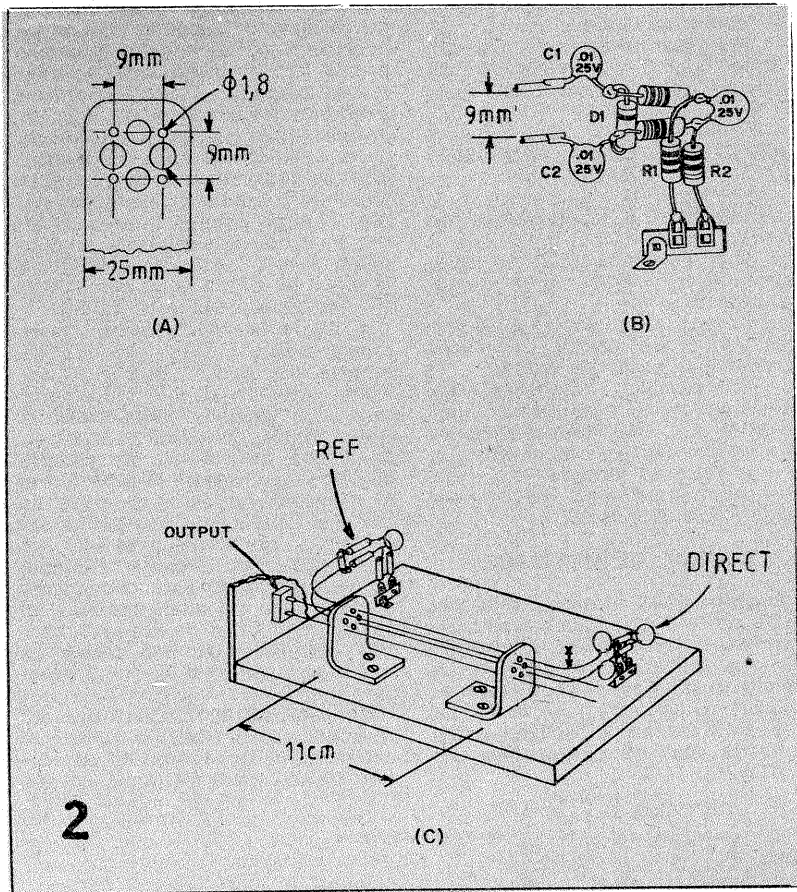
Receptor TV cu intrare de 75Ω

# reflectometru

YO3CO

Majoritatea reflectometrelor construite de radioamatori sînt destinate măsurătorilor pe linii formate din cabluri coaxiale cu impedanța caracteristică de 50Ω sau 75Ω. Se uită însă faptul că și cablul bi-

filat de 300Ω constituie un fider care poate fi utilizat de la 1,8 MHz și pînă la frecvențe de ordinul a 400 MHz. deci și pe acest gen de fider trebuie să controlăm cum se face transferul de energie de la emițător la antena.



În acest scop descriem construcția unui reflectometru prezentat de W6HPH în QST, 10/1980.

Acest instrument se compune dintr-o linie bifilară de 300Ω ce face legătura între emițător și antena și o linie bifilară de cuplaj. La capetele liniei de cuplaj sînt montate elementele de detecție, în partea spre emițător pentru unda directă, iar în partea spre antena pentru unda reflectată.

Cele două semnale pot fi conectate pe rînd la un voltmetru electronic și măsurate. Voltmetrul este prevăzut cu un potențiomtru de 500 kΩ pentru reglajul sensibilității și cu un potențiomtru de 2,5 kΩ pentru aducerea la zero a instrumentului de măsură (microampermetru de 100 μA).

Schema electrică de principiu este prezentată în figura 1, în figura 2 fi-

ind arătate cîteva detalii de realizare practică a reflectometruului. Se observă astfel că cele două linii sînt construite din sîrmă de cupru cu diametrul de 1,8 mm, fiind susținute de două suporturi din plexiglas cu dimensiunile arătate în figura 2A.

În figura 2B este prezentat modul de cuplare a elementelor pentru măsurarea unei unde directe, iar în figura 2C modul cum sînt dispuse (pe un suport din lemn) toate elementele componente, exclusiv voltmetrul electronic.

Etalonarea voltmetrului se poate face în comparație cu un alt reflectometru, sau pe unda directă reglăm instrumentul indicator la cap de scală (aproximativ 115 mV la intrarea lui Q) și trecem apoi la măsurarea unei reflectate.

# ANTENE PARABEAM

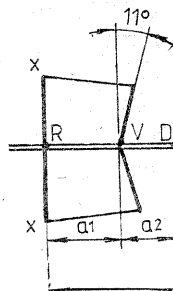
Sing. JÁNOS KOCS,  
Sfintu-Gheorghe

Descrierea și dimensionarea antenei „Parabeam” pentru 432 MHz au apărut în R.A. Handbook — 1981. Este o antenă asemănătoare cu antenele QUAGI — descrise în revistă — și prezintă avantajul realizării unui câștig relativ mare (17—19 dB), la dimensiuni mult mai reduse.

După cum se vede și pe figură, construcția lor este la fel de simplă ca și a antenelor Yagi; puțină atenție trebuie acordată numai execuției elementului vibrator (dipol) și reflectorului. În tabel sînt cuprinse dimensionarea inițială pentru 432 MHz și dimensionarea pentru cîteva ca-

nale (A) de televiziune din benzile IV—V.

Toate elementele au diametrul  $\phi$ ,



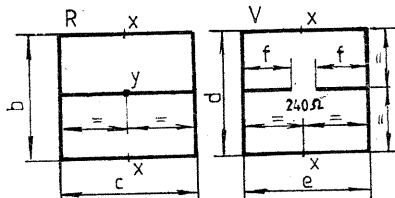
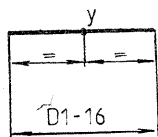
pot fi confecționate din bară sau teavă de aluminiu sau de cupru, aceasta din urmă fiind indicată la confecționarea dipolului și a reflectorului, îmbinarea lor prin cositorire fiind la îndemîna oricui. Elementul vibrator (dipol) se va monta pe traversă izolată, legarea la punctul nul al antenei executîndu-se în punctele „x-x” la reflector. Elementele se montează pe traversă în punctele notate cu „y”.

Traversa pentru 432 MHz s-a realizat din teavă de material plastic

avînd  $\phi$  5/4” și s-au obținut 17 dB. Se pot utiliza și alte profiluri metalice, din aluminiu sau fier. În acest caz câștigul maxim se obține pe frecvențe mai înalte. Cu profil de aluminiu de 20x10 mm s-au obținut 19 dB la 510 MHz.

Dipolul are o impedanță de 240Ω, deci în cazul utilizării cablului coaxial necesită simetrizare cu ajutorul unei bucle.

În afara dimensiunii „f”, toate celelalte se iau de la axul elementelor (dimensiunile sînt date în milimetri).



L	MHz	$\lambda$	A	$\phi$	D1-16	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12	a13	a14	a15	a16	a17	b	c	d	e	f
2578	432	694	-	8	275	140	98	122	122	122	146	146	146	158	158	158	171	171	171	183	183	183	268	248	240	240	96
2350	474	630	21	8	251	128	89	111	111	111	133	133	133	144	144	144	156	156	156	167	167	167	244	226	219	219	87
2257	490	612	23	8	242	123	86	107	107	107	128	128	128	139	139	139	150	150	150	161	161	161	236	218	212	212	84
1927	578	519	34	6	206	105	73	91	91	91	109	109	109	118	118	118	128	128	128	137	137	137	200	185	179	179	72
1874	594	505	36	6	200	102	71	89	89	89	106	106	106	115	115	115	124	124	124	133	133	133	195	180	175	175	70
1850	602	498	37	6	197	100	70	88	88	88	105	105	105	113	113	113	123	123	123	131	131	131	192	178	172	172	69
1713	650	461	43	6	183	93	65	81	81	81	97	97	97	105	105	105	113	113	113	122	122	122	178	165	160	160	64

# REALIZARI DE PRESTIGIU ALE INDUSTRIEI ELECTRONICE ROMANEȘTI

## CIRCUITE LOGICE CMOS MMC4047

Ing. TEODOR ȚIRCOMNĂCU, București

Continuând prezentarea familiei de circuite logice CMOS, începând într-un număr trecut cu descrierea caracteristicilor specifice și nespecifice ale familiei, precum și cu realizarea unei scheme de numărător electronic în care apăreau câteva tipuri de circuite, cred că ar fi bine acum să supunem atenției specialiștilor și constructorilor amatori, cititorii ai revistei, un singur circuit logic ce oferă însă multiple posibilități de utilizare. Este vorba de circuitul logic MMC4047 — monostabil/astabil multivibrator.

Este un circuit cu 14 pini încapsulat „dual in-line”. Schema sa internă este complexă, având logică încorporată pentru a permite funcționarea circuitului ca astabil multivibrator sau ca monostabil comandat cu front pozitiv, cu front negativ sau retrigerat.

Desenul cu semnificația pinilor este dat în figura 1. Pinul 7, denumit  $V_{SS}$ , este pinul de masă electrică. Pinul 14, denumit  $V_{DD}$  (așa cum am arătat și în prima prezentare), este pinul de plus al tensiunii de alimentare. Circuitul poate fi alimentat la orice tensiune în plaja 3 V la 18 V, el lucrând la fel de bine. Atenție însă: dacă se lucrează cu el într-un montaj în care se folosesc circuite integrate TTL, atunci și alimentarea lui se va face la +5 V pentru a avea compatibilitate de niveluri logice sau dacă nu, trebuie făcută interfațarea adecvată.

Trebuie să precizăm că nivelurile logice furnizate de circuitele CMOS sint:

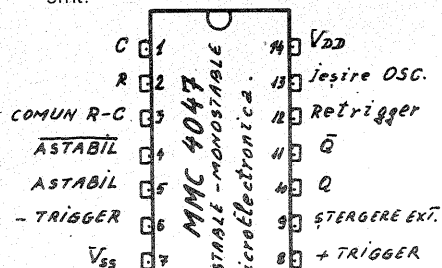


fig. 1

SEMNIȚAȚIE PINI

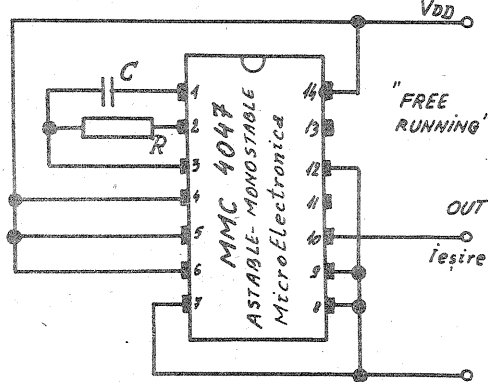


fig. 3

ASTABIL LIBER

„1” logic =  $V_{DD}$  (dacă alimentăm, spre exemplu, la +5 V, „1” logic = 5 V);

„0” logic =  $V_{SS}$  (adică chiar potențialul masei).

În realitate atât la „1” logic, cât și la „0” logic există o abatere a nivelurilor față de cele arătate, abatere de circa 50 mV care, evident, este cu totul ne semnificativă.

Ieșirea circuitului asignată Q este pe pinul 10 și este bufferată. Pe pinul 11 avem complementul lui Q,  $\bar{Q}$ , ceea ce este o facilitate mult apreciată în aplicații. De asemenea, avem la dispoziție pe pinul 13 ieșirea de oscilator. Pini 1, 2, 3 servesc la conectarea rețelei externe de temporizare, formată din rezistor și condensator.

Schema bloc logică internă a circuitului integrat este cea din figura 2. Și de aici reiese semnificația pinilor, poate chiar mai clar.

### CARACTERISTICI PENTRU CIRCUIT:

— consum de putere slab; configurație specială de oscilator CMOS;

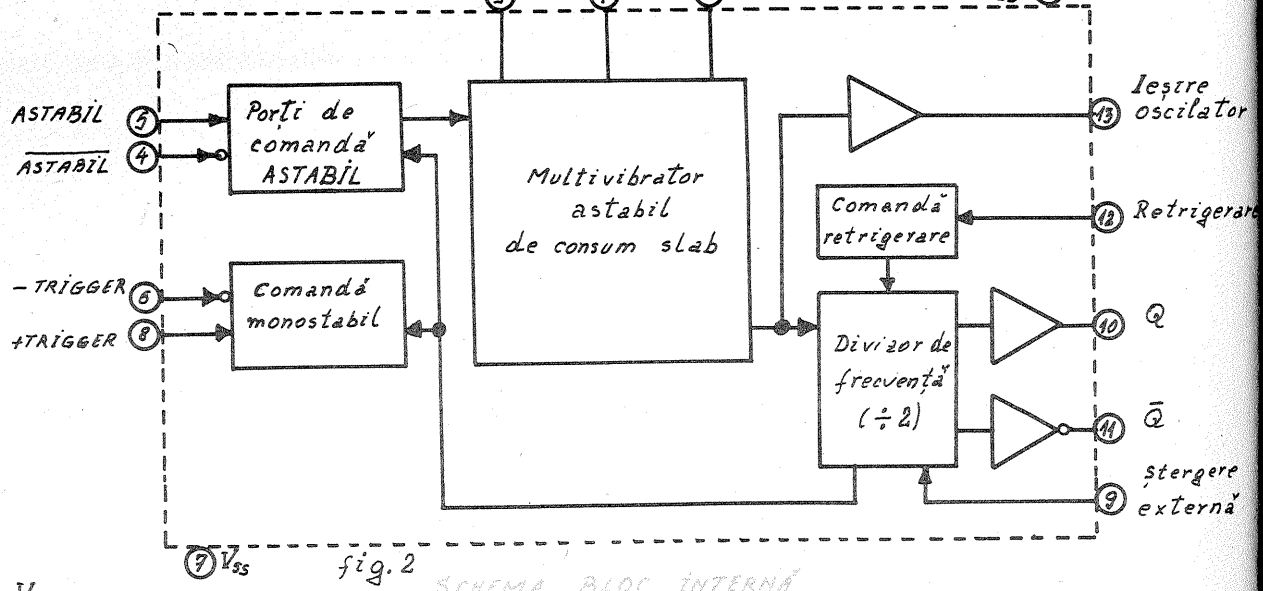


fig. 2

SCHEMA BLOC INTERNĂ

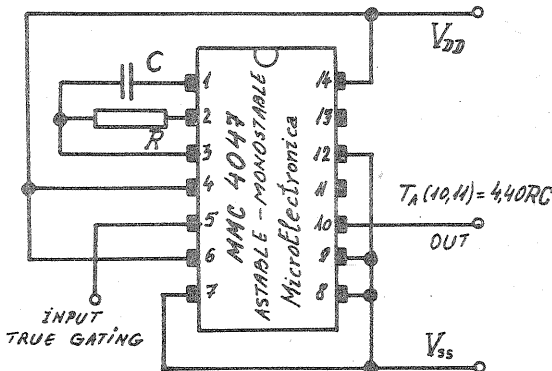


fig. 4

ASTABIL COMANDAT CU „1” LOGIC

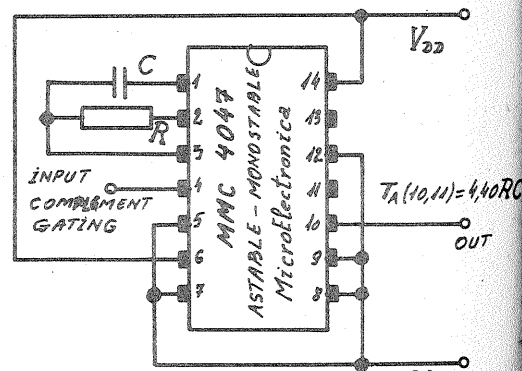


fig. 5

ASTABIL COMANDAT CU „0” LOGIC

— monostabil declanșat instantaneu prin impuls sau astabil lucrând liber ori declanșat;

— ieșirile Q și  $\bar{Q}$  bufferate;

— sint necesare doar două componente externe: un rezistor și un condensator;

— intrări bufferate;

— marginea de zgomot: minimum 1 V cu  $V_{DD} = 5$  V; minimum 2 V cu  $V_{DD} = 10$  V și minimum 2,5 cu  $V_{DD} = 15$  V.

— trigerare pe front pozitiv sau pe front negativ;

— lărgimea impulsului de ieșire este independentă de durata impulsului de trigerare.

— pentru monostabil se poate face retrigerare pentru extinderea lărgimii impulsului de ieșire;

— este posibilă o lărgime mare a impulsului de ieșire folosind componente R și C mici (valori comune) prin intermediul unui numărător extern și folosind intrarea 9;

— timp de revenire independent de lărgimea impulsului.

### SCHEME DE UTILIZARE

**Astabilul 4047.** În primul rând, circuitul poate fi folosit ca astabil multivibrator liber (free running). Schema este arătată în figura 3. La ieșirile 10 și 11 avem undă dreptunghiulară cu perioada  $T_A = 4,40$  RC. La ieșirea 13, ieșirea de oscilator, avem perioada mai mică (jumătate din  $T_A$ ):  $T_O = 2,20$  RC.

În al doilea rând, circuitul integrat MMC4047 poate fi utilizat ca astabil comandat în două scheme. În figura 4 avem schema de lucru numită „true gating”. În acest caz, schema este pregătită pentru a lucra pe o frecvență ce ne este necesară, dar nu va intra în funcțiune pînă ce pe intrarea 5 nu se aplică un impuls pozitiv față de masă, iar funcționarea va avea loc cît timp această intrare este menținută la „1” logic de impulsul aplicat. În felul acesta avem posibilitatea de a valida astabilul multivibrator la momentul dorit și pentru o durată de asemenea dorită. Cînd pe intrarea 5 avem „1” logic, astabilul este validat și funcționează livrînd undă dreptunghiulară la pinul 10. Cînd pe intrarea 5 avem „0” logic, astabilul este blocat.

În figura 5 avem schema numită „complement gating”. În această schemă, cînd pinul 4 este în „1” astabilul este blocat, iar cînd pinul 4 este în „0” astabilul funcționează și la pin 10 avem prezentă undă dreptunghiulară determinată de componentele R și C legate la pinii 1, 2 și 3, calculată cu aceeași relație ca mai sus. Relația este dată pentru cazul tipic, dar bineînțeles că pot exista abateri de la circuit la circuit.

În plus, perioada este dependentă de tensiunea de alimentare  $V_{DD}$  și de temperatură și de aceea în aplicații trebuie să se țină seama de acest fapt și să se ia măsuri preventive.

**Monostabilul 4047.** Cînd lucrează ca monostabil, MMC4047 poate fi declanșat în două moduri: declanșare pe front pozitiv (positive-edge

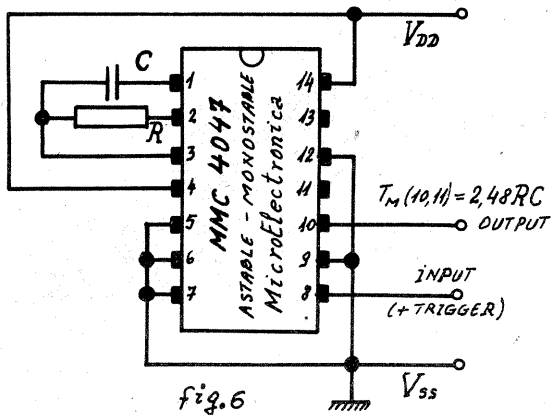


fig. 6

MONOSTABIL TRIGERAT PE FRONT POZITIV

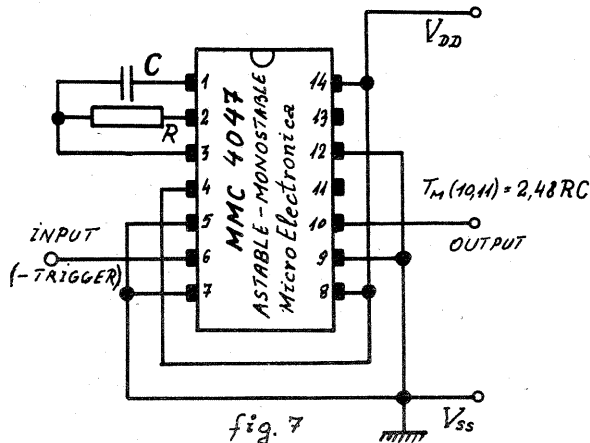


fig. 7

MONOSTABIL TRIGERAT PE FRONT NEGATIV

TABELUL 1

Funcțiunea	Conexiunile terminalelor			Impuls de ieșire de la	Perioada de ieșire sau lărgimea impulsului
	la V <sub>DD</sub>	la V <sub>SS</sub>	Impuls de intrare la		
Astabil: liber	4, 5, 6, 14	7, 8, 9, 12	—	10, 11, 13	t <sub>A</sub> (10, 11) = 4,40 RC
comanda adevărat („1”)	4, 6, 14	7, 8, 9, 12	5	10, 11, 13	t <sub>A</sub> (13) = 2,20 RC
„ — ” complement („0”)	6, 14	5, 7, 8, 9, 12	4	10, 11, 13	
Monostabil: trigerare front pozitiv	4, 14	5, 6, 7, 9, 12	8	10, 11	t <sub>M</sub> (10, 11) = 2,48 RC
trigerare front negativ	4, 8, 14	5, 7, 9, 12	6	10, 11	
retrigerabil	4, 14	5, 6, 7, 9	8, 12	10, 11	
cu numărător extern	14	5, 6, 7, 8, 9, 12	—	10, 11	

trigger) și declanșare pe front negativ (negative-edge trigger).

Primul tip de monostabil este dat în figura 6. În momentul aplicării unui impuls pozitiv pe pinul 8, pe frontul crescător al acestuia se produce bascularea monostabilului, astfel că pe ieșirea 10 (care pînă atunci este pe „0”) apare nivelul logic „1” egal cu V<sub>DD</sub>, oricare ar fi valoarea acesteia din plașa amintită la început. Ieșirea rămîne la nivelul „1” un timp ce este funcție de valorile componentelor externe R și C, acest timp calculîndu-se cu relația arătată în figura 6. Evident, pe ieșirea 11 vom avea complementul ieșirii 10.

Al doilea tip de monostabil este dat în figura 7. Cînd pe pinul 6 se aplică un nivel logic „0”, monostabilul se declanșează și la ieșire (pin 10) apare un nivel logic „1” ce formează impulsul de ieșire cu o durată determinată de valorile rezistorului R și ale condensatorului C.

Faptul că monostabilul poate fi declanșat atît cu un „1” logic, cît și cu un „0” logic, ca și faptul că dispunem atît de ieșirea Q (pin 10), cît și de ieșirea Q̄ (pin 11), constituie o facilitate utilă în aplicații.

Și la monostabil, ca și la astabil multivibrator trebuie ținut seama de faptul că tensiunea de alimentare și temperatura influențează durata impulsului de ieșire și, ca atare, trebuie luate măsurile de prevedere corespunzătoare.

În ce privește componentele externe R și C trebuie avute în vedere anumite limitări. Condensatorul trebuie să aibă curenți de scurgere cît mai mici, rezistența sa echivalentă paralel să fie cu cel puțin un ordin de mărime mai mare ca rezistența fizică R utilizată. Pentru menținerea oscilației nu există o limită jos sau sus pentru R sau C. Dar, din considerente de precizie, condensatorul C trebuie să aibă capacitățile mult mai mare decît capacitățile parazite ale montajului. Rezistorul T trebuie să fie mai mare ca rezistența „ON” (în conducție) a porții CMOS cu care vine în serie și a cărei valoare este de obicei de sute de ohmi. Prea mare R nu poate fi, căci se știe că în acest caz stabilitatea sa nu mai satisface pe deplin exigențele. Ca atare rezultă: C ≥ 100 pF pentru lucrul ca astabil și C ≥ 1 000 pF pentru

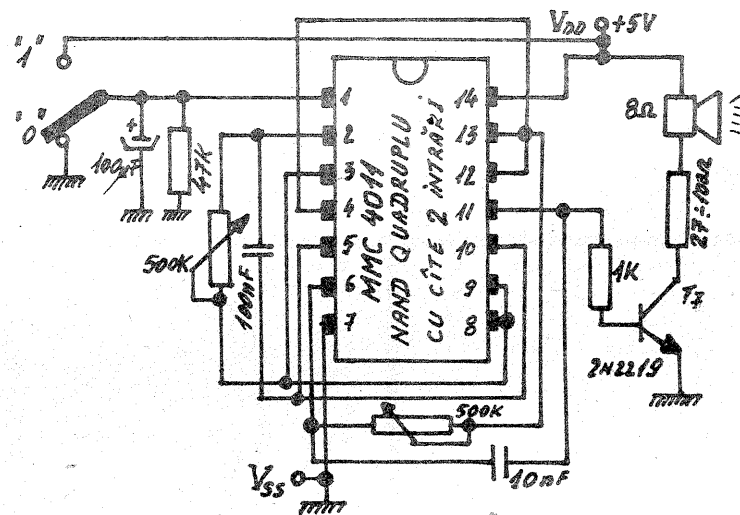


fig. 9. „Bip-Bip” cu MMC 4047

monostabil, iar R satisface inegalitatea dublă  $10 \text{ k}\Omega \leq R \leq 1 \text{ M}\Omega$ .

Toate posibilitățile de funcționare a circuitului pot fi concentrate într-un tabel care constituie ghidul de conectare a terminalelor pentru a realiza funcția dorită.

Am obținut cîteva date experimentale pe care le vom înfățișa în tabelele alăturate. Ele pot constitui rețete de ordine de mărime pentru cei ce vor începe să lucreze cu MMC4047.

Am testat la astabil frecvența maximă ce se poate obține la ieșirea Q. Formele de undă rămîn corecte pînă în jurul frecvenței de 500 kHz, după care pe măsură ce urcăm spre 1 MHz acestea își pierd caracterul de impulsuri pur dreptunghiulare, ajungînd ca la frecvența maxim posibilă (cca 1,3 MHz) să degenezeze într-o sinusoidă (cu pierdere în excursia vîrf-vîrf). În acest caz elementele externe au valorile extreme: C = capacitățile parazite ale montajului (decî fără condensator fizic conectat) și R = 0.

Fronturile de creștere și de cădere (ajung la maximum 400 ns) sînt mari, acest lucru putînd deranja în unele aplicații. De aceea în acest caz ori se recurge la o altă componentă (C.I.) cu posibilități mai bune,

ori impulsurile pot fi din nou formate (chiar și la 1 MHz) cu un C.I. bipolar de front suficient de mic.

La monostabil impulsul minim ce se poate obține se apropie de 1 μs, dar la această durată, într-o aplicație severă, se impune reformarea impulsului pentru a-i da forma dreptunghiulară perfectă cu fronturi foarte mici.

În concluzie, precauții trebuie luate (dacă este cazul, în aplicația ce se urmărește a se face) la granița de 1 MHz și 1 μs.

În figura 8 se dă schema unui „Bip-Bip” experimentată cu circuitul CMOS4047. Principiul de lucru al unui „Bip-Bip” este prezentat în figura 11. Anume, trebuie generat un semnal de forma și durata M, mai întîi. Apoi, în relație de fază cu acesta, se generează semnalul T, f constituit din T și (la rîndul său în relație de fază) semnalul f. Cu alte cuvinte, trebuie generate niste salve cu perioada T și de frecvență internă f. Semnalul M se poate repeta după un timp astfel încît se mai obține un pachet de salve. Dacă semnalul obținut se introduce într-un amplificator audio, atunci am realizat o alarmă sonoră, numită „Bip-Bip”. Fiecare salvă constituie un „Bip” audio. Schema prezentată,

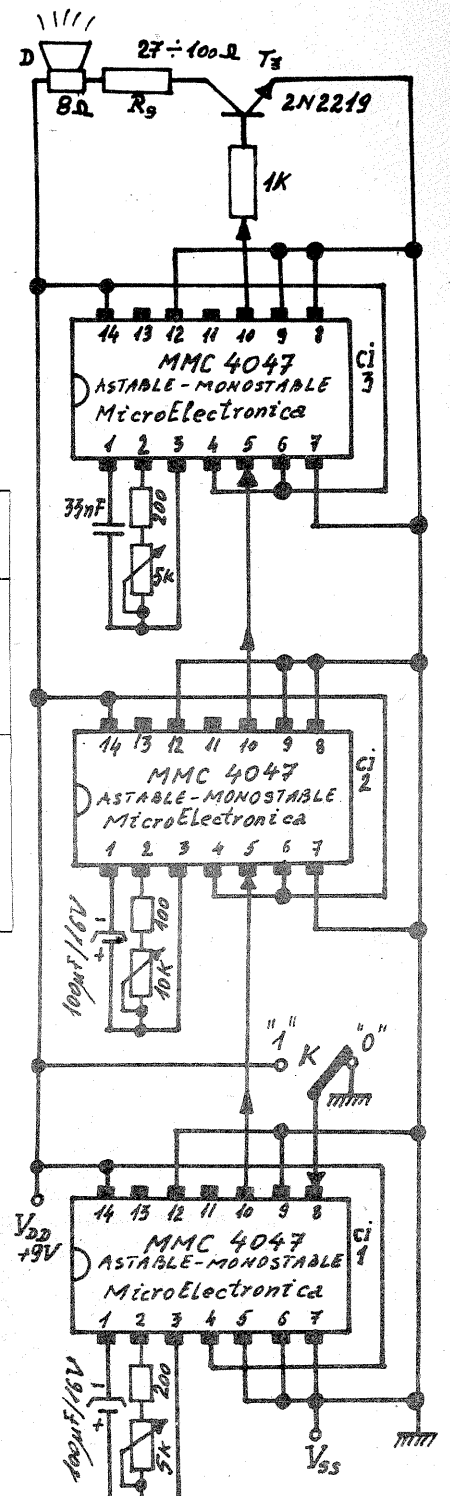


fig. 8. „BIP-BIP” cu MMC 4047

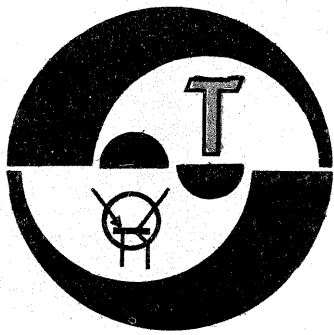
Comanda se face din K

fiind dată cu elemente reglabile, permite obținerea unor multiple variații de „Bip-Bip”. Se pot obține efectul de „greier electronic” sau acele „Bip”-uri scurte care sînt emise de unele telefoane moderne sau de aparate de măsurat portabile digitale atunci cînd s-a făcut o greșală de măsurare. Se obține un efect interesant cînd se generează cinci „Bip”-uri în 0,5 secunde, o pauză de o secundă și iar un pachet de cinci „Bip”-uri. În acest caz T = 0,2 s, iar f = 2 ÷ 2,5 kHz.

Circuitul C1 este un monostabil care generează doar un semnal M. Acesta comandă astabilul C2 tip „true-gating” pe perioada sa de nivel „1”. C2 dă la ieșire semnalul T care comandă astabilul „true”, format cu C3. La ieșirea acestuia avem semnalul f, care se aplică bazei lui T, și astfel difuzorului D. Difuzorul D are inseriată o rezistență din care se mai poate ajusta puterea audio. La nevoie se folosește un amplificator audio mai elaborat.

La „greierul electronic”, pe ansamblul format cu C13 se stabilește o frecvență de cca 20 Hz din reglajul prevăzut pe pinul 2, iar la astabilul din C12 se stabilește o frecvență

(CONTINUARE ÎN PAG. 19)



# TEHNICĂ MODERNĂ

# MICROCALCULATORUL

## L/B 881

NICOARA PAULIAN  
ION RUSOVICI  
GHEORGHE CHITA  
LIVIU IONESCU

Continuăm cu descrierea punerii la punct a microcalculatorului.

În cazul în care la reset nu se întâmplă nimic (adică ștergerea ecranului), este de presupus că ansamblul microprocesor-PR0M nu funcționează corect. Se vor verifica cele două circuite (8080 și 8228) precum și logica de selecție a PR0M-urilor și generatoarele de ceas.

După trecerea testelor de memorie a stivei și ecranului, programul începe testarea sistematică a memoriei RAM principale (bancul de la C000 la F7FF hex). Și în acest caz, prima eroare detectată este afișată după care programul se oprește într-o buclă ce ușurează testarea mai departe cu osciloscopul (se execută o instrucțiune MOV A,H incrementând registrul index HL - vezi listingul la adresa 2ABh, eticheta TEND).

Înainte de testarea RAM-urilor, programul afișează o "miră" constituită din numerotarea pe verticală și orizontală a numărului de caractere a ecranului; se poate întâmpla să lipsească unele cifre, sau să fie dublate, caz în care defecțiunea trebuie căutată în lanțul de numărătoare care baleiază ecranul

sau în multiplexoare. De exemplu, dacă lipsesc primele două rânduri de sus ale ecranului, problema apare datorită unui 7493 necorespunzător în locul lui U29. În unele cazuri se poate remedia fără înlocuirea circuitului montând un condensator de aprox. 10 nF între pinul 3 și masă. Dacă însă apare o puternică desincronizare pe orizontală, cauza poate fi în grupul U19-U28; și aici se poate încerca montarea unui condensator de aprox. 500 pF între pinul 11/U23 și masă. Dacă defecțiunea persistă, se vor schimba circuitele.

Tot pe "miră" se va constata prezența unor caractere grafice în partea de jos a ecranului; succesiunea lor a fost aleasă în așa fel încât să pună în evidență eventualele imperfecțiuni de timing în comutarea pe video-reverse a caracterelor serializate (întârzieri diferite pe porțile care constituie partea de ieșire video a microcalculatorului). Dacă punctele ce formează șirul de caractere grafice sînt curate, fără linii verticale, sistemul funcționează corect; în caz contrar trebuie executată o compensare folosind condensatori de valori între 180 și 360 pF ce se vor monta prin tatonare fie între

pinul 10/U33 și masă, fie între pinul 3/U25 și masă (există situații când trebuie montate ambele condensatoare).

În continuare programul testează și celelalte bancuri de memorie (în cazul în care ele există), apoi trece la testarea perifericelor din sistem. Trebuie remarcat că pentru o corectă executare a acestei porțiuni a programului, este necesar să se cupleze exterior (pe conectorul KB) semnalele de TxD și RxD împreună, precum și semnalul CTS la masă. Deasemeni, este necesar ca CLK1, 2 și 3 să fie legate la FI2, GATE0, 1 și 2 la +Vcc prin rezistențele de 10 K, și OUT1 la Rx/TxClock (USART).

Testarea perifericelor include (în ordine) controlorul de intreruperi (8259), interfața paralelă programabilă de la adresa 60h (8255/U46), numărătorul programabil (8253) și interfața serie programabilă USART (8251). De semnalat faptul că nefuncționarea circuitului 8253 va semnala eroare și pentru 8251, întrucît frecvența de ceas a acestuia din urmă este asigurată de către numărătorul programabil.

Funcționarea incorectă a circuitelor periferice (unul sau mai

multe) se poate datora fie unor defecte interne (se vor schimba circuitele), fie unor defecte provenite din modul de adresare și selecție a acestora. Se vor verifica în acest sens semnalele de CS (Chip Select), decodificatorul de adrese pentru periferice (U34), apariția corectă a adreselor A0 și/sau A1 pentru selecția registrelor interne, semnalele I/O și I/OW, precum și a bus-ului de date.

În momentul depășirii acestor probleme puteți considera operația de punere la punct a microcalculatorului terminată. Începînd din numărul viitor vom publica programul monitor standard al microcalculatorului L/B881. Evident, se poate folosi orice alt monitor, adaptat sau scris special în acest scop, dar pentru a se păstra compatibilitatea cu programele deja scrise este recomandată utilizarea monitorului 881/Mon.

Cu articolul din acest număr se încheie descrierea părții hardware a microcalculatorului L/B881; mulțumiri din partea autorilor se cuvin pentru Rodica Avram, Tatiana Rusovici pentru numeroase desene executate și Neamtu Napoleon pentru sugestii valoroase la partea de mecanică și design; deasemeni realizatorului primei machete, Gigi Alexandrescu, un pasionat al tehnicii microprocesoarelor, care ar fi citit cu bucurie rîndurile de față.

881/Test V2.1 (C) 1986 Lixco Software MACRO-80 3.36 17-Mar-80 PAGE 1-4  
Hardware Test

```

016A FE AA      cpi   valb
016C C2 017F   jnz   tppi05
016F DB 62     in    portc ; Port C corect ?
0171 FE 5A     cpi   valc
0173 C2 017F   jnz   tppi05
0176 21 0489  lxi   h,ppio5 ; Afișare rezultat ok
0179 CD 0334   call  outstr
017C C3 0185   jmp   ttimer
017E         tppi05:
017F 21 049E   lxi   h,ppibad ; Afișare eroare
0182 CD 0334   call  outstr
; *** Test timere ***
0185         ttimer:
0185 3E 3E     mvi   a,cwt0; Inițializare timere ca generatoare
0187 D3 13     out   timsta
0189 3E 7E     mvi   a,cwt1
018B D3 13     out   timsta
018D 3E BE     mvi   a,cwt2
018F D3 13     out   timsta
0191 AF       xra   a ; Încărcare și pornire timere
0192 D3 10     out   timer0
0194 D3 10     out   timer0
0196 D3 11     out   timer1
0198 D3 11     out   timer1
019A D3 12     out   timer2
019C D3 12     out   timer2
019E 3E 3E     mvi   a,cwt0 ; Oprește timerele pentru citire
01A0 D3 13     out   timsta
01A2 3E 7E     mvi   a,cwt1
01A4 D3 13     out   timsta
01A6 3E BE     mvi   a,cwt2
01A8 D3 13     out   timsta
01AA DB 10     in    timer0 ; Verificare valoare oprire
01AC FE 92     cpi   val1
01AE C2 01DD   jnz   ttim10
01B1 DB 10     in    timer0
01B3 FE FF     cpi   val0
01B5 C2 01DD   jnz   ttim10
01B8 DB 11     in    timer1
01BA FE 98     cpi   val2
01BC C2 01DD   jnz   ttim10
01BF DB 11     in    timer1
01C1 FE FF     cpi   val0
01C3 C2 01DD   jnz   ttim10
01C6 DB 12     in    timer2
01C8 FE 9E     cpi   val3
01CA C2 01DD   jnz   ttim10
01CD DB 12     in    timer2
01CF FE FF     cpi   val0
01D1 C2 01DD   jnz   ttim10
01D4 21 0487  lxi   h,timok ; Test timere reușit
01D7 CD 0334   call  outstr
01DA C3 01E3   jmp   tusart
01DD 21 04CC   lxi   h,timbad
01E0 CD 0334   call  outstr
; *** Test USART ***
01E3         tusart:
01E3 3E CE     mvi   a,mode ; Inițializare USART
01E5 D3 31     out   sersta

```

881/Test V2.1 (C) 1986 Lixco Software MACRO-80 3.36 17-Mar-80 PAGE 1-5  
Hardware Test

```

01E7 3E 37     mvi   a,cnd
01E9 D3 31     out   sersta
01EB 3E 7F     mvi   a,cwt10; Inițializare timer care dă clock-ul
01ED D3 13     out   timsta
01EF 3E 78     mvi   a,78h
01F1 D3 11     out   timer1
01F3 AF       xra   a
01F4 D3 11     out   timer1
01F6 3E AA     mvi   a,valb ; Transmite date de test
01F8 D3 30     out   serdat ; ce va fi așteptată la recepție
01FA CD 033E   call  delay ; Așteptare sfârșit emisie
01FD DB 30     in    serdat ; Citire date recepție
01FF FE AA     cpi   valb ; Este aceeași ?
0201 CA 020D   jz    tusar7 ; Da, salt (totul este ok)
0204 21 04E5  lxi   h,serbad
0207 CD 0334   call  outstr ; Nu, afișare eroare
020A C3 0213   jmp   over
020D         tusar7:
020D 21 0504  lxi   h,serok
0210 CD 0334   call  outstr
; *** Test terminat ***
0213         over:
0213 21 051D  lxi   h,okmsg
0216 CD 0334   call  outstr
0219 C3 02AB   jmp   tend
; Rutina afișare locație de memorie defectă
021C         error:
021C EB       xchg  h,lowa+26 ; Pregătire pointer pentru
021D 21 F81A  mov   b,a ; afișare
0220 47       ldax  d ; In B este valoarea înscrisă
0221 1A     mov   c,a ; In C este valoarea citită
0222 4F     mov   m,a ; Afișează adresa încriminată
0223 7A     nmout
0224 57     mov   d,a ; Salvare număr de tipărit
0225 0F     rrc   ; Conversie în ASCII a celor mai
0226 0F     rrc   ; semnificativi 4 biți
0227 0F     rrc
0228 0F     rrc
0229 E6 0F   ani   00001111B
022B C6 30   adi   '0'
022D C9 01   cpi   '9'+1 ; Mai mare decît 9 ?
022F DA 0234  jc   $+5 ; Nu, salt (cifra este între 0 și 9)
0231 C6 07   jc   $+5 ; Altfel, este între A și F hex
0233 7A     mov   m,a ; Afișare în memoria ecranului
0234 7A     inx   h
0235 7A     mov   a,d ; Conversie în ASCII a celor mai puțin
0237 E6 0F   ani   00001111B ; semnificativi 4 biți
0239 C6 30   adi   '0'
023B C9 01   cpi   '9'+1
023D DA 0242  jc   $+5
023F C6 07   jc   $+5
0241 7A     mov   m,a ; Notă: pointerul pe ecran rămîne
0243 7A     inx   h ; pregătit pentru o nouă afișare
0244 7B     mov   a,e
0245 57     nmout
0246 0F     mov   d,a ; Salvare număr de tipărit
0247 0F     rrc   ; Conversie în ASCII a celor mai
; semnificativi 4 biți

```

```

0248 OF + rrc
0249 OF + rrc
024A E6 OF + ani
024C C6 30 + adi
024E FE 3A + cpi
0250 DA 0255 + jc
0253 C6 07 + adi
0255 77 + mov
0256 23 + inx
0257 7A + mov
0258 E6 OF + ani
025A C6 30 + adi
025C FE 3A + cpi
025E DA 0263 + jc
0261 C6 07 + adi
0263 77 + mov
0264 23 + inx
0265 23 + inx
0266 78 + mov

0267 57 + mov
0268 OF + rrc
0269 OF + rrc
026A OF + rrc
026B OF + rrc
026C E6 OF + ani
026E C6 30 + adi
0270 FE 3A + cpi
0272 DA 0277 + jc
0275 C6 07 + adi
0277 77 + mov
0278 23 + inx
0279 7A + mov
027A E6 OF + ani
027C C6 30 + adi
027E FE 3A + cpi
0280 DA 0285 + jc
0283 C6 07 + adi
0285 77 + mov
0286 23 + inx
0287 36 2F + mvi
0289 23 + inx
028A 79 + mov

028B 57 + mov
028C OF + rrc
028D OF + rrc
028E OF + rrc
028F OF + rrc
0290 E6 OF + ani
0292 C6 30 + adi
0294 FE 3A + cpi
0296 DA 029B + jc
0299 C6 07 + adi
029B 77 + mov
029C 23 + inx
029D 7A + mov
029E E6 OF + ani
02A0 C6 30 + adi
02A2 FE 3A + cpi
02A4 DA 02A9 + jc
02A7 C6 07 + adi
02A9 77 + mov
02AA 23 + inx

; Mai mare decit 9 ?
; Nu, salt (cifra este intre 0 si 9)
; Altfel, este intre A si F hex
; Afişare in memoria ecranului
; Conversie in ASCII a celor mai puțin
; semnificativi 4 biți
; Notă: pointerul pe ecran rămâne
; pregătit pentru o nouă afişare
; Afişază valoarea înscrisă
; Salvare număr de tipărit
; Conversie in ASCII a celor mai
; semnificativi 4 biți
; Mai mare decit 9 ?
; Nu, salt (cifra este intre 0 si 9)
; Altfel, este intre A si F hex
; Afişare in memoria ecranului
; Conversie in ASCII a celor mai puțin
; semnificativi 4 biți
; Notă: pointerul pe ecran rămâne
; pregătit pentru o nouă afişare
; Afişază un separator...
; ... și valoarea găsită
; Salvare număr de tipărit
; Conversie in ASCII a celor mai
; semnificativi 4 biți
; Mai mare decit 9 ?
; Nu, salt (cifra este intre 0 si 9)
; Altfel, este intre A si F hex
; Afişare in memoria ecranului
; Conversie in ASCII a celor mai puțin
; semnificativi 4 biți
; Notă: pointerul pe ecran rămâne
; pregătit pentru o nouă afişare

```

```

; Test abandonat sau terminat
tend:
02AB 7E mov a,m ; Buclă pentru testare adrese
02AC 23 inx h ; ... eventual cu osciloscopul
02AD C3 02AB jmp tend

;irouti rutină de intrerupere nivel 1. Semnalizează execuția
; prin modificarea conținutului adresei 'tesloc'.
irouti:
push psw ; Ridicare flag
mvi a,true
sta tesloc
mvi a,mask ; Mascare toate IR
out intcti ;
pop psw
ret

;ramtst testează o zonă de RAM prin inscrieri și citiri
; succesive in tehnica barber-pole.
; Input: HL = început zonă
; DE = sfârșit zonă
; Distruger: AF, BC
ramtst:
lxi b,0FEh ; C conține pattern inițial, B contor
ramt05:
call testit ; Test RAM
rc ; Return in caz de eroare
mov a,c ; Complementează pattern
cma
mov c,a
call testit ; Test cu pattern complementar
rc
mov a,c ; Refacere și rotire pentru un nou test
cma
rlc
mov c,a
dcr b
jnz ramt05
ora
ret

;testit face inscrierea și citirea propriu-zisă a RAM-ului cu
; un pattern pe care il rotește la fiecare locație. Dacă
; găsește o eroare, o afișază și abandonează procedura.
; Input: HL = început zonă
; DE = sfârșit zonă
; C = pattern inițial
; Output: CY = 1 locație defectă
; CY = 0 toată zona ok
; Distruger: AF
testit:
push b
push h
mov m,c ; Prima inscriere
load:
mov a,m ; Rotire pattern pentru următoarea
rlc ; locație
inx h
mov m,a
call hilo

02BC 01 08FE
02BF C8 02D4
02C2 D8
02C3 79
02C4 2F
02C5 4F
02C6 CD 02D4
02C9 D8
02CA 79
02CB 2F
02CC 07
02CD 4F
02CE 05
02CF C2 02BF
02D2 B7
02D3 C9

02D4 C5
02D5 E5
02D6 71
02D7 7E
02D8 07
02D9 23
02DA 77
02DB CD 0300

```

```

02DE DA 02D7 jc load
02E1 79 mov a,c ; Restaurare pattern
02E2 E1 pop h ; și adresa de început
02E3 E5 read: push h ; Verificare zonă
; Este corect ?
02E4 BE cmp m
02E5 37 stc
02E6 C2 02F3 jnz read05 ; Nu, abandonare test cu CY = 1
02E9 07 rlc ; Rotire pattern pentru următoarea
02EA 23 inx h ; locație
02EB 4F mov c,a
02EC CD 0300 call hilo
02EF 79 mov a,c
02F0 DA 02E4 jc read
02F3 02F3 read05: pop h
02F4 C1 pop b
02F5 C9 ret

;hexasc convertește un digit hex într-un caracter ASCII.
; Input: A = 8 bit hex digit
; Output: A = 8 bit data, caracter ASCII
; Distruger: AF
hexasc:
ani 00001111B ; Dacă cifra este între 0-9
adi '0' ; adună '0'
cpi '9'+1
rc
adi 7 ; Dacă este mai mare
ret ; transformă in A-F

;hilo compară registrele duble HL și DE.
; Output: CY=1 DE > HL
; CY=0 DE <= HL
; Z=1 DE = HL
; Distruger: AF
hilo:
mov a,h ; Compară MSByte
cmp d
rnz
mov a,l ; ... și eventual și LSByte
cmp e
ret

;prnum trimite un octet la consolă transformat in ASCII
; Input: A = 8 bit data
; Distruger: AF
prnum:
push psw ; Transformă cei mai semnificativi
rrc ; patru biți într-un caracter ASCII
rrc
rrc
call hexasc ; Afișează primul patru biți
call outstr ; Restul de patru biți
pop psw ; este transformat și afișat
call hexasc

;output scrie un caracter la poziția curentă a cursorului.
; Input: A = caracterul de afișat
output:
push psw
push d
push h

```

```

0318 2A FF35 lhld mcurs
031B FE 0D cpi cr ; Trebuie afișat un "return" ?
031D CA 0325 jz crcmd ; Da, salt
0320 77 mov m,a ; Nu, afișază caracter
0321 23 inx h ; Avansează cursor
0322 C3 032D jmp exit

crcmd:
mvi a,0C0h ; Obține adresa început rind următor
ana l
l a
lxi d,rowlng
dad d

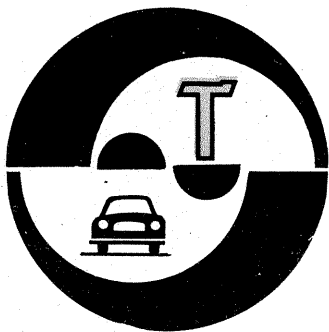
exit:
shld mcurs ; Salvare noul pointer
pop h
pop d
pop psw
ret

;outstr tipărește un șir de caractere terminat cu null (0) la
; poziția curentă a cursorului.
; Input: HL = adresa de început a șirului
; Distruger: AF, HL
outstr:
mov a,m
ora a
rz
call output
inx h
jmp outstr

;delay este o buclă de așteptare de aproximativ o secundă.
; Distruger: AF, HL
delay:
lxi h,0
delay5:
dcr h
mov a,l
ora h
jnz delay5
ret

;teserr afișează adresa, conținutul și valoarea inițială a unei
; locații de RAM găsite necorespunzătoare de "testit".
; Input: HL = adresa
; A = valoare inițială
; Distruger: AF
teserr:
push psw
push h
lxi h,errmsg ; Afișare mesaj eroare
call outstr ; ... adresa
pop h
mov a,h
call prnum
mov a,l
call prnum
mvi a,' '
call output
mvi a,' '
call output ; ... valoarea găsită
mov a,m
call prnum
mvi a,' '

```



## AUTOTURISMELE "OLTCIT"

### SERVICE

Dr. ing. TRAIAN CANTĂ

(URMARE DIN NUMĂRUL TRECUT)

În continuare, se dezachievează diferențialul: rulmenții cu ajutorul extractorului N și piesa de centrare H, siguranța, axul, pinioanele sateliți, pinioanele planetare și în final coroana diferențialului. După demontarea arborilor de ieșire (dacă este necesar), se poate dezachia capatul spate (priza kilometrajului, pinionul, garniturile și carterul ambreiajului (prezoanele și simeringul).

În continuare, se efectuează curățarea pieselor, controlul stării tehnice a pieselor, înlocuirea pieselor uzate sau defecte. (Observație: atenție la suprafețele arborelui secundar, care nu trebuie șlefuite sau zgâriate!)

**g. Pregătirea subansamblurilor cutiei de viteze și diferențialului.** Se pregătesc — în ordine — următoarele piese: arborii de ieșire din diferențial, arborele secundar, ansamblul arbore de comandă-arbore primar, diferențialul, carterul de ambreiaj și semicarterele dreapta și stînga. La pregătirea arborilor de ieșire, după introducerea pe arbori a bușelor-piulițe, rulmenților și bușei care etanșează simeringul, se are în vedere ca aceasta să aibă suprafața perfectă.

Pregătirea arborelui secundar constă din ungerea tuturor suprafe-

țelor pieselor și montarea pinioanelor și a bușelor sincrone și reglarea jocurilor axiale, astfel: după montarea rulmentului din vecinătatea pinionului de atac (prin presare, folosind o țevă cu  $l = 220$  mm și  $\varnothing = 45$  mm) și a siguranței, se introduc în ordine: pinionul vitezei I, bușa sincron viteza I și ansamblul butuc — manșon sincron vitezele I-II, reglându-se jocul axial al butucului sincron viteza I-II (se folosesc siguranțele calibrate 1 — cu grosimi de la 1,42—1,58 mm din 0,04 în 0,04 mm — prezentate în fig. 10 a, care asigură un joc  $J_1 = 0,06$  mm). Apoi, după montarea siguranței calibrate pe arbore, se introduc: bușa sincron viteza II și pinionul vitezei II, reglându-se pinioanele vitezelor II-III (se folosesc, la alegere, două semiinele 2 — care au grosimea de la 2,56 la 2,71 mm, din 0,03 mm în 0,03 mm max — fig. 10 b, care vor fi asigurate cu un inel de menținere 3. Se menționează că este obligatoriu ca cele două semiinele să aibă aceeași grosime). În continuare, după montarea pastilelor de frînare cu resortul corespunzător, se introduc pinionul vitezei III (folosind cleștele P), bușa sincron și ansamblul butuc —

manșon sincron vitezele III-IV (la reglarea jocului axial al butucului sincron se folosesc siguranțele calibrate 4, care au o grosime cuprinsă între 1,42—1,58 mm, din 0,04 în 0,04 mm, pentru a asigura un joc  $J_3 = 0,05$  mm maxim — fig. 10 c). După introducerea pe arbore a siguranței calibrate, se montează, în ordine: resortul cu pastilele de frînare, pinionul și bușa sincron viteza IV, folosind cleștele P, cala de reglaj (de grosime determinată), rulmentul și piulița la cuplul de 23,5 daN.m (pentru aceasta se recomandă a se bloca arborele prin pinionul vitezei I într-o menghină, protejindu-l cu o tablă din metal moale; de asemenea, nu este indicat a folosi manșonul sincron vitezele I-II pentru această operație, în locul pinionului vitezei I).

**Pregătirea ansamblului arbore de comandă și arbore primar** constă din montarea rulmentului cu ace (cu fața inscripționată către arborele de comandă), a arborelui de comandă cu arborele primar, a rulmentului și piuliței de blocare la cuplul de 6,5 daN.m.

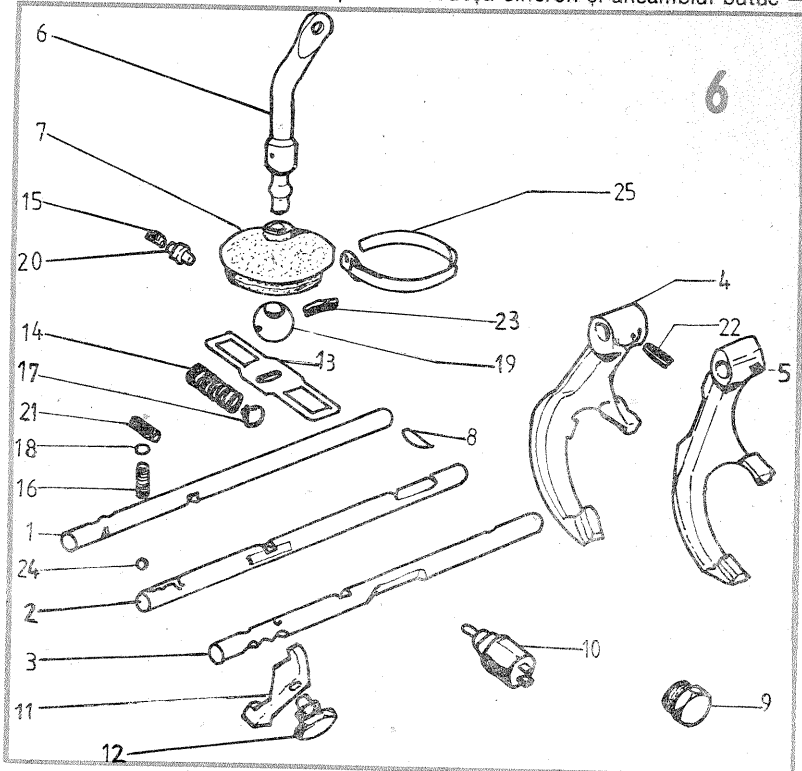
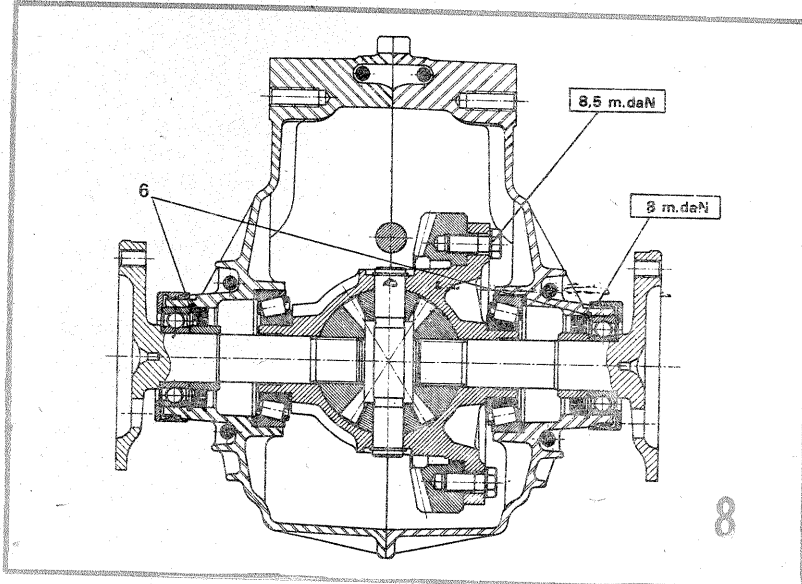
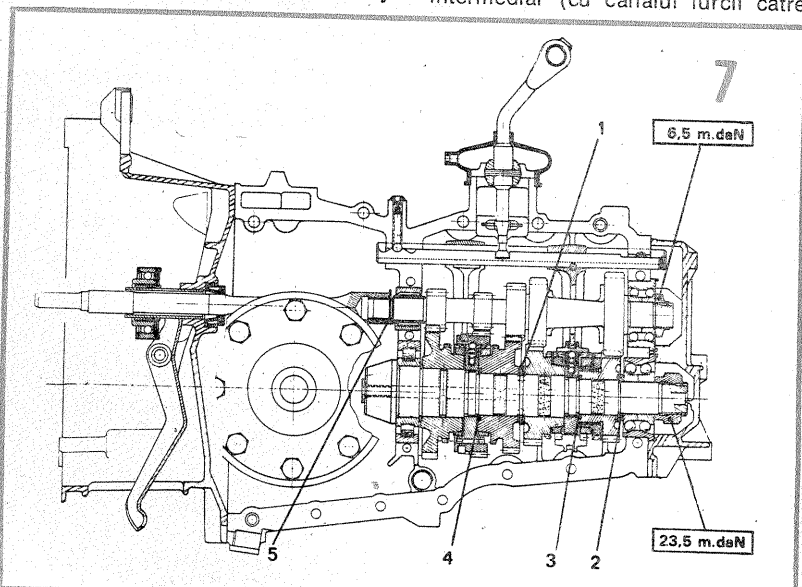
**Pregătirea diferențialului** constă din montarea rulmenților (folosind o țevă Dext x Dint x L = 45x36x40). Caseta diferențialului se echipează complet numai după efectuarea reglajului grupului conic. În continuare, se pregătește furca pentru vitezele III-IV (are o deschidere mai mare față de furca vitezelor I-II) și axul de comandă pentru vitezele III-IV (identificat după țevitura de trecere a penei de zăvorire).

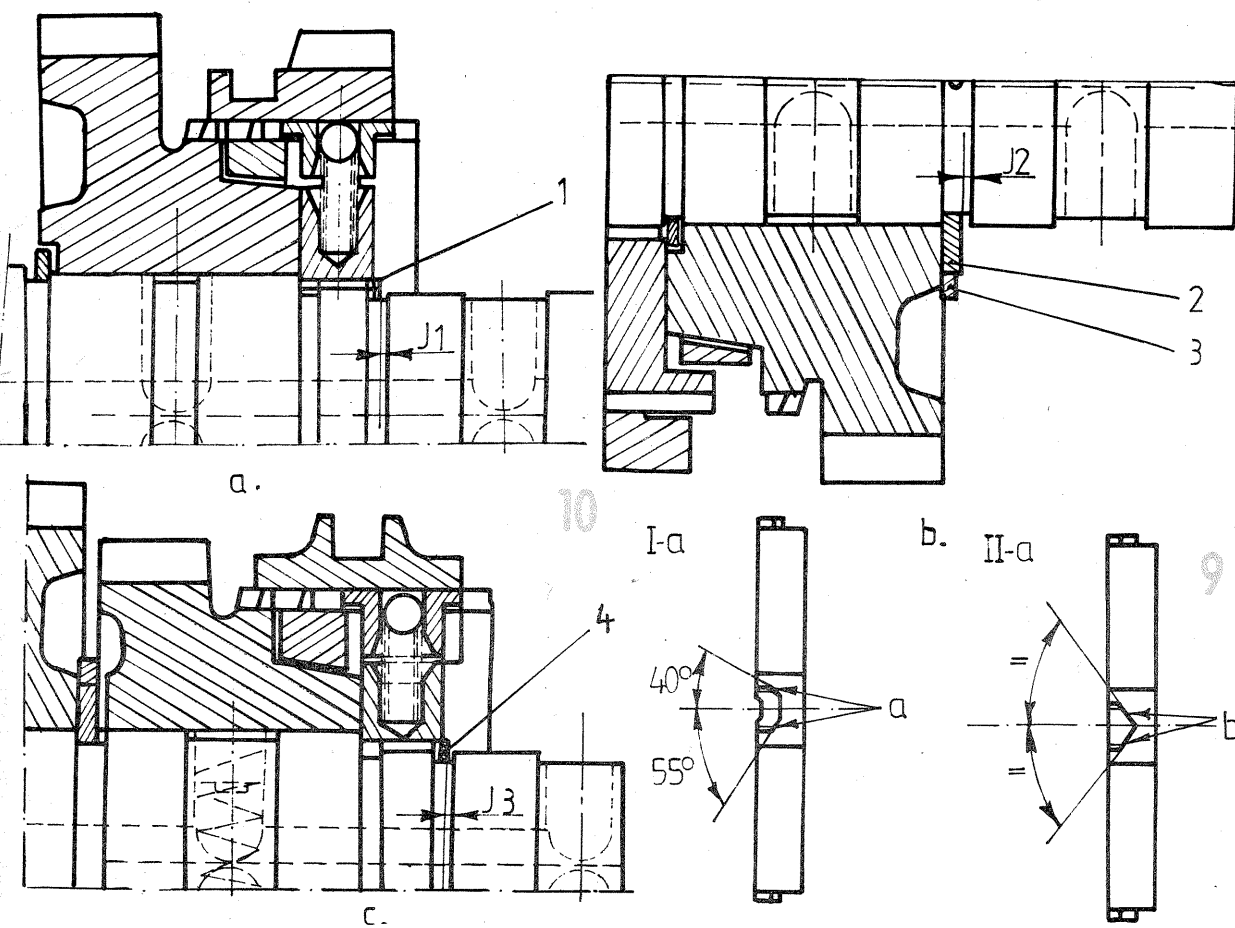
**Pregătirea carterului de ambreiaj.**

După ungerea alezajului din carter și a simeringului pe exterior, acesta se presează cu ajutorul dornului G din trusă (gulerul metalic se orientează obligatoriu către prezoane); prezoanele cu capătul mai scurt se introduc în carterul ambreiajului. Apoi, după verificarea prezenței bușelor de centrare, se introduc bușele antizgomot în capetele resortului, se unge și se introduce axul prin locașul din carter prin resort, furcă și lagare. După poziționarea axului se montează șurubul de fixare cu soluție „Loctite”. În continuare, se sprijină pe bosajele carterului extremitățile resortului, se introduc rulmentul ambreiajului (având locașul uns) și agrafa de blocare a rulmentului pe furcă.

Pregătirea semicarterului dreapta (cîteva precizări, fig. 11: cele 5 bile de blocare 2 sînt identice; resorturile 1 și 5 au aceeași lungime, adică 20 de spire, iar resortul 3 numai 14 spire). După ungerea axului de comandă 4 se pune vaselină pe creștăturile „c” de zăvorire și se introduce axul în lagărul spate cu creștăturile „c” către diferențial. Apoi se introduce furca 6 pentru vitezele I-II pe axul 4, blocîndu-se cu ajutorul unui știft. După ce s-au introdus resortul 1 și bila 2, unse, se comprimă cu o tijă cu diametrul de 5 mm, montîndu-se axul 4 în lagărul față.

**Pregătirea semicarterului stînga** (v. dezachierea semicarterului). După ungerea axului și introducerea lui în lagărul spate, cu creștătura de blocare către diferențial, se montează bușa distanțieră și pinionul intermediar (cu canalul furcii către





diferențial), după care se introduce complet axul, blocându-se cu un știft (un capăt al știftului limitează deplasarea rulmenților cu ace al arborelui primar). În continuare se unge axul de comandă 1 (fig. 12) și se introduce vaselină în creștăturile „a” de zăvorîre, după care se montează axul 1 în lagărul spate, cu creștăturile „a” către diferențial.

Ca la celălalt ax anterior, resortul 2 și bila 3 se ung și se introduce în locașul corespunzător, după care cele două piese se comprimă cu o tijă cu diametrul de 5 mm, permițând astfel montarea axului în lagărul față. În final, după ce se introduce pîrghia 4 de mers înapoi pe un ax care se montează în locașul său, se strînge contactorul lămpilor de mers înapoi la cuplul de 1,3 daN.m.

**Montarea simeringurilor arborilor de ieșire din diferențial.** După înțierea alezajului se montează — prin interiorul semicarterelor — siguranțele (cu ajutorul unei foi de tablă cu lungimea de 150 mm, grosimea de 0,2 mm și lățimea de 60 mm), și simeringurile (cu inscripția către exterior), prin presare — pînă la contactul cu siguranțele — cu ajutorul dornului E din trusa amintită anterior.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

# AVERTIZOR

Ing. D. BELU, ing. V. PODAȘCĂ

Dispozitivul avertizor descris în continuare se caracterizează prin simplitate în execuție și siguranță în exploatare. Realizat practic de autori, el funcționează pe autoturism de peste 5 ani.

Față de alte dispozitive de alarmă, dispozitivul propus are avantajul că îndeplinește simultan următoarele funcțiuni:

a) este cuplabil din interiorul autoturismului, schema comutîndu-se pe starea de veghe, după un interval de 2-3 minute (acest timp este practic necesar posesorului autoturismului să verifice dacă a închis bine ușile sau eventual să mai deschidă o ușă pentru a lua un obiect uitat în autoturism, fără a fi nevoie să deconecteze și să reconecteze dispozitivul);

b) declanșează programul secvențial de avertizare chiar la deschiderea de foarte scurtă durată a uneia

din ușile sau capotele supravegheate, avînd posibilitatea de a memora faptul că starea unuia din elementele supravegheate a fost modificată;

c) emite semnale de avertizare sonoră în salve a căror durată în timp poate fi reglată, în intervalul 30÷60 secunde, pentru a proteja bateria de acumulator;

d) dispozitivul revine automat la poziția de veghe, după derularea unei secvențe de avertizare la o tentativă de deschidere și închidere rapidă a ușilor supravegheate, astfel că, la o nouă încercare, programul de avertizare se reia.

## a) PRINCIPIU DE FUNCȚIONARE

Din schema electrică se constată că dispozitivul este alcătuit, în principal, din trei circuite de întârziere la conectare ce comandă fiecare cîte

un releu. Circuitele au fost notate cu C11, C12, C13, iar releele aferente cu „C1”, „S” și „A”.

Modul de funcționare este următorul:

— la ieșirea din autoturism conducătorul auto cuplează alimentarea prin contactul general „Ic”. În acest fel circuitul C13 este pus sub tensiune. Condensatorul electrolitic de 1000 μF începe să se încarce prin rezistența de 1,3 MΩ și după o perioadă de timp  $T_1$  tensiunea la bornele sale atinge valoarea necesară pentru deschiderea tranzistorului compus realizat cu  $T_5$  și  $T_6$ . Ca urmare releul „A” anclanșează, închide contactul notat cu A, punînd astfel sub tensiune celelalte circuite de întârziere. Se realizează în acest mod starea de „veghe” a dispozitivului.

Practic acest circuit, prin temporizarea realizată, are rolul de a asigura ieșirea din autoturism a conducătorului auto și a pasagerilor fără ca dispozitivul să acționeze claxonul de alarmă. Dacă după ieșirea din autoturism se umblă la portbagaj, contactul „Ipb” se închide, scurtcircuitînd prin rezistența de 100Ω condensatorul și decuplînd astfel alimentarea schemei prin dezexcitarea

releului „A”.

Presupunînd contactul A închis, deci schema alimentată, prin deschiderea unei uși contactul aferent acesteia se închide și releul de memorizare „M” este pus sub tensiune; ca urmare, cele trei contacte ale sale, notate cu M, se închid. Se observă din schemă că unul dintre ele servește la automenținerea alimentării releului „M” chiar dacă ușa autoturismului este închisă imediat. Celelalte două contacte permit punerea sub tensiune a circuitelor C11 și C12.

După un interval de timp  $T_1 = 4 \div 6$  secunde, circuitul C11 permite anclanșarea releului „C1”, care comandă claxonul de alarmă prin intermediul contactului său notat cu C1.

Durata cît claxonul emite semnalul de avertizare sonoră este determinată de circuitul C12. După trecerea unui timp  $T_2 = 45 \div 50$  secunde acest circuit anclanșează releul „S”, care prin deschiderea contactului său S dezexcită releul „M”. Dacă toate ușile supravegheate sînt închise, claxonul își încetează funcționarea, iar dispozitivul trece din nou în starea de veghe. În cazul în care una din uși este deschisă, se reia ciclul de avertizare.

## b) REALIZARE PRACTICĂ

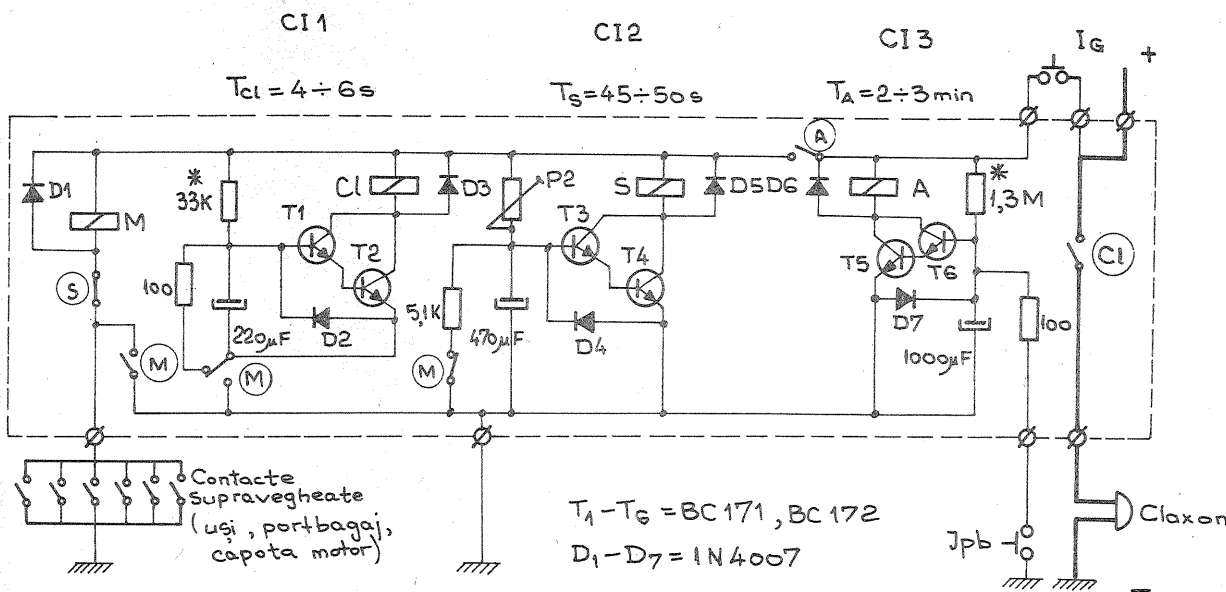
Dispozitivul va fi amplasat într-o cutie care va fi instalată în autoturism într-un loc mai puțin vizibil.

Contactele notate cu „Iusi” sînt cele care există pe autoturism și care asigură aprinderea telefoniei la deschiderea ușilor. Pentru ușile din spate și portbagaj se vor folosi aceleași tipuri de înțierupătoare.

## c) REGLAJE

Perioadele de timp  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  se reglează în limitele dorite înțierupătoare notate cu asterisc și a potențiometrului P2.

Deoarece circuitul C13 rămîne sub tensiune un timp mai îndelungat, se recomandă reglarea valorii curentului care îl străbate astfel încît releul să rămînă sigur anclanșat pentru o valoare cît mai mică a acestuia.



# TV-DX

## ANTENE SPECIALE

Ing. MIHAI FLORESCU

În cele ce urmează vom prezenta construcția unei antene cu acord în  $\lambda$  care permite obținerea unor rezultate foarte bune la un gabarit pe ansamblu mai redus decât antenele compuse.

Pentru început prezentăm în figura 1 o diagramă privind domeniile de variație admise la bornele receptorilor din gama undelor ultracurte, valorile semnalelor fiind indicate atît în unități de tensiune, cît și în unități dB $\mu$ V, folosite curent în literatura străină.

Din diagramă reiese că semnalul minim necesar pentru o recepție stabilă de calitate trebuie să aibă o valoare mai mare de 60 $\mu$ V, dar limitată la 200—500 mV, în funcție de bandă. Notățiile din figură sînt: FMM — recepție UUS monofonică, FMS — recepție UUS stereofonică, iar cifra romană reprezintă numărul benzii TV. Am revenit asupra acestei probleme, dat fiind faptul că unii cititori au remarcat defecțiuni ale imaginilor recepționate cu aparate moderne de antene colective, care se datorau depășirii nivelului maxim la care circuitul CAA mai putea regla nivelul.

Pentru obținerea nivelului minim de recepție trebuie utilizate antene de mare eficacitate. Datorită unor tradiții, antenna LONG YAGI s-a răspîndit, fără a reprezenta în benzile superioare de TV cea mai bună soluție. Antenele cu acord în  $\lambda$  sînt cunoscute o dată cu apariția sistemelor UUS, dar mult timp nu au fost utilizabile, dată fiind situația emisiei la nivelul benzilor I și III, unde lungimile elementelor sînt foarte mari. Pentru benzile superioare acest dezavantaj fiind eliminat, putem recomanda aceste antene datorită performanțelor lor. Un singur element activ de lungime  $\lambda$  (evident, cu fac-

torul de scurtare corespunzător) are un câștig de 2—3 dB față de dipolul clasic, la un unghi de directivitate de 47—50°, cu o bandă de trecere care atinge 30—40% din frecvența de acord.

Toate dimensiunile unei antene care are la bază acest element depind în mod direct de diametrul elementului (pentru care unică secțiune recomandată este rotundă), influența fiind extinsă și asupra performanțelor. În figura 3 este prezentată diagrama de calcul al factorului de scurtare și al impedanței Ro a dipolului în  $\lambda$ , în funcție de raportul dintre lungimea de undă și diametrul elementului, raport notat cu S în figură. Pe baza acestor calcule obținem pentru figura 2 următoarele dimensiuni.

$$L = K \cdot \lambda$$

În L se include și interstițiul dintre cele două secțiuni ale elementului, care are o valoare egală cu cea a diametrului elementului. De asemenea parametrul h are aceeași valoare cu diametrul elementului. Lungimile  $l_r$  se calculează cu formula:

$$l_r = \frac{\lambda - h}{2}$$

adică lungimea totală a reflectorului este egală cu lungimea de undă. Distanța d este de 0,225 ori lungimea de undă, pentru obținerea unei impedanțe a antenei V+R de 1200 $\Omega$ . Valoarea mare a impedanței nu trebuie să fie considerată o problemă, dat fiind faptul că acest tip de antenă nu se utilizează decât foarte rar ca atare (de obicei în structuri complexe, cu legare în paralel).

Pentru clarificare trebuie să explicăm ce se înțelege la o antenă

TV prin lungime de undă. Un canal TV are o lățime de bandă care depinde de standardul de emisie, fiind în mod uzual în benzile superioare lui 8 MHz. Este evident că pentru o funcționare corectă antenna trebuie să fie acordată la mijlocul acestei benzi. În mod eronat, mulți constructori amatori calculează această lungime medie de undă cu o medie aritmetică a capetelor benzii, ceea ce în benzile inferioare nu conduce la o abatere sensibilă față de realitate.

Calculul corect se face cu formula

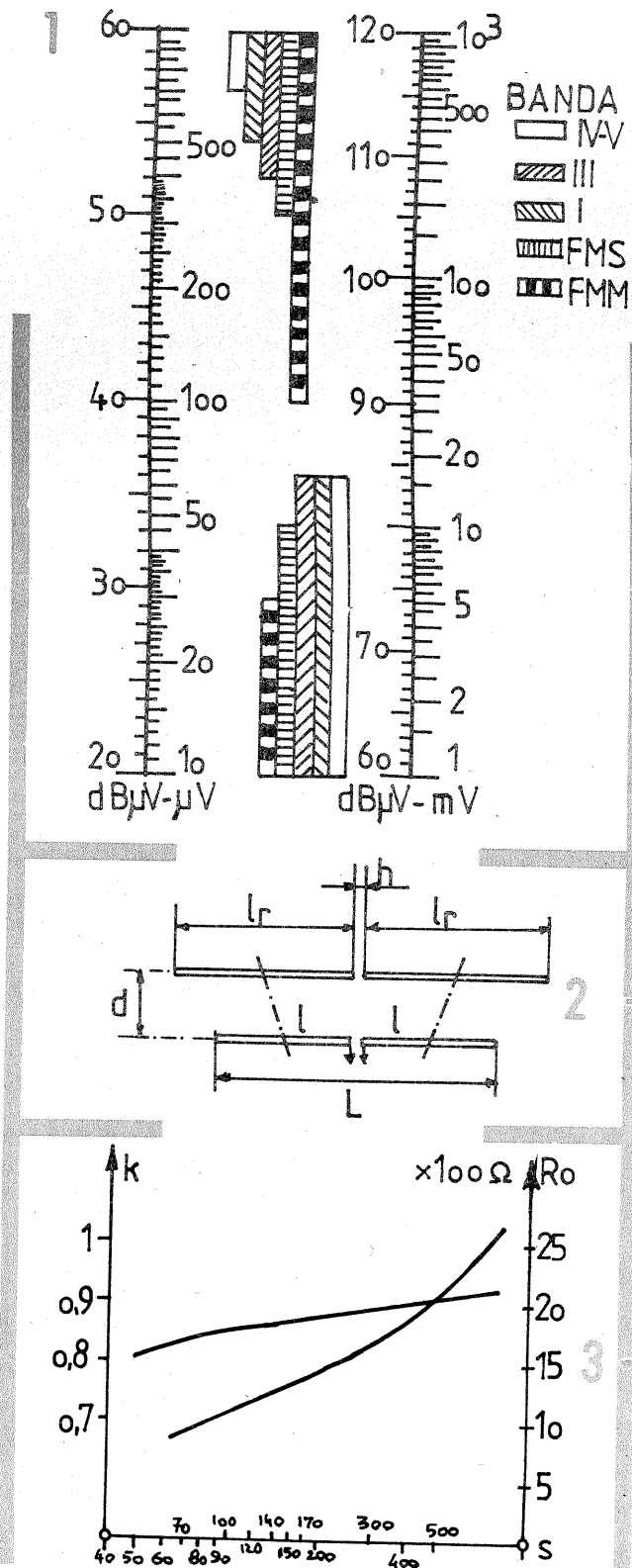
$$\lambda = \frac{300}{\sqrt{f_1 \cdot f_2}}$$

unde f este frecvența imagine și f este frecvența sunet (MHz). Este evident că în cazul antenei acordate în  $\lambda$  frecvența superioară a sunetului se poate alege de la un canal superior, fiind dată banda mare de trecere a antenei, dar nu la o distanță mai mare de trei canale (antena va acoperi un număr mai mare de trei canale, dar cu o reducere a câștigului la capetele domeniului).

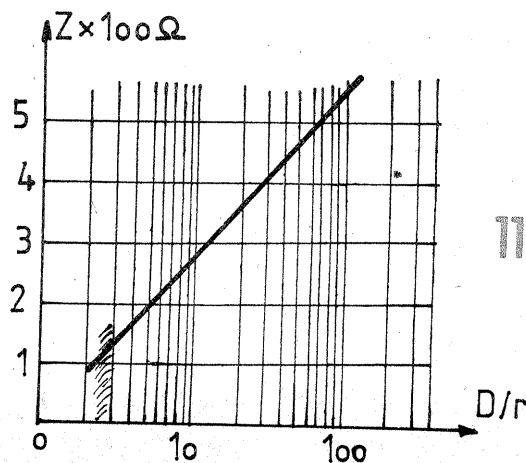
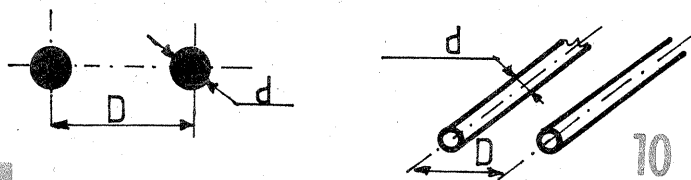
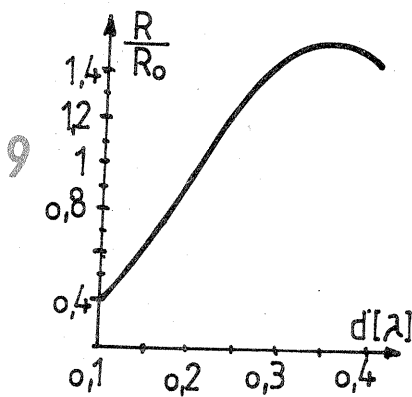
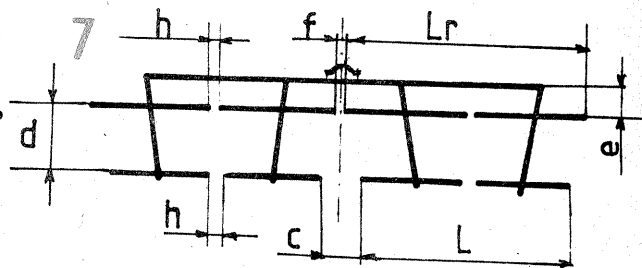
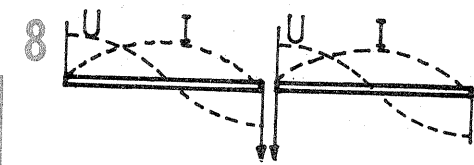
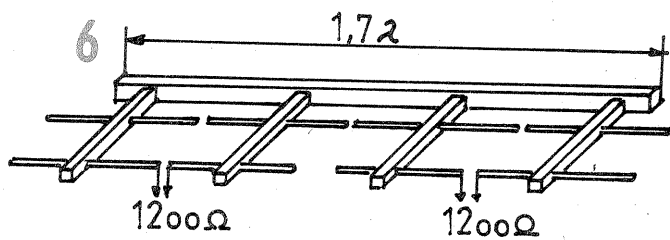
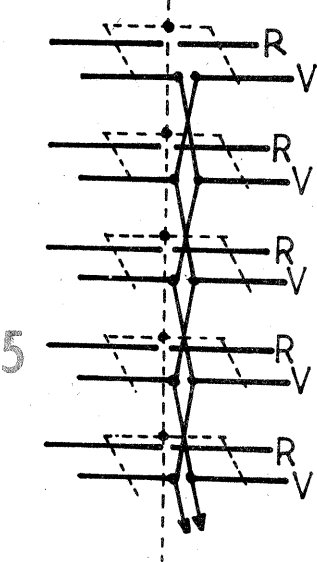
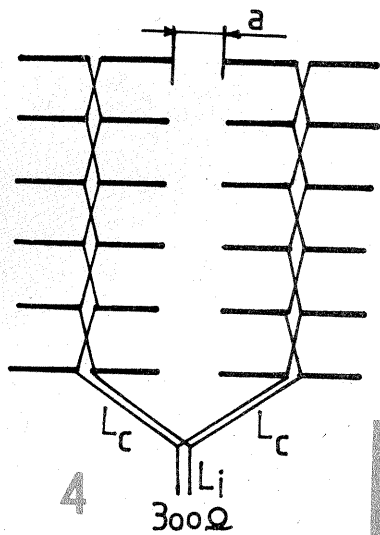
Revenind la schema antenei din figura 2, avem un câștig de 7—8 dB,

cu o directivitate de 37—38°, ceea ce echivalează cu o antenă YAGI cu 5—6 elemente. Dată fiind impedanța mare, este ușor de constatat că prin cuplarea sinfuzată a antenelor se poate obține o impedanță de 240—300 $\Omega$ , legarea fiind făcută la o distanță de jumătate de lungime de undă cu linii simple încrucișate. O schemă de legare este prezentată în figura 4, unde avem două grupe de 6 antene. Fiecare grup prezintă un câștig de 16—17 dB, deci cît o antenă cu 25 de elemente, de tip YAGI. Schema din figura 4 are în total un câștig de 20—21 dB, comparabil cu o antenă grup de 8 etaje cu 9 elemente, față de care simplitatea construcției este evidentă.

Pe fiecare verticală a antenei se obține o impedanță de 200 $\Omega$ , iar pentru un acord corect cu fiderul trebuie să atingem o valoare cît mai apropiată de 75 sau 300 $\Omega$ , pentru a ajunge la situațiile clasice de adaptare. Asupra problemelor de cuplare vom mai reveni, aici menționînd că pentru legarea etajelor liniile au lungimea de  $\lambda/2$ , fiind conectate încrucișat. Ele se realizează din conductor de 3—4 mm diametru, din cupru nelăcuit. Această soluție este de



Canal	Limitele canalului (MHz)	$\lambda$ (mm)	d teoretic (mm)	d = h practic (mm)	Banda B (MHz)	L (mm)	L <sub>r</sub> (mm)	d (mm)	C (mm)
21	470 478	633	5,3	5,0	65,8	554	314	142	82,0
22	478 486	622	5,2	5,0	66,9	544	309	140	81,0
23	486 494	612	5,1	5,0	68,1	536	304	138	79
24	494 502	602	5,02	5,0	69,2	527	299	135	78
25	502 510	593	4,95	5,0	70,3	519	294	133	77
26	510 518	584	4,87	5,0	71,4	511	290	131	76
27	518 526	575	4,79	5,0	72,5	503	285	129	75
28	526 534	566	4,72	5,0	73,6	495	281	127	74
29	534 542	558	4,65	4,5	74,7	488	277	126	73
30	542 550	550	4,58	4,5	75,8	481	273	124	72
31	550 558	542	4,52	4,5	76,9	474	269	122	71
32	558 566	534	4,45	4,5	78,0	467	265	120	70
33	566 574	526	4,38	4,5	79,1	460	261	118	68
34	574 582	519	4,33	4,5	80,2	454	257	117	67
35	582 590	512	4,27	4,0	81,3	448	254	115	67
36	590 598	505	4,21	4,0	82,4	442	251	114	66
37	598 606	498	4,15	4,0	83,5	434	248	112	65
38	606 614	492	4,1	4,0	84,6	431	244	111	64
39	614 622	486	4,05	4,0	85,7	425	241	109	63
40	622 630	479	3,99	4,0	86,8	419	238	108	62
41	630 638	473	3,94	4,0	87,9	414	235	106	61
42	638 646	467	3,89	4,0	89,0	409	232	105	61
43	646 654	462	3,85	4,0	90,1	404	229	104	60
44	654 662	456	3,8	4,0	91,2	399	226	103	59
45	662 670	450	3,75	4,0	92,3	394	223	101	59
46	670 678	445	3,71	4,0	93,4	389	221	100	58
47	678 686	440	3,67	4,0	94,5	385	218	99	57
48	686 694	435	3,63	3,5	95,6	381	216	98	57
49	694 702	430	3,58	3,5	96,7	376	213	97	56
50	702 710	425	3,54	3,5	97,8	372	211	96	55
51	710 718	420	3,5	3,5	98,9	368	208	95	55
52	718 726	416	3,47	3,5	100,0	364	206	94	54
53	726 734	411	3,43	3,5	101,1	360	204	93	53
54	734 742	407	3,39	3,5	102,2	356	202	92	53
55	742 750	402	3,35	3,5	103,3	352	200	91	52
56	750 758	398	3,32	3,5	104,4	348	197	90	52
57	758 766	394	3,28	3,5	105,5	345	195	89	51
58	766 774	390	3,25	3,5	106,6	341	193	88	51
59	774 782	386	3,23	3,0	107,7	338	192	87	50
60	782 790	382	3,18	3,0	108,8	334	190	86	50
61	790 798	378	3,15	3,0	109,9	331	188	85	49



poate vedea în figura 6, cu precizările dimensionale din figura 7, unde:  $e = 80-150$  mm,  $f =$  circa 10 mm și  $c = 0,13\lambda$ . Cadrul construcției se realizează prin sudură, din țevi cu diametre de 10-15 mm, pentru legarea celor două etajuri fiind din țevă de 20-25 mm, iar suportul vertical din țevă de 25-30 mm. Această supra-dimensionare aparentă este necesară pentru o maximă rigidizare a construcției.

Atenționăm aici că schimbarea formei secțiunii elementelor sau a dimensiunilor din calcul conduce nu numai la înrăutățirea performanțelor, dar chiar la nefuncționare. Considerând diagrama tensiunii și curentului în vibrator (figura 8), este evidentă importanța pe care o are perfectă centrare a elementelor conform figurii 7.

O variantă îmbunătățită a acestor construcții este obținută prin înlocuirea reflectoarelor cu un reflector panou, care are o lățime de  $1,2\lambda$  pentru un grupaj vertical, sau dublu pentru o antenă cu două grupe. În figura 9 se prezintă variația impedanței în funcție de distanța între reflectorul panou și vibratoarele, ceea ce indică și o soluție de modificare a acesteia pentru a obține la un grup o impedanță convenabilă.

Reflectorul se poate realiza dintr-o placă de sîrmă cu ochiuri de circa 15-20 mm latură sau din bare de 5-6 mm diametru la o distanță de 60-100 mm între ele pe verticală.

Prin acest panou putem câștiga încă 2-3 dB față de antena cu reflectoare bară. Construcția se poate utiliza și pentru bandă largă.

Pentru construcție prezentăm în tabel parametrii în funcție de canal, cu respectarea notațiilor de mai sus. Parametrii sînt calculați pentru o impedanță de 1 200Ω pe etaj. Banda de trecere se calculează cu formula:

$$B = \frac{d \cdot \sqrt{f_1 \cdot f_2}}{36}$$

Atragem atenția că lățimea foarte mare de bandă și dimensiunile foarte apropiate ale elementelor pentru canale apropiate nu trebuie să conducă la concluzia că toleranțele de execuție pot fi mărite. Influența asupra cuplării și adaptării poate fi atât de mare încît să facă antena inutilizabilă.

Vom face acum o scurtă prezentare a liniilor de adaptare de tip paralel în aer, deosebit de utilizate în domeniul UIF. Referitor la figura 10 avem distanța între conductoarele liniei  $D$  și raza unui conductor  $r = D/2$ , ca dimensiuni caracteristice. Formula care conduce la impedanța liniei este:

$$Z_1 = 276 \lg \frac{D}{d/2}$$

Pentru simplificare, în figura 11 este prezentată diagrama de calcul corespunzînd acestei formule. Se poate constata ușor că în practică nu putem construi o linie cu  $Z$  mai mic de 130Ω (ceea ce corespunde la  $D = 3r$ ).

Revenind la construcția prezentată mai sus, vom determina parametrii liniilor din figură.

**Linia de cuplare a grupelor verticale**

Dacă impedanța acestora este de 200Ω (egală cu cea a grupului), lungimea liniei nu contează, impedanța fiind transferată nemodificată la ieșire. Calculul ne conduce la  $D = 2,7 \cdot d$ ; alegînd pe  $d = 3$  mm, avem  $D = 8$  mm. La ieșire se obține astfel o impedanță de 100Ω, care se poate ridica la 300Ω, cu o linie avînd lungimea de  $0,25\lambda$  și care se calculează ca impedanță cu relația:

$$Z = \sqrt{Z_i \cdot Z_e}$$

unde  $Z_i =$  impedanța de intrare și  $Z_e =$  impedanța de ieșire, în cazul nostru de 173Ω.

Se pune, evident, problema care este nivelul maxim admis de neadaptare de impedanță care să nu reducă sensibil performanțele. Acest lucru se definește prin coeficientul

de neadaptare sau de unde staționare:

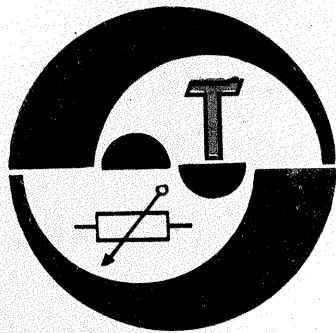
$$m_1 = \frac{Z_a}{Z_c}$$

$$m_2 = \frac{Z_c}{R_r}$$

unde indicii se definesc:  $a$  — antenă,  $c$  — cablu (fider),  $r$  — receptor. Primul caz de neadaptare este mai curent, dată fiind situația reală în care antena se realizează cu toleranțe față de calculul teoretic. Al doilea caz apare numai în situația unei legări eronate. Coeficientul de neadaptare se calculează totdeauna astfel încît să fie supraunitar (în caz contrar fracția se răstoarnă). În practică se poate accepta un nivel de neadaptare  $m_{\max} = 1,5$ .

Astfel, în cazul construcției pentru care am calculat mai sus liniile, se constată că pentru un fider de 75Ω se poate face o cuplare fără linia de sfer de undă, fără ca acest lucru să implice o pierdere mare de semnal util. Depășirea acestui nivel de neadaptare (sau părerea eronată că atunci cînd coeficientul este un număr întreg pierderile nu sînt în măsură să afecteze calitatea imaginii) conduce la generarea de unde staționare, cu efect de transformare a fiderului în antenă, cu multiplicări ale imaginii și tendințe de plasticitate. Cuplarea directă a cablului coaxial la structura de dipol nu este totuși recomandabilă datorită unor nesimetrizări, chiar la impedanțe egale, fiind preferabilă utilizarea buclei de simetrizare clasice.

Atenționăm încă o dată asupra necesității execuției îngrijite cu montaj sudat, cu toleranțe minime. Materialul pentru elemente și linii se poate recupera din conductoare de bobinaj, la care se elimină stratul de email și se lustruiesc ulterior elementele.



# CITITORII RECOMANDĂ

## AVERTIZOR pentru GAZE

TUDOR NICOLAE

Pentru prevenirea unor situații periculoase, când, din diverse motive, robinetele de gaz pot rămâne deschise cu focul stins, propun alăturat un dispozitiv de avertizare optică și acustică.

Schema prezentată se remarcă prin simplitate, robustețe, eficiență și siguranță în exploatare.

Principiul acestui avertizor este bazat pe faptul că, pentru a aprinde arzătorul de la aragaz, butoanele trebuie împinse spre interior și pot ușor închide un circuit electric de joasă tensiune (5 V).

Se face precizarea că sistemul propus este valabil pentru aragazele care au butoanele de deschidere prevăzute cu guler metalic. Acest lucru nu face imposibilă adaptarea sistemului la toate tipurile de aragaze prin echiparea butoanelor acestora cu gulere metalice.

Materialele necesare sînt simple, putînd fi procurate ușor de la magazinele de specialitate, și anume:  
un transformator de sonerie;  
două fasunguri cu becuri de 6,3 V;  
un întrerupător tip FRAM;  
o sonerie;  
un întrerupător de veioză;  
bandă izolatoare;  
conductoare electrice.

Sistemul de contacte este alcătuit dintr-o placă din placaj (fig. 2), lustruită sau vopsită în culoarea adecvată culorii aragazului, fixată de corpul acestuia, sub butoane, cu un sistem de clame (figurile 3 și 4). Pe această placă, urmîrind schema electrică (fig. 1), se montează cu ajutorul unor șuruburi cu cap înecat

M3, sub fiecare buton, de o parte și de alta a axului său de simetrie, două lamele de contact (pot fi lamele de contact de la baterii de 4,5 V uzate), ca în figura 4.

Legăturile electrice vor fi executate în paralel.

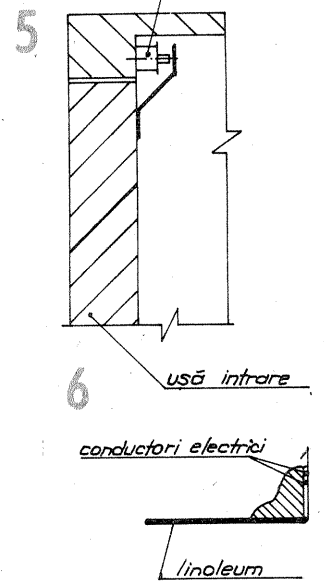
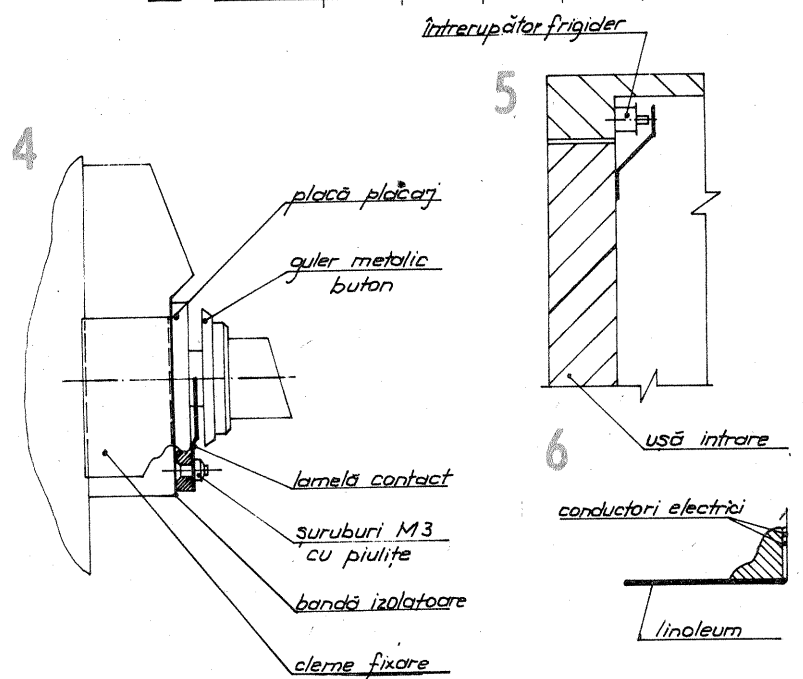
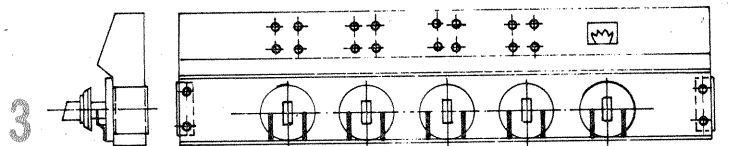
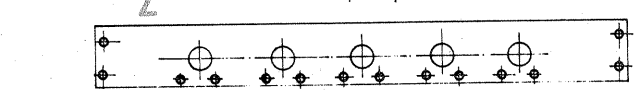
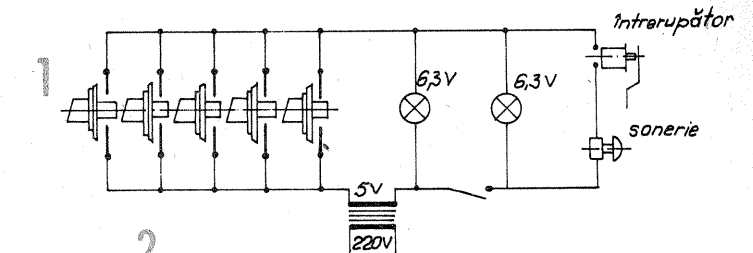
Înainte de montarea plăcii cu contactoare la aragaz, se vor aplica pe spatele plăcii fișii de bandă izolatoare, alăturate, pînă la acoperirea întregii ei lățimi.

Becul de semnalizare, montat în fasungul respectiv, se va instala de preferință în dormitor, deoarece înainte de culcare se poate sesiza prezența semnalizării optice.

Pentru o mai ușoară observare, becul poate fi colorat în roșu.

Sistemul de semnalizare acustică va fi montat pe tocul de la ușa de la intrare în apartament. El constă în montarea unui întrerupător tip FRAM deasupra ușii și a unei sonerii (fig. 5). În momentul deschiderii ușii, întrerupătorul va închide circuitul, declanșînd soneria de alarmă. Pentru situațiile când sîntem nevoiți a întrerupe o perioadă dorită circuitul de avertizare sonoră, se montează întrerupătorul electric tip veioză, la ușa de intrare, cît mai la îndemînă, iar pentru evitarea situațiilor cînd această întrerupere este uitată, este prevăzută un bec de semnalizare, montat în apropierea întrerupătorului.

Conductoarele electrice de legătură pot fi montate, pentru estetică, în spațiul dintre pervazul ce delimitază suprafața camerelor, deasupra linoleumului (fig. 6).



Alimentarea se face prin intermediul unui transformator de sonerie, la o tensiune de 5 V.

Șiștele expuse nu au cote, deoarece este prezentată schema de principiu; dimensiunile de construcție sînt cerute de tipul de aragaz existent în fiecare cămin.

## UNEALTĂ DE DEZLIPIT

Ing. ION PRISĂCARIU,

dr. ing. ȘERBAN BIRCĂ-GĂLĂȚEANU

Forța electromagnetică  $F$  este perpendiculară pe cîmpul magnetic  $H$  și pe curentul  $I$ . Dacă se îndoaie

ansa unui pistol de lipit așa cum se arată în figură (cu două frîngerii) și se atinge placa de cablaj cu „sania”

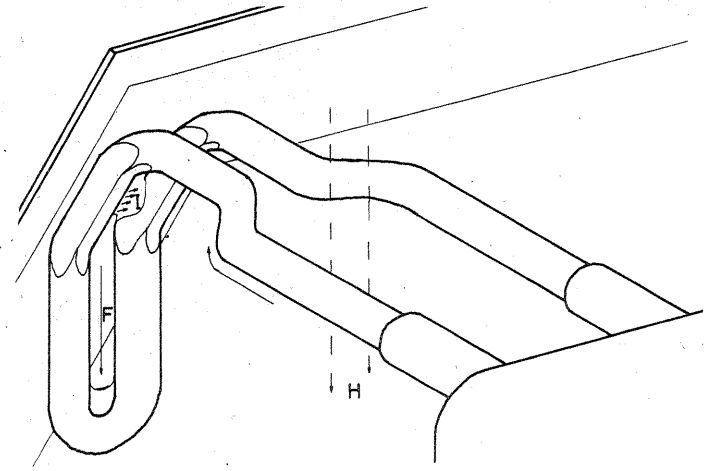
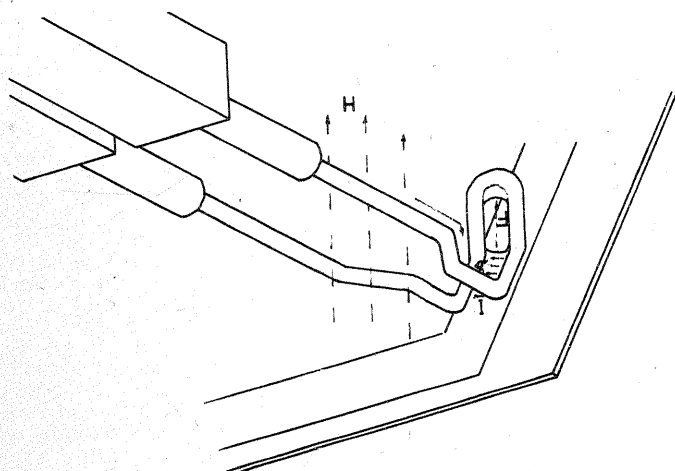
formată, curentul  $I$  se închide prin aliajul de lipit pe care dorim să-l înălțurăm. Aliajul topit este împins de forța  $F$  spre vârful ansei, de unde picură pe masa de lucru sau pe pantalonii operatorului neatent.

Pentru ca unealta să fie eficientă, contactul electric între ansă și aliajul de lipit trebuie să fie cît mai bun; de aceea sîrma ansei trebuie aplătiată prin lipire ușoară și cositorită

bine pe fața dinspre cablaj și pe fețele dinspre interior.

Tensiunea aplicată ansei este sub 1 V, deci nu poate fi dăunătoare nici pentru cele mai sensibile componente. Dezlipirea are loc foarte repede, așa încît componentele nu sînt supraîncălzite.

Înainte de a respinge această idee ca neînsemnată sau neserioasă, încercați-o!



# UTILIZAREA ARBORILOR CA ANTENE

## CIRCUITE LOGICE

(URMARE DIN PAG. 11)

de cca 5 Hz, iar din monostabil se stabilește un timp de cca 2,5 secunde.

În figura 10 se prezintă schema unui temporizator ce acționează în final un releu cu ale cărui contacte se pot îndeplini una sau mai multe funcțiuni dorite. Se pornește de la schema monostabilului-triger comandat pe intrarea 6. În scopul evitării comenzilor false care ar declanșa monostabilul la momente ne-

dorite, impulsul de comandă este format la început. Cu circuitul MMC4011, care este un cvadruplu NAND a câte două intrări, se construiește prima dată un bistabil „latch-RS” (porțile C și D). Și pentru că acest tip de bistabil se comandă cu un comutator cu două poziții (una pentru nivelul „0”, iar alta pentru nivelul „1”), lucru ce poate fi incomod în mai multe cazuri, s-a făcut trecerea la un simplu PUSH-BUTTON folosind celelalte două porți din capsulă, A, respectiv B. La

MMC4011 avem  $V_{SS}$  pe pinul 7, iar  $V_{DD}$  pe pinul 14. Modul de conectare din schemă asigură această trecere. Tot în scopul imunizării la parazii s-au folosit la intrare tranzistorul  $T_1$  și condensatorul  $C_C$  paralel pe PUSH. Sistemul  $C_D, R_D$  constituie un circuit de derivare în scopul unicizării comenzii de trigerare a monostabilului. Grupul  $C_P, R_P$  cu acces la pinul 9, face resetarea monostabilului la conectarea alimentării așa fel încît în acest moment să nu se inițieze un ciclu de temporizare. Pe pinii 1, 2, 3 avem componentele de temporizare.  $C_T$  trebuie să fie cu curenți de fugă cît mai mici. R este indicat a fi helitrim pentru precizie bună.

Din pinul 11 al lui MMC4047 se ia semnalul de comandă pentru tranzistoarele finale ce atacă releul. LED-ul din colectorul lui  $T_3$  stă

TABELUL 2: Astabil (ieșire pin 10 Q)  
 $V_{DD} = 9V$

R (k $\Omega$ )	0,1	0,1	1	1	23,7	23,7	23,7	23,7	23,7	27,4	27,4	27,4	27,4	27,4	27,4
C	10 pF	1 nF	1 nF	5,6 nF	1 nF	5,6 nF	22 $\mu$ F	100 $\mu$ F	33 nF	15 pF	30 pF	62 pF	82 pF	100 pF	130 pF
f (kHz)	1 260	163,7	115	27,4	9	0,166	0,004	0,0058	0,188	328	194	112	109	75	55
R (k $\Omega$ )	27,4	27,4	27,4	27,4	130	470									
C	145 pF	1 nF	2 nF	3 nF	100 pF	100 pF									
f (kHz)	52	7,6	3,89	2,5	34	4,8									

Transportul și instalarea unei antene pentru unde lungi, medii și scurte sînt operații relativ dificile și neplăcute, consumatoare de timp și nejustificate atunci cînd ne aflăm în imediata apropiere a unor copaci sau chiar într-o pădure. Într-adevăr, încă din 1904, experimentările au demonstrat posibilitatea utilizării arborilor ca antene baston, concluziile acestui studiu fiind sintetizate elocvent prin afirmația: „...suprafața Pămîntului este acoperită în mod generos cu antene eficiente pe care nu ne rămîne decît să le utilizăm pentru comunicații”.

Singura problemă care trebuie rezolvată pentru ca un arbore (viu și suficient de înalt, cu trunchiul pînă la coroană cît mai lung) să funcționeze ca antenă este cuplajul electromagnetic cu radioreceptorul/radiomemitorul folosit, ținînd cont de impedanța echivalentă a arborelui. Măsurătorile experimentale au demonstrat că impedanța arborelui are valori între aproximativ 1  $\Omega$  și 10  $\Omega$ , necesitînd în general un adaptor de impedanță.

Cuplajul se poate realiza printr-un transformator avînd ca secundar monospiră arborele, iar ca primar o înfășurare toroidală realizată dintr-un fir flexibil spiralat, dispus ca în figură. Bobinajul primar se poate realiza (pentru frecvențe între 400 kHz și 4 MHz) dintr-un fir de cca 8—10 m lungime, cu spirala avînd diametrul de cca 20 cm.

Pentru a obține rezultate bune este necesar ca pe cca 1 m distanță în jurul arborelui vegetația să fie îndepărtată.

Înfășurarea primară se montează la cca 1 m—1,5 m de sol. O funcționare optimă se obține în cazul unei umidități mari a solului.

Caracteristica este în principiu omnidirecțională, dar în funcție de arborii din vecinătate se pot obține și caracteristici cu directivitate pronunțată.

Adaptarea de impedanță se face experimental, printr-un adaptor variabil (condensator variabil).

După cum se citează în literatură, folosind arborii ca antene se pot obține îmbunătățiri ale recepției de pînă la 20 dB față de antena baston.

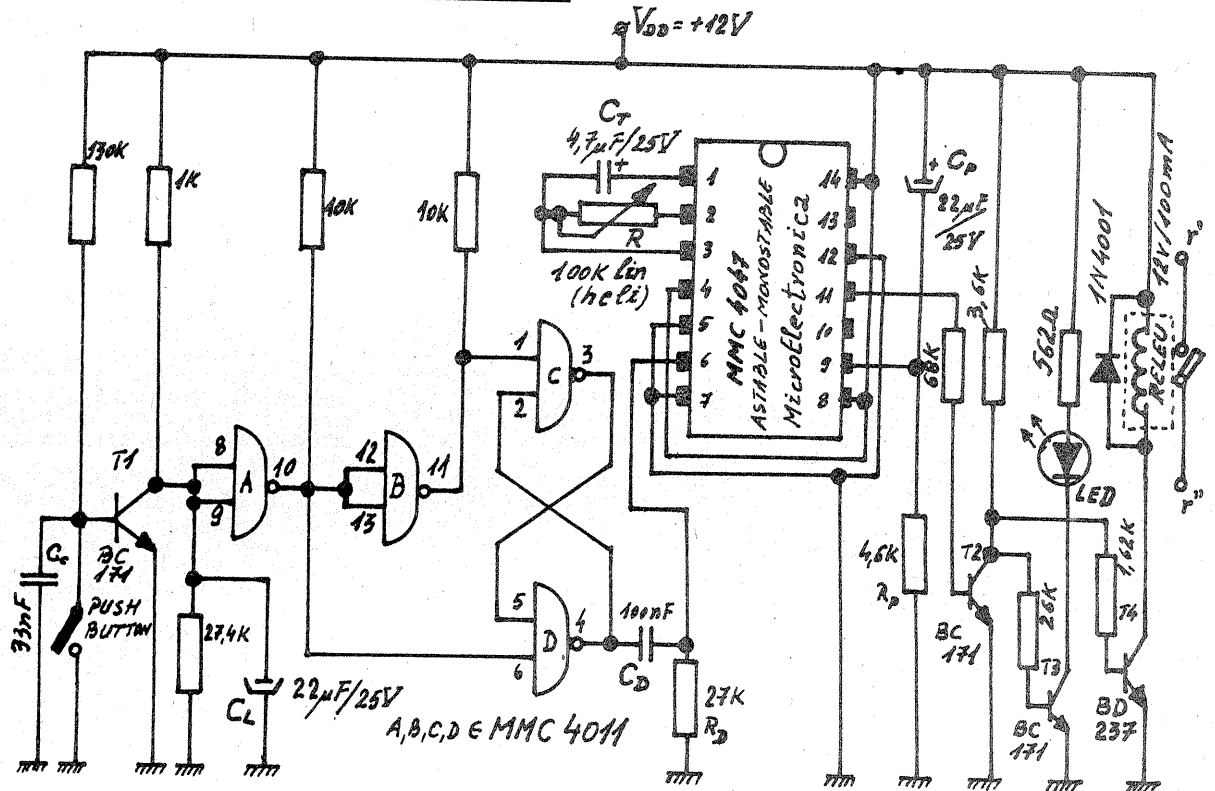


fig. 10 Temporizator cu MMC 4047.

Toate rezistențele de 0,25W.

TABELUL 3: Monostabil (ieșire pin 10=Q)  
 $V_{DD} = 9V$

R (k $\Omega$ )	0,1	0,1	1	23,7	27,4	130	130
C	180 pF	1 nF	1 nF	1 nF	22 $\mu$ F	1 nF	22 $\mu$ F
$T_{impuls}$	1,37 $\mu$ s	3,6 $\mu$ s	5,1 $\mu$ s	0,54 ms	1,8 s	2,8 ms	9 s

apriș cît timp are loc temporizarea. Dioda paralel cu bobina releului are rolul de a proteja tranzistorul  $T_1$  la tensiunile de autoinducție ce apar la conectări și deconectări în timpul temporizării. Dacă se dorește a se folosi montajul într-o aplicație de temporizare repetitivă cu viteză de lucru ridicată (apăsarea PUSH-ului la intervale mici de timp în cicluri lungi), atunci prezența condensatorului  $C_C$  din intrările 8 și 9 ale lui MMC4011 poartă A este absolut necesară. Fără el apar niște impulsuri de foarte mică durată (de ordinul a câtorva microsecunde) care dau cîte o declanșare aleatorie a monostabilului, lucru care poate deveni dacă nu compromițător, cel puțin deranjant în unele aplicații de acuratețe.

Temporizarea depinde de grupul  $C_T$  și R. În cazul nostru avem minimum 4 ms și maximum 2 s. Montajul poate căpăta diverse utilizări, dintre care aș aminti numai temporizarea foto, automat de lumină pe scară, ștergător temporizat de parbriz etc.

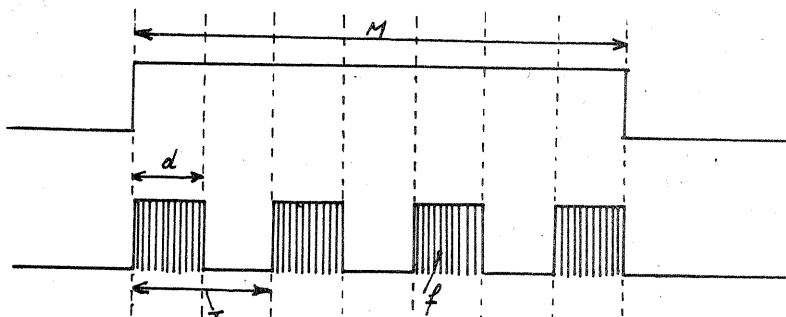
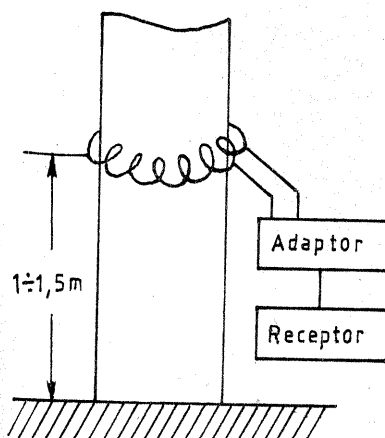
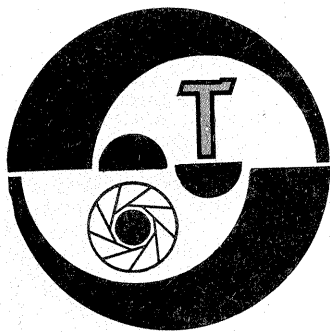


fig. 11 Principiu „Bip-Bip”.





## CONDIȚIONAREA REZULTATELOR FOLOSIND ANALIZORUL DE CULOARE

Ing. VASILE CĂLINESCU

Deși într-o mai mică măsură, folosirea analizorului de culoare începe să aibă răspundere în rîndul fotografiilor amatori. Aparent paradoxal, deseori rezultatele ireproșabile așteptate nu devin reale. Excluzînd posibilitatea ca analizorul color să fie defect (lucru de altfel verificabil relativ ușor), erorile trebuie căutate în modul de utilizare. Spunînd acest lucru, nu ne referim, în primul rînd cel puțin, la o greșită manipulare a aparatului, ci la neasigurarea unor condiții generale de lucru care să creeze cadrul corect pentru obținerea unor bune rezultate. Ne-am propus de aceea, în cadrul acestui articol, să prezentăm cititorului avizat o serie de reguli a căror respectare este esențială. În acest fel răspundem și acelor cititori care ne-au cerut sfatul prin intermediul redacției.

Analizorul color este un aparat comparativ. De aceea incorecția lui programare duce inevitabil la rezultate sub așteptări. Programarea corectă comportă doi factori esențiali: — utilizarea unei imagini de referință corect alese și executate; — introducerea datelor de referință (conform instrucțiunilor proprii fiecărui tip de analizor de culoare) cu maximă acuratețe.

Obținerea celorlalte mărimi color este condiționată de asemenea de o serie de factori, doi fiind de asemenea esențiali:

- menținerea constantă a parametrilor de lucru în raport cu imaginea de referință;
- acuratețea manipulării analizorului și menținerea neschimbată a programării.

Vom reda în continuare regulile de care se vorbea mai sus, luînd ca fir conducător principal mersul firesc de lucru cu analizorul de culoare.

### 1. OBTINEREA IMAGINII DE REFERINȚĂ (negativ test)

Alegerea și realizarea imaginii de referință trebuie făcute în mod judicios. Ca regulă se realizează o fotografie după o fotografie test conținînd o scală de control color și o scară de griuri alăturată unui portret pentru redarea culorilor pielii. Asemenea fotografii se furnizează de firmele producătoare de analizoare color sub forma unui poster.

Se pot fotografia de asemenea scale originale, scala Kodak de exemplu, dar avînd în vedere ponderea mare a prezenței umane în fotografiile noastre este bine ca în imaginea de referință să se cuprindă și culoarea pielii.

Fotografierea se va face pe cît posibil la lumină difuză (vreme cu cer ușor acoperit) de zi. La încadrare se

va urmări ca originalul să fie cuprins pînă în marginile clișeului pentru a exclude influența altor elemente fotografabile.

Expunerea va fi precis determinată și realizată, ca de altfel și punerea la punct. Materialul fotosensibil negativ va fi cel pe care îl folosiți curent.

În cazul că în practica dv. folosiți preponderent lumina artificială, realizați și cite un negativ test în condițiile de iluminare respective (lampă fulger, bec cu halogeni, arc electric etc.).

În practică se poate prelua ca negativ de referință un negativ care să conțină cît mai multe culori diferite, dar în nici un caz o culoare predominantă. De exemplu, se poate fotografia un grup pe stradă. Fotografierea se face în condiții de lumină echilibrată.

În cazul realizării de reproduceri, cînd fidelitatea redării culorilor este determinantă, se pot realiza scale speciale, alcătuite din cîmpuri gri și cîmpuri colorate uniform distribuite. Fotografierea se face în condiții similare de iluminare cu cele utilizabile ulterior.

Imaginea de referință nu va conține reflexii ale altor suprafețe sau reflexii provenite din modul de iluminare.

În cazuri speciale, cînd redarea fidelă a unei culori este preponderantă, se poate lua ca imagine de referință un subiect conținînd culoarea respectivă sau colorat exclusiv în această culoare.

Aceste ultime situații sînt apanajul unor fotografi cu experiență și de aceea prezintă doar un interes informativ pentru amatori.

Recapitulînd, vom reține că imaginea de referință (imaginea test) se caracterizează prin:

- lipsa unei culori predominante;
- expunere și claritate corect determinate și realizate;
- iluminare difuză și echilibrată;
- realizare pe un același tip de material fotosensibil negativ ca acela folosit curent sau identic cu cel de pe care vom executa măririle color.

### 2. OBTINEREA FOTOGRAFIEI DE REFERINȚĂ

Fotografia de referință care se face după negativul test se realizează în baza regulilor de filtrare cunoscute, fără ajutorul analizorului, cu o deosebită acuratețe.

Raportul de mărire va fi corespunzător unui format de 18 x 24 cm. Pentru economie, probele se pot face pe bucăți mai mici de hîrtie, corespunzător zonelor de gri din imagine.

Dacă în mod curent lucrați doar la un format anume, se recomandă să se facă fotografia de referință la formatul respectiv. Fotografia de referință de 18 x 24 cm corespunde unor lucrări între 13 x 18 cm și 30 x 40 cm. Atenție, aceste valori corespund raporturilor de mărire respective și nu formatului efectiv al fotografiei finale care poate rezulta prin încadrare dintr-o imagine proiectată mult mai mare.

Fotografia de referință se va lucra extrem de îngrijit pentru a se obține o redare fidelă a culorilor. Dacă însă din cauza particularităților materialului fotosensibil pozitiv color nu este realizabilă redarea absolut fidelă a culorilor originale, se va urmări ca imaginea rezultată să nu fie afectată de dominante și tonurile singulare de gri să fie corect redată.

Timpul de expunere utilizat trebuie să fie între 10 și 20 s. În caz contrar se va modifica diafragma aparatului de mărit și, după caz, se va folosi un bec de altă putere în aparatul de mărit.

Filtrajul de corecție utilizat se notează. Folosirea unui cap color permite o mai mare precizie în determinarea filtrajului de corecție al fotografiei de referință, ca de altminteri în general.

Recapitulînd, se reține că fotografia de referință va trebui să redea fidel culorile originale, în orice caz griurile, și să fie complet lipsită de dominantă.

### 3. PROBLEME LEGATE DE PROGRAMARE

O dată cu proiectarea negativului test în vederea programării, se au în vedere și următoarele:

- prin mascare (cu măști fixe sau mobile, cînd aparatul de mărit este astfel prevăzut) se va urmări ca imaginea proiectată să nu conțină proiecția marginilor sau interspațiilor dintre clișee;
- difuzorul va fi adus cît mai aproape de obiectiv, indiferent de modul de fixare;
- sonda de măsurare va fi cu maximă precizie poziționată. În acest sens, sondele simple neorientabile se vor pune în zona centrală de maximă luminozitate, iar cele orientabile se vor orienta corespunzător. Poziționarea se va face în conformitate cu instrucțiunile fiecărui analizor. Sonda, o dată poziționată, nu se mai mișcă pînă la sfîrșitul operației de programare. De precizia poziționării depind rezultatele măsurătorii pentru cele mai multe tipuri de analizoare color;
- în laborator se vor stinge orice alte surse de lumină în timpul programării, inclusiv lanterna de laborator;
- efectuați procedura de programare cu mare grijă, conform instrucțiunilor analizorului;
- repetați procedura de lucru cu titlu de verificare, efectuînd eventuale mici corecții;
- asigurați-vă că după programare butoanele potențiometrice corespunzătoare celor trei filtraje (galben, purpuriu, azuriu) nu au mai fost atinse.

### 4. PROBLEME LEGATE DE DETERMINAREA CORECȚIEI. PENTRU NOILE NEGATIVE

Aplicîndu-se instrucțiunile analizorului, care se cer cu grijă și acuratețe respectate, se va urmări ca: — să nu se proiecteze părți marginale neexpuse de pe clișeu, impunîndu-se o mascare corectă a negativului;

- sonda de măsurare să fie corect poziționată;
- să nu se atingă accidental butoanele programatoare;

- lucrînd cu filtre individuale, este posibil ca indicația analizorului să nu poată fi adusă uneori exact pe zero; se va căuta poziția cea mai apropiată;

- să se repete procedura de măsurare pentru a avea certitudinea unei corecte determinări;

- pentru simplitate și rapiditate, cînd se folosesc filtre individuale, corecția se determină punînd filtrele pe sondă (unele sonde sînt prevăzute cu suport pentru filtre, de exemplu PCA-061), după care pachetul din filtrele determinate se introduce în sertarul aparatului de mărit.

Dacă negativul conține, datorită subiectului fotografat, o culoare predominantă, analizorul o va interpreta ca pe o debalansare de culoare (dominantă), ceea ce va duce la determinarea unui filtraj de corecție fals.

În acest caz se poate încerca o compensare prin transferul punctului de referință al acului indicator de la zero la cîteva diviziuni mai înainte, în funcție de densitatea culorii predominante din negativ.

Determinarea corecției pentru clișeele realizate în aceleași condiții de iluminare este facilitată dacă:

- în imagine există suprafețe gri. Acest lucru este important în cazul analizei punctuale sau punctual-integrale;

- se realizează un clișeu special prin efectuarea unei fotografii în direcția sursei de lumină prin intermediul unui ecran translucid (semisferic) care se așază pe obiectivul aparatului fotografic. Realizarea acestui clișeu se face conform instrucțiunilor date de producătorul analizorului care furnizează și ecranul translucid. Corecția se determină pe clișeu astfel obținut.

### 5. ASPECTE GENERALE

Obținerea unor bune rezultate folosindu-se analizorul de culoare este dependentă și de următoarele elemente:

- stabilitatea tensiunii rețelei electrice. Analizoarele color dispun de stabilizatoare de tensiune încorporate, dar prin modificarea componentei spectrale a luminii emise de becul aparatului de mărit măsurătorile pot fi „falsificate”. De aceea se recomandă alimentarea aparatului de mărit prin intermediul unui stabilizator de tensiune;

- timpii de expunere ai hîrtiei fotografice color nu trebuie să depășească 30 de secunde. Timpii de expunere mai lungi pot duce la deformări de culoare datorită unor proprietăți deosebite ale hîrtiei color sau unor fenomene specifice (efectul Schwarzschild, de exemplu);

- negativele după care se fac măririle trebuie să fie corect expuse. Analizorul de culoare nu asigură rezultate bune pentru negativele greșit expuse, în special în cazul subexpunerilor;

- asigurați o cît mai mare constanță în activitatea dv. fotografică, respectiv folosiți pe cît posibil aceeași mărți de filme și hîrtie și aceleași procese de dezvoltare;

- schimbînd hîrtia color cu o alta avînd alt număr de bază, se impune realizarea unei noi fotografii de referință și a unei alte programări a analizorului;

- reprogramarea analizorului color (respectiv efectuarea unei noi fotografii de referință) se impune și în cazul modificării altor parametri specifici dezvoltării (rețetar, temperatură etc.);

- analizați probele numai la lumină naturală sau lumină artificială echivalentă (de exemplu tuburi fluorescente tip Philips TL 47 sau Os-

# FILMUL ȘI TEMPERATURA DE CULOARE A LUMINII

Fotografatul amator, practicant al fotografiei ocazionale, este de regulă nefamiliarizat cu unele caracteristici speciale ale filmelor, îndeosebi ale celor color.

Filmele alb-negru de uz curent sînt de tip pancromat, cu caracteristici spectrale asemănătoare sensibilității spectrale a ochiului uman. Spunem asemănătoare și nu identic, deoarece ele prezintă abateri, unele chiar mari, comparativ cu ochiul, abateri care nu împiedică obținerea unor fotografii corespunzătoare. Astfel unele filme de sensibilitate ridicată (ORWO NP27, de exemplu) au o sensibilitate relativă mărită pentru radiațiile din zona roșului.

Indiferent însă de aceste aspecte de corespondență spectrală a sensibilității, filmele alb-negru pot fi utilizate atît la o lumină bine definită din punct de vedere spectral. Definierea luminii prin prisma compoziției spectrale se face grație temperaturii de culoare. Reamintim că prin temperatura de culoare a unei surse luminoase se înțelege temperatura unui corp negru care emite radiații similare. Nu insistăm asupra aspectelor de ordin strict fizic implicate de scurta definiție dată anterior, important pentru fo-

tograf fiind acordul între pelicula folosită și temperatura de culoare corespunzătoare diverselor surse de lumină.

Temperatura de culoare se exprimă în unități kelvin (K) sau în valori mired, respectiv multiplul decamired. Mired este inversul valorii în kelvin și se calculează ca fiind  $1000000/K$ .

Astfel, luminii de zi care are 5500 K îi corespunde o valoare de  $1000000/5500 = 182$  mired, respectiv 18,2 decamired.

Tabelele conținînd temperaturile de culoare ale diverselor surse există în literatura de specialitate. De reținut însă pentru practică sînt următoarele valori:

- 5500 K — lumina de zi (valoare medie);
- 5300...6000 K — lumina de blitz electronic;
- 3200 K — lumina becurilor nitraphot;
- 3400 K — lumina becurilor cu halogeni;
- 2600...2800 K — lumina becurilor cu incandescență.

Tuburile fluorescente pot avea temperatura de culoare cuprinsă într-o plajă largă, în funcție de unele particularități constructive. În general tipul „Daylight” corespunde luminii de zi, așa cum indică și numele. În practică sînt rare însă cazurile cînd se fotografiază la lumina tuburilor fluorescente. Fotografiera noaptea a reclamelor luminoase și a vitrinelor luminate cu tuburi fluorescente se face de regulă pe filme destinate luminii de zi.

Revenind la filmele color, ele se clasifică în două mari grupe:

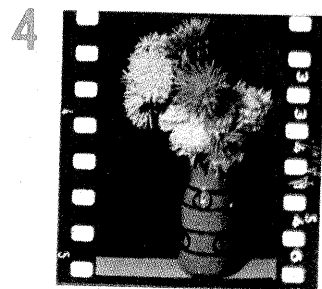
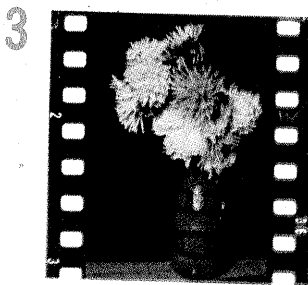
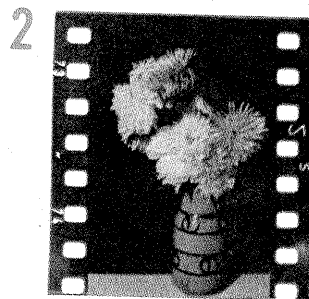
— filme pentru lumină de zi;  
— filme pentru lumină artificială. Blitzul electronic (deși este sursă artificială) cere folosirea peliculelor pentru lumină de zi.

Există și un număr restrîns de filme color negative (ORWOCOLOR NC 19, de exemplu) echilibrate la o valoare medie de cca 4200 K, care pot fi folosite în orice condiții de iluminare. În procesul de obținere a pozitivelor, dominante rezultate din diferența dintre temperatura de culoare a sursei și temperatura de echilibru a peliculei

se corectează.

În cazul filmelor diapozitiv color nu există posibilitatea de corecție a imaginii în procesul de laborator, astfel încît acestea trebuie folosite numai în condițiile de iluminare nominale. Abaterile sînt posibile dacă se folosesc la fotografiere filtre de conversie adecvate. Folosirea necorespunzătoare a filtrelor de conversie duce la apariția unor dominante puternice, necorectabile în principiu.

Fotografiile alăturate ilustrează cele spuse.



- 1 — subiectul fotografiat corect;
- 2 — fotografiere pe film pentru lumină de zi cu lămpi nitraphot; rezultă o dominantă portocalie-roșie;
- 3 — fotografiere pe film pentru lumină artificială la lumina zilei; rezultă o dominantă albastră;
- 4 — fotografiere pe film pentru lumină de zi cu lămpi halogen folosind un filtru de conversie adecvat.

ram Osr 19, care au temperatura de culoare de 5000 K) în stare uscată; — nu folosiți materiale fotosensibile expirate și soluții care au mai fost utilizate.

## FILMUL ORWO MA 8

CONSTANTIN ALEXANDRESCU

Pentru reproducerea desenelor liniare și în general a tipăriturilor, ORWO produce filmul pentru reproducere MA 8.

Granulația extrem de fină și puterea de rezoluție ridicată a peliculei MA 8 permit înregistrarea bună pe format normal 24x36 mm de imagini după originale pînă la formatul AO (841x1189 mm), desigur respectîndu-se un proces de fotografiere și dezvoltare corect.

Redarea semitonurilor asociate textelor tipărite este de asemenea posibilă în bune condiții pe MA 8. Originalele bogate în semitonuri nu se vor fotografia pe MA 8, filmul indicat fiind ORWO NP 15.

Filmul este sensibilizat pancromatic cu maximă sensibilitate în zona roșului. De aceea fotografierea originalului cu roșu predominant pe fond alb este recomandabilă să se facă folosindu-se un filtru albastru (filtru ORWO nr. 61, de exemplu) pentru obținerea unui contrast bun.

Prelucrarea filmului se poate face și cu lumină de protecție folosindu-se în laborator filtrul ORWO 108.

Sensibilitatea medie teoretică este de 8 DIN, dar în realitate ea variază între 6 și 9 DIN. Din acest motiv se recomandă ca la fiecare lot de peliculă nou achiziționat să se facă probe variind expunerea cu cîte 1/2 treaptă de expunere (prin diafragmare).

Dezvoltarea se recomandă a se face în soluția ORWO A87 (diluție 1+4) timp de 3...4 minute, la 20°C. Practic pot fi folosite orice revelatoare de reproducere. Dezvoltarea este posibilă chiar și în revelatoare de granulație extrafină, ca de exemplu în ATOMAL (A49). În acest caz însă, datorită alcalinității reduse, poate apărea o colorație verzuie pe spatele filmului care poate fi înlăturată într-o soluție alcalină sau într-un revelator normal.

Cîteva soluții de prelucrare reco-

mandate sînt redată în tabelul alăturat.

Păstrarea filmelor se va face în spații cu umiditate relativă de 40—60% și temperatură mai mică de 18°C.

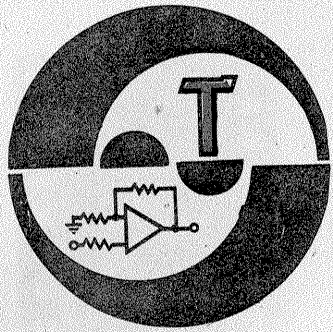
Filmele dezvoltate care trebuie păstrate timp îndelungat vor fi corect prelucrate și spălate pentru a evita deteriorări ulterioare prin apariția de pete.

Păstrarea filmelor dezvoltate se face în cutii închise, iar temperatura mediului nu va depăși 20°C.

Dezvoltarea se poate face pînă la 32°C, dar în aceste caz este preferabil să se apeleze la mașini de dezvoltat.

### DATE DE PRELUCRARE (CONFORM REȚETARULUI ORWO)

Soluția de lucru	Timp (min)	Temperatură (°C)
Revelatoare		
A 71	3 ... 4	20
N 113	3 ... 4	20
MH 28 (1+4)	3 ... 4	20
R 09 (1+20)	4 ... 6	20
A 03	6 ... 8	20
Fixare		
A 300	4 ... 5	19 ... 21
A 304	2 ... 3	19 ... 21
Spălare în apă curgătoare	5 ... 10	19 ... 21



## CEAS ELECTRONIC

În seria circuitelor integrate specializate se numără și circuitul MC1201 (în tehnologie MOS), ca element de bază în construcția unui ceas electronic.

La acest circuit, baza de timp este dată de un cristal de cuarț cu frecvența de 32 768 Hz, respectiv 2<sup>15</sup> Hz, ceea ce înseamnă că în interiorul circuitului se face și divizarea în frecvență pînă se ajunge la 1 Hz.

Ieșirile lui 1201 pentru cele 7 segmente ale afișajului sînt trecute prin 7 tranzistoare (T<sub>5</sub>—T<sub>11</sub>), de tip BC157, iar comanda afișării este asigurată de tranzistoarele T<sub>12</sub>—T<sub>15</sub>, toate de tip BC147—BC149.

Circuitul US2 (CDB493) împreună cu circuitul US3 (UL1111) comandă prin intermediul lui T<sub>3</sub> (US3) afișajul.

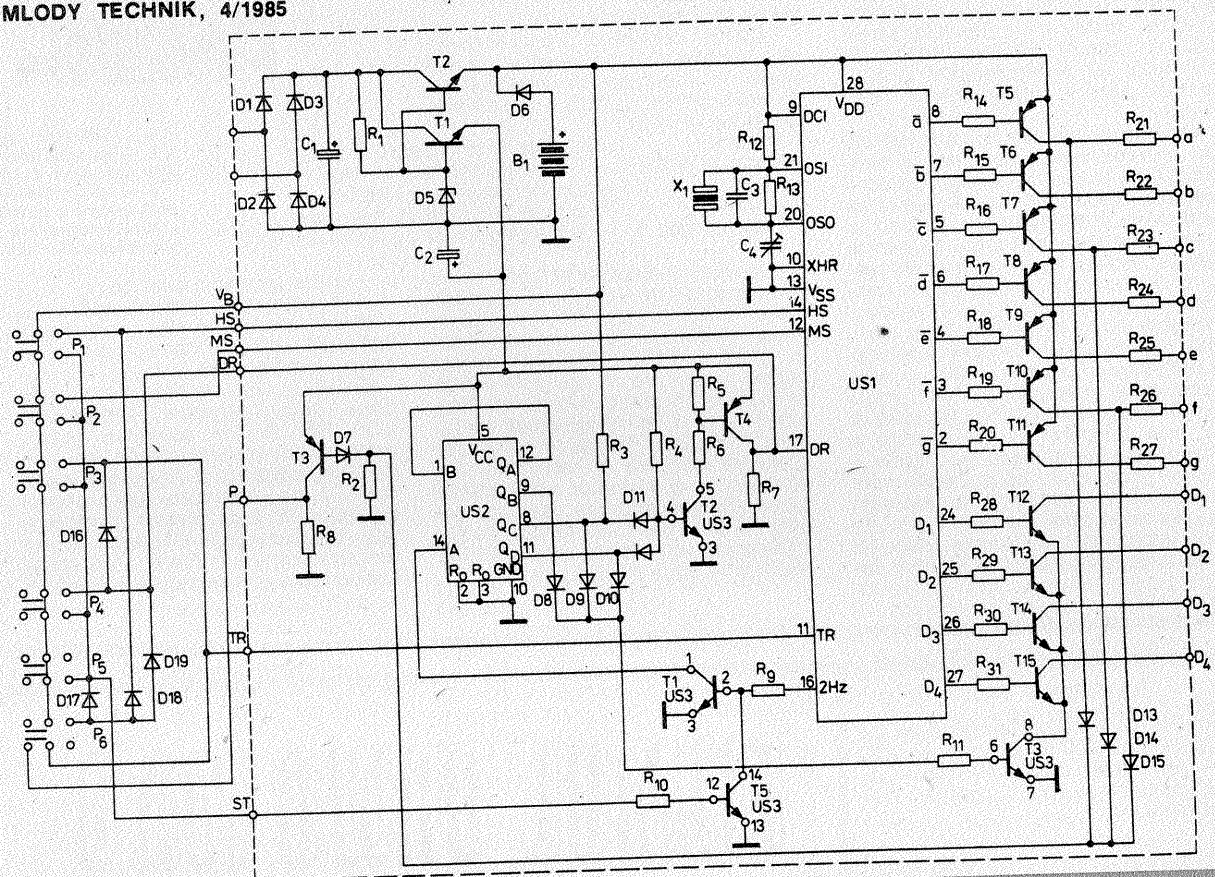
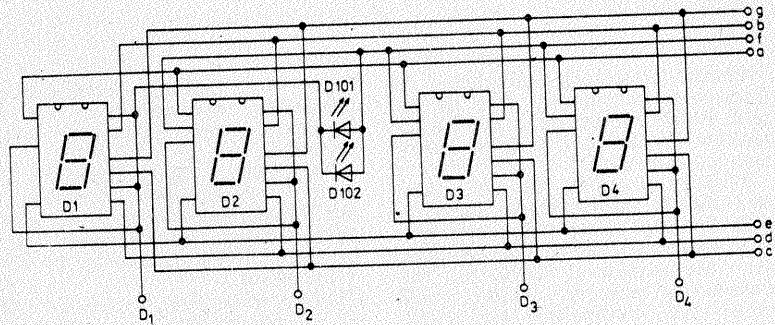
Ceasul este prevăzut cu butoane (P<sub>1</sub>—P<sub>6</sub>) pentru stabilirea și afișarea orelor, minutelor, secundelor, zilei, datei calendaristice. Alimentarea este asigurată de la rețea sau din baterii; tensiunea de alimentare este de 5 V.

În schemă piesele prezentate sînt de următoarele tipuri: diodele D<sub>1</sub>—D<sub>4</sub> = 1PM05; D<sub>5</sub> = PL5V1Z; D<sub>6</sub> = 1N4001; D<sub>7</sub>, D<sub>13</sub>, D<sub>14</sub>, D<sub>15</sub> = 1N914; D<sub>8</sub>—D<sub>12</sub> = EFD108; D<sub>16</sub>—D<sub>19</sub> = EFD108; D<sub>101</sub>—D<sub>102</sub> = LED; R<sub>1</sub>, R<sub>21</sub>, R<sub>27</sub> = 130 Ω; R<sub>3</sub> = 430 Ω; R<sub>5</sub>, R<sub>11</sub> = 1,5 kΩ; R<sub>28</sub>—R<sub>31</sub> = 2,7 kΩ; R<sub>6</sub>, R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub> = 3,6 kΩ; R<sub>14</sub>—R<sub>20</sub> = 22 kΩ; R<sub>2</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>7</sub>, R<sub>8</sub> = 10 kΩ; R<sub>12</sub> = 820 kΩ; R<sub>13</sub> = 10 MΩ; C<sub>1</sub> = 470 μF; C<sub>2</sub> = 100 μF; C<sub>3</sub> = 10 pF; C<sub>4</sub> = 4—40 pF; afișaj D<sub>1</sub>—D<sub>4</sub> = CQYP12; T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> = BD135; T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub> = BC177.

Între schema electronică și afișaj sînt 11 conexiuni notate de la a la f și de la D<sub>1</sub> la D<sub>4</sub>. Transformatorul de

alimentare trebuie să asigure în secundar 7 V/300 mA.

MLODY TECHNIK, 4/1985



## QRP=TX

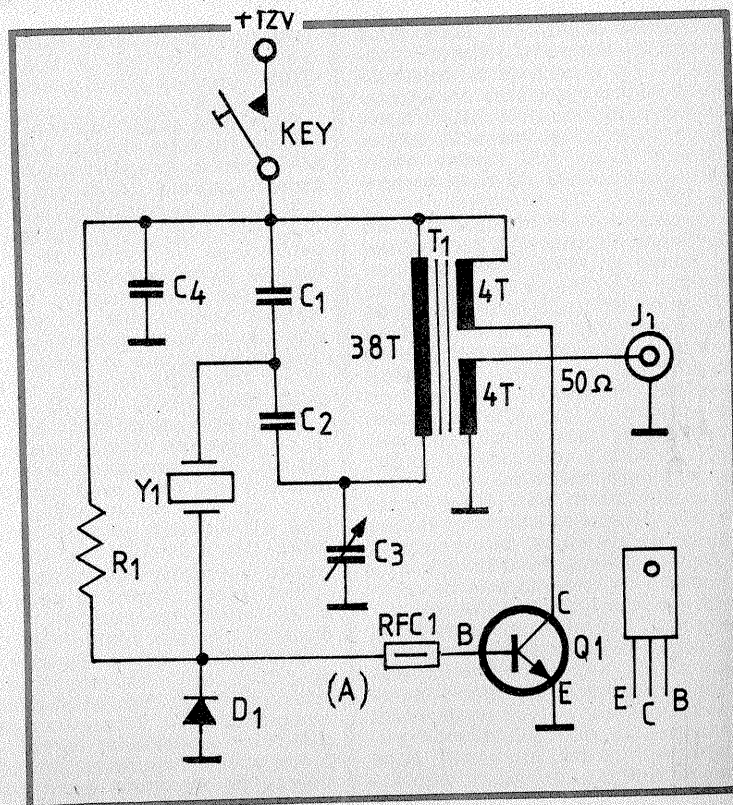
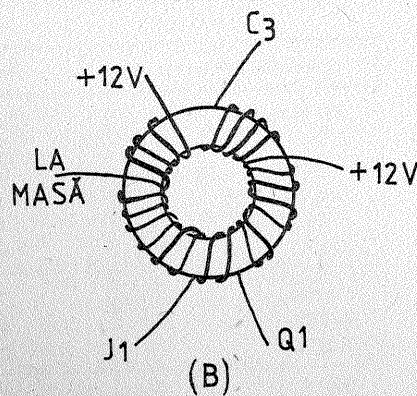
Întreg emițătorul ce lucrează în banda de 10 m are ca elemente de bază un tranzistor, o bobină și un cristal de cuarț. De fapt, aceste componente formează un oscilator a cărui tensiune de alimentare este aplicată prin intermediul manipulatorului.

Bobina este construită pe un miez toroidal, în primar avînd 38 de spire (7,8 μH), iar în secundar cîte 4 spire, toate înfășurările fiind din sîrmă CuEm 0,45—0,6. Rezistorul R<sub>1</sub> = 10 kΩ, celelalte componente fiind: C<sub>1</sub> = 430 pF; C<sub>2</sub> = 51 pF; C<sub>3</sub> = 4—40 pF; C<sub>4</sub> = 10 nF + 1 nF în paralel (ambele ceramice); D<sub>1</sub> = 1N914; Q<sub>1</sub> = BD237. Cristalul de cuarț are frecvența chiar în banda de 10 m.

Acest emițător absoarbe în medie un curent de 300 mA și

debitează o putere de aproximativ 2,5 W pe o sarcină de 50 Ω.

QST, 7/1982

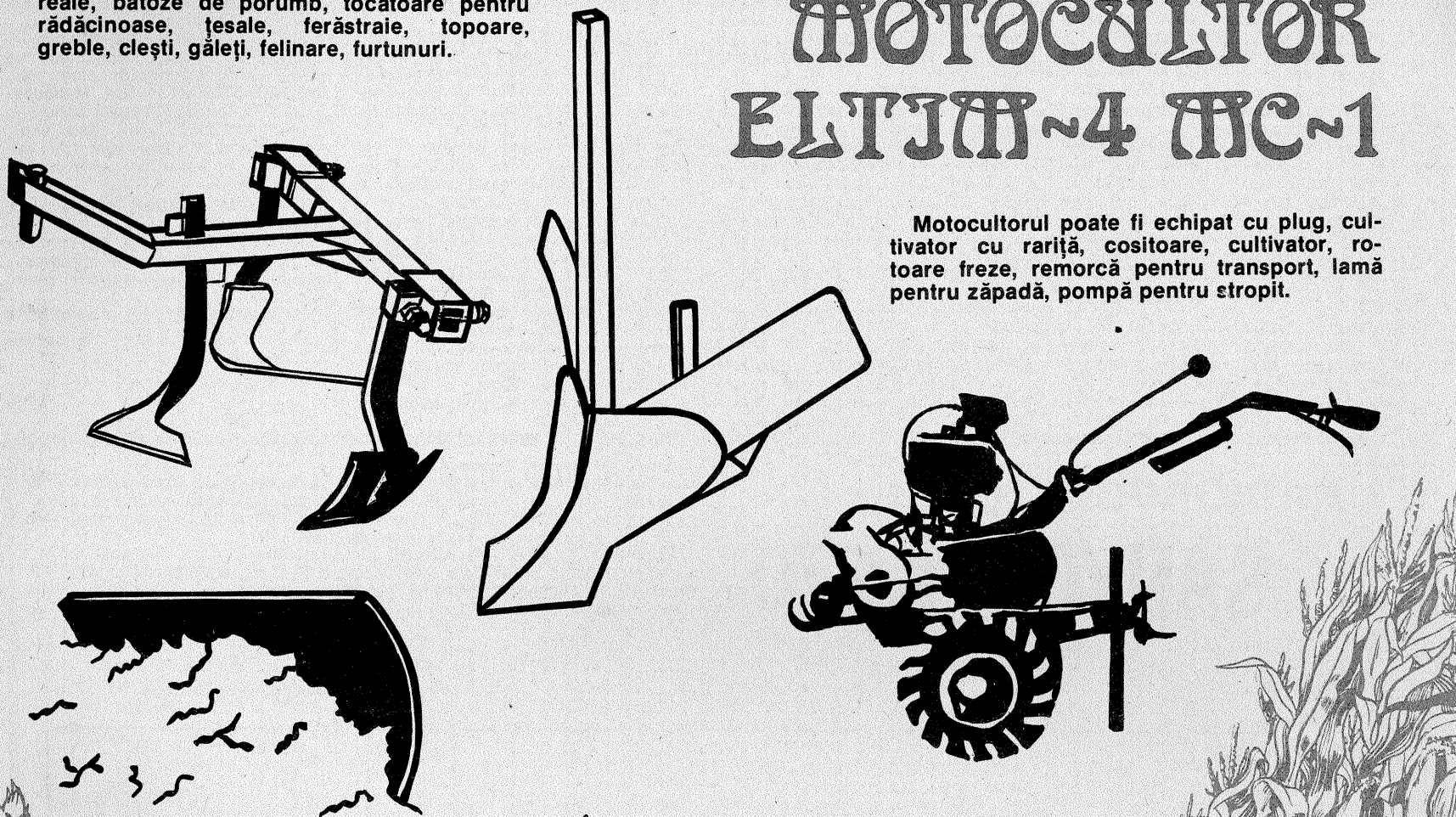


# CAMPANIA AGRICOLĂ DE PRIMAVARĂ ÎN PLINĂ DESFĂȘURARE

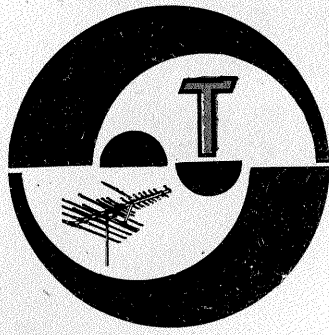
Unitățile comerciale specializate în desfacerea utilajelor, uneltelor și sculelor de uz agricol și gospodăresc, atât cele din București, cât și din celelalte localități, pun la dispoziția celor interesați: pluguri, semănători, prășitori, motocosoare, zdrobitoare pentru struguri, coase, furci, uruitoare de cereale, batoze de porumb, tocătoare pentru rădăcinoase, țesale, ferăstraie, topoare, greble, clești, găleți, felinare, furtunuri.

## un agregat de mare randament MOTOCULTOR ELTJA-4 MC-1

Motocultorul poate fi echipat cu plug, cultivator cu rariță, cositoare, cultivator, rotoare freze, remorcă pentru transport, lamă pentru zăpadă, pompă pentru stropit.



În București, vă puteți procura uneltele agricole necesare de la Magazinul de scule și unelte agricole din Bd. Ștefan cel Mare, bloc 41. Un personal amabil și competent stă la dispoziția dv.



# SERVICE

## DRAGU AUREL — Horezu

Construcția unui convertizor care să conțină tranzistoare și să debiteze o putere de 1 kW este destul de dificilă. Trebuie să ții cont și de faptul că dacă alimentezi convertizoarele de 1 kW din baterii de 12 V, acestea vor trebui să debiteze un curent de cel puțin 120 A, impunând montarea unor baterii speciale de acumuloare. Revista noastră a publicat (vezi nr. 11/1985) un convertizor 12 V/220 V/50 Hz — 100 W, construit cu tranzistoare și care se realizează foarte ușor.

La amplificatorul la care vă referiți, ca să aveți rezultate bune, trebuie să respectați schema publicată. **DUDULESCU D. — Vălenii de Munte**

Nu tranzistorul din etajul final este defect, el trebuie căutat la transformator sau piesele aferente. Oricum, trebuie să apelați la un deparator calificat.

## BANCIU TRAIAN — Sibiu

Construiți două sau patru antene long-Yagi (așa cum aveți), la care montați și un amplificator de antenă, și recepția se va îmbunătăți.

## ANDREI PAUL — Iași

Verificați tuburile, dacă acestea nu sînt uzate verificați condensatoarele de filtraj și decuplare. Schema solicitată a fost publicată. **COSTACHE IONEL — Călărași**

Verificați gradul de uzură a părții mecanice, inclusiv capul magnetic din casetofon. **VILT FLORIN — Cîmpia Turzii**

Construiți un convertor banda IV/banda III TV, format dintr-un oscilator și un modulator de tipul celor utilizate la jocurile TV. **CIUBOTARU MARIUS — Deva**

Din cauza șocului (produs prin cădere) probabil s-a fisurat cablajul imprimat. Verificați cablajul cu ajutorul unei lupe și cositoriți traiectul întrerupt.

## DOBOS GABRIEL — Alba Iulia

Cristalul de cuarț asigură stabilitatea de frecvență a oscilatorului. **EAGARU FLORENTIN — jud. Argeș**

Tubul 6J8 este o pentodă și poate fi înlocuită cu alta echivalentă (EF80, EF180, 6J7, 6K7 etc.). Motocicleta Jupiter (produsă în U.R.S.S.) poate fi reparată la o cooperativă specializată.

**IONESCU FLOREA — jud. Teleorman**

Amplificatoare de tipul celor solicitate de dv. au fost deja publicate în revistă.

## FEKETE ALEXANDRU — Oradea

După cum se poate constata, publicăm deja partea de soft. Despre

acest subiect vor trata și pagini din Almanahul Tehnium 1987.

## CHIPER ALEXANDRU — Brăila

Capul magnetic s-a uzat din cauza măririi vitezei benzii. Nu deținem documentația solicitată.

## FLOREA IACOB — Deva

Înlocuind tubul din etajul final cadre, stabilitatea imaginii se va îmbunătăți.

**SZABO ZOLTAN — jud. Harghita** Plasind microfonul în spatele difuzorului, oscilațiile vor dispărea.

## APOSTOL CRISTIAN — București

Verificați tubul PCL85 din televizor și condensatoarele de filtraj și decuplare la picup (după ce s-a verificat starea cablului de legătură între doză și amplificator).

## ILIE OVIDIU — jud. Prahova

Verificați piesele din oscilatorul de cadre.

**BABĂȚĂ IONEL — Piatra Neamț** Nu deținem schemele solicitate de dv.

## VASILE MIRCEA — Călărași

Cuplați microfonul printr-un transformator sau un etaj de amplificare special construit pentru acest scop. Se poate înlocui corectorul de ton cu egalizorul grafic.

## BICOV OLGA — jud. Tulcea

Convertizorul poate debita 100 W. Piese componente puteți procura de la magazinele de specialitate.

Sesizoarele de prezență (chiar și pentru autoturisme sînt de fapt niște oscilatoare; prin atingerea unui senzor se produce o modificare a frecvenței de oscilație a acestora. Această deplasare a frecvenței comandă producerea unui semnal acustic sau optic de obicei prin intermediul unui amplificator.

## ELEȘ ATTILA — Timiș

Chiar și cu 15 W puteți obține un

semnal de calitate.

Dacă nu vă place amplificatorul din cartea respectivă, preluați o schemă din revistă.

## BADEA MARIAN — Giurgiu

Mulțumim pentru frumoasele aprecieri adresate colectivului nostru.

## ROTH GÜNTHER — București

În revistă am publicat filtre pentru antene.

## MATEȘ FLORIAN — București

Premagnetizarea se obține de la un oscilator cu frecvența cuprinsă între 40 și 70 kHz.

## KIȘ GABRIEL — Tirgoviste

În peretele despartitor se fac găuri prin care trece numai terminalul de la colector. Tranzistorul se poate lipi de perete (nu să treacă prin perete).

Bobinele L4, L5, L6 și L7 nu au o spiră intermediară — semnul de pe desen înseamnă că ele pot fi reglate pentru a realiza caracteristica de frecvență dorită.

## LUNGU ADRIAN — Cluj-Napoca

După rearesare tensiunea se aplică unui stabilizator electronic.

## MEOSU ȘTEFAN — jud. Mehedintzi

În selectorul de canale vedeți în primul rînd dacă aveți toate bobinele. Verificați tensiunile de alimentare a tuburilor — filament, ecran, anod.

**MUNTEANU VALENTIN — jud. Vaslui**

Defectul este destul de complex și numai în urma unor minuțioase măsurători se poate stabili și remedia cauza.

## DRAGOMIRESCU ION — Alexandria

\* Bobina L1 are 6 spire, iar bobina L2 are 12 spire.

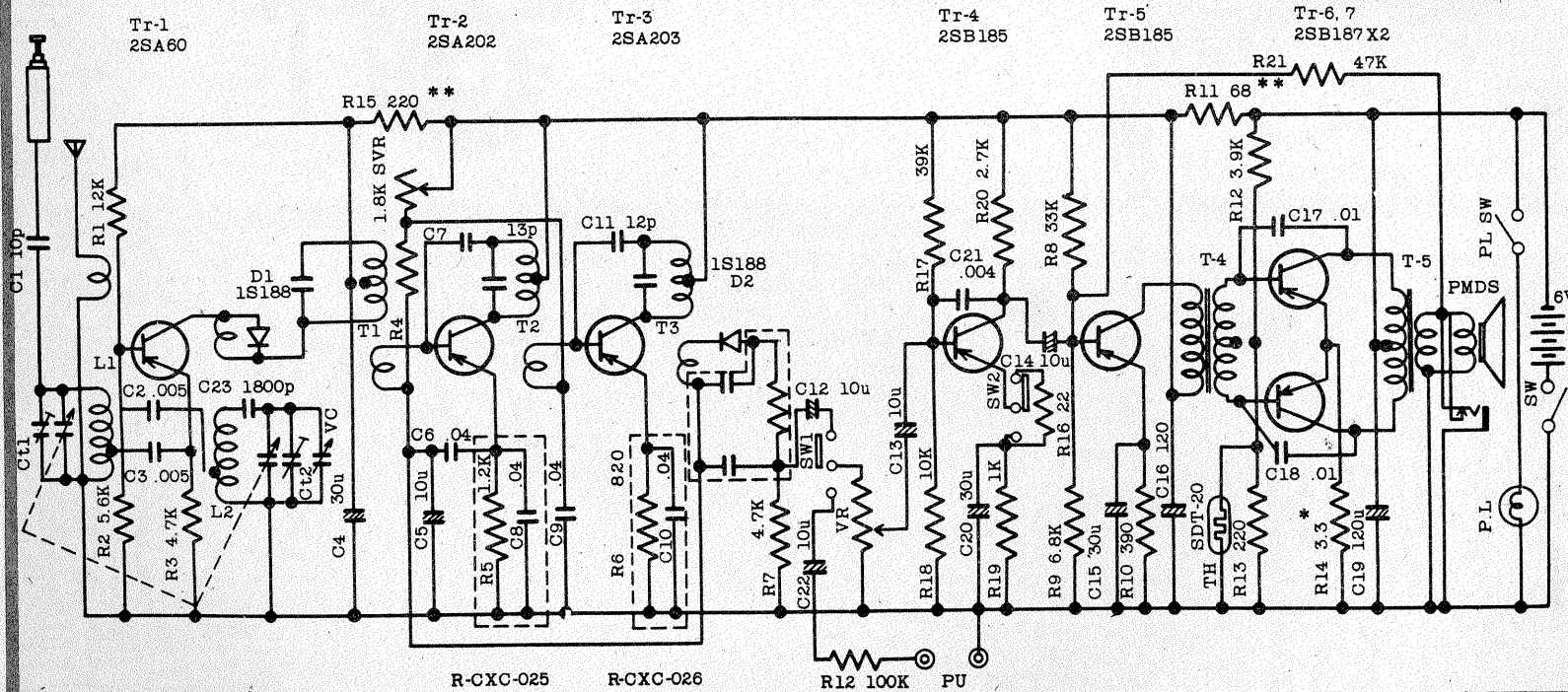
I.M.

# RADIORECEPTORUL SANYO-7K270

## FILIP LUCA — Timișoara

Radioreceptorul Sanyo 7K270 este apt a recepționa o gamă de frecvențe cuprinsă între 3,2 și 10 MHz. Frecvența intermediară este de 455 kHz, sensibilitatea mai bună de 100  $\mu$ V pentru 10 mW, consumul fără semnal 10 mA, iar puterea maximă de ieșire este de 280 mW.

Schema electrică este formată din următoarele părți: un etaj convertor-autooscilator, două etaje amplificatoare IF și trei etaje amplificatoare AF. Tranzistoarele 2SA60, 2SA20 și 2SA203 se pot înlocui cu EFT317, restul tranzistoarelor cu EFT353.



Redactor-șef: **ing. IOAN ALBESCU**  
 Redactor-șef adj.: **prof. GHEORGHE BADEA**  
 Secretar responsabil de redacție: **ing. ILIE MIHĂESCU**  
 Redactor responsabil de număr: **fiz. ALEXANDRU MĂRCULESCU**  
 Prezentarea artistică-grafică: **ADRIAN MATEESCU**

Administrația  
 Editura Știința

**INDEX 44212**

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

Tiparul executat la  
 Combinatul Poligrafic «Casa Științei»