

Tehniium

nr. 5/98

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- comunicații radio-pachet de amatori (III)
- linie de amplificare pentru toate benzile de radioamatori de la 1,8 MHz la 2,4 GHz (III)
- amplificator de 50W cu TDA 1514A
- zaruri electronice
- funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (VII)
- generatorul de funcții XR 2206 (II)
- miniradar anticoliziune auto electronică și PC (III)



ELECTRONICA ÎN ROMÂNIA

Anul 1904 are, în istoria electronicii, o dublă semnificație. În acest an apare pentru prima dată denumirea de **electronică**, în titlul unei reviste (Jahrbuch der Radioaktivität und Elektronik). Anul 1904 reprezintă, în fapt, **anul de apariție al electronicii**, care corespunde cu inventarea de către savantul britanic John Ambrose Fleming a diodei cu vid ("ventilul termoionic").

România se numără printre țările care se pot mândri cu una dintre cele mai vechi școli științifice în domeniul electronicii.

Numeroși oameni de știință din țara noastră au contribuții importante la dezvoltarea electronicii. Pe o mică parte dintre aceștia, care pot fi considerați pe drept cuvânt **părinții electronicii românești**, în foarte puține cuvinte, revista TEHNIUM îi readuce în memoria cititorilor săi.

Dragomir HURMUZESCU (1865-1954) este renumit prin lucrările sale experimentale în domeniul electricității. Este inventatorul unui electroscop (1894) - care îi poartă numele, fiind și autorul unei metode de determinare a raportului dintre unitatea de sarcină electrostatică și electromagnetice (1896). Are contribuții în studiul razelor X. A inițiat introducerea radiofoniei în țara noastră, precum și învățământul în domeniul electrotehnicii.

Sub conducerea sa se realizează primul receptor radio din țara noastră (1925) și primele posturi de emisie pe unde medii (1927) și unde scurte (1928).

Augustin MAIOR (1882-1963) a înființat la Sibiu prima școală de telegrafie și telefonie din Transilvania. A proiectat și realizat echipamente de telefonie cu curenți purtători, dezvoltând cercetări importante de fizică teoretică asupra gravitației, termodinamicii, mecanicii cuantice.

Ion (Iancu) CONSTANTINESCU (1884-1963), specialist în telecomunicații, contribuie la dezvoltarea rețelei telefonice din țara noastră și la înființarea unei specializări în domeniul electrocomunicațiilor (1924) la Institutul Politehnic București.

În 1934 publică primul studiu privind dezvoltarea rețelei telefonice din țara noastră și cursuri în domeniul telecomunicațiilor. Cea mai importantă lucrare științifică a sa este "Transmisiuni electromagnetice" (1948).

Mihai KONTESCHWELLER (1897-1947) are contribuții foarte importante în domeniul radiofoniei și

telecomenzii prin radio. În 1934 prezintă prima demonstrație de telemecanică din țara noastră. În anul 1937 publică lucrarea sa de referință "Telemecanica", una dintre primele lucrări în domeniu, pe plan mondial.

Tudor TĂNĂSESCU (1901-1961) poate fi considerat, pe drept cuvânt, **întemeietorul școlii românești de electronică**. A desfășurat o bogată activitate în domeniul circuitelor electrice și electronice, în paralel cu activitatea didactică. A elaborat lucrări în domeniul redresoarelor, amplificatoarelor electronice de putere, studiul reacției în circuitele electronice, oscilatoarele electronice etc. În 1930 publică unul dintre primele cursuri de radiocomunicații din țara noastră.

Are contribuții semnificative și în domeniul electronicii industriale și celei nucleare, militând și pentru fabricarea și utilizarea dispozitivelor electronice semiconductoare și a calculatoarelor electronice în țara noastră.

Gheorghe CARTIANU (1907-1982) a desfășurat o amplă activitate de cercetare în domeniile referitoare la stabilitatea sistemelor electrice, modulația de frecvență, sinteza circuitelor electrice în frecvență sau în timp, procesele informaționale din organismele vii, transmisiuni de date, sisteme moderne de radiocomunicații.

Este autorul amplului tratat "Modulația de frecvență", având contribuții fundamentale la orientarea învățământului în domeniul electronicii din țara noastră.

Edmond NICOLAU (1922-1996) este unul dintre creatorii facultății de electronică, fiind, de asemenea, primul decan al facultății de cibernetică economică și primul director științific la centrul de calcul ASE.

A îndeplinit numeroase funcții onorifice interne și internaționale, fiind invitat să conferențieze la multe universități prestigioase din lume. A fost președintele a numeroase congrese internaționale științifice, beneficiind de foarte multe distincții (printre care și premiul Academiei Române). Spirit enciclopedic, a publicat peste 70 de volume și circa 500 articole științifice, apărute în 16 țări.

Doar câteva nume de referință din istoria electronicii românești, de care suntem mândri, am reușit să trecem în revistă în aceste rânduri, nume care ne reamintesc că avem o tradiție în electronică și, sperăm noi, și un viitor pe măsură.

Șerban Naicu

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

Abonamentele la revista TEHNIUM se pot contracta la toate oficiile poștale din țară și prin filialele RODIPET SA, revista figurând la poziția 4385 din Catalogul Presei Interne.

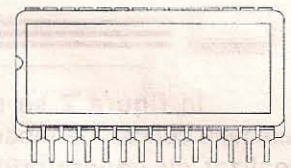
Periodicitate : apariție lunară.

Preț abonament : 6000 lei/număr de revistă.

- Materialele în vederea publicării se trimit recomandat pe adresa: **București, OP 42, CP 88**. Le așteptăm cu deosebit interes. Eventual, menționați și un număr de telefon la care puteți fi contactați.
- Articolele nepublicate nu se restituie.

COMUNICAȚII RADIO-PACHET DE AMATORI (III)

dr.ing. Șerban Radu Ionescu/Y03AVO



Structuri de modemuri pentru comunicații radio-pachet

La ora actuală, piața de componente electronice oferă soluții integrate monocip pentru majoritatea aplicațiilor care necesită modemuri AFSK. Nu toate sunt însă adecvate comunicațiilor radio-pachet de amatori, chiar dacă totuși pot fi folosite. Acest capitol nu își propune să prezinte în mod exhaustiv modemurile comercial disponibile, ci încearcă să ofere

se constituie în primul obiectiv care dictează alegerea variantelor practice de generare.

Oscilatoarele care conțin în calea de reacție rețele selective nu pot fi acceptate pentru această aplicație întrucât regimul tranzitoriu din planul frecvență-timp, declanșat la o schimbare bruscă a nivelului semnalului de modulație, se întinde pe mai multe perioade, cu atât mai multe cu cât banda de trecere a acestor rețele este mai mică. Convin în schimb circuitele basculante astabile (clasa oscilatoarelor de relaxare), capabile de modificare a cvasiinstantanee a frecvenței de oscilație. În prezent acest tip de oscilator constituie elementul central al circuitelor integrate care sunt reunite sub denumirea generică de "generatoare de funcții". În general, circuitele integrate generatoare de funcții pot furniza cel puțin trei forme de undă de bază, și anume triunghiulară, dreptunghiulară și

sinusoidală, care pot fi modulate în amplitudine și/sau în frecvență.

Figura 1 redă sub formă simplificată modalitatea uzuală de obținere pe această cale a semnalelor sinusoidale modulate în frecvență. Condensatorul C este încărcat și descărcat, în mod alternativ, prin generatoarele de curent I₁, comandate de semnalul modulator m(t). Pentru o valoare dată a curentului I₁, tensiunea la bornele condensatorului are o variație în timp triunghiulară periodică, cu frecvența f proporțională cu I₁/C. Forma de undă triunghiulară este transformată într-una sinusoidală de către perechea de tranzistori T₃ și T₄ în montaj diferențial, transformarea bazându-se pe caracteristica de transfer rezultată, de tip tangentă hiperbolică. Valoarea rezistenței R_E controlează în limite largi gradul de distorsiuni armonice ale sinusoidei rezultate, grad care tinde spre o valoare teoretică minimă de aproximativ 0,2% atunci când sunt îndeplinite simultan condițiile (1-1).

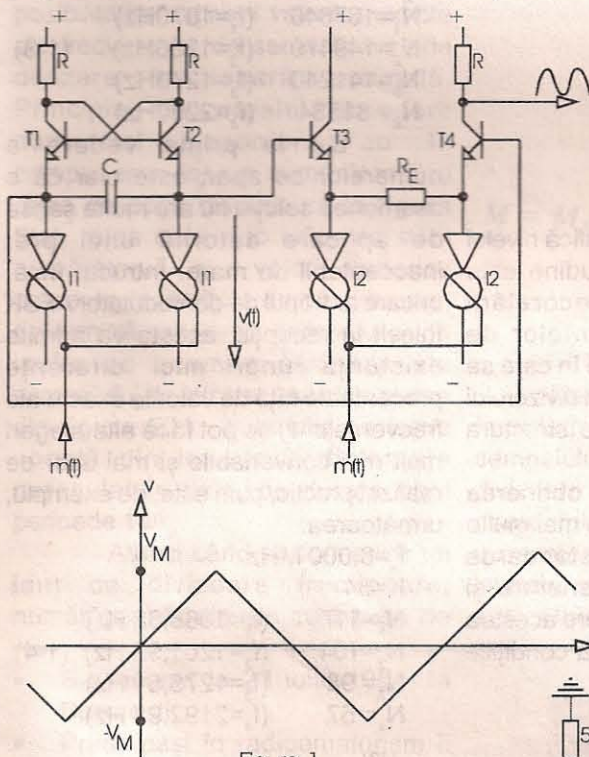


Figura 1

radioamatorilor mai puțin documentați posibilitatea de a trece în revistă principiile care stau la baza lor. Se poate ajunge astfel la descifrarea corectă a specificațiilor tehnice din cataloagele fabricanților și, totodată, se conturează invitația de experimentare pe cont propriu a noi variante de scheme.

1. Modulatoare AFSK

Particularitatea semnalelor AFSK utilizate pentru comunicații radio-pachet, de a cuprinde pe durata unui interval de semnalizare un număr extrem de mic de perioade ale purtătoarei (de exemplu, pentru 1200 biți/s în norma BELL 202 numai o perioadă și respectiv 1,83 perioade !)

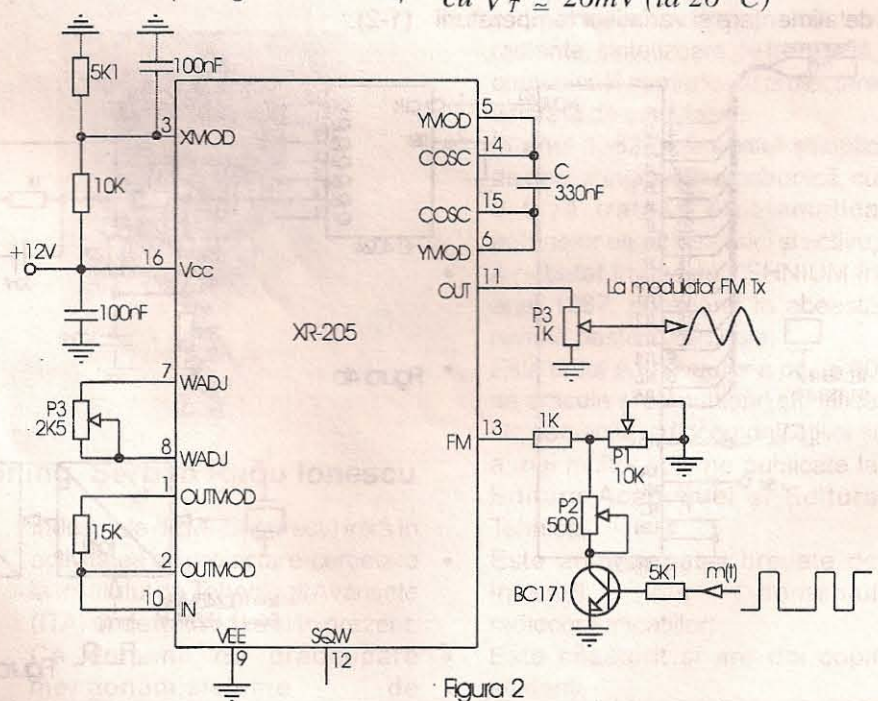


Figura 2



În figura 2 se prezintă un exemplu concret de modulator AFSK realizat cu generatorul de funcții integrat XR205 (Exar), pentru un modem de 1200 biți/s. Cele două frecvențe de semnalizare se reglează prin potențiometrul P₁ (1200Hz, când semnalul de modulație m(t) are valoarea 0V) și P₂ (2200Hz, când m(t) are valoarea +5V). Acționând potențiometrul P₃ se minimizează gradul de distorsiuni al semnalului de ieșire prezent la terminalul 11, care însă nu poate fi scăzut sub 2,5%. Nivelul semnalului AFSK aplicat modulatorului din emițător se dozează prin intermediul potențiometrului P₄. Stabilitatea frecvențelor generate este

ambianțe, se constată în prezent tendința generalizării obținerii semnalului AFSK prin divizarea programată a unui semnal de frecvență mult mai mare, obținut de la un oscilator cu cuarț. Esența metodei reiese din schema bloc din figura 3. În schemă apar două blocuri divizoare în cascadă, și anume unul cu un grad de divizare variabil (programabil în ritmul semnalului modulator de date m(t)) N, iar celălalt cu grad de divizare fix K. Divizorul fix este necesar pentru micșorarea ponderii incertitudinii asupra momentelor efective de modificare a frecvenței generate la ieșirea modulatorului, f, în raport cu momentele de semnalizare

$$f_j = \frac{f_x}{N_j K} \quad (1-2)$$

$$N_1 f_1 = N_2 f_2 = \dots$$

Cvasitotalitatea aplicațiilor care au la bază schema bloc din figura 3 utilizează factori de divizare întregi (cel mai ușor de obținut!), impunând, în principiu, ca pentru generarea exactă a valorilor frecvențelor f_j, frecvența f_x/K să fie cel mai mic multiplu comun al frecvențelor f_j (j=1,2,3,...). De exemplu, pentru un modem destinat comunicațiilor radio-pachet de amatori, atât în unde scurte cât și în unde ultrascurte, s-ar obține următoarele valori numerice:

$$\begin{aligned} f_x/K &= 179,374800 \text{ MHz} \\ N_1 &= 167640 \quad (f_1 = 1070 \text{ Hz}) \\ N_2 &= 149479 \quad (f_2 = 1200 \text{ Hz}) \\ N_3 &= 141240 \quad (f_3 = 1270 \text{ Hz}) \\ N_4 &= 81534 \quad (f_4 = 2200 \text{ Hz}) \end{aligned} \quad (1-3)$$

De la prima vedere a numerelor ce apar, este clar că o asemenea soluție nu are multe șanse de aplicare datorită unui preț inacceptabil de mare. Întrucât însă, oricare ar fi tipul de demodulator AFSK folosit la recepție, acesta va admite existența unor mici diferențe procentuale față de valorile exacte ale frecvențelor f_j, se pot face alte alegeri mult mai convenabile și mai ușor de realizat practic, cum este, de exemplu, următoarea:

$$\begin{aligned} f_x &= 8,000 \text{ MHz} \\ K &= 64 \\ N_1 &= 117 \quad (f_1 = 1068,38 \text{ Hz}) \\ N_2 &= 104 \quad (f_2 = 1201,92 \text{ Hz}) \\ N_3 &= 98 \quad (f_3 = 1275,51 \text{ Hz}) \\ N_4 &= 57 \quad (f_4 = 2192,98 \text{ Hz}) \end{aligned} \quad (1-4)$$

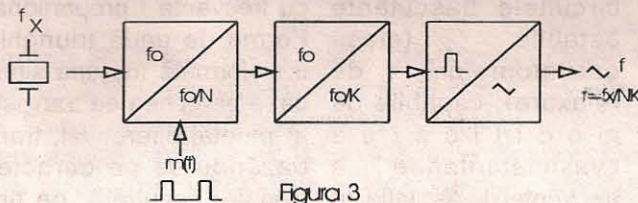


Figura 3

influențată atât de către stabilitatea valorii tensiunii de alimentare a montajului, printr-un factor de 0,2%/V, cât și de variațiile temperaturii integratului, cu un factor mediu de 300ppm/°C. Pentru acest tip de modulator AFSK se impune verificarea periodică a corectitudinii valorilor celor două frecvențe de semnalizare.

(momentele în care se modifică nivelul lui m(t)). Această incertitudine este inevitabilă în cazul necorelării (nesincronizării) momentelor de semnalizare cu momentele în care se încheie ciclul de numărare al divizorului programabil, și depinde de structura internă a divizorului.

Dacă se dorește obținerea unor semnale AFSK pentru mai multe viteze de semnalizare (standarde diferite), frecvențele f_j generate și gradele de divizare N_j din care acestea rezultă, trebuie să satisfacă condițiile (1-2).

Pentru îmbunătățirea siguranței în funcționare, eliminarea reglajelor critice și micșorarea la minimum a influenței stabilității surselor de alimentare și variațiilor temperaturii

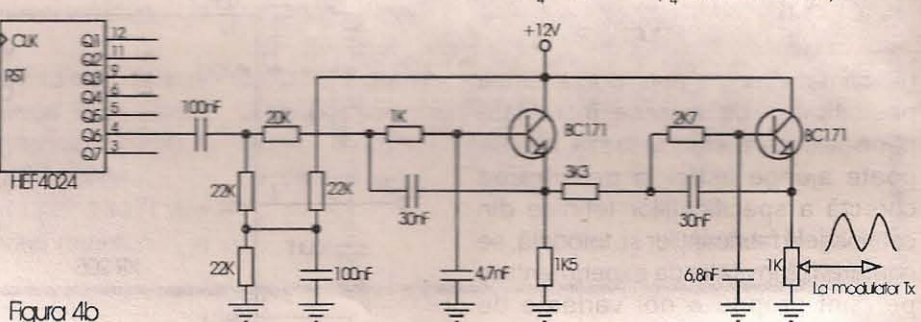
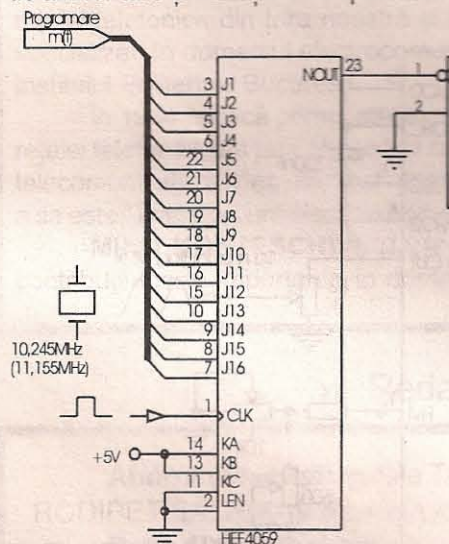


Figura 4b

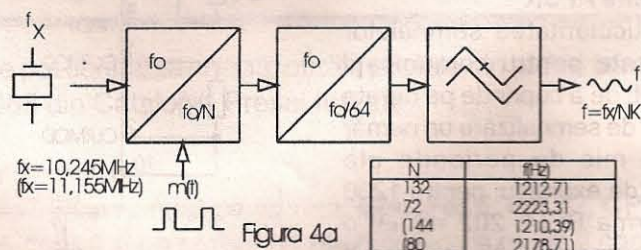


Figura 4a



Figura 4 prezintă schema bloc și cea de principiu a unui modulator AFSK realizat ca parte integrantă într-un emițător-receptor pentru banda de "2m", care folosește ca bază de timp în obținerea celor două frecvențe de semnalizare chiar oscilatorul cu cuarț utilizat la a doua schimbare de frecvență din receptor (de la 10,7MHz la 455kHz). Formarea semnalului sinusoidal se realizează prin filtrare trece jos, cu o bandă de 2400Hz la -3dB. Pentru ușurarea sarcinii filtrului s-a ales un divizor K binar, la ieșirea căruia, datorită factorului de umplere egal cu 50%, lipsesc armonicile pare.

Mai puțin cunoscută în practica radioamatorilor este posibilitatea obținerii valorilor exacte ale frecvențelor de semnalizare prin divizare fracționară zecimală. Principial, divizoarele fracționare comercial disponibile au în componerea lor un numărator și o rețea de porți, dispuse ca în figura 5(a), rețea care, sub influența stării număratorului și a valorii numerice prezente la intrările de programare, determină anularea semnalului de ieșire pe anumite perioade ale semnalului de intrare. Așa cum reiese din figura 5(b), semnalul de ieșire constă din impulsuri distanțate neregulat în timp, pe durata unei perioade $10/f_{in}$.

Atunci când se formează un lanț de divizoare fracționare, număratoarele din ele sunt puse de

fapt în cascadă, iar ieșirile rețelelor de porți sunt însumate. Prin înlocuirea divizorului întreg programabil din schema bloc (figura 3) cu un grup de m divizoare fracționare zecimale, programate cu numere de la 0 la 9 inclusiv, se obține la ieșirea modulatorului frecvența:

Figura 5a

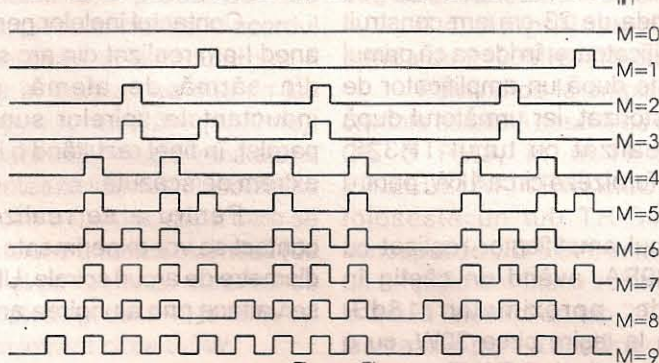
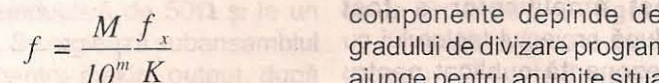


Figura 5b



$$f = \frac{M f_x}{10^m K}$$

$$M = M_{m-1} 10^{m-1} + M_{m-2} 10^{m-2} + \dots + M_0 \quad (1-5)$$

$$M_i \in \{0; 1; 2; \dots; 9\}$$

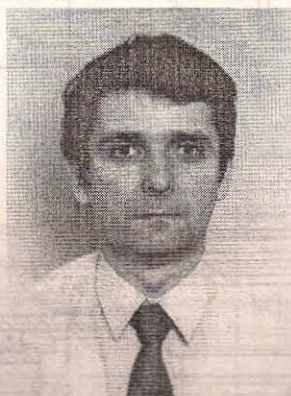
$$i = 0, 1, 2, \dots, (m-1)$$

Neregularitatea în timp a impulsurilor componente ale semnalului de la ieșirea lanțului de divizoare fracționare corespunde în domeniul frecvență prezenței unor puternice componente spectrale laterale, aflate la distanțe egale cu $f_x/10^m$. Nivelul fiecăreia din aceste

componente depinde de valoarea gradului de divizare programat și poate ajunge pentru anumite situații mult mai mare decât nivelul prezent la frecvența dorită (chiar cu peste 30dB!). Semnalul de la ieșirea divizorului poate fi privit ca un semnal modulat în fază și frecvență cu indici de modulație extrem de mari. În acest caz divizorul fix K este indispensabil, iar K trebuie să aibă o valoare cât mai mare, știut fiind că prin divizarea frecvenței unui semnal modulat în fază sau frecvență are loc o reducere a nivelului benzilor laterale, pe seama reducerii indicelui de modulație.

- continuare în numărul viitor -

- S-a născut la 23 iulie 1951, în București;
- Primii pași în radioamatorism îi face odată cu intrarea în liceul "Mihai Eminescu" din București;
- Obține în anul 1968 autorizația de radioamator de emisie, clasa IIIa, cu indicativul Y03AVO;
- În prezent deține clasa a II-a de autorizare ca radioamator de emisie;
- Absolvent al liceului în 1970 și admis la Facultatea de Electronică și Telecomunicații din cadrul Institutului Politehnic București, secția Radiotehnică și Radiocomunicații, pe care o absolvă ca șef de promoție în anul 1975;
- După efectuarea unui stagiu la Întreprinderea de Aparatură Electronică de Măsură și



dr.ing. Șerban Radu Ionescu

Industriale (IEMI-București) intră în activitatea de proiectare-cercetare la Institutul de Tehnologii Avansate (ITA) unde activează și în prezent. Ca domenii de preocupare menționăm: sisteme de

radioemisie recepție, structuri radiante, sintetizoare de frecvență, comunicații numerice și proiectare asistată de calculator;

- În anul 1983 obține titlul științific de doctor inginer în electronică, cu o teză tratând problematica antenelor electrice - mici și active;
- A debutat în revista TEHNIUM în anul 1987, publicând în această revistă peste 20 articole;
- Este autor sau coautor a peste 60 de articole și comunicări științifice din domeniul radiocomunicațiilor și a mai multor volume publicate la Editura Academiei și Editura Tehnică;
- Este autor a patru brevete de invenții din domeniul radiocomunicațiilor;
- Este căsătorit și are doi copii studenți.



LINEIE DE AMPLIFICATOARE PENTRU TOATE BENZILE DE RADIOAMATORI DE LA 1,8MHz PÂNĂ LA 2,4GHz (III)

Vasile Durdeu/ YO5BLA

- urmare din numărul trecut -
II. 3. a) Amplificatorul de 1296MHz

Așa cum am arătat la început, pentru banda de 23 cm am construit două amplificatoare, în ideea că primul se folosește după un amplificator de 1W tranzistorizat, iar următorul după acesta, realizat cu tubul TH328, capabil să furnizeze circa 1kW, pentru lucrul EME.

Primul amplificator realizat cu tubul 2C39BA, având un câștig în putere de aproximativ 18dB, furnizează la ieșire circa 30W, cu o putere de excitație de 0,5W (figura 15).

Acest amplificator a fost construit după proiectul triplorului cu cavitate rezonantă publicat pentru prima dată de G2RD.

Transformarea triplorului G2RD într-un mixer de nivel mare și amplificator de putere a fost descrisă în 1976 de G3WDG.

Cavitatea anodică este lipită de placa de bază, iar placa superioară

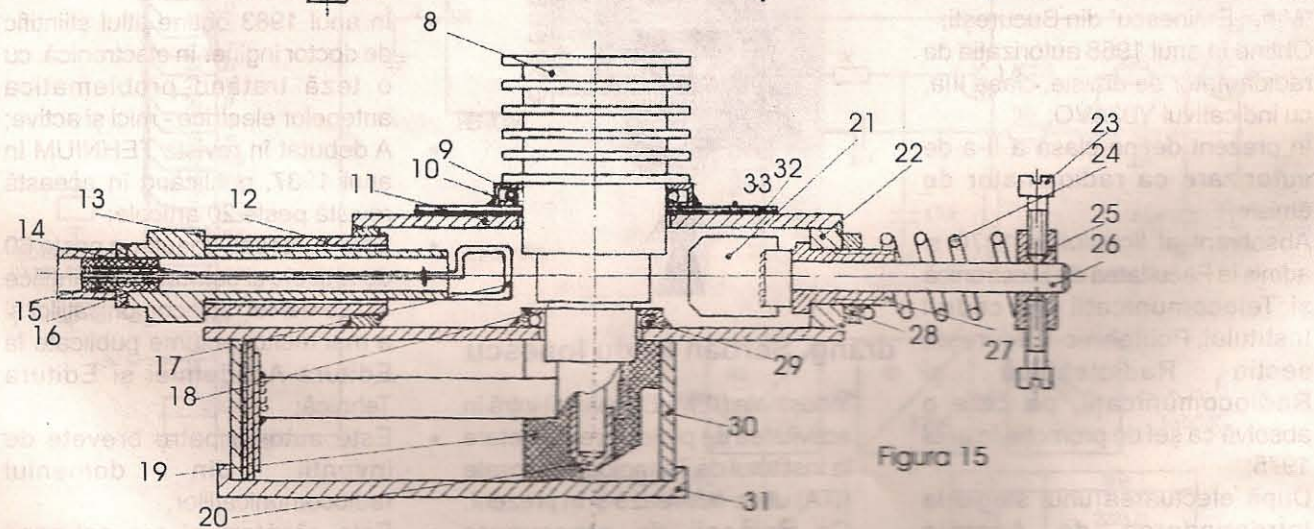
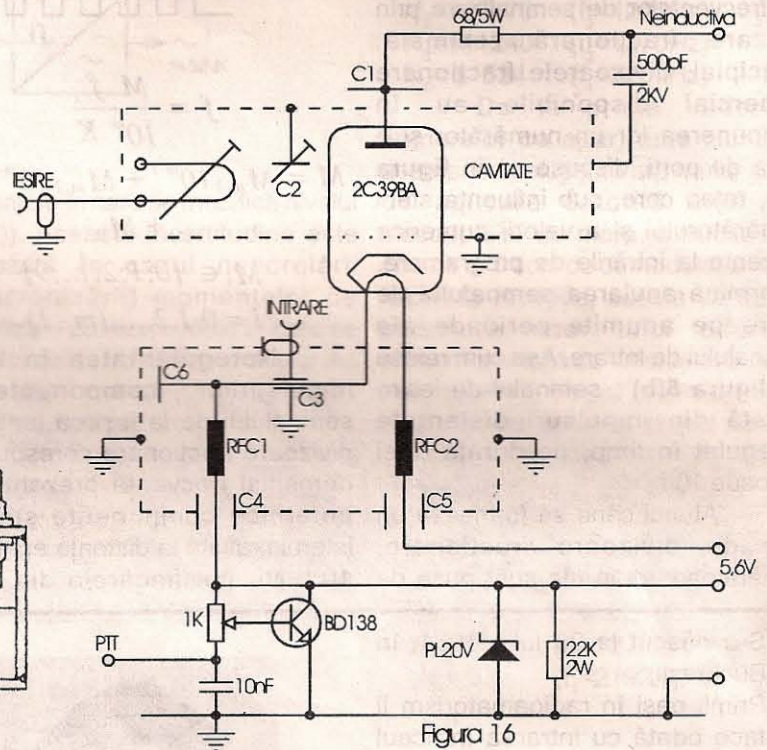
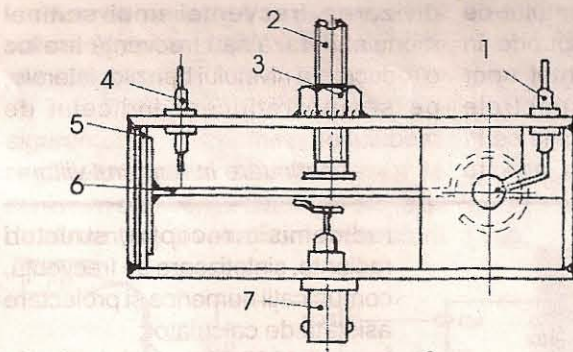
este mobilă pentru a avea acces înăuntru și este fixată cu șuruburi, rezultând un ansamblu rigid cu pierderi mici.

Contactul inelelor pentru grilă și anod l-am realizat din arc spiral făcut din sârmă de alamă, astfel că inductanțele spirelor sunt puse în paralel, în final rezultând o inductanță extrem de scăzută.

Pentru a se realiza un bun contact se vor experimenta mai multe diametre de arcuri spirale. Ultimul retuș se va face prin alungirea arcului.

Față de proiectul original am realizat un soclu pentru tub, astfel încât acesta nu mai este lipit la conexiunea de filament și poate fi scos oricând din montaj, putând fi înlocuit.

Toate piesele le-am stanat, folosind aceeași baie de stanare descrisă. Răcirea se realizează cu ajutorul unui ventilator montat deasupra radiatorului tubului cu ajutorul a patru picioare. Se recomandă ca tubul să fie în poziție verticală. Toate amplificatoarele de acest tip pot avea de suferit din cauza



diferitelor sarcini termice de la emisie la recepție care schimbă capacitățile interne ale tuburilor. Răcind în mod adecvat tuburile metalo-ceramice folosite, aceste inconveniente dispar. Regula este valabilă și pentru amplificatoarele dinainte și cele ce urmează. Schema circuitului este foarte simplă și este redată în figura 16.

Pentru câștig maxim, curentul de repaus trebuie să fie circa 50 mA.

La puteri mici de atac amplificatorul va lucra cu un curent anodic constant, polarizarea catodului cu o rezistență va fi suficientă. În timpul reglajului se va folosi un potențiomtru bobinat, după care se va monta o rezistență fixă. Nu se va uita rezistența de 22kΩ din catod la masă. Dioda Zener limitează tensiunea de colector a tranzistorului sub V_{CEO} . Nu se va depăși niciodată tensiunea de filament de 6V.

De obicei, odată cu creșterea frecvenței scade tensiunea de încălzire care trebuie aplicată cu 1-2 minute înainte de aplicarea tensiunii anodice. Foarte mare atenție la menținerea coaxialității găurilor pentru montarea tubului!

II.3 b) Amplificatorul pentru 1296 MHz cu tubul TH328 este realizat după o documentație pusă la dispoziție de PETER RIML OE 9 PMJ. Față de varianta lui Peter, acordul cavității anodice se face prin mărirea sau micșorarea acesteia, prin ridicarea sau coborârea piesei 31 din desenul de ansamblu, care face contact electric la interior prin intermediul unui arc elicoidal, iar la exterior cu ajutorul unei lamele arcuite (poz.8). Tot ansamblul este manevrat cu ajutorul a două șuruburi micrometrice - poz.13 - ce penetrează placa inferioară - poz. 10 - fiind susținut de două arcuri elicoidale - poz.9 (figura 17). Acordul cavității catodice se face prin intermediul pieselor 36, 37, 38 și 41.

Reglare

Înainte de punerea sub tensiune se poziționează subansamblul cu mufa "N" astfel încât piesa 26 să fie la aproximativ 6mm de tubul 23, iar cuplajul de intrare, realizat cu ajutorul unui subansamblu diferit de cel original, se poziționează la mijlocul părții frezate din piesa 23. De asemenea, piesele folosite la acordul cavității anodului și catodului vor fi poziționate în partea cea mai de jos (ce corespunde cavității maxime). După aceasta se pornește ventilatorul și se alimentează filamentul tubului cu 5,2V cel puțin 3 minute, după care se aplică o tensiune anodică mai mică (de ex.1500V) și se reglează curentul de repaus al catodului de la 40 la 80mA și se aplică la intrare circa 2-3W.

Ieșirea este conectată la o sarcină neinductivă de 50Ω și la un wattmetru. Se reglează subansamblul de ieșire pentru maxim output, după care se reglează poziția subansamblului de intrare în sus sau în jos pe porțiunea frezată în piesa 23 (circa 30mm cursă) și se acordează cavitățile anodului și catodului pentru a obține un semnal maxim la ieșire. După ce au fost făcute aceste reglaje se aplică tensiunea anodică maximă (circa 2500V).

Toate piesele din alamă și cupru sunt stanate electrolic.

Pozițiile 2, 2', 5, 16, 20, 25, 27 sunt din PTFE (teflon); 27, 34 sunt mufe "N"; 7 este un condensator de 100pF; 13 - șuruburi micrometrice; șuruburile M 2,5; M3 și M4 sunt din

oțel. Șuruburile M6 și restul pieselor sunt din alamă Am58. Poziția 33 sunt perle de ferită.

Rezultatul obținut cu un tub, aproximativ 50% uzat, a fost următorul: la tensiunea anodică de 2000V și un curent de repaus de 40mA, cu 25W input s-au obținut aproximativ 300W out, cu un randament de circa 30%.

II.4. Amplificatorul pentru banda de 2400MHz (13 cm)

Pornind de la amplificatorul cu cavități coaxiale descris de Peter Rimil OE 3 PMJ, în nr.11 din 1975 EINZELBLATTVERTEILUNG, unde folosește un tub TH 316, a fost conceput de DD 8 DA, în mod analog, un amplificator într-o schemă cu grilă la masă folosind un tub 2C39BA care lucrează în partea anodică cu un circuit coaxial de $3/4\lambda$, iar în partea catodului cu un circuit de $5/4\lambda$ (figura 18).

Ambele circuite sunt acordate capacitiv. El poate fi reglat cu ajutorul transverterului descris de DD 9 DU în CQ - D2 nr.1, 2, 3, 4/86 și se obțin la ieșire circa 30W.

Amplificarea depinde în mare măsură de precizia prelucrării mecanice și tratarea suprafeței reperelor care intervin în cele două cavități.

O lustruire suplimentară și argintarea acestor piese acționează pozitiv asupra amplificării, dar conform măsurătorilor, aceasta nu este absolut obligatorie. Toate piesele din alamă le-am stanat electrolic. Piesele izolatoare sunt confecționate din PTFE (teflon).

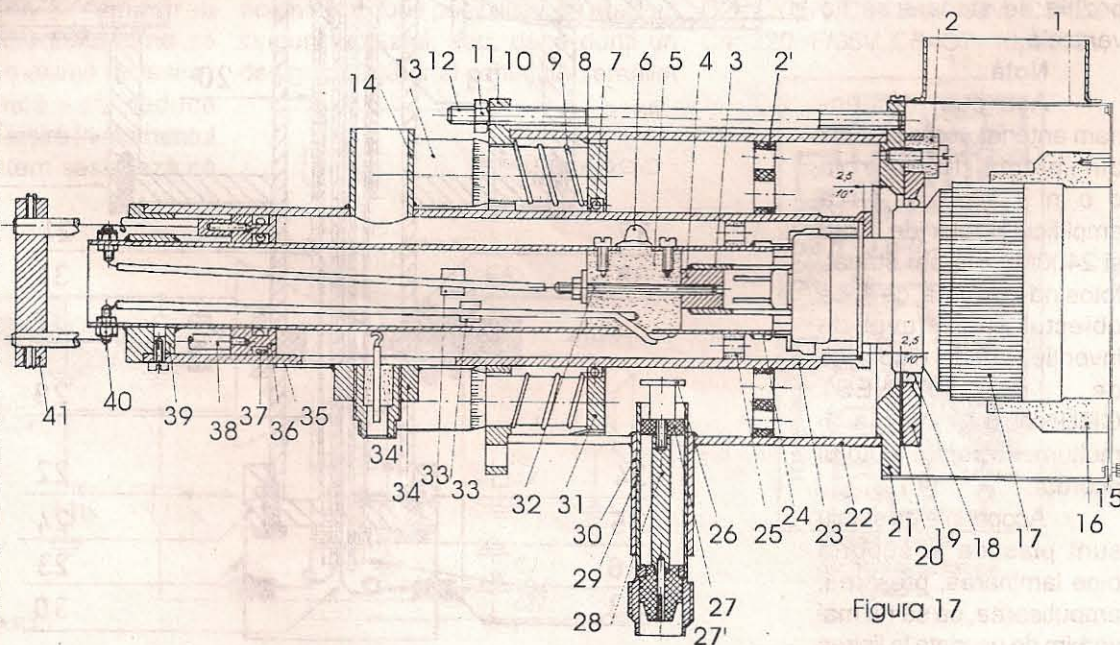


Figura 17



Față de schema originală, șuruburile poz.13 sunt montate de sus în jos, placa poz.9 fiind cu găuri filetate. De asemenea, montarea tubului 2C39BA în piesa 14 și piesa 18 se face prin intermediul unor inele care au prelucrat un canal în care se găsesc arcuri elicoidale, la fel ca la amplificatorul pentru banda de 23cm ($\lambda=23\text{cm}$, $f=1296\text{MHz}$).

Tensiunea de încălzire va fi aplicată prin două condensatoare de frecare și o bobină de un sfert de lungime de undă.

Reglare

Tensiunea de filament: maxim 5,6V. După aproximativ două minute se aplică tensiunea anodică ce nu trebuie să depășească 700V. Se reglează curentul de repaus la circa 30-40mA. Se aplică la intrare circa 100mW și se reglează circuitul catodului și cavitatea anodului pentru maximum la ieșire. După aceasta se mărește puterea de intrare la 1W și tensiunea anodică la 1000V. Se obține cu un tub nou o amplificare de circa 16dB. Tubul se răcește prin suflarea cu aer de la un ventilator de calculator montat pe 4 picioare. Se recomandă ca tuburile metalo-ceramice să funcționeze în poziția verticală. Mai ales la tubul TH328 trebuie avută mare grijă, deoarece filamentul este greu, iar prin încălzire poate face scurt în interiorul tubului. Chiar și poziția de stocare să fie verticală.

Notă

Așa cum menționam anterior, toate piesele din alamă folosite la construcția amplificatoarelor de 1296 și 2400MHz le-am stanat, folosind o rețetă ce face obiectul unui brevet de invenție, pus la dispoziție de dr. ERNEST GRÜNWARD căruia îi mulțumesc pentru ajutorul acordat.

Acoperirile de staniu sunt plastice și suportă bine laminarea, presarea, ambutisarea, ca să nu mai vorbim de ușurința la lipirea

cu cositor. În prezent depunerea electrolică a stratului se efectuează cu două tipuri de electroliți: acizi, în care staniul este prezent sub formă de stanat de sodiu sau potasiu.

Electrolitul folosit este de tip acid. Deoarece electroliții pe bază de acid sulfuric și sulfat de staniu sunt instabili formând depuneri grosolane, aciculare-dendritice, este necesară adăugarea unor substanțe organice care să împiedice apariția acestor depuneri și depunerea să aibă și luciu. Tocmai acest lucru îl face compoziția băii următoare:

- sulfat de staniu - 30g/l;
- sulfat de sodiu - 20g/l;
- acid sulfuric p.a. - 160g/l;
- acid acrilic - 0,8g/l;
- umectant NF 16 (nonilfenol grad de polietoxilare 16) - 0,2g/l;
- tensid - sulfosuccinat de sodiu - 0,2 g/l;
- benzolacetonă (soluție alcoolică 5%) - 8ml/l.

Inutil să amintim că pregătirea

suprafețelor trebuie să fie corect executată și în ordinea: șlefuire (sau lustruire), decapare, degresare. O degresare eficientă poate fi făcută cu pastă de var (hidroxid de calciu). Baia va avea o temperatură între 20÷22°C, iar piesele vor fi pendulate în baie. Densitatea de curent va fi cuprinsă între 0,8 și 1,5A/dm². Durata de menținere: între 20 și 40 minute.

Bibliografie

- 1.HAM RADIO 8/75;
- 2.Peter Rimil OE 9 PMJ; 2300MHz -PA;
- 3.Peter Rimil OE 9 PMJ; 1296MHz -PA;
- 4.CQDL 2/87 DD 8 DA Jurgen Ziemman; 10/91 - DJ 6 EP;
- 5.UKW - Berichte 30/1990;
- 6.DUBUS - Magazin 2/1988 - VE 4 MA;
- 7.VHF - UHF Manual;
- 8.Radio Communication Handbook;
- 9.Radio Communication - 06/83 G 4 PMK și G 3 SEK.

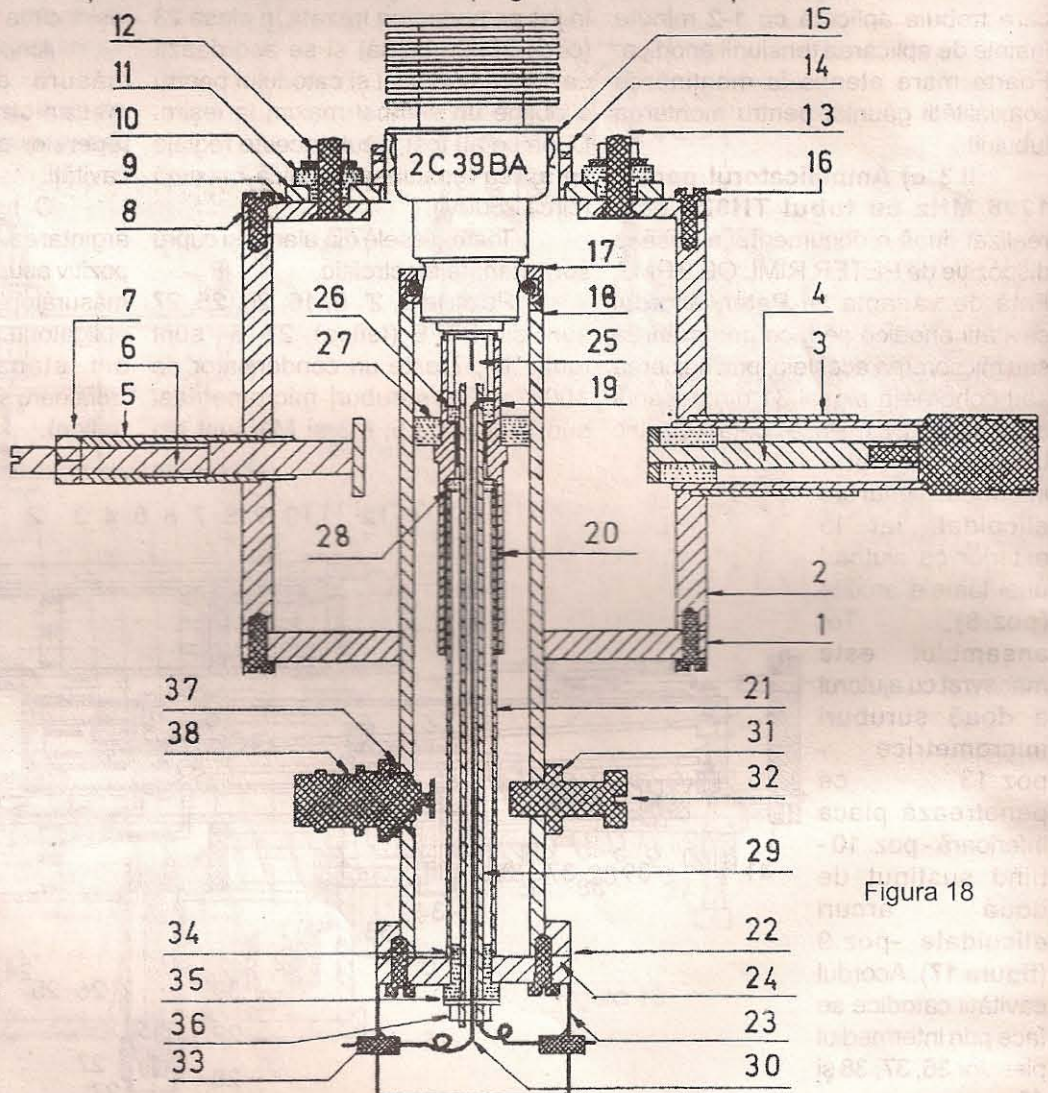


Figura 18



AMPLIFICATOR DE 50W CU TDA1514A

Elma Electronic, Constanța

TDA1514A este un circuit amplificator AF de înaltă performanță, dezvoltat de firma PHILIPS, destinat utilizării în sisteme audio de înaltă calitate, receptoare radio-TV și sisteme audio digitale.

Caracteristici tehnice

- tensiune de alimentare: $\pm 10 \dots \pm 27,5V$;
- putere de ieșire:
 - 40W - $U_a = \pm 27,5V$, $R_s = 8\Omega$
 - 50W - $U_a = \pm 24V$, $R_s = 4\Omega$;
- distorsiuni: $< 0,1\%$ la 50W;
- amplificarea în buclă închisă: 30dB;
- raport semnal/zgomot: 82dB;
- viteză de urmărire (slew-rate): 10V/ μS (foarte bună).

Acest circuit integrat dispune și de următoarele facilități:

- muting la pornire (la pinul 3 al integratului este un condensator care, timp de câteva secunde, menține acest terminal la un potențial negativ, inhibând astfel funcționarea amplificatorului); este foarte util, deoarece permite pornirea silențioasă a sistemului audio;
- protecție la depășiri accidentale ale puterii de ieșire; în structura circuitului este un comparator ce verifică permanent tensiunea de ieșire și curentul absorbit; în cazul depășirii valorilor maxime admise, este generat un semnal de comandă care apare la pinul 2; dacă acest semnal este aplicat la pinul 3 vom obține inhibarea funcționării amplificatorului când se depășește puterea maximă de ieșire;
- protecție termică - se reduce automat puterea de ieșire în momentul în care un circuit intern sesizează că

temperatura cristalului de siliciu este exagerată (în general, cauza încălzirii excesive este subdimensionarea radiatorului de răcire).

Recomandarea noastră este să nu vă bazați prea mult pe aceste protecții, pentru că sunt valabile pentru scurt timp.

Următoarele manevre greșite sunt fatale pentru TDA1514A și vă sugerăm să le evitați cu grijă:

- nu depășiți sub nici o formă tensiunea maximă admisă (se recomandă $\pm 24V$, pentru siguranță);
- nu inversați polaritatea sursei de alimentare;
- nu provocați scurtcircuite pe ieșire; această "maltratare" ar putea fi și ultima pe care ar suporta-o integratul (de regulă acest "accident" se datorează improvizațiilor; deci, vă sugerăm să folosiți la ieșire mufe standard și să nu conectați niciodată mai multe boxe la o singură ieșire, în nici un fel de configurație);
- nu conectați și nu deconectați boxele în timpul funcționării; de regulă acestea sunt echipate cu filtre LC și pot genera supratensiuni în timpul acestor manevre, fatale pentru tranzistoarele finale din circuitul integrat.

Realizare practică

Schema electrică a amplificatorului este relativ simplă (figura 1); de acum aveți două posibilități: să realizați singuri montajul, sau, dacă doriți un design atrăgător al cablajului (emailat

Elma
ELECTRONIC
Constanța

Str. Merișor nr.2
Tel/Fax 041/69.09.80

și serigrafiat) și montajului (figura 1), să apelați la firma noastră.

S.C. ELMA ELECTRONIC S.R.L. vă poate oferi acest montaj sub diverse forme (realizarea este în varianta mono):

- montaj complet echipat, inclusiv circuit integrat TDA1514A și radiator (76.200 lei);
- sursă de alimentare (fără transformator) - o punte de 10A, două condensatoare de $4.700\mu F/35V$ (49.000 lei).

Toate aceste repere vi le putem livra prin poștă cu plata la primire, trebuie doar să ne contactați la telefon 041/69.09.80 sau la adresa: str. Merișor, nr.2, CONSTANȚA.

Transformatoarele nu le putem livra (fiind foarte grele), așa că, fie le realizați singuri, fie le găsiți în magazinele specializate din localitatea dumneavoastră.

Transformatorul trebuie să debiteze două tensiuni de circa 17÷18V la 6A, secțiunea miezului va trebui să fie de minimum 15 cm² (pentru o putere de circa 140VA).

Lista de piese pasive

$R_1=R_3=1k$, $R_2=R_4=22k$, $R_5=470k$, $R_6=120$, $R_7=150$, $R_8=4,7$, $C_1=2,2\mu F$, $C_2=220pF$, $C_3=10\mu F/63V$, $C_5=22nF$, $C_4=220\mu F/35V$, $C_6=C_7=10\mu F/63V$.

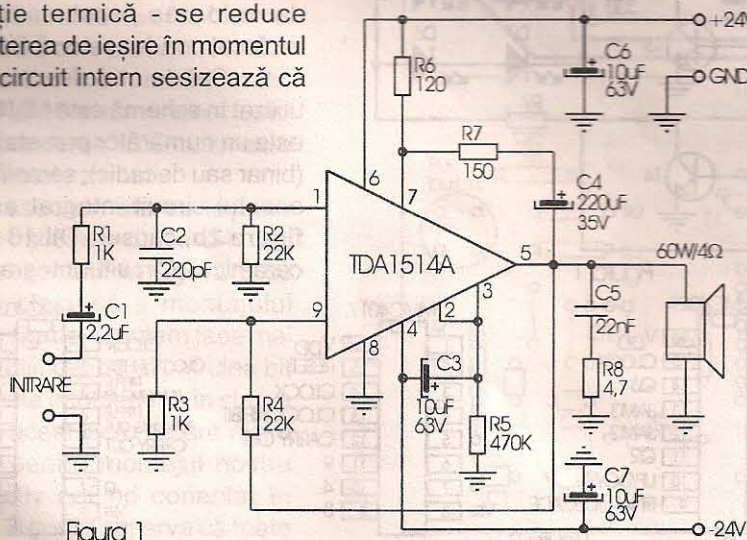
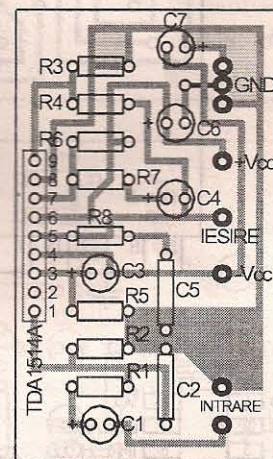


Figura 1



Cablajul imprimat
(vedere fața cu lipiturii).
Figura 2



"ZARURI" ELECTRONICE

ing. Șerban Naicu

Binecunoscutul cub de fildeș (os, lemn, plastic etc.) având încrustate sau pictate pe cele șase fețe ale sale puncte (de la 1 la 6) poate fi realizat și într-o variantă mai modernă, electronică.

Materialul de față vă prezintă două variante de zar digital, la care afișarea se face, într-un caz, cu ajutorul diodelor electroluminiscente (LED) sau, în celălalt caz, cu ajutorul unui afișor cu 7 segmente.

Zarul reprezintă un accesoriu utilizat în numeroase jocuri de societate. De aceea, credem că variantele electronice de zar

prezentate se pot bucura de un interes destul de mare în rândul constructorilor electroniști. După cum se va vedea în prezentarea celor două montaje, în funcționarea acestora au fost introduse unele elemente care să simuleze cât mai bine adevărata rostogolire a zarului clasic aruncat, inclusiv suspansul până la oprirea acestuia.

Îi asigurăm pe utilizatorii celor două montaje prezentate de perfectă corectitudine a "aruncării" zarului, observându-se o repartiție statistică egală a celor șase fețe (respectiv șase numere) la un număr foarte mare de încercări.

Ca o caracteristică comună a celor două montaje, se poate remarca faptul că acestea au în compunere circuite integrate extrem de uzuale și ușor de procurat (555 și circuite integrate de tip CMOS).

Schema primului circuit este prezentată în figura 1. Montajul utilizează în principal două circuite integrate (BE555 și MMC4029), patru tranzistoare de tip BC237 (echivalente cu BC167, BC182, BC547) - tranzistoare cu siliciu de mică putere ($I_c=2mA$, $U_{CE}=5V$, $P_{tot}=300mW$) și șapte diode electroluminiscente (LED) - roșii, cu diametrul de 5mm.

Circuitul integrat BE555, având semnificația pinilor prezentată în figura 2a, în capsulă DIL8, de tip MP48, este utilizat în configurație de oscilator astabil amortizat.

Timpul cât este ținut apăsat PUSH-BUTON-ul (buton cu revenire) determină tensiunea la care se încarcă condensatorul C1. Această tensiune variabilă (descrescătoare în timp) se aplică, prin intermediul rezistoarelor R2 și R1 la pinul 7 - DISCHARGE (descărcare) al circuitului integrat BE555. Frecvența impulsurilor furnizate de acest circuit integrat la pinul 3 - OUTPUT (ieșire) este proporțională cu valoarea acestei tensiuni. deci, frecvența impulsurilor furnizate prin rezistorul R5 la pinul 15 al circuitului integrat C12 (MMC4029) este mare la început și scade rapid la zero, intervalul de timp fiind determinat de valoarea tensiunii la care s-a încărcat condensatorul C1.

Cel de-al doilea circuit integrat utilizat în schemă este MMC4029, care este un numărător presetabil reversibil (binar sau decadic); semnificația pinilor acestui circuit integrat este dată în figura 2b, capsulă DIL16 (plastic sau ceramică). Circuitul integrat MMC4029

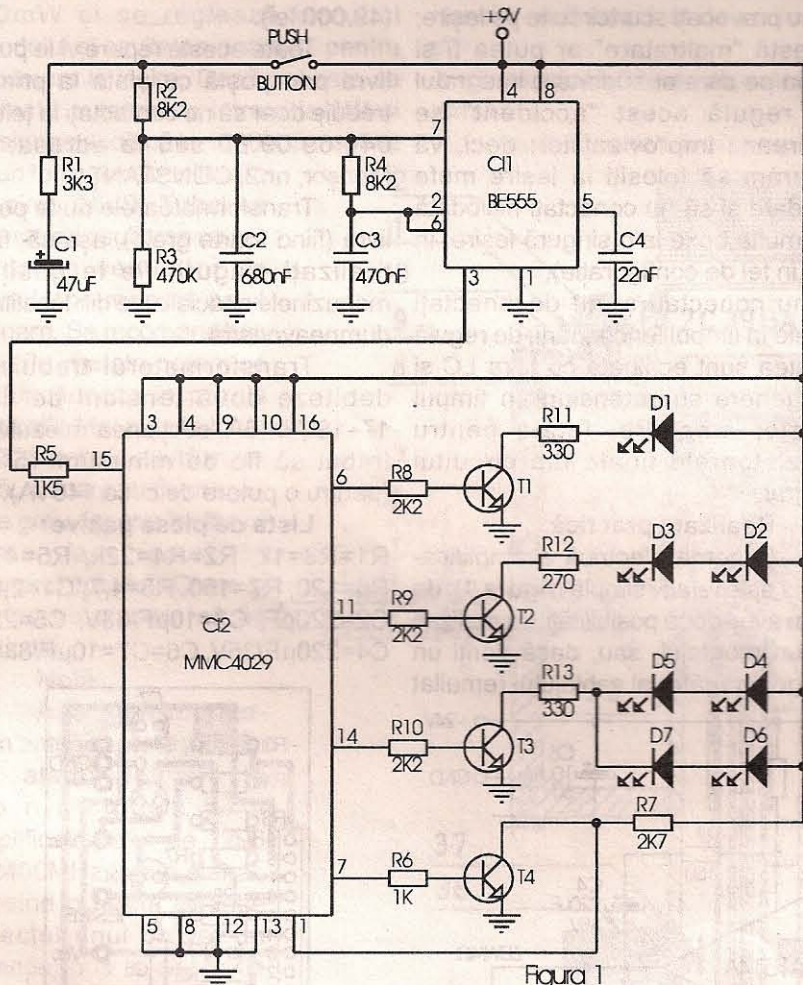


Figura 1

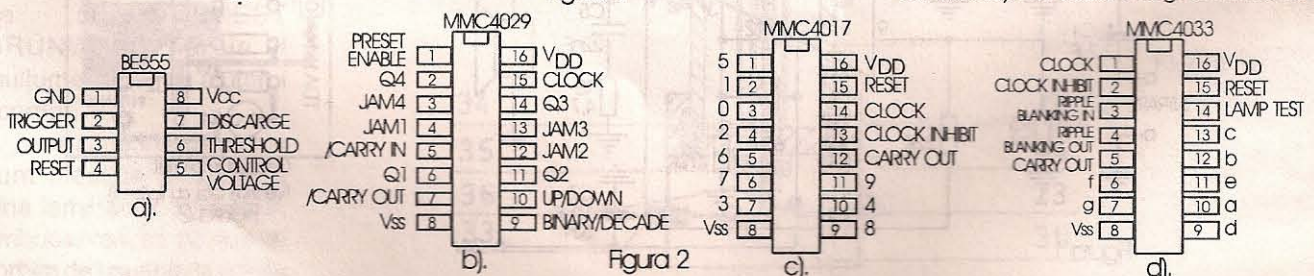


Figura 2



	Starea pinilor				Numarul în zecimal	Cifra zarului
	2 Q4	14 Q3	11 Q2	6 Q1		
①	1	0	0	1	9	"1"
② ③	1	0	1	0	10	"2"
② ① ③	1	0	1	1	11	"3"
⑥ ④	1	1	0	0	12	"4"
⑦ ⑤	1	1	0	1	13	"5"
⑥ ④ ①	1	1	1	0	14	"6"
⑦ ⑤	1	1	1	1	15	Revenire la cifra "1"

Modul de asezare a diodelor de tip LED.

Figura 3

constă dintr-un numărator sincron cu patru etaje, binar sau decadic (BCD), reversibil, prevăzut cu ieșire de transport în ambele moduri de numărare.

Cum s-a arătat anterior, impulsurile furnizate la ieșirea lui 7E555 ajung prin R5 la intrarea de tact (CLOCK) a lui MMC4029 (pinul 15).

Circuitul integrat de tip MMC4029 este un numărator binar sau unul decadic: atunci când intrarea BINARY/DECADE (pinul 9) se află în "0" logic se obține numărarea decadică, iar atunci când aceasta se află în "1" logic (cazul nostru) se obține numărarea binară.

Numărătorul poate să numere înainte sau înapoi, în funcție de comanda primită pe intrarea de control a sensului de numărare (UP/DOWN), pinul 10. Când această intrare se află conectată la "1" logic, ca în cazul nostru, numărătorul va număra înainte.

În figura 3 este prezentat intuitiv modul de numărare al numărătorului binar de la 0 la 15 și cum acest lucru determină "aprinderea" LED-urilor care semnifică punctele zarului.

Dacă asociem starea ieșirilor (pinii 2, 14, 11 și 6 în ordinea Q4, Q3, Q2 și Q1) prezentată în figura 3 cu configurația electrică a montajului prezentată în figura 1, putem face mai multe observații. Cel de-al patrulea bit (ieșirea Q4) este întotdeauna în starea "1" logic, dar acest lucru nu are nici o semnificație pentru montajul nostru (pinul respectiv nefiind conectat în circuit). Se mai poate observa că toate cele șase cifre ale zarurilor se pot

realiza din numai trei combinații și anume din diode electroluminiscente (D1) sau grupuri de diode (D2 în serie cu D3, respectiv grupul serie D4-D5 în paralel cu grupul serie D6-D7) montate în colectorale a trei tranzistoare. Aceste tranzistoare sunt aduse în starea de saturație (moment în care LED-urile respective se "aprend") de către tensiunea primită în bază de la ieșirile integratului MMC4029 ("1" logic la Q1, Q2 sau Q3).

Acest numărator de tip CMOS (MMC4029) are și facilitatea deosebită de a putea fi prepoziționat cu ajutorul celor patru intrări JAM1, JAM2, JAM3 și JAM4 (pinii 4, 12, 13 și 3). Aceste patru intrări paralele de date sunt, în cazul nostru, în stările logice "1", "0", "0" și respectiv "1", ceea ce semnifică începerea numărării de la cifra zecimală 9 (nouă). Numărarea se face până la cifra zecimală 15, când toate cele patru ieșiri logice (Q4, Q3, Q2 și Q1) sunt în "1" logic. În acest moment pinul 7 al circuitului integrat (/CARRY OUT), care în mod normal se află în "1" logic, trece în "0" logic, cu condiția ca intrarea /CARRY IN (pinul 5) să fie în "0" logic. Semnalul /CARRY IN în starea "0" logic acționează ca un semnal de validare; în cazul în care terminalul /CARRY IN nu se folosește el trebuie conectat la potențialul Vss. Deci, la terminarea ciclului de numărare (moment când numărătorul atinge numărul maxim pentru numărarea înainte, 15 în cazul nostru) ieșirea de transport /CARRY OUT trece în "0" logic. Acest lucru va determina blocarea tranzistorului T4 și apariția unui salt de tensiune pozitivă în colectorul acestuia, un "1" logic la pinul 1 (PRESET ENABLE) al

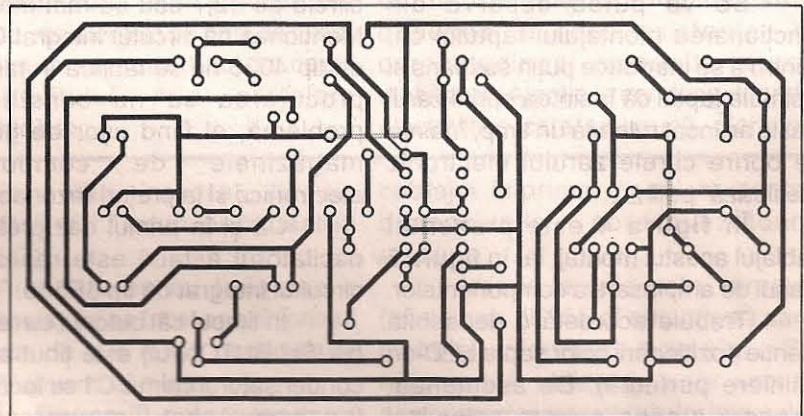


Figura 4

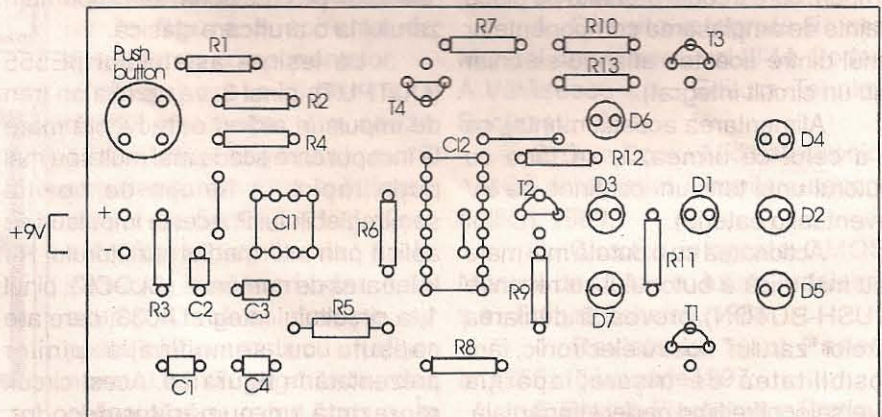


Figura 5

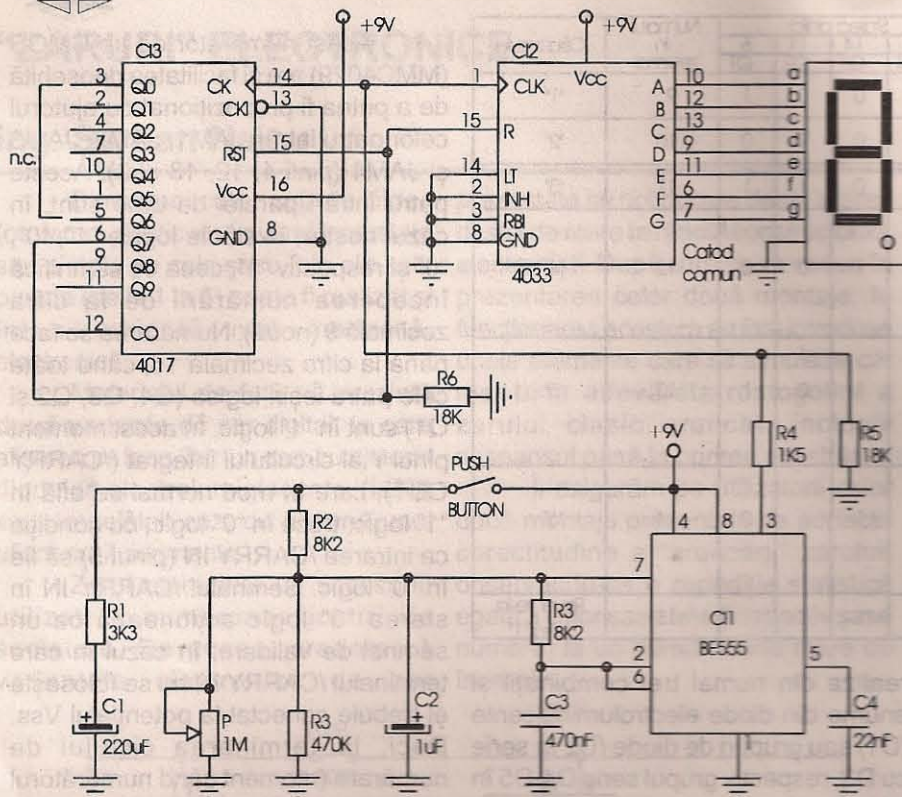


Figura 6

circuitului integrat 4029. În acest moment numărarea va fi inhibată, numărătorul inițializându-se, ieșirile sale (Q4-Q1) trecând direct de la starea logică 1111 la 0001, fără să afișeze niciodată cifra 0 (zero).

Se va putea observa din funcționarea montajului faptul că, pentru a se introduce puțin suspans și a simula faptul că înaintea opririi zarul clasic aruncat rulează un timp, înainte de oprire cifrele zarului electronic "defilează" puțin.

În figura 4 este prezentat cablajul acestui montaj, iar în figura 5 planul de amplasare a componentelor.

Trebuie acordată o deosebită atenție poziționării celor șapte LED-uri (alinieră perfectă). De asemenea, atragem atenția asupra celor trei șrapuri, care trebuie montate pe placă înainte de amplasarea componentelor (unul dintre acestea aflându-se chiar sub un circuit integrat).

Alimentarea acestui montaj, ca și a celui ce urmează, se face cu ajutorul unei tensiuni continue de 9V (eventual o baterie).

Acționarea cu o durată mai mare sau mai mică a butonului cu revenire (PUSH-BUTON) provoacă defilarea cifrelor "zarului" nostru electronic, fără posibilitatea de trișare, apariția diverselor cifre fiind perfect imparțială.

Cel de-al doilea montaj de "zar"

electronic pe care îl propunem are schema prezentată în figura 6. Acesta conține, în principal un circuit integrat de tip 555, două circuite integrate de tip CMOS (4033 și 4017) și un afișor cu 7 segmente cu catod comun (având cifrele de 12,7 sau 58 mm înălțime). Menționez că circuitul integrat CMOS de tip 4033 nu se fabrică în țară, dar procurarea sa nu constituie o problemă, el fiind ușor de găsit la magazinele de componente electronice și la prețuri rezonabile.

Ca și în primul caz prezentat, oscilatorul astabil este realizat cu circuitul integrat de tip β E555.

În timpul cât butonul cu revenire (PUSH BUTON-ul) este ținut apăsat, condensatorul chimic C1 se încarcă cu tensiune. Acest lucru corespunde "elanului" pe care dorim să-l imprimăm zarului la o aruncare clasică.

La ieșirea astabilului β E555 (OUTPUT), pinul 3, va rezulta un tren de impulsuri având o frecvență mare la început care scade mai mult sau mai puțin rapid, în funcție de poziția semireglabilului P. Aceste impulsuri se aplică prin intermediul rezistorului R4 la intrarea de numărare (CLOCK), pinul 1, a circuitului integrat 4033, care are capsula cu semnificația pinilor prezentată în figura 2d. Acest circuit reprezintă un numărător-decodor, asigurând deci, atât numărarea

impulsurilor primite cât și decodarea lor în vederea vizualizării pe un afișor cu 7 segmente cu catod comun. Intrarea de numărare a lui 4033 reacționează numai la fronturile crescătoare ale impulsurilor primite. Cei șapte pini de ieșire ai integratului (10, 12, 13, 9, 11, 6, 7) de la a la g sunt conectați direct (fără rezistențe de limitare a curentului) la segmentele anozilor afișorului. Circuitul 4033 asigură el însuși limitarea curentului, fiind capabil să furnizeze direct un curent de ieșire pe segment care poate atinge 20mA, la o tensiune de 9V.

O altă caracteristică importantă a circuitului integrat 4033 constă în aceea că oferă posibilitatea stingerii zerourilor nesemnificative, folosind pinii 3 și 4 (RBI și RBO). În montajul nostru pinul 3 s-a conectat la masă, evitându-se astfel aprinderea cifrei 0 (zero).

Intrarea LAMP TEST (pinul 14) nefiind utilizată, pinul 14 a fost conectat la nivelul "0" logic (masă), ca și pinul 2 (CLOCK INHIBIT) pentru validarea intrării de numărare.

O problemă în funcționarea acestui montaj constă în aceea că afișorul nostru nu trebuie să afișeze cifrele 7, 8 și 9. Acest lucru se poate face printr-un procedeu care să provoace aducerea la zero (inițializarea) a numărătorului când apare cel de-al șaptelea impuls. În acest scop am utilizat circuitul integrat MMC4017, un numărător Johnson decadic cu 10 ieșiri decodificate și are capsula și semnificația pinilor prezentate în figura 2c.

Intrarea acestuia de numărare (CLOCK), pinul 14, primește aceleași impulsuri ca și circuitul integrat 4033.

Circuitul integrat 4017 va da un impuls scurt pozitiv la pinul 6 la cel de-al șaptelea impuls numărat, care se va aplica atât la intrarea sa de RESET (pinul 15), cât și la intrarea de RESET (pinul 15) a circuitului integrat 4033. Se remarcă faptul că cei doi pini de RESET ai circuitului integrat 4017 și 4033 sunt conectați la masă împreună prin intermediul rezistorului R6.

De asemenea, se observă pe schemă că intrarea CLOCK INHIBIT (pinul 13) se află conectată la masă, deci la "0" logic, ceea ce face ca numărătorul MMC4017 să își schimbe starea la orice front pozitiv al impulsurilor primite la intrare.

Pinii 2, 3, 4, 5, 7 și 10 ai



FUNȚIONAREA ȘI DEPANAREA VIDEOCASSETOFOANELOR (VII)

ing. Șerban Naicu
ing. Florin Gruia

- urmare din numărul trecut -

Blocul de alimentare al videocasetofonului

Scopul acestui bloc este de furniza toate tensiunile de alimentare necesare unei funcționări normale a videocasetofonului (și a tunerului încorporat), iar în unele cazuri și a asigurării frecvenței de 50/60Hz, necesare ceasului.

Blocul de alimentare este cel mai solicitat dintre toate blocurile conținute într-un videocasetofon datorită caracterului său de funcționare neîntreruptă. De aici și fiabilitatea foarte bună necesară în funcționarea acestui bloc.

Din punct de vedere constructiv sunt două tipuri de blocuri de alimentare: cu stabilizatoare clasice (liniare) de tip serie sau paralel și cu stabilizatoare în comutație, moderne.

Vom prezenta câteva scheme practice de blocuri de alimentare de videocasetofoane, atât din prima categorie, cât și din cea de-a doua. Alegerea schemelor descrise a fost foarte dificilă, numărul de opțiuni posibile fiind foarte mare. Am ales firmele AKAI, PANASONIC/NATIONAL, JVC și SAMSUNG pe considerentul răspândirii lor deosebite.

Considerații generale referitoare la depanarea blocului de alimentare a videocasetofonului

Un astfel de bloc, indiferent de varianta constructivă adoptată de fabricant, va trebui să livreze câteva tensiuni pozitive, negative și chiar unele alternative.

Tensiunile cele mai răspândite sunt cele de +5V, utilizate în circuitele de logică, comandă și afișaj, +9V, +12V, +15V utilizate la comanda motoarelor, la circuitele de amplificare, audio și video, +31,5V (+35V) utilizată la acordul blocului TUNER, -35V folosită la afișaj, tensiune alternativă de 2-4V pentru încălzirea filamentului elementului afișor fluorescent. Este utilă procurarea schemei electrice din Service Manualul aparatului. Deoarece acest bloc funcționează nonstop, degradarea performanțelor și uzura, în special prin efect termic, se produc mai rapid decât la celelalte blocuri constitutive. Constructorul a pus o serie de elemente de protecție împotriva distrugerii în caz de defectare, cum ar fi siguranțele obișnuite, rezistențele pe post de fuzibil (FR), limitarea curentului în cazul scurtcircuitului prin protejare electronică etc.

În cazul defectării aparente a acestui bloc se procedează după următoarea strategie:

- se izolează consumatorii, atunci când e posibil, prin decuplarea conectorilor respectivi;

- se verifică dacă pe circuitele respective de alimentare din consumator (videocasetofon) nu există scurtcircuite (verificare cu ajutorul unui ohmmetru);

- se simulează cu ajutorul unor rezistențe de putere consumatorii de pe fiecare tensiune de alimentare a blocului de alimentare, având grijă să nu depășim curentul nominal (se consultă Service Manualul).

La unele blocuri de alimentare, în special la cele cu convertitoare, absența sarcinii determină un regim de lucru anormal, ducând chiar la avariere.

Se măsoară pe fiecare rezistență de sarcină dacă există tensiunea nominală.

Atenție la rezistențele de limitare notate FR, care se întrerup! Multe dintre sursele stabilizate sunt dependente de existența și corectitudinea celorlalte surse stabilizate. Atenție la condensatoarele electrolitice care se usucă, pierzând

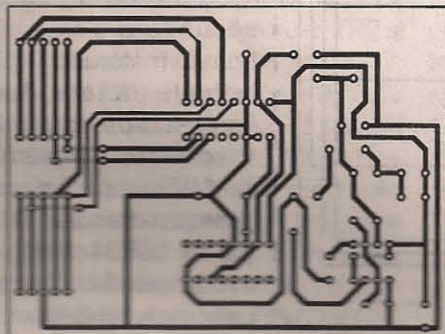


Figura 7

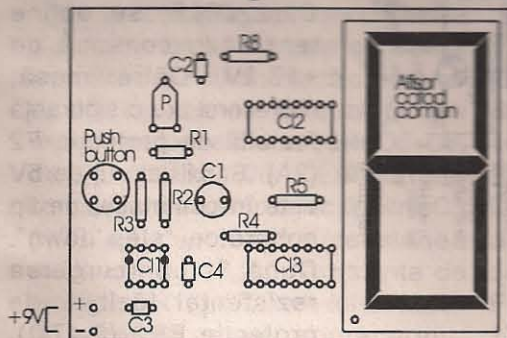


Figura 8

circuitului integrat de tip MMC4017 sunt neconectați (NC).

Alimentarea cu tensiune a montajului se face, ca și în primul caz, de la o sursă continuă de 9V (eventual o baterie).

În figura 7 este prezentat cablajul celui de-al doilea montaj, iar în figura 8 schema de amplasare a componentelor.

Cablajul are o dimensiune destul de mare, din cauza gabariturii afișorului cu 7 segmente (având înălțimea cifrelor de 58mm). Acest afișor este foarte lizibil chiar de la distanțe mai mari, dar este scump. Dacă se dorește, se poate înlocui acesta cu un afișor normal cu 7 segmente, dar obligatoriu cu catod comun. În acest scop se pot prevedea pe

cablajul imprimat pastilele pentru dimensiunile corespunzătoare acestuia.

Atenție la cele patru șrapuri (aflate sub β E555 și sub afișor) care trebuie plantate primele. Se recomandă utilizarea unor socluri pentru amplasarea circuitelor integrate.

Bibliografie

1. Circuite integrate liniare. Manual de utilizare, vol.III-M. Bodea, A.Vătășescu ș.a., Editura Tehnică, București, 1984;
2. Data Book - Microelectronica - MOS Integrated Circuits - second edition, 1989;
3. Circuite integrate CMOS. Manual de utilizare, Iulian Ardeleanu ș.a., Editura Tehnică, 1986;
4. Revista Le Haut Parleur nr.1856, 15 ianuarie 1997;
5. Revista Electronique Pratique nr.199, ianuarie 1996.

capacitatea nominală (valoarea înscrisă pe ele).

AKAI VS-20EO (VS-22EA/EK/ES/EV/EO/EOG, VS-26EA/ES/EV/EO) (figura 1)

Alimentarea se face de la rețeaua de curent alternativ cu tensiunea de 220÷240V. Protecția pe circuitul primar se realizează cu ajutorul siguranței fuzibile F1, de 630mA și a siguranței termice interne a transformatorului T1, atașată bobinajului, între pinii 1 și 2 ai acestuia. Pe circuitul de rețea către priză există un filtru de rețea antiparaziți constituit din două inductanțe notate FL1 și condensatorul C1. Secundarul transformatorului T1 prezintă trei înfășurări. Blocul de alimentare livrează la conectorul P1 următoarele tensiuni +5V (IDL 5V), 9/12V (IDL9V/12V), +12,7V (+35V, -35V, tensiuni stabilizate, cu prezență permanentă și tensiunea alternativă de 3,7V).

Stabilizatorul de +5V (IDL 5V)

Prima înfășurare secundară a transformatorului T1, între bornele notate 8 și 9 furnizează o tensiune de 14 V a.c. Tensiunea alternativă de 14V se aplică direct pe puntea redresoare D1÷D4 (de tip 1SR34-100A) care o redresează bialternanță. La bornele condensatorului electrolitic de filtraj C2(2200μF) se obține tensiunea continuă de +17,2V. Către masă, redresorul are o siguranță fuzibilă de protecție F2 (2A). Stabilizatorul de 5V este în comutație, de tip coborâtor, "step down". După parcurgerea rezistenței fuzibile de protecție FR2 (0,47Ω), curentul intră în tranzistorul

MODEL	*11
EA	V1004EK
ES	V1004ES
EV	V1004EV
EO	V1004EO

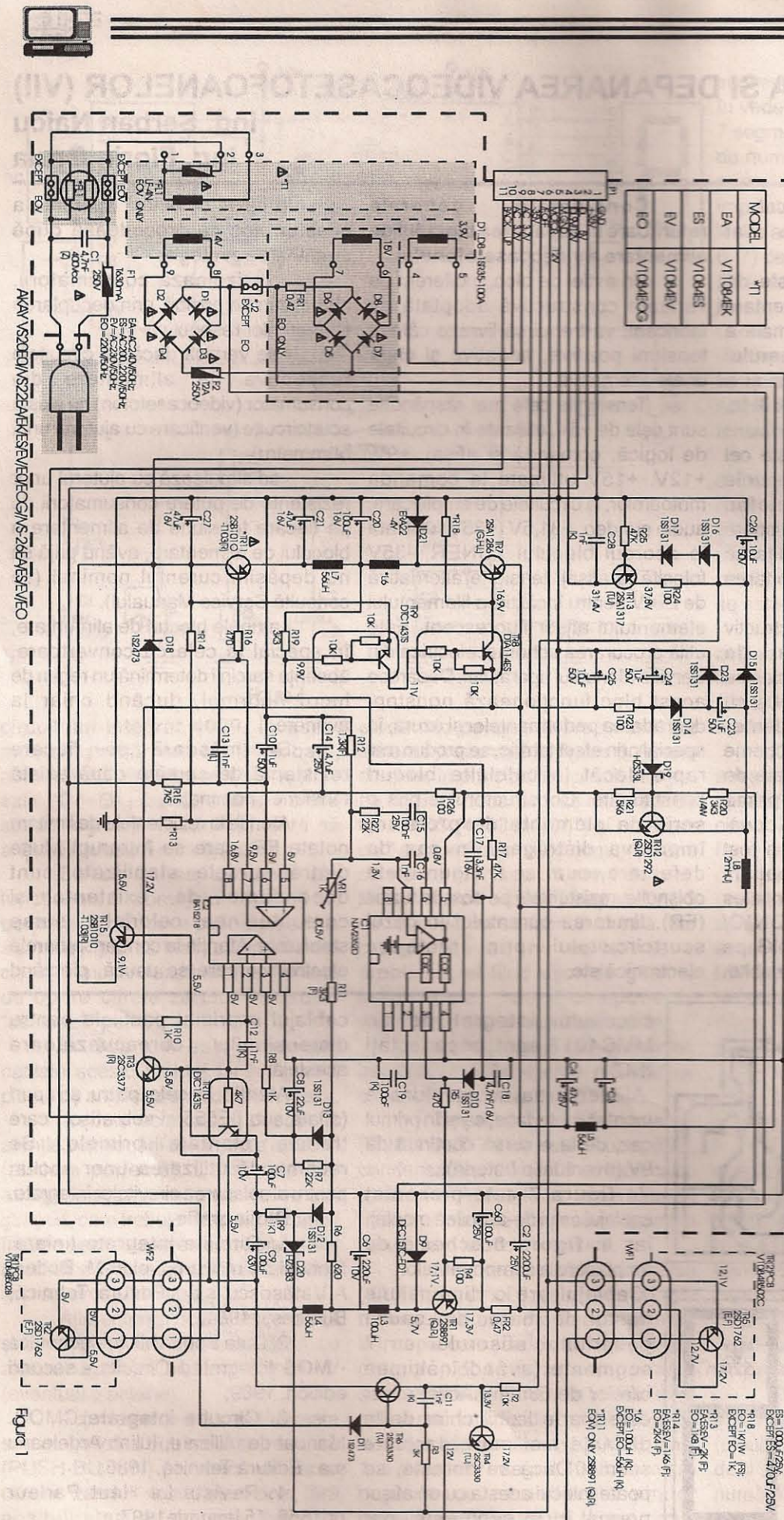


Figura 1



comutator TR1 (tip 2SB891). Bobina L3 este bobina de acumulare, iar dioda D9, de tip DFC15TC-FD1, este dioda cursei inverse. Comanda bazei lui TR1 o face circuitul integrat specializat IC1, de tip NJM2352D, prin ieșirea de la pinul 5. Integratul IC1 este constituit dintr-un oscilator intern, un amplificator operațional, o sursă de tensiune de referință conectată la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional și un circuit comparator. Pe intrarea inversoare a amplificatorului operațional din IC1, la pinul 7, se aduce tensiunea de eroare de la ieșirea de 5,7V. Această tensiune se poate regla precis cu ajutorul rezistenței reglabile VR1 (1KΩ). Rezultatul comparării duce la modificarea factorului de umplere al impulsului de comandă din baza tranzistorului TR1. Alimentarea lui IC1 se face din bara de 17,2V. Stabilizatorul în comutație de 5,7V este urmat de un stabilizator liniar de putere, realizat cu tranzistorul TR2, de tip 2SD1762, la ieșirea sa obținându-se tensiunea de +5V. Baza tranzistorului TR2 este controlată de amplificatorul operațional conținut în circuitul integrat IC2, de tip BA15218. Pe intrarea inversoare - pinul 2 - a amplificatorului operațional din IC2 sosește tensiunea de eroare din ieșirea de 5V, prin intermediul rezistenței R10, iar pe intrarea neinversoare - pinul 3 - sosește tensiunea divizată din ieșirea de 5V, prin rezistențele R6, R7, R8. Ieșirea din amplificatorul operațional se face pe pinul 1 către baza tranzistorului TR2 și a tranzistorului TR3, de tip 2SC3377. Emitorul lui TR3 are o tensiune de 5,5V cu destinația, în conectorul P1, "BACK UP". Colectorul tranzistorului TR3 este conectat la bara de 17,2V. Tensiunea de 5V este folosită pentru alimentarea circuitelor de comandă/logică, prezența sa fiind permanentă (IDL 5V).

Stabilizatorul de +9V/12V (IDL 9V/12V)

A doua înfășurare secundară a transformatorului T1 este conectată între pinii 6 și 7 și furnizează o tensiune de 15V a.c. Ea alimentează puntea redresoare formată din diodele D5-D8, de tip 1SR35-100A. La bornele condensatorului electrolitic de filtraj C3 (1000μF) se obține tensiunea redresată de 17,2V. Rezistența de protecție FR1(0,47Ω) are rol de fuzibil la apariția unui supracurent. Stabilizatorul este tot de tipul în

comutație, coborât ("step down") și se realizează cu tranzistorul comutator TR7, de tip 2SA1286, pe ieșirea sa obținându-se tensiunea de 10V. Bobina de acumulare este L6, iar dioda cursei inverse este D21, de tip ERA22. Comanda bazei lui TR7 se face cu ajutorul tranzistoarelor de comutare TR8, de tip DTA114ES și TR9, de tip DTC143TS. Baza lui TR9 este comandată de aceeași ieșire din IC1 care comandă și pe TR1 (pinul 3). Separarea comenzilor între cele două baze ale tranzistoarelor TR1 și TR9 se face cu ajutorul diodei D10, de tip SS131, din tensiunea de 10V, cu ajutorul unui stabilizator liniar realizat cu tranzistorul TR11, de tip 2SB1010. Similar cu comanda tranzistorului stabilizator liniar de pe sursa de 5V (TR2), și aici tranzistorul TR11 este comandat de ieșirea celui de-al doilea amplificator operațional conținut în IC2, de tip BA 15218 (pinul 7). Pe intrarea neinversoare - pinul 5 - se aduce tensiunea de eroare din ieșirea de 9,1V prin intermediul rezistențelor R13, R14, iar pe intrarea inversoare pinul 6 se aduce ca referință, prin intermediul rezistenței R15, tensiunea de 5V. Și această tensiune este prezentă permanent (IDL 9/12V).

Stabilizatorul de +12,7V (MOTOR 12V)

Tensiunea de 17,2V obținută la bornele condensatorului C2 este folosită și de stabilizatorul liniar de tensiune realizat cu tranzistorul de putere TR5, de tip 2SD1762, montat în exterior, pe un radiator. În emitorul său se obține tensiunea stabilizată de 12,7V, utilizată la motoarele de acționare. Tranzistorul TR5 este montat în conexiune Darlington cu TR4, de tip 2SC3330, a cărui bază este controlată de tranzistorul amplificator de eroare TR6, de tip 2SC3330. Tensiunea de referință din emitorul lui TR6 este chiar tensiunea de la bara de +5V, iar tensiunea de eroare luată din ieșirea de 12,7V este adusă în baza lui TR6 cu ajutorul rezistenței R3. Sursa de 12,7V este comandată de semnalul notat /F.OFF (echivalent cu PORNIT/OPRIT), cu ajutorul diodei D11, de tip 1S2473, care transmite această comandă de blocare/deblocare bazei tranzistorului TR6. Funcționarea corectă a sursei de 12,7V depinde de existența sursei de 5V și de comanda /F.OFF. O a treia

condiționare constă în introducerea unui curent de polarizare de la sursa de 37,8V prin intermediul rezistenței R2. Dispariția tensiunii de 37,8V duce de asemenea, la blocarea sursei de 12,7V.

Stabilizatorul de +31,4V

Este tot în comutație, tranzistorul comutator fiind TR12, de tip 2SD1292. Bobina de acumulare este L8. Din colectorul lui TR12, cu ajutorul a două redresoare monoalternanță, se obțin două tensiuni de polarități opuse. Prima tensiune are 37,8V și se obține cu ajutorul diodei D15, de tip 1SS131. Ea este filtrată cu condensatorul C26 (10μF) și stabilizată la valoarea de +31,4V cu ajutorul unui stabilizator liniar, realizat cu tranzistorul TR13, de tip 2SA1317.

Comanda bazei tranzistorului comutator TR12 se face cu impulsurile dreptunghiulare obținute în colectorul tranzistorului comutator TR1 (de la sursa de 5,7V).

Tensiunea de -35V

Tot din colectorul lui TR12, cu ajutorul diodelor D14, D23, de tip 1SS131, se obțin, prin redresorul monoalternanță tensiunea de -35V. Aceasta este filtrată cu ajutorul grupului RC: C24, C25, R23.

Ultima înfășurare secundară a transformatorului T1, conectată între bornele 4 și 5, servește la încălzirea filamentului display-ului.

SAMSUNG modelele:

SVX301/VX710/VB710; SV303/VX720; SVX305/VX730*; VK8220...8225; VQ720/VQ721; VX710** (figurile 2 și 3)

Alimentarea se face de la rețeaua electrică de 220V/50Hz cu ajutorul transformatorului de rețea P.T.I. Protejarea circuitului primar se face cu ajutorul siguranței fuzibile F101 (500mA) și a siguranței termice montată în interiorul corpului transformatorului. În secundar există trei înfășurări distincte, dintre care una cu priză mediană. Stabilizatoarele de +5V, +6V, +15V sunt conținute în circuitul integrat specializat IC101, de tip STK5333, iar tensiunea de +30V se obține cu ajutorul unui stabilizator clasic (liniar) realizat cu tranzistorul Q102, de tip 2SC945. Tensiunea stabilizată de +12V este obținută cu circuitul integrat stabilizator IC102, de tip MC7812.

Ultima tensiune livrată de acest



bloc de alimentare este alternativă având valoarea de 5,1V și servește la încălzirea filamentului display-ului. Prima înfășurare secundară a transformatorului de rețea, cea cu priză, atacă direct puntea redresoare D101, de tip RBV-402, la bornele condensatorului electrolitic de filtraj C102 (3300 μ F) obținându-se tensiunea continuă de 22V. Siguranțele fuzibile F102 (2,5A), F103(800mA) și rezistența fuzibilă FR101 (1,2 Ω) protejează circuitele împotriva supracurentului. Tensiunea de 22V rezultată este aplicată pe pinul 8 al circuitului integrat stabilizator specializat IC101, de tip STK5333, unde există diode de referință, amplificatoare de eroare, tranzistoare regulate serie, tranzistoare conectate Darlington cu tranzistoarele regulate serie, condensatoare antioscilante. Pe la pinul 6 al IC101 este furnizată tensiunea de +15V stabilizată (PC15V). Ea este comutabilă, comanda de control notată "/PWR CTR", fiind aplicată la pinul 7 al IC101, după o prealabilă inversare cu poarta logică Q103 (R1008). Acesta este de fapt un tranzistor logic, adică un tranzistor obișnuit la care s-a adăugat în serie cu baza o rezistență de 22k Ω , iar către masă o altă rezistență tot de 22k Ω .

Din priza mediană, după parcurgerea rezistenței fuzibile FR101, curentul intră prin pinul 4 în IC101. Tensiunea pe acest pin este de 10V. Pe pinul 3 iese tensiunea stabilizată de 6V (AL6V). Ea este de asemenea comandată de semnalul "/PWR CTL". Intern, în IC101 urmează un stabilizator de 5V, care livrează tensiunea de ieșire la pinul 2 al IC101 (PC5V).

Dintr-un capăt al acestei înfășurări secundare, după parcurgerea siguranței fuzibile F103 (800mA), printr-o redresare monoalternanță cu dioda D102, de tip 1N4002, se obține tensiunea de 19V la bornele condensatorului electrolitic de filtraj C104 (1000 μ F). Această tensiune este stabilizată la valoarea de 12V de circuitul integrat specializat IC102, de tip MC7812.

În interiorul integratului IC101, polarizarea bazei stabilizatorului de 5V se face cu ajutorul tensiunii stabilizate de +15V, depinzând deci de prezența acesteia.

A doua înfășurare secundară deservește printr-o rezistență fuzibilă FR102 (22 Ω) un redresor monoalternanță realizat cu dioda D104, de tip 1N4002. Tensiunea de 33V obținută la bornele condensatorului C105 (47 μ F) are mai multe utilizări.

Prima utilizare constă în polarizarea, după o prealabilă filtrare RC (cu C105, R104, C106, R102, C117) a pinului 5 al lui IC101. A doua

utilizare, după o filtrare RC (cu ajutorul lui C105, R103, C107, R105), are destinația notată de fabricant "PRST.VTG". Ultima utilizare este oferită prin intermediul tranzistorului regulator serie Q102, de tip 2SC945, care livrează în emitor tensiunea stabilizată de +30V. În baza sa există două diode de referință montate în serie, ZD101 ($U_z=24V$) și ZD102 ($U_z=6,8V$).

- continuare în numărul viitor -

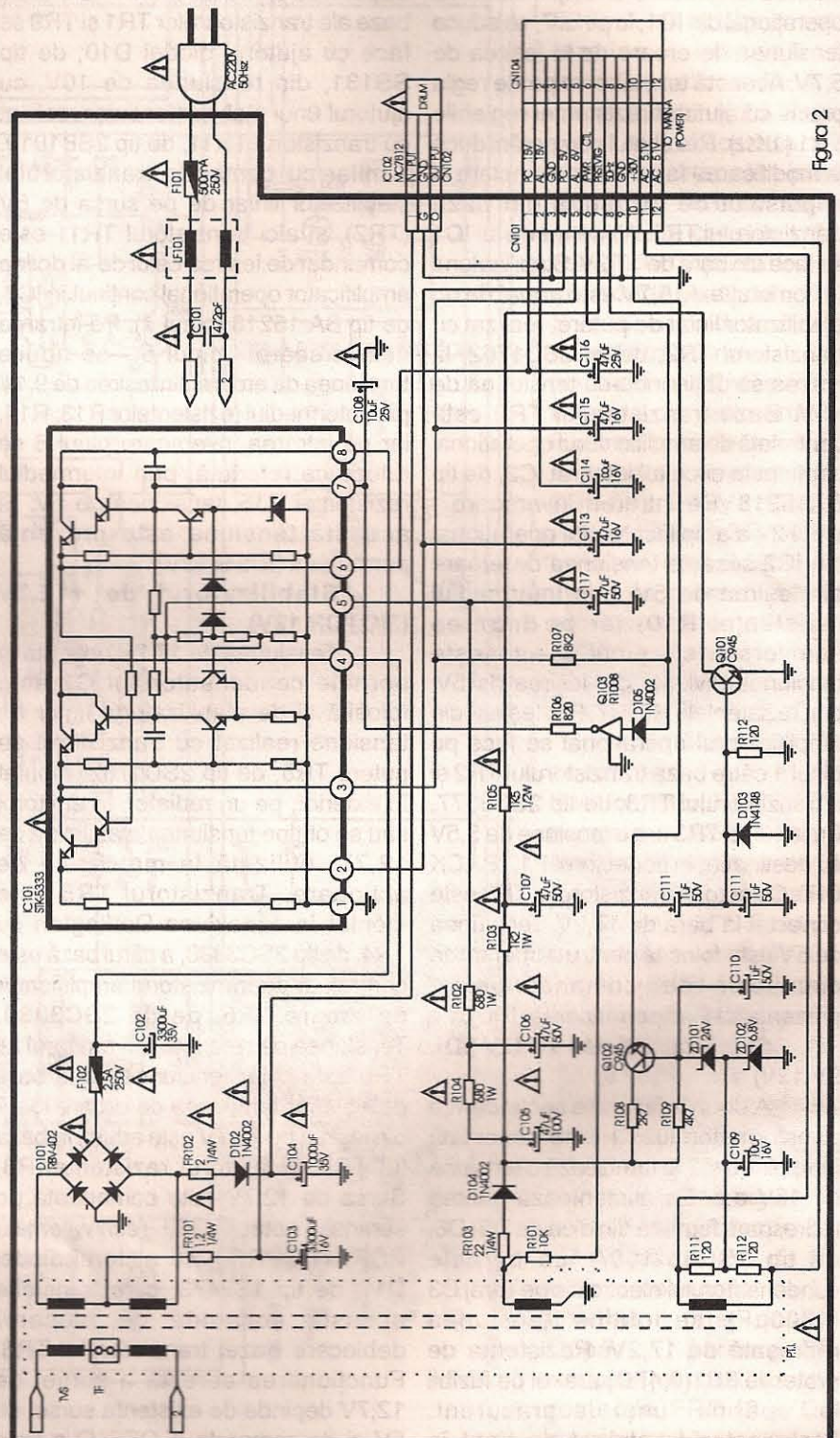


Figura 2



GENERATORUL DE FUNCȚII XR2206 (II)

Aurelian Lăzăroiu

- urmare din numărul trecut -

O altă variantă a acestui generator, alimentat de la o sursă simetrică și cu factor de distorsiune redus, este prezentată în schema din **figura 3**. Deoarece alimentarea se face de la o sursă simetrică, nu mai este necesar divizorul conectat la terminalul 3. În acest caz, componenta continuă pe terminalul 2 este nulă, motiv pentru care nu se mai folosește condensator de cuplaj la ieșire.

În acest generator, factorul de distorsiune armonică poate fi redus până la 0,5%, prin reglarea coordonată a semireglabilelor SR2 și SR3. Semireglabilul SR3 reglează simetria, iar SR2 determină factorul de formă al semnalului sinusoidal. Pentru obținerea distorsiunilor minime se recomandă reglajul succesiv al acestor semireglabile, urmărind rezultatul pe o punte de măsurare a distorsiunilor armonice. În **figura 4** este prezentată schema unui generator de funcții complet. Generatorul produce semnal sinusoidal sau triunghiular și semnal dreptunghiular, cu amplitudine constantă într-un domeniu de

frecvențe foarte larg, cuprins între 1Hz și 100kHz, repartizat în cinci subdomenii (1÷10Hz, 10÷100Hz, 100÷1000Hz, 1÷10kHz, 10÷100kHz). Selectarea unuia dintre cele cinci subdomenii se face prin intermediul comutatorului S1 care schimbă condensatorul de temporizare. Comutatorul S2, cu trei secțiuni, selectează forma de semnal pe care o aplică unui amplificator-separator cu impedanța de ieșire de 600Ω, urmat de un atenuator dublu, unul cu variație continuă (P1) și altul în trepte (S3).

Pentru reglarea acestui generator sunt necesare un osciloscop (cu posibilitatea de măsurare în curent continuu) și o punte pentru măsurarea distorsiunilor armonice. Ambele aparate se conectează la ieșirea generatorului, cu cele două atenuatoare pe poziția corespunzătoare nivelului maxim.

Se trece comutatorul S2 pe poziția corespunzătoare semnalului sinusoidal, iar S1 în poziția de mijloc. Se reglează SR2 pentru a obține la ieșire un semnal sinusoidal cu amplitudinea de 5,6V_v. Apoi se

acționează SR1 până la poziționarea simetrică a sinusoidei față de axa zero, ceea ce presupune eliminarea componentei de curent continuu în cazul semnalelor sinusoidal și triunghiular. Se reglează din nou SR2 pentru a obține, mai precis pentru a reface, amplitudinea de 5,6V_v pentru semnalul sinusoidal.

În final, se reglează SR3 și SR4 pentru obținerea unui factor de distorsiune armonică redus. Se reglează mai întâi SR4, urmărind pe ecranul osciloscopului o simetrizare perfectă a semnalului triunghiular (reglajul se face cu comutatorul S2 în poziția de semnal triunghiular). Apoi se trece comutatorul S2 în poziția de semnal sinusoidal și se reglează SR3 până când puntea de distorsiuni indică o valoare minimă. Aceste reglaje ale semireglabilelor SR3 și SR4 se repetă de câteva ori, în scopul obținerii celui mai redus factor de distorsiune armonică.

Variația fină a frecvenței în subdomeniul selectat prin S1 se face cu ajutorul potențiometrului P1. Nivelul de ieșire al semnalului selectat prin S2

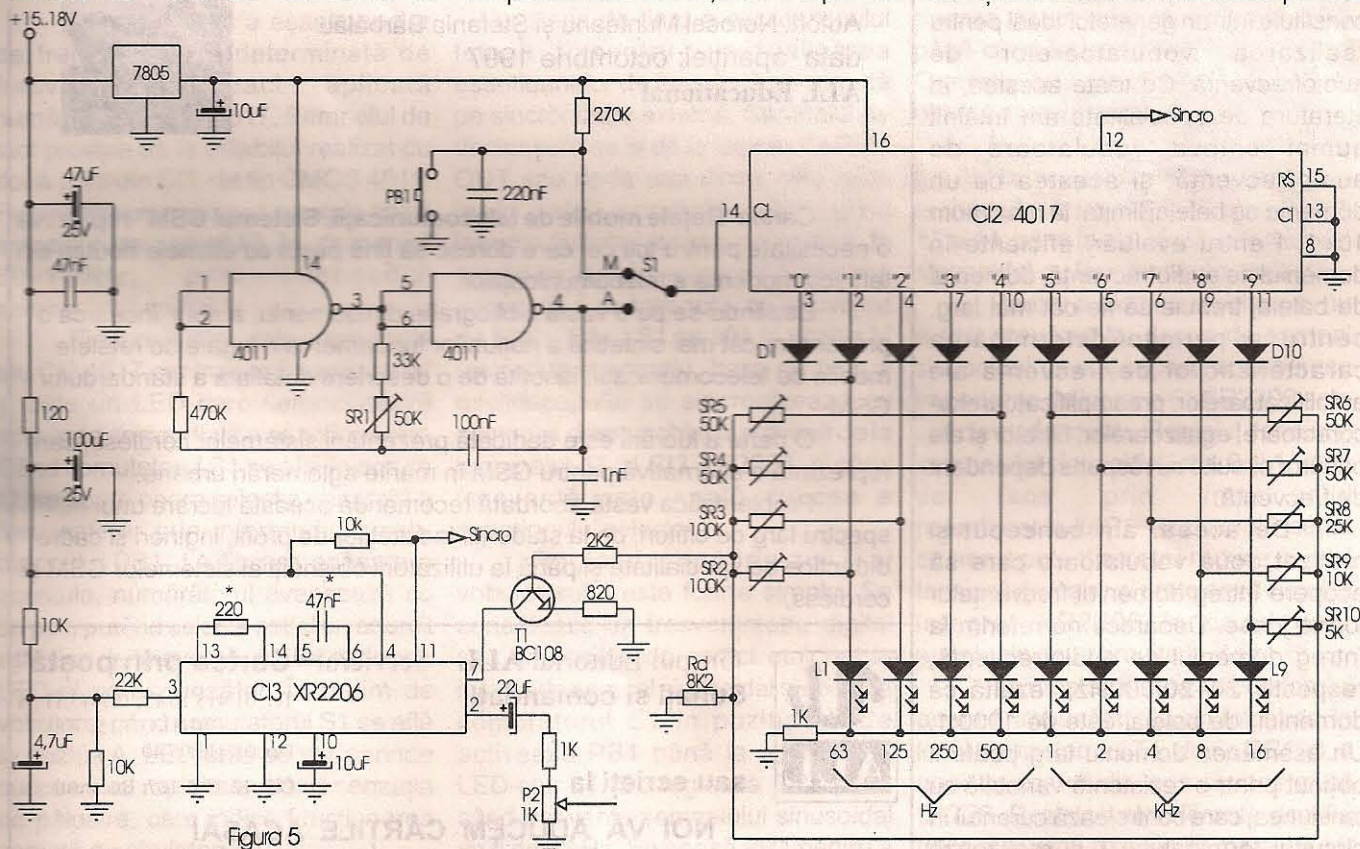


Figura 5



se reglează între zero și valoarea maximă (20mV, 200mV și 2V, în funcție de poziția comutatorului S3), prin intermediul potențiometrului P2.

Tranzistoarele T1, T2 sunt de tip 2N3704, 2N2218 sau BC337, iar T3 este 2N3702, 2N2904 sau BC327. Diodele 1N914 pot fi înlocuite cu 1N4148.

Alimentarea generatorului este asigurată prin intermediul a două stabilizatoare complementare de tip 7809/7909.

Deoarece în cele trei aplicații prezentate nu se folosește modulația în amplitudine, terminalul 1 este legat direct la minusul sursei de alimentare. Această precauție se impune pentru a evita o posibilă modulație parazită, datorită impedanței ridicate a intrării modulatorului de amplitudine, care este de aproximativ 200kΩ.

De asemenea, se poate observa că în toate schemele prezentate, rezistorul de temporizare este conectat în circuitul terminalului 7, deoarece acesta este cuplat la circuitul de temporizare când terminalul 9 se află în "aer", adică neconectat, corespunzător nivelului logic H.

Vobulatoare de audiofrecvență

Datorită posibilității de modulare în amplitudine și frecvență a semnalului produs de XR2206, acest circuit se constituie într-un generator ideal pentru realizarea vobulatoarelor de audiofrecvență. Cu toate acestea, în literatura de specialitate am întâlnit numai câteva vobulatoare de audiofrecvență, și acestea cu un domeniu de baleiaj limitat la maximum 10+1. Pentru evaluări eficiente în domeniul de audiofrecvență, domeniul de baleiaj trebuie să fie cât mai larg, pentru a permite determinarea caracteristicilor de frecvență ale amplificatoarelor, preamplificatoarelor-corectoare, egalizatoarelor, filtrelor și ale oricăror circuite cu răspuns dependent de frecvență.

De aceea, am conceput și realizat două vobulatoare care să acopere întreg domeniul frecvențelor foarte joase. Deoarece ne referim la întreg domeniul de audiofrecvență, respectiv 20÷20.000Hz, rezultă că domeniul de baleiaj este de 1000:1. Un asemenea domeniu larg poate fi obținut printr-o rezistență variabilă cu tensiunea, care controlează curentul în circuitul terminalului 7 și realizează

astfel o modulație de frecvență a semnalului generat.

Primul vobulator, a cărui schemă este prezentată în figura 5, acoperă nouă octave, în trepte de frecvență corespunzătoare: 63Hz, 125Hz, 250Hz, 500Hz, 1kHz, 2kHz, 4kHz, 8kHz și 16kHz.

Rezistența variabilă controlată în tensiune este constituită de regiunea colector-emitor a tranzistorului T1. Tensiunea de control provine de la numărătorul Johnson CI2, de tip CMOS 4017, prin intermediul divizoarelor formate din rezistorul R5 și unul dintre semireglabilele SR2-SR10. Cele nouă divizoare sunt conectate secvențial la plusul sursei de tensiune stabilizată cu CI 7805, prin intermediul ieșirilor decodate ale CI2 4017. În acest fel, fiecărei ieșiri active îi corespunde un anumit potențial pe baza tranzistorului T1, și implicit o altă frecvență a semnalului generat de CI3 XR2206. Se obțin în final eșantioane succesive, cu frecvențe variabile în trepte, spațiate la o octavă. Cele nouă octave acoperite sunt suficiente pentru

majoritatea măsurătorilor din domeniul de audiofrecvență. Frecvența celor nouă eșantioane succesive poate fi oricare alta, adaptată la o aplicație concretă.

Pentru vizualizarea eșantioanelor se apelează la un osciloscop obișnuit, cu valori ale bazei de timp cât mai scăzute, de minimum 100ms. În această situație, pe ecranul osciloscopului se afișează întregul spectru format din cele nouă eșantioane de frecvență, deoarece fiecare eșantion este afișat pe o durată de circa 10ms. Perioada bazei de timp este suficient de rapidă pentru a asigura observarea simultană a celor nouă eșantioane. În schema vobulatorului se poate observa un artificiu, care constă din conectarea primelor două ieșiri ale numărătorului CI2 4017 la același divizor de tensiune, ceea ce face ca eșantionul de 63Hz să aibă o durată dublă, respectiv 20ms. Această durată este absolut necesară, pentru a putea cuprinde ceva mai mult decât o perioadă a semnalului de 63Hz.

REȚELE MOBILE DE TELECOMUNICAȚII SISTEMUL GSM

Autori: Norocel Munteanu și Ștefania Bărbălu
data apariției: octombrie 1997

ALL Educational



Cartea "Rețele mobile de telecomunicații. Sistemul GSM" reprezintă o necesitate pentru toți cei care doresc să țină pasul cu ultimele noutăți din tehnica modernă a telecomunicațiilor.

Bazându-se pe o vastă bibliografie din domeniu, autorii încearcă o prezentare cât mai sintetică a noțiunilor fundamentale legate de rețelele mobile de telecomunicații, însoțită de o descriere detaliată a standardului GSM.

O parte a lucrării este dedicată prezentării sistemelor cordless, care reprezintă o alternativă pentru GSM în marile aglomerări urbane.

Problematica vastă abordată recomandă această lucrare unui spectru larg de cititori, de la studenții facultăților de profil, ingineri și cadre didactice de specialitate și până la utilizatorii obișnuiți ai sistemelor GSM și cordless.



Grupul Editorial ALL - Serviciul "Cartea prin poștă"
Sunați și comandați!

Tel.: 01/413.16.12, 01/413.11.58
01/413.07.15;

Fax: 01/413.05.40

O.P. 12, C.P. 107, București

sau scrieți la

NOI VĂ ADUCEM CĂRȚILE ACASĂ!

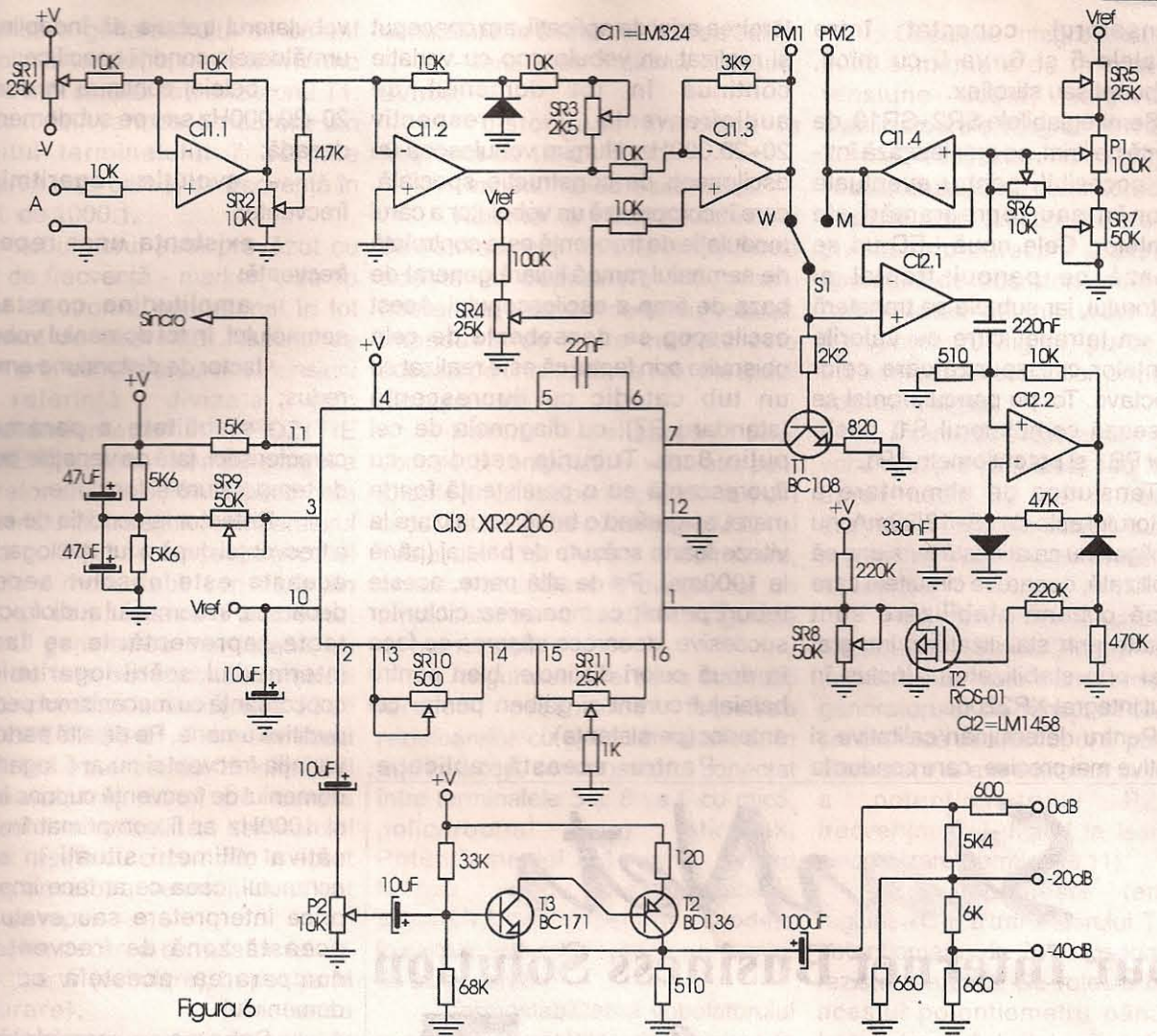


Figura 6

Durata exactă a eșantioanelor de frecvență este determinată de frecvența de tact aplicată numărătorului CI2 4017. Semnalul de tact provine de la astabilul realizat cu două porți din CI1, de tip CMOS 4011. Frecvența semnalului generat de acest astabil este reglabilă în domeniul 60÷150Hz, prin intermediul semireglabilului SR1.

Fiecare dintre cele zece ieșiri ale CI2 4017 controlează suplimentar și câte un LED care semnalizează activarea secvențială a eșantioanelor. Când comutatorul S1 se află în poziția M, se poate opera selecția separată a frecvențelor prin intermediul push-butonului PB1. La fiecare apăsare a acestuia, numărătorul avansează cu un pas, putând selecta astfel un anumit eșantion de frecvență, indicat optic prin LED-ul corespunzător. În regim de vobulare, când comutatorul S1 se află în poziția A, LED-urile se vor aprinde succesiv cu rapiditate, dând senzația de pâlpâire, care indică funcționarea corectă a vobulatorului.

Baza de timp a osciloscopului folosit pentru vizualizarea eșantioanelor de frecvență se comută pe sincronizare externă. Semnalul de declanșare se ia de la ieșirea CARRY OUT sau de la una dintre cele zece ieșiri ale numărătorului (prin intermediul unui repetor pe emitor), în așa fel încât să se asigure vizualizarea completă a eșantionului cu frecvența de 63Hz. Când S1 se află în poziția M (selecție manuală), baza de timp a osciloscopului se sincronizează cu semnalul dreptunghiular provenit de la terminalul 11 al CI3 XR2206, a cărui frecvență este egală cu cea a eșantionului selectat.

Reglajul propriu-zis al vobulatorului este foarte simplu. Se conectează un frecvențmetru digital sau un osciloscop corect etalonat la ieșirea de semnal sinusoidal și se trece comutatorul S1 în poziția M. Se activează PB1 până la aprinderea LED-ului L1. Se reglează SR2 până când frecvența semnalului sinusoidal va fi de 63 Hz. Se apasă PB1 pentru a

avansa cu un pas, se reglează SR3 până când frecvența va fi de 125Hz. Operația se repetă identic până la ultimul eșantion de frecvență.

În final se selectează frecvența de 1kHz și se tatonează valoarea rezistorului conectat între terminalele 13 și 14, până la obținerea unui semnal sinusoidal cu formă cât mai corectă.

Pentru a simplifica schema, nu a fost prevăzut la ieșirea de semnal sinusoidal un etaj separator, deoarece impedanța de ieșire a CI XR2206 este suficient de mică. Reglajul tensiunii semnalului sinusoidal între 0 și 1 Vrms se face prin intermediul potențimetrului P1. Rezistorul înseriat cu acest potențiomtru reduce nivelul tensiunii de ieșire și protejează circuitul integrat XR2206 în cazul unor eventuale scurtcircuite la ieșire.

Termostabilitatea vobulatorului poate fi îmbunătățită prin folosirea în locul tranzistorului T1, de tip BC108, a unui tranzistor din aria termostatăă β A726. Rezistoarele aferente acestui tranzistor vor fi cu peliculă metalică, iar



condensatorul conectat între terminalele 5 și 6, va fi cu mică, policarbonat sau stiroflex.

Semireglabilele SR2+SR10, de preferință helitrim, se amplasează într-un loc accesibil, pentru eventuale reetalonări sau reprogramări ale frecvențelor. Cele nouă LED-uri se montează pe panoul frontal al vobulatorului, iar sub ele se transferă de pe un letraset cifre cu valorile frecvențelor corespunzătoare celor nouă octave. Tot pe panoul frontal se amplasează comutatorul S1, push-butonul PB1 și potențiometrul P1.

Tensiunea de alimentare a vobulatorului este de 15+18/30mA; nu este obligatoriu ca această tensiune să fie stabilizată, deoarece circuitele care reclamă o bună stabilizare sunt alimentate prin stabilizatorul integrat 7805 și prin stabilizatorul inclus în circuitul integrat XR2206.

Pentru determinări calitative și cantitative mai precise, care conduc la

lărgirea ariei de aplicații, am conceput și realizat un vobuloscop cu variație continuă în tot domeniul de audiofrecvență, respectiv 20+20.000Hz. Numim vobuloscop un osciloscop de construcție specială, care încorporează un vobulator a cărui modulație de frecvență este controlată de semnalul rampă liniară generat de baza de timp a osciloscopului. Acest osciloscop se deosebește de cele obișnuite prin faptul că este realizat cu un tub catodic cu fluorescență (standard P7), cu diagonala de cel puțin 8cm. Tuburile catodice cu fluorescență au o persistență foarte mare, asigurând o bună vizualizare la viteze foarte scăzute de baleiaj (până la 1000ms). Pe de altă parte, aceste tuburi permit compararea ciclurilor succesive, deoarece afișarea se face în două culori distincte: bleu pentru baleiajul curent și galben pentru cel anterior (persistența).

Pentru această aplicație,

vobulatorul trebuie să îndeplinească următoarele condiții specifice:

- baleiaj continuu în domeniul 20+20.000Hz sau pe subdomenii de o decadă;
- evoluție logaritmică a frecvenței;
- existența unor repere de frecvență;
- amplitudine constantă a semnalului, în tot domeniul vobulat;
- factor de distorsiune armonică redus;
- stabilitate a parametrilor caracteristici, față de variațiile normale de temperatură și tensiune.

Referitor la condiția de evoluție a frecvenței după o funcție logaritmică, aceasta este absolut necesară, deoarece, în domeniul audiofrecvenței, toate reprezentările se fac prin intermediul scării logaritmice, în concordanță cu mecanismul percepției auditive umane. Pe de altă parte, dacă variația frecvenței nu ar fi logaritmică, domeniul de frecvență cuprins între 20 și 1000Hz ar fi comprimat în numai câțiva milimetri situați în stânga ecranului, ceea ce ar face imposibilă orice interpretare sau evaluare în această zonă de frecvențe, sau compararea acesteia cu restul domeniului.

Schema completă a vobulatorului este prezentată în figura 6. Generatorul propriu-zis este realizat cu XR2206, pe care l-am preferat generatorului ICL8038 deoarece, pe lângă posibilitatea modulării în frecvență are și posibilitatea modulării în amplitudine a semnalului. În afara circuitului integrat XR2206, schema mai conține o serie de alte etaje care asigură realizarea condițiilor enumerate anterior.

La intrarea vobulatorului (punctul A) se aplică semnalul provenit de la baza de timp a osciloscopului, cu formă de rampă liniară. Amplificatorul operațional C11.1 din cvadruplul LM324/3M324 constituie un adaptor de impedanță și nivel. Etajul următor, realizat cu C11.2 și componentele aferente, constituie un circuit de logaritmizare a semnalului rampă liniară. Prin această conversie liniar-logaritmică se asigură distribuția simetrică a celor zece octave acoperite de vobulator, față de centrul ecranului.

Etajul cu C11.3 asigură poziționarea și nivelul tensiunii de

StarNets

Your Internet Business Solution



E-mail



Netscape



WebTalk



IE Explorer



IRC



RealAudio



News



Telnet/FTP



HOT JAVA

InterComp

Tel: 323 8255 Fax: 3239191

Email: office@starnets.ro

http://www.starnets.ro



comandă a generatorului de curent controlat în tensiune, realizat în forma sa cea mai simplă cu tranzistorul T1. În acest fel, variația de curent din circuitul terminalului 7 permite obținerea unui baleiaj de frecvență în raport de 1000:1.

Vobulatorul este prevăzut cu reper de frecvență - marker -, de tip cursor electronic, operațional în tot domeniul de frecvență. Reperul se obține prin compararea unei tensiuni de referință divizată prin helipotentiometrul P1 (POZIȚIE MARKER), cu tensiunea de control a generatorului de curent. Când cele două tensiuni sunt egale, comparatorul realizat cu CI2.1 declanșează circuitul basculant monostabil constituit din CI2.2 și componentele aferente. Impulsul generat de monostabil, cu durata de 1ms, activează comutatorul electronic realizat cu tranzistorul T2 de tip MOSFET ROS-01. Deoarece acest tranzistor este inclus în circuitul terminalului 1 (MA), pe durata impulsului amplitudinea semnalului vobulat crește cu circa 1dB; în acest fel, pe anvelopa semnalului afișat apare un reper.

Prin trecerea comutatorului S1 din poziția W (vobulare), în poziția M (măsurare), tensiunea corespunzătoare poziției reperului la un moment dat este aplicată generatorului de curent. În această situație, generatorul de semnal constituit din CI3, de tip XR2206 sau ROB8125, este stopat pe frecvența corespunzătoare punctului marcat. Această frecvență poate fi măsurată pe osciloscop, deoarece semnalului cu frecvență corespunzătoare reperului este afișat automat pe ecran. Pentru măsurarea mai precisă și mai rapidă a frecvenței, se poate conecta un frecvențmetru digital pe ieșirea de sincronizare (terminalul 11).

Ieșirea de semnal sinusoidal a generatorului XR2206 este disponibilă prin intermediul unui amplificator de curent realizat cu tranzistoarele T3 și T4, urmat de un atenuator în trepte (0, -20, -40dB), cu reglaj continuu în interiorul acestora prin intermediul potențiometrului P2.

Parametrii mășurați ai vobulatorului realizat sunt:

- domeniul de vobulare continuă: 20÷20.000Hz;

- variația de amplitudine a

semnalului în domeniul indicat: 0dB;

- tensiunea maximă la ieșire: 2Vrms;

- distorsiune armonică la frecvența de 1kHz : 0,5%;

- impedanța de ieșire: 600Ω.

Referitor la valoarea factorului de distorsiune armonică, precizăm că acesta nu depășește 1% pentru frecvențele situate în domeniul vobulat. Impedanța de ieșire indicată este aceeași pe oricare dintre cele trei poziții ale atenuatorului.

Pentru realizarea unei construcții compacte, în vobulator sunt folosite amplificatoare operaționale din circuitele integrate cvaduple LM324 și duble LM1458. Pentru uniformizare, circuitul basculant folosește tot un amplificator operațional, în configurație de monostabil.

Asigurarea unei bune stabilități termice presupune folosirea rezistoarelor cu peliculă metalică; în același scop, condensatorul conectat între terminalele 5 și 6 va fi cu mică, policarbonat sau stiroflex. Potențiometrul P1 va fi de tip helipotentiometru, iar semireglabilele SR1÷SR7 de tip helitrim. Diodele folosite în vobulator sunt cu germaniu, de uz general.

Termostabilitatea vobulatorului poate fi îmbunătățită prin folosirea în locul tranzistorului T1, de tip BC108, a unui tranzistor din aria termostatăă β A726. În același scop, tensiunile care se aplică prin divizoare fixe sau reglabile pe intrările neinversoare ale CI1.3 și CI1.4, trebuie să provină de la surse de tensiune de referință, bine termostabilizate. Ideal ar fi să se folosească o sursă de tensiune de referință din seria LM185-2.5, LM285-2.5, LM385-2.5, LM386-2.5 sau similare. În montajul realizat de noi am apelat la sursa de tensiune de referință inclusă în XR2206. Această tensiune este disponibilă pe terminalul 10. Valoarea tensiunii este de circa 3V, fiind bine termostabilizată. Folosirea acestei surse impune respectarea valorilor componentelor P1 și SR5÷SR7 precum și luarea unor măsuri prin care să fie evitată scurtcircuitarea acestei surse. Dacă valorile componentelor P1 și SR5 sunt mai mici sau dacă se dorește o protecție a sursei, se recomandă înserierea unui repetor la ieșirea Vref. Repetorul poate fi realizat cu un amplificator operațional 741.

Circuitele integrate CI1 și CI2 sunt alimentate de la o sursă de tensiune dublă, asigurată de stabilizatoarele integrate 7812/7912.

Efectuarea reglajelor vobulatorului, de a căror corectitudine depinde buna funcționare a acestuia, presupun o oarecare experiență și aparatură de laborator: osciloscop cu posibilitatea de măsurare în c.c., frecvențmetru digital, punte pentru măsurarea distorsiunilor armonice și voltmetru digital.

Înainte de efectuarea reglajelor, vobuloscopol va fi lăsat sub tensiune aproximativ 30 de minute. De asemenea, înaintea folosirii curente se recomandă lăsarea sub tensiune circa 15 minute.

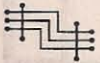
Reglajele se fac în succesiunea prezentată mai jos. Pentru reglarea factorului de distorsiune armonică a generatorului de funcții XR2206, se conectează osciloscopul și puntea de distorsiuni la extremitatea superioară a potențiometrului P2, iar frecvențmetru digital la ieșirea de sincronizare (terminalul 11).

Se înlocuiește temporar regiunea C-E a tranzistorului T1 cu un potențiometru de 2MΩ înseriat cu un rezistor de 2kΩ. Se rotește cursorul acestui potențiometru până când frecvențmetru digital indică 1000Hz. Din reglajul coordonat al SR9-SR11 (așa cum s-a arătat anterior), se urmărește obținerea unui semnal sinusoidal cu amplitudinea de 5,6V_{vv}, cu un factor de distorsiune armonică de aproximativ 0,5%. Se conectează osciloscopul și puntea de distorsiuni pe poziția corespunzătoare semnalului maxim, se tatonează rezistoarele din divizorul de polarizare în jurul valorilor indicate, pentru menținerea factorului de distorsiune armonică măsurat la ieșirea generatorului de funcții.

Se rotește cursorul potențiometrului conectat temporar la terminalul 7, de la o extremitate la alta. Frecvența trebuie să varieze între circa 20Hz și 20kHz. În acest domeniu, factorul de distorsiune armonică nu depășește 1%, iar amplitudinea rămâne constantă.

Se deconectează potențiometrul din circuitul terminalului 7 și se cuplează colectorul tranzistorului T1.

- continuare în numărul viitor -



MINIRADAR ANTICOLIZIUNE AUTO

dr.ing.Andrei Ciontu

Principiul de funcționare

Nu credem că mai este necesar să subliniem importanța dotării autoturismului personal cu un asemenea miniradar. Trebuie să menționăm că pe șoselele noastre, ca și pe cele europene, au loc adesea coliziuni în lanț ale autovehiculelor. Un miniradar montat pe autoturism, desigur că nu le va evita în totalitate, dar le va diminua.

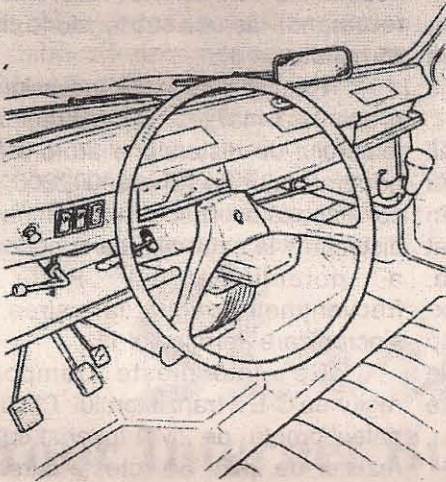


Figura 1

Autoturismele dotate prin fabricație cu radare anticoliiziune sunt foarte puține azi în lume. Ele sunt comenzi speciale de regulă, care costă, evident, foarte mult.

În urma articolelor începute acum în revista TEHNIUM ne propunem să arătăm cititorilor cum își pot construi singuri ("home made") un astfel de miniradar adaptabil ușor la orice tip de autoturism. Miniradarul lucrează pe frecvența de 10GHz ($\lambda=3\text{cm}$), deși unele produse similare industriale lucrează în 24GHz, 35GHz sau chiar mai sus. Această lungime de undă aleasă (3cm) este familiară unor radioconstrucții, care s-au ocupat cu recepția televiziunii prin sateliții artificiali ai Pământului.

Generarea oscilațiilor de această lungime de undă se poate face cu ajutorul diodelor semiconductoare cu rezistență negativă (Gunn, IMPATT, BARITT), puterile de RF necesare fiind mici. Ultimele două tipuri s-au fabricat chiar în România, la Băneasa S.A.

În privința variantelor posibile de miniradar anticoliiziune auto, acestea sunt date de modulația folosită a purtătoarei de microunde și distingem:

a) radare nemondate. Folosesc fenomenul Doppler și la recepție este pusă în evidență frecvența Doppler purtătoare a informației asupra vitezei relative a vehiculelor urmărit și urmăritor. Principiul de funcționare al acestor radare este similar cu al celor folosite de Poliție pentru "temperarea" vitezomanilor.

b) radare cu modulație în frecvență. Modulația în frecvență, deși complică schema de principiu, facilitează creșterea raportului semnal/zgomot la recepție, deci mărește raza de

Pentru a permite cititorilor noștri opțiunea lor, ne vom referi la toate aceste aspecte.

Un miniradar auto are constructiv două unități: una "INDOOR" care se montează în habitacul (de obicei la bord, vezi figura 1) și una "OUTDOOR" care se poate monta în partea din față a autoturismului sau în partea din spate, după sensul în care dorim să prevenim coliziunile (figura 2).

Raza de acțiune a miniradarului

De la început trebuie arătat că această rază de acțiune, dată fiind simplitatea echipamentului (pe care am mers), este mică ($\leq 100\text{m}$), dar suficientă pentru scopul propus. În plus, dacă frecvența folosită este între

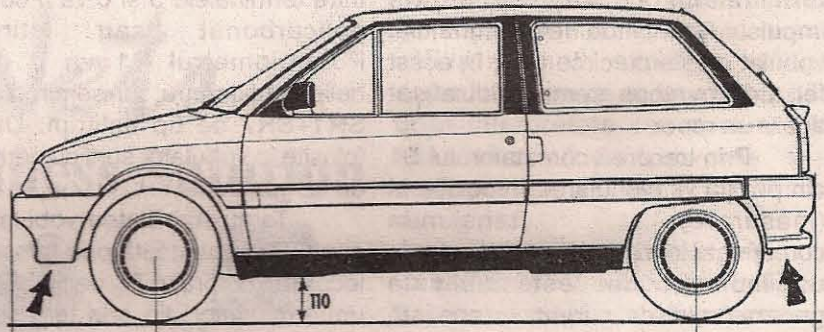


Figura 2

acțiune, ceea ce permite alarmarea mai timpurie.

c) Radare cu modulație în amplitudine.

d) Radare cu modulație în impulsuri "ON-OFF". Sunt relativ simple și folosesc pentru recepție principiul superreacției și alarmează conducătorul auto numai la atingerea distanței periculoase, predeterminate față de vehiculul din față sau din spate.

10GHz și 10,5GHz, oricum această bandă este alocată emisiunilor de radioamatori și nu există pericolul ca miniradarul să perturbe ceva.

Antena folosită pentru radiație și recepție este un horn piramidal (AH) care ocupă un volum mic și este ușor de construit. El va avea un câștig $G_H=40\div 100$ (16÷20dB). Diagrama de radiație este directivă, având deschiderea (θ°) de câteva zeci de grade (figura 3).

Notațiile folosite în figura 3 sunt următoarele:

- S_{eff} - suprafață eficientă a hornului ($S_{eff}=G_H\lambda^2/4\pi$);
- λ - lungimea de undă de lucru;
- P_E - puterea RF emisă;
- P_{Rmin} - puterea RF minimă recepționabilă (sensibilitate la recepție);
- D - distanța între autovehicule;

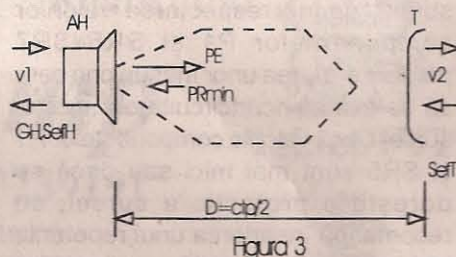


Figura 3



- v_1 - viteza autoturismului purtător de miniradar;
- v_2 - viteza autoturismului apropiat;
- $v_a = v_1 - v_2$ - viteza relativă de apropiere a autovehicolelor (figura 4);
- t_p timpul de propagare (dus-întors) al unei electromagnetice între cele două vehicule;
- T - ținta (vehiculul apropiat) reflectantă;
- S_{eff} - suprafața eficace de reflexie a țintei.

Cu aceste notații este ușor de stabilit relația:

$$D_{max} = \sqrt[4]{\frac{G_H^2 \lambda^2 P_E S_{eff}}{(4\pi)^3 P_{Rmin}}}$$

Exemplul 1: $P_E = 50mW$ (diodă Gunn sau IMPATT); $G_H=40$; $S_{eff}=4m^2$ (valoarea experimentală pentru banda X); $P_R=10^{-6}W$ (sensibilitate medie). Se obține $D_{max}=30,64m$.

Exemplul 2: $P_E = 100mW$ (diodă Gunn sau IMPATT); $G_H=100$ (horn piramidal cu apertură $14,1cm \times 11,4cm$ care asigură $\theta=18^\circ$); $S_{eff}=4m^2$; $P_R=10^{-6}W$. Se obține $D_{max}=57,61m$;

Exemplul 3: $P_E = 10mW$ (diodă BARITT); $G_H=100$; $S_{eff}=4m^2$; $P_R=10^{-7}W$.



Figura 5

Tabelul 1

v_a	km/h	10	15	20	30	40	50	60	70
	m/s	2,78	4,16	5,55	8,33	11,1	13,88	16,66	19,44
f_D	Hz	185,3	277,3	369,2	555,3	733,9	925,3	1110,6	1295,9

Se obține $D_{max}=57,61m$.

Sensibilitatea recepției

Problema care se pune este dacă sensibilitățile cu care s-a operat în aceste trei exemple sunt reale, adică dacă se pot obține practic. În figura 5 se prezintă spectrul de zgomot al oscilației purtătoare. Se observă că, datorită unor cauze interne de funcționare a dispozitivului activ, în imediata apropiere a frecvenței

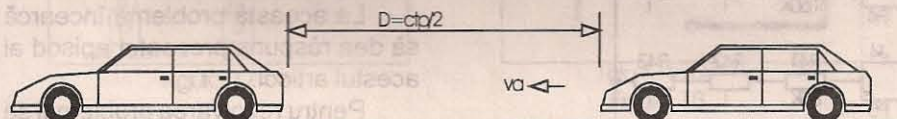


Figura 4

purtătoare f_0 , nivelul zgomotului (tensiuni haotice) este mare și acesta poate "masca" cele două componente (decalate cu f_D) obținute în urma interferenței dintre unda emisă și unda reflectată. Cu cât frecvența Doppler (f_D) este mai mare, este mai ușor de detectat.

Este cazul să vedem ce relație există între frecvența Doppler (f_D), lungimea de undă de lucru λ și viteza de apropiere (v_a) a celor două vehicule. Între unda electromagnetică emisă și cea recepționată (după reflexia pe suprafața autoturismului țintă) există, evident, un decalaj de fază pe care-l notăm cu ϕ_D și avem: $\phi_D = \omega t_p$ unde $t_p = 2D(t)/c$ (c este viteza de propagare a unei electromagnetice,

adică a luminii). Restul notațiilor sunt cele din figura 3.

Frecvența corespunzătoare acestui defazaj (Doppler) f_D este, evident:
 $f_D = (d\phi_D/dt)/2\pi = 2v_a/\lambda$.

Deoarece variația (derivata) distanței D în timp este chiar viteza de apropiere v_a : $dD(t)/dt = v_a$.

Pentru $\lambda = 3cm$, valorile frecvenței f_D pentru diverse valori ale lui v_a sunt date în tabelul 1.

Revenind la figura 5 se poate concluziona că radarele Doppler simple au o sensibilitate redusă (o rază de acțiune redusă), cu atât mai redusă cu cât f_D (adică v_a) sunt mai mici și cu cât dispozitivul activ (dioda

- Născut la 13.06.1933, în București;
- Absolvent al Liceului Mihai Viteazu, 1944-1951;
- Absolvent al Facultății de Electronică și Telecomunicații din cadrul I.P.București, 1951-1956;
- Cadru didactic în învățământul tehnic electronic, post liceal, 1956-1969;
- Cercetător științific în domeniul radarului, 1969-1990;
- Doctoratul între anii 1975-1979, în domeniul miniradarelor;
- Coautor și autor a 56 inovații (certIFICATE) și a 9 invenții (brevetate);



dr.ing. Andrei M. Ciontu

- Autor și coautor a peste 100 de comunicări științifice la sesiuni interne;
- Autor a peste 150 articole tehnice în reviste cu specific electronic, românești, în special în Tehnium (87 articole);
- Coautor la 5 cărți de electronică;
- Redactor la diverse reviste de electronică românești (Buletinul tehnic ICDA 1980-1990; Tehnium Internațional '70 1994-1996);
- Radioamator UUS din 1987 (YO3FGL);
- Căsătorit din 1957, doi copii, trei nepoți.



ELECTRONICĂ ȘI PC (III)

ing. Dragoș Marinescu

Convertor digital/analogic

Din celelalte episoade ale acestui articol s-a înțeles că cele 8 ieșiri de date ale interfeței paralele lucrează

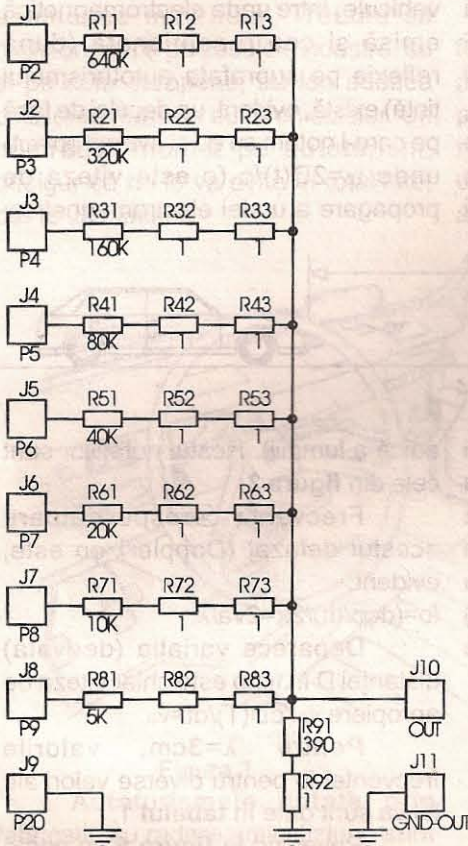


Figura 16

în regim ON/OFF, adică au prezentă sau nu tensiunea de +5V. Prezența tensiunii de +5V reprezintă nivelul "1" logic, pe când absența acestei tensiuni (adică prezența tensiunii de 0V) reprezintă nivelul "0" logic.

De multe ori în aplicațiile noastre avem nevoie de o tensiune continuă aflată în intervalul 0-5V. Cum să obținem această tensiune folosind calculatorul electronic și, mai precis, interfața sa paralelă?

La această problemă încercăm să dea răspuns prezentul episod al acestui articol.

Pentru rezolvarea problemei se folosește un convertor digital/analogic a cărui funcție este de a furniza o tensiune de ieșire proporțională cu valoarea binară aflată la intrarea sa.

Schema montajului electronic propus pentru rezolvarea acestei probleme este prezentată în figura 16.

Lista de piese

R11=640kΩ; R12=R13=R22=R23=R32=R33=R42=R43=R52=R53=R62=R63=R72=R73=R82=R83=R92=1Ω; R21=320kΩ; R31=160kΩ; R41=80kΩ; R51=40kΩ; R61=20kΩ; R71=10kΩ; R81=5kΩ; R91=390Ω; R92=1Ω

R71=10kΩ; R81=5kΩ; R91=390Ω.

Observație: Valorile rezistoarelor R11, R21, R31, R41, R51, R61, R71, R81, R91 vor fi cu toleranța de ±1%.

Intrările P2, P3, P4, P5, P6, P7, P8, P9, P25 sunt legate la pini respectivi ai portului paralel. Se observă că se folosesc liniile de ieșire de date D0, D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7 și masa.

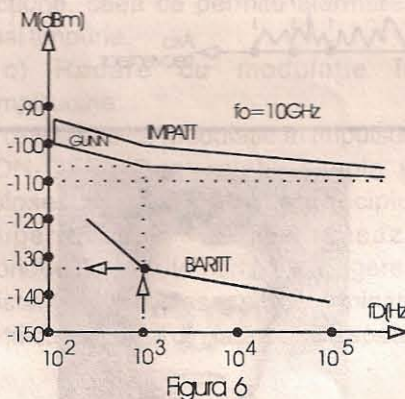
Rețeaua rezistivă ponderată din montaj are rolul de a livra la ieșirea OUT o tensiune continuă proporțională cu nivelurile logice aflate la ieșirile de date ale interfeței paralele. Acest tip de convertor digital/analogic se numește "convertor digital/analogic cu rezistențe ponderate".

Datorită ponderării rezistoarelor, o valoare logică "1" pe oricare din liniile de date D0, D1, D2, D3, D4, D5, D6, D7 are următoarea importanță: D7=V/2; D6=V/4; D5=V/8; D4=V/16; D3=V/32; D2=V/64; D1=V/128; D0=V/256.

Admițând că valoarea tensiunii pe liniile de date este V=+5V, atunci prezența la ieșirea interfeței paralele a valorii binare 10000000 va da o tensiune de ieșire de +2,5V, prezența la ieșirea interfeței paralele a valorii binare 00000001 va da o tensiune de

generatoare) este mai "zgomotos".

În această privință așa cum se arată pe curbele din figura 6, dioda BARITT este cea mai bună pentru automixare (dioda joacă atât rolul de oscilator cât și de amestecător de frecvențe) având semnalul minim detectabil (M) foarte mic, cu circa 30-40dB mai mic (pentru aceeași valoare a frecvenței Doppler) decât la dioda IMPATT sau Gunn. Trebuie arătat că valorile lui M (în decibeli miliwați) se raportează la o bandă de un Hz. Valoarea lui scade pentru benzi mai mari. De exemplu, dacă dorim să detectăm frecvența Doppler de 1000Hz cu ajutorul unui mixer autooscilant cu dioda BARITT, sensibilitatea la recepție care o putem obține este: M=-133dBm/Hz.



$$10 \log(P'_{Rmin}) = -133 \Rightarrow$$

$$P'_{Rmin} = 10^{-13.3} \text{ mW} = 10^{-10.3} \text{ W}$$

Cum receptorul trebuie să aibă banda de frecvențe de trecere de cel puțin 1000Hz, rezultă că $P_{Rmin} = 10^3 P'_{Rmin} = 10^{-7.3} \text{ W}$.

În cazul că mixerul autooscilant

era realizat cu o diodă Gunn s-ar fi obținut: $P_{Rmin} = 10^{-4.7} \text{ W}$.

Din cele arătate rezultă că un miniradar Doppler simplu s-ar putea realiza numai cu dioda BARITT, ea asigurând o distanță de detecție de circa 50m chiar la puterea de emisie mică de 10mW. Asemenea module (self-oscillating mixers) se fabrică în țară la BĂNEASA S.A. Se recomandă tipul: TDG107011: $P_{out} = 5-10 \text{ mW}$; $V_L = 70 \text{ V}$ (tensiunea de polarizare); $I_L = 5-20 \text{ mA}$ (curentul prin diodă); $f_0 = 8,5-9 \text{ GHz}$.

Bibliografie

1. A. Ciontu, Șt. Ianciu: Electronică auto, Ed. Teora, 1996;
2. Microwave Journal: 11/1976;
3. S.C. Băneasa S.A. Full Line Condensed Catalog, 1997.



ieșire de +0,0195V, iar prezența la ieșirea interfeței paralele a valorii binare 11111111 va da o tensiune de ieșire de +4,98V.

Deoarece pentru o precizie satisfăcătoare a acestui tip de convertor digital/analogic este necesar ca toleranța rezistoarelor să fie în gama ±1%, s-au prevăzut în schemă posibilități de reglaj al valorilor rezistoarelor. Toate rezistoarele din schemă cu valoarea de 1Ω sunt rezistoare de reglaj. Pentru a obține valorile necesare cu precizia cerută, se aleg rezistoarele R11, R21, R31, R41, R51, R61, R71, R81, R91 puțin sub valoarea necesară și apoi, după ce au fost măsurate cu un ohmmetru digital, se completează cu una sau două rezistoare, astfel ca valoarea finală să fie cea dorită. Rezistoarele de reglaj care nu au mai fost necesare se ștrapează cu sârmă.

Tensiunea la ieșirea OUT se poate micșora la o altă valoare dorită prin modificarea valorii rezistorului R91.

Program de test (I)

a) Varianta pentru PLT1:

```
CLS
OUT &H378, 255
```

b) Varianta pentru LPT2:

```
CLS
OUT &H278, 255
```

După ce introduceți programul cu ajutorul editorului din QBASIC, lansarea se face cu comanda SHIFT+F5.

Parametrul ce poate fi modificat este numărul întreg 255 (în zecimal). El poate lua orice valoare întreagă între 0 și 255.

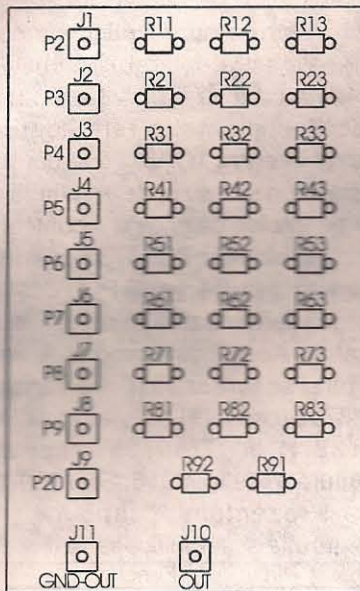


Figura 17

În funcție de numărul întreg introdus puteți măsura la ieșirea OUT valoarea tensiunii obținute.

Program de test (II)

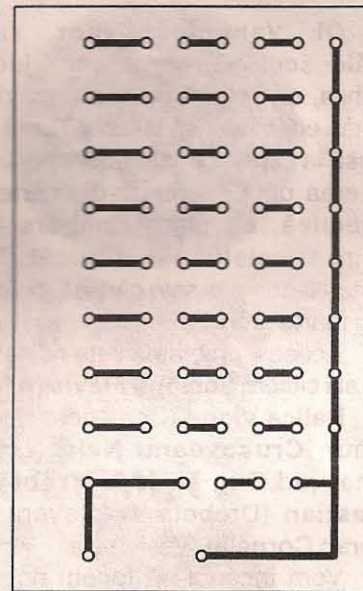
Un alt program care se poate folosi la test este următorul:

a) Varianta pentru LPT1:

```
CLS
1%=0
DO WHILE 1%<256
DO
OUT &H378, 1%
SLEEP 1
PRINT 1%
1%=1%+1
c$ = INKEY$
LOOP UNTIL c$ = CHR$(27)
LOOP
OUT &H378, 128
```

b) Varianta pentru LPT2:

```
CLS
```



Fara cu lipituri.
Figura 18

```
1%=0
DO WHILE 1%<256
DO
OUT &H278, 1%
SLEEP 1
PRINT 1%
1%=1%+1
c$ = INKEY$
LOOP UNTIL c$ = CHR$(27)
LOOP
OUT &H278, 128.
```

Acest program scoate la ieșirea OUT niveluri de tensiune continuă, din treaptă în treaptă, de la 0V până la valoarea maximă. La sfârșit, programul lasă tensiunea de ieșire la jumătate din valoarea maximă.

Figurile 17 și 18 reprezintă desenul de echipare și, respectiv, cablajul imprimat (văzut prin transparentă).

- S-a născut la 24 martie 1957, în București;
- A absolvit Facultatea de Electronică și Telecomunicații din cadrul Institutului Politehnic București, în anul 1983;
- În anul 1990 a obținut titlul de cercetător științific;
- A lucrat la direcția de Radio și televiziune București între anii 1984-1988 și la Institutul de Proiectări pentru Automatizări (IPA) între 1988 - 1996;
- A luat parte la 7 sesiuni de comunicări științifice, are un brevet de invenție și coautor la patru brevete de invenție depuse la OSIM, în domeniul microundelor;



ing. Dragoș Marinescu

- A participat la numeroase contracte de cercetare-dezvoltare, pe partea de transmisiuni de date;

- În prezent este șeful Diviziei de Automatizări la firma "Microwaves Systems Electronics Ltd", unde răspunde de partea de automatizări pentru sistemele de tratament cu microunde produse de firmă;
- A publicat peste 60 de articole cu profil de electronică în numeroase reviste de specialitate;
- A debutat în TEHNIUM în anul 1984, revistă în care a publicat peste 30 de articole;
- Este pasionat de micile automatizări din domeniul domoticii, automatizări de sine-stătoare sau controlate de P.C.;
- Este necăsătorit și nu are copii.

DI. Vanyolos Tibor, str. N.Bălcescu, Gheorghieni, jud. Harghita, ne solicită ca la rubrica de "Noutăți editoriale" să fie specificată o "adresă la care se poate apela pentru obținerea unui exemplar din cartea respectivă, cu plata ramburs la primirea coletului", întrucât în localitatea domniei sale cărțile tehnice ajung foarte greu.

Aceeași problemă este ridicată și de alți cititori: **Șchiopu Flaviu** (Alba Iulia), **Balica Viorel** (Comănești, jud. Bacău), **Crușoveanu Nelu** (com Vișina, jud. Olt), **Drăcea Vrăbete Sebastian** (Drobeta Tr. Severin), **Potorac Corneliu** (Vaslui) ș.a.

Vom încerca să facem acest lucru în viitor, în măsura în care editurile care scot aceste cărți de electronică au un serviciu de "Carte prin poștă" și colaborează cu noi pentru publicarea adresei acestuia.

DI. Constantin Croif Valentin, com. Șoldanu, jud. Călărași. Și cel de-al doilea articol trimis de dumneavoastră a fost reținut în vederea publicării. Felicitări, sunteți pe drumul cel bun! Vă recomandăm totuși o și mai mare rigoare tehnică în redactarea materialelor. Procurați-vă documentație tehnică (cataloge, data-book-uri, cărți etc.) și apelați frecvent la aceasta în conceperea articolelor. În ceea ce privește modul de redactare al articolelor, colecția revistei TEHNIUM (mai ales din ultimii ani) este cel mai bun îndrumător, în acest sens. Vă recomandăm să o parcurgeți și avem speranța că veți deveni un colaborator constant al nostru.

DI. Pinlogea Dan, str. Valea Crângului, Urlați. Din păcate nu putem răspunde solicitării dumneavoastră și a altor cititori de a publica anumite scheme de aparate electronice. După cum ați remarcat, în ultimii ani astfel de scheme au lipsit din revista noastră.

Recent a intrat în funcțiune legea copyright-ului, care protejează drepturile de autor, și în virtutea căreia pentru a publica o schemă a unui aparat avem nevoie de acordul fabricantului.

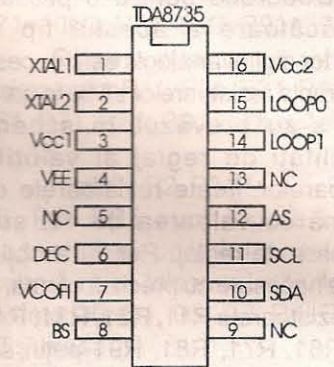
DI. Rudzic Petru, Calea București, Brașov. Ne bucurăm că ați observat că "în ultima vreme ați început să fiți la zi cu tehnica, adică să prezentați montaje cu circuite integrate performante".

Pentru a nu dezminți afirmația dumneavoastră, iată și răspunsul la problema care vă frământă. Nu aveți deloc documentație referitoare la circuitul integrat TDA8735 și doriți să construiți un sintetizor de frecvență, pe care ați înțeles că acesta îl conține.

Într-adevăr, TDA8735 constituie un sintetizor de frecvență PLL, destinat cu precădere utilizării în receptoarele de satelit. Acesta este produs de firma Philips și se livrează în două variante: TDA8735 (capsulă DIL, plastic, DIP16, SOT38-1) și TDA8735T (capsulă miniatură, plastic, S016, SDT109-1).

Prezentăm capsula cu configurația și semnificația pinilor.

Symbol	Pin	Funcția
XTAL1	1	reference oscillator output
XTAL2	2	reference oscillator input
Vcc1	3	supply voltage 1
VEE	4	ground
n.c.	5	not connected
DEC	6	prescaler decoupling
VCOFI	7	VCO input frequency
BS	8	band switch output
n.c.	9	not connected
SDA	10	serial data input (I ² Cbus)
SCL	11	serial clock input (I ² Cbus)
AS	12	adress select input (I ² Cbus)
n.c.	13	not connected
LOOP1	14	tuning voltage amplifier input
LOOP0	15	external loop filter output
Vcc2	16	supply voltage 2

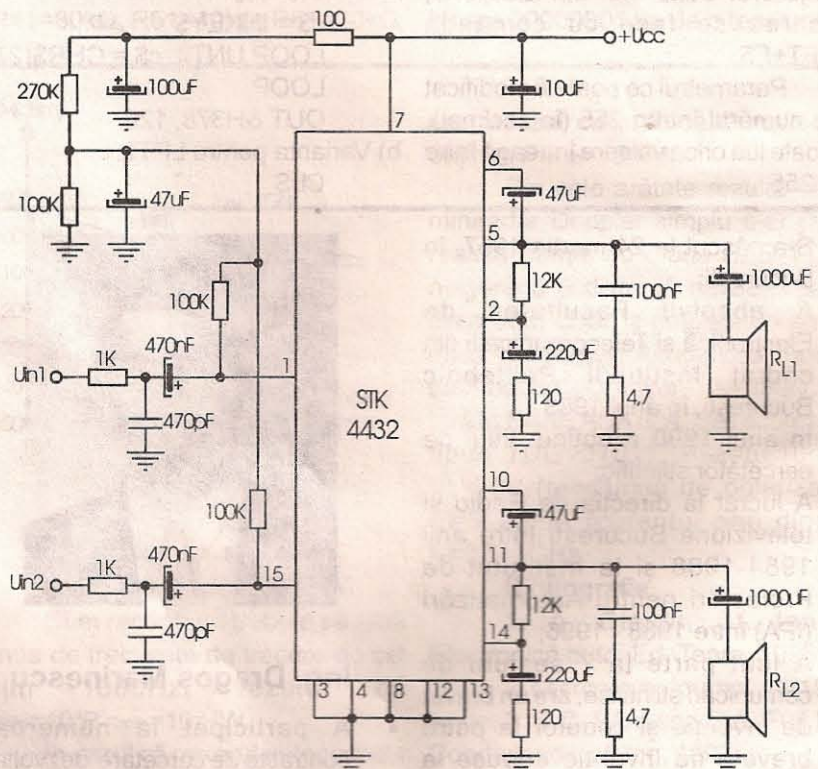


DI. Dorobanțu Gheorghe, str. Zborului, Timișoara

Dețineți un integrat STK4432 de 2X25W, dar nu îl puteți folosi deoarece nu aveți schema lui de utilizare și caracteristicile sale electrice.

Circuitul integrat STK4432 are aceeași schemă de aplicație ca și STK4332, STK4352, STK4362, STK4372, STK4392 și STK4412 (prezentată mai jos), având U_{ccnom}=49V; U_{ccmax}=70V; P_{OUT}=25W; R_L=8Ω

(Șerban Naicu)





VITACOM Electronics

CLUJ-NAPOCA, str. Pasteur nr. 73, tel: 064-438401,

e-mail: vitacom@vitacom.dntej.ro

BBS: 064-438402 (după ora 16:30), fax: 064-438403

BUCUREȘTI, str. Popa Nan nr.9, sectorul II, tel/fax: 01-2523606,

b-dul Nicolae Titulescu nr.62-64, sectorul I, tel: 01-2229911,

e-mail: vitacom@dnt.ro

DISTRIBUITOR PENTRU ROMÂNIA:

- TRANSFORMATOARE LINII HR-DIEMEN
- TELECOMENZI TIP HQ

CEL MAI MARE DISTRIBUITOR DE COMPONENTE ȘI
MATERIALE ELECTRONICE DIN ROMÂNIA:

DIODE, TRANZISTOARE,
CIRCUITE INTEGRATE, MEMORII,
REZISTOARE, CAPACITOARE,
TV-VIDEO, CABLURI ȘI CONECTORI...

LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !

TEHNIUM • 5/1998

CUPRINS:

ELECTRONICA LA ZI

- Comunicații radio-pachet de amatori (III)
dr.ing.Șerban Radu Ionescu.....Pag. 1

CQ-YO

- Linie de amplificare pentru toate benzile de radioamatori de la
1,8MHz la 2,4GHz(III) - Vasile Durdeu.....Pag. 4

AUDIO

- Amplificator de 50W cu TDA 1514A.....Pag. 7

DIVERTISMENT

- Zaruri electronice - ing. Șerban Naicu.....Pag. 8

VIDEO-T.V.

- Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (VII)
- ing. Șerban Naicu, ing. Florin Gruia.....Pag.11

CATALOG

- Generatorul de funcții XR2206 (II) - Aurelian Lăzăroiu.....Pag.15

AUTOMATIZĂRI

- Miniradar anticoliziune auto - dr.ing. Andrei Ciontu.....Pag.20
- Electronică și PC (III) - ing. Dragoș Marinescu.....Pag.22

- Poșta redacției.....Pag.24

DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- filtru dinamic de zgomot
- microemittător MF
- numărator cu 4 digiti
- wattmetru de audiofrecvență
- amplificator cu bandă largă de trecere la joasă frecvență
- milivoltmetru electronic

6000 lei

ISSN 1223-7000

Revistă editată de S.C. TRANSVAAL ELECTRONICS SRL
Tiparul executat la TIPORED; tel.: 315 82 07/147