

# Tehniium

nr. 6/98

Revistă lunară pentru electroniști

## DIN SUMAR:

- Comunicații radio-pachet de amatori (IV)
- Filtru dinamic de zgomot (DANF)
- Microemitor MF
- Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (VIII)
- Milivoltmetru electronic
- Wattmetru de audiofrecvență
- Numărător cu 4 digiți
- Generatorul de funcții XR2206

## ERA ELECTRONICII "SOLID STATE"

Această eră a dispozitivelor semiconductoare se întinde pe durata unei jumătăți de secol și poate fi numită pe drept cuvânt **era electronicii moderne**.

Probabil că dacă ar trebui să fie ales un unic simbol pentru întreg acest univers pe care îl reprezintă **electronica**, acesta ar fi **tranzistorul**.

Nu pot fi imaginate astăzi electronica sau informatica fără acest minuscul dispozitiv electronic care, multiplicat în milioane de exemplare pe un singur chip, dând naștere microprocesorului, este reprezentat de **tranzistor**.

Deși este puțin cunoscut, primele pagini din istoria tranzistorului sunt scrise mai întâi de tranzistorul cu efect de câmp și abia mai apoi de cel bipolar.

Într-adevăr, în anul 1930 cercetătorul american Julius Edgar Lilienfeld descoperă faptul că se poate comanda conducția într-un cristal aplicându-i-se acestuia un câmp electric perpendicular. Acesta a depus mai multe brevete referitoare la ceea ce putem considera astăzi **primul tranzistor cu efect de câmp**, respectiv în 1926 (US Patent no. 1900.018) și în 1930 (US Patent no. 1745.175).

Un alt cercetător cu preocupări în domeniul efectului de câmp a fost britanicul Oscar Heil care, în 1935, a obținut și el un brevet pentru invențiile sale (British Patent no. 1745.175).

Firma Bell Telephone Laboratories a început studiul mișcării electronilor în solide încă înainte de primul război mondial. Grupul său de cercetători avea ca principal teoretician pe W. Shockley (din anul 1936), iar în 1945 s-a atașat grupului J. Bardeen.

La sfârșitul anilor '30 tânărul fizician din laboratoarele Bell, William B. Shockley, încearcă să înlocuiască comutatoarele electromecanice utilizate în telefonie pentru stabilirea conexiunilor, preocupându-se cu precădere de o teorie propusă de Walter Schottky referitoare la efectul de redresare a curentului alternativ observat într-o joncțiune metal-semiconductor.

Shockley a întrevăzut posibilitatea amplificării semnalului prin intermediul unei zone situate sub stratul de metal. Primele sale încercări pentru realizarea unui asemenea dispozitiv (efectuate cu cupru și oxid de cupru) în anul 1939, au fost infructuoase. El a reluat aceste studii după cel de-al doilea război mondial, în echipă cu John Bardeen și Walter H. Brattain, utilizând ca material semiconductor germaniul.

Această echipă realizează în anul 1947 **primul**

**tranzistor cu vârfuri**, al cărui principiu de funcționare a fost lămurit în aprilie 1949 de Bardeen și Brattain.

În anul 1948 Shockley pune la punct **primul tranzistor bipolar cu joncțiuni**. În același an Shockley și Gerald L. Pearson de la Bell Laboratories remarcă efectul unui câmp asupra unei joncțiuni PN de siliciu. Anul 1948 poate fi considerat anul în care electronica a fost cu adevărat revoluționată, consecințele acestei revoluții le trăim și astăzi.

Primul tranzistor cu joncțiuni a fost descris în iulie 1951 de Shockley, Sparks și Teal.

Apoi, în 1952 Shockley publică teoria tranzistorului cu efect de câmp unipolar, în timp ce George G. Dacey și Ian M. Ross realizează primul element (în 1953) cu ajutorul germaniului.

Unul dintre primele tranzistoare cu efect de câmp îl realizează, în 1955, cercetătorul francez Stanislas Teszner. Acesta funcționa la frecvențe relativ ridicate (30MHz) și era realizat tot cu ajutorul germaniului (fiind denumit "teconetron").

Dar, curând, siliciul începe să se impună ca material semiconductor, pe de o parte prin gama sa de temperatură mai largă, dar și datorită modalităților mai simple de lucru cu acesta. Astfel, în 1960, Dawon Kahng și John Atalla de la Bell Laboratories propun o structură de siliciu în care un electrod de comandă izolat (poartă) provoacă crearea unui canal conductor între joncțiunile PN.

J. Torkel Wallmark de la RCA întrevede posibilitatea elaborării funcțiilor logice cu ajutorul MOS-urilor. Un alt cercetător de la firma RCA, doctorul Paul K. Weiner dezvoltă această idee cu ajutorul MOS-urilor cu straturi subțiri de sulfură și seleniură de cadmiu.

În același timp, firma Texas Instruments depune un brevet asupra circuitului integrat, autor Jack Kilby (1959), iar firma Fairchild pune la punct procedeul "planar" (1960).

**Primul circuit integrat MOS** (1962) este datorat lui Hofstein și Heiman de la laboratoarele de cercetări electronice ale firmei RCA. Este vorba despre o rețea de opt perechi de tranzistoare cu canal N, interconectate sub forma unei porți duble cu patru intrări.

Au urmat, în avalanșă, apariția unor noi materiale (arseniura de galiu), noi structuri, depășirea tuturor granițelor (de frecvență, de putere etc.) care păreau intangibile. Iar lucrurile nu se vor opri cu siguranță aici!

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 (IV)

dr.ing. Șerban Radu Ionescu/Y03AVO

Cătălin Ionescu/YO3GDK



- urmare din numărul trecut -

Figura 6 prezintă schema unui modulator AFSK ce poate fi programat să genereze orice frecvență din gama 0Hz...2497,5Hz cu un pas de 2,5Hz. Divizorul fracționar are trei celule cu circuitul integrat HEF4527, deci M poate lua orice valoare întreagă între 0 și 999 inclusiv (Cl<sub>1</sub> este programat cu M<sub>0</sub>, Cl<sub>2</sub> cu M<sub>1</sub> și Cl<sub>3</sub> cu M<sub>2</sub>). În vederea satisfacerii condiției enunțate mai înainte s-a dovedit suficientă o valoare pentru factorul de divizare fix K=512. Semnalul sinusoidal de ieșire este aproximat din 32

îndeplinește și funcția de filtru trece-joș de netezire.

## 2. Demodulatoare AFSK

Sarcina demodulatorului AFSK constă în recuperarea informației digitale în condițiile practice ale unei transmisii printr-un canal de comunicații imperfect din punctul de vedere al caracteristicii echivalente de transfer și prin prezența perturbațiilor.

În cadrul problematicii abordate, diversele aspecte ale teoriei semnalelor, printre care și prelucrarea lor, prezintă o importanță deosebită. Întrucât recepția reprezintă un proces

recepționeze optim semnalul căruia îi este adaptat. Modelul cel mai simplu și totodată cel mai important pentru elucidarea aspectelor de bază ale problemei presupune că influențele parazite în semnalul recepționat r(t) sunt aditive:

$$r(t) = u(t) + z(t) \quad (2-1)$$

unde u(t) este semnalul emis la sursa de informație (de modulatorul AFSK în cazul nostru), iar z(t) este un zgomot. Sarcina receptorului, în ansamblu, constă în extragerea din r(t) a componentei u(t), în modul cel mai bun cu putință. Receptorul trebuie să decidă în mod optim, sensul afirmației fiind precizat în funcție de datele apriorice despre semnal, despre zgomot și efectul deciziei (costul erorii, de exemplu).

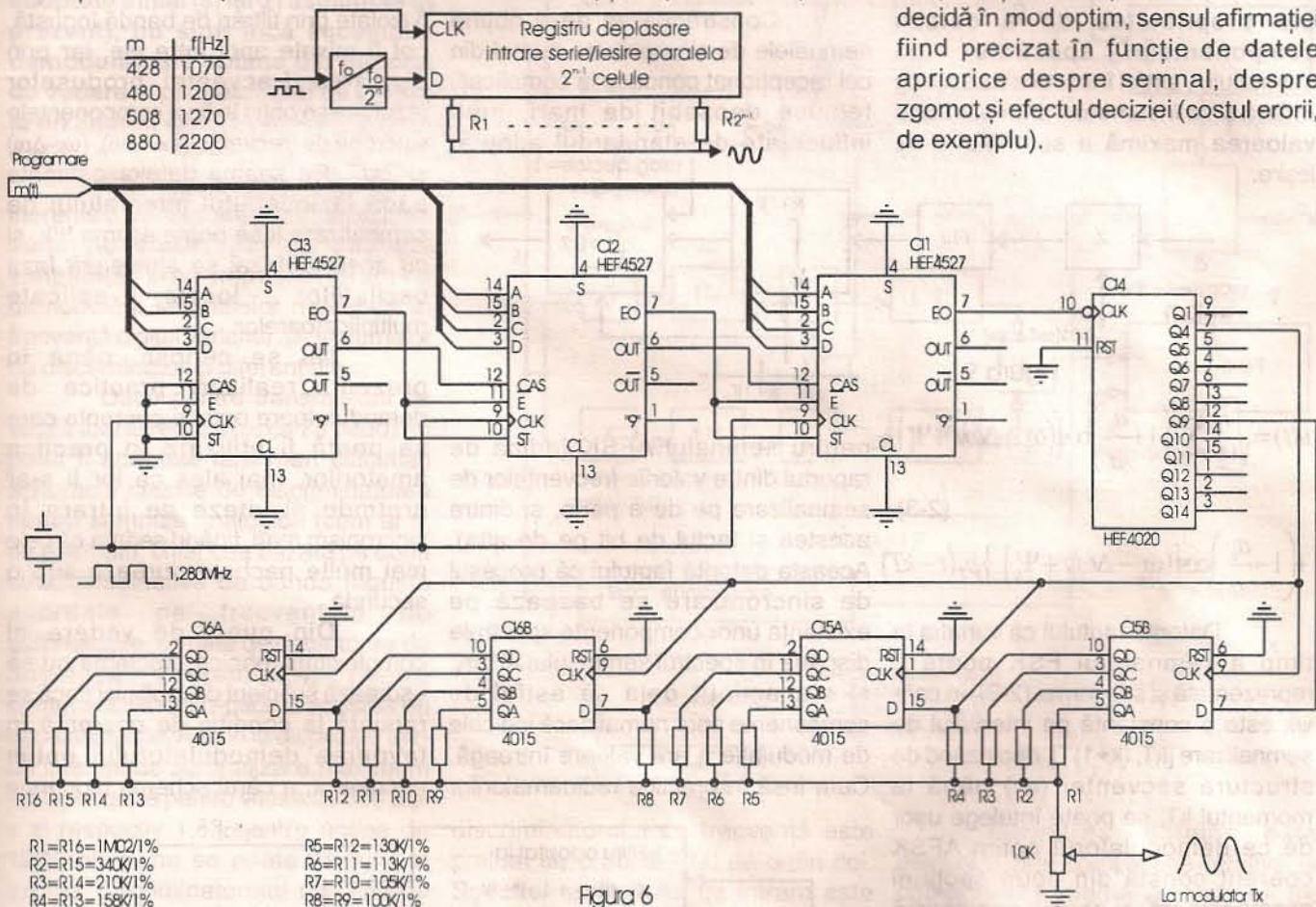


Figura 6

eașantioane uniform repartizate pe o perioadă, valoarea unui eșantion fiind reținută până la eșantionarea următoare (interpolare de ordinul zero), după principiul din figura 7. La o frecvență de eșantionare așa de mare (practic, pentru radio-pachet de peste 32kHz), în cele mai multe situații, rețeaua de cuplaj și polarizare a diodelor varicap din modulatorul de frecvență ale emițătoarelor

aleator, teoria prelucrării semnalelor utilizează ca instrument matematic de bază calculul probabilităților și în particular teoria statistică a deciziei. Ideea principală, care se degajă din studiile teoretice și experimentale, constă în recunoașterea faptului că pentru un semnal dat există un singur receptor în măsură să

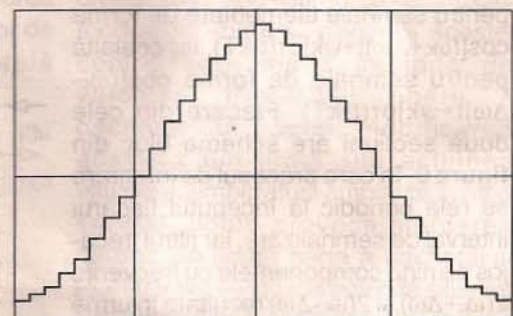


Figura 7

O schemă bloc simplificată a unui receptor optim pentru un anumit tip de semnal  $u(t)$  este aceea din figura 8, în care s-a notat  $u'(t)$  estimarea semnalului emis.

**Filtrul adaptat** la semnalul  $u(t)$  este un filtru liniar a cărui funcție pondere (răspunsul filtrului la un impuls de durată infinit mică și de nivel infinit mare) este:

$$h(t) = u(\tau - t) \quad (2-2)$$

$\tau$  fiind o întârziere arbitrară, utilă în general la asigurarea realizabilității fizice a filtrului. Din (2-2) rezultă că caracteristica de frecvență a filtrului adaptat este egală (la o anumită scară) cu funcția spectrală conjugată a semnalului la care filtrul este adaptat, înmulțită cu un fazor ce pune în evidență parametrul  $\tau$ . Filtrul adaptat are proprietatea de a defaza componentele spectrale ale semnalului, astfel încât acestea ajung în fază și se însumează aritmetic dând valoarea maximă a semnalului de ieșire.

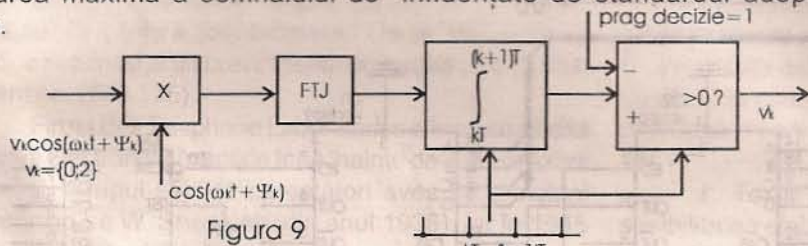


Figura 9

$$u(t) = \sqrt{\frac{P_c}{2}} \sum_k \left\{ \left( 1 + \frac{a_k}{a} \right) \cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \Psi_k] + \left( 1 - \frac{a_k}{a} \right) \cos[(\omega_c - \Delta\omega)t + \Psi_k] \right\} p_T(t - kT) \quad (2-3)$$

Datorită faptului că variația în timp a semnalului FSK poate fi reprezentată și sub forma (2-3), în care  $\psi_k$  este o constantă pe intervalul de semnalizare  $[kT, (k+1)T]$ , depinzând de structura secvenței  $\{a_k\}$  până la momentul  $kT$ , se poate înțelege ușor de ce demodulatorul optim AFSK coerent constă din două secțiuni asemănătoare, și anume una optimă pentru semnale elementare de forma  $\cos[(\omega_c + \Delta\omega)t + \psi_k] p_T(t - kT)$ , iar cealaltă pentru semnale de forma  $\cos[(\omega_c - \Delta\omega)t + \psi_k] p_T(t - kT)$ . Fiecare din cele două secțiuni are schema bloc din figura 9, în care procesul de integrare se reia periodic la începutul fiecărui interval de semnalizare, iar filtrul trece-jos elimină componentele cu frecvențe  $2(\omega_c + \Delta\omega)$  și  $2(\omega_c - \Delta\omega)$  rezultate în urma multiplicărilor.

Asigurarea coerenței multiplicărilor și potrivirii intervalelor de integrare cu cele de semnalizare cade în sarcina unui bloc de sincronizare, care în lipsa unui canal de legătură dedicat sincronizării între emițător și receptor (deci, așa cum este cazul comunicațiilor radio-pachet), trebuie să extragă semnalele necesare din însuși semnalul recepționat. Blocul de sincronizare întregeste schema bloc a

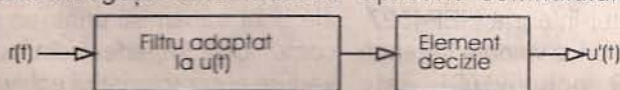


Figura 8

demodulatorului AFSK optim, din figura 10, și de fapt acuratețea funcționării sale asigură acestuia din urmă apropierea de limitele performanțelor teoretice.

Constrângerea de a obține semnalele de sincronizare numai din cel recepționat conduce la complicații tehnice deosebit de mari, mult influențate de standardul adoptat pentru semnalul AFSK (adică de raportul dintre valorile frecvențelor de semnalizare pe de o parte, și dintre acestea și tactul de bit pe de alta). Aceasta datorită faptului că procesul de sincronizare se bazează pe existența unor componente spectrale discrete în spectrul semnalului AFSK, și s-a amintit deja că astfel de componente apar numai dacă indicele de modulație  $\eta$  are valoare întreagă. Cum însă în practica radioamatorilor

(cel puțin până în prezent!) indicele de modulație are valoarea 2/3 în cazul emisiunilor din unde scurte și 5/6 în cazul emisiunilor în unde ultrascurte, condiția enunțată nu este îndeplinită.

Ori de câte ori indicele de modulație este rațional, de forma  $m/q$  ( $m$  și  $q$  numere naturale fără factori comuni), apariția componentelor spectrale discrete poate fi forțată aplicând semnalului recepționat o

prelucrare neliniară, procedeul cel mai uzual constând în ridicarea sa la puterea  $q$  (deci, în cazul nostru la puterea 3 și respectiv 6). Componentele spectrale discrete pot fi izolate prin filtrări de bandă îngustă, pot fi mixate apoi între ele, iar prin divizarea frecvenței produselor rezultate se obțin în final componentele sincrone de frecvențe  $(\omega_c + \Delta\omega)$ ,  $(\omega_c - \Delta\omega)$  și  $2\pi/T$ . Pe seama datelor estimate până la începutul intervalului de semnalizare  $k$  se poate estima  $\Psi_k$ , și cu acest defazaj se ajustează faza oscilațiilor locale aplicate multiplicatoarelor.

Nu se cunosc, până în prezent, realizări practice de demodulatoare optime coerente care să poată fi utilizate în practica amatorilor, mai ales că lor li s-ar pretinde și viteze de intrare în sincronism mari, ținând seama că cele mai multe pachete durează sub o secundă.

Din punct de vedere al complexității tehnice problema nu se ușurează suficient de mult nici dacă se renunță la condiția de coerență în favoarea demodulatorului optim necoerent, a cărui schemă bloc este

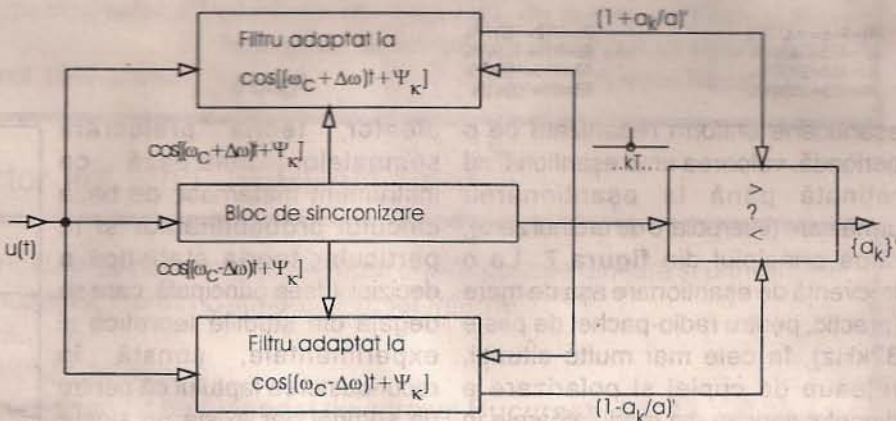


Figura 10



redată în figura 11. El se bazează pe cunoașterea apriorie a valorilor nominale pe care le au cele două frecvențe de semnalizare și generarea lor de către o bază de timp locală. Rămâne însă în continuare de extras din semnalul AFSK recepționat sincronizarea de bit. S-ar putea folosi în acest scop alternarea regulată a celor două frecvențe de semnalizare pe o durată convenită, la începutul emisiei, înainte de primul cadru din pachet, urmând ca după aceea, pe durata restului pachetului, sincronizarea tactului de bit să fie menținută tot pe seama bazei de timp.

Cele sumar expuse până acum conduc la concluzia că, în condiții de amator, pentru standardele de semnalizare adoptate inițial (și larg răspândite în prezent), nu sunt încă accesibile demodulatoare optime din punctul de vedere al probabilității de eroare la un anumit raport semnal/zgomot dat.

Cu acceptarea degradării inerente a performanțelor în condiții de semnale slabe, dar cu câștigul simplității, s-au impus în practica demodulării semnalelor modulate în frecvență digital variante ale schemelor cu discriminator și diferențiale.

Dacă pentru transmisiuni de viteză foarte redusă (circa 75 baud) au putut fi adaptate fără mari dificultăți schemele clasice de discriminator pentru semnale analogice (cum ar fi, de exemplu, chiar cea bazată pe două circuite selective de bandă îngustă acordate pe frecvențele de semnalizare, urmate de detectoare de anvelopă diferențiale), pentru comunicațiile radio-pachet acestea nu dau satisfacție. Având la dispoziție într-un interval de semnalizare maximum 4,23 perioade pentru viteza de 300 biți/s și respectiv 1,83 pentru aceea de 1200 biți/s, nu se poate asigura la ieșirea discriminatorului o atenuare suficientă a oscilației de intrare, lucru care conduce la creșterea pronunțată a probabilității de estimare greșită a

datei curente recepționate, pe seama reglajului foarte critic al pragului comparatorului de nivel din blocul de decizie.

Deși există variante constructive care ameliorează această situație pe calea dublării frecvenței semnalului AFSK de intrare, înainte de a fi aplicat discriminatorului, totuși soluția care elimină complet acest neajuns constă într-o translație spectrală în sus, de tip bandă laterală unică.

Figurile 12 și 13 redau un mod de aplicare a acestei idei în cazul unui demodulator pentru viteza de 1200 biți/s, în care rolul

superioară unică, având la bază principiul defazării. Rețeaua de defazare are patru poli (la frecvențele trecute în paranteze) și asigură o atenuare a benzii laterale nedorite cu aproximativ 40dB. Valoarea frecvenței de oscilație liberă a oscilatorului buclei se reglează cu potențiometrul P la 21,7kHz. Îndepărtarea componentelor de înaltă frecvență din semnalul de eroare al buclei este ușurată de faptul că la ieșirea comparatorului de fază de tip "sau exclusiv" (din circuitul PLL HEF4046), la sincronism, apare un semnal rectangular cu frecvență dublă (43,4kHz) și factor de umplere nominal 50%.

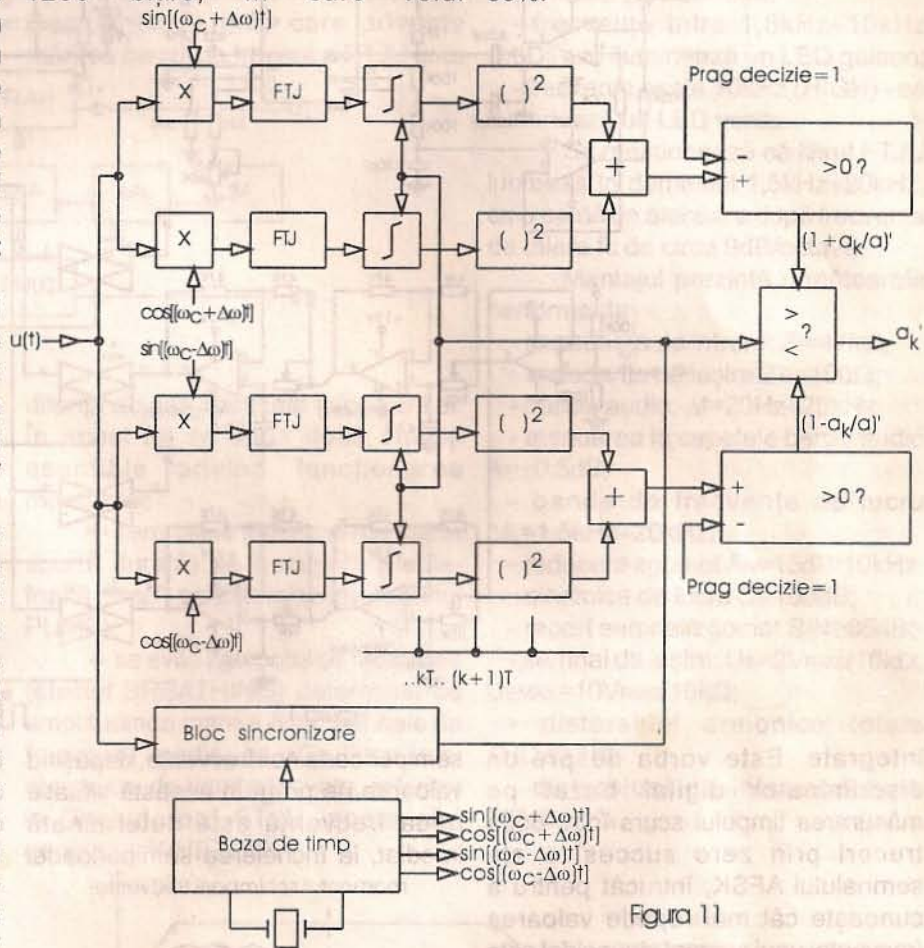


Figura 11

discriminatorului de frecvență este preluat de o buclă PLL de ordin doi. Spectrul semnalului de intrare este translatat în jurul frecvenței cu valoarea de 21,7kHz, într-un bloc modulator de amplitudine cu bandă laterală

Formarea datelor este asigurată prin comparație relativă la componenta medie a tensiunii de eroare,  $m(t)$  fiind estimarea semnalului modulator. Întrucât valoarea acestei componente medii depinde de valoarea frecvenței libere a oscilatorului buclei, modificarea acesteia din urmă sub acțiunea variațiilor temperaturii ambiante în mod special, poate provoca pierderea datelor din prima parte a pachetului. Pentru a preîntâmpina această situație, schema prevede aplicarea la intrarea

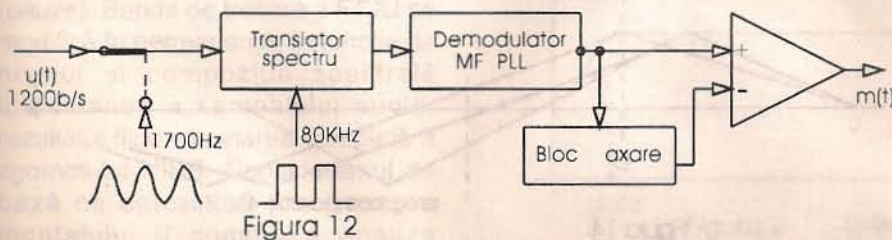


Figura 12



translatorului de spectru a unei oscilații locale având frecvența egală cu cea a purtătoarei semnalului AFSK (1700Hz), pe întreaga durată de timp cât acesta lipsește. Comutarea intrării translatorului între cele două semnale este comandată de detectarea prezenței unei purtătoare în lanțul de frecvență intermediară a receptorului.

Varianta de demodulator descrisă mai sus se poate aplica și transmisiunilor cu viteza de 300 biți/s, dar pentru acestea a fost imaginată o altă tehnică, aplicată de altfel pe scară largă de către fabricanții de modemi

demodulare bazată pe măsurarea semiperioadelor este supusă unei erori sistematice de cuantizare. Exemplificarea mecanismului de producere a erorii, în cazul unei tranziții de la frecvența de 1270Hz la cea de 1070Hz, este schițat în figura 14, unde pentru claritatea desenului s-a înlocuit forma de undă sinusoidală cu una triunghiulară. Astfel, dacă schimbarea de frecvență se produce într-un moment suficient de apropiat de începutul semiperioadei, ca în figura 14(a), timpul scurs între cele două treceri prin zero aproximează bine

curente. Dacă însă schimbarea frecvențelor are loc mai târziu, este posibil ca cea de-a doua trecere prin zero să apară înaintea momentului de prag, ca în figura 14(b). Se va trage astfel concluzia falsă că frecvența nu s-a modificat, rămânând 1270Hz. Noua valoare a frecvenței va fi detectată abia la sfârșitul următoarei semiperioade a semnalului AFSK, și anume a celei negative. Analiza cazului cel mai nefavorabil pune în evidență că eroarea maximă care se poate face cu privire la determinarea momentului producerii unei schimbări de frecvență

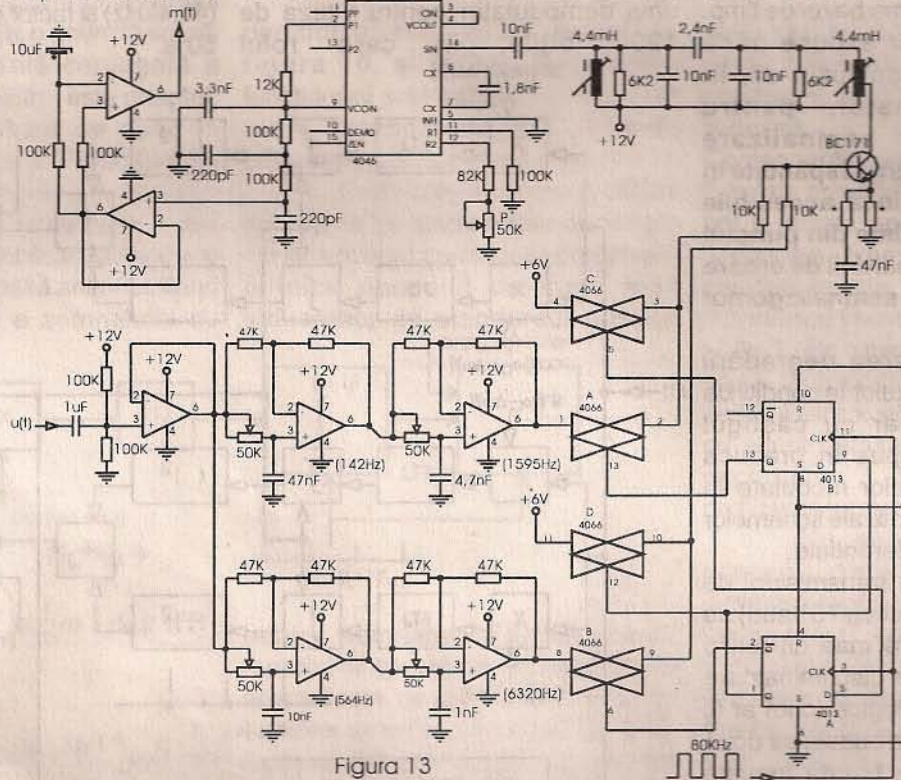


Figura 13

integrate. Este vorba despre un discriminator digital bazat pe măsurarea timpului scurs între două treceri prin zero succesive ale semnalului AFSK, întrucât pentru a cunoaște cât mai repede valoarea frecvenței unui semnal sinusoidal este suficient să se măsoare durata unei jumătăți de perioadă.

Pentru frecvența de semnalizare de 1070Hz o semiperioadă durează 467,3μs, iar pentru aceea de 1270Hz ea durează 393,7μs. Comparând durata unei semiperioade a semnalului AFSK cu pragul optim dat de media celor două valori, adică cu 430,5μs, se poate ști care este frecvența de semnalizare curentă. Însă, datorită faptului că tactul de bit la emisie nu este coerent cu faza semnalului AFSK, tehnica de

semiperioada noii frecvențe, depășind valoarea de prag. În această situație noua frecvență este determinată imediat, la încheierea semiperioadei momentului schimbării frecvenței

în semnalul AFSK recepționat este de aproximativ  $\pi/[2(\omega_c - \Delta\omega)]$ , adică 7% din durata unui bit.

- continuare în numărul viitor -

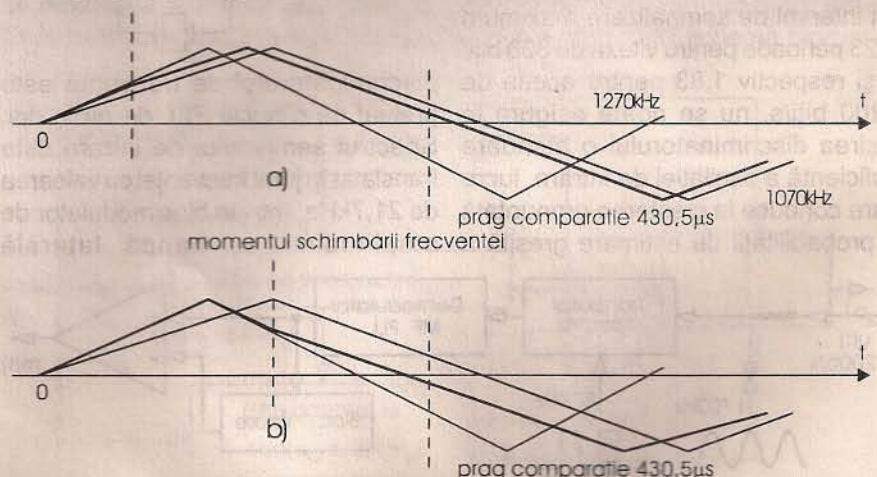
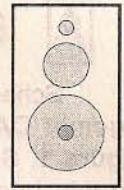


Figura 14

# FILTRU DINAMIC DE ZGOMOT (D.A.N.F.)

ing. Emil Marian



Filtrul dinamic de zgomot prezentat în acest articol (D.A.N.F.=Dynamic Audio Noise Filter) reprezintă un montaj electronic cu rezultate practice deosebit de eficiente. El deține o serie de performanțe foarte bune, care îl impun în atenția amatorilor de audiții HI-FI.

Cu ajutorul acestui montaj se poate elimina zgomotul unei benzi magnetice imprimată (TAPE HISS), acel "fășâit" supărător auditiv, sesizabil mai ales în pauzele dintre două pasaje muzicale.

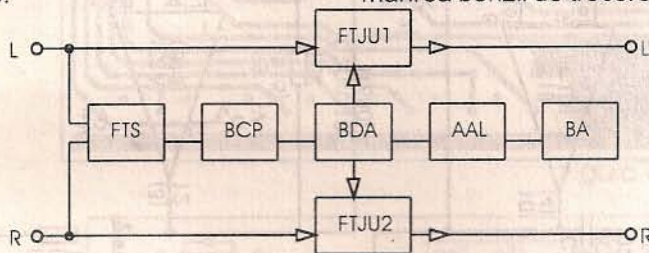


Figura 1

Concomitent, montajul este deosebit de util și la utilizarea HI-FI a radioreceptoarelor, mai ales în cazul recepției stereofonice a unor posturi din benzile undelor ultracurte. Aceeași îmbunătățire evidentă a calității audierii se obține și în momentul utilizării DANF împreună cu un pick-up, eliminându-se zgomotul datorat uzurii în timp a discurilor.

Montajul face parte din categoria filtrelor dinamice de zgomot. În esență, el reprezintă un filtru trecejos comandat în tensiune FTJU, a cărui frecvență de tăiere se modifică în mod continuu, în funcție de structura semnalului audio ce conține programul muzical sonor. Prin funcționarea sa, DANF elimină zgomotul din banda frecvențelor medii-înalte (1,5kHz+20kHz), de tipul celui HISS, din momentele în care semnalul audio prezintă în acest domeniu de frecvență un nivel mic, sau când acesta lipsește (pauze). Banda de trecere a FTJU se modifică în permanență, în funcție de nivelul și compoziția spectrală instantanee a semnalului audio, rezultatul fiind eliminarea completă a zgomotului HISS. Considerentul de bază ce determină funcționarea montajului îl constituie analiza

semnalului audio de intrare, din punct de vedere al amplitudinii, al compoziției spectrale de frecvență și al duratei semnalelor de frecvență medie-înaltă. Acești trei factori determină instantaneu (împreună) banda de trecere a FTJU.

Structura montajului a fost aleasă astfel încât el să prezinte constante de timp diferite în ceea ce privește variația lărgimii benzii de trecere (mărirea sau micșorarea ei). Constanta de timp care privește mărirea benzii de trecere a FTJU este

diferită de cea destinată micșorării ei. În acest fel se obțin două calități esențiale privind funcționarea montajului:

- semnalele tranzitorii (de foarte scurtă durată) de frecvență medie-înaltă "trec" nedistorsionate (efectul PUMP);

- se evită zgomotul de modulație (efectul BREATHING) determinat de amplitudinea mare a unor semnale de frecvență medie, care în lipsa unei constante de timp adecvate, referitor la "închiderea" FTJU, poate să-l genereze (WHEZEE).

Un ansamblu de blocuri funcționale electronice suplimentare ale montajului, care creează în mod practic un efect vizual deosebit de plăcut, este grupajul indicator cu LED-uri referitor la banda de trecere instantanee a FTJU. În funcție de spectrul semnalelor audio de frecvență medie-înaltă, ea a fost împărțită în trei domenii și anume:

- frecvență sub 1,5kHz (LOW) - se iluminează un LED roșu;
- frecvențe între 1,5kHz+10kHz (MID) - se iluminează un LED galben;
- frecvențe peste 10kHz (HIGH) - se iluminează un LED verde.

Se menționează că filtrul FTJU lucrează în domeniul 1,5kHz+20kHz, cu o pantă de atenuare după frecvența de tăiere  $f_c$  de circa 9dB/octavă.

Montajul prezintă următoarele performanțe:

- impedanța de intrare:  $Z_i=47k\Omega$ ;
- impedanța de ieșire:  $Z_e=100\Omega$ ;
- banda audio:  $\Delta f=20Hz+20kHz$ ;
- atenuarea la capetele benzii audio  $A=\pm 0,5dB$ ;
- banda de frecvențe de lucru  $\Delta f_L=1,5kHz+20kHz$ ;
- reducere zgomot  $A_N=15dB/10kHz$ ;
- dinamica de lucru  $D\geq 100dB$ ;
- raport semnal/zgomot  $S/N\geq 85dB$ ;
- semnal de ieșire:  $U_E=2V_{RMS}/10k\Omega$ ,  $U_{EMAX}=10V_{RMS}/10k\Omega$ ;
- distorsiuni armonice totale  $THD\leq 0,1\%$ ;
- distorsiuni de intermodulație  $TID\leq 0,01\%$ .

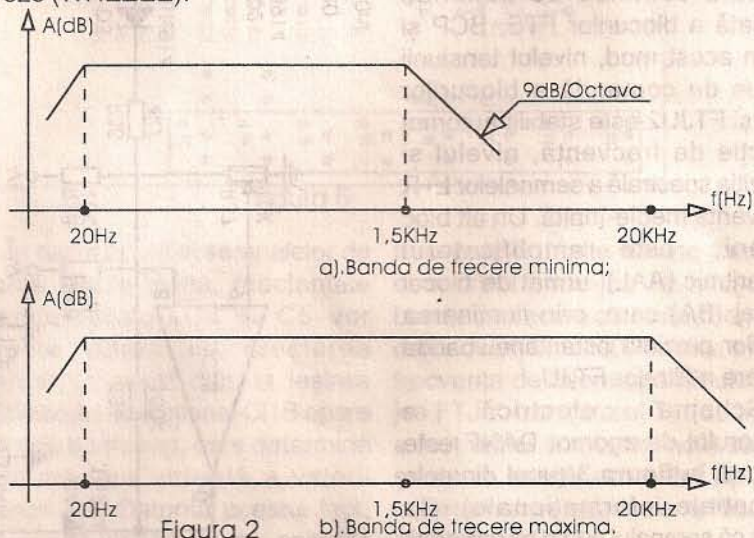


Figura 2

b). Banda de trecere maxima.

Schema bloc a reducătorului de zgomot DANF este prezentată în **figura 1**. Se observă că pe ambele canale informaționale L și R este amplasat câte un filtru trece-jos comandat în tensiune FTJU. Concomitent, cele două semnale audio din L și R sunt însumate de un filtru trece-sus FTS (fără însă a se afecta separarea completă a celor două canale informaționale, L și R). Filtrul FTS realizează o analiză a spectrului de frecvențe medii-înalte L+R, concomitent cu prelucrarea informației care privește amplitudinea instantanee a acestuia. Blocul corelator de prezență (BCP) ține cont de durata semnalelor de frecvență medie-înaltă. Urmează un bloc detector de amplitudine (BDA), care furnizează o tensiune continuă ce controlează instantaneu banda de trecere a celor două filtre FTJU1 și FTJU2.

Modul lor de funcționare este prezentat în **figura 2**. În lipsa semnalelor de frecvență medie-înaltă, sau în cazul în care acestea prezintă o amplitudine foarte redusă (comparabilă cu cea a zgomotului), banda de trecere a celor două filtre FTJU1 și FTJU2 se reduce (vezi **figura 2a**), rezultatul fiind eliminarea zgomotului. În cazul în care semnalele de frecvență medie-înaltă prezintă o amplitudine medie sau mare (mascând din acest motiv zgomotul), în mod instantaneu banda de trecere a celor două filtre FTJU1 și FTJU2 se lărgițește (**figura 2b**), lăsând nemodificat semnalul audio de pe cele două canale informaționale, L și R.

Se menționează că lărgimea de bandă a fitrelor FTJU1 și FTJU2 este controlată continuu de acțiunea combinată a blocurilor FTS, BCP și BDA. În acest mod, nivelul tensiunii continue de comandă a blocurilor FTJU1 și FTJU2 este stabilit automat în funcție de frecvența, nivelul și compoziția spectrală a semnalelor L+R de frecvență medie-înaltă. Un alt bloc electronic este amplificatorul antilogaritm (AAL), urmat de blocul de afișaj (BA) care, prin iluminarea LED-urilor, prezintă instantaneu banda de trecere a filtrelor FTJU.

Schema electrică a reducătorului de zgomot DANF este prezentată în **figura 3** (unul din cele două canale informaționale). Se observă că semnalul audio ce urmează

a fi prelucrat se aplică, de la intrarea montajului, prin intermediul grupului R1C1, la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional CI-1A. El formează împreună cu circuitul integrat

CI-1B și componentele electrice pasive aferente, filtrul trece-jos comandat în tensiune FTJU. Amplificarea amplificatorului operațional CI1A este fixată de raportul rezistoarelor R3/R5.

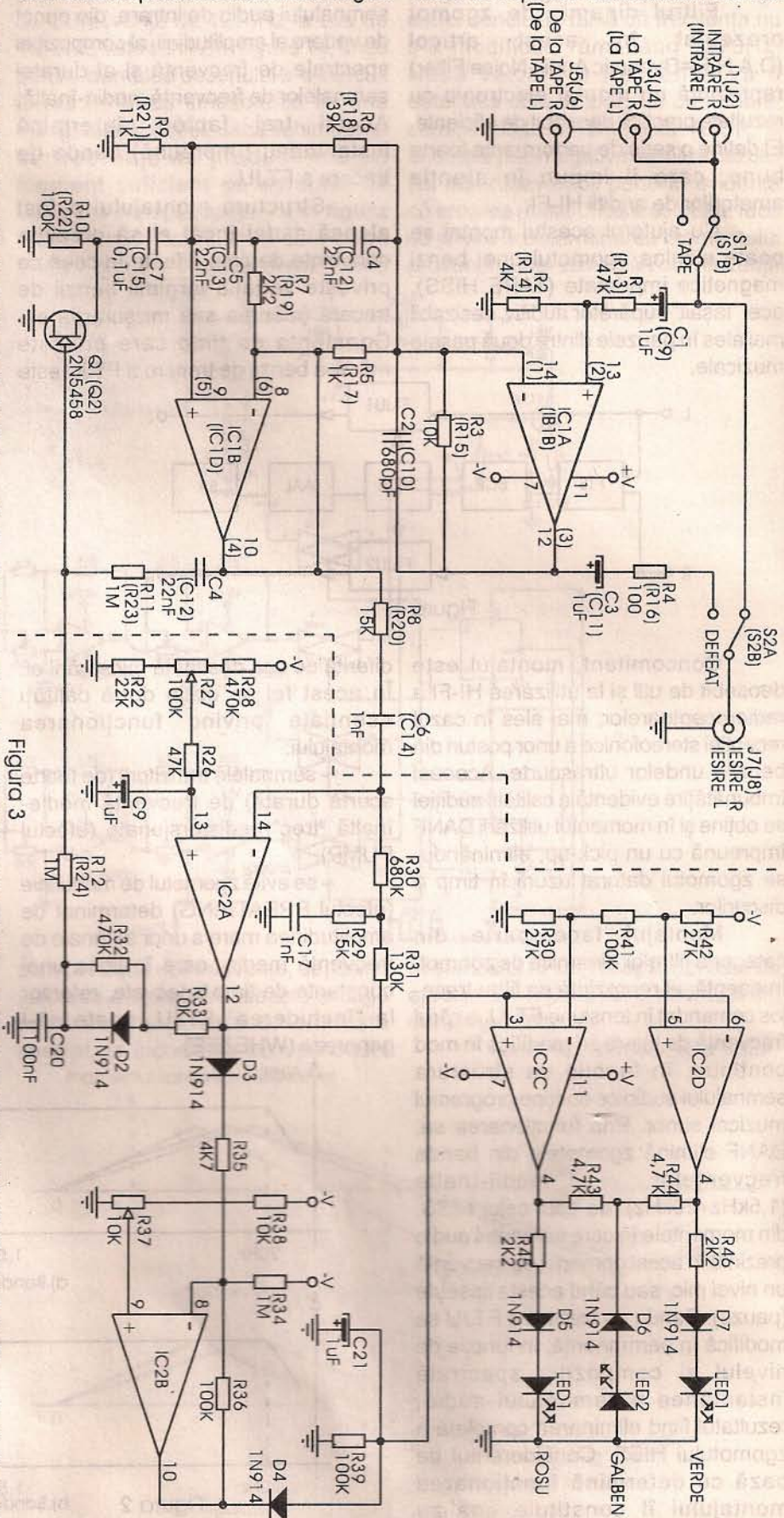


Figura 3



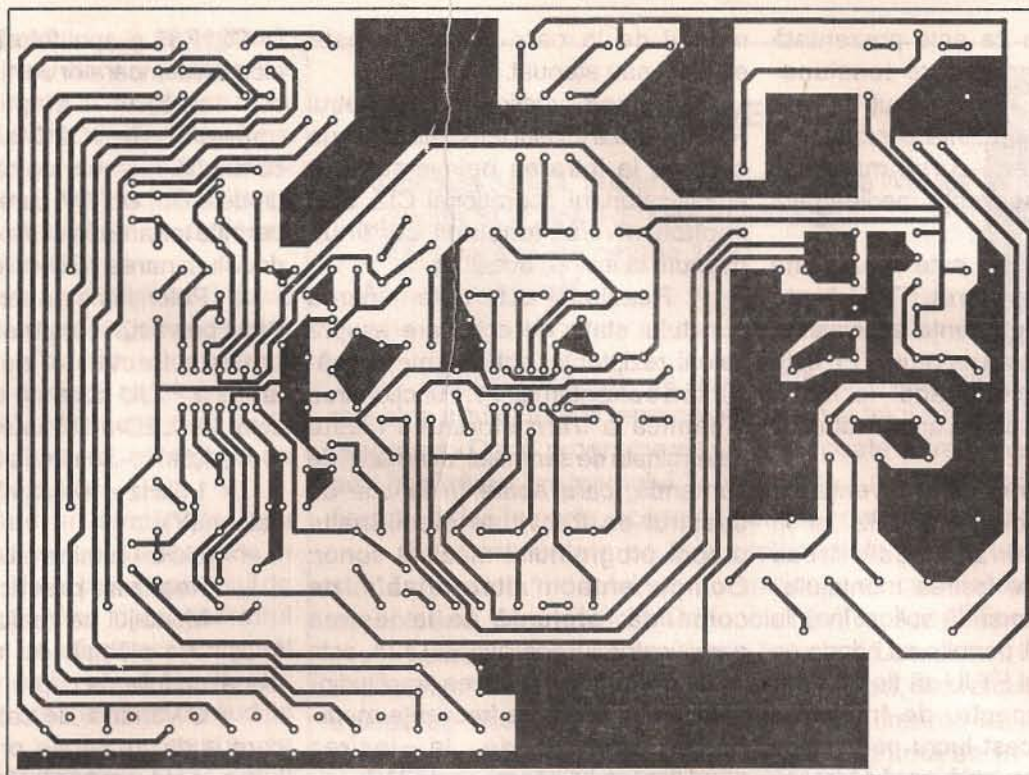


Figura 4

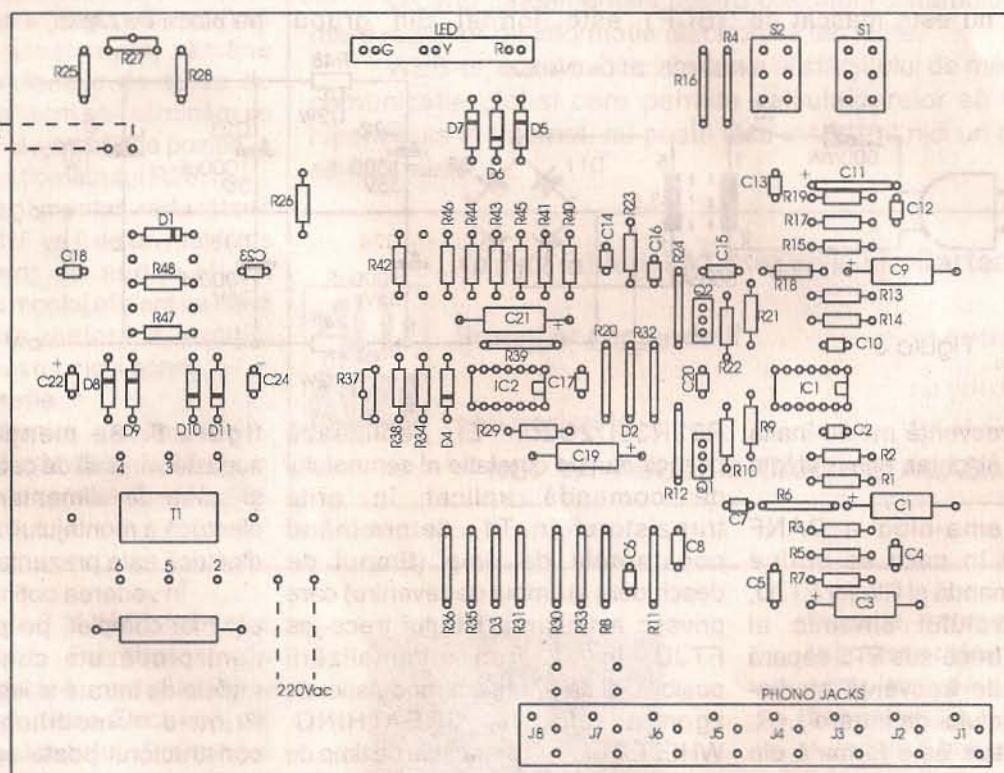


Figura 5

În domeniul frecvențelor joase ale semnalului audio reactanțele capacitive ale condensatoarelor C4 și C5 prezintă valori foarte mari. Acest lucru determină la ieșirea amplificatorului operațional CI1B prezența unei surse de impedanță echivalentă scăzută. În acest caz, amplificarea amplificatorului operațional CI1A este de circa 20dB.

În cazul apariției semnalelor de frecvență medie-înaltă, reactanțele condensatoarelor C4 și C5 vor descrește odată cu creșterea frecvenței. În acest caz, la ieșirea amplificatorului operațional CI1B apare un efect de bootstrap, care determină în final mărirea virtuală a valorii rezistenței R5. Datorită acestui fapt, amplificarea lui CI1A pentru spectrul

frecvențelor înalte devine mai mică, deci filtrul trece-jos își micșorează banda de trecere atenuând semnalele de frecvență înaltă. Pentru a modifica frecvența de tăiere fc a filtrului trece-jos FTJU, tranzistorul T1 (de tip FET) a fost astfel amplasat încât să poată șunta la masă semnalul aplicat la intrarea neinversoare a amplificatorului operațional CI1B.



În figura 2a este prezentată alura benzii de trecere tensiune-frecvență a FTJU, în cazul în care tranzistorul T1 prezintă o rezistență echivalentă drenă-sursă mare, iar semnalele de frecvență medie-înaltă sunt atenuate.

În figura 2b este prezentată situația în care filtrul FTJU "este deschis", deci rezistența echivalentă drenă-sursă a tranzistorului T1 este minimă, "scurtcircuitând" la masă intrarea neînversoare a amplificatorului operațional CI1B.

Se observă că frecvența de tăiere a FTJU devine 20kHz, iar în acest caz semnalul audio trece nemodificat spre ieșirea montajului. Semnalul de comandă aplicat în grila tranzistorului T1 permite ca banda de trecere a filtrului FTJU să fie ajustată pentru orice spectru de frecvențe medii-înalte. Acest lucru permite ca semnalele de frecvență joasă să treacă spre ieșirea DANF nemodificate, iar zgomotul care nu este mascat de

nivelul de la care zgomotul este eliminat sau atenuat.

În mod practic, potențiometrul R27 reglează nivelul tensiunii continue aplicate la intrarea neînversoare a amplificatorului operațional CI2, deci implicit nivelul tensiunii continue obținute la ieșirea acestuia.

Rezultatul este determinarea punctului static de acționare asupra valorii rezistenței echivalente drenă-sursă a tranzistorului T1. Funcționarea dinamică a tranzistorului T1 este determinată de semnalul "alternativ" de comandă, care apare în funcție de spectrul de frecvențe medii-înalte proprii programului muzical sonor. Componenta "alternativă" de comandă, preluată de la ieșirea amplificatorului operațional CI2A, este determinată prin sesizarea amplitudinii semnalului audio de frecvențe medii-înalte preluat de la ieșirea amplificatorului operațional CI1B.

Blocul corelator de persistență (BCP) este format din grupul

D4C21R39 și apoi folosit la comanda blocului comparator de niveluri, realizat cu ajutorul amplificatoarelor operaționale IC2C și IC2D. Ele comandă rețeaua logică formată din diodele D5, D6, D7 care, la rândul ei, permite intrarea în stare de conducție, deci iluminarea LED-urilor.

Potențiometrul semireglabil R37 a fost prevăzut în vederea reglajului ce privește frecvența instantanee de tăiere a FTJU corelată cu iluminarea celor trei LED-uri și anume:

- $f \leq 1,5\text{kHz}$  - iluminare LED roșu (R);
- $f \in 1,5\text{kHz} \div 10\text{kHz}$  - iluminare LED galben (Y);
- $f > 10\text{kHz}$  - iluminare LED verde (G).

**Realizare practică și reglaje**

Montajul se realizează practic folosind o plăcuță din sticlostratitex placat cu folie de cupru.

O variantă de cablaj imprimat, care a dat rezultate practice foarte bune, este prezentată în figura 4. Dispunerea componentelor electrice pe placa de cablaj este prezentată în

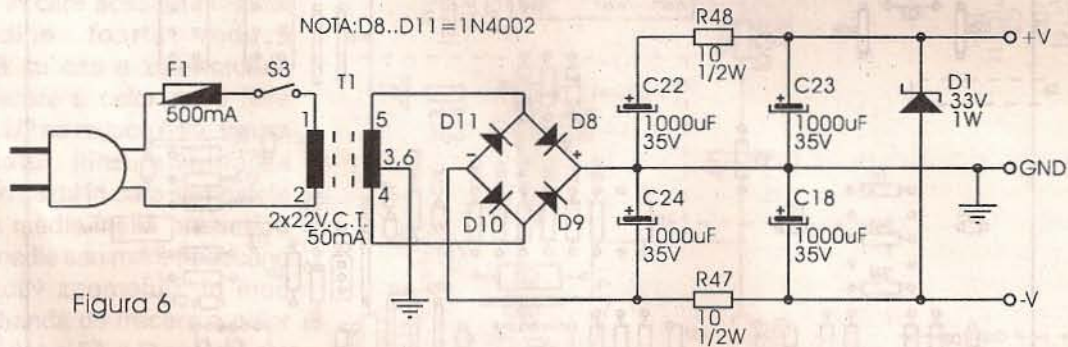


Figura 6

semnalele de frecvență medie-înaltă să fie atenuat și chiar eliminat din banda audio.

Din schema-bloc a DANF rezultă modul în care se obține semnalul de comandă al filtrelor FTJU, destinat controlului dinamic al acestora. Filtrul trece-sus FTS separă componentele de frecvență medie-înaltă ale semnalului de intrare L+R. Rețeaua trece-sus este formată din grupul R8R29R30R31C6C17 și amplificatorul operațional IC2A.

Grupul RC menționat anterior este pilotat de semnalul obținut la ieșirea amplificatorului operațional IC1B, care actualmente determină punctul operant de "tăcere" (frecvența fc) a filtrului trece-jos FTJU.

Amplitudinea nivelului de "tăcere" este determinată de potențiometrul R27, care stabilește în urma unui reglaj manual preferențial

R32R33D2C20. El realizează coeficientul de corelație al semnalului de comandă aplicat în grila tranzistorului T1, determinând constantele de timp (timpul de deschidere și timpul de revenire) care privesc acționarea filtrului trece-jos FTJU, în vederea minimalizării posibilității de apariție a modulației de zgomot (efectele BREATHING, WHEZEE etc.). Constantele de timp de valori diferite au fost alese pentru "mascarea" efectivă, în orice situație, a zgomotului de fond HISS.

O a doua cale de comandă, proprie montajului, este formată din amplificatorul antilogaritm (AAL) realizat de amplificatorul operațional IC2B și grupul D3R35R36, care preia un semnal de comandă de la ieșirea amplificatorului operațional IC2A. Semnalul obținut la ieșirea AAL este ulterior redresat și filtrat de grupul

figura 5. Se menționează că la această variantă de cablaj s-a prevăzut și sursa de alimentare cu energie electrică a montajului, a cărei schemă electrică este prezentată în figura 6.

În vederea obținerii unui montaj cât mai complet, pe placa de cablaj sunt prevăzute conexiuni pentru mufele de intrare și ieșire de tip RCA. Printr-o modificare minoră, constructorul poate adapta la fel de bine mufele de tip DIN. Calitățile bune ale circuitului integrat  $\mu\text{A}4136$  (în ceea ce privește raportul semnal/zgomot, frecvența de lucru etc.) l-au impus ca o componentă de bază a montajului cât mai compactizat, deoarece el conține patru amplificatoare operaționale.

Se menționează că se poate utiliza și circuitul integrat TL084, dar este necesar să se efectueze modificările în cablaj în privința pinilor de definesc cele patru amplificatoare



operaționale (intrări, ieșiri, alimentare).

După realizarea practică a montajului, acesta se amplasează în interiorul unei cutii cu design plăcut. Pe panoul frontal se amplasează potențiometrul R27, LED-urile și evident comutatoarele ce definesc comenziile principale.

În vederea calibrării montajului, se utilizează sursa de zgomot pe care vrem să-l eliminăm (o bandă magnetică imprimată care ulterior a fost "ștearsă", sau semnalul de la radioreceptorul stereo, cu reglajul de acord "între posturi").

Utilizând un amplificator de audiofrecvență de putere, se pune în evidență (auditiv, în boxe) zgomotul de tip HISS, acționând potențiometrul R27. Ulterior se efectuează reglajul acestuia, până când zgomotul "aproape dispare" (la limita de audiere a acestuia). După aceasta se acționează potențiometrul R37, astfel încât să se obțină iluminarea LED-ului roșu(R), fără ca LED-ul galben (Y) să fie iluminat. Acest reglaj rămâne definitiv, iar în funcție de sursa de zgomot pe care vrem să-l eliminăm se mai pot face mici ajustări "de poziție" a cursorului potențiometrului R26.

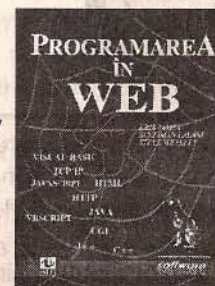
Realizat și montat, reducătorul de zgomot DANF va fi de un real folos oricărui amator de audiere HI-FI, posesor al unui montaj eficient ce oferă o îmbunătățire majoră a audierii oricărui program muzical sonor.

#### Bibliografie

- Popular Electronics - aprilie, 1989;
- Tehnium - colecția 1980-1998;
- Reducătoare de zgomot, Emil Marian, 1995, Ed. Teora.

## PROGRAMAREA ÎN WEB

Autori: Kris Jamsa, Suleiman Lalani și Steve Wawley  
Colecția SOFTWARE / HARDWARE  
data apariției: octombrie 1997  
ALL Educational



O lucrare masivă, de mare utilitate oricui dorește să înțeleagă mai bine arhitectura și terminologia Web și apoi să treacă la scrierea de programe. Dacă programarea în Web poate părea extrem de dificilă, prin împărțirea programului în mai multe rutine de bază și codificarea fiecărei rutine în parte, această operație poate fi substanțial simplificată.

Sunt prezentate pe larg protocoalele Web, reguli care permit standardizarea modului de comunicare al calculatoarelor, lucrarea accentuând cu predilecție Protocolul de Transport Hiper-Text (HTTP).

Lucrarea prezintă aspectele începerii lucrului cu HTML, scrierea unui server WEB simplu, a unui browser simplu, dezvoltarea browserului, începerea lucrului cu VRML, limbajul Perl, crearea de scenarii CGI în Perl. Sunt tratate și aspectele privind programarea în WEB utilizând Java și Java Script, programarea în WEB utilizând VBScript și Active X.

O carte fundamentală pentru utilizatorii sistemului WEB, cel mai mare rezervor de informație electronică din lume.

WEB-ul, acest subiect fierbinte al sfârșitului de mileniu, sistem de comunicație global care permite calculatoarelor să transfere date hipermedia în Internet, nu poate lăsa indiferent nici un cititor dornic să se informeze.

Grupul Editorial ALL - Serviciul "Cartea prin poștă"



Sunați și comandați!

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

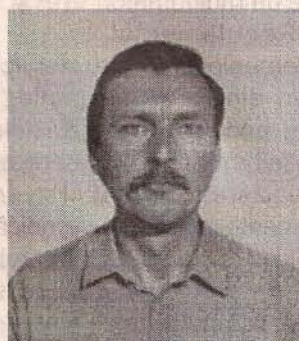
Fax: 01/413.05.40

O.P. 12, C.P. 107, Bucuresti

sau scrieți la

**NOI VĂ ADUCEM CĂRȚILE ACASĂ!**

- S-a născut la 3.11.1950, la Bacău;
- A absolvit Facultatea de Electrotehnică, specialitatea "Mașini și Aparate Electrice", din cadrul Institutului Politehnic București;
- A fost repartizat la Intreprinderea Electromagnetica;
- În anul 1981 s-a transferat la Institutul de Cercetări și Proiectări pentru Electrotehnică (I.C.P.E.) unde a ocupat succesiv funcțiile de cercetător științific (1983), inginer principal III (1986) și inginer principal II (1993);
- A îndeplinit responsabilități de șef de contract pentru lucrări de



**ing. Emil Marian**

cercetare din domeniile: transformatoare, încălzitoare prin

- inducție, servomotoare de c.c., tahogeneratoare și instalații complexe de reglaj al puterii transmise;
- A obținut 5 brevete de invenție;
- În prezent este profesor la liceele de specialitate din București, unde predă electronică industrială și desen tehnic;
- A publicat șase cărți cu subiect de electronică;
- A debutat în TEHNIUM în anul 1982 și a publicat până în prezent în această revistă peste 100 de articole;
- Este căsătorit și are doi copii.



# MICROEMIȚĂTOR M.F.

ing. Dinu Costin Zamfirescu/Y03EM

Microemițătorul ( $\mu$ Tx), a cărui schemă este dată în **figura 1**, poate produce semnale FM în banda de 80m de radioamatori (3,5+3,8MHz). Alimentat dintr-un singur element de 1,5V, el poate genera o purtătoare RF cu o putere de circa 10mW, cu un consum de 10+12mA. Frecvența de lucru poate fi modificată cu ajutorul unui condensator variabil de 2x300pF cu dielectric solid, folosit în receptoarele portabile ("Cosmos"-Electronica).

dispozitiv de simetrizare între antenă și fider (sus), de pildă simetrizorul 1:1 cu tor de ferită. Se poate folosi și o antenă long wire cu lungime totală (până la Cv din **figura 2**) de 39m sau chiar mai scurtă, utilizând un mic transmatch, ca în figură. Pentru teste se poate folosi antena și transmatchul emițătorului "mare" (conform autorizației), după ce în prealabil s-a făcut acordul (dacă aveți reflectometru pentru  $Z_0=75\Omega$ ).

impare, dar care rămân "rezonabile", fără a afecta grav inteligibilitatea.

Transceiverul stației, dacă este industrial și nu prea vechi, poate funcționa și FM în banda de 80m. Prin urmare avem la dispoziție un excelent "receptor de test".

Dacă modul de lucru FM nu este disponibil, dar există posibilitatea de a recepționa AM, nu disperați: se poate încerca recepția semnalelor FM improvizând un discriminator cu

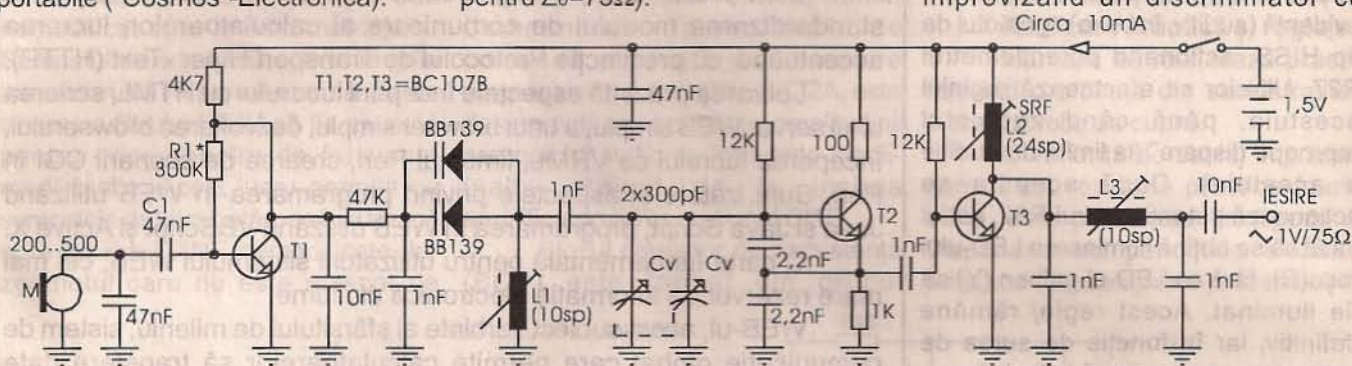


Figura 1

Renunțând la condensatorul variabil, frecvența se poate regla la valoare fixă, convenabilă (din bandă) cu ajutorul miezului reglabil al bobinei L1. În această situație, utilizând pentru alimentare o capsulă de baterie sau acumulator miniatură de 1,5V, tot montajul poate fi redus aproape la dimensiunile unei cutii de chibrituri (mai puțin microfonul). Trebuie precizat de la început că, deoarece frecvența nu este suficient de ridicată, fără o antenă "full size" raza de acoperire a emițătorului este foarte mică, montajul dovedindu-se inutilizabil. S-a făcut această precizare pentru a "tăia" din start apetitul de a-l utiliza ca "emițător de supraveghere". Deoarece impedanța de sarcină necesară este de 75 $\Omega$ , se poate utiliza o antenă dipol  $\lambda/2$  de 2x19,6m, alimentată cu cablu coaxial cu impedanță caracteristică de 75 $\Omega$ . Este bine să se utilizeze un

Bineînțeles, antena LW necesită priză de pământ: puteți utiliza și instalația de calorifer a blocului, căci cu 10mW nu veți produce TVI (hi!).

Deși pentru o putere atât de mică modurile de lucru cele mai eficiente ar fi fost CW sau SSB, s-a preferat FM, deoarece este simplu de realizat (față de SSB sau chiar față de AM), fără consum de piese și energie suplimentar, doar adăugând un simplu amplificator de microfon care consumă mai puțin de 0,2mA. Deviația de frecvență este mică, de  $\pm 5$ kHz, ca în benzile de radioamatori VHF și UHF.

Regulamentul de radiocomunicații pentru serviciul de amatori din România (iunie 1992) permite modul de lucru F3E (telefonie FM) și în benzile de HF (unde scurte) cu precizarea ca  $\Delta f \leq 3$ kHz. În alte regulamente, mai vechi, se indică chiar  $\Delta f \leq 2,5$ kHz (sistemul NBFM pe banda de 10m). Cei care doresc să nu depășească deviația de frecvență de 2,5+3kHz pot utiliza limitatorul AF cu diode din **figura 3**. În acest mod se evită distorsiunile pe care le poate introduce tranzistorul T1 (AF) la semnale mari. În realitate diodele introduc ceva distorsiuni de armonice

ajutorul filtrului AFI (pentru AM!) și al detectorului AM. Este suficient să se asculte dezacordând intenționat receptorul AM cu câțiva kHz, la o frecvență mai mare sau mai mică față de frecvența de lucru (cu 3+6kHz). Veți constata că se pot găsi două puncte de recepție în jurul frecvenței de lucru la care demodularea se face aproape corect. Dar dacă se face acordul exact, distorsiunile cresc mult, până la scăderea totală a inteligibilității și în plus semnalul AF scade, deși S-metrul indică maximum. Explicația constă în aceea că circuitele AFI convertesc FM  $\rightarrow$  FM+AM dacă purtătoarea este amplasată pe porțiunile liniare ale flancurilor caracteristicii de amplitudine-frecvență a filtrului AFI. Detectorul AM cu diodă este insensibil la FM și demodulează doar AM. Dacă acordul se face pe purtătoare, conversia FM  $\rightarrow$  AM este defectuoasă (modulația de amplitudine este distorsionată, având armonice pare în

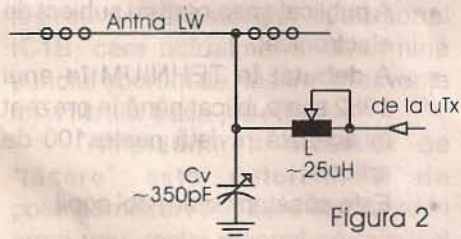


Figura 2

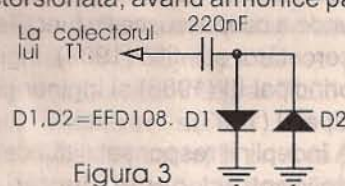


Figura 3

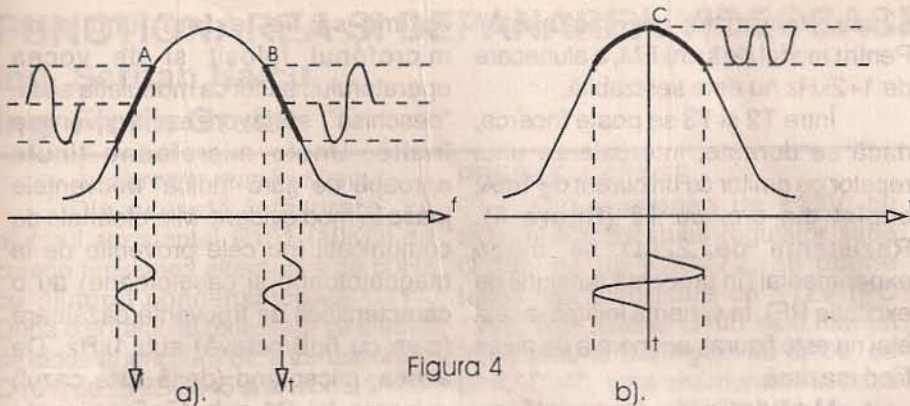


Figura 4

special). În figura 4 sunt prezentate cele două situații. În figura 4a, plasând purtătoarea pe unul din flancurile filtrului, acționând asupra butonului de acord (punctele A sau B), conversia FM→AM este aproape perfectă, deoarece se folosesc porțiuni liniare ale caracteristicii (porțiunile îngroșate). În figura 4b (acord "perfect") conversia FM→AM este defectuoasă (se folosește o porțiune curbă a caracteristicii). Distanța în kHz între punctele A și B este ceva mai mare decât banda de trecere AFI (în partea AM receptorul are circa 6kHz).

Procedeeul acesta, de demodulare a semnalelor FM cu  $\Delta f$  mică, este un paleativ și nu poate suplini un discriminator "cinstit". Autorul își amintește că la începutul anilor 60, când lucra de zor AM în banda de 20m a fost odată chemat de o stație F care se auzea extrem de distorsionat și foarte slab, deși purtătoarea era puternică, de parcă ar fi fost submodulat. Dezacordând puțin receptorul la o frecvență ceva mai mare sau mai mică decât purtătoarea, la indicația corespondentului, emisiunea s-a auzit clar în două puncte de recepție: a fost prima lecție de FM primită prin ... radio.

Dacă transceiverul poate recepționa doar SSB, încercarea de a recepționa FM nu va reuși: doar în pauzele de modulație se poate "auzi" purtătoarea sub forma unei fluierături. Din acord se poate aranja să avem

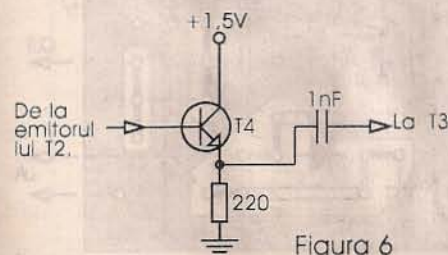


Figura 6

"zero beat", dar semnalul audio este total neinteligibil. Doar dacă  $\Delta f < 2,5$  kHz sunt șanse să se poată înțelege câte ceva.

Prin urmare, în modul SSB de recepție puteți face doar acordul exact (în lipsa modulației). Comutând pe AM trebuie dezacordat receptorul (cu circa  $\pm 5$  kHz). Pe modul FM nu mai trebuie făcută nici o manevră. Dacă apar acum distorsiuni, înseamnă că  $\Delta f$  este prea mare, sau că transceiverul este proiectat pentru  $\Delta f = 2,5$  kHz.

Folosind la emisie antena de la transceiver, microemitaorul a putut fi recepționat pe o rază de 1km cu un receptor AM portabil cu sinteză de frecvență pentru radiodifuziune, având o purtătoare la emisie  $f = 3737,5$  kHz și recepționând fie pe 3735 kHz, fie pe 3740 kHz. S-a utilizat antena baston a receptorului, puțin eficientă, deoarece este foarte scurtă față de lungimea de undă. În timpul serii, banda fiind aglomerată, raza de recepție s-a redus. Folosind la recepție un veritabil receptor FM (transceiverul dumneavoastră multimod) și o antenă de recepție acordată, este posibil ca raza de lucru să crească.

Montajul poate fi utilizat de radioamatori autorizați pentru QSO locale, în cartier, emisiunea nefiind copiată de cei ce au receptoare doar SSB/CW.

Să examinăm acum schema de principiu. T1 este amplificatorul de microfon, T2 este tranzistorul oscilator, iar T3 este tranzistorul amplificator RF "de putere".

Dacă se dorește modul de lucru CW, etajul cu T1 se poate suprima (inclusiv diodele varicap BB139) și se poate manipula alimentarea, dar tonul emisiunii nu va fi de prea bună calitate (are "chirp"), deoarece lipsește etajul separator (buffer) între oscilator (VFO) și etajul de putere (PA).

Cei care vor să lucreze CW (modul FM nu mai este posibil) vor utiliza un cristal de cuarț în schema oscilatorului, care va fi modificată corespunzător.

În schema din figura 1, VFO-ul este de tip Clapp. Dacă se dorește o acoperire mai mică, se poate folosi doar o secțiune a condensatorului variabil. Pentru a se verifica dacă oscilatorul funcționează (fără a dispune de un osciloscop) se va proceda astfel:

a) - se scurtcircuituează bobina L1. Tensiunea bază-emitor a tranzistorului T2 trebuie să fie de 0,6V (0,7V în emitor și 1,3V în bază, raportată la masă). Dacă curentul de emitor nu este 0,7mA, se modifică eventual rezistența de 12k $\Omega$  din bază;

b) - se înlătură scurtcircuitul bobinei L1. Tensiunea bază-emitor a tranzistorului T2 se reduce la circa 0,4V (în emitor avem acum 0,9V față de masă). Acesta este un indiciu că oscilatorul lucrează și că are la ieșire circa 150+200mVef RF. În prezența excitației tensiunea bază-emitor a tranzistorului T3 scade tot cu 0,2V (de la 0,7V la 0,5V). Aceste cifre sunt orientative, dar cu ajutorul unui

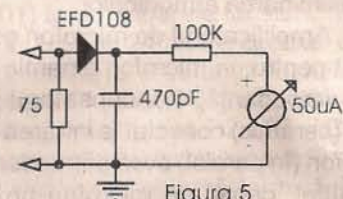


Figura 5

instrument de c.c. de cel puțin 20k $\Omega$ /V pe scala de 5 sau 6V se poate verifica atât prezența RF, cât și a amplitudinii acesteia. Cele două tranzistoare primesc între bază și emitor aceeași tensiune RF culeasă la bornele celor două condensatoare de 2,2nF.

Etajul de ieșire are o celulă de filtru  $\Pi$ , care atenuază armonica cu aproape 30dB. Experimental, armonica a doua "se aude" doar plasând receptorul portabil la mai puțin de 5m de antena de emisie. Cum deviația de frecvență este prea mare (dublă), recepția este distorsionată.

Acordul filtrului  $\Pi$  (al bobinei L3) se face cu ajutorul circuitului din figura 5, care conține o sarcină artificială și un detector.

La ieșire se obține 0,8+0,9Vef. Randamentul detecției este de circa 0,7+0,75 (pentru diodă cu germaniu). Dacă tensiunea RF ar fi de 1Vef instrumentul va indica:



$$I = (U_{RF} \cdot 1,41 \cdot (0,7 \dots 0,75) / 0,1M\Omega = (9,9 \dots 10,6)\mu A$$

Cei care vor să știe exact puterea utilă, vor verifica etalonarea cu un alt voltmetru electronic RF. O metodă mai simplă, dar aproximativă este de a utiliza un semnal c.a. cu frecvența 50Hz, folosind un instrument c.a. obișnuit ca etalon și înlocuind temporar condensatorul de 470pF cu 47μF (figura 5).

$$P = (U_{RF} e^2 [V] / 75\Omega) \cdot 1000 \quad (mV)$$

Bobina L3 se reglează în mijlocul benzii pentru indicația maximă la μA.

Bobina L2 este folosită ca șoc de radiofrecvență și inductanța ei nu este critică (miezul se introduce complet). Bobina L2 are 24 de spire, iar bobinele L1 și L3 câte 10 spire, bobinate cu sârmă Φ0,1mm CuEm, pe carcase cu oală de ferită utilizate în modulul de sunet al televizoarelor Electronica alb-negru cu circuite integrate (bobinele sunt ecranate și au dimensiunile 10x10x15mm).

Tranzistorul T3 lucrează în regim neliniar și are nevoie de o impedanță de sarcină de 75Ω. Filtrul Π este simetric și nu face adaptare, doar eliminarea armonicilor.

Amplificatorul de microfon este gândit pentru un microfon dinamic de joasă impedanță. Condensatorul de 47nF (ceramic) conectat la intrarea de microfon (în paralel) evită pătrunderea RF. Altfel, cablul de microfon poate acționa ca antenă în anumite condiții (deși este ecranat!) și culege semnale RF de la stații de radiodifuziune US, care, detectate de dioda bază-emitor a tranzistorului T1, pot modula în frecvență microemitaorul.

Rezistența R1 se va regla ca potențialul față de masă al tranzistorului T1 să fie 0,7±0,8V. Aceasta reprezintă și tensiunea de polarizare inversă a diodelor varicap BB139.

Datorită reacției negative în c.c. (R1 nu este legată la +1,5V, ci la colector), tensiunea de polarizare a diodelor variază puțin când tensiunea de alimentare se modifică în limite rezonabile (odată cu descărcarea bateriei). Experimental, s-a constatat că alunecarea de frecvență a fost de câteva sute de Hz timp de mai multe zile. Totuși, din cauza lipsei unui separator, frecvența variază odată cu conectarea antenei, cu acordul bobinei

L3 sau al transmatch-ului (dacă există). Pentru modul de lucru FM, o alunecare de 1+2kHz nu este sesizabilă.

Între T2 și T3 se poate încerca, dacă se dorește, intercalarea unui repetor pe emitor cu un curent de 1mA, cuplat din c.c. cu T2 (figura 6). Rezistența de 220Ω se alege experimental (în prezența tensiunii de excitație RF). În schema inițială, acest etaj nu este figurat, economia de piese fiind maximă.

Modulația de frecvență se realizează cu ajutorul celor două diode varicap, care în RF sunt conectate în paralel pe L1.

Condensatorul de 1nF se consideră scurtcircuit în RF și întrerupere în AF. Rezistențele de 4,7 și 47 kΩ, precum și condensatoarele de 10nF și 1nF constituie un filtru trecejos RC cu două celule, care începe să atenueze de la 3kHz în sus. Astfel, o parte din armonicile introduse de diodele D1 și D2 (din figura 3) sunt eliminate sau cel puțin atenuate. Se realizează astfel un "clipper AF" destul de rudimentar (împreună cu diodele) și se evită distorsiunile masive, care apar la depășirea deviației de frecvență maxime. Amplificarea etajului AF este de circa 25...30 ori, iar tensiunea de modulație pe diode nu depășește 0,4V<sub>vef</sub> (circa 140mV<sub>vef</sub>), în principiu. Dar diodele nu sunt ideale și limitarea nu este perfectă. Diodele nu s-au figurat în schema din figura 1, deoarece dacă microfonul nu dă semnal mai mare de 5mV<sub>vef</sub>, pericolul depășirii deviației de frecvență nu apare.

În final, câteva cuvinte despre condensatorul C1 de cuplaj cu baza tranzistorului T1. Este bine ca valoarea

optimă să fie testată funcție de microfonul folosit și de vocea operatorului, astfel ca modulația să fie "deschisă", să favorizeze frecvențele înalte. Unele microfoane ținute aproape de gură "ridică" frecvențele joase în mod evident. Microfoanele de comunicații (nu cele provenite de la magnetofone și casetofone) au o caracteristică de frecvență căzătoare (cam cu 6dB/octavă) sub 1kHz. De aceea, micșorând (dacă este cazul) valoarea lui C1 sub 47nF se poate realiza o modulație apropiată de cea indicată pentru microfoanele de comunicații.

Diodele varicap nu introduc distorsiuni importante, chiar la deviații de ±5kHz, deoarece excursia de capacitate necesară este de circa ±1pF. Dacă microfonul nu este suficient de sensibil, pentru a nu se introduce un alt etaj AF suplimentar, se pot conecta 3 sau chiar 4 diode BB139 în paralel. Tensiunea AF necesară obținerii deviației dorite este mai mică, iar distorsiunile scad, deoarece excursia pe caracteristica neliniară a varicapului se reduce.

În figura 7 se prezintă o variantă de circuit imprimat executat pe o plăcuță cu dimensiunile 95x55mm. Componentele se pot monta "culcat" sau "în picioare" funcție de dimensiunile pieselor de care se dispune. Se va da importanță completării "masei" pe suprafața liberă a circuitului. Este figurat și circuitul auxiliar din figura 3, precum și circuitul de măsură din figura 5, care se poate conecta la nevoie cu o conexiune adițională (desenată punctat). Bineînțeles, în timpul utilizării acestui circuit, antena se deconectează.

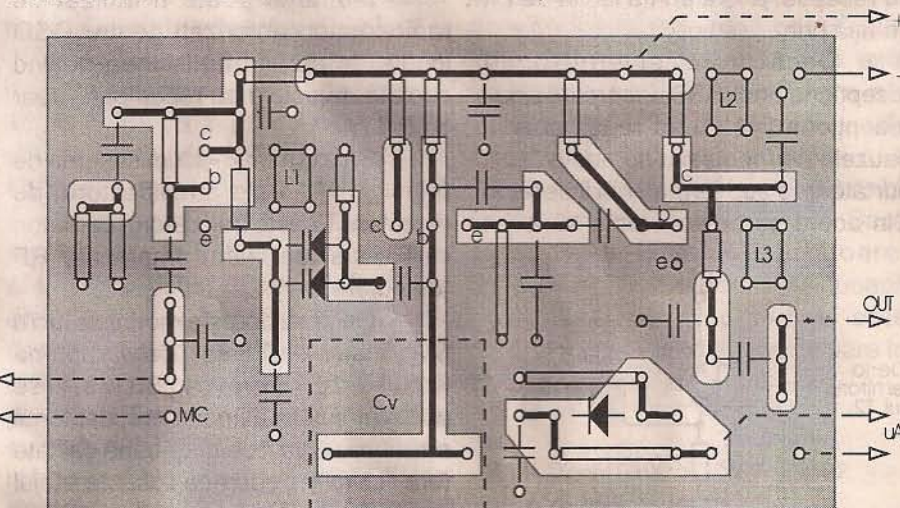


Figura 7



# FUNȚIONAREA ȘI DEPANAREA VIDEOCASETOFOANELOR (VIII)

ing. Șerban Naicu  
ing. Florin Gruia

-urmare din numărul trecut -

Din această înfășurare, cu ajutorul rezistenței R101 (10KΩ) se culege tensiunea alternativă de 50Hz cu ajutorul condensatorului C111. După o prealabilă redresare cu efectul de diodă al joncțiunii BE a tranzistorului Q101, de tip 2SC945 și al diodei D103, de tip 1N4148, se obțin impulsuri dreptunghiulare de 50Hz în colectorul lui Q101. Acestea vor servi drept impulsuri de tact pentru clock-ul videocasetofonului.

Ultima înfășurare a transformatorului servește la obținerea tensiunii de 5,1 V a.c. necesară pentru încălzirea filamentului elementului display. Se observă conectarea punctului median virtual creat cu ajutorul rezistențelor R111 și R112 la catodul diodei Zener 102. În acest fel, acest punct va avea un potențial negativ față de masă, de -6,8V. Acest bloc de alimentare este urmat de alte câteva stabilizoare prezentate în figura 3.

**Notă:** Pentru modelele notate cu \* lipsesc următoarele elemente: C111, C112, D103, R110 și Q101 (etajul formator al impulsurilor de 50Hz, referință pentru ceas).

Pentru modelul notat cu \*\* este valabilă atât observația de mai sus, cât și modificarea alimentării de la rețea care, se poate face în două variante, cu ajutorul comutatorului SX2-6D, pentru tensiunea rețelei de 110V sau pentru 220V (conform figurii 4).

Notăția PRST.VTG înseamnă

## PRESET VOLTAGE.

Din tensiunea de +15V, cu ajutorul tranzistorului regulator serie Q105, de tip KSB772, se obține tensiunea stabilizată de +12V (PC 12V). Tranzistorul Q105 este montat în conexiune Darlington cu Q106, de tip KSC945, care are montate în bază dioda de referință ZD104 de tip RD12EB2 (Uz=12V), în serie cu dioda de compensare termică D109 de tip 1N4148.

Cu ajutorul tranzistorului regulator serie Q109, de tip KSC2328Y, se obține tensiunea de +9V (PC9V) din tensiunea de +12V (AL12V). Tranzistorul Q109 are montate în bază dioda de referință ZD105, de tip RD9, 1EB2 (Uz=9,1V) în serie cu dioda de compensare termică D110, de tip 1N4148. Polarizarea bazei lui Q109 și a diodelor D110 și ZD105 se face din tensiunea de +12V (PC12V) (obținută cu Q105) prin intermediul rezistenței R125 de 270Ω.

Această tensiune de referință de 9V este folosită și de tranzistorul regulator Q107, de tip KSC2328Y, în emitorul căruia se obține tensiunea stabilizată de 9V. Cu ajutorul întrerupătorului electronic realizat cu tranzistorul Q110, de tip KSA928, această tensiune de +9V se aplică în cazul înregistrării (REC9V). Comanda bazei lui Q110 se face cu ajutorul porții logice Q111 (un tranzistor logic) - KSR1004, la comanda înregistrare cu întârziere (DLYD.REC).

Tranzistorul Q112, de tip KSA928, joacă un rol asemănător, de întrerupător, dar pentru tensiunea de 5V care se aplică de data aceasta în cazul redării, la comanda DLYDPB. Această comandă se aplică porții logice Q113, de tip KSR1004.

- JVC HR-D171 E/EG
- JVC HR-D180 E/EG/EK
- JVC HR-D230 EG

Schema de principiu este redată în figura 5. Blocul de alimentare este alcătuit din două părți. În prima parte se află transformatorul de rețea, redresoarele, siguranțele fuzibile și condensatoarele electrolitice de filtraj.

În partea a doua se află stabilizatoarele propriu-zise, realizate cu ajutorul unui integrat stabilizator specializat.

Blocul de alimentare livrează următoarele tensiuni: +12V (UNSW 12V), +12V (SWD 12V), +5V (SWD 5V), +12V (MOTOR), +45V, +17V (UNREG 17V), -30V, 4,5V c.a.

Blocul se alimentează de la rețeaua electrică având posibilitatea de a se adapta cu ajutorul unui comutator (S101) la următoarele tensiuni: 110V, 127V, 220V și 240V. Pe circuitul către priză există o siguranță fuzibilă de protecție F1 (315 mA) și o dublă celulă de filtraj antiparaziți LF1, LF2 și C101. În interiorul transformatorului de rețea mai există o siguranță termică (T.F.) conectată între pinii 4 și 5, care se arde la depășirea temperaturii periculoase.

Înfășurarea primară a transformatorului de rețea T101 are trei

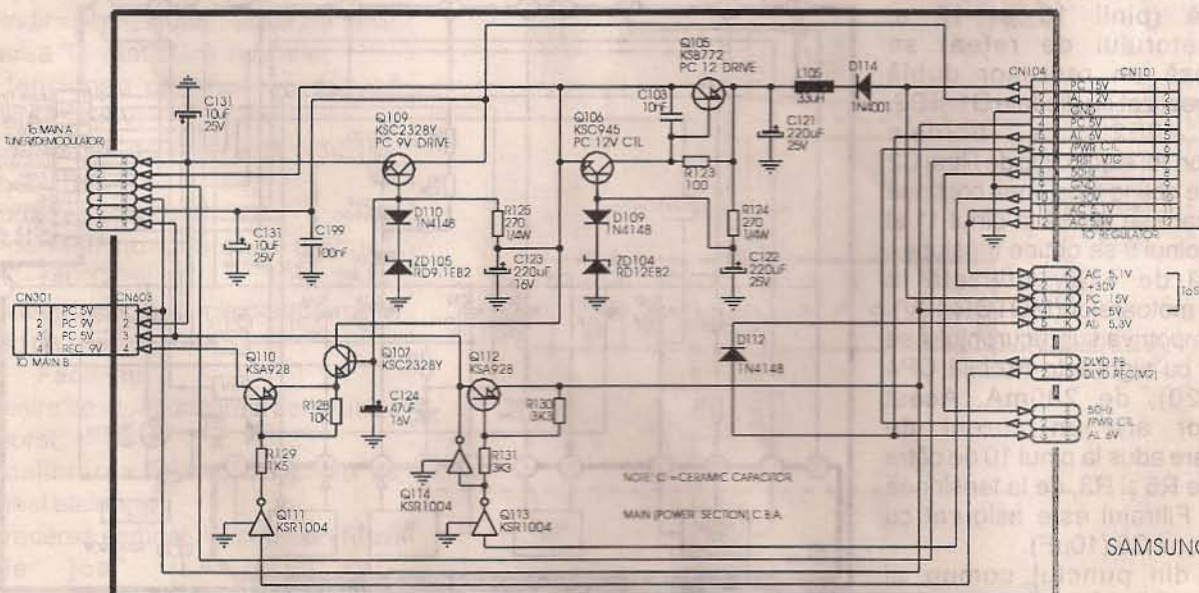
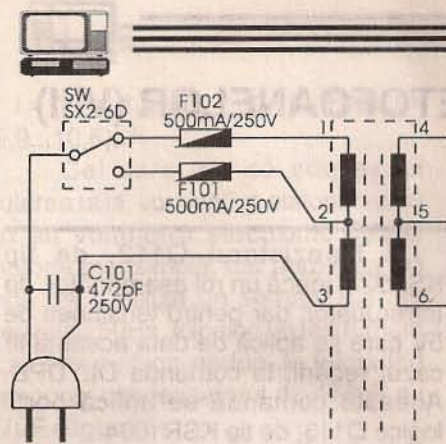


Figura 3



AC INPUT  
HIGH VERSION 220V/50HZ  
LOW VERSION 110V/60HZ

Figura 4

prize, permițând adaptarea la tensiunea rețelei.

Secundarul are trei înfășurări, dintre care una cu priză mediană.

Prima înfășurare secundară, conectată între pinii 10 și 12, cu priza la pinul 11, alimentează puntea redresoare DS1, de tip S4VB10, prin intermediul siguranței fuzibile F2 (2A). La bornele condensatorului electrolitic de filtraj C3 (3300μF) se obține tensiunea continuă de 18,2V care se aplică circuitului integrat specializat IC1, de tip STK5481, la pinul 8. La pinul 6 se obține tensiunea stabilizată de 12V care ajunge la conectorul CN1 prin intermediul unei siguranțe fuzibile notate CP1 (ICP - F10), de 100mA. Această tensiune este neocomutabilă (UNSW 12V). Intern, în IC1, tensiunea de 12V este preluată de un comutator electronic acționat de comanda POWER /ON/OFF la pinul 5. La pinul 4 este furnizată de tensiunea de 12V comutabilă (SWD 12V), a cărei prezență se poate constata în punctul de măsură TP2. Și această tensiune este protejată cu o siguranță fuzibilă notată CP2 (ICP - F15) de 150mA.

Tot din prima înfășurare secundară (pinii 10 și 12 ai transformatorului de rețea) se alimentează un redresor dublă alternanță realizat cu diodele D1 și D2, de tip 10E2. La bornele condensatorului electrolitic de filtraj C2 (2200μF) se obține tensiunea continuă de 18,5V care se aplică la pinul 11 al lui IC1. La pinul 9 se obține tensiunea stabilizată de +12V utilizată la acționarea motoarelor (MOTOR 12V). Protecția împotriva supracurentului se realizează cu siguranța fuzibilă CP4 (ICP - F20), de 200mA. Acest stabilizator are un curent de prepolarizare adus la pinul 10 de către rezistoarele R6 și R3, de la tensiunea de 51,2V. Filtrajul este asigurat cu condensatorul C6 (10μF).

Tot din punctul comun al rezistențelor R6 și R3 se ia un curent de prepolarizare prin intermediul

rezistenței R7 pentru sursa de stabilizare de 12V, neocomutabilă. Acest curent se introduce în IC1 prin pinul 7.

De la priza mediană, prin siguranța fuzibilă F3 (1A), curentul filtrat de condensatorul electrolitic C4 (2200μF) ajunge la pinul 2 al lui IC1 (8,8V), la pinul 3 fiind furnizată tensiunea stabilizată de +5V (SWD 5V). Și aici întâlnim o siguranță fuzibilă de protecție CP3 (ICP - F15), de 150mA. Tensiunea de 5V se poate constata în punctul de măsură TP1.

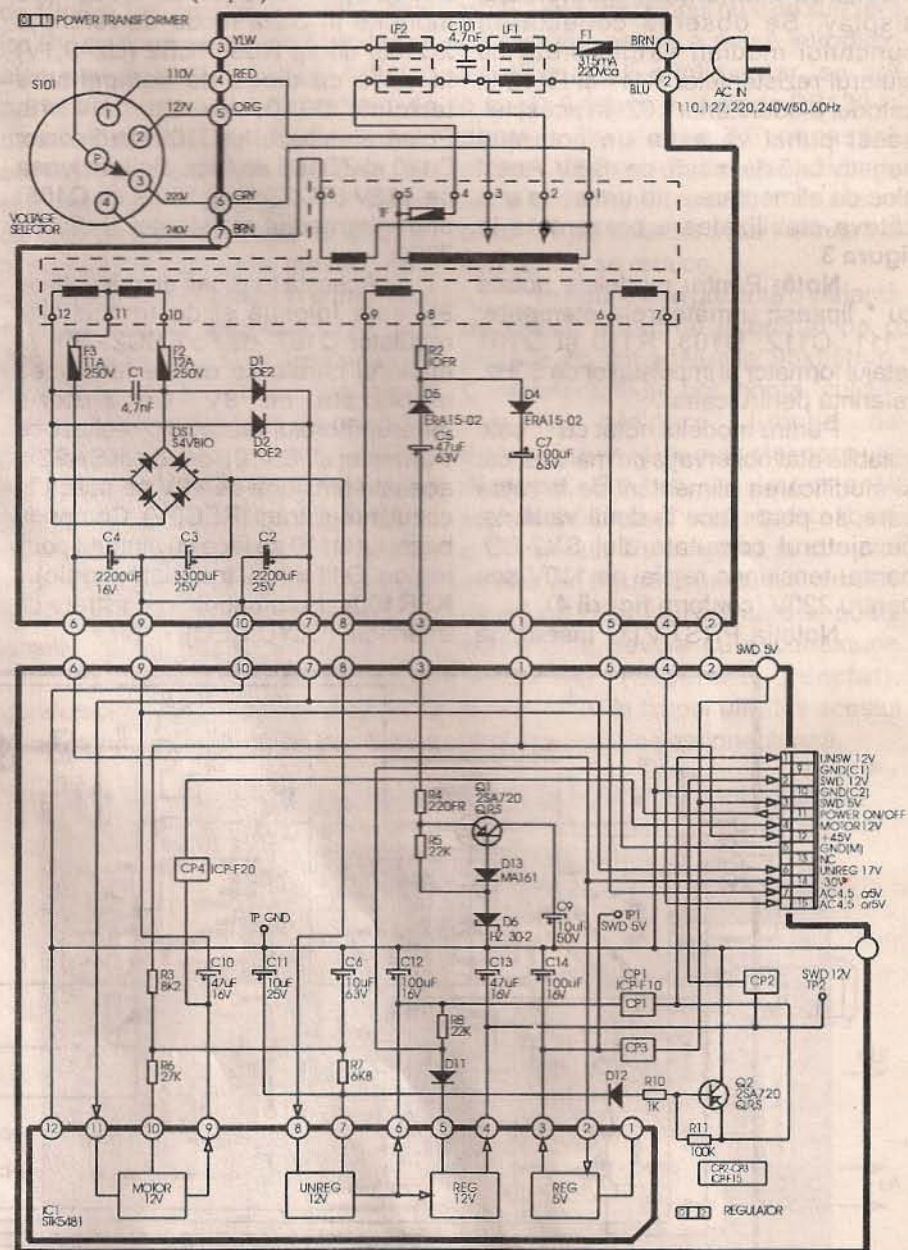
A doua înfășurare secundară este conectată la bornele 8 și 9 ale lui T101. Acesta alimentează printr-un rezistor de protecție R2 de 10Ω (F.R.) două redresoare monoalternanță de polarități opuse. Primul redresor de tensiune pozitivă este realizat cu dioda D4, de tip ERA15-02 și furnizează la bornele lui C5 (47μF) o tensiune de

+51,2V. Ea este livrată ca atare la conectorul CN1 (notată +45V).

Al doilea redresor este realizat cu dioda D5, de tip ERA 15-02, la bornele lui C7 obținându-se o tensiune negativă de -48,9V. Aceasta servește drept tensiune de intrare pentru stabilizatorul de -30V realizat cu ajutorul tranzistorului regulator serie Q1, de tip 2SA720 (Q, R, S). În circuitul de colector se află o rezistență de protecție R4, de 220Ω (FR). Baza are ca diodă de referință pe D6, de tip HZ30-2 (Uz=30V), în serie cu dioda de compensare termică D13, de tip MA161.

Ultima înfășurare secundară, conectată între pinii 6 și 7 ai lui T101, servește la încălzirea filamentului elementului display.

- continuare în numărul viitor -



JVS HR D171E/G;JVS HR D180E/EG/EK;JVS HR D230E/G;NORM/ME VE 1205/1205K/1235/1245

Figura 5





ing. Florin Gruia

Printre împătimitii domeniului audio al electronicii a existat întotdeauna pasiunea de a construi cu mijloace proprii cele mai diferite montaje sau chiar aparate din acest domeniu. Dar mereu constructorii s-au confruntat cu lipsa de aparatură de măsură de laborator, care să ajute la construire și să atesteze rezultatele ei. Un generator audio, un milivoltmetru, o sursă de tensiune reglabilă, un wattmetru au fost întotdeauna un vis greu de atins pentru pasionații electronicii audio. Dar dacă am putea realiza cu mijloace proprii un mic laborator audio, folosind scheme reproductibile și componente electronice la îndemâna oricui?

În prezentul articol voi prezenta realizarea relativ simplă a unui astfel de aparat, un milivoltmetru electronic cu performanțe profesionale. El a fost realizat de autorul articolului în anul .... 1978, și de atunci funcționează ireproșabil!

Ca schelet de bază am folosit structura milivoltmetrului IEMI E0402, la care au fost modificate diverse subansambluri și s-au introdus etaje noi. Ca date tehnice putem enumera:

- domeniul de măsură al tensiunilor: 1mV+300V;
- eroarea de bază ( $f=1\text{kHz}$ ):  $\pm 1\%$  (cap de scală);
- impedanța de intrare:  $10\text{M}\Omega$  |  $35\text{pF}$  (mV) și  $10\text{M}\Omega$  |  $18\text{pF}$  (V);
- indicație reziduală: scală de 1mV, intrarea "în vânt": fără indicație;
- tensiunea continuă suprapusă maximă  $\leq 500\text{V}$ ;
- domeniul de frecvență (-3dB) =  $5\text{Hz}+2\text{MHz}$ ;
- puterea absorbită: 5VA;
- condiții nominale de măsură:  $+5^\circ\text{C}+40^\circ\text{C}$ ;
- instrument folosit: microampermetru cu ac de sticlă,  $100\mu\text{A}$ .

### Facilități:

- ieșire de monitorizare a semnalului măsurat;
- calibrarea la cap de scală cu semnal etalon;
- trecerea semnalului printr-un filtru "taie jos" (LF.CUT), care îndepărtează zona de frecvențe joase, în special zona de brum rezidual. În

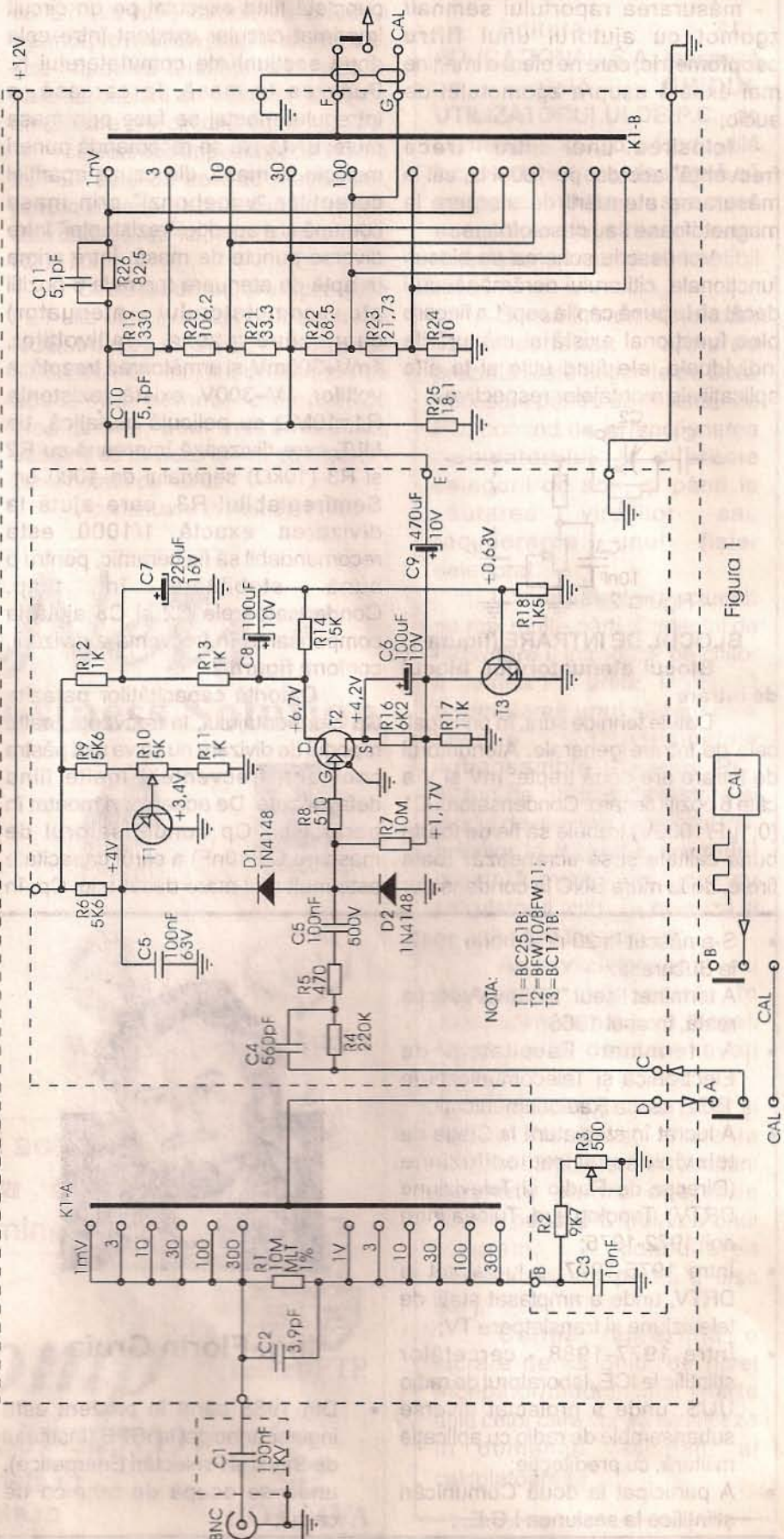


Figura 1



acest fel se pot face comparații referitoare la rejecția diverselor circuite a frecvenței rețelei și la ponderea semnalului perturbator de joasă frecvență;

- măsurarea raportului semnal/zgomot cu ajutorul unui **filtru psopfometric**, care ne oferă o imagine mai exactă asupra zgomotului de audio;

- folosirea unui filtru "**trece frecvență**" acordat pe 1000Hz, util la măsurarea atenuării de ștergere la magnetofone sau casetofone.

Voi descrie schema pe blocuri funcționale, cititorului nerămânându-i decât să le pună cap la cap. La fiecare bloc funcțional există și măsurările individuale, ele fiind utile și la alte aplicații ale montajelor respective.

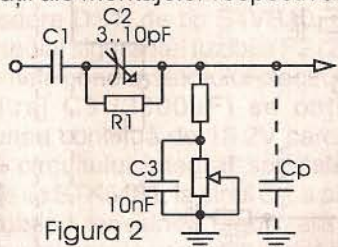


Figura 2

**BLOCUL DE INTRARE (figura 1)**

**Blocul atenuatorului, blocul de intrare**

Datele tehnice sunt, în principal, cele de intrare generale. Atenuatorul de intrare are două trepte: mV și V a câte 6 poziții fiecare. Condensatorul C1 (0,1μF/1000V) trebuie să fie de foarte bună calitate și se ecranează. Toate firele, de la mufa BNC la condensator

(care e bine să fie lipit chiar pe mufă) și către comutator trebuie ecranate. Întregul bloc se află într-o cutie cilindrică metalică, ca o conservă (linia întreruptă), montajul delimitat de linia punctată fiind executat pe un circuit imprimat circular existent între cele două secțiuni ale comutatorului K. Punerea la masă, la carcasă, a întregului montaj se face prin masa mufei BNC. Nu se recomandă puneri multiple la masă, din cauza apariției curenților "vagabonzi" prin masa comună și a apariției "rezistenței" între diverse puncte de masă. Între prima treaptă de atenuare (primele 6 poziții ale comutatorului atenuator) cuprinzând zona milivolților, 1mV÷300mV, și următoarea treaptă, a volților, 1V÷300V, există rezistența R1=10MΩ cu peliculă metalică, tip MLT, care divizează împreună cu R2 și R3 (10kΩ) semnalul de 1000 ori. Semireglabilul R3, care ajută la divizarea exactă 1/1000 este recomandabil să fie ceramic, pentru o bună stabilitate în timp. Condensatoarele C2 și C3 ajută la compensarea în frecvența a divizării, conform figurii 2.

Datorită capacităților parazite Cp ale montajului, la frecvențe înalte raportul de divizare nu se va mai păstra constant, frecvențele înalte fiind defavorizate. De aceea, s-a montat în paralel cu Cp condensatorul de mascare C3(10nF) a cărei capacitate este mult mai mare decât a lui Cp, în

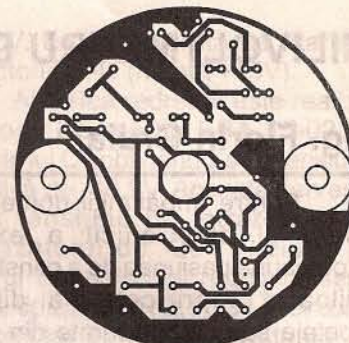


Figura 3

C[IN din comut \*CAL\*]

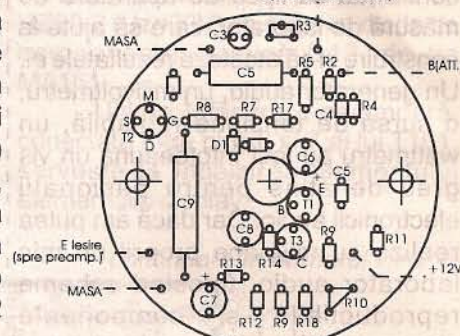


Figura 4

acest fel, valoarea lui Cp nu mai contează. Pentru compensarea divizării s-a montat condensatorul trimer C2 (3÷10pF) din a cărui reglare se obține același raport de divizare, atât la frecvențe joase cât și la frecvențe înalte (MHz).

Pentru protecția etajului de intrare împotriva supratensiunii accidentale există două diode D1 și D2 care nu permit depășirea tensiunii de 0,7V pentru ambele alternanțe. Pentru alternanța negativă tensiunea de 0,7V e maximă, prin intervenția directă a

- S-a născut la 20 noiembrie 1947, la București;
- A terminat liceul "Sf.Sava", secția reală, în anul 1966;
- A terminat Facultatea de Electronică și Telecomunicații în 1972, secția Radiocomunicații;
- A lucrat în stagiatură la Stația de televiziune și radiodifuziune (Direcția de Radio și Televiziune DRTV) Topolog, jud. Tulcea între anii 1972-1975;
- Între 1975-1977, a lucrat tot la DRTV, unde a amplasat stații de televiziune și transatoare TV;
- Între 1977-1988 - cercetător științific la ICE, laboratorul de radio UUS, unde a proiectat diverse subansamble de radio cu aplicație militară, cu predilecție;
- A participat la două Comunicări științifice la sesiunea I.C.E. ;



**ing. Florin Gruia**

- Din 1988 până în prezent este inginer principal la ISPE (Institutul de Studii și Proiectări Energetice), unde se ocupă de tehnica de calcul;

- Pasionat de domeniile electronicii clasice: radio, audio, înregistrări/redări magnetice, construcții, design, îmbunătățiri (modernizări);
- A proiectat și realizat după scheme de concepție proprie numeroase aparate electronice utile în practica constructorilor electroniști;
- A publicat numeroase articole în revistele Radio și TEHNIIUM;
- Posedă o impresionantă bibliografie tehnică de Manuale Service, standarde, cărți specializate, cataloage, în domeniul videocasetofonelor, televizoarelor, radiourilor și bunurilor electronice de larg consum (magnetofone, casetofone), conform principiului că "un defect este pe jumătate rezolvat dacă pozezi documentație clară";
- Este căsătorit și are un copil.



diodei D2 care se deschide și nu mai permite depășirea acestei tensiuni. Pentru alternanța pozitivă există un montaj realizat cu tranzistorul T1 a cărui bază este controlată de rezistența variabilă R10. Prin reglare corespunzătoare, în emitorul lui T1 se obține tensiunea de 4V. Catodul diodei de protecție D1 fiind legat la emitorul lui T1 va face ca dioda să se deschidă la depășirea tensiunii de 4V, limitând în acest fel semnalul. Deoarece la deschiderea diodelor curentul poate lua valori distructive, s-au introdus rezistențe serie de limitare a saltului de curent, respectiv R4 și R5. Pentru compensarea efectului capacităților parazite s-a introdus în paralel pe R4 condensatorul C4. Tranzistorul de intrare este de tip cu efect de câmp, MOS FET, fiind de tipul BFW10, sau preferabil BFW11, deoarece are zgomotul propriu mai mic. Acesta este în montaj repetor pe sursă. Rezistența

R7 polarizează grila. Rezistențele R16 și R17 determină tensiunea de lucru (polarizarea), sursă/grilă, respectiv curentul prin FET. Rezistențele de drenă R12 și R13 sunt decuplate sever cu C7 (220μF) împotriva oricărui zgomot provenit din propria alimentare, sau împotriva tendinței de oscilație datorită cuplării cu celelalte etaje de amplificare prin circuitul de alimentare.

Deoarece impedanța de intrare în FET este de zeci de megaohmi, practic impedanța de intrare în aparat este dată de rezistențele de intrare R1, R2 și R3.

Circuitul de intrare spre grila FET-ului este întrerupt de comutarea NORMAL/CALIBRARE. În momentul "CALIBRĂRII" etajului de intrare i se aduce un semnal etalonat ca amplitudine, acul instrumentului, trebuind să devieze la cap de scală, în zona notată cu "CAL."

- continuare în numărul viitor -

## NOUTĂȚI EDITORIALE

• Editura ALL EDUCATIONAL S.A. lansează pe piață **GHIDUL UTILIZATORULUI DE P.C.**, de Lawrence J. Magid, o foarte utilă lucrare de inițiere, destinată să acopere toate aspectele esențiale ale utilizării unui calculator personal compatibil IBM.

Scrisă într-un stil relaxat, conversațional, lucrarea prezintă toate noțiunile de bază necesare pentru un utilizator de PC, pornind de la funcționarea calculatorului, la diferitele categorii de soft, și până la căutarea virușilor sau recuperarea unui fișier deteriorat.

Lucrarea este structurată pe mai multe părți. Capitolul de **Orientare** îl introduce pe cititor în lumea PC-urilor. Urmează **Asamblarea unui sistem** care descrie principalele subansamble ale unui PC, alături de utilitatea acestora și modul de alegere. Capitolul trei, referitor la **Regulile drumului** prezintă modul de lucru cu calculatorul, cum se creează și se salvează fișierele etc.

**Aprovizionarea cu programe** vă arată în continuare cum să vă alegeți programele de care aveți nevoie.

Rețetele pentru DOS și pentru Windows, aflate la sfârșitul cărții, oferă instrucțiuni detaliate pentru operațiile uzuale pe un PC (rularea unui program, consultarea informațiilor de pe hard disc etc.).

Cartea reprezintă o lucrare de tip ghid, de nivel începător/mediu, fiind foarte utilă celor care vor să se inițieze în domeniul fascinant al calculatoarelor.

# ★ StarNets ★

## Your Internet Business Solution



IE Explorer



E-mail



Netscape



WebTalk



RealAudio

Numai prin noi aveți acces la Internet **din toată țara**, cu viteză maximă și costuri minime!

# InterComp

Tel: 01-323 8255 Fax: 01-3239191

Email: office@starnets.ro

http://www.starnets.ro



News



Telnet/FTP



HOT JAVA



## WATTMETRU DE AUDIOFRECVENȚĂ

Alexandru Zanca

Unul dintre aparatele necesare laboratorului electronistului amator constructor de echipamente de audiofrecvență este, pe lângă osciloscop, distorsiometru și voltmetru electronic, wattmetrul de audiofrecvență. Acesta este necesar atât în etapa de reglare a amplificatoarelor de putere, cât și la măsurarea puterii reale a amplificatorului construit. De asemenea, este util în operațiunile de depanare a amplificatoarelor de audiofrecvență sau la măsurarea puterii pentru corecta adaptare a lanțului audio.

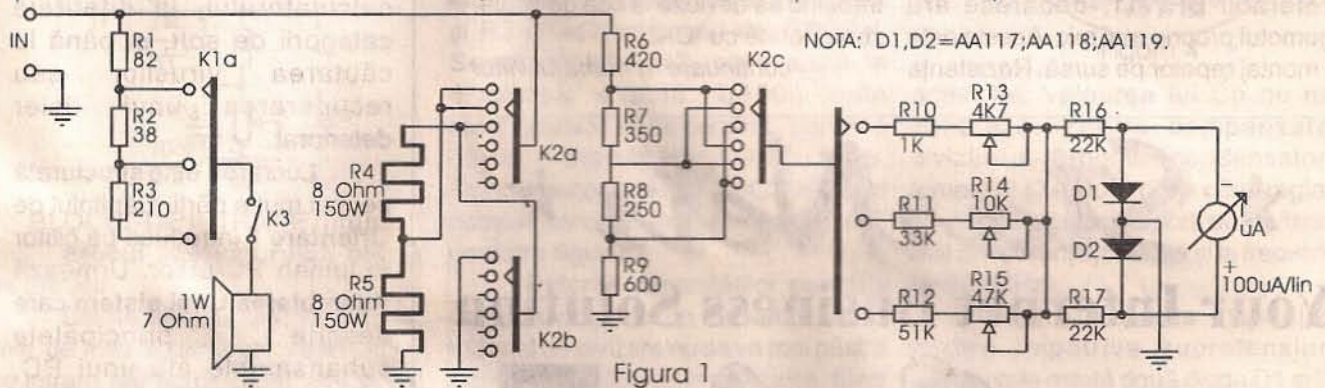


Figura 1

Un astfel de aparat trebuie să poată măsura puteri într-un domeniu suficient de larg, să aibă propria sarcină cu valori standardizate, banda de frecvență a semnalului măsurat să corespundă benzii audio și să dispună de un control auditiv al semnalului

măsurat.

Schema unui astfel de aparat este prezentată în figura 1.

Principalele caracteristici sunt:

- domeniul de măsură: 0+150W, în trei subdomenii 5W, 50W și 150W;
- sarcină: internă sau externă, cu valorile standardizate de 4Ω, 8Ω și 16Ω;
- domeniul de frecvență: 5Hz+70kHz ± 1dB;
- difuzor încorporat cu posibilitate de decuplare.

Principiul de funcționare este foarte simplu. Puterea de ieșire a unui amplificator de audiofrecvență este

tensiunii măsurată pe sarcină este o expresie a mărimii puterii de ieșire.

Din relația de mai sus deducem că scala aparatului nu va fi liniară.

Cu ajutorul comutatorului K2 se selectează tipul sarcinii, după cum urmează:

- 1 - 4 Ω intern;
- 2 - 8 Ω intern;
- 3 - 16 Ω intern;
- 4 - 4 Ω extern;
- 5 - 8 Ω extern;
- 6 - 16 Ω extern.

Parte din tensiunea de pe rezistența de sarcină (internă sau externă) este măsurată cu voltmetrul

dată de relația:

$$P=U^2/R_s \quad (1)$$

unde:

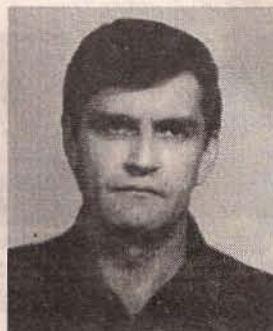
P - este puterea de ieșire a amplificatorului, U - este tensiunea de la bornele sarcinii, iar  $R_s$  este rezistența de sarcină. Valoarea

de curent alternativ realizat cu diodele D1 și D2 și afișată pe instrumentul de măsură I, calibrat în watts.

Scala de măsură se selectează cu comutatorul K1 după cum urmează:

- 1 - 5 watts;
- 2 - 50 watts;

- Născut în orașul Sebeș, jud. Alba, la data de 22.03.1951;
- Absolvent de liceu în anul 1970, în Sebeș;
- Absolvent al Școlii Postliceale de Fizică Atomică, specialitatea dozimetrie și măsurarea radiațiilor, în anul 1972;
- Lucrează la Institutul de Fizică și Inginerie Nucleară, Departamentul de Radioprotecție și Securitate Nucleară din 1972;
- Preocupări profesionale în domeniul detectării, măsurării și



Alexandru Zanca

efectelor biologice ale radiațiilor nucleare;

- Debutază în TEHNIUM în anul 1981, revistă în care are publicate peste 50 de articole din domeniul audio, laborator, automatizări, foto;
- A făcut parte din colectivul de redacție al revistei RADIO (actualmente RADIO-ROMÂN);
- Pasiuni: muzica, fotografia, aeromodelism;
- Preocupări actuale privind înregistrarea și redarea sunetului, automatizări, electronica de laborator etc;
- Este căsătorit.



3 - 150 watts  
cele trei scale fiind trasate separat.

Calibrarea se face după un aparat industrial pe fiecare scală în

parte, capătul de scală fiind reglat din semireglabilii R13-R15. Rezistențele de sarcină R4 și R5 se vor bobina neinductiv pe suporturi de ceramică ce

vor fi fixați rigid de șasiul cutiei. Nu se dau detalii constructive pentru aceste rezistențe deoarece acestea depind de tipul sârmei folosite la bobinaj. Acestea se vor monta separat de celelalte componente, într-un loc cu o ventilație adecvată. Comutatorul K2 trebuie să suporte curenți de cel puțin 5A, la tensiuni de cel puțin 100V.

Montajul se va realiza în maniera clasică. Conductoarele ce leagă bornele de intrare cu comutatorul K2 vor avea diametrul de cel puțin 3mm. Rezistențele R6-R9 vor fi montate direct pe comutatoarele K1 și K2, iar rezistențele R10-R17 se vor monta pe o regletă prinsă rigid de șasiu cu acces ușor la semireglabilii R13-R15. Diodele D1 și D2 vor fi montate direct pe instrumentul de măsură. Acesta va fi de 100μA cu scala liniară, de dimensiuni suficient de mari pentru ca citirea celor trei scale să se facă comod. Eventual scalele se vor calibra și în decibeli. În figurile 2 și 3 este sugerată posibila asamblare mecanică a aparatului. Dimensiunile rămân la alegerea constructorului amator, funcție de gabaritul pieselor de care dispune.

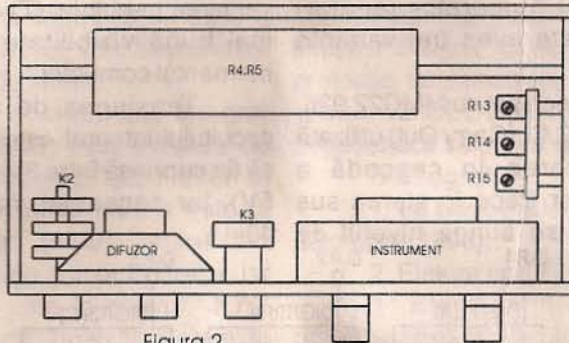


Figura 2

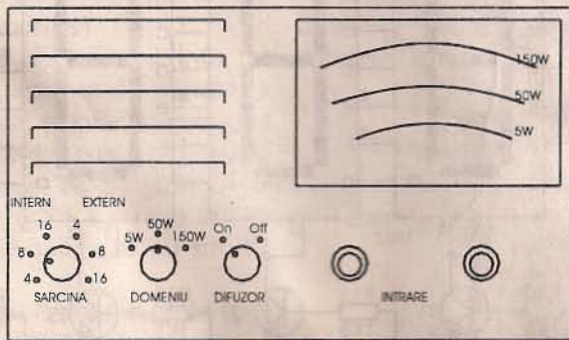


Figura 3

- urmare din pagina 23 -

Prin intermediul potențiometrului P2 se reglează frecvența semnalului modulator între 0,1 și 5Hz. Potențiometrul P3 reglează frecvența semnalului bifazic. Tensiunea de control aplicată potențiometrului P3 poate proveni de la sursa de alimentare a montajului sau de la generatorul de semnal sinusoidal realizat cu XR2206. În primul caz, reglajul frecvenței se face manual, iar în cel de al doilea caz se realizează baleiajul automat.

Pentru punerea la punct a generatorului bifazic prezentat mai sus, sunt necesare un osciloscop și un frecvențmetru digital.

Se poziționează cursoarele semireglabilelor la jumătatea cursei, cursorul potențiometrului P1 se rotește la masă. Se conectează osciloscopul la terminalul 2 al circuitului integrat XR2206. Acționând potențiometrul P2 de la un capăt la celălalt, frecvența semnalului vizualizat pe ecran trebuie să varieze între aproximativ 0,1 și 5Hz. Pentru poziția corespunzătoare frecvenței de 5Hz, se reglează SR1

până la obținerea unui semnal sinusoidal cu formă cât mai bună.

Se poziționează comutatorul S1 în poziția M și cursorul potențiometrului P3 în extremitatea de sus (în schemă). Se reglează SR5 până când frecvențmetrul sau osciloscopul conectat la una dintre ieșirile generatorului bifazic indică frecvența de 480-500kHz. Se rotește cursorul potențiometrului P3 în extremitatea de jos și se reglează SR4 până la obținerea frecvenței de 15-20kHz.

Cele două limite de frecvență au fost fixate după următoarele considerente:

- frecvența de 500kHz reprezintă valoarea maximă a frecvenței de tact pentru cele mai multe circuite integrate folosite în liniile de întârziere;

- frecvența de tact de 15-20kHz asigură procesarea semnalelor audio cu frecvența maximă de 7,5-10kHz (conform teoremei eșantionării), valoare suficientă pentru aplicațiile din domeniul efectelor sonore.

Se trece comutatorul S1 în poziția A, iar cursorul potențiometrului

P2 se rotește la extremitatea de jos, corespunzătoare unei viteze scăzute de baleiaj, care permite urmărirea modulației de frecvență a semnalului generat de VCO-ul din CMOS 4046. Se rotește cursorul potențiometrului P3 la extremitatea de sus și se reglează SR2 până când deviația frecvenței maxime atinge valoarea de circa 500kHz. Poziționând cursorul potențiometrului P3 în extremitatea de jos, se reglează SR3 până când deviația frecvenței minime atinge valoarea de circa 20kHz. Dacă reglajul se face cu atenție, acționarea potențiometrului P3 de la un capăt la celălalt face ca domeniul de baleiaj să varieze între 2,5:1 și 25:1. Trebuie precizat că, odată cu variația profunzimii de baleiaj, are loc și o deplasare importantă a domeniului de frecvență baleiat.

În final, se verifică modificarea profunzimii de modulație (de această dată fără deplasarea domeniului de frecvență), între 0 și 100%, prin acționarea potențiometrului P1.

- continuare în numărul viitor -



# NUMĂRĂTOR CU PATRU DIGIȚI

ing. Șerban Naicu

Numărătorul cu patru cifre prezentat în acest material este capabil să afișeze până la valoarea de 9999. El are o formă extrem de compactă și un gabarit redus, putând fi plasat în spatele panoului frontal al diverselor aparate electronice. Astfel, el poate fi încorporat în frecvențmetre, periodmetre, contoare de timp etc.

**figura 2** (capsulă DIL cu 18 pini). Modul numărător (contor) prezentat poate avea trei variante constructive:

- modul echipat cu MMC22.926, la care ieșirea C.O. (Carry Out) utilizată pentru montarea în cascadă a numărătoarelor trece în starea sus (HIGH) când se atinge nivelul de

observa timpul "mort" de 1/3 din valoarea perioadei (T) care asigură o mai bună vizibilitate a cifrelor în momentul comutării.

Tensiunea de alimentare a circuitului integrat este recomandabil să fie cuprinsă între 3V și 6V (nominal 5V), iar consumul maxim este de 40mA.

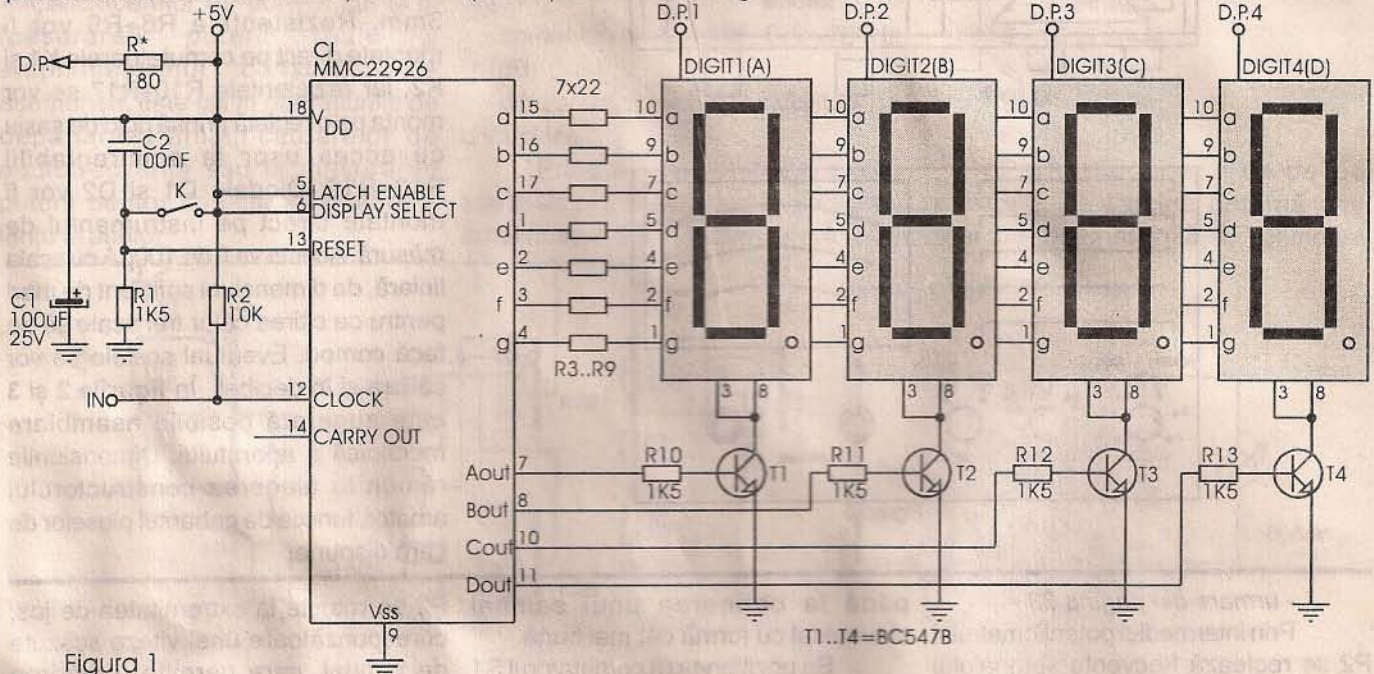


Figura 1

Montajul prezentat în **figura 1** conține în principal circuitul integrat realizat în tehnologie CMOS, de tip MMC22.926. Acesta este un numărător de patru digiți, cu ieșirile multiplexate, destinat comenzii afișoarelor cu 7 segmente (cu catod comun). Capsula circuitului integrat MMC22.926 (MM74C926 - National Semiconductor) este prezentată în

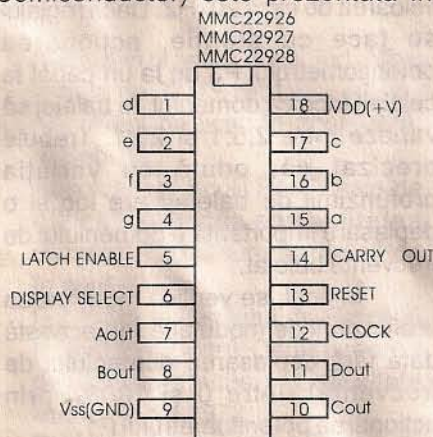


Figura 2

numărare 6000, însă numărarea continuă până la 9999;

- modul echipat cu MMC22.927, lucrează la fel ca primul, cu excepția faptului că prima cifră MSD (Most Significant Digit) se împarte la 6, în acest caz, și nu la 10. Dacă la pinul 12 de intrare (CLOCK) frecvența aplicată este de 10Hz, display-ul afișează minuitele, secunde și respectiv zecimile de secunde, în forma: 9:56.9.;

- modul echipat cu MMC22.928, lucrează și el la fel ca primul (cel cu MMC22.926), doar că MSD se divide cu 2, în acest caz, și nu cu 10 (ca în primul caz). Ieșirea Carry Out se schimbă la nivelul de numărare 2.000, trecând în starea sus (HIGH) și revine în starea jos (LOW) doar când numărătorul este resetat. Cu acest circuit integrat se poate, deci, realiza numărătorul clasic, cu 3½ digiți.

În **figura 3** este prezentată cronograma multiplexajului acestor circuite integrate din care se poate

Schema bloc internă a circuitului integrat MMC22.926 este dată în **figura 4**. În structura acesteia găsim patru numărătoare zecimale montate în cascadă, patru circuite "latch", un multiplexor și circuite de putere capabile să comande direct segmentele afișoarelor.

Schema prezentată se alimentează de la tensiunea de 5V (plusul sursei la pinul 18, iar masa la pinul 9 al CI-MMC22.926). Consumul

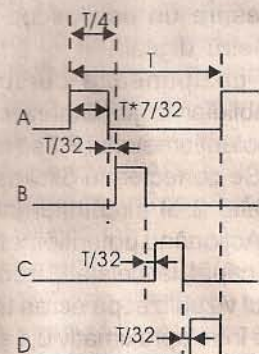


Figura 3



montajului variază în funcție de numărul de LED-uri (segmente) aprins, ajungând la max. 150mA.

Semnalul de intrare (impulsurile negative de numărare) se aplică la pinul 12 al circuitului integrat (CLOCK). Numărătorul avansează cu câte o unitate pentru fiecare front descendent al semnalului de intrare.

Pinul 5 al circuitului integrat (LATCH ENABLE) este intrarea de comandă a circuitelor "latch" interne, astfel: dacă această intrare este la nivelul "SUS" (+5V) afișoarele urmăresc evoluția numărătoarelor, iar dacă intrarea este la nivelul "JOS" (masă) afișoarele rămân "înghețate" la valoarea pe care o aveau în momentul schimbării nivelului pe această intrare (funcția de memorare).

Pinul 13 al circuitului integrat (RESET) este intrarea de punere la zero (de resetare). Numărătoarele sunt aduse la zero când această intrare este adusă în starea "SUS" (+5V). Cu ajutorul pinului 14 se realizează conectarea în cascadă cu un alt numărător.

Afișoarele folosite sunt de tipul de 0,5 inch cu catod comun.

Se recomandă montarea circuitelor integrate și a afișoarelor pe socluri.

Punctele zecimale (DP) ale afișoarelor sunt lăsate neconectate, dar, în funcție de aplicația respectivă acestea se pot conecta în mod permanent sau printr-un comutator la plusul sursei de alimentare (printr-un rezistor de circa 180Ω, notat pe schemă cu R\* și nefigurat pe cablaj).

Tranzistoarele sunt de tip BC547, BC548 sau 2N2222A.

Cablajul montajului este dat în figura 5. Atenție la cele patru ștrapuri duse de la colectoarele tranzistoarelor la pinii afișoarelor.

Facem precizarea că, deoarece circuitul integrat nu este prevăzut cu protecție, tensiunea aplicată pe intrare (pinul 12-CLOCK) nu trebuie să depășească valoarea de 15V.

**Bibliografie**

1. Le Haut-Parleur, nr.1853 (15 octombrie 1996);
2. Elektor nr.7-8/1992;
3. Electronique Practique, nr.198 (decembrie 1995), nr.203 (mai 1996);
4. Data Book - Mos Integrated Circuits - Third Edition, 1991-1992, Microelectronica S.A.

NOTA: Seria numărătoarelor pe care o inaugurăm cu acest material va continua în numărul viitor al revistei cu un numărător flexibil, care poate face parte dintr-un aparat mai complex sau se poate utiliza ca atare. Vom prezenta în următoarele numere ale revistei câteva frecvențmetre performante, extrem de necesare în laboratorul oricărui electronist. Schemele frecvențmetrelor vor fi atât unele simple (cu mai puțini digiți) la îndemâna constructorilor începători, și până la variante complexe, cu posibilități de măsurare până la zeci de GHz.

Alături de sursa de tensiune, aparatul de măsurat, generatorul de semnal și osciloscop, unul dintre aparatele indispensabile în practica electronistului rămâne, fără nici o îndoială, frecvențmetrul (numărătorul).

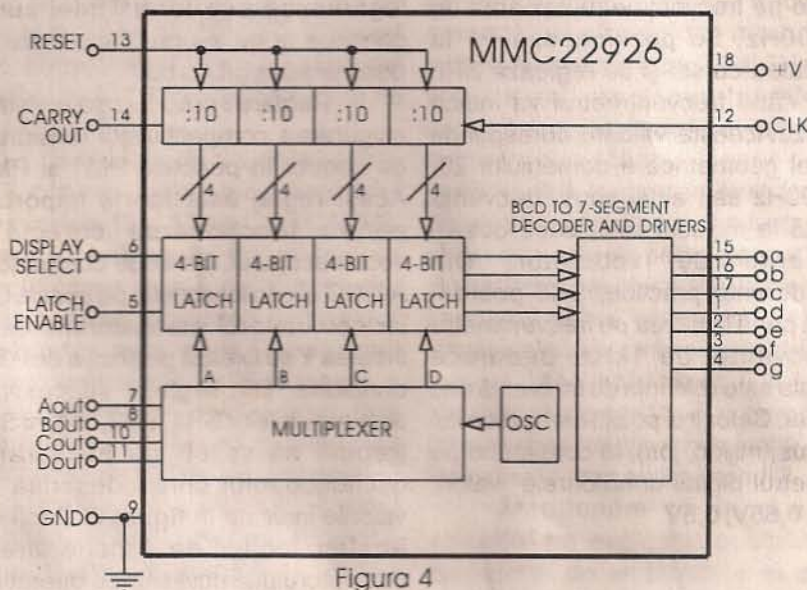


Figura 4

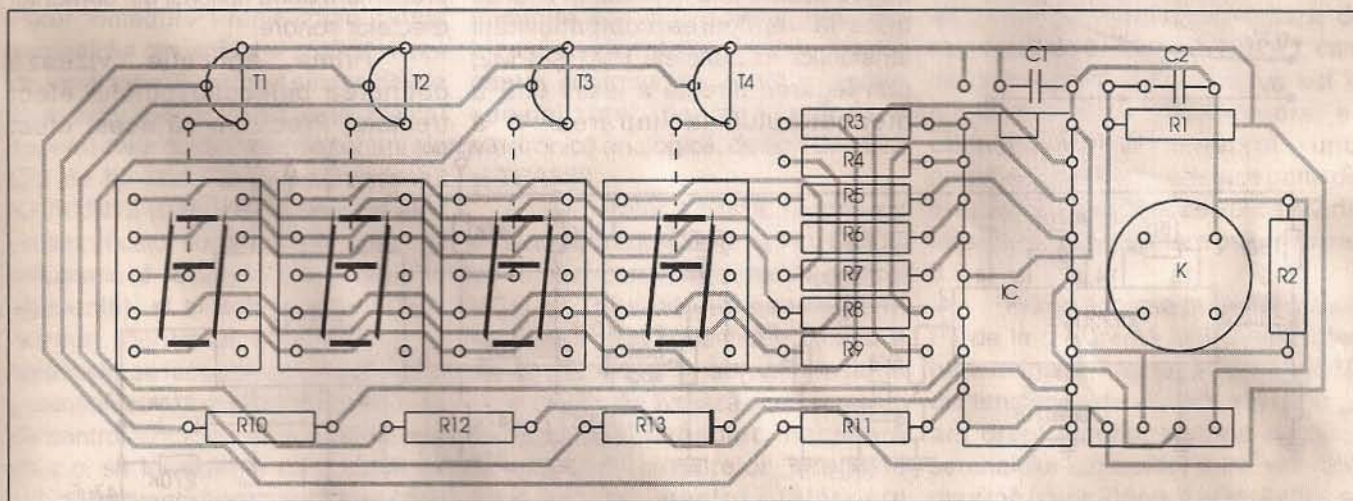


Figura 5

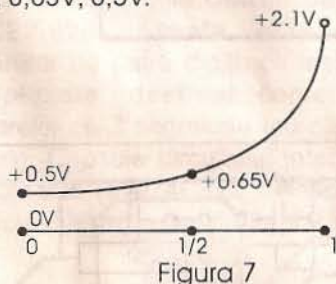


## GENERATORUL DE FUNCȚII XR2206 (III)

Aurelian Lăzăroiu

- urmare din numărul trecut -

Pentru reglarea etajului de referință (MARKER), se conectează frecvențmetrul digital la terminalul 11 al CI3 XR2206, voltmetrul digital în PM2 și osciloscopul la ieșirea 0dB. Comutatorul S1 se trece în poziția M. Se poziționează cursorul potențiometrului P1 în poziția limită de jos (spre SR7). Se reglează SR7, care fixează limita inferioară a domeniului vobulat, până se citește pe frecvențmetru valoarea de 20Hz. Se poziționează cursorul potențiometrului P1 în poziția limită de sus. Se reglează SR5, care fixează limita superioară a domeniului vobulat, până când se citește pe frecvențmetru valoarea de 20.000Hz. Se poziționează P1 la jumătatea cursei și se reglează SR6 până când frecvențmetrul va indica 630Hz. Această valoare corespunde mediei geometrice a domeniului 20-20.000Hz sau altfel spus, frecvența situată la mijlocul celor zece octave acoperite de vobulator. Din considerente practice, SR6 poate fi reglat până la citirea pe frecvențmetru a frecvenței de 1kHz, deoarece aceasta este referința de frecvență des folosită. Celor trei poziții ale cursorului P1 (sus, mijloc, jos), le corespund pe voltmetrul digital următoarele valori: 2,1V; 0,65V; 0,5V.



Pentru reglarea părții de baleiaj se trece comutatorul S1 în poziția W și se conectează osciloscopul la care se atașează vobulatorul, în punctul PM1. Semnalul cu formă de rampă liniară provenit de la baza de timp a aceluiași osciloscop se aplică în punctul A (intrarea în vobulator). În acest fel, se asigură vizualizarea tensiunii care evoluează logaritmice, pe ecranul osciloscopului. Deoarece semnalul de baleiaj provine de la același osciloscop pe care se face vizualizarea tensiunii din PM1, comutatorul bazei de timp nu influențează imaginea afișată. Vor fi preferate totuși valori ale bazei de timp care să asigure afișarea tensiunii logaritmice sub forma unei curbe continue și nu a unui punct care să descrie această curbă.

Reglarea propriu-zisă constă în asigurarea compatibilității tensiunilor de control în punctele PM1 și PM2. Acest reglaj este foarte important pentru funcționarea corectă a vobuloscopului. Se trece comutatorul AC/DC al osciloscopului pe poziția DC, iar comutatorul atenuatorului de la intrarea Y se fixează pe poziția de 0,5V/diviziune. Din reglajul succesiv al semireglabilelor SR1, SR2, SR3 și SR4 trebuie să se obțină pe ecranul osciloscopului curba descrisă de valorile indicate în figura 7. Dacă s-a înțeles modul de funcționare a vobulatorului, succesiunea operațiilor de reglaj va fi ușor dedusă și aplicată pentru fiecare caz în parte. În final se trece la verificarea compatibilității tensiunilor în punctele PM1 și PM2, prin legarea directă a ieșirii 0dB a atenuatorului la intrarea Y a

osciloscopului. Prin acționarea helipotentiometrului P1 de la un capăt la altul, trebuie să se observe marker-ul deplasându-se pe anvelopa semnalului de audiofrecvență, de la o extremitate la alta a ecranului. La jumătatea cursei potențiometrului P1, marker-ul va fi vizibil la jumătatea ecranului. Înălțimea marker-ului se fixează prin intermediul semireglabilului SR8.

Schema vobuloscopului poate fi completată cu un detector de vârf care se conectează între ieșirea circuitului analizat și intrarea osciloscopului. În realizarea noastră nu am inclus acest detector pentru a face posibilă efectuarea unor observații utile asupra unor eventuale distorsiuni de supramodulație sau de fază ce pot apărea în circuitul analizat. Trebuie precizat însă, că în această situație, la frecvențele foarte joase, marker-ul apare ca o perturbație pe traseul sinusoidei. La frecvențele medii și înalte, marker-ul apare însă normal, situat pe anvelopa semnalului.

Vobulatorul poate fi folosit și ca generator de semnal sinusoidal cu control continuu în domeniul de audiofrecvență, prin intermediul helipotentiometrului P1 (cu comutatorul S1 în poziția M).

#### Aplicații în domeniul efectelor sonore

În finalul materialului dedicat generatorului de funcții XR2206, prezentăm două aplicații din domeniul efectelor sonore.

Prima aplicație vizează obținerea binecunoscutului efect tremolo. Precizăm că acest efect

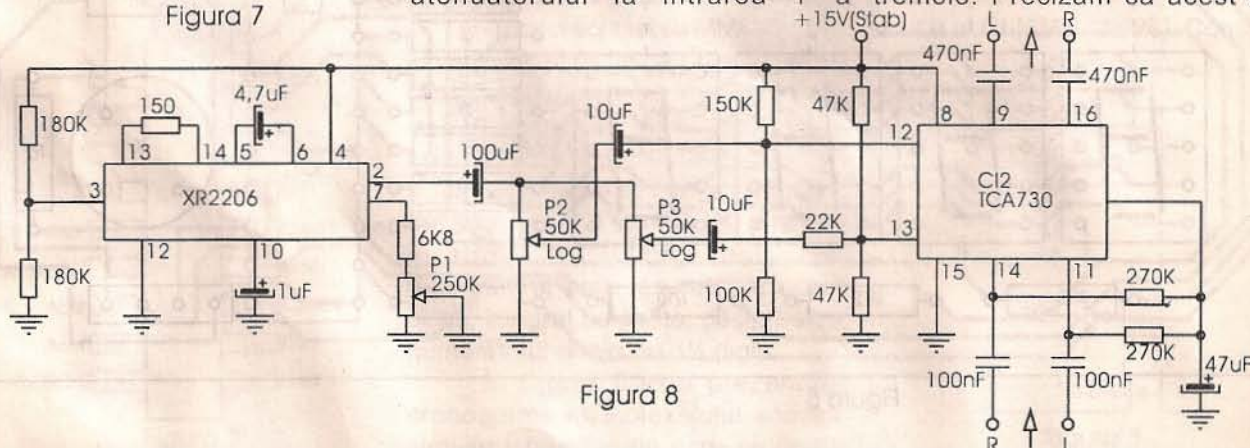


Figura 8



constă în variația periodică a intensității sonore a secvențelor muzicale instrumentale sau vocale. Concret, efectul se obține prin tehnica modulației de amplitudine, în care semnalul modulator are o frecvență relativ ridicată, cuprinsă între 10 și 20Hz. Am făcut această precizare pentru a deosebi tremolo de vibrato. Acesta din urmă se

obține prin modulație de frecvență cu periodicitate scăzută, circa 3-6Hz.

În general, montajele tipice folosite pentru producerea efectului tremolo prezintă câteva dezavantaje: distorsiunile armonice introduse sunt relativ mari, iar profunzimea și frecvența de modulație se reglează într-un domeniu redus.

Prin intermediul montajului a cărui schemă este prezentată în figura 8, profunzimea modulației se reglează între 0 și 100%, iar frecvența de modulație între 1 și 30Hz, fără introducerea unor distorsiuni armonice semnificative.

Montajul funcționează pe două canale (stereo) și se poate produce suplimentar un efect ce amintește de efectul LESLIE (care în mod normal se obține prin rotirea difuzoarelor sau prin intermediul liniilor de întârziere electronică).

Semnalul modulator de frecvență foarte joasă provine de la IC1 de tip XR2206 sau ROB8125, folosit ca generator de semnal sinusoidal. Acest semnal permite obținerea unei modulații de amplitudine lent variabilă. Potentiometrul P1 reglează frecvența semnalului sinusoidal și implicit viteza de modulație. Semnalul sinusoidal de frecvență foarte joasă este aplicat separat celor două intrări de control ale CI2 de tip TCA730 sau echivalentul K174UN12 (CSI). Acest integrat este un amplificator dual (stereo), cu control electronic al volumului (compensat în frecvență), și al balansului. În mod normal, controlul volumului și al balansului se face prin intermediul unui potenciometru care modifică tensiunea de control în c.c. Dacă această sursă de c.c. se înlocuiește cu o sursă de c.a. de frecvență foarte joasă, se obține o modulație periodică a amplitudinii semnalelor de audiofrecvență aplicate la intrările stânga/dreapta. În funcție de

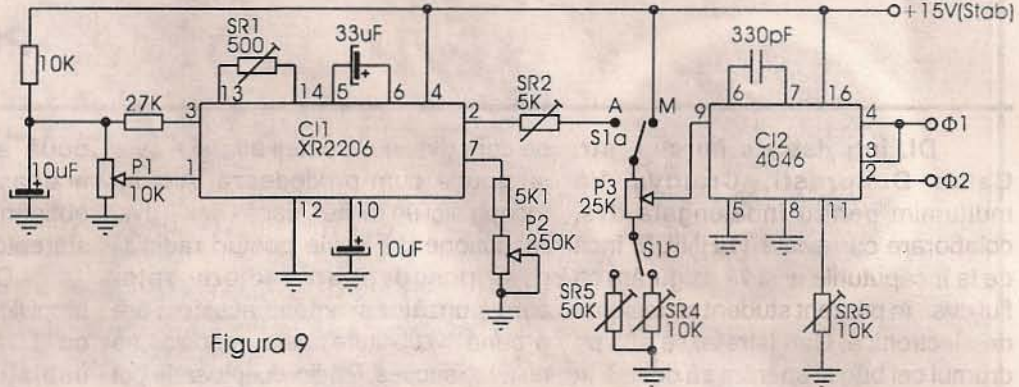


Figura 9

amplitudinea semnalului modulator, reglată prin intermediul potenciometrului P3, se stabilește gradul de modulație și implicit, profunzimea efectului tremolo.

Prin intermediul potenciometrului P2 se reglează gradul de dezechilibrare periodică a semnalului între cele două canale, prin care se simulează efectul LESLIE. În acest caz, frecvența semnalului sinusoidal produs de CI1 XR2206 trebuie să fie de circa 1-2Hz.

Divizoarele de c.c. de la intrările de control ale modulatorului (terminalele 12 și 13 ale CI2 TCA730), fixează balansul la mijloc și amplificarea egală cu 1 (transfer unitar), când tensiunea semnalului modulator este zero (cursoarele potenciometrelor P2 și P3 la masă).

Alimentarea montajului se face de la o sursă stabilizată cu tensiunea de 15V și curentul de circa 100mA.

Cel de-al doilea montaj constituie un generator bifazic complet, pentru controlul liniilor de întârziere analogică folosite în tehnica producerii efectelor sonore. Schema prezentată în figura 9 a fost pusă la punct de autorul acestui material și este folosită pentru controlul circuitelor integrate specializate pentru întârziere electronică analogică, de tip TDA1022 și TCA350.

Generatorul bifazic propriu-zis este constituit din CI2 de tip PLL CMOS 4046, din care se folosește numai VCO-ul (oscilatorul controlat în tensiune). Prin conectarea directă a terminalelor 3 și 4, se obțin ieșiri în contrafază care livrează două semnale în antifază, absolut necesare funcționării circuitelor integrate specializate pentru întârziere electronică analogică. Frecvența semnalelor dreptunghiulare în contrafază poate fi controlată în

tensiune, pe terminalul 9.

Dacă modulația frecvenței de tact a liniilor de întârziere incluse în configurații specifice se face cu semnal sinusoidal de frecvență foarte joasă, se pot obține efecte sonore apreciate: vibrato, flanger, chorus sau simulări ale efectelor LESLIE și DOPPLER. Pentru obținerea acestor efecte, frecvența semnalului sinusoidal modulator trebuie să varieze între 0,1 și 5Hz. Cei familiarizați cu generatoarele de semnal cunosc faptul că obținerea frecvențelor foarte joase este problematică, cu atât mai mult dacă se dorește variația continuă a frecvenței pe un domeniu de peste cinci octave. Cu generatoare obișnuite este practic imposibil să se obțină un semnal sinusoidal stabil, cu frecvența variabilă într-un domeniu larg. Singura alternativă competitivă o constituie folosirea generatoarelor de funcții, care îndeplinesc ușor aceste condiții.

Menționăm că în această aplicație am exploatat posibilitatea modulației de amplitudine la acest generator de funcții, în scopul asigurării reglajului de profunzime a modulației de frecvență a semnalului bifazic de tact. Pentru aceasta, terminalul 1, care de obicei se află conectat direct la minusul sursei de alimentare, se conectează la cursorul unui potenciometru (P1), care face parte din divizorul 2:1 prin care se aplică 1/2 din tensiunea de alimentare pe terminalul 3.

Prin acționarea potenciometrului P1 de la o extremă la alta tensiunea pe terminalul 1 variază între 0 și 1/2 din tensiunea de alimentare, ceea ce are drept rezultat variația nivelului semnalului sinusoidal între valoarea maximă (circa 2V<sub>VV</sub>) și zero. Astfel, se poate regla profunzimea efectului sonor între 0 și 100%.

- continuare în pagina 19 -

**DI. ing. Istrate Mircea, str. Calea București, Craiova** Vă mulțumim pentru îndelungata dvs. colaborare cu revista TEHNIUM încă de la începuturile ei și vă asigurăm că fiul dvs., în prezent student și pasionat de electronică, Dan Istrate, se află pe drumul cel bun și sperăm să devină în timp unul dintre colaboratorii noștri de bază și peste decenii membru de elită în clubul "TEHNIUM 100", al autorilor care au publicat peste 100 de articole în revista noastră.

**DI. Tofan Vasile, B-dul Muncii, Brașov** Vă felicităm pentru faptul că posedați colecția integrală a revistei TEHNIUM de la apariție (în anul 1970) și până în prezent.

"Of"-ul dvs pe care "nu știți cum să-l rezolvați" se referă la faptul că posedați un televizor echipat cu circuit integrat de tip TDA8303A și nu găsiți date despre acesta.

Acest circuit integrat a fost prezentat pe larg într-un articol al subsemnatului în revista RADIO nr.8/1995 (editura Teora) și, cu regret, nu mai putem reveni asupra lui. Informații și mai complete despre acest circuit integrat, care conține practic toate funcțiile de semnal mic dintr-un receptor TV alb-negru, puteți găsi în DATA BOOK IC02b - Semiconductors for Television and Video System - Philips, 1995 (pag.2992 - 3009), catalog care în ultimii ani se editează și pe CD-ROM.

**DI. Frusina Dumitru, sat Răsimnicea, jud Ialomița** Ne semnalăți un lucru ciudat, și anume faptul că "unii" dintre vecinii dvs. recepționează unele programe de radio în banda undelor ultracurte (MF)

pe care dvs. nu le puteți auzi și nu vor să spună cum procedează. Aici nu încape nici un mister: dacă vecinii dvs. recepționează acele posturi radio și dvs. posedați un radioreceptor corespunzător și antena acestuia are o bună "vizibilitate" este imposibil să nu aveți succes. Radioreceptoarele pot fi prevăzute în UUS (MF) fie cu posibilitatea recepționării benzii 65+73MHz (fosta normă OIRT), fie a benzii 88+108MHz (CCIR), fie a ambelor (ultima variantă fiind, evident, preferabilă). Vom veni în sprijinul dvs. într-unul dintre numerele viitoare ale revistei publicând modalitățile practice de conversie a celor două norme. Așadar, urmăriți revista!

**DI. Buligă Eleodor, str. Ion Antonescu, Pitești** Ne declarați că sunteți un pasionat de electronică, iar majoritatea cunoștințelor în domeniu le-ați dobândit prin intermediul revistei TEHNIUM. Sperăm să vă fim de folos și de acum înainte, un prim exemplu fiind cel de mai jos.

Posedați două circuite integrate de tip TDA1514A, dar nu și o schemă după care să construiți un amplificator.

Circuitul integrat TDA1514A reprezintă o realizare destul de recentă a firmei Philips Components, constituind o variantă mult îmbunătățită a lui TDA1514 (model abandonat). Amplificatorul (a cărui schemă o prezentăm mai jos) poate dezvolta o putere de 50W pe o sarcină de 4Ω, cu distorsiuni mai mici de 0,1%. Tensiunea de alimentare este de ±27,5V pentru o sarcină de 8Ω și de ±24V pentru 4Ω.

Disponând de două circuite integrate TDA1514A puteți realiza

doă astfel de amplificatoare pe aceeași placă de cablaj imprimat, obținând astfel un amplificator Hi-Fi stereofonic de 2x50W.

De altfel, o variantă de amplificator de audiofrecvență realizat cu TDA1514A (conținând inclusiv cablajul imprimat), foarte asemănătoare cu aceasta a fost prezentată în numărul precedent al revistei noastre.

**DI. Frățilă Ioan, str. Fagului, Cluj Napoca** Chiar cu întârziere, vă mulțumim pentru felicitările pe care ni le adresați și urările de bine pe care ne permitem să vi le întoarcem. Vă așteptăm în continuare cu alte articole la fel de interesante.

**DI. Pungan Pavel, loc. Bălănești, jud. Gorj** Ne pare rău, nu expediem documentație prin poștă la solicitările cititorilor (nici măcar contra cost), iar prin intermediul POȘTEI REDACȚIEI răspundem doar problemelor care ni se par de interes mai general (și nu individual).

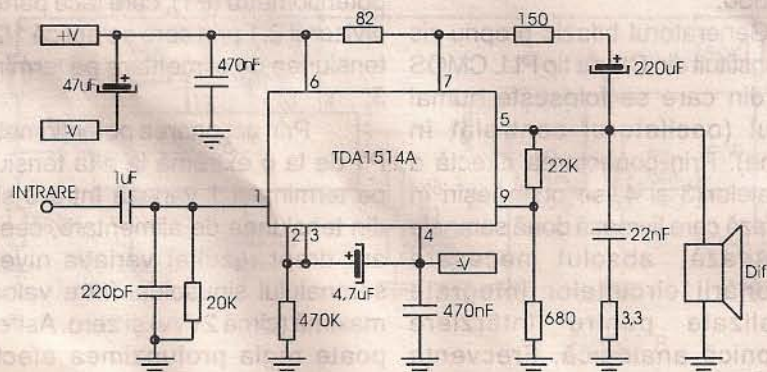
În problema dvs. vă sfătuim să vă rezolvați pe plan local, apelând la specialiștii care activează în cadrul radioclubului din Tg. Jiu, nu numai buni profesioniști, dar și foarte sufletești.

Vă sfătuiesc, de asemenea, să vă abonați la revista TEHNIUM la Poștă (poziție catalog 4385) și astfel veți scăpa de problemele legate de absența unor numere de revistă care vă interesează.

**DI. Stoenică Bogdan, cartier Micro 16, str. Rozmarin, Satu Mare** Doriți să realizați stația de amplificare cu control digital total (publicată în nr. 1/1997 al revistei noastre) și nu reușiți să vă procurați cele două circuite integrate de tip NMOS (MMN806 și MMN807) produse (cândva) și de Microelectronica S.A.

După cum poate că ați observat, în ultimii ani producția românească de componente electronice este în mare suferință. De aceea, vă recomandăm să vă comandați la firmele specializate (vă recomandăm VITACOM Electronics) circuitele integrate echivalente aduse din import. De regulă, diferență de preț nu este mare și aveți și câștigul unei fiabilități sporite.

(Șerban Naicu)





# VITACOM Electronics

CLEJ-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 • 6/1998

### CUPRINS:

#### ELECTRONICA LA ZI

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

#### AUDIO

- Filtru dinamic de zgomot - ing.Emil Marian..... Pag. 5

#### CQ-YO

- Microemițător M.F. - ing. Dinu Costin Zamfirescu..... Pag. 10

#### VIDEO-T.V.

- Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (VIII)  
- ing. Șerban Naicu, ing. Florin Gruia..... Pag.13

#### LABORATOR

- Milivoltmetru electronic - ing. Florin Gruia..... Pag.15
- Wattmetru de audiofrecvență - Alexandru Zanca..... Pag.18
- Numărător cu patru digiți - ing. Șerban Naicu..... Pag.20

#### CATALOG

- Generatorul de funcții XR2206 (III) - Aurelian Lăzăroiu..... Pag.22

• Poșta redacției..... Pag.24



## DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- Amplificator cu bandă largă de trecere la joasă frecvență
- Amplificatoarele operationale și aplicațiile lor
- Proiectarea grafică a filtrelor audio pentru sistemele de difuzoare cu două căi
- Sistemul de comunicații mobile prin satelit „Globalstar“
- Compresor de RF
- Metodă de testare a unui amplificator cu semnal dreptunghiular
- Modul flexibil de numărare

6000 lei

ISSN 1223-7000

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