

Tehniium

nr. 12/99

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR

- Rostovomania
- Incinte acustice HI-FI tip Bang & Olufsen
- Amplificatorul de FI
- Manipulator Morse inteligent
- Divizoare ECL de viteză
- Generator de semnal în domeniul 0,5-110 MHz (III)
- Laboratorul electronistului. Aparată de măsură. Ghid de utilizare (I)
- Sursă multiplă de tensiune
- Convertor de tensiune cc-ca de la +15V la -15V
- Converteare pentru minituburi fluorescente



Sir OLIVER JOSEPH LODGE pionier al telegrafiei fără fir

Oliver Lodge s-a născut la 12 iunie 1851 la Penkhull, Anglia și a primit educația la Newport Grammar School, unde s-a produs prima sa apropiere de știință.

Ulterior, într-o vizită la Londra, Lodge a auzit o serie de conferințe ale lui Tyndall și și-a început studiile în domeniul chimiei, participând la cursuri după-amiaza, la Wedgwood Institute. În 1872 s-a înscris la cursuri la South Kensington Chemical Laboratory.

Printr-o pregătire asiduă, **Oliver Lodge** a reușit să intre la University of London, unde a devenit foarte interesat de matematică. A obținut în 1875 licența în știință, primind un post în domeniul fizicii la University College. A publicat câteva lucrări despre curentul electric, care au atras atenția oamenilor de știință.

În anul următor, **Lodge** a prezentat, în fața British Association, o teorie (inspirată din lucrările lui Maxwell) referitoare la trecerea electricității prin metale, electroliți și izolatori. **Lodge** a fost numit profesor de fizică și matematică la University College, Liverpool, 1881, unde a rămas până în anul 1900. A primit gradul de doctor în știință, în 1887. În timp ce predă cursuri la Bedford College, **Lodge** și-a continuat activitatea de cercetare.

În anul 1889, **Oliver Lodge** a publicat o lucrare intitulată "Modern Views of Electricity". A comparat eterul cu o gelatină care umple întregul spațiu, fiind una dintre cele mai bune interpretări ale timpului. Magnetismul era asimilat cu vârtejurile din acea gelatină.

Pionier al radiotelegrafiei, **Lodge** a demonstrat încă din 1888 că semnalele de radiofrecvență se pot transmite prin fire electrice, iar în 1894 a făcut o demonstrație cu un echipament radiotelegrafic, care cuprindea un receptor, având încorporat un coheror de tip Branly.

Pe data de 1 februarie 1898, **Lodge** a solicitat acordarea unui brevet pentru un dispozitiv format dintr-o bobină de inducție reglabilă, aflată în circuitul deschis sau circuitul de antenă al unui transmițător sau receptor fără fir, sau în ambele, pentru a face posibilă conectarea acestora cu oricare altele. Brevetul a fost acordat pe 16 august 1898, cu nr.609.154, aducându-i lui **Lodge** un loc de frunte în istoria comunicațiilor fără fir. Acest patent a fost achiziționat de Marcony Company, la 19 martie 1912.

În 1894 **Lodge** a emis ipoteza că soarele emite unde radio, fapt dovedit abia în 1942.

Ulterior, în 1900, a fost numit director al noii Universități din Birmingham, iar în 1902 a fost făcut cavaler de către regele Eduard al VII-lea.

Britanicii și-au pus întrebarea de ce nu este recunoscut **Lodge** ca inventator al radioului (al

comunicațiilor fără fir). Acesta răspundea astfel: "Am fost prea ocupat cu studiile, cu scopul de a dezvolta telegrafia și alte domenii, încât nu am mai perceput ceea ce s-a dovedit a fi marea ei importanță în marina militară, în activitățile comerciale și în aparatura de război".

Ceva mai târziu, cu ocazia primei legături radio transatlantice, efectuate de Guglielmo Marconi, pe care **Sir Oliver Lodge** a denumit-o "o epocă în istoria umanității", a făcut următoarea declarație: "Creația lui Marconi este la fel de strălucită și originală ca aceea a unui poet care adună laolaltă cuvinte spuse de oameni diferiți, într-o formă lirică perfectă."

Ca o recunoaștere a contribuției sale științifice, **Lodge** primește medalia Rumford a Societății Regale, în anul 1898. În calitate de pionier al telegrafiei fără fir, el a primit Medalia Albert a Societății Regale de Arte, în anul 1919.

Un mare merit are **Oliver Lodge** în îmbunătățirea radioconductorului lui Edouard Branly, pe care l-a îmbunătățit simțitor, dându-i denumirea (devenită celebră) de "coheror". Acest circuit, conectat cu un aparat de recepție, detecta semnalele Morse transmise prin unde radio și dădea posibilitatea ca acestea să fie transcrise pe hârtie de un teleimprimator (cilindru cu cerneală).

Sir Oliver Lodge a murit la 22 august 1940 la Lake, lângă Salisbury, Wiltshire (Anglia).

În final, să mai menționăm faptul că în ultima parte a vieții sale, mai precis după anul 1910, **Lodge** a început să creadă cu tărie în posibilitatea comunicării cu lumea morților, făcând reale eforturi pentru armonizarea științei cu religia.

Cu trecerea anilor, **Sir Lodge** a devenit tot mai convins de posibilitatea comunicării cu morții, prin spiritism. Pe la vârsta de 80 ani a anunțat că, după ce va muri, va încerca să contacteze lumea viilor. El a lăsat în grija Societății pentru Cercetări în Fizică, din Anglia, un document sigilat, spunând că mesajul pe care îl va transmite "de dincolo" va corespunde cu ceea ce era în document.

Ei bine, nu știm dacă ceea ce am încercat să transmitem în acest material, legat de viața și opera științifică a fizicianului englez **Sir Oliver Joseph Lodge**, are vreo legătură cu documentul sigilat, dar știm cu siguranță că cel mai important mesaj pe care ni l-a transmis este acela că o viață închinată cu pasiune muncii de creație științifică te poate face nemuritor prin opera lăsată, fără a mai fi nevoie să transmiți mesaje "de dincolo".

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 : 14000 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.



"ROSTOVOMANIA" (II)

Idei și soluții practice de îmbunătățire a magnetofonului ROSTOV ing. Florin Gruia

- urmare din numărul trecut -

Punctul 2 se referea la introducerea unei rețele de corecție de tip LOUDNESS (CONTOUR) pe prizele existente ale potențioanelor de volum. În **figura 3** se arată modul de conectare al componentelor RC care se adaugă, iar în **tabelul 1** se dau măsurătorile efectuate când cursorul se află în dreptul prizei de jos (cea mai apropiată de cossă conectată la masă), în **tabelul 2** fiind date măsurătorile efectuate când cursorul se află în dreptul prizei de sus.

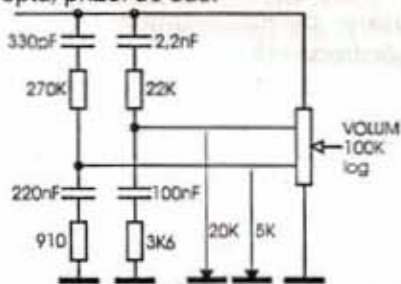


Figura 3 Corecțiile LOUDNESS

Tabelul 1 Măsurători în dreptul prizei de jos

frecvența [Hz]	40	100	1K	10K	15K
Nivel [dB]	+16	+11,5	0	+7	+6,5

Tabelul 2 Măsurători în dreptul prizei de sus

frecvența [Hz]	40	100	1K	10K	15K
Nivel [dB]	+5,5	+2,5	0	+7	+7

Măsurătorile se pot efectua injectând semnal pe una din cele 3 intrări, magnetofonul fiind comutat pe SOURCE. Potențioarele de ton sunt în poziția de mijloc, iar semnalul se citește pe ieșirea de difuzor, unde s-a conectat o sarcină rezistivă de 8Ω.

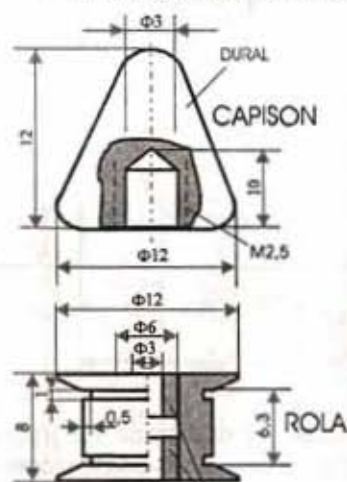
Punctul 3 se referea la scurtarea timpului de așteptare între diverse moduri de lucru. Dacă folosim modul FF sau REW și apoi PLAY, căutând o melodie, timpul de așteptare până "pleacă" din nou în PLAY este enervant și inutil de lung. Fabricantul a dat dovadă de exces de zel în alegerea constantei de timp. Acest lucru se poate îmbunătăți prin micșorarea valorii condensatorului C10 de 1,5μF de pe placa A2(UU) a comenzilor, așezată pe un suport rabatabil la jumătatea înălțimii magnetofonului, la valori cuprinse între 0,68μF±0,82μF/100V. Valori mai mici duc la instabilitatea mecanică a sistemului, iar valori mai mari duc la timpi lungi de așteptare.

Punctul 4 se referea la înlocuirea ghidajelor de bandă de pe palpatoarele mobile din stânga și din dreapta, ghidaje nituite pe palpatoare, deci fixe, cu palpatoare rotative, confecționate din role presoare uzate. Desenele mecanice sunt prezentate în **figura 4** (întinzătorul de bandă original) și **figura 5** (desenele de execuție ale noului întinzător de bandă).

Piesa denumită suport se prinde cu o piuliță M3 în locul vechiului întinzător, pe brațul palpatorului de bandă. El se va executa din duraluminiu. Executarea pieselor din materiale grele duce la îngreunarea întinzătorului și la tendința ca la sfârșit de bandă să "cadă" la pomirea în PLAY, fapt care duce la stoparea electrică, prin atingerea contactelor palpatoarelor. În SUPORT, prin înfiletare fermă se fixează axul confecționat din OȚEL. Atragem

cea de 6,3mm (corespunzând lățimii standard a benzii). Se vor evita muchiile ascuțite care pot deteriora banda. În interiorul rolei presoare există două bucșe din bronz-beriliu. În zona de contact cu banda se sapă două canale de 1mm pentru degajarea prafului de bandă. După introducerea rolei pe ax, se introduce o a doua șaiță de plastic antifricțiune, după care se montează capșonul conic. Acesta se confecționează tot din duraluminiu, având grijă ca suprafața conică să fie perfect șlefuită, iar muchiile să fie rotunjite. Este indicată ungerea cu un ulei de mecanisme fine a axului, pentru ușurința rotirii rolei de ghidaj.

- continuare în numărul viitor -



Bucse Bronz-Beriliu

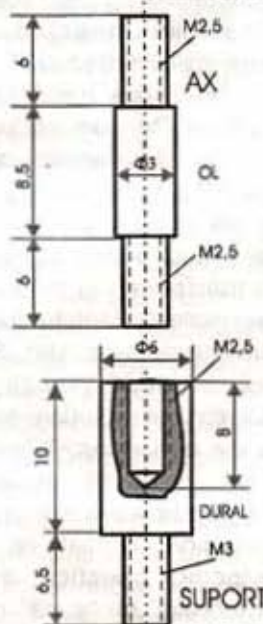


Figura 5

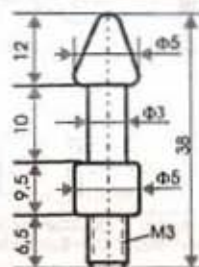


Figura 4

atenția asupra gradului ridicat de șlefuire necesar în zona de rotire, în caz contrar vor apărea vibrații și zgomote neplăcute.

După fixarea axului se introduce o șaiță de plastic antifricțiune de $\Phi 5$ la exterior și $\Phi 3$ la interior, a cărei grosime să nu depășească 0,15mm.

Rola învârtitoare se confecționează dintr-o fostă rolă presoare de magnetofon, de la care s-a îndepărtat stratul de cauciuc exterior, până la nivelul duraluminiului. Se vor respecta strict cotele, în special



INCINTE ACUSTICE HI-FI TIP BANG & OLUFSEN

ing. Emil Marian

Firmele consacrate, producătoare de aparataj electroacustic, au realizat în timp o mare varietate de incinte acustice, fiecare tip constructiv căutând a reprezenta o perfecționare a celui realizat anterior. Tendința generală a fiecărei firme a fost reducerea continuă a gabariturii, o dată cu îmbunătățirea performanțelor electroacustice. Acest lucru a fost posibil doar în unele cazuri, prin

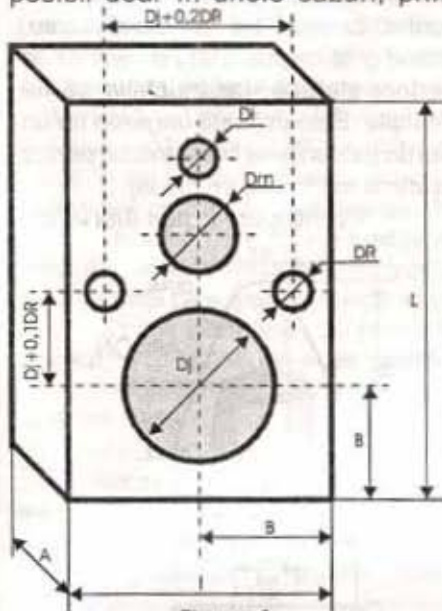


Figura 1

utilizarea în componența incintei acustice a unui grup de difuzoare cu performanțe foarte bune. S-a căutat și optimizarea gabariturii propriu fiecărui tip de incintă acustică, realizându-se în acest sens calcule deosebit de complexe în vederea micșorării dimensiunilor fizice. Pentru acest lucru s-a ținut cont de toți parametrii care definesc cuplajul fluido-mecanic dintre membranele difuzoarelor și aerul din interiorul și exteriorul incintei acustice. S-au utilizat transpuneri și modelări complexe, echivalente lanțului funcțional electro-mecano-acustic. S-a constatat însă că, după realizarea constructivă a soluției teoretice, orice modelare care echivalează lanțul electroacustic necesită corecții ulterioare, în vederea ameliorării rezultatelor practice. De multe ori, un nou tip de incintă acustică, deși perfecționat teoretic, nu "sună" mai bine decât un alt tip convențional, care funcționează pe același principiu.

Referirile se fac comparativ, din punct de vedere acustic, cu condiția utilizării în momentul testărilor a aceluiași amplificator de audiofrecvență de putere. Măsurătorile acustice relevante nu se pot realiza decât în condiții de laborator, utilizând o aparatură complexă și un spațiu de testare special pregătit (camera surdă). O testare auditivă poate fi de cele mai multe ori subiectivă, incorectă și nedefinitivă. Din considerentele menționate anterior lucrarea de față își propune abordarea unei construcții practice de incinte acustice, relativ simplu de realizat și cu rezultate funcționale excelente. Se propune dimensionarea prin calcule, bazate pe diagrame experimentale și, în final, construcția practică a unei incinte acustice tip bassreflex.

Acest tip de incintă acustică reprezintă o perfecționare a incintei acustice bassreflex convenționale,

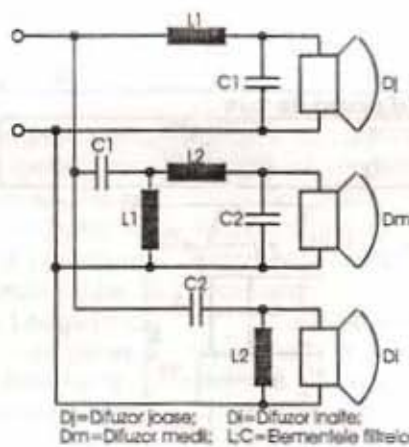


Figura 2

prezentând o serie de avantaje funcționale esențiale, dintre care se menționează:

- mărirea nivelului de presiune acustică pentru domeniul frecvențelor situate în zona frecvenței de rezonanță a difuzorului specializat în redarea semnalelor electrice de frecvență joasă;

- o caracteristică mult mai uniformă (apropiată de cea liniară) a impedanței electrice proprii difuzorului de "joase" funcție de frecvență, fapt care îmbunătățește substanțial transferul de putere de la amplificatorul de audiofrecvență;

- un factor de distorsiuni mult mai redus față de o incintă acustică simplă (de exemplu incinta acustică închisă). Faptul se explică prin producerea unor rezonanțe acustice derivație, echivalente cu aplicarea unei sarcini fictive mari doar asupra membranei difuzorului de "joase", deci o evitare strictă a funcționării lui ca dipol acustic în zona frecvențelor joase.

Construcția incintei acustice bassreflex de acest tip permite ca o parte a radiației acustice corespunzătoare spatelui membranei difuzorului specializat în redarea

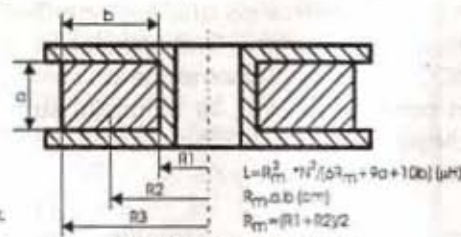


Figura 3

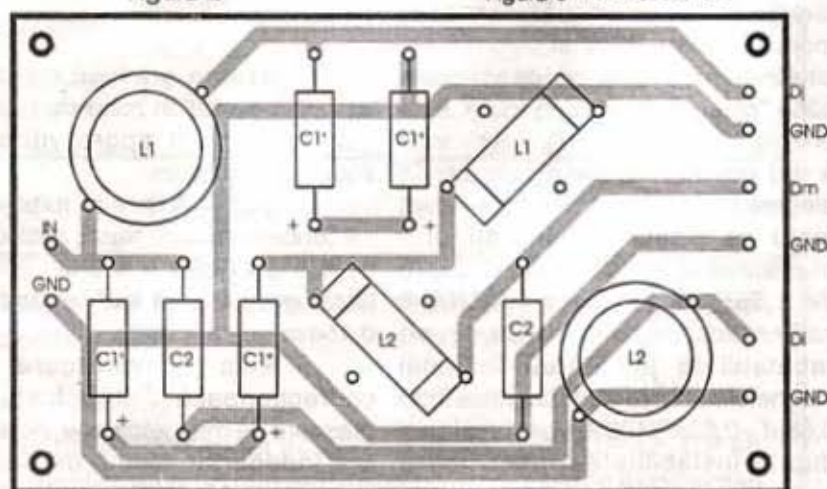


Figura 4

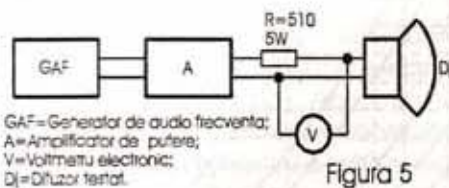


Figura 5

GAF=Generator de audio frecvență;
A=Amplificator de putere;
V=Voltmetru electric;
Dj=Difuzor testat.

semnalelor electrice de joasă frecvență să fie eficient readusă spre fața incintei, după introducerea unui anumit defazaj convenabil. În acest fel se realizează o creștere a radiației acustice totale în zona frecvențelor joase. Este obligatoriu ca spatele membranelor difuzoarelor specializate în redarea semnalelor electrice de medie și înaltă frecvență să fie izolat de volumul de aer din interiorul incintei. Acest lucru este realizat de cele mai multe ori de către fabricantul difuzoarelor. Dacă nu există, izolarea va fi realizată în mod obligatoriu de constructorul incintei acustice bassreflex (amplasarea calotelor semisferice în spatele difuzoarelor respective).

Incinta acustică prezentată în această lucrare este destinată a funcționa într-o cameră obișnuită de locuit ($S \approx 20m^2$). Se propune realizarea unei incinte bassreflex asemănătoare cu modelele constructive realizate de firma Bang & Olufsen, prezentată în figura 1.

Acest tip de incintă acustică, cu trei căi, a fost realizat practic pentru o gamă largă de puteri instalate ($P_{incinta} = 15+75W$), oferind rezultate practice excelente. Pentru dimensionarea elementelor componente ale incintei se pornește de la puterea nominală P_{AF} a amplificatorului de audiofrecvență de putere. Puterea electrică P_{DT} pentru care se dimensionează grupul de difuzoare din incintă are valoarea $P_{DT} = 1,2+1,3 P_{AF}$. Pentru acoperirea optimă a întregului spectru de frecvență din banda audio s-a ales soluția utilizării a trei difuzoare specializate în redarea semnalelor electrice de frecvențe joasă, medie și înaltă. Puterile lor electrice proprii P_{Dj} , P_{DM} și P_{DI} prezintă valorile $P_{Dj} = P_{DT}$, $P_{DM} \geq 0,6 P_{DT}$ și $P_{DI} \geq 0,4 P_{DT}$. Rezistența electrică a bobinelor celor trei difuzoare este de aceeași valoare (4Ω , 6Ω sau 8Ω), pentru fiecare difuzor.

În domeniul construcției difuzoarelor s-au efectuat progrese spectaculoase, atât în privința materialelor folosite, cât și a concepției tehnice. Firmele producătoare se

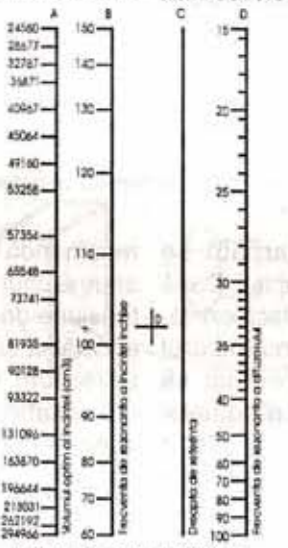
străduiesc să obțină pentru majoritatea parametrilor tehnici ai difuzoarelor valori apropiate de cele optime, în condițiile unor prețuri de cost acceptabile. În urma unor cercetări laborioase, s-a ajuns însă la concluzia că este foarte dificil de construit un difuzor care să satisfacă toate cerințele calitative conform normelor HI-FI în întreaga bandă de audiofrecvență. Soluția practică general adoptată este folosirea unor difuzoare, fiecare dintre ele specializate pentru anumite porțiuni din banda de audiofrecvență, astfel încât funcționarea lor de ansamblu să asigure o audiere corespunzătoare. În mod obligatoriu construcțiile HI-FI impun un număr de minim două difuzoare, fiecare dintre ele specializat în redarea unei porțiuni din banda de audiofrecvență. În vederea unei bune funcționări a ansamblului de difuzoare

ce privește distorsiunile, randamentul și liniaritatea caracteristicii de transfer semnal electric - semnal acustic și banda de audiofrecvență. Pentru buna funcționare a difuzoarelor montate în incinta acustică este necesar, în primul rând, ca ele să primească un semnal electric cu spectru de frecvență pentru care fiecare a fost construit, fapt realizat de rețeaua separatoare.

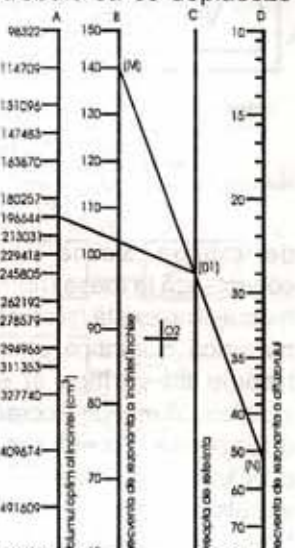
Dar o condiție esențială, deosebit de importantă pentru buna funcționare a ansamblului de difuzoare montat într-o incintă acustică o reprezintă conectarea lor electrică la rețeaua separatoare, astfel încât acestea să funcționeze simultan în fază. Acest lucru înseamnă că, la primirea unui semnal electric de o anumită polaritate, indiferent de frecvența acestuia, toate membranele difuzoarelor trebuie să se deplaseze



Nomograme pentru determinarea volumului optim al incintelor bassreflex:
a). Pentru difuzoare cu diametre >20cm.



Nomograme pentru determinarea volumului optim al incintelor bassreflex:
b). Pentru difuzoare cu diametre cuprinse între 25cm și 30cm.



Nomograme pentru determinarea volumului optim al incintelor bassreflex:
c). Pentru difuzoare cu diametre >35cm.

specializate, și totodată a unei fixări mecanice într-o construcție de tip monobloc, ele se amplasează într-o cutie numită incintă acustică. Rolul esențial al incintei acustice este de a optimiza funcționarea difuzorului Dj, realizând un final în cuplaj fluidomecanic între membrana difuzorului Dj și aerul din interiorul ei. Montarea difuzoarelor în incinta acustică reprezintă una din cele mai importante probleme care trebuie rezolvate în vederea obținerii finale a unei audieri HI-FI. O incintă acustică necorespunzătoare anulează toate performanțele lanțului electroacustic anterior, și totodată performanțele separate ale fiecărui difuzor, în ceea

în aceeași direcție. În caz contrar, apar în timpul audierii distorsiuni majore de fază ale semnalului audio, care denaturează complet programul muzical sonor. Condiția este valabilă pentru toate difuzoarele din cele două incinte acustice (o audiere HI-FI impune prezența obligatorie a minim două incinte acustice în dotarea amplificatorului de audiofrecvență de putere). Operația de aducere în fază a difuzoarelor într-o incintă acustică se numește în mod curent fazare. De obicei, cele două borne ale oricărui difuzor sunt marcate de fabricant, și anume borna + (cea care primește semnalul corectat de rețeaua separatoare) este marcată cu un punct



reproducerea simultană de către două difuzoare a aceluiași semnal electric (de aceeași frecvență). Acest lucru poate duce la distorsiuni apreciabile ale semnalului sonor. Pentru a evita acest neajuns, rețelele separatoare se dimensionează astfel încât atenuarea la extremitatea spectrului de frecvență transmis (la frecvența de tăiere f_c) să aibă o valoare cât mai ridicată. Concluziile pentru buna funcționare a difuzoarelor montate în incinta acustică se pot sintetiza în felul următor:

- se utilizează rețele separatoare care să prezinte o atenuare cât mai mare în zona de interferență a două domenii de frecvență alăturate;
- difuzorul specializat în redarea unui spectru de frecvență va prezenta o funcționare optimă pentru o subbandă de frecvență mult mai largă decât spectrul de frecvență delimitat de filtrul corespunzător din rețeaua separatoare;
- rețeaua separatoare va prezenta o impedanță de intrare constantă, din

unde:
 R_0 - rezistența difuzorului (aceeași valoare pentru cele trei difuzoare);
 f_j - frecvența de tăiere joase-medii;
 f_i - frecvența de tăiere medii-înalte.

Bobinele din rețeaua separatoare se construiesc utilizând carcasa de tip mosor. Conductorul folosit la realizarea bobinelor este de tipul CuEm. În acest fel, bobinele din filtru nu vor induce atenuări la frecvențele joase datorită rezistenței interne proprii determinate de spirele conductorului de bobinaj. Pentru dimensionarea bobinei se recomandă utilizarea formulei lui Nagaoca:

$L = (0,315 R_m^2 N^2) / (6R_m + 9a + 10b)$ [μH],
 ($a, b, R_m \rightarrow [cm]$), unde: R_m reprezintă raza medie a bobinei, iar dimensiunile a și b au semnificația celor din figura 3, N reprezentând numărul de spire al bobinei. Pentru realizarea practică a bobinei, se pornește de la o carcasă tip mosor, având dimensiunea $[a]$ existentă și ulterior se estimează dimensiunea $[b]$. Se calculează

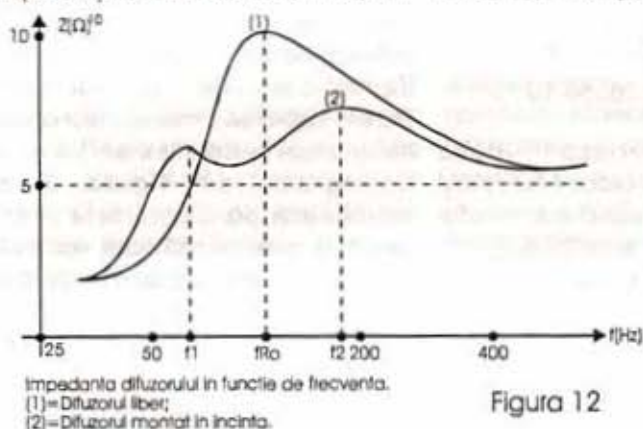


Figura 12

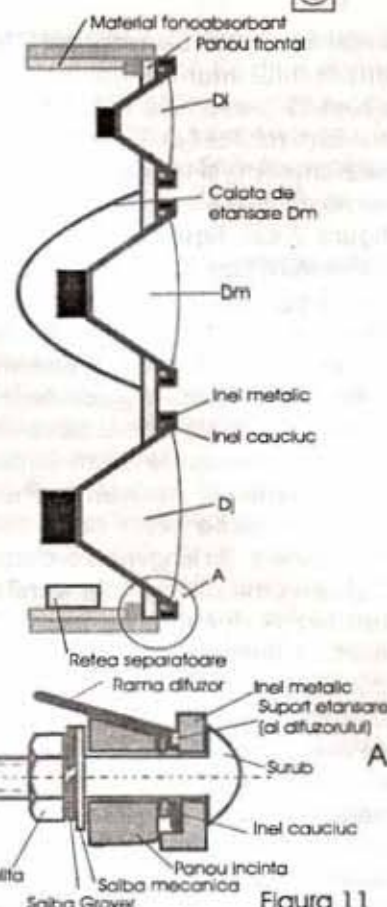


Figura 11

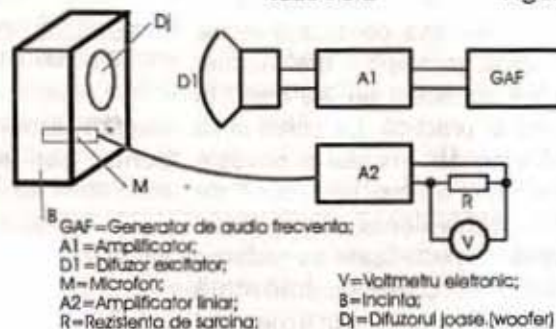


Figura 13 Determinarea frecvenței de rezonanță a incintei.

aceleași considerente ca și în cazul cuplajului dintre amplificatorul de audiofrecvență și difuzoare (transfer maxim de putere).

Pentru dimensionarea elementelor componente ale rețelei separatoare cu trei căi, se alege tipul de rețea prezentată în figura 2 și se calculează valorile elementelor conform relațiilor:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_j R_0 \sqrt{2}}$$

$$L_1 = L_2 = \frac{\sqrt{2} R_0}{2\pi f_j}$$

$$C_3 = C_4 = \frac{1}{2\pi f_i R_0 \sqrt{2}}$$

$$L_3 = L_4 = \frac{\sqrt{2} R_0}{2\pi f_i}$$

numărul de spire N corespunzător secțiunii alese pentru bobină și apoi având cunoscută raza ei medie R_m se calculează valoarea inductanței L . Prin câteva încercări succesive se stabilesc numărul de spire și dimensiunile finale ale bobinei. La realizarea ei practică se adaugă câteva spire în plus, după care, în urma măsurării valorii inductanței L rezultate, numărul de spire se ajustează corespunzător, în vederea obținerii valorii calculate. După calculul valorilor elementelor componente ale rețelei separatoare și realizarea fizică a bobinelor, ea se realizează ca o construcție de tip monobloc, folosind o plăcuță de cablaj imprimat din sticlostratitex placat cu folie de cupru, asemănătoare cu cea prezentată în figura 4. Traseele de cablaj imprimat, de grosime minimă

7mm, se încarcă bine cu cositor. Se prevăd borne pentru conexiunile care privesc intrarea galvanică a rețelei separatoare și cele trei ieșiri destinate conectării galvanice a fiecărui difuzor. Se recomandă impregnarea generală a montajului folosind un lac electroizolant, în scopul unei rigidizări mecanice cât mai bune. După realizarea fizică a rețelei separatoare se stabilesc dimensiunile incintei bassreflex a cărei construcție este prezentată în figura 1.

Se pornește de la cei doi parametri ai difuzorului WOOFER, și anume diametrul său activ D_j și frecvența lui de rezonanță f_0 . Dacă nu se cunoaște valoarea frecvenței de rezonanță f_0 , ea se determină experimental folosind montajul prezentat în figura 5. Se estimează



inițial frecvența de rezonanță f_{0R} a difuzorului montat într-o incintă acustică presupusă inițial închisă, conform relației $f_{0R}=2,6f_0$. Cu valorile frecvențelor f_0 și f_{0R} , utilizând una din nomogramele prezentate în figura 6, figura 7 sau figura 8 (în funcție de diametrul difuzorului D_j) se determină valoarea volumului optim W_{opt} al incintei bassreflex. Utilizând nomograma din figura 9 se determină, în funcție de volumul W_{opt} , dimensiunile optime l , A și L ale incintei bassreflex (atenție, dimensiunile volumului de aer din interiorul incintei). Pentru dimensionarea celor două tuburi rezonatoare (de lungime a și diametru D_R) se estimează inițial diametrul unui tub rezonator echivalent, având aceeași lungime, dar de suprafață dublă. $S_{RE}=S_{SR}(D_{Rech}=\sqrt{2}D_R)$. Se alege unul din diametrele normalizate de calcul D_{Rech} (5cm, 7cm sau 12cm) și, în funcție de volumul D_{opt} și frecvența f_0 , se stabilește lungimea proprie rezonatorului echivalent (egale cu lungimea celor două rezonatoare), conform nomogramelor prezentate în figura 10. Având calculate toate dimensiunile principale ale incintei bassreflex de acest tip, se trece la realizarea ei practică. La construcția practică a incintei, în ceea ce privește dimensiunile ei, se ține cont de volumele echivalente ale spatelui difuzoarelor specializate în redarea semnalelor electrice de frecvență medie și înaltă, a volumului echivalent propriu rețelei separatoare și al materialului fonoabsorbant. Pereții incintei se execută din PAL gros de minim 20mm. Capacul din spatele incintei (detașabil) se assemblează etanș cu corpul incintei prin prinderea cu holtzșuruburi și etanșarea folosind o garnitură de cauciuc groasă de 2mm. Pereții interiori ai incintei (în afară de panoul cu difuzoare) se căptușesc obligatoriu cu material fonoabsorbant de grosime circa 15+20mm. Etanșarea dintre difuzoarele specializate în redarea frecvențelor medii și înalte și partea interioară din panoul frontal va fi perfectă. În funcție de tipul amplasamentului ales se folosește pentru etanșarea suport metalic difuzor - panou incintă o garnitură inelară din cauciuc subțire sau uneori o peliculă de prenadez. O modalitate de amplasare practică a difuzoarelor pe panoul incintei a fost prezentată în

figura 11. Exemplu de calcul: se cere realizarea unei incinte bassreflex cu trei difuzoare, specializate în redarea semnalelor de frecvență joasă, medie și înaltă, pentru cuplajul cu un amplificator de audiofrecvență de putere și rezistență internă $P_{AF}=30W$, $R_0=8\Omega$. Puterea electrică pentru care se dimensionează incinta:

$$P_{DT}=1,2+1,35P_{AF}=1,3 \times 30=40W.$$

Puterile minime ale difuzoarelor: $P_{Dj}=P_{DT}=40W$

$$P_{DM}=0,6P_{DT}=0,6 \times 40=24W$$

$$P_{DI}=0,4P_{DT}=0,4 \times 40=16W$$

Toate difuzoarele se aleg cu rezistența $R_0=8\Omega$. După achiziționarea grupului de difuzoare (deci cunoscând dimensiunile lor fizice și de montaj) se trece la stabilirea dimensiunilor incintei bassreflex prezentate în figura 1, calculând inițial și elementele rețelei separatoare LC (valorile lor). Se alege schema electrică a rețelei separatoare din figura 2 și frecvențele de tăiere $f_1=700Hz$ și $f_2=5000Hz$ (estimate inițial).

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2\pi f_1 R_0 \sqrt{2}} =$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot 700 \cdot 8 \cdot \sqrt{2}} = 20,156 \cdot 10^{-6} F$$

Se inseriază două condensatoare electrolitice $47\mu F/100V$ pentru obținerea condensatorului echivalent nepolarizat de $23,5\mu F$.

Frecvența reală f_1 prezintă valoarea:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_1 R_0 \sqrt{2}} =$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot 23,5 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot \sqrt{2}} = 600Hz$$

$$L_1 = L_2 = \frac{\sqrt{2}R_0}{2\pi f_1} = \frac{\sqrt{2} \cdot 8}{2\pi \cdot 600} = 3 \cdot 10^{-3} mH$$

$$C_3 = C_4 = \frac{1}{2\pi f_2 R_0 \sqrt{2}} =$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot 5000 \cdot 8 \cdot \sqrt{2}} = 2,82 \cdot 10^{-6} F$$

Se alege un condensator $C3=C4=2,7\mu F/100V$ neelectrolitic. Frecvența reală de tăiere f_2 prezintă valoarea:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C_3 R_0 \sqrt{2}} =$$

$$\frac{1}{2\pi \cdot 2,7 \cdot 10^{-6} \cdot 8 \cdot \sqrt{2}} = 5225Hz$$

$$L_3 = L_4 = \frac{\sqrt{2}R_0}{2\pi f_2} = \frac{\sqrt{2} \cdot 8}{2\pi \cdot 5225} = 3,44 \cdot 10^{-4} H$$

În realizarea practică a bobinelor se folosesc conductoare de CuEm, de diametrele $\Phi 1=1,2mm$, $\Phi 2=0,6mm$, $\Phi 3=0,6mm$ și $\Phi 4=0,4mm$. Pentru stabilirea dimensiunilor fizice ale incintei bassreflex prezentată în figura 1, se pornește de la valorile diametrului difuzorului $D_j=20cm$ și frecvența lui de rezonanță, $f_0=60Hz$ (în acest exemplu de calcul, datele difuzorului D_j achiziționat). Frecvența de rezonanță a incintei cu difuzorul D_j montat se calculează conform relației: $f_{0R}=2,6f_0=2,6 \times 60=156Hz$.

Volumul optim al incintei se stabilește, în funcție de diametrul difuzorului D_j , folosind nomograma din figura 6 ($D_j=20cm$). Se marchează pe diagrama B punctul M, corespunzător frecvenței $f_{0R}=156Hz$, se marchează pe diagrama D punctul N, corespunzător $f_0=60Hz$ și se unesc punctele M și N, cu o dreaptă. La intersecția ei cu diagrama C se obține punctul O1. Se unesc punctele O1 și O2 cu o dreaptă, iar la intersecția ei cu diagrama A se obține punctul P, corespunzător volumului optim al incintei bassreflex $D_{opt}=56000cm^3$. Pentru stabilirea dimensiunilor optime ale incintei bassreflex se folosește nomograma din figura 9. Se marchează pe diagramele A și E punctele corespunzătoare volumului optim V_{opt} și se unesc cu o dreaptă. La intersecția ei cu diagramele B, C și D se obțin dimensiunile optime ale incintei bassreflex, și anume $l=38,1cm$, $L=53cm$, $A=27,5cm$. Acestea sunt dimensiunile de calcul la care trebuie aduse următoarele corecții:

- la volumul optim de calcul V_{opt} se adaugă volumul ocupat în spațiul incintei de spatele difuzoarelor de medii și înalte, $V_{DM}=800cm^3$ și $V_{DI}=450cm^3$ (măsurate pentru calotele semisferice ale difuzoarelor D_M și D_I).

- la dimensiunile fizice interioare ale incintei se ține cont de grosimea stratului fonoabsorbant $c=2cm$. În acest caz, volumul fizic V_f al incintei prezintă valoarea:

$$V_f = V_{opt} + V_{DM} + V_{DI} = 56000 + 800 + 450 = 57250cm^3.$$

Dimensiunile fizice finale ale incintei prezintă valoarea:

$$A_f = A + c = 27,5 + 2 = 29,5cm$$

$$l_f = l + 2c = 38,1 + 2 \times 2 = 42,1cm$$

$$L_f = V_f / (a \times l) + 2c = 57250 / (27,5 \times 38,1) + 2 \times 2 = 58,64cm$$

Dimensionarea tuburilor rezonatoare se face pornind de la



stabilirea dimensiunilor tubului rezonator echivalent, folosind nomogramele din **figura 10**. Alegând diametrul rezonatorului echivalent $D_{ECH}=12\text{cm}$ și pornind de pe axa abscisă se duce o dreaptă verticală corespunzătoare frecvenței de rezonanță $F_0=60\text{Hz}$ a difuzorului D_f . La intersecția ei cu diagrama marcată cu valoarea volumului $V_{opt}=56000\text{cm}^3$ (eventual în zona apropiată) se obține punctul A. Ducând o dreaptă paralelă cu axa abscisă prin punctul A, la intersecția ei cu axa ordonată, se obține punctul B care marchează valoarea lungimii rezonatorului echivalent (egală cu lungimea celor două rezonatoare) $a=7,62\text{cm}$. Lungimea fizică a rezonatoarelor se mărește practic cu circa 3cm în scopul reglajelor ulterioare (în sensul micșorării ei până la valoarea optimă, obținută în urma reglajelor ulterioare). Diametrul rezonatoarelor prezintă valoarea $D_R=D_{ECH}/\sqrt{2}=12/\sqrt{2}=8,51\text{cm}$.

Etapă următoare o constituie în mod obligatoriu, verificarea practică a performanțelor incintei bassreflex și ulterior, măsurătorile și reglajele necesare obținerii rezultatelor optime.

Realizare practică și reglaje

Analizând răspunsul în frecvență al unui difuzor specializat în redarea semnalelor electrice de frecvență joasă se obține o diagramă de forma celei prezentate în **figura 12**. Frecvența la care diagrama prezintă un maxim reprezintă frecvența de rezonanță a difuzorului. Dacă valoarea ei nu este indicată de fabricant, ea se poate totuși determina utilizând montajul a cărui schemă electrică este prezentată în **figura 5**. Se realizează diagrama $U=U(f)$, iar maximul se obține în dreptul frecvenței de rezonanță a difuzorului. La această valoare difuzorul prezintă o impedanță maximă, deci randamentul său va fi minim. După montarea în incinta acustică a difuzoarelor (incinta dotată cu tuburi rezonatoare) se obține o nouă diagramă $U=U(f)$ cu un caracter vizibil îmbunătățit față de cazul precedent, situație care a fost prezentată grafic în **figura 12**. Se observă cele două maxime în dreptul frecvențelor f_1 și f_2 , care trebuie să aibă amplitudini egale. Se urmărește ca, în cadrul unor corecții mecanice în privința volumului optim al incintei bassreflex și a dimensiunilor tubului rezonator, frecvența de

rezonanță a incintei să fie egală cu frecvența de rezonanță a difuzorului specializat în redarea semnalelor electrice de frecvență joasă.

Verificarea frecvențelor de rezonanță f_{OR} ale incintei bassreflex se realizează utilizând montajul a cărui schemă electrică este prezentată în **figura 13**. Se folosește un microfon cu o caracteristică tensiune-frecvență cunoscută anterior, un amplificator liniar de audiofrecvență, o sarcină pentru acesta de ordinul sutelor de ohmi ($R_s=500\Omega$) și un voltmetru electronic. Se aplică difuzorului un semnal de audiofrecvență sinusoidal, de amplitudine constantă și variind frecvența cu ajutorul generatorului de audiofrecvență se determină funcționarea lui pentru diferite frecvențe joase. Maximul tensiunii indicate de voltmetru se obține la frecvența de rezonanță a incintei. În mod practic, se determină de fapt două maxime pentru frecvențele f_1 și f_2 (vezi **figura 12**), iar dacă incinta bassreflex este dimensionată corect, frecvența ei de rezonanță f_{OR} se situează între aceste valori. Se vor expune în continuare câteva dintre defectele care pot apărea cel mai frecvent la incinta acustică de tip bassreflex construită. În cazul unor variații continue ale frecvenței de rezonanță f_{OR} , acest lucru

apare datorită închiderii și etanșării imperfecte a incintei. Se dă o atenție deosebită fixării cât mai etanșe pentru capacul detașabil și tubul rezonator. În cazul în care amplitudinile frecvențelor f_1 și f_2 (vezi **figura 12**) diferă, se iau următoarele măsuri:

a) $A(f_1) < A(f_2)$ - se mărește suprafața tubului rezonator;

b) $A(f) > A(f_2)$ se micșorează suprafața tubului rezonator;

c) $f_{OR} < f_{calculat}$ - se mărește suprafața tubului rezonator și se micșorează lungimea acestuia;

d) $f_{OR} \ll f_{calculat}$ - se micșorează volumul incintei (defect foarte rar).

Din cele prezentate până acum rezultă că realizarea practică a unei incinte bassreflex cu performanțe HI-FI nu este un lucru simplu. Pentru obținerea rezultatelor optime, constructorul va ține seama de toate considerentele, indicațiile și precizările menționate până acum.

Bibliografie

1. Olson, F.H. - Acoustical engineering, D Van Nostrand Company - New York, 1987;
2. Merhant, Z - Theory of Electroacoustics - New York, McGraw Hill, 1981;
3. Stanomir, D - Sisteme electroacustice - Ed. Tehnică, 1984.

- Vânzări de componente electronice, accesorii audio-video, electrotehnice, automatizări;
- Documentație, cataloage, cărți, reviste, CD-ROM-uri din domeniul electronicii;
- Oferim spațiu în consignație pentru produse electronice, electrotehnice, calculatoare;
- Accesorii pentru telefoane mobile GSM.

= PREȚURI MICI ("STUDENTEȘTI") =



S.C. STAR 5 s.r.l.
B-dul Iuliu Maniu, nr.2, București
(Vis - a - vis de Facultatea de Electronică)
Stația de metrou "Politehnica"
Tel. 098.60.26.25



AMPLIFICATORUL DE F.I.

ing. Claudiu Iatan/Y08AKA

Materialul de față se adresează atât constructorilor amatori de radioreceptoare, cât și radioamatorilor, fiind prezentat într-o formă accesibilă tuturor cititorilor.

Amplificatorul (etajul) de frecvență intermediară (FI) este specific radioreceptoarelor superheterodină unde au loc una sau mai multe schimbări ale frecvenței. Este cunoscut faptul că oscilațiile de audiofrecvență ce provin de la un microfon nu pot fi radiate direct în spațiu. Ele trebuie suprapuse peste o oscilație de înaltă frecvență, proces care se numește modulație.

Prin modulație se înțelege transformarea care se face în sistemul de emisie și care constă în modificarea

variație ca și semnalul de modulație.

În cazul când este variat unghiul de fază φ în ritmul semnalului de modulație, se obține o modulație de fază (MP). La oscilațiile MP, unghiul de fază φ din expresia (1) are o variație de timp de forma:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + f(t) \quad (3)$$

unde: φ_0 este o constantă și $f(t)$ o funcție variabilă cu timpul, de aceeași formă ca și semnalul de modulație.

O formă a modulației de fază este modulația de frecvență (MF) care are expresia:

$$u = F(t) = U_0 \cos \left[\int_0^t \omega(t) dt + \varphi_0 \right] = U_0 \cos \left[\omega_0 + \int_0^t f(t) dt + \varphi_0 \right] \quad (4)$$

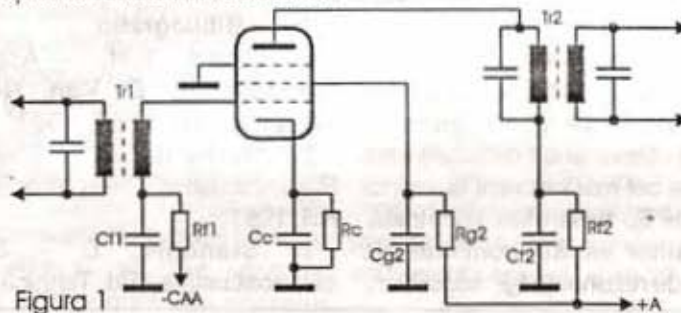


Figura 1

unui parametru oarecare (amplitudine, fază etc.) al unei oscilații sinusoidale de frecvență înaltă și în ritmul unei oscilații de frecvență joasă care trebuie transmisă.

O mărime (curent, tensiune etc.) cu variație sinusoidală în timp se reprezintă prin expresia:

$$F(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (1)$$

unde: A - amplitudinea oscilației; ω - frecvența unghiulară (pulsatia); $(\omega t + \varphi)$ - faza; φ - faza inițială (diferența de fază sau unghiul de fază).

Dacă în ritmul unui semnal modulator se va modifica amplitudinea, frecvența unghiulară sau faza, se vor obține diferite tipuri de modulație. Dacă amplitudinea A este variată în ritmul semnalului de modulație se obține o modulație de amplitudine (MA). La oscilațiile MA, amplitudinea este o funcție de timp, de forma:

$$A(t) = A_0 [1 + f(t)] \quad (2)$$

unde: A_0 este o constantă, iar $f(t)$ o funcție de timp care are aceeași

Mărimea $\omega(t)$ din această expresie se numește frecvența unghiulară instantanee a funcției $F(t)$.

Am amintit aceste noțiuni deoarece spectrul de frecvențe al acestor moduri de emisie ocupă o anumită bandă, mai largă sau mai

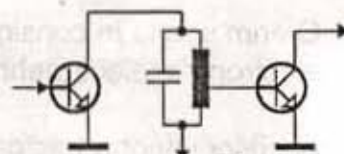


Figura 2

îngustă și, funcție de aceasta, se proiectează și se urmăresc parametrii amplificatorului de FI.

Semnalul captat de antenă, fe, purtător de informație, mixat cu semnalul oscilatorului local, fh, dă naștere unui semnal de o nouă frecvență, fi (frecvența intermediară) în care se regăsește informația. Performanțele aparatelor superheterodină în ceea ce privește

sensibilitatea, selectivitatea și fidelitatea sunt determinate în primul rând de amplificatorul de FI. Acesta, lucrând pe o frecvență fixă, oferă avantajele importante ale receptoarelor superheterodină față de receptoarele cu amplificare directă, pe care le reamintim:

1. În amplificatorul de FI, lucrându-se la o frecvență fixă, circuitele pot fi dimensionate astfel încât să se realizeze condițiile cele mai bune de amplificare, selectivitate și fidelitate.

2. Frecvența intermediară poate fi coborâtă la o valoare la care amplificarea și selectivitatea dorită pot fi mai ușor obținute.

Superheterodinele au dezavantajul că în aparat se pot produce interferențe supărătoare, care în ordinea importanței sunt:

a) Interferențe datorată frecvenței imagine.

Frecvența imagine și frecvența semnalului recepționat sunt separate cu $2f_i$, fi fiind frecvența intermediară. Oscilațiile de această frecvență sunt transpuse în schimbătorul de frecvență pe aceeași frecvență fi ca și semnalul.

b) Interferențe datorate producerii unor combinații de ordin superior de frecvență fi, între armonicile oscilatorului local și armonici ale frecvențelor semnalelor care ajung la intrarea schimbătorului de frecvență.

c) Suprapunerea la intrarea schimbătorului de frecvență a armonicilor oscilațiilor de frecvență intermediară și a semnalelor având frecvențe apropiate.

d) Pătrunderea la intrarea schimbătorului a unui semnal de frecvență egală cu frecvența intermediară;

e) Suprapunerea la intrarea schimbătorului a unor semnale ale căror frecvențe diferă cu fi.

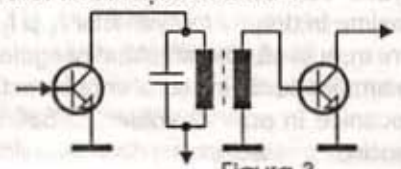


Figura 3

La proiectarea amplificatorului, prima problemă care se pune este alegerea frecvenței intermediare.

Cu cât frecvența intermediară este mai mică, se poate realiza o amplificare mai mare și o selectivitate mai

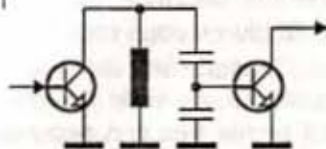


Figura 4

bună. Pe de altă parte, cu cât frecvența intermediară este mai mare, se pot elimina mai bine perturbațiile datorită interferențelor de la pozițiile a), b) și c) în etajele de radiofrecvență care preced schimbătorul. În general, se consideră că o atenuare de 40dB a răspunsului pe frecvența imagine în etajele de radiofrecvență este satisfăcătoare pentru cele mai multe cazuri de interferențe care pot interveni în practică, mai ales având în vedere proprietățile modulației de frecvență în ceea ce privește reducerea perturbațiilor. În practică este obișnuit să se ia frecvența intermediară, astfel încât frecvența imagine să iasă în afara benzii respective de radiofrecvență a receptorului.

De exemplu, pentru banda de radiodifuziune cu MF, cuprinsă între 88+108MHz, cu o frecvență intermediară mai mare de 10MHz, se elimină complet interferențele cu emisiunile cuprinse în această bandă. Interferențele de la punctul b) nu depind de alegerea frecvenței intermediare, ele cresc cu amplitudinea semnalului recepționat și a oscilațiilor locale. Dacă pentru partea de jos a gamei de foarte înaltă frecvență se utilizează ca frecvență intermediară valoarea de 10,7MHz, atunci se previn și interferențele de la punctul d).

Amplitudinea frecvenței mixate în schimbătorul de frecvență are o valoare mică, 10+100μV, total insuficientă pentru etajul detector unde sunt necesari 1-2V, iar în cazul stațiilor locale puternice pe detector pot ajunge și 30+40V. Amplificarea semnalului din schimbător se realizează cu ajutorul amplificatorului de FI, care poate avea unul sau mai multe etaje de amplificare.

Constructiv, amplificatoarele

de FI pot fi echipate cu tuburi electronice sau cu tranzistoare, fiecare având avantaje și dezavantaje. În cazul folosirii tuburilor electronice, acestea vor fi pentode, deoarece asigură o amplificare mare și o stabilitate bună în funcționare. Amplificarea etajului va fi determinată de adaptarea pe care o va avea tubul, în al cărui circuit anodic se găsește transformatorul de FI, de coeficientul de amplificare al tubului și de alimentarea acestui tub. Tuburile utilizate în aceste amplificatoare trebuie să fie cu pantă variabilă - pentru a se putea aplica sistemul de CAA - dar nu prea mare, de ordinul S=1,5-4mAV. Capacitatea Ca,g (anod-grilă)

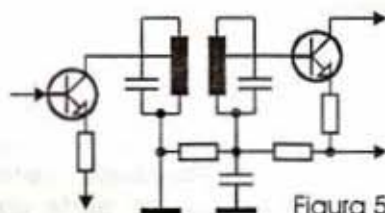


Figura 5

nu trebuie nici ea să aibă o valoare prea mare, trebuie să fie în jur de 0,002pF. În schimb, rezistența internă Ri trebuie să aibă o valoare mare, pentru a nu amortiza circuitul anodic. Această valoare, de obicei, este de 1MΩ. Amplificatoarele de frecvență intermediară lucrează în clasă A, pentru a nu provoca distorsiuni de frecvență, limitare sau detecție la semnale prea mari.

În figura 1 este prezentată schema generală a unui etaj amplificator de frecvență intermediară echipat cu o pentodă. După cum se vede din desen, acest amplificator este acordat, deoarece atât intrarea sa (în grila de comandă) cât și ieșirea (circuitul de sarcină din anod) sunt prevăzute cu circuite oscilante, acordate pe aceeași frecvență, numite "filtre" sau "transformatori" de frecvență intermediară (Tr1, Tr2). Rezistorul Rc este pentru negativarea automată. Valoarea ei este funcție de negativarea necesară a tubului pentru clasa A de funcționare. Valoarea ei se determină cu formula:

$$R_c(\Omega) = -U(V)/I_c(A) \quad (5)$$

unde: U - este tensiunea de negativare conform datelor de catalog; I_c - este curentul de catod, care reprezintă suma curentului anodic, plus cel de grilă ecran.

Condensatorul Cc din catod are o valoare care se poate calcula, cu condiția ca reactanța sa să fie aproximativ 1/10 din valoarea rezistenței Rc la frecvența de lucru a amplificatorului de frecvență intermediară.

Formula de calcul este:

$$X_c = 1/2\pi f C_c \quad (6)$$

Rezistorul Rg2 realizează tensiunea necesară pentru polarizarea grilei-ecran și se determină cu formula: $R_{g2}(\Omega) = (U_a(V) - U_{g2}(V))/I_{g2}(A)$ (7), unde: U_a - tensiunea anodică livrată de redresor; U_{g2} - tensiunea de polarizare a grilei-ecran, conform catalogului; I_{g2} - curentul grilei ecran.

Calculul condensatorului C_{g2} se face analog celui pentru condensatorul C_c. De obicei, valoarea acestui condensator, pentru etajele de frecvență intermediară este cuprinsă între 5nF și 10nF.

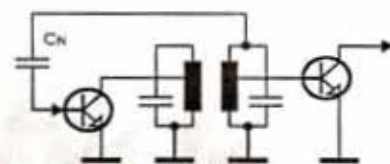


Figura 6

Grupul R_{f1}, C_{f1} este "filtrul de decuplare" a circuitului din grilă, iar R_{f1} este introdusă cu scopul de filtru de separație a etajelor, pentru a evita cuplajele prin intermediul CAA-ului.

Acest rezistor nu are o valoare critică, deoarece curentul prin grila de comandă este practic zero pentru lucru în clasă A, ea se ia între 100+200kΩ, iar Cf1 poate fi între 6800+10.000pF.

Grupul Rf2, Cf2 din anodul tubului are rolul de filtru de separare, pentru îndepărtarea cuplajelor dintre etaje, prin intermediul alimentării anodice. Valoarea lui Rf2 nu este critică, dar nu trebuie să depășească 10kΩ, pentru a nu da o cădere de tensiune anodică prea mare. Condensatorul Cf2 are o valoare de 10nF. Datorită efectului Cag1 (capacitate anod-grilă) etajul poate deveni instabil (pericolul de a intra în oscilație). Acest fenomen apare atunci când se utilizează tuburi cu pantă mare, circuite cu factor mare de calitate, un număr mare de etaje de frecvență intermediară, utilizarea unor frecvențe intermediare de frecvență

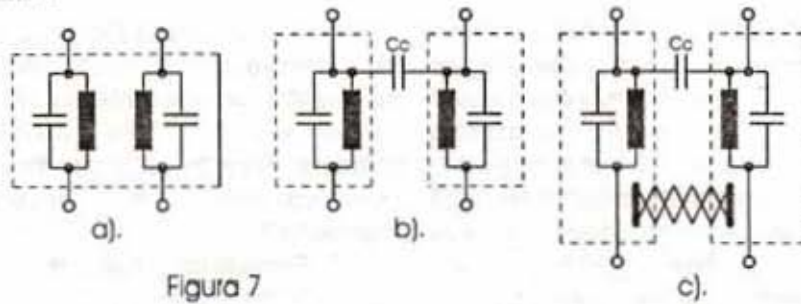


Figura 7

mare și în cazul realizării necorespunzătoare a etajului respectiv. Pentru înlăturarea acestui neajuns se folosește neutrodinarea care poate fi pe grila-ecran, sau neutrodinarea din circuitul anodic.

Îndepărtarea instabilității și a tendințelor de autooscilație ale etajelor de FI se poate face și prin micșorarea amplificării pe etaj.

Micșorarea amplificării se poate realiza prin alimentarea grilei-ecran cu o tensiune mai mică, printr-un dispozitiv potențiomtric.

Pentru aceeași amplificare a semnalului, în cazul folosirii tranzistoarelor, vor fi necesare mai multe etaje amplificatoare de FI. Tranzistoarele au impedanță de intrare și ieșire mică, așa că circuitele de sarcină, pe lângă rolul lor de selectivitate, trebuie să asigure și adaptarea între etaje. În felul acesta se poate obține amplificarea maximă. Cuplajul între etaje se poate face cu autotransformator (figura 2), cu transformator (figura 3) sau capacitiv (figura 4). Cuplarea dintre etajele unui amplificator de FI se poate face în cele mai multe cazuri cu filtrul de bandă care, de obicei, este format din două circuite acordate cuplate între ele.

Tranzistoarele, din cauza impedanțelor interne mici din bază și colector, se conectează pe prize ale bobinelor filtrului, pentru a nu strica factorul de calitate, și respectiv selectivitatea (figura 5). La tranzistoare, unde cuplajul dintre colector și bază este pronunțat din cauza capacității interne, trebuie luate măsuri speciale pentru evitarea

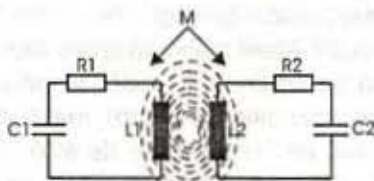


Figura 9

autooscilației. Din cauza capacității interne, impedanța de intrare este influențată de impedanța de ieșire și invers, fapt ce afectează stabilitatea și acordul amplificatorului. Pentru a neutraliza reacția internă a amplificatorului se recurge la neutrodinare. Neutrodinarea se realizează cu un circuit care creează o reacție exterioară, egală și în antifază cu cea internă. În figura 6 este prezentată neutrodinarea unui etaj care se realizează astfel: din înfășurarea secundară, prin condensatorul C_N , o parte din tensiunea de la ieșirea etajului este adusă în antifază pe bază, compensând reacția internă. Valoarea condensatorului C_N depinde de tipul

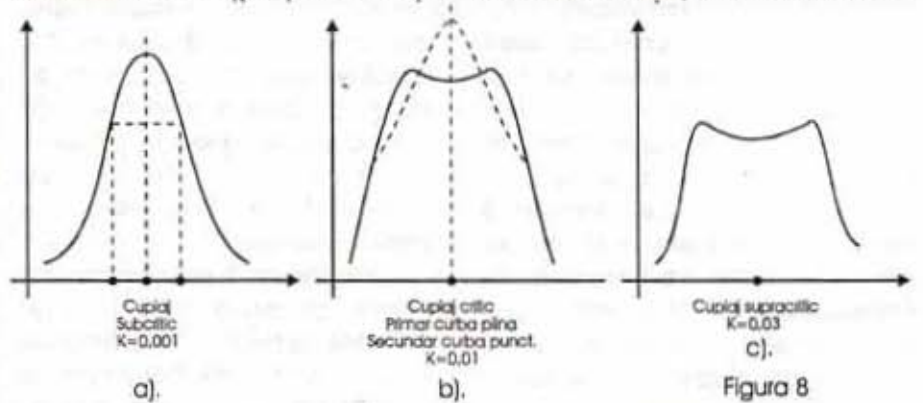


Figura 8

tranzistorului folosit și gradul de oscilație.

Un filtru de frecvență intermediară cu circuite acordate este compus din două circuite cuplate între ele capacitiv, inductiv sau mixt, figura 7a, b, c. Cuplajul are influență mare asupra caracteristicii filtrului, putând avea cuplaj subcritic, critic și supracritic, figura 8a, b, c. Curba caracteristică a filtrului depinde foarte mult de factorul de calitate al acestuia. Cu cât factorul de calitate (Q) este mai mare, cu atât și banda de trecere a circuitului este mai îngustă. Legătura dintre factorul de calitate și banda de trecere este dată de relația:

$$Q = \omega L / R; 1/Q = 2\Delta f / f \quad (8)$$

Din relația a doua se vede că, cu cât vom avea un factor de calitate mai bun, vom obține o selectivitate mai bună, deoarece selectivitatea este inversul factorului de calitate. Să vedem în continuare care sunt fenomenele electrice care au loc asupra filtrului cu două circuite.

Considerăm cuplajul $k=1$, atunci când toate liniile de forță din circuitul primar trec prin secundar și invers. Pierderile din cupru și pierderile din blindajele folosite le considerăm neglijabile.

Coefficientul de cuplaj (K) este dat de formula: $K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ unde M este inductanța mutuală, sau de cuplaj, dintre circuite, iar L1 și L2 inductanțele bobinelor din primar și secundar (figura 9).

Considerăm cazul $K < 1$, cu primarul și secundarul dezacordat de pe frecvența de lucru. În acest caz în primar au loc oscilații forțate. Aceste oscilații sunt introduse în primar indiferent de frecvența sa de oscilație. În această situație, secundarul reflectă

în primar o rezistență egală cu:

$$R_p = (M/Z_2)^2 R_2 \quad (10)$$

unde: Z_2 este impedanța, iar R_2 este rezistența secundarului.

Impedanța secundarului are valoarea: $Z_2^2 = R_2^2 + (\omega L_2 - 1/\omega C_2)^2$ (11)

Dacă această expresie o introducem în formula (10), obținem: $R_p = \omega^2 M^2 R_2 / (R_2^2 + (\omega L_2 - 1/\omega C_2)^2)$ (12)

În cazul când circuitul din secundar este acordat pe frecvența primarului, atunci: $(\omega L_2 - 1/\omega C_2)^2 = 0$ (13), deoarece se știe că la rezonanță $X_L = X_C$ (14) unde $X_L = \omega L$, iar $X_C = 1/\omega C$.

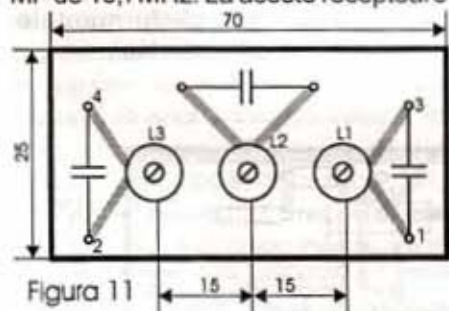
În cazul rezonanței, rezistența reflectată de secundar în primar este $R_p = \omega^2 M^2 / R_2 = \omega^2 K^2 L_1 L_2 / R_2$ (15) deoarece este știut că: $K = 1/(L_1 L_2)^{1/2}$



(16). Din relațiile de mai sus și din figurile 8 și 9 se observă că maximum de curent în secundar se obține pentru cuplajul critic. Dar, pentru a mări selectivitatea, este preferabil cuplajul selectiv. Secundarul nu introduce în primar numai o rezistență, ci și o reactanță. Această reactanță face ca prin mărirea sau micșorarea cuplajului să obținem un dezacord al primarului și secundarului.

Filtrele produc o atenuare nu numai a frecvențelor laterale, ci și a semnalului, datorită cărui fapt sunt precedate de mai multe etaje amplificatoare de frecvență intermediară.

În radioreceptoarele de producție industrială destinate emisiunilor de radiodifuziune MA, valoarea frecvenței intermediare este frecvent de 455kHz, iar pentru emisiuni MF de 10,7MHz. La aceste receptoare



banda de trecere este de 7+10kHz, în primul caz, sau de 150+250kHz, în al doilea caz. În cazul receptoarelor de trafic și de radioamatori în care sunt recepționate emisiuni A1 (telegrafic) sau A3J (SSB), la care selectivitatea trebuie să fie foarte pronunțată, aici banda de trecere este mult micșorată, în primul caz la ordinul sutelor de hertzi, iar în cel de-al doilea caz maxim 3kHz. Asemenea rezultate se pot obține folosind circuite LC dar la frecvențe foarte joase și care nu pot fi practicate la aceste tipuri de receptoare. Pentru asemenea performanțe se folosesc filtre speciale cu Q foarte mare, cum sunt filtrele cu cristale sau electromecanice. Pentru cei care doresc să-și îmbunătățească performanțele receptorului, în figura 10 prezentăm schematic un FSC (filtrul de selectivitate concentrată) pe frecvența de 5MHz. Cuplajul între circuitele acestui filtru se face inductiv (bobinele nu sunt ecranate). Constructiv FSC-ul este astfel realizat

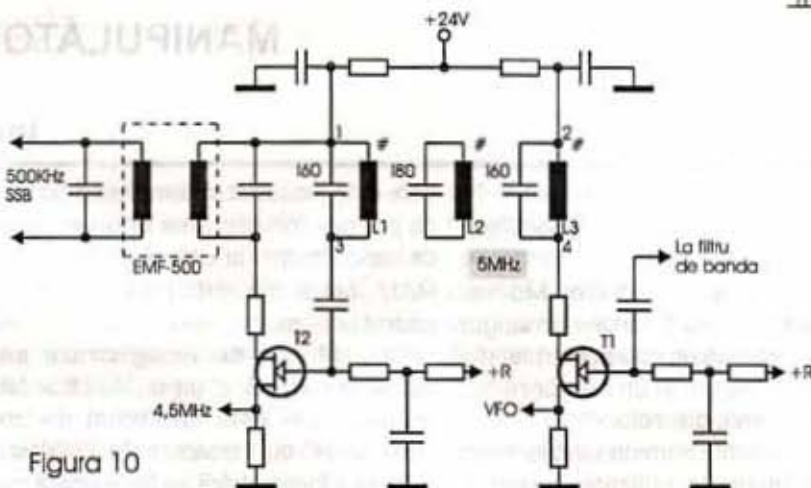


Figura 10

încât cuplajul să fie critic între L1 și L2 și la fel între L2 și L3. Între L1 și L3 practic nu există cuplaj. Condensatorii sunt astfel aleși încât între intrarea primului mixer și intrarea celui de-al doilea să existe un transfer egal cu 1 (sau apropiat de 1). Tranzistorul T1 realizează prima mixare la valoarea de 5MHz, iar T2 a doua mixare pe 500kHz. Pentru frecvența de 5MHz și

folosind oale de ferită de tip CB-12a bobinele vor conține 16 spire fiecare, cu sârma din cupru cu izolație email și mătase având diametrul de 0,55mm. Acest FSC poate fi executat și pe alte frecvențe, dar în toate cazurile condensatorii de acord vor avea altă capacitate. În figura 11 este prezentat cablajul imprimat. Distanța între axele bobinelor este foarte critică.

★ StarNets ★

Your Internet Business Solution

Internet

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



MANIPULATOR MORSE INTELIGENT

ing Adrian Anderco/Y05OEE

Aparatul prezentat în continuare are menirea de a satisface cele mai ridicate exigențe în materie de generare a semnalelor Morse. Schema din figura 1 conține un singur CI reprezentat de un microcontroler din seria PIC, precum și un număr redus de componente discrete.

Sistemul permite funcționarea în toate modurile utilizate curent și anume: iambic, cu memorie de un semn, cu diferite rapoarte punct-linie și cu înregistrarea/redarea de semnale Morse (aproximativ 10÷12 semne).

Posibilitatea utilizării modului iambic depinde exclusiv de tipul de cheie cu care este prevăzut circuitul, nefiind necesară nici o modificare față de modul normal.

Aparatul poate funcționa cu

care este înzestrat sistemul este aceea că permite înregistrarea unui indicativ de radioamator într-o zonă de memorie RAM, respectiv redarea acestuia în cadrul unui mesaj.

Modul de înregistrare se activează aplicând un dublu click pe butonul B și este confirmat de un semnal "R" cu frecvența de 2000Hz. Pornirea înregistrării se face odată cu primul semnal aplicat. Înregistrarea va lua sfârșit dacă cheia manipulatorului nu este atinsă 1+4 secunde (în funcție de viteză), sau dacă s-a terminat spațiul de memorare disponibil în RAM. În ambele cazuri se va transmite un "R" de 2000Hz.

Redarea semnalelor înregistrate se face aplicând un click pe butonul B. Mesajul redat are forma:

"CQ CQ CQ DE indicativ CQ CQ DE indicativ CQ PSE K".

Dacă butonul B este ținut apăsat mai mult de două secunde, atunci sistemul intră în regimul generator de ton și cheia devine manipulator simplu. Acum este posibilă conectarea unui manipulator manual pe contactele cheii C. În acest regim modul înregistrare nu funcționează, însă cel de redare, da. Revenirea la regimul BUG se face în același mod ca și intrarea.

Aparatul funcționează pe bază de logică programată, construit cu un singur CI, un microcontroler din seria PIC. Dimensiunile cablajului (figura 2) sunt extrem de mici, schema este foarte simplă, consumul de energie este scăzut, iar performanțele aparatului sunt de mare clasă.

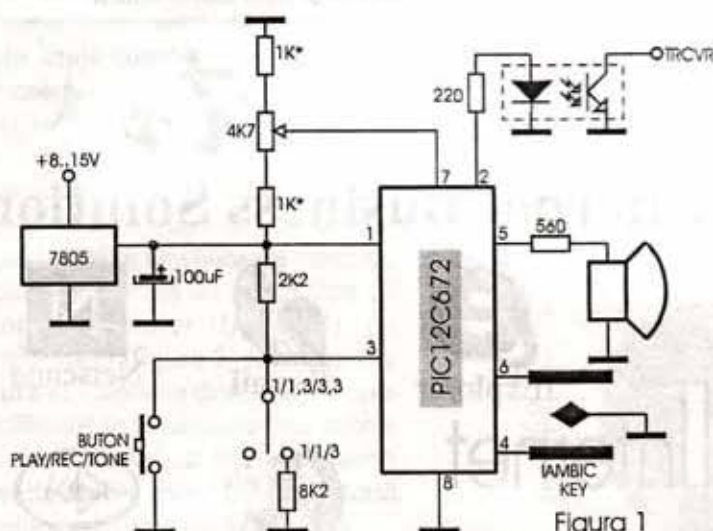


Figura 1

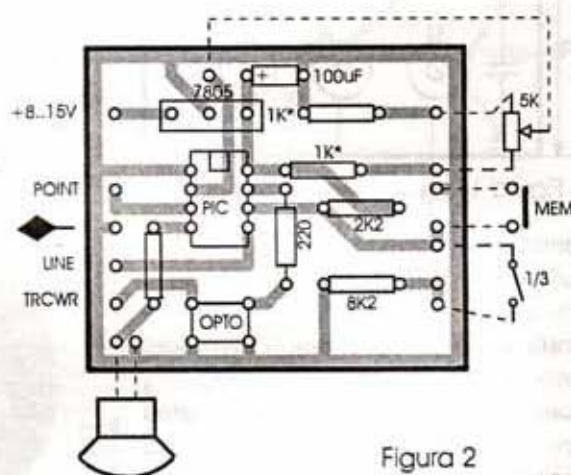


Figura 2

sau fără memorarea unui semn. Modul cu memorare este deosebit de practic mai ales la transmisiile de mare viteză. Implicit, BUG-ul este cu memorie de un semn. Pentru a dezactiva acest stil de generare a semnalelor Morse, este necesar ca la pornirea aparatului cheia C să fie deplasată din poziția de repaus (să fie poziția Linie, Punct sau iambic). Indiferent de modul de funcționare ales, se permite selectarea raportului punct-pauză-linie din cele două variante posibile:

normal 1/ 1/3 Dx 1/ 1.3/3.3

Trecerea de la un raport la celălalt se face rapid cu ajutorul comutatorului K.

O facilitare suplimentară cu

AD ELECTRO COM

COMPONENTE ELECTRONICE ȘI ELECTRICE
RADIO - T.V.
AUDIO - VIDEO
ACCESORII GSM
COMPONENTE ȘI CONSUMABILE
CALCULATOARE
APARATE DE MĂSURĂ ȘI CONTROL
LITERATURĂ DE SPECIALITATE

OFERIM SPAȚIU ÎN CONSIGNAȚIE

Str. Calea Griviței nr. 34, București, sector 1

Tel: 01/650.32.70

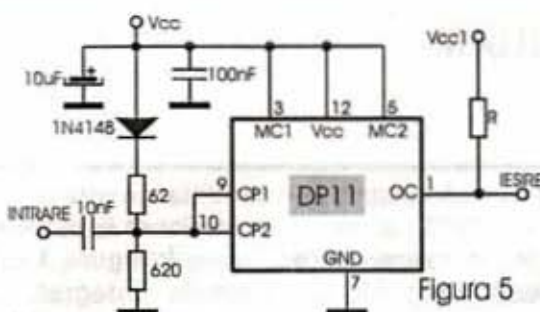


Figura 5

Rezistența R se calculează astfel încât curentul maxim prin terminalul 1 să nu depășească 10mA.

$$I = U/R \leq 10\text{mA} = I_{\text{Max}}$$

$$R \geq U/I_{\text{Max}}$$

$$V_{\text{cc1}} = 5\text{V} \Rightarrow R \geq 5/10 \times 10^{-3}$$

$$V_{\text{cc1}} = 12\text{V} \Rightarrow R \geq 12/10 \times 10^{-3}$$

DP111

Circuitul DP111 este un divizor programabil ale cărui rapoarte de divizare pot fi 100/101/110/111 și suportă frecvențe maxime de intrare de peste 130MHz, în gama de temperatură -40°C +85°C.

Intrarea de ceas este polarizată intern la un nivel de c.c. convenabil, iar cuplarea cu sursa de semnal se face printr-un condensator. Calea de semnal de intrare include un condensator de decuplare a tensiunii de referință conectat la masă.

Raportul de divizare este controlat de două intrări (MC1 și MC2) care sunt compatibile TTL și CMOS în tot domeniul de temperatură.

Etajul de ieșire este proiectat pentru un consum redus de putere, având sarcină activă, optim pentru comanda circuitelor tip CMOS. Pinul de alimentare V_{CO} trebuie conectat la sursa de alimentare a circuitelor CMOS. Ieșirea poate comanda o intrare TTL, dar acest mod de lucru reduce cu 0,3V (tipic) pragul până la "0" logic.

Dispozitivul poate lucra cu frecvențe de intrare joase, dar viteza de creștere a fronturilor trebuie să fie minim 3V/μs.

În figura 6 este prezentată capsula și configurația pinilor circuitului integrat DP111, schema logică fiind prezentată în figura 7, iar tabela de adevăr pentru intrările de control în figura 8.

MC1	MC2	Rata de divizare
L	L	111
L	H	110
H	L	101
H	H	100

Figura 8

Valori limită absolute:

- tensiunea de alimentare: V_{CC} < 7V_{c.c.};
- tensiunea de alimentare: V_{CO} < 12.5V;
- curentul de ieșire: I_o < 10mA;
- tensiunea de intrare la pinii MC: < V_{CO};
- tensiunea de intrare la pinul CP: < 2.5V_v;
- temperatura de stocare: -55°C + 125°C.

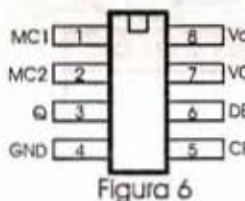


Figura 6

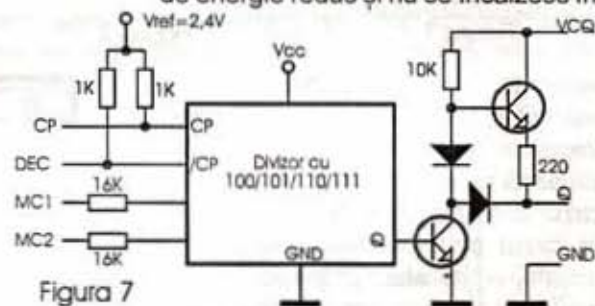


Figura 7

Depășirea acestor valori determină defectarea iremediabilă a circuitului integrat.

Aplicație Circuit de intrare pentru frecvențmetru (prescaler × 100).

Schema din figura 9 realizează o divizare fixă cu 100 între frecvența semnalului de la intrare și cea a impulsurilor de la ieșire. În cazul în care frecvențmetrul a cărui gamă dorim s-o extindem este construit cu circuite CMOS, schema se realizează exact ca în figura 9. Alimentarea V_{CO} se face de la tensiunea de alimentare a circuitelor CMOS, iar V_{CC} se va conecta la o tensiune de +5V separată. Aceasta se poate obține cu ajutorul unui 7805 direct din tensiunea de 12V din frecvențmetru.

În cazul în care se adaptează la un aparat cu circuite TTL, pinii 7 și 8 se leagă împreună la +5V, iar condensatoarele cuprinse în interiorul perimetrului cu linie punctată nu se mai conectează.

Notă Utilizarea acestor circuite l-a condus pe autor la următoarele observații și rezultatele experimentale:

1. Circuitele lăsate cu intrarea în gol pot oscila. Fenomenul se poate identifica prin apariția unui semnal dreptunghiular instabil la ieșire (se poate vizualiza cu un osciloscop obișnuit, de maxim 5MHz);

2. La frecvențe în jurul valorii de 100MHz sensibilitatea la intrare este de aproximativ 40-50mVef. Circuitul se consideră a fi atacat cu nivel suficient atunci când la ieșire se poate vizualiza un semnal dreptunghiular stabil, cu fronturile abrupte și bine conturate (pe osciloscop).

3. Majoritatea circuitelor suportă frecvențe de intrare de peste 200MHz. La această frecvență sensibilitatea scade, nivelul de intrare necesar situându-se în jurul valorii de 150-200mVef.

4. Ambele circuite au un consum de energie redus și nu se încălzesc în

timpul funcționării normale. Încălzirea lor excesivă în timpul funcționării poate trăda o defecțiune internă.

5. Dacă aveți ocazia să procurați astfel de circuite și doriți să le utilizați și la alte aplicații decât prescaler pentru frecvențmetru, este bine să realizați un mic montaj experimental, cu un soclu, cu ajutorul căruia să verificați funcționarea corectă pentru toate ratele de divizare. Am întâlnit circuite care aparent funcționau corect, dar care nu erau capabile să schimbe raportul de divizare în concordanță cu semnalele aplicate pe intrările MC1, MC2.

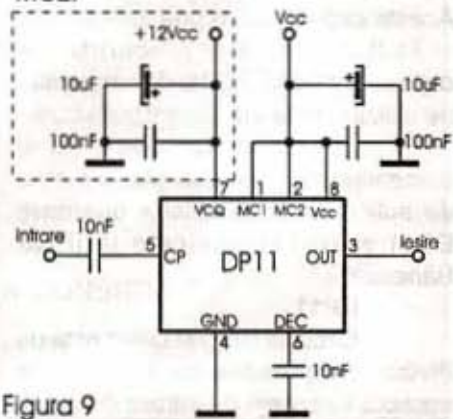


Figura 9



GENERATOR DE SEMNAL ÎN DOMENIUL 0,5-110MHz (III)

dr.ing. Dan Manasiu

- urmare din numărul trecut -

În această ultimă parte voi prezenta celelalte blocuri care pot fi incluse într-un generator de semnal (figura 1) și anume: atenuatorul, generatorul în dinți de fierăstrău, generatorul de marker și oscilatorul AF. Nu voi prezenta sursele stabilizate, care sunt liniare, obișnuite. În situația descrisă de mine ele sunt de -15V (eventual -12V) și +5V.

Atenuatorul este o parte importantă a oricărui generator de semnal și poate fi electronic sau mecanic. Atenuatoarele mecanice pot fi continue (cu potențiometre speciale, care păstrează impedanța caracteristică de 50Ω sau 75Ω pentru intrare și ieșire) sau în trepte, cu comutatoare de diverse tipuri. Deși există zeci de tipuri de atenuatoare, unele implicând o tehnologie deosebită (mai ales pentru atenuatoare care ating sau depășesc 1GHz), voi prezenta un sigur tip de atenuator, fără dificultăți de realizare mecanică, și care poate funcționa din curent continuu până la frecvența maximă de 110MHz. Atenuatorul este pentru impedanța caracteristică de 50Ω, dar înmulțind toate valorile rezistențelor cu 1,5 se obține atenuatorul pentru impedanță de 75Ω.

În figura 7, în partea de sus, sunt prezentate contactele și piesele aferente lipite cât mai scurt, direct pe contacte. De asemenea, sârmele care scurtcircuiteză diverse contacte se montează pe traseu direct, la lungime minimă. Masa cablului de cupru (diametru minim 1,5mm) sau pe o fâșie conductoare (lată de minim 3-4mm), conectată în cât mai multe puncte la șasiul metalic și neapărat la borna de ieșire. Tot pe această sârmă sau fâșie conductoare se lipesc terminalele rezistențelor care merg la masă. Subliniez că desenul din figura 7 corespunde întru totul poziționării în spațiu a comutatoarelor și rezistențelor. Se pot folosi clape de comutator independente, ca în poziția din mijloc, sau comutatoare (eventual basculante) cu două poziții, ca în poziția de jos. În ambele cazuri este obligatoriu ca dispunerea contactelor să fie cea din poziția de sus, pentru a asigura funcționarea la frecvențe maxime.

Sunt prezentate 7 poziții de atenuare: 1, 2, 3, 6, 10, 20, 20dB. Prin diverse combinații se poate asigura variația nivelului între 0 și -61dB (mai mult de 1/1000) cu o rezoluție de 1dB (circa 12%). De exemplu, 39dB se obțin prin acționarea comutatoarelor de 1, 2, 6, 10 și 20 dB. Reamintesc că atenuările în dB se adună aritmetic. Atenuatorul prezentat se poate monta direct la ieșirea unui generator sau a generatorului MF din figura 2. În cazul existenței unui etaj de ieșire cu variație continuă a nivelului (vezi partea a II-a) se renunță la pozițiile de 1, 2, 3, 6 dB, care se pot asigura continuu din etajul de ieșire, menținându-se pozițiile de 10, 20, 20 dB. Dacă se constată o creștere a nivelului minim la frecvențele maxime (caz în care capacitatea între două cursoare adiacente de pe același comutator poate fi de 3+5pF) rezistoarele de trecere (R17, R20=249Ω) de pe pozițiile de 20 dB pot fi împărțite în câte două părți (120+130Ω), punctul mediu fiind pus la masă de un condensator de maxim 10pF.

Construcția este aeriană, cu conexiuni minime și este redată în detaliul din dreapta jos din figura 7.

Constructiv, atenuatorul este închis într-o cutie de tablă, pe fața frontală fiind montate clapele independente sau

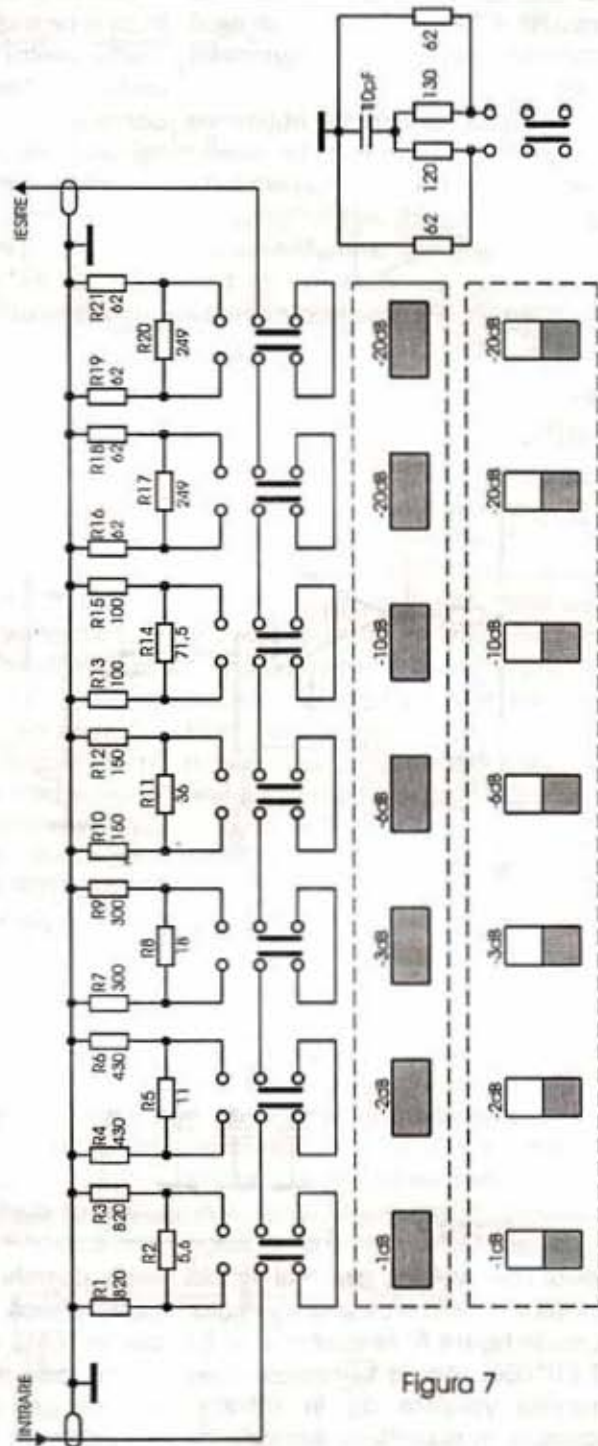


Figura 7

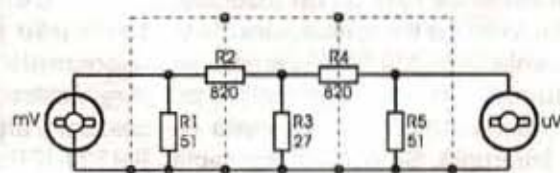


Figura 8



comutatoarele cu două poziții. Dacă nu se dispune de valorile rezistențelor, ele se pot forma din câte două rezistențe în paralel (de exemplu, $R_2=5,6\Omega$ din $11\Omega \parallel 12\Omega$). Oricum, valorile alese pentru R_1+R_2 sunt uzuale, chiar dacă introduc mici erori față de atenuarea așteptată.

Dacă se dorește obținerea unui semnal foarte mic, la nivelul obișnuit de lucru fără o construcție mecanică deosebită, este indicat să nu fie folosit etaj de ieșire amplificator, iar semnalul din generator să fie mic ($50+100mV$). Pentru semnale de

separatori. Mufele BNC se montează pe pereții anterior și posterior. Mufa "mV" poate fi tată, pentru ca atenuatorul să se brânzeze direct pe BNC-mamă de ieșire a generatorului, în timp ce mufa "μV" va fi obligatoriu mamă pentru eventuala conectare a unui cablu. Atenuatorul se face cât mai compact, cu conexiuni minime. Varianta prezentată este pentru 50Ω , dar prin înmulțirea tuturor valorilor cu 1,5 se poate obține varianta de atenuator cu impedanța caracteristică de 75Ω . Aș recomanda totuși ca generatorul, etajul de ieșire,

se comportă ca un generator de curent constant care încarcă condensatorul C1, rezultând o tensiune liniar variabilă. Pentru panta exponențială crescătoare, de întoarcere, T1 se saturează și C1 se descarcă prin dioda bază-colector și R2. Amplificatorul I1 se comportă ca un trigger, datorită reacției pozitive prin R3 și R4. Amplitudinea dinților depinde de elementele D2, R3, R4, iar duratele sunt stabilite de amplitudine, tensiunea de alimentare și R1 (pentru panta liniară) sau R2 (pentru panta exponențială). Duratele sunt de circa 20ms pentru panta liniară (activă, de vobulare) și de circa 5ms pentru panta exponențială (de întoarcere), astfel încât durata totală este 25ms, echivalentă cu o frecvență de repetiție de 40Hz, ceea ce evită pâlpâirea imaginii vizualizate pe ecranul unui osciloscop. Rezistența R5 asigură pornirea rampei de la zero, lucru solicitat de osciloscopul prezentat în figura 2. Dacă se dorește o altă tensiune de axare se modifică R5, care eventual se poate conecta și la tensiune pozitivă, dar în acest caz trebuie folosită o tensiune pozitivă de alimentare mai mare decât +5V. Tensiunea în dinți de fierăstrău de pe C1 este preluată de I2, amplificator cu câștig variabil, datorită potențiometrului R8, la ieșirea lui rezultând pante cuprinse între 0 și $-2V \rightarrow -10V$ (în funcție de R8). Oscilatorul MF din figura 2 (vezi partea I) se modifică în sensul introducerii unui comutator K, având două poziții: prima (inițială) în care diodele varicap din circuitele de acord sunt conectate la o tensiune continuă reglabilă, care dictează frecvența generată; a doua poziție în care pe diodele varicap este conectată tensiunea în dinți de fierăstrău, care produce vobularea de la frecvența minimă a fiecărei game până la o frecvență mai mică sau egală cu frecvența maximă a gamei respective (în funcție de R8). Se realizează astfel o vobulare de *bandă largă*. Dacă se dorește o vobulare de *bandă îngustă* (de exemplu, $\pm 300kHz$ în jurul frecvenței de 10,7MHz) atunci se procedează ca la MF, doar că în locul tensiunii sinusoidale pentru MF se aplică tensiunea în dinți de fierăstrău. În acest caz trebuie mărit C19 din figura 2 la valoarea de $2+3\mu F$, dezavantajul fiind că la stabilirea

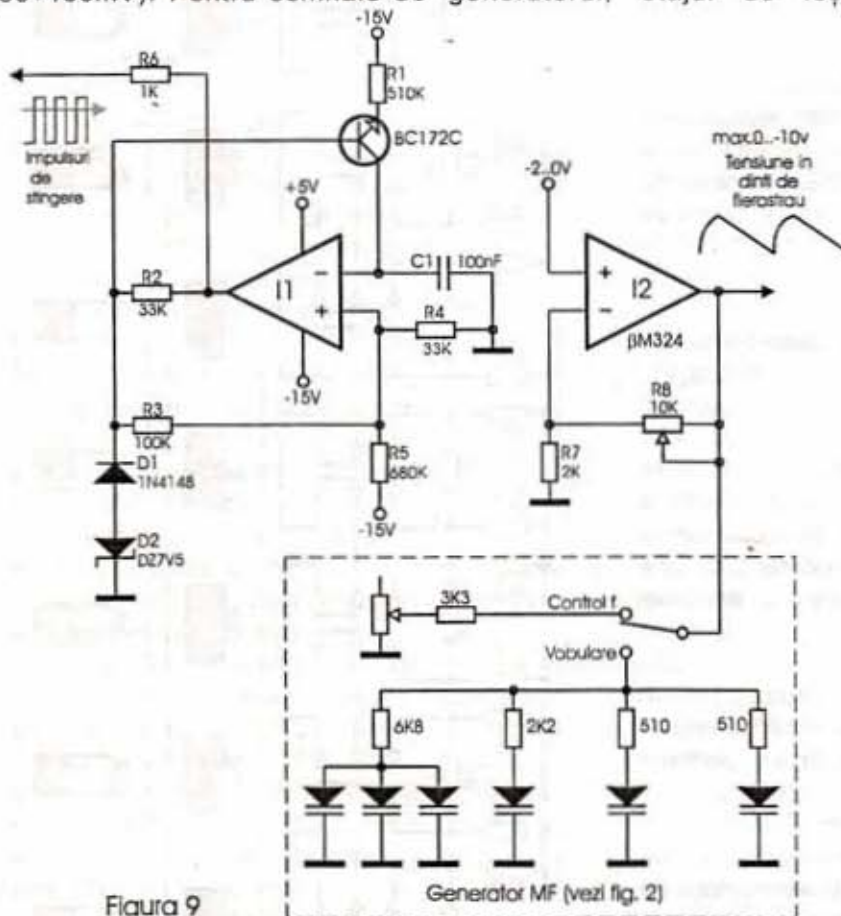


Figura 9

ordinul microvolților, cea mai simplă metodă este utilizarea unui atenuator fix, ca în figura 8. Atenuatorul de 60 dB ($1/1000$) reduce semnalele de o anumită valoare de la intrare, exprimate în milivolți, la semnale de aceeași valoare, exprimate în microvolți. Atenuatorul se compune din două celule de câte 30 dB înseriate, pentru a reduce transmisia parazită la frecvența maximă. Atenuatorul se montează într-o cutie metalică cu pereți separatori, cutie desenată cu linie întreruptă. Se poate folosi tablă cositorită. Rezistoarele R1, R3, R5 se lipesc pe peretele cutiei, iar R2 și R4 se trec prin orificii practicate în pereții

atenuatoare să fie pentru impedanța caracteristică de 50Ω , transformarea pentru 75Ω efectuându-se foarte simplu prin adăugarea în serie cu ieșirea generală (ultima) a unei rezistențe de 25Ω , montată eventual într-o cutiuță cu BNC-tată la intrare și BNC-mamă la ieșire.

Generatorul în dinți de fierăstrău necesar vobulării este reprezentat în figura 9. Amplificatoarele I1 și I2 sunt două din cele patru aferente unui circuit integrat BM324-IPRS. I1, împreună cu T1, generează tensiunea în dinți de fierăstrău. Pentru panta liniară, descrescătoare în timp, tranzistorul T1

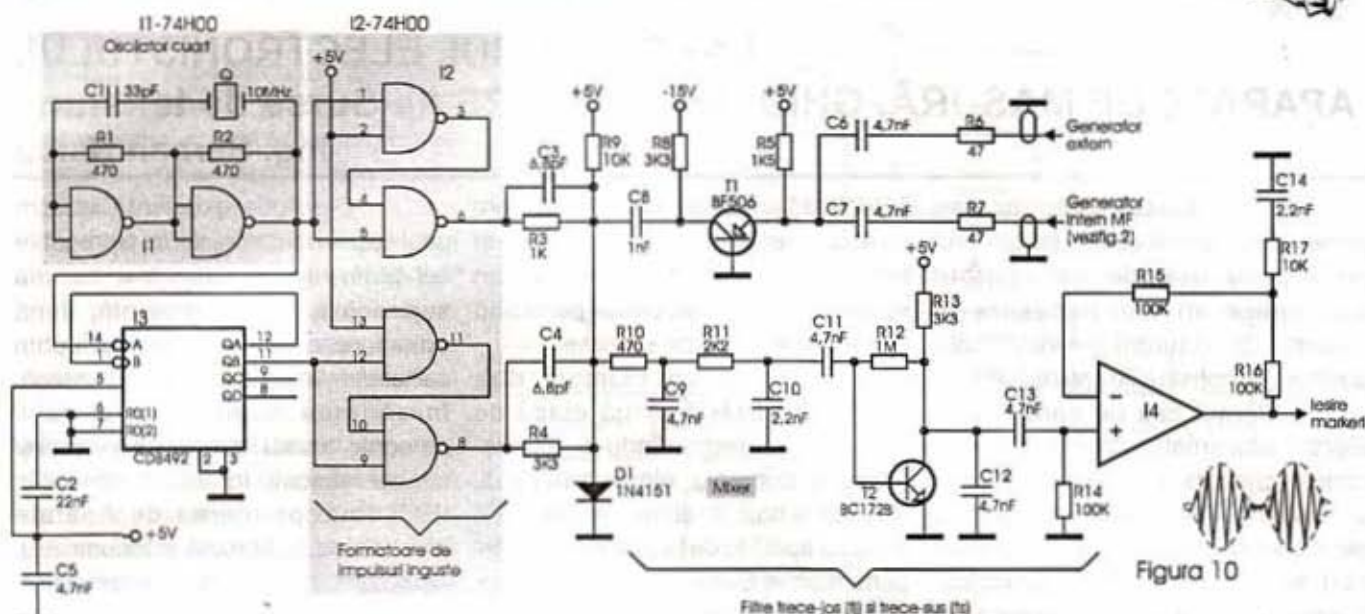


Figura 10

Filtre trece-jos (f) și trece-sus (t)

frecvenței centrale trebuie așteptate 2+3 secunde după fiecare rotire a potențiometrului R33. Procedura de calibrare este aceeași ca pentru MF. Impulsurile de stingere de la ieșirea I1 pot fi aplicate pe borna Z a unui osciloscop, stingând trasa pe durata cursei inverse.

Generatorul de markeri, prezentat în figura 10, permite etalonarea în frecvență a caracteristicii vobulate, în cazul unei vobulări de bandă largă. În cazul unor benzi înguste recomand o procedură de etalonare pentru extremitățile benzii cu metoda de la MF, iar în rest folosirea reticulei osciloscopului pentru punctele intermediare, considerând că variația frecvenței în timp (de-a lungul axei X) este liniară, ceea ce nu se întâmplă în primul caz.

Generatorul de markeri este de tipul "cu bătaii", în sensul că folosind un mixer atacat de două frecvențe acesta livrează la ieșire diferența celor două frecvențe. Pe acest traseu, intercalând și un filtru trece-jos, vom avea semnal doar atunci când frecvențele sunt suficient de apropiate, diferența lor nu depășește frecvența de tăiere a filtrului trece-jos, f_j .

Schema din figura 10 cuprinde: un oscilator cu cuarț de 10MHz (fără cerințe speciale), rezonând pe frecvența paralel, format cu porțile I1; un divizor I3 (cu 10) care livrează impulsuri cu frecvența de 1MHz; două formatoare de impulsuri înguste, de ordinul nanosecundelor, pentru frecvențele de 10MHz și 1MHz; un tranzistor separator T1, care preia atât frecvența generatorului intern cât

și a unuia extern; mixerul format din dioda D; filtrul trece-jos R10, C9, R11, C10, R13, C12 având frecvența de tăiere $f_j - 60+80kHz$; filtrul trece-sus activ C13, R14 și I4 cu R15, R16, R17, C14 având frecvența de tăiere $f_s - 5+10kHz$; amplificatorul intermediar utilizând tranzistorul T2, necesar deoarece semnalul de ieșire de pe D1 este foarte mic. Formatoarele de impulsuri înguste sunt strict necesare pentru a genera foarte multe armonici (110 pentru frecvența de 1MHz și 11 pentru frecvența de 10MHz), care să jaloneze tot domeniul de lucru al generatorului. Formatoarele se bazează pe întârzierile pe care le introduc porțile la trecerea unor impulsuri dreptunghiulare prin ele; folosirea unor porți mai lente, de exemplu 74LS00, poate face ca mixerul să nu producă markeri decât până la 80+90MHz.

Aspectul markerilor la ieșire este redat în figura 10, fiind de forma

unor "fluturași" (de aceea se și numesc ca atare), frecvența markerului corespunzând cu minimul dintre cele două cocoșe, minim marcat cu o săgeată pe figură. Forma celor două cocoșe, pornind de la săgeată spre stânga și spre dreapta reprezintă caracteristica combinată a celor două filtre: trece-sus și trece-jos. Astfel de markeri apar pe tot domeniul la fiecare frecvență multiplu de 1MHz, iar la multiplu de 10MHz, amplitudinea este de 2-3 ori mai mare, pentru o identificare ușoară. Dacă se introduce semnal de la un generator extern pe intrarea corespunzătoare, se obține un marker cu poziția variabilă în funcție de frecvența generatorului extern.

Dacă generatorul intern nu este vobulat, nu se obțin markeri, dar atunci când frecvența generatorului intern este apropiată de frecvența unui marker, pe ieșirea de markeri rezultă un semnal sinusoidal cu frecvența egală cu diferența dintre frecvențele

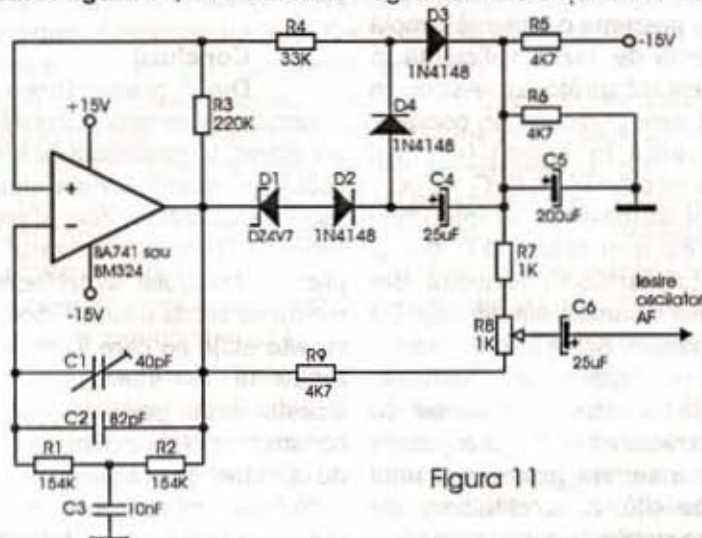


Figura 11



LABORATORUL ELECTRONISTULUI. APARATE DE MĂSURĂ. GHID DE UTILIZARE (I). Surse de tensiune ing. Șerban Naicu

Electronistul (amator sau profesionist) are nevoie în laboratorul propriu de o serie de aparate electronice absolut necesare în vederea desfășurării activității sale practice (de construcție sau depanare).

Primul pas pe care îl face electronistul amator, lipsit de mijloace bănești consistente, este acela de a-și realiza singur o serie de aparate electronice de măsură și control care să-l ajute în activitatea practică. Evident că aceste aparate nu vor avea un grad deosebit al performanțelor, pentru a nu sofistica prea mult realizarea constructivă propriu-zisă.

De-a lungul timpului, revista

TEHNIUM a fost un sprijin consistent pentru electroniștii dornici să-și realizeze singuri (home made) un astfel de aparat de laborator, publicând o mare diversitate de scheme.

Dar, la un moment dat, depășind această primă etapă de pionierat, perfecționându-și cunoștințele în domeniu, electronistul este îngădit tehnic și simte nevoia de a lucra cu aparate de laborator ceva mai performante. Evident că, în acest scop, nu va apela direct la achiziționarea unor aparate de laborator superperformante, realizate de firme de mare prestigiu din domeniu, deoarece acestea sunt și extrem de scumpe.

O soluție excelentă la care poate apela electronistul cu o pregătire cel puțin medie, sau chiar cu una superioară, care reprezintă, după opinia noastră compromisul optim calitate/preț o constituie achiziționarea, în vederea dotării laboratorului personal, a unor aparate de măsură și control fabricate în țară, în special la IEMI (Întreprinderea de Aparatură Electronică de Măsură și Industriale). Această soluție este cu atât mai viabilă, cu cât astfel de aparate se pot procura de la numeroase întreprinderi care își lichidează stocurile existente sau își modernizează aparatura. Iar prețurile de achiziție, în acest caz, sunt absolut modice și reprezintă cea mai bună investiție posibilă.

La această soluție a apelat și autorul articolului, procurându-și în timp o gamă foarte largă de aparate de măsură românești (care acoperă aproape întregul spectru de măsurări necesare în electronică). Trebuie precizat că majoritatea aparatelor de măsură produse în țară nu sunt cu nimic mai prejos decât aparatele similare produse de firme străine de

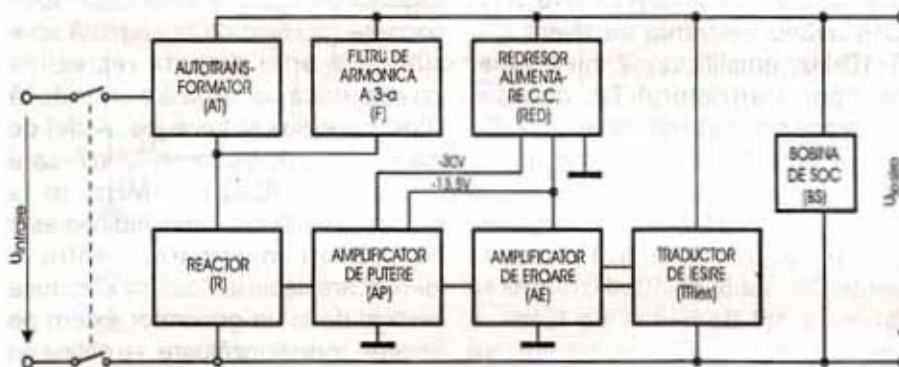


Figura 1

generatorului și ale markerului (dar neapărat cuprinsă între f_s și f).

Oscilatorul AF este necesar pentru efectuarea modulației de amplitudine (MA) sau de frecvență (MF). Deși oscilatorul poate avea frecvența variabilă în tot domeniul audio, voi prezenta o variantă simplă cu frecvența de 1kHz, suficientă în majoritatea măsurătorilor. Astfel, în figura 11 este prezentat un oscilator RC, cu rețea în Tpodit (a cărui frecvență este $f = 1/\sqrt{R_1 R_2 (C_1 + C_2) C_3}$) și control automat al amplitudinii realizat cu detectorul D1, C4 și rezistența variabilă formată din rezistențele dinamice ale diodelor D3 și D4 în paralel. Schimbarea valorilor R1 și R2 (eventual cu un comutator) conduce la schimbarea frecvenței; de exemplu, creșterea de 2,5 ori a acestor valori va însemna generarea unui semnal de 400Hz. Amplitudinea de oscilație se stabilește automat de către

valorile tensiunilor care cad pe D1 și D2 (aici circa 5,3V). Condensatorul C1 reglează valoarea exactă a frecvenței de 1kHz, iar potențiometrul R8 reglează valoarea tensiunii de audiofrecvență (de exemplu, 1Vef, vezi partea I).

Concluzii

Din prezentarea unui generator de semnal, cu nivel variabil și calibrat, cu posibilități de MA, MF și vobulare, rezultă complexitatea unui astfel de aparat precum și prețul său ridicat. Oricum, aparatul a fost prezentat modular, astfel încât fiecare modul să poată fi folosit independent cu alte etaje pe care le-ar avea deja amatorul. De asemenea, datorită acestui fapt, generatorul poate fi construit treptat, în timp și în funcție de dorințele de utilizare.

Subliniez că aparatele profesionale pot avea următoarele facilități (care

însă pot crește dramatic complexitatea și costul schemei, deci dificultățile de realizare):

- modulație de frecvență sau vobulare etalonate direct;
- stabilitate ridicată a frecvenței (similară unui oscilator cu cuarț), prin sinteză;
- interfață pentru comanda generatorului de către un PC, în cadrul unui sistem automat de măsură.

Astfel de aparate, cu toate facilitățile costă mii de dolari și sunt abordabile doar unor mari firme specializate. În cele trei părți ale articolului publicat asupra acestui subiect am căutat să prezint *scheme originale*, cât mai simple posibil, chiar dacă implică și dezavantaje, cum ar fi procedura relativ lungă de calibrare pentru MF sau necesitatea refacerii acordului de frecvență, datorită fugii acestuia în timp.



prestigiu (la aceeași clasă), aparatele noastre beneficiind și de un preț de cost mult mai scăzut (doar fiabilitatea fiind, în unele cazuri, ceva mai scăzută).

O problemă de care se pot lovi mulți dintre constructorii electroniști care apelează la această soluție constă în lipsa de documentație. Aparatele vechi, vândute de diverse întreprinderi nu sunt, din păcate, însoțite și de cartea tehnică elaborată de producător. Unii mai norocoși reușesc să-și procure această documentație, alții nu. Aceștia din urmă vor încerca să deducă modul de funcționare al aparatului procurat cu ajutorul intuiției și al experienței proprii anterioare care, din păcate, la aparatele mai sofisticate nu sunt de ajuns.

Acest motiv m-a îndemnat ca, în cadrul acestui serial de articole, să încerc o prezentare cât mai completă (dar evident, nu una exhaustivă) a unui set românesc de aparate de măsură și control pe care un electronist pasionat încearcă să și le procure pentru laboratorul personal.

Evident că, dintr-un laborator de electronică cu unele pretenții nu pot lipsi următoarele aparate: surse stabilizate de tensiune, aparate de măsură AVO-metre sau multimetre (analogice și digitale), generatoare de semnal (de joasă frecvență și de înaltă frecvență), osciloscop catodic (cu unul sau mai multe canale), frecvențmetru, distorsiometru, punte de măsură RLC, milivoltmetru electronic, tranzistormetru etc.

În situația în care, la categoria respectivă de aparate, în țară s-a produs o gamă foarte largă de asemenea produse (în cazul osciloscopelor s-au fabricat mai mult de 10 tipuri diferite), autorul a selectat unul-două modele, pe care le-a considerat mai reprezentative și mai performante. Vom prezenta, în prima fază, doar aparatele de uz mai general și, în funcție de interesul pe care cititorii noștri îl vor manifesta pe parcurs, vom trece în revistă și aparatele destinate unui domeniu mai specializat (radiofrecvență, de exemplu).

Există unele tipuri de aparate

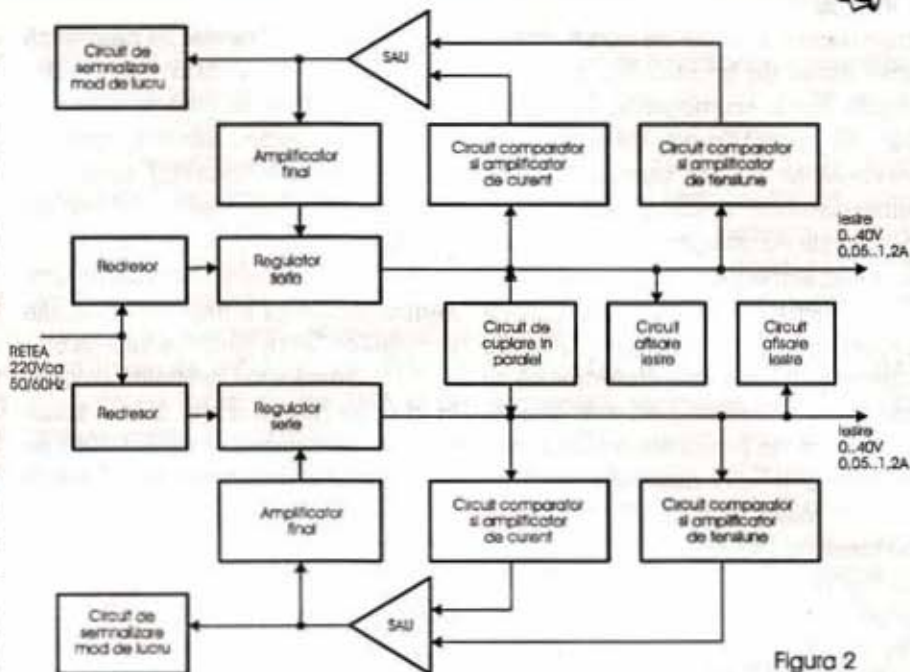


Figura 2

speciale (vobuloscoape, analizoare de spectru etc.), care nu s-au mai produs niciodată în țară, dar după cum se va prezenta la momentul oportun, prin combinarea unor tipuri de aparate existente, se pot acoperi unele genuri de măsurări specifice acestora (vizualizarea caracteristicii amplitudine-frecvență a unor etaje, prin combinarea generatorului de semnal E0503 cu un osciloscop, de exemplu).

Precizăm de la bun început că această prezentare a aparatelor de laborator destinate măsurărilor în electronică este doar un ghid de utilizare și nu înlocuiește decât într-o mică măsură cărțile tehnice ale aparatelor respective. Nu veți găsi în acest serial schemele electronice de principiu ale respectivelor aparate (decât, eventual schemele bloc ale acestora, în măsura în care ne ajută să înțelegem funcționarea lor). De asemenea, nu veți găsi elemente referitoare la depanarea aparatelor de măsură respective și nici listele cu componentele din alcătuirea acestora.

Nu ne-am propus să substituim Cărțile tehnice ale diverselor aparate (care conțin inclusiv schemele electronice și cablajele aparatelor) ci, cel mult să le completăm cu lucruri generale privind utilizarea aparatelor, sfaturi referitoare la alegerea acestora (ținând cont de performanțele lor), unele probleme de reglaj și de întreținere. Este deci util ca, în afară de informațiile conținute de acest

serial, să mai procurați și restul de documentație de execuție și service al aparatelor pe care le dețineți, din două motive. În primul rând, s-ar putea ca aceste aparate să fie procurate în stare defectă și să necesite astfel punerea lor în funcțiune, dar, în al doilea rând, chiar dacă ele funcționează inițial, mai ales datorită vechimii lor, pot apărea defecțiuni pe parcurs. Evident că, în acest caz, pentru remedierea defecțiunilor aparatelor puteți apela la unele ateliere specializate în așa ceva, dar este preferabilă varianta reparării acestora cu forțe proprii, din două motive. Pe de o parte acest lucru asigură economii considerabile (prețul activității de service fiind foarte ridicat), pe de altă parte, această activitate proprie de depanare aduce autorului ei o experiență practică deosebită, care va fi extrem de folositoare în celelalte activități pe care electronistul și le propune.

Cap.I Surse stabilizate de tensiune continuă și alternativă

De multe ori, importanța acestei categorii de aparate electronice de laborator, care o constituie sursele de tensiune, este desconsiderată. Mulți electroniști au, din păcate, tentația de a considera că nu este strict necesar ca, pentru alimentarea unui montaj, să dispunem de o sursă performantă de tensiune, dotată cu protecție la suprasarcină sau scurtcircuit (eventual, de construcție industrială) și că este mult mai la îndemână să se



improvizeze o astfel de sursă. Prețul unei astfel de imprudențe este, de regulă, foarte scump plătit, "reușindu-se" în acest mod deteriorarea ireversibilă a unor componente și subansambluri al căror preț de cost depășește nu doar prețul unei singure surse de alimentare, ci al mai multora.

Prin urmare, după câteva experiențe triste realizate cu surse improvizate (deși este preferabil să nu așteptăm acest lucru) ne vom decide, în final, să ne procurăm o sursă, sau mai multe, de tip industrial.

Majoritatea surselor stabilizate de tensiune (continuă sau alternativă) au fost produse, la noi în țară, la IEMI și un număr mult mai mic la ICSITE (Institutul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru

variației tensiunii rețelei se păstrează între $-30V$ și $+20V$ față de nivelul tensiunii reglate. În limitele tensiunii menționate, pentru sarcinii cuprinse între $0+100VA$, ecartul tensiunii stabilizate de ieșire este mai mic de $\pm 0,5\%$, factorul de putere putând varia între 1 și 0,8. Având încorporat filtru pentru armonica a treia, distorsiunile tensiunii de ieșire sunt mai mici de 5%.

Sursa este destinată utilizării în circuite monofazate. Sursa stabilizată de tensiune alternativă I-4201 se utilizează pentru alimentarea acelor consumatori care necesită o tensiune stabilizată, cum ar fi: liniile de montare și reglare a aparaturii electronice, măsurări de aparatură electronică în condiții de referință, echipamente de radiocomunicații, contori și rele,

din sursă.

Semnalul de eroare cules de pe un traductor de ieșire (T_{ies}), format din elemente rezistive liniare și neliniare, amplificat în amplificatorul de eroare (AE) comandă reactanței reactorului (R) în sensul păstrării unei tensiuni constante la ieșire (în limitele prescrise).

Menționăm că, după pornire, sursa intră în regim normal de funcționare după trecerea timpului de preîncălzire de o oră, dar ea poate fi folosită în sarcină după maximum 15 minute de la punerea în funcțiune.

Sursa I-4201 poate funcționa în diverse condiții și regimuri, cum ar fi: funcționarea sursei în gol, funcționare cu sarcină rezistivă, precum și cu sarcină inductivă.

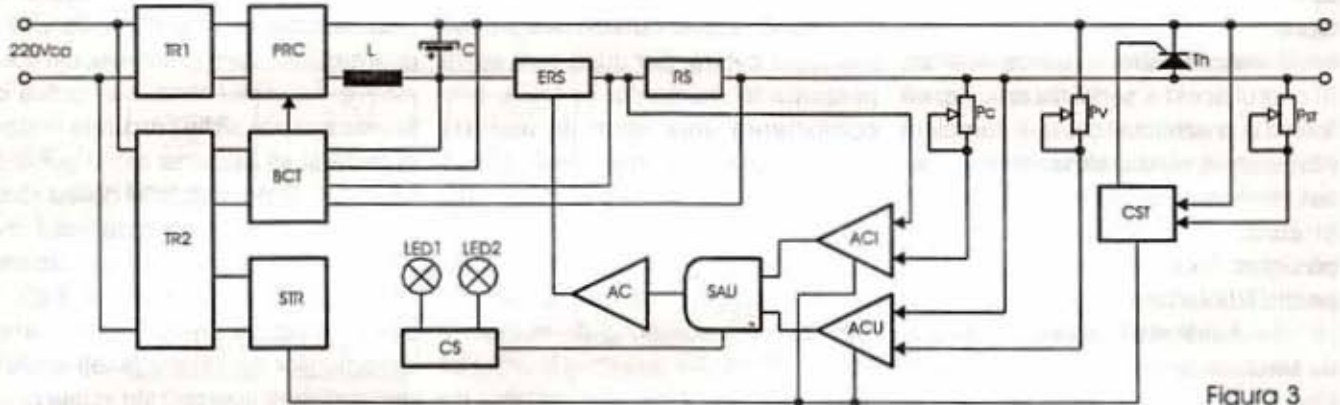


Figura 3

Electronică), cum ar fi sursa triplă de tensiune E4109.

Avem nevoie în laboratorul propriu atât de surse stabilizate de tensiune alternativă, cât și continuă.

Din prima categorie, recomand **Sursa stabilizată de tensiune alternativă (1000VA), Tip I-4201**, produsă de IEMI. Această sursă este destinată furnizării unei tensiuni sinusoidale de 220V/50Hz, în condițiile variației în limite largi a tensiunii rețelei de alimentare.

Datorită principiului său de funcționare, sursa de tip I-4201 asigură stabilizarea valorii eficace a tensiunii de ieșire, chiar atunci când defectele de funcționare sau natura sarcinii provoacă distorsiuni mari ale tensiunii stabilizate. Limitele între care poate varia tensiunea rețelei sunt $-30V$ și $+20V$ față de tensiunea de 220V.

Tensiunea stabilizată poate fi reglată continuu între 210V și 220V, cu precizarea că limitele posibile ale

cuptoare electrice de laborator, aparatură electronică medicală etc.

Datorită înaltei precizii cu care se poate păstra tensiunea stabilizată, ca și factorului de distorsiuni redus pe care îl asigură (practic, tensiunea furnizată este sinusoidală), sursa prezintă numeroase alte întrebunțări de laborator.

Schema bloc internă a sursei I-4201 este prezentată în figura 1. Principiul de funcționare este descris în continuare. Tensiunea de alimentare de la rețea se aplică unui autotransformator ridicător de tensiune (AT) conectat în serie cu un reactor saturabil (R). Reactanța acestuia poate fi modificată în mod considerabil cu ajutorul unei comenzi în curent continuu. Deoarece tensiunea secundară livrată de autotransformator este influențată de impedanța reactorului există posibilitatea ca, prin comanda corespunzătoare a acestuia să se stabilizeze tensiunea de ieșire

Din categoria surselor stabilizate de tensiune continuă fabricate la IEMI putem enumera mai multe tipuri, cum ar fi: I-4102 (2x40V/1A), I-4103 (7,5V/2A), I-4104 (40V/5A) sau I-4115 (30V/15A), iar dintre cele fabricate la ICSITE (ICE) sursa triplă E-4109 (2x0...20V/400mA și 5V/2A).

Este evident că, în laboratorul său, electronistul are nevoie atât de surse care furnizează o plajă mai largă a tensiunilor, cât și un curent de valoare ceva mai ridicată.

Nu vom descrie toate sursele enumerate mai sus, ci ne vom opri la două modele destul de uzuale, una cu o plajă mai largă a tensiunilor livrate (I-4102-M), iar cealaltă cu un curent mai mare de ieșire (I-4115).

Sursa I-4102-M este varianta modernizată a sursei I-4102 și este o sursă dublă stabilizată de tensiune continuă, destinată alimentării circuitelor electronice, cu tensiune în gama 2x(0...40V/0,05...1,2A).



Sursa este prevăzută cu două ieșiri independente (care pot fi conectate în serie sau în paralel), fiecare debitând o tensiune cuprinsă între 0÷40V reglabilă continuu, cu o rezoluție de 10mV, în modul de lucru "Tensiune constantă" și un curent cuprins între 0,05÷1,2A, în modul de lucru "Curent constant".

Trecerea de pe modul de lucru "Tensiune constantă" pe modul de lucru "Curent constant" se face automat și este afișată prin diodele electroluminiscente.

Valoarea curentului și a tensiunii de lucru pot fi citite selectiv pe cele două instrumente de pe panou. Protecția la supratensiune sau supracurent este automată și se realizează prin trecerea pe caracteristica de curent constant, respectiv tensiune constantă.

Schema bloc a sursei I-4102-M este prezentată în figura 2. După cum se poate observa, sursa dublă este compusă din două surse identice, care pot lucra independent, sau pot fi interconectate în paralel (facilitate asigurată chiar de schemă), sau în serie (de către utilizator, în exterior).

Schema fiecărei surse în parte cuprinde câte un redresor, un regulator serie, un comparator și un amplificator de eroare pentru tensiune și curent, un circuit SAU, un amplificator final și circuitul de semnalizare.

Regulatorul serie, interpus între ieșire și redresor, este comandat de amplificatorul final, în sensul menținerii constante a tensiunii sau curentului la ieșire.

Amplificatorul final primește semnal de la circuitul SAU, care selectează modul de lucru "Tensiune constantă" sau "Curent constant", în funcție de semnalele primite de la comparatoarele și amplificatoarele de eroare ale celor două moduri de lucru.

Circuitul de semnalizare comandă diodele luminiscente, care afișează modul de lucru al sursei. Modul de lucru în care operează sursa este determinat automat de tensiunea de ieșire necesară (reglată din Pv), curentul de ieșire (limitat din Pc) și rezistența de sarcină.

Și, în sfârșit, ultima sursă

stabilizată de tensiune continuă pe care o prezentăm este I-4115, care livrează 0÷30V/0÷15A.

Protecția la suprasarcină sau scurtcircuit se face prin comutarea rapidă automată a sursei pe caracteristicile de curent limitat și este continuu reglabilă.

Reglajul tensiunii de ieșire se face în trepte de 0,1V, 1V, 10V cu comutatoari (precizia de 1%) și un potențiomtru în gama de 0,1V care permite fixarea tensiunii cu o rezoluție de 4mV.

Alte facilități de care dispune sursa sunt:

- sesizarea la distanță (remote sensing), chiar la bornele sarcinii, a tensiunii stabilizate, evitându-se astfel înrăutățirea caracteristicilor de ieșire ale sursei datorită rezistenței proprii a conductoarelor de legătură;
- protecția la supratensiune (tip Crowbar) accidentală sau de manevrare, reglabilă 2,7÷33V;
- ieșiri plus (+) și minus (-) flotante;
- instrumente pentru citirea comodă, simultană, a curentului și tensiunii;
- afișarea modului de lucru cu două diode electroluminiscente (LED).

Sursa stabilizată I-4115 are schema bloc prezentată în figura 3.

Principiul de funcționare al sursei stabilizate este descris în cele ce urmează. Tensiunea de alimentare de la rețea este aplicată unui transformator (TR1) care furnizează în secundar tensiunea de alimentare pentru puntea redresoare comandată (PRC), care asigură o cădere de tensiune constantă pe elementul de reglaj serie (ERS), independent de condițiile de ieșire. Puntea redresoare comandată este formată din diode și tiristoare ale căror unghiuri de aprindere (deschidere) sunt controlate de un amplificator comparator (AC) și oscilator autoblocat (BCT) iar tensiunea continuă este filtrată de grupul LC.

Elementul de reglaj serie (ERS) menține sau reglează tensiunea și curentul de ieșire, în concordanță cu comenzile impuse de operator prin reglajele principale Pv (tensiune constantă) și Pc (curent constant). Acest element de reglaj serie este

comandat de amplificatorul comparator de tensiune (ACU) când sursa lucrează în modul de lucru "Tensiune constantă", sau (circuit SAU) de amplificatorul comparator de curent (ACI), când sursa lucrează în modul de lucru "Curent constant", prin intermediul amplificatorului de comandă.

De asemenea, circuitul SAU furnizează semnalele pentru circuitul care semnalizează modul de lucru (CS) cu ajutorul celor două diode electroluminiscente, LED1 și LED2.

Pentru alimentarea tuturor etajelor funcționale din schemă se folosesc tensiuni stabilizate (+12V, -6V, +5,6V) furnizate de stabilizatorul tensiunii de referință (STR), alimentat printr-un transformator de rețea separat (TR2).

Protecția la supratensiune este realizată cu un tiristor comandat de un circuit (CST), la care grupul de anclanșare este stabilit cu ajutorul unui potențiomtru (P_{ST}).

Valoarea tensiunii de ieșire și a curentului de ieșire se citesc simultan pe două instrumente amplasate pe panoul frontal, iar modul de lucru în care operează sursa este afișat prin două diode LED. Pentru o citire mai exactă a tensiunii de ieșire, aparatul dispune de un afișaj numeric cu trei cifre (comutatoare decadice).

Bibliografie

1. Carte tehnică. Sursă stabilizată de tensiune alternativă (1000VA), tip I-4201, IEMI;
2. Carte tehnică. Sursă stabilizată de tensiune continuă 2x(40V/1A), tip I-4102, IEMI;
3. Carte tehnică. Sursă dublă stabilizată de tensiune continuă 2x40V/1,2A, tip I-4102-M, IEMI;
4. Carte tehnică. Sursă stabilizată de tensiune continuă 7,5V/2A, tip I-4103, IEMI;
5. Carte tehnică. Sursă stabilizată de tensiune continuă 40V/5A, tip I-4104, IEMI;
6. Carte tehnică. Sursă stabilizată 30V/15A, tip I-4115, IEMI;
7. Carte tehnică. Sursă triplă de tensiune E4109, 2x0...20V/400mA, 5V/2A, ICSITE;

- continuare în numărul viitor -



SURSĂ MULTIPLĂ DE TENSIUNE

ing. Șerban Naicu

Sursa de tensiune pe care o prezentăm în cele ce urmează furnizează cele mai uzuale tensiuni necesare electronistului în activitatea sa de construcție sau de depanare. Este vorba despre $\pm 12V/70mA$, $\pm 9V/5mA$ și $+5V/400mA$ (tensiuni fixe).

Schema electronică de principiu a sursei noastre multiple de tensiune este prezentată în figura 1.

$+16V$ și respectiv $-16V$, de la bornele condensatoarelor C1 și C2 (de $2200\mu F/25V$ fiecare) sunt stabilizate de către C11 (de tip 7812) și C12 (de tip 7912), obținându-se la ieșire $\pm 12V/70mA$.

Din aceste tensiuni de $\pm 12V$ de la ieșirea circuitelor integrate stabilizatoare C11 și C12 se obțin două tensiuni de $\pm 9V/5mA$, prin stabilizarea

diminuarea acesteia cu rezistorul R1 și stabilizarea ei cu ajutorul circuitului integrat C13, de tip 7805. Tensiunea de $5V$ de la ieșire este filtrată cu condensatorul C5 ($220nF$).

Este evident că aceste tensiuni de la ieșirea sursei multiple de tensiune prezentate sunt valorile de care a avut nevoie autorul articolului într-o anumită aplicație practică. Dacă

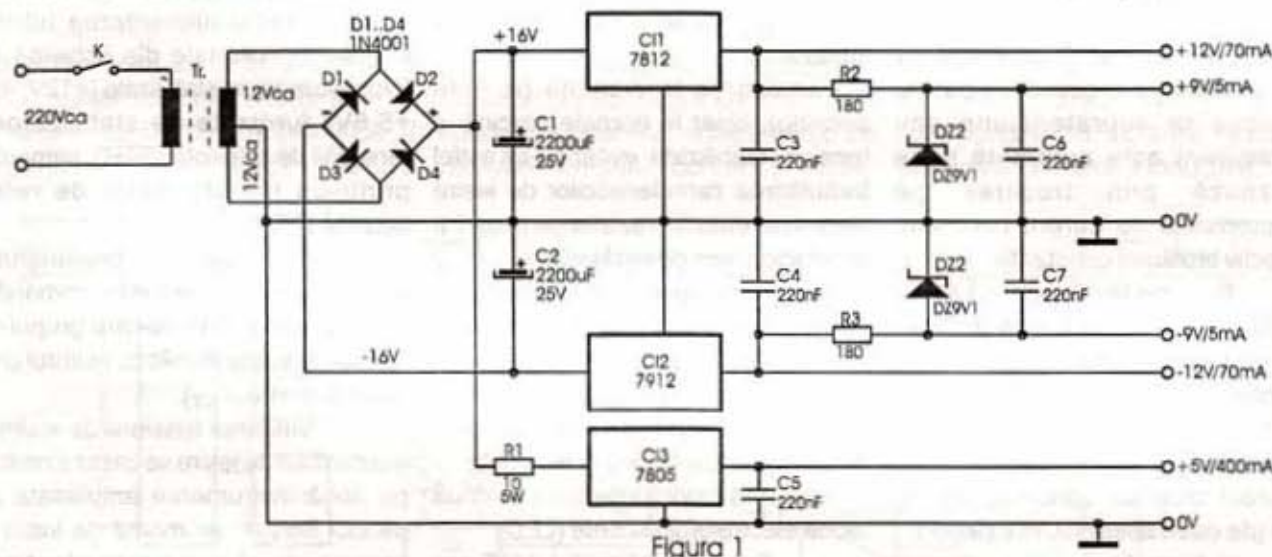


Figura 1

Sursa de tensiune are o construcție extrem de simplă, fiind alcătuită în principal din transformatorul de rețea Tr. ($220V/2 \times 12V$, $10VA$), trei stabilizatoare de tensiune integrate (7812, 7912, 7805), o punte redresoare (integrată sau alcătuită din diode discrete), două diode Zener ș.a.

Transformatorul (Tr.) utilizat este de tipul de rețea, coborât de tensiune, cu priză mediană în secundar, furnizând $2 \times 12V$ c.a., la o putere de $10VA$.

Redresorul în punte, conectat în secundarul transformatorului, este realizat cu 4 diode discrete (de tip $1N4001+1N4007$) sau cu o punte redresoare integrată ($1PM05+1PM8$). După redresarea bialternanță se obțin la bornele condensatoarelor electrolitice C1 și C2 două tensiuni simetrice continue de circa $\pm 16V$.

Priza mediană din secundarul transformatorului se conectează la masă.

Tensiunile simetrice continue (redresate bialternanță și filtrate) de

cu ajutorul a două diode Zener, DZ1 și DZ2 (de $9,1V$ fiecare). Rezistoarele R2 și R3 (180Ω fiecare) au rolul de limitare a curentului prin diodele Zener.

Condensatoarele C3, C4, C6 și C7 (de $220nF$ fiecare) au rolul de filtrare a tensiunilor de ieșire.

S-a mai considerat utilă prezența unei surse de $5V/400mA$, în cazul că montajul care se alimentează conține și circuite integrate TTL. Această tensiune de $5V$ se obține din tensiunea de $+16V$ de la ieșirea din puntea redresoare D1+D4, după

cei care construiesc această sursă multiplă au nevoie de alte valori de tensiuni, este foarte simplu să recurgă la mici modificări ale montajului, uneori acestea constând doar în adaptarea reguletoarelor integrate la alte valori care sunt solicitate, fără modificarea valorii altor componente și oricum, fără schimbarea cablajului.

Cablajul montajului este prezentat în figura 2, împreună cu schema de implantare a componentelor.

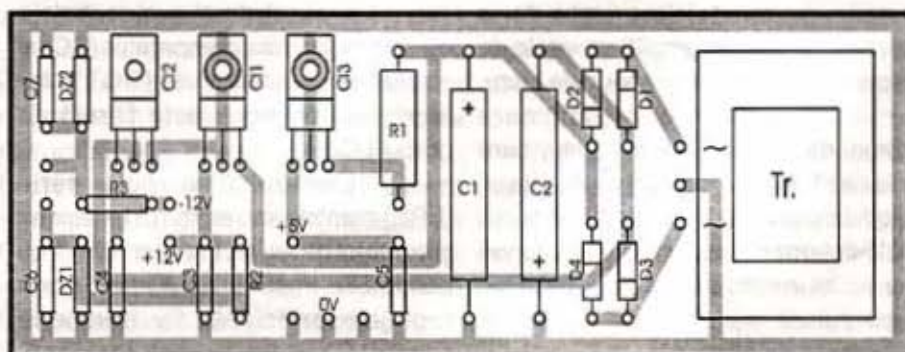


Figura 2

CONVERTOR DE TENSIUNE CC-CC DE LA +5V la -15V

ing. Florin V. Dumitriu

Adesea este necesar să se obțină și o altă valoare de tensiune necesară alimentării unor circuite complexe, în afară de tensiunea unică existentă a sursei de alimentare principale. Acest lucru se obține cu un randament bun cu ajutorul reguletoarelor de tensiune în comutație.

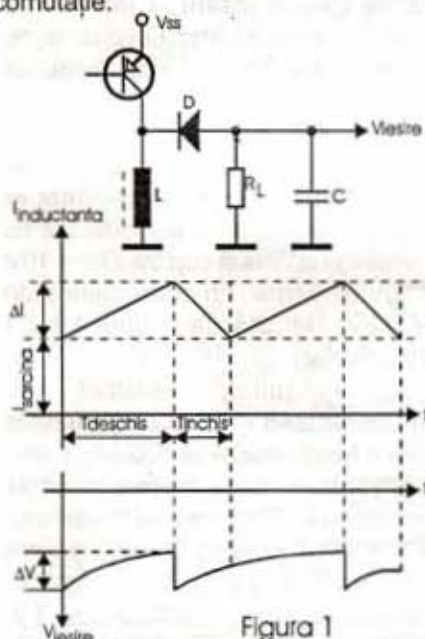


Figura 1

O problemă simplă este coborârea nivelului tensiunii. Mai complicată este problema ridicării tensiunii și schimbării polarității.

Convertorul prezentat alăturat poate fi util în ansambluri de memorii MOS, unde este disponibilă doar o sursă de +5V. În figura 1 este arătat principiul de obținere a unei tensiuni de polaritate opusă alimentării.

Tranzistorul T este deschis și închis cu un factor de umplere impus. Dacă se comandă suficient de puternic baza tranzistorului, tensiunea de-a lungul inductanței este egală cu tensiunea de alimentare, mai puțin V_{SAT} . Variația de curent în inductanță este dată de relația:

$$\Delta I = ((V_{SS} - V_{SAT})/L) \times T_{desc} \approx (V_{SS}/L) \times T_{desc}$$

Blocând tranzistorul, curentul inductanței are cale deschisă prin diodă și aceasta determină sensul de tensiune negativă pe rezistența de sarcină R_S . O capacitate în paralel cu rezistența de sarcină va preveni căderea tensiunii la zero, în timp ce tranzistorul conduce curentul.

Presupunând o capacitate mare, putem descrie schimbarea curentului: $\Delta I = ((V_{ies} - V_D)/L) \times T_{inchis} \approx (V_{ies}/L) \times T_{inchis}$

Pentru a caracteriza lucrul montajului pentru anumite condiții intrare-ieșire, se pot scrie ecuațiile ce subliniază matematic procesul fizic de funcționare al convertorului.

În timpul conducerii tranzistorului, energia este înmagazinată în inductanță. În același timp, capacitatea este descărcată prin rezistența de sarcină R_S . Căderea de tensiune pe capacitate este:

$$\Delta V = (I_{sarcina} \times T_{deschis})/C$$

În timpul T_{inchis} energia stocată în inductanță este transferată sarcinii și capacității. O estimare aproximativă a lui T_{inchis} poate fi dată de:

$$T_{inchis} = (V_{SS}/V_{iesire}) \times T_{deschis}$$

Tensiunea capacității va fi refăcută de un curent mediu:

$$I_C = V \times C / T_{inchis} = I_{sarcina} \times V_{iesire} / V_{SS}$$

Curentul total al inductanței în timpul perioadei închis a tranzistorului este dat de:

$$I_{inductanta} = I_{sarcina} + I_C$$

Din figura 1 rezultă relația:

$$I_C = DI/2 = (V_{SS} \times T_{deschis})/2 \times L$$

care conduce la relația:

$$T_{deschis} = (2 \times L \times I_{sarcina} \times V_{sarcina})/V_{SS}^2$$

Ținând cont că eficiența conversiei este de ordinul a 75% rezultă:

$$T_{deschis} = (1,5 \times L \times I_{sarcina} \times V_{sarcina})/V_{SS}^2$$

Ecuațiile deduse le vom aplica regulatorului real arătat în figura 2. Regulatorul trebuie să elibereze -15V la 0,2A pornind de la o sursă de +5V de intrare.

Folosind o inductanță de 1mH, timpul necesar lui T2 să fie deschis este de 0,18ms, timpul cât tranzistorul este închis este de 60μs, iar frecvența oscilatorului este de:

$$f = 1/(T_{deschis} + T_{inchis}) = 4\text{kHz}$$

Circuitul integrat ROB311 realizează în figura 2 un astabil cu factor de umplere mare. El lucrează alimentat de la o sursă de +5V și are o capacitate de curent de ieșire mare, pentru a comanda tranzistorul de comutație T2. Factorul de umplere este dat de divizorul de tensiune R3 și R4, iar frecvența de C1 împreună cu R5.

Stabilind un factor de umplere mai mare decât cel calculat, tensiunea de ieșire va tinde să crească peste tensiunea de 15V dorită.

O buclă de reacție realizată cu tranzistorul T1 și dioda Zener D1 împreună cu o rețea de rezistențe va modifica factorul de umplere al oscilatorului până ce se obține nivelul de tensiune dorit la ieșire. Tensiunea de ieșire este dată de:

$$V_{iesire} = (V_Z + V_{BE})(R_1/R_2 + 1)$$

Datele de proiectare și rezultatele practice obținute pentru schema din figura 2 sunt următoarele:

$V_{intrare} = +5V$; $V_{iesire} = -15V$;
 $I_{sarcina} = 200\text{mA}$; $f = 6\text{kHz}$; factor de umplere = 80%; $V_{riplu} = 100\text{mV}$ la un curent prin sarcină de 200mA.

Pentru variații ale alimentării V_{in} între 5V și 10V, rezultă o variație a tensiunii de ieșire sub 3%, iar la variația curentului de sarcină între 0-100mA tensiunea de ieșire variază sub 3%.

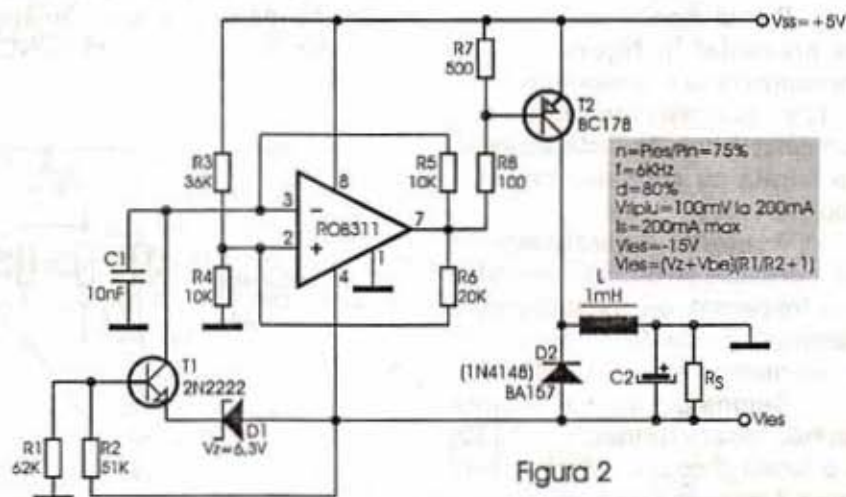


Figura 2

CONVERTOARE PENTRU MINITUBURI FLUORESCENTE
ing. Șerban Naicu

Prin minituburi fluorescente (sau lămpi fluorescente) înțelegem tuburi de "neon" (termenul este impropriu, de fapt, fiind vorba despre tuburi cu vapori de mercur), de puteri reduse, cuprinse între 4W și 8W.

Montajele pe care le vom prezenta în cele ce urmează sunt alimentate de la surse de tensiune continuă de circa 12V. Deci, convertoarele prezentate se pot alimenta de la bateria de acumulatori a autoturismului, ceea ce oferă posibilitatea de a folosi aceste montaje în deplasare (camping).

rezistorului R5, comandă în bază tranzistorul T3, care joacă rolul de etaj tampon. Acesta comandă, la rândul său, prin intermediul curentului său de emitor, pe traseul rezistențelor R6-R7 (de câte 56Ω fiecare, conectate în paralel), baza tranzistorului de putere T4. Acesta este de tip 2N3055 și nu necesită radiator de răcire. Sarcina tranzistorului T4 o constituie înfășurarea de joasă tensiune (6V) a unui transformator de tip 220V/6V montat, în acest caz, invers (primarul fiind constituit de înfășurarea de 6V, iar secundarul de cea de 220V). Deci, în

La o alimentare a montajului cu o tensiune stabilizată de 12V, pentru un tub fluorescent de 4W consumul este de circa 300mA. Tensiunea la bornele tubului fluorescent rămâne la o valoare redusă, de circa 70V.

Cablajul imprimat al montajului este foarte simplu de proiectat, motiv pentru care îl lășăm la latitudinea constructorului amator. O variantă de cablaj poate include atât minitubul fluorescent cât și montajul.

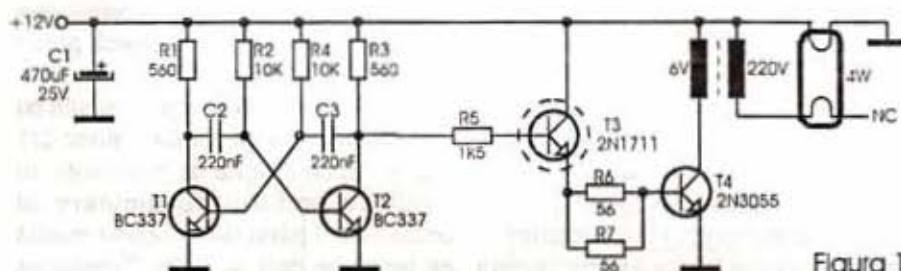
Un alt convertor cc-ca pentru alimentarea unui tub fluorescent (de 8W, în acest caz) este prezentat în **figura 2**. Montajul se alimentează cu o tensiune continuă cuprinsă între 10V și 16V (eventual, un acumulator auto de 12V), filtrată de grupul L1-C1 (220μF/25V).

Astabilul, realizat cu tranzistoarele T1-T2 și componentele anexe, funcționează pe 100kHz. Trenul de impulsuri de la ieșirea acestuia (colectorul lui T2) comandă tranzistorul MOS-FET, T3 (de tip BUZ20). Acesta are ca sarcină primarul transformatorului Tr (înfășurarea 1-2, 30 spire, conductor $\Phi 0,1\text{mm}$). În secundar (înfășurarea 3-4, 180 spire, conductor $\Phi 0,18\text{mm}$) se obține înalta tensiune necesară pentru aprinderea tubului fluorescent.

Bobina L1 este de tip bastonaș, $\Phi 6\text{mm}$, având o inductanță de 7μH și o rezistență de 0,2Ω.

Bibliografie

1. 270 Schémas alimentations, Hermann Schreiber, Editura Dunod, Paris, 1995;
2. Le Haut-Parleur, nr. 1853, 15 octombrie 1996.


Figura 1

Revista TEHNIIUM a publicat de-a lungul anilor numeroase lipuri de astfel de convertoare, începând cu unele foarte simple (realizate cu un tranzistor) și continuând cu unele mai complexe.

Montajele prezentate în acest articol sunt realizate cu patru, respectiv trei tranzistoare și prezintă performanțe îmbunătățite. În ciuda numărului ceva mai ridicat de tranzistoare, schemele sunt foarte simple de realizat, utilizează puține componente și nu necesită reglaje.

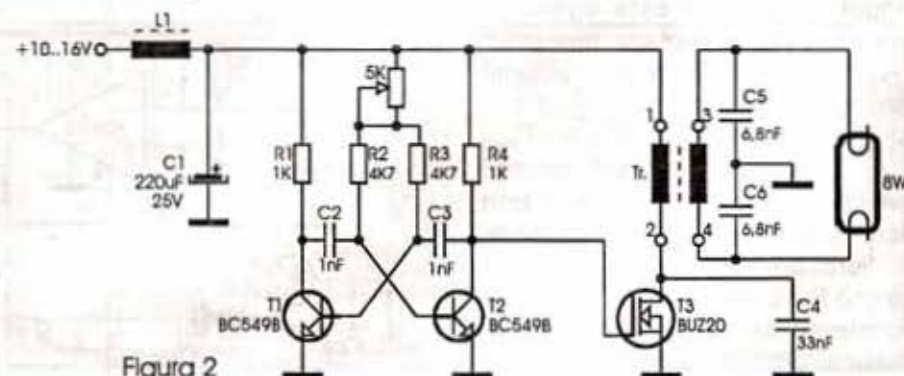
Primul montaj de convertor este prezentat în **figura 1** și se alimentează de la o tensiune continuă de 12V (baterii înseriate sau acumulator auto). Această tensiune este filtrată cu condensatorul C1 (470μF/25V).

Primele două tranzistoare, T1 și T2, constituie un oscilator astabil, a cărui frecvență de oscilație este determinată de condensatoarele C2-C3 și de rezistoarele R1, R2, R3 și R4.

Semnalul de la ieșirea astabilului (colectorul tranzistorului T2) are o formă dreptunghiulară și este simetric. Acest semnal, prin intermediul

această configurație de schemă, transformatorul este utilizat ca ridicător de tensiune, înfășurarea sa de înaltă tensiune producând o tensiune de valoare ridicată care este suficientă pentru a provoca aprinderea tubului. S-a utilizat, în acest caz, un minitub fluorescent de 4W.

Se observă de pe schemă că unul dintre filamentele de la capetele tubului fluorescent rămâne tot timpul alimentat cu tensiune, dar consumul este foarte mic. De asemenea, se remarcă faptul că un alt terminal al celui alt filament al tubului rămâne neconectat (notat pe schemă cu NC-No Connected).


Figura 2



VITACOM Electronics

CLUJ-NAPOCA, str. Gh. Bilascu nr. 75, tel: 064-438401, 064-438402
bbs: 064-431731, fax: 064-438403
e-mail: office@vitacom.dntej.ro http://www.vitacom.dntej.ro
BUCURESTI, str. Popa Nan nr.9, sectorul II, tel: 01-2523606, fax: 01-2525251
b-dul Nicolae Titulescu nr.62-64, sectorul I, tel: 01-2229911, fax: 01-2234679
e-mail: vitacom@dnt.ro

DISTRIBUTOR PENTRU ROMÂNIA:

- TRANSFORMATOARE LINII HR-DIEMEN
- TELECOMENZI TIP HQ

**CEL MAI MARE DISTRIBUTOR DE COMPONENTE ȘI
MATERIALE ELECTRONICE DIN ROMÂNIA:**

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

IMPORTATOR OFICIAL



SCULE PROFESIONALE DE MÂNĂ

LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !

TEHNIUM • 12/1999

CUPRINS:

AUDIO

- Rostovomania (II) - ing. Florin Gruia..... Pag. 1
- Incinte acustice Hi-Fi tip Bang & Olufsen - ing. Emil Marian..... Pag. 2

CQ-YO

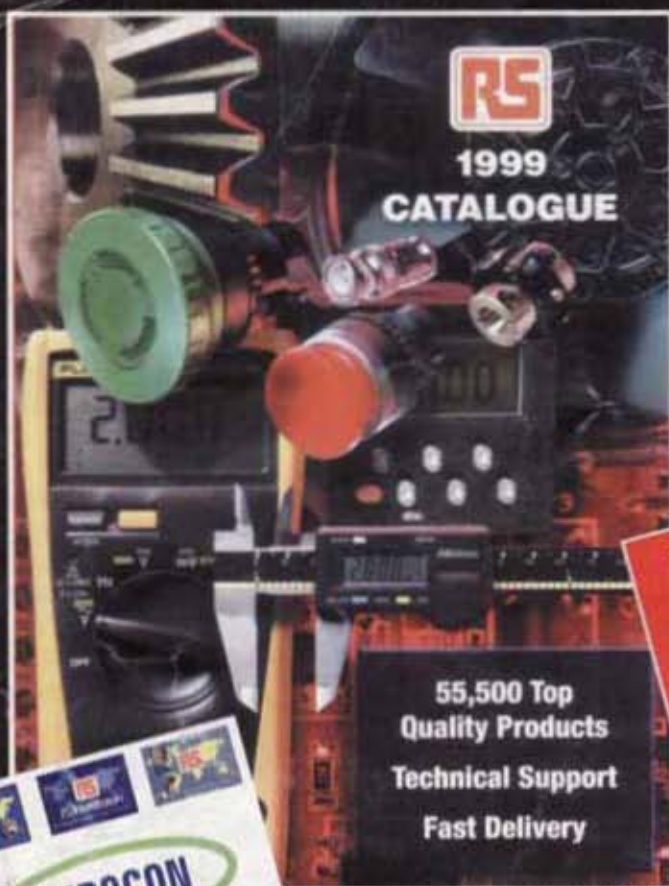
- Amplificatorul de FI - ing. Claudiu Iatan..... Pag. 8
- Manipulator Morse inteligent - ing. Adrian Anderco..... Pag. 12

LABORATOR

- Divizoare ECL de viteză - ing. Gabriel Pătulea..... Pag. 13
- Generator de semnal în domeniul 0,5-110MHz(III) - dr.ing. Dan Manasiu.... Pag. 15
- Laboratorul electronistului. Aparate de măsură. Ghid de utilizare (I)
- ing. Șerban Naicu..... Pag. 18

ELECTROALIMENTARE

- Sursă multiplă de tensiune - ing. Șerban Naicu..... Pag. 22
- Convertor de tensiune cc-cc de la +15V la -15V - ing. Florin Dumitriu..... Pag. 23
- Converteoare pentru minituburi fluorescente - ing. Șerban Naicu..... Pag. 24



Firma AUROCON vă pune la dispoziție peste 100.000 de produse:

- electronice
- electrice
- automatizări
- aparatură de măsură
- pneumatice
- hidraulice
- mecanice
- peste 200 de montaje electronice

Pentru comenzi și informații contactați-ne la:
AUROCON
 București, B-dul Chișinău 20, Bl. M9, sc.A
 ap.4

Tel: 628.29.77; 255.46.10
 Fax: 255.51.30
 CP 49-116 București
 e-mail: aurocon@shades.ro

55,500 Top
 Quality Products
 Technical Support
 Fast Delivery



DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- Programator pentru microcontrolere AT89C1051/ AT89C2051/ AR89C51/ AT89C52
- Corector de ton HI-FI
- Cifru electronic programabil
- Amplificatoarele audio TDA1904, TDA1905, TDA1908 și TDA 1910
- Circuit de vobulare
- Comandă electronică pentru motoarele pas cu pas
- Stroboscop cu led
- Repetor fără filtru
- Dispozitiv pentru limitarea mersului în gol.
- Laboratorul electronistului. Aparatură de măsură. Ghid de utilizare (II)

13 000 lei

ISSN 1223-7000

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