

Tehniium

nr. 2/98

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- filtre cu separare
- amplificator hibrid de putere
- amplificator de putere tranzistorizat pentru banda de 144 MHz
- oscilator MF-455 KHz
- generatorul de precizie pentru forme de undă - ICL8038 (II)
- fazmetru cu $\beta A741$
- radioreceptor miniatură pentru UUS
- sonerie electronică pentru apel telefonic

TUBUL ELECTRONIC CU VID - LA A DOUA TINEREȚE

Secolul XX, care pe drept cuvânt ar putea fi considerat SECOLUL ELECTRONICII, a început cu nașterea succesivă a "copiilor săi" - **tuburile electronice cu vid**: 1904 - dioda (J.A. Fleming), 1906 - trioda (L. De Forest), 1916 - tetroda (A.W.Hull, W.Schottky), 1926 - pentoda (G. Jobst, B. Tellegen), 1932 - hexoda și heptoda (Telefunken) ș.a.

A urmat o jumătate de secol de servicii excepționale aduse electronicii de către **tuburile cu vid**, care au dat un impuls puternic dezvoltării acesteia.

Apariția tranzistorului, a circuitului integrat, ca să nu mai vorbim de cea a microprocesorului, au părut să pună definitiv în umbră celebrul **tub electronic cu vid**. Deși, chiar în aceste condiții, au existat un număr de aplicații în care tranzistorul nu a putut înlocui **tubul cu vid**: este vorba despre acele echipamente în care combinația factorilor ceruți (amplificare și frecvență ridicată, ca și temperaturile mari de utilizare) a menținut tubul electronic pe terenul său predilect de manifestare. Emițătoarele HF, ca și oscilatoarele de bandă largă (la frecvențe de peste 100GHz) sunt două exemple tipice de astfel de aplicații.

A urmat o cădere în dizgrație a **tubului** care părea să pună capăt definitiv carierei strălucite a acestuia; avantajele semiconductoarelor cu un grad mare de integrare, din care cel mai important este miniaturizarea, erau de necontestat. Acest lucru permitea realizarea unor echipamente electronice extrem de complexe și performante, care erau de neconceput cu **tuburile cu vid**.

Dar acestea nu-și spusese încă ultimul cuvânt, iar gabaritul lor avea să ofere recent o mare surpriză. Aceasta a fost oferită de către Universitatea din Delft, care a pus la punct și a început dezvoltarea unei tehnici de miniaturizare a **tubului electronic**, care poate fi integrat astfel pe un microcip.

Plecând de la ideea că dispariția **tuburilor** nu se datora caracteristicilor lor electrice (care, de regulă, erau superioare celor oferite de tranzistoare) ci, mai ales, dificultăților de manipulare a acestora, inginerul Jens Foerster a încercat posibilitatea de a fabrica **tuburile electronice** utilizând tehnologia semiconductoare. În afara posibilităților de miniaturizare oferite de această tehnologie, ea poate prelua unele dintre avantajele tubului cu vid, cum ar fi acela că, dacă în cazul unui tranzistor curentul electric circulă de-a lungul unui material semiconductor (ceea ce nu exclude posibilitatea ca fluxul de electroni să sufere unele schimbări nedorite), în cazul tuburilor curentul traversează vidul (iar riscul unei schimbări dispare).

Tubul electronic din material semiconductor (siliciu) dezvoltat de J. Foerster nu măsoară mai mult decât câțiva microni (μm). Da, ați citit corect, este vorba de micrometri!

Astfel, șansa de revenire în forță a **tuburilor electronice** în prim-planul scenei electronicii nu mai pare o posibilitate atât de îndepărtată.

Ca omagiu al **jumătății de secol de HI-FI în Europa** (datorat echipamentelor electronice realizate în special cu **tuburi cu vid**), revista TEHNIUM va prezenta în paginile sale, într-unul din numerele sale viitoare, celebrul AMPLIFICATOR WILLIAMSON, o realizare legendară a electronicii. Proiectul cercetătorului D.T.N. Williamson (de la uzina de tuburi electronice Marconi Osram) a suscitat un interes extrem de ridicat, datorită simplității sale deosebite, combinată cu faptul că nici una dintre componentele montajului nu este critică. Ideea genială care menține și în zilele noastre actualitatea echipamentului. Va fi omagiul pe care TEHNIUM îl acordă **tubului electronic cu vid**, căruia îi urează: LA MULȚI ANI!

ȘERBAN NAICU

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

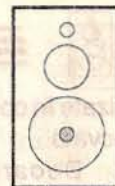
Abonamentele la revista TEHNIUM se pot contracta la toate oficiile poștale din țară și prin filialele RODIPET SA, revista figurând la poziția 4385 din Catalogul Presei Interne.

Periodicitate : apariție lunară.

Preț abonament : 6000 lei/număr de revistă.

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

Alexandru Zanca



Este cunoscut că oricât de bun este un difuzor și oricât de largă este banda de frecvență pe care este capabil să o redea, pentru reducerea distorsiunilor de intermodulație și lărgirea benzii redade, incintele acustice de calitate se realizează pe două, trei sau chiar patru căi (benzi de frecvență), fiecare difuzor redând un anumit spectru de frecvențe, bine determinat, separarea după frecvență fiind făcută cu o serie de filtre pasive RLC.

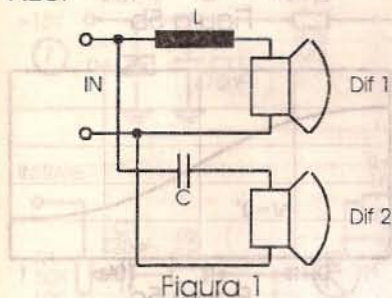


Figura 1

Cele mai cunoscute și mai simple astfel de filtre, cele cu două căi, care asigură o atenuare de 6dB/octavă, 12dB/octavă sau 18dB/octavă sunt ilustrate în figurile 1, 2 și respectiv 3. Aceste filtre mai sunt cunoscute și sub denumirea de filtre de ordinul I, II și respectiv III.

Atunci când se alege un filtru nu trebuie luată în considerare numai caracteristica sa de frecvență, aceasta deoarece funcționarea difuzoarelor în zona de separare (tăiere) a frecvenței f_s este influențată de relațiile de fază ale semnalului complex prezent la bornele de intrare ale filtrului.

În cazul filtrului din figura 1, la care separarea pentru cele două domenii de frecvență, joasă și înaltă, este realizată prin sisteme LR și respectiv RC (unde R este rezistența proprie a difuzorului), caracteristica amplitudine/frecvență are o formă ca cea prezentată în figura 4a. Din figura 4b, care reprezintă caracteristica fază/frecvență se observă ușor că la frecvența de separație f_s , tensiunea pe cele două difuzoare este defazată cu 90° . Totuși, caracteristica globală a filtrului și caracteristica de frecvență a incintei în zona de separare a frecvenței f_s rămâne orizontală, deoarece defazările pozitive și

negative se compensează reciproc, iar suma vectorială a tensiunilor pe difuzoare este egală cu tensiunea de intrare de la bornele incintei. În figurile 5a, b și c sunt redade caracteristicile amplitudine/frecvență și fază/frecvență pentru filtrele de ordinul II. În cazul acestor filtre se observă că diferența de fază este de 180° (figura 5b).

În zona de separare a frecvențelor f_s , cele două difuzoare lucrează practic în antifază, redarea semnalului în zona de la $0,7 f_s$ la $1,4 f_s$ se reduce simțitor, teoretic în punctul f_s , presiunea sonoră tinde spre zero. Practic acest lucru nu este posibil deoarece difuzoarele având dimensiuni finite, scurtcircuitul acustic nu este posibil.

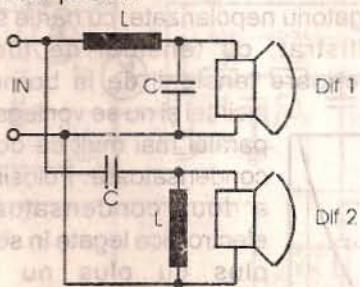


Figura 2

Pentru minimalizarea acestor efecte care apar în zona f_s (aspect de multe ori neglijat de constructorii amatori) difuzoarele se leagă în antifază, rezultând în acest caz o caracteristică fază/frecvență similară cu cea din figura 5c. Conectând în antifază cele două difuzoare, în zona învecinată frecvențelor de separare f_s acestea lucrează în fază, presiunea

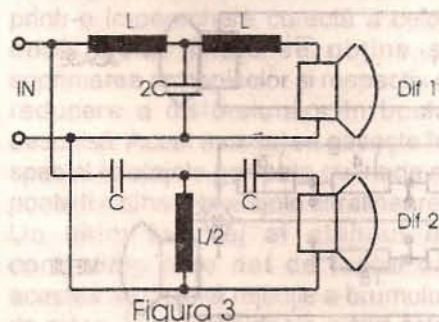


Figura 3

acustică adunându-se aritmetic, rezultând astfel o creștere a caracteristicii în zona f_s cu aproximativ 3dB. În domeniul de frecvențe cuprins între $0,1 f_s$ și $10 f_s$ caracteristica de fază

rezultată se deplasează continuu de la 0 la 180° .

În concluzie, cu toate că atenuarea și deci separarea celor două domenii de frecvență este mai bună pentru filtrele de ordinul II, acestea au dezavantajul că sunt mai greu de realizat, iar caracteristicile de fază și frecvență nu sunt orizontale.

Considerațiile de mai sus privind rețelele de filtre pasive RLC de separare sunt valabile numai în cazul plasării centrelor de radiație a difuzoarelor în același plan și la o frecvență de separare f_s suficient de joasă, pentru care lungimea de undă acustică asociată este mult mai mare în comparație cu dimensiunile difuzoarelor și distanța dintre ele, iar difuzoarele oscilează ca un tot uniform.

În cazul frecvențelor de separare mai mari (care apar, de exemplu, în cazul filtrelor cu trei căi) aceste condiții încep să nu mai fie respectate, apărând astfel diferențe suplimentare de fază chiar în

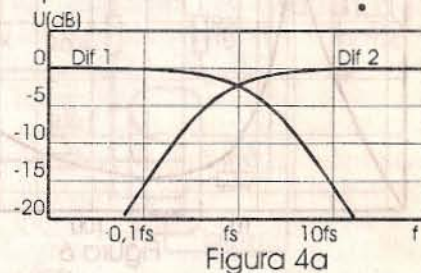


Figura 4a

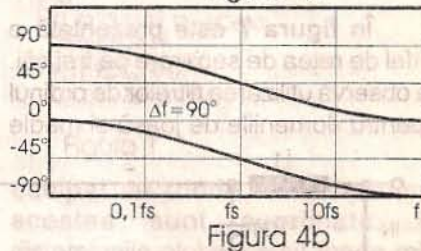


Figura 4b

difuzoare, ducând la distorsionarea caracteristicii de fază a incintei în ansamblu, în așa măsură încât caracteristica amplitudine/frecvență și "sonoritatea" (felul în care "sună" la ureche) pot fi mai bune dacă inversăm faza unuia dintre difuzoare, sau schimbând poziția difuzorului pe panoul frontal în adâncime și/sau în înălțime. De aceea, practic, fazarea corectă se determină experimental prin ascultarea unui program adecvat de o "ureche" antrenată, sau prin măsurări

realizate în condiții și cu instrumentație adecvată.

Deoarece pătrunderea frecvențelor joase și medii în difuzoarele de înalte prin atenuarea insuficientă realizată de grupul de filtre de separare alese produce distorsiuni de intermodulație și neliniaritate (sau poate duce chiar la distrugerea difuzoarelor), este necesar ca aceste filtre să asigure o atenuare mai mare de 12dB/octavă. Pentru aceste cazuri sunt indicate filtrele în T, sau de ordinul III. Apare aici însă un alt aspect. Filtrele de ordinul I și II au o impedanță constantă, funcție de frecvență, pe când cele de ordinul III nu au această caracteristică. Acum, dacă privim graficul variației impedanței unui difuzor în funcție de frecvență (figura 6) observăm că variația impedanței în zona frecvențelor înalte este foarte importantă. Deci, dintre două rele îl alegem pe cel mai mic și anume separarea mai netă a domeniilor de frecvență în cadrul doar al difuzorului de înalte.

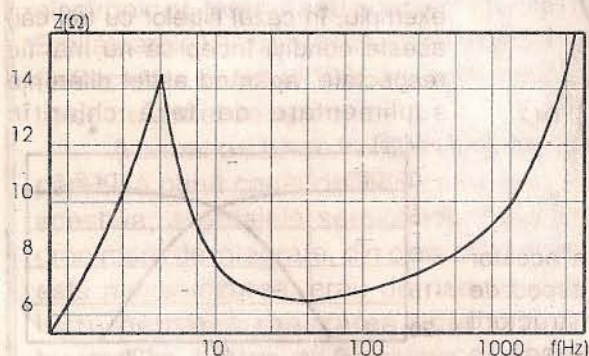


Figura 6

În figura 7 este prezentată o astfel de rețea de separare pe trei căi. Se observă utilizarea filtrelor de ordinul II pentru domeniile de joasă și medie

frecvență și a filtrului de ordinul III pentru domeniul frecvențelor înalte.

Relațiile de calcul, funcție de impedanța difuzoarelor și a celor două frecvențe de separare alese, sunt date mai jos. Comutatorul K asigură o atenuare suplimentară, aleasă după dorință, a domeniului de frecvențe medii pentru a înlătura efectul de "telefon" care poate să apară în cazul unor pasaje muzicale. Rezistențele din divizor sunt de puteri comparabile cu puterea difuzorului de medii.

În final, câteva recomandări privind realizarea practică a filtrelor. Carcasele pe care se vor realiza bobinele vor avea diametrul mare (peste 4 cm) și vor fi obligatoriu fără miez, iar sârma de bobinaj va avea diametrul de cel puțin 1,2mm izolată cu bumbac sau email. Bobinarea se va face cât mai strâns, pentru a asigura o bună rigiditate bobinei. Condensatoarele trebuie să fie obligatoriu nepolarizate, cu hârtie sau multistrat, cu tensiuni de lucru superioare tensiunii de la bornele incinte și nu se vor lega în paralel mai mult de două condensatoare. Folosirea a două condensatoare electrolitice legate în serie plus cu plus nu dă rezultate bune datorită variației capacității acestora cu temperatura și în timp. Montajul filtrului se va realiza cât mai rigid, prin fixarea componentelor pe o placă de textolit groasă

de cel puțin 2mm. Nu se recomandă cablajul imprimat în astfel de cazuri. Întreg montajul va fi montat rigid pe peretele incinte, cât mai aproape de

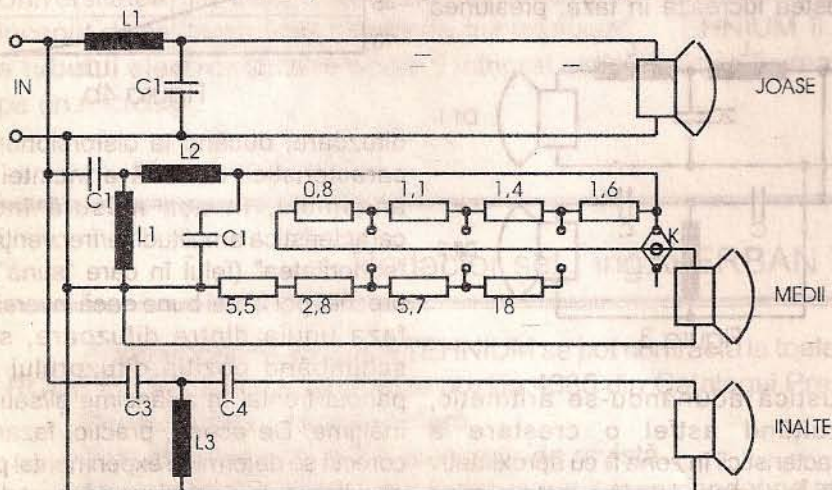


Figura 7

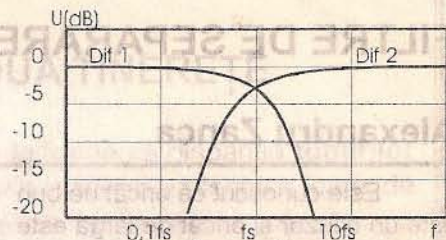


Figura 5a

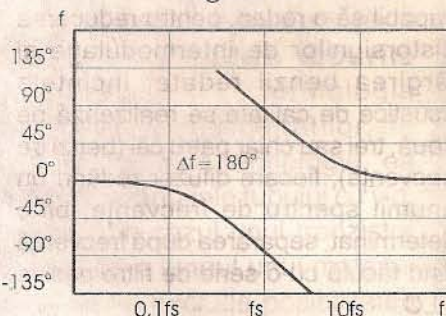


Figura 5b

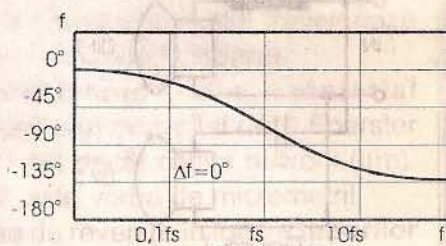


Figura 5c

bornele de intrare.

Calculul inductanțelor L1, L2, L3 și al capacităților C1, C2, C3, C4 se face după formulele de mai jos, unde L este exprimată în [H], frecvența în [Hz], iar capacitatea în [F].

$$L_1 = \frac{\sqrt{2}Z}{2\pi f_{sinf}}$$

$$L_2 = \frac{\sqrt{2}Z}{2\pi f_{sinf}}$$

$$L_3 = \frac{Z}{4\pi f_{sup}}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{sinf} Z \sqrt{2}}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{sup} Z \sqrt{2}}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{sup} Z}$$

$$C_4 = \frac{0,63}{2\pi f_{sup} Z}$$



AMPLIFICATOR AUDIO HIBRID DE PUTERE

ing. Aurelian Mateescu

Amplificatorul prezentat în cele ce urmează are la bază o schemă proiectată și realizată de un inginer olandez. Plecând de la această schemă s-au făcut experimentări pentru adaptarea la mai multe etaje finale echipate cu tuburi electronice și cu soluții mai accesibile privind transformatorul de ieșire. Pentru început vom prezenta varianta de la care s-a plecat în experimentări și considerațiile care au stat la baza alegerii soluției prezentate.

fapt care permite depășirea puterii maxime nominale în timpul vârfurilor de semnal, fără ca pe total să se depășească puterea disipată maximă admisă pe tub. În acest caz, trebuie acordată o atenție deosebită curentului de repaus, pentru a se evita apariția distorsiunilor de racordare (crossover).

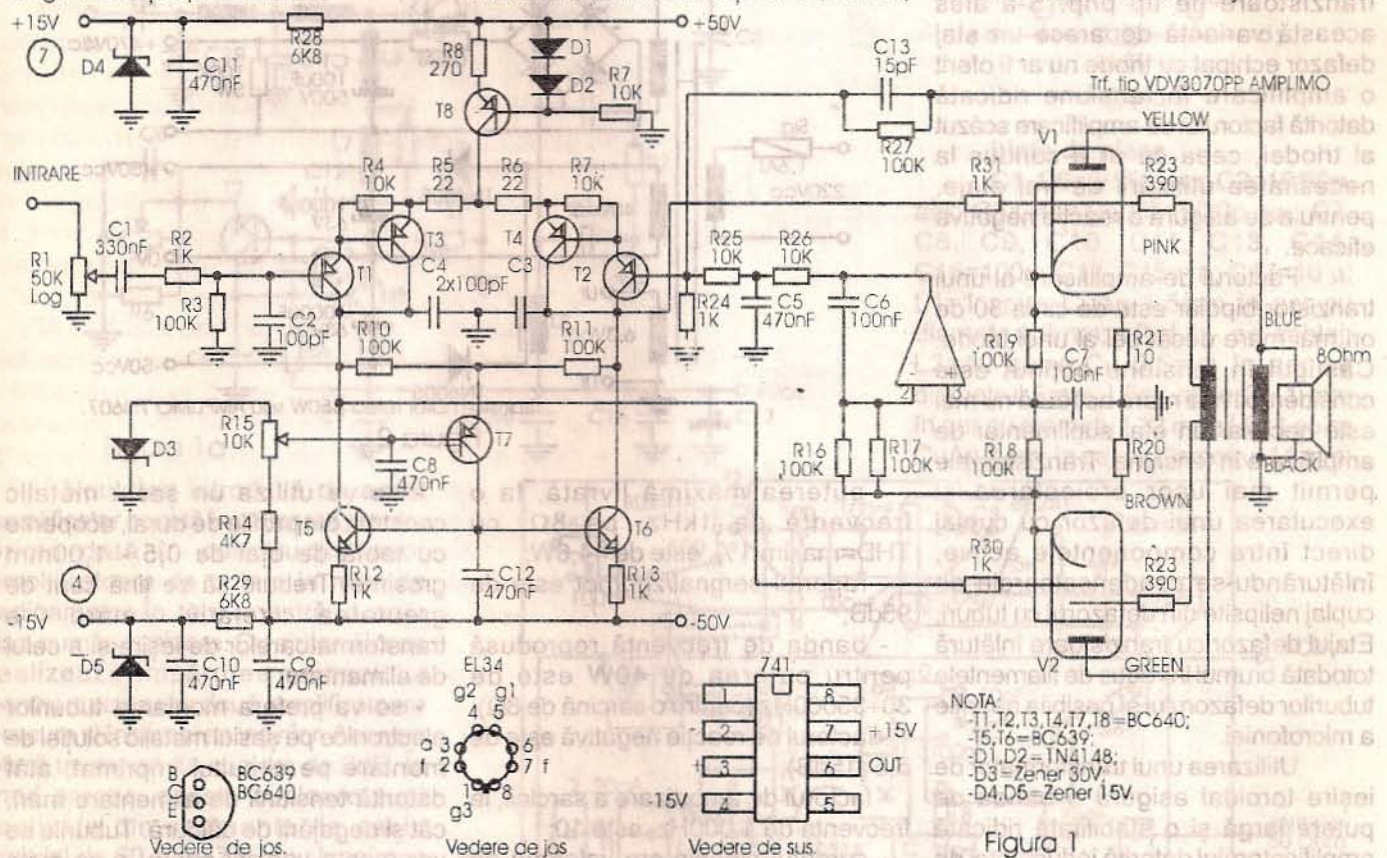
Un al doilea avantaj al etajului în contratimp este faptul că printr-o realizare atentă se elimină componenta de curent continuu din transformatorul de ieșire. Mai mult,

corect împerecheate.

Un alt punct în discuție este reprezentat de alegerea uneia dintre următoarele variante:

- un etaj final echipat cu triode de putere;
- un etaj final echipat cu pentode;
- un etaj final echipat cu pentode în configurație de etaj ultralineare.

Distorsiunile armonice la etajele echipate cu triode sunt reprezentate în general de cele generate de armonica a II-a. În cazul în care etajul final este



NOTA:
 -T1, T2, T3, T4, T7, T8=BC640;
 -T5, T6=BC639;
 -D1, D2=1N4148;
 -D3=Zener 30V;
 -D4, D5=Zener 15V.

Figura 1

Considerații generale

Ne vom referi pentru început la alegerea tipului de etaj final. După cum se știe, un etaj final în push - pull este mult mai scump decât unul cu un singur tub (numit în engleză: single ended stage). Etajul în push - pull, sau etajul în contratimp, asigură o putere mult mai mare. Astfel, un etaj de acest fel, echipat cu două tuburi EL34, utilizate ca pentode, poate livra o putere de până la 100W, ceea ce înseamnă o putere de cirea opt ori mai mare, decât a unui etaj cu un singur tub. Aceasta se datorează funcționării în clasa AB și faptului că electrozii au capacitate mare de disipare a căldurii,

prin-o împerechere corectă a celor două tuburi finale se obține și suprimarea armonicilor și respectiv o reducere a distorsiunilor în bucla deschisă. Acest avantaj se găsește în special în etajele echipate cu triode și poate fi extins și la etajele ultralineare. Un ultim avantaj al etajului în contratimp este dat de faptul că acestea au o bună rejecție a brumului de rețea. În condiții ideale, când cele două tuburi au sarcini ohmice egale, iar cele două secțiuni primare ale transformatorului de ieșire sunt egale, brumul este complet anulat. Acesta este un alt motiv pentru care se impune utilizarea de tuburi electronice finale

echipat cu triode, în contratimp, acestea sunt suprimate, iar distorsiunile globale sunt foarte mici. În plus, impedanța scăzută a triodelor amortizează rezonanța transformatorului de ieșire datorată inductanței de scăpări și capacității proprii a înfășurărilor. Dar etajele finale cu triode au dezavantajul unei eficiențe scăzute. Etajele în contratimp cu pentode au un randament superior, dar și distorsiuni mult mai mari pentru că armonica a III-a este cea predominantă în acest caz. De asemenea și stabilitatea este afectată datorită impedanței mai mari a pentodelor, care nu pot amortiza rezonanța



transformatorului de ieșire.

Etajele finale ultralineare sunt un compromis între cele două soluții, obținut prin conectarea grilei ecran a pentodei la o priză a primarului transformatorului de ieșire, la circa 40% din numărul de spire considerat de la conexiunea pentru anod. Aceasta reduce la circa 65% puterea maximă livrată de etajul echipat cu pentode, dar menține la un nivel scăzut distorsiunile, iar impedanța de ieșire este comparabilă cu cea a etajului echipat cu triode.

Schema electrică este prezentată în figura 1. Se observă că pentru etajul defazor s-a ales varianta utilizării unui etaj echipat cu tranzistoare de tip pnp. S-a ales această variantă deoarece un etaj defazor echipat cu triode nu ar fi oferit o amplificare în tensiune ridicată datorită factorului de amplificare scăzut al triodei, ceea ce ar fi condus la necesitatea utilizării de trei etaje, pentru a se asigura o reacție negativă eficientă.

Factorul de amplificare al unui tranzistor bipolar este de circa 30 de ori mai mare decât cel al unei triode. Câștigul în tensiune obținut este considerabil mai mare astfel că nu mai este necesar un etaj suplimentar de amplificare în tensiune. Tranzistoarele permit mai ușor proiectarea și executarea unui defazor cu cuplaj direct între componentele active, înlăturându-se condensatoarele de cuplaj nelipsite din defazorul cu tuburi. Etajul defazor cu tranzistoare înlătură totodată brumul introdus de filamentele tuburilor defazorului și posibila apariție a microfoniilor.

Utilizarea unui transformator de ieșire toroidal asigură o bandă de putere largă și o stabilitate ridicată amplificatorului datorită inductanței de scăpări reduse. Dar este mult mai sensibil la saturația miezului datorat componentei reziduale de curent continuu, comparabil cu un transformator cu tole E+I. Cuplajul direct utilizat în etajul de intrare cu câștig ridicat agravează această problemă. De aceea au fost prevăzute rezistențe în catodul tuburilor, dimensionate să asigure o "cădere" de tensiune de 400mV, la un curent de 40mA, suficientă pentru comanda unui etaj de control adecvat.

Pentru aceasta s-a utilizat un integrator activ echipat cu un amplificator operațional care să asigure o reacție negativă eficientă

pentru obținerea unui curent de offset scăzut. Circuitul integrator livrează un semnal de comandă pe baza tranzistorului T2, intrarea inversoare, pe care se mai aplică și rețeaua de reacție negativă provenită de la secundarul transformatorului de ieșire.

Tensiunea de comandă are valoarea de $\pm 650\text{mV}$ la baza tranzistorului T2, valoare suficientă pentru a compensa tensiunea de offset a etajului final.

Caracteristici tehnice

- sensibilitatea de intrare este de $0,170\text{mV rms}$ pentru atingerea puterii nominale de 40W, pe o sarcină de 8Ω (la frecvența de 1kHz și THD=0,5%);

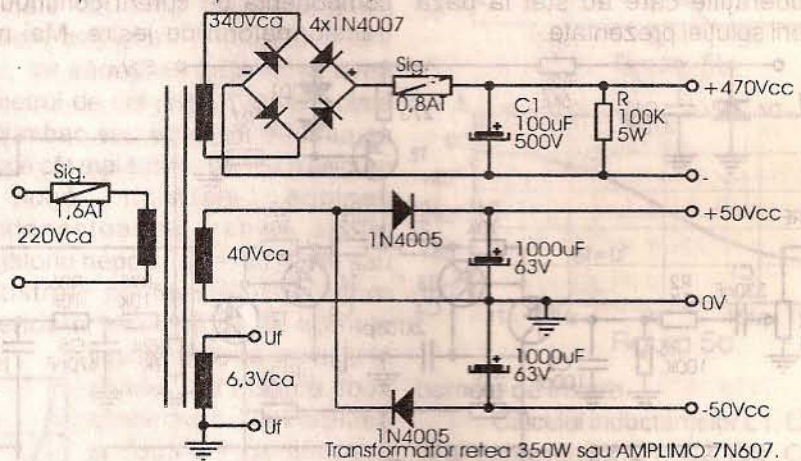


Figura 2

- puterea maximă livrată, la o frecvență de 1kHz, pe 8Ω , cu THD=maxim 1%, este de 44,6W;

- raportul semnal/zgomot este de 95dB;

- banda de frecvență reprodusă pentru puterea de 40W este de 30+35000Hz (pentru o sarcină de 8Ω);

- factorul de reacție negativă este de 5,6 (15dB);

- factorul de amortizare a sarcinii, la frecvența de 1.000Hz, este 10;

- curentul catodic are valoarea de 40mA, ceea ce corespunde unei tensiuni de negativare de -35V. Controlul curentului catodic se efectuează automat în domeniul 10-90mA. Atunci când amplificatorul primește semnal care-l saturează, tensiunea preamplificatorului atinge valoarea de -50V, valoarea la care tuburile sunt blocate, ceea ce nu afectează performanțele. Etajul final lucrează în clasa A pentru o putere de maxim 8W/8 Ω , pentru curentul catodic specificat mai sus.

Etajul de alimentare este prezentat în figura 2 și nu prezintă particularități deosebite. Se observă că tensiunea de alimentare anodică are

valoarea de 470Vcc, valoare care prezintă pericol letal, din care motiv nu se recomandă efectuarea intervențiilor în timpul funcționării. Un pericol deosebit este reprezentat și de faptul că, până la încălzirea completă a catodilor tuburilor finale, curentul prin acestea este mic și condensatorul de filtraj nu are sarcină. Pentru aceasta e montată o rezistență de sarcină cu valoarea de 100K Ω /5W, rezistență care asigură și descărcarea condensatorului după întreruperea alimentării.

Realizarea practică

Pentru realizarea practică se fac următoarele recomandări:

- se va utiliza un șasiu metalic construit din profile de dural, acoperite cu tablă de oțel de 0,5 - 1,00mm grosime. Trebuie să se țină cont de greutatea relativ mare a transformatoarelor de ieșire și a celui de alimentare;

- se va prefera montarea tuburilor electronice pe șasiul metalic soluției de montare pe circuitul imprimat, atât datorită tensiunii de alimentare mari, cât și degajării de căldură. Tuburile se vor monta vertical pentru a se evita secționarea filamentelor. Se vor prevedea grile de aerisire în dreptul tuburilor electronice;

- rezistențele din grila I-a și cele de catod nu se vor monta pe circuitul imprimat. Rezistențele de grilă se vor monta direct la piciorușul corespunzător al soclului;

- cei care nu pot procura transformatoare toroidale de fabricație industrială pot să le înlocuiască cu transformatoare cu tole E+I.

Pentru cei care au posibilitatea de a procura (cu plata în valută), următoarele elemente se pot comanda firmei AMPLIMO, Vossenbrinkweg 1, Delden, The Netherlands, fax:0031-74-

AMPLIFICATOR DE PUTERE TRANZISTORIZAT PENTRU BANDA DE 144MHz

ing. Ion Folea/Y05TE



Amplificatorul este construit din două etaje complet separate. Fiecare dintre etaje este echipat cu câte un tranzistor de tip 9T931B. Aceste montaje sunt amplificatoare clasice în clasa AB și nu prezintă nimic deosebit față de alte montaje similare. Schemele etajelor de amplificare sunt prezentate în figura 1a, iar cablajul în figura 1b.

la masă printr-o sarcină de 50Ω. Tronsoanele cu impedanța de 35Ω sunt realizate practic din câte două linii din cablu coaxial de 75Ω. Desigur că pentru a obține parametrii așteptați nu este de ajuns a cumpăra cablul și a-l tăia la lungimea necesară ținând cont de factorul de scurtare (declarat în catalog), deoarece am constatat că împrăștierea parametrilor este

segmentele de $\lambda/4$ să fie tăiate cât mai exact la lungimea necesară. Etajele amplificatoare de putere sunt legate între ele conform figurii 3.

Caracteristici tehnice

- tensiunea de alimentare: 24-32V;
- curentul maxim absorbit: 7A la 28V;
- puterea de ieșire maximă : 120W;
- putere de atac necesară: 10W;
- randament: 55%.

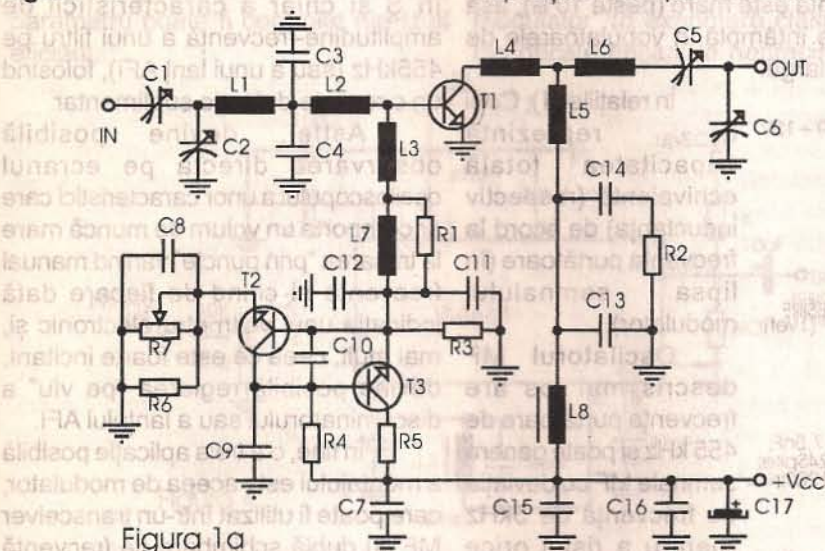


Figura 1a

Noutatea introdusă de acest amplificator constă în utilizarea, pentru prima dată în construcția unor amplificatoare de putere la nivel de radioamator în țara noastră, a unor așa-numite cuploare. Cu ajutorul lor se realizează împărțirea semnalului pentru atacul celor două amplificatoare precum și însumarea ieșirilor. Acestea oferă un raport de cuplare de 3dB. În mod practic, aceste cuploare sunt realizate din segmente de cablu coaxial de 50 și de 75Ω, cu lungimea de $\lambda/4$. În figura 2 este descris un asemenea cuplor. Dacă presupunem că 1 este portul de intrare, atunci la porturile 2 și 3 vom găsi semnalul de la intrare divizat în două părți egale și defazat la $\pm 90^\circ$. Portul 4 trebuie legat

deosebit de mare la aceste tipuri de cabluri relativ ieftine. Este cel mai bine să avem posibilitatea de a efectua măsurători asupra cablului astfel încât

L7, L8=5 spire Cu 1 mm pe ferită; R1=10Ω; R2, R3=10Ω/1W; R4=330Ω/2W; R5=47Ω/10W; R6=2Ω; R7=25Ω; T1=2T931A; T2, T3=BD24LA.

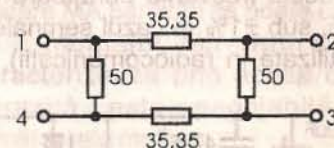


Figura 2

Lista de piese

C1, C6=3/15p, aer; C2=10/60p, aer; C3, C4=47p; C5=5/30p, aer; C7, C8, C9, C10, C11, C13, C14, C16=100n; C12, C15=1n; C17=10 μ; L1=1 spire CuAg 1,5mm în aer cu diametrul 9mm; L2, L4 - pe cablaj; L3=10 spire Cu 0,5mm în aer cu diametrul 5mm; L5=2 spire Cu 1 mm în aer cu diametrul 12 mm; L6=1 spire CuAg 2 mm în aer cu diametrul 14 mm;

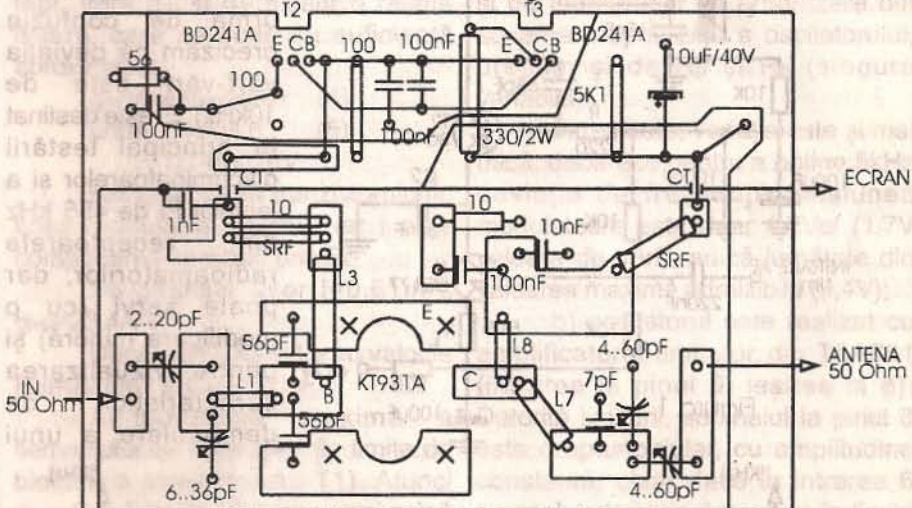


Figura 1b

37.63.132:

- transformator de ieșire tip Amplimo VDV3070PP - 2buc.;
- transformator de alimentare Amplimo 7N607 - 1 buc.;
- 2 perechi tuburi EL 34, cu socluri;
- condensator 2x50 μF/500Vcc.

Bibliografie

Electronics World, Nov. 1996 și Dec.1995;

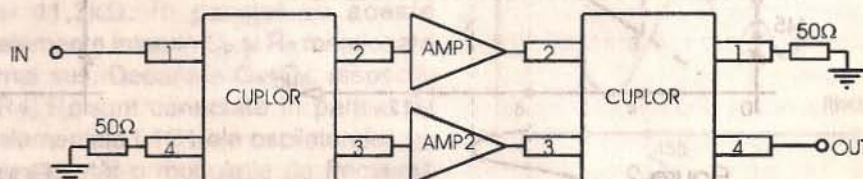


Figura 3

OSCILATOR M.F. PE 455kHz

ing. Dinu Costin Zamfirescu/YO3EM

Una din metodele cele mai simple și mai răspândite de a obține semnale modulate în frecvență (MF) este conectarea în circuitul oscilant LC al unui oscilator a unei reactanțe comandate de semnalul modulator (audio). Această reactanță poate fi sau capacitivă, sau inductivă. Deoarece deviația de frecvență este mult mai mică decât frecvența purtătoare (de regulă, sub ±1% în cazul semnalelor MF utilizate în radiocomunicații), se

poate considera practic că există o relație de proporționalitate între variația capacității de acord (ΔC) sau între variația inductanței (ΔL) și deviația de frecvență obținută (Δf).

$$\Delta f/f_0 = -\Delta C/2C_0$$

$$\text{sau } \Delta f/f_0 = -\Delta L/2L_0 \quad (1)$$

Această observație nu mai este valabilă dacă variația procentuală de frecvență este mare (peste 10%), așa cum se întâmplă în vobuloarele de bandă largă.

discriminator (așa numita "curbă în S"), dacă se dispune de un osciloscop și un generator audio.

În acest din urmă caz, se realizează de fapt un montaj de vobulare, care, fără a dispune de facilitățile unui vobulator industrial (frecvența purtătoare variabilă, markeri etc.), permite totuși vizualizarea curbei în S și chiar a caracteristicii de amplitudine-frecvență a unui filtru pe 455kHz (sau a unui lanț AFI), folosind un circuit de detecție suplimentar.

Astfel, devine posibilă observarea directă pe ecranul osciloscopului a unor caracteristici care ar comporta un volum de muncă mare la trasarea "prin puncte" variind manual frecvența și citind de fiecare dată indicația unui voltmetru electronic și, mai mult, ceea ce este foarte incitant, devine posibilă reglarea "pe viu" a discriminatorului sau a lanțului AFI.

În fine, o a treia aplicație posibilă a montajului este aceea de modulator, care poate fi utilizat într-un transceiver MF cu dublă schimbare de frecvență pentru banda de 144 MHz sau 29 MHz (eventual banda CB). Distorsiunile neliniare sunt foarte mici, iar modulația de amplitudine parazită are gradul de modulație $m \leq 1\%$. Pentru a putea fi folosit ca modulator MF, montajul se completează cu un amplificator de microfon, capabil să livreze 1Vef (pe 5k Ω).

Printre radioamatori (și nu numai!) există larg răspândită părerea că nu trebuie făcute eforturi mari pentru realizarea unui semnal MF, deoarece dacă se aplică un semnal audio la oscilator, oricum frecvența acestuia se modifică (deci, se obține MF), iar

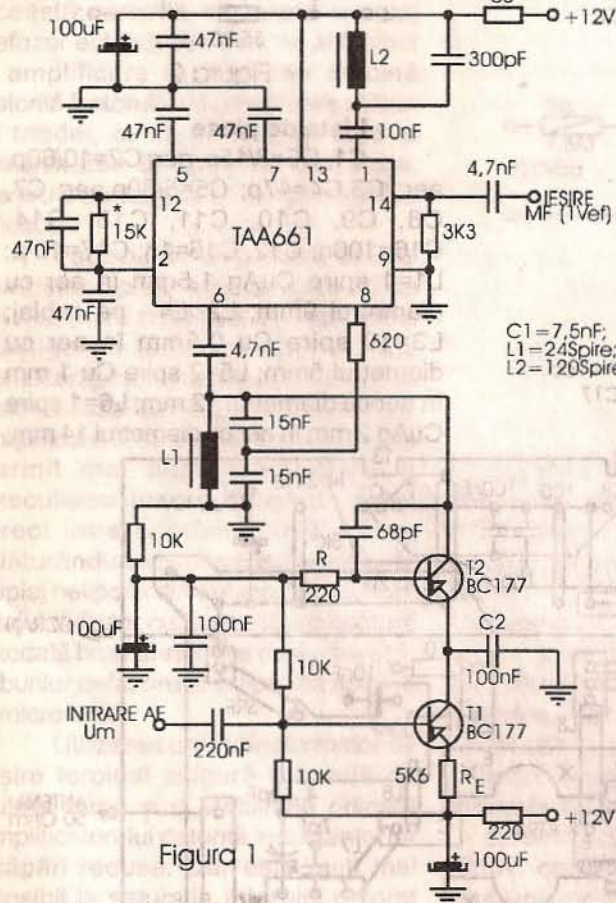


Figura 1

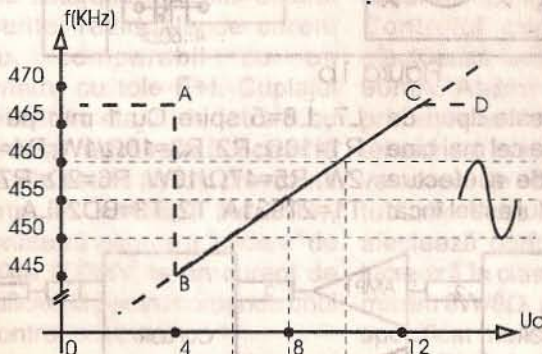


Figura 2

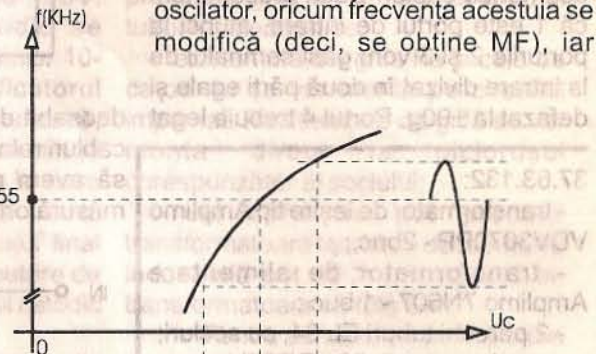


Figura 3



modulația de amplitudine parazită (care de regulă este distorsionată puternic) o vor elimina etajele de putere clasă C ale emițătorului sau, în ultimă instanță, limitatorul receptorului! Cel puțin în parte aceste concepte sunt corecte, dar este inadmisibil să nu putem controla eficient mecanismul prin care se produce modulația, precum și o serie de parametri cum ar fi: deviația de frecvență, stabilitatea de frecvență, caracteristica de frecvență, distorsiunile neliniare.

Deși simplă, schema din figura 1 este "guvernabilă" și fiecare parametru poate fi controlat direct și eficient.

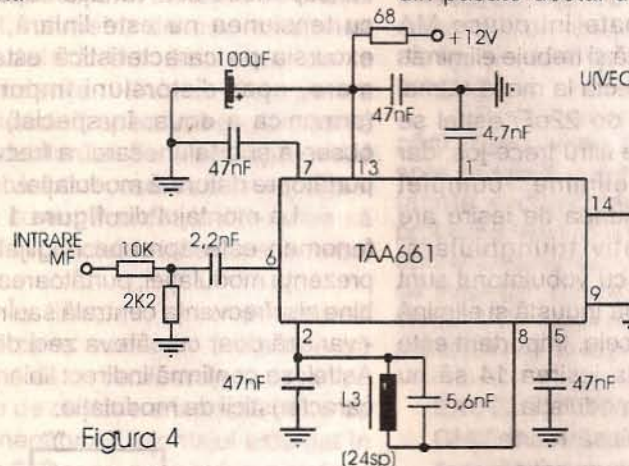


Figura 4

Oscilatorul propriu-zis este realizat cu amplificatorul-limitator din circuitul integrat TAA661. Frecvența de oscilație este determinată de inductanța L1 și capacitățile de 15nF legate în serie, precum și de capacitatea echivalentă a montajului realizat cu tranzistorul T2.

Grupul R(220Ω)-C(68pF) împreună cu tranzistorul T2 constituie reactanța comandată, care este de natură capacitivă. Tranzistorul T1 comandă curentul tranzistorului T2, respectiv panta, determinând ca în ritmul semnalului modulator U_m să se varieze capacitatea echivalentă a grupului T2RC (cunoscut și sub denumirea de "tranzistor de reactanță"). Rezistența R este suficient de mică, astfel ca efectul rezistenței de intrare și al capacității de intrare în tranzistor să fie neglijabil. Frecvența purtătoare fiind mică (455kHz), toate capacitățile parazite ale tranzistorului sunt neglijabile, deși tranzistorul este de tipul BC și nu BF.

Grupul serie RC are un factor de calitate $Q=23$ și poate fi echivalat cu un grup RC paralel la care $C_p=68pF$

și $R_p=120k\Omega$. Impedanța echivalentă introdusă de tranzistor se poate, de asemenea, reprezenta sub forma unui grup $R_e C_e$ paralel. Elementele R_e și C_e depind de panta de semnal mic a tranzistorului g_m :

$$C_e = CRg_m \quad (2)$$

$$R_e = Q^2/g_m \quad (3)$$

Relațiile (2) și (3) sunt valabile doar dacă $Q \gg 1$ (cel puțin 10).

Deoarece frecvența modulator este mult mai mică decât frecvența purtătoare, panta tranzistorului T2 se consideră a fi variabilă "în ritmul semnalului modulator" (o exprimare clasică, dar din păcate destul de neprecisă!). De

fapt, între g_m și U_m există o relație liniară, care se scrie cu suficientă aproximație:

$$g_m = g_{m0} + U_m/R_e U_T \quad (4)$$

$$\text{unde: } g_{m0} = I/U_T \quad (5)$$

$$U_T = 0,026V$$

g_{m0} este panta tranzistorului în lipsa modulației ($U_m=0$), iar I este componenta continuă prin R_e .

Se găsește ușor $I=0,61mA$, $g_{m0}=23,4AV$

Dacă $U_m=0$, R_e și C_e au valorile $R_{e0}=22,6k\Omega$ și $C_{e0}=350pF$.

Amplitudinea maximă a semnalului U_m este 3,4V (la limita de blocare a tranzistorului T1). Atunci $g_m \rightarrow 0$, când U_m are cea mai mică valoare (-3,4V), respectiv $g_m=2g_{m0}$ când U_m are cea mai mare valoare instantanee (+3,4V). Prin urmare capacitatea electronică variază între 0 și 700pF, iar rezistența paralel între ∞ și 11,3kΩ. În paralel cu aceste elemente intervin C_p și R_p menționate mai sus. Deoarece C_e+C_p , respectiv $R_e \parallel R_p$ sunt conectate în paralel cu elementele L1C1 ale oscilatorului, va apare atât o modulație de frecvență (datorată capacităților variabile), cât și

o modulație de amplitudine (datorată rezistențelor variabile). Modulația de amplitudine apare deoarece circuitul oscilant își modifică rezistența de pierderi totală oarecum în ritmul modulației și amplitudinea semnalului RF produs de oscilator variază corespunzător. În realitate, această MA este distorsionată, deoarece nu există o dependență liniară între amplitudinea semnalului modulator și amplitudinea semnalului RF; prin urmare această MA este nedorită și o considerăm a fi "MA parazită". De regulă, gradul de modulație nu este prea mare și prin limitare MA parazită se poate elimina.

Montajul din figura 1 se caracterizează prin aceea că MA parazită este neglijabilă, din următoarele motive:

a) utilizarea unei capacități mari de acord la oscilator ($7500+350+68=7918pF$) și a unei inductanțe mici L1, face ca rezistența de pierderi derivație a circuitului acordat (a bobinei de fapt) să fie doar 2kΩ (cu aproximație). Prin urmare, efectul de amortizare suplimentară variabilă în ritmul modulației produs de R_e este mic. Se poate arăta că rezistența totală de pierderi (derivație) variază între 716Ω și 764Ω, ținând cont și de elementele de amortizare din schema propriu-zisă a oscilatorului, precum și de R_p și R_e (singura variabilă).

În realitate, variația este și mai mică, deoarece pentru a obține 5kHz deviație de frecvență tensiunea modulatoră este doar 1,2Vef (1,7V valoare de vârf), adică jumătate din valoarea maximă admisibilă (3,4V);

b) oscilatorul este realizat cu amplificatorul limitator din TAA661 (intrarea la pinul 6, ieșirea la 8). Datorită limitării, semnalul la pinul 8 este dreptunghiular, cu amplitudine constantă, chiar dacă la intrarea 6 semnalul sinusoidal ar varia în limite foarte largi. Circuitul L1C1 reface

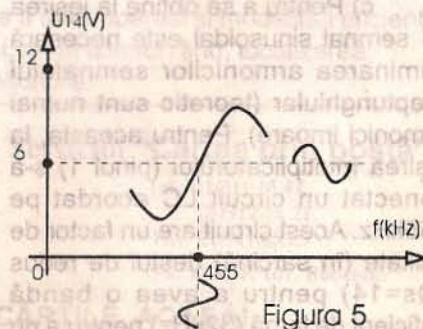


Figura 5



semnalul sinusoidal. Un semnal fără MA parazit (dar de formă dreptunghiulară) se poate culege la pinul 8, unde se poate conecta și un frecvențmetru, care indică frecvența medie (purtătoarea).

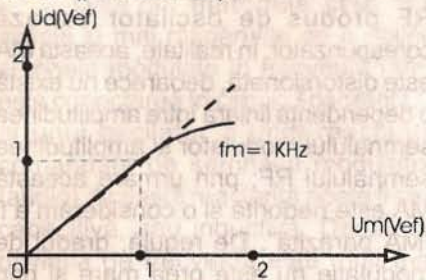


Figura 6

Modul de culegere a semnalului MF (limitat) în schema din figura 1 prezintă un element de originalitate. Profitând de faptul că semnalul limitat se aplică și multiplicatorului din TAA661 printr-o conexiune internă, s-a încercat culegerea semnalului la ieșirea acestuia (printr-un repetor de emitor intern cu ieșire la pinul 14).

Deoarece la cealaltă intrare a multiplicatorului (12) nu se aplică semnal, se părea că nu se va obține nimic la ieșire: în realitate multiplicatorul nu este perfect echilibrat și la ieșire apare totuși purtătoare RF, dar de amplitudine mică. Soluția aleasă a fost dezechilibrarea masivă a multiplicatorului prin mărirea rezistenței de polarizare conectată între pinii 12 și 2 (un stabilizator intern de 3,5V). Astfel, de la valori nu mai mari de 2k Ω , recomandabile pentru utilizarea ca modulator echilibrat, s-a utilizat circa 15k Ω , până când la ieșirea 14 s-a obținut semnal de 1Vef (în loc de 50÷60mVef la pinul 8). Valoarea acestei rezistențe (*) depinde de exemplarul utilizat de circuit integrat. Prin acest aranjament se beneficiază și de un efect de separator suplimentar (multiplicator+etajul repetor), ceea ce mărește stabilitatea de frecvență. Impedanța de ieșire este mică (circa 50÷100 Ω).

c) Pentru a se obține la ieșirea 14 semnal sinusoidal este necesară eliminarea armonicilor semnalului dreptunghiular (teoretic sunt numai armonici impare). Pentru aceasta, la ieșirea multiplicatorului (pinul 1) s-a conectat un circuit LC acordat pe 455kHz. Acest circuit are un factor de calitate (în sarcină) destul de redus ($Q_s=14$) pentru a avea o bandă suficient de largă (32kHz) pentru a nu

produce MA parazită din nou! Pentru deviații mici de frecvență, gradul de modulație parazit este mic (1÷2%). Totuși Q_s nu s-a redus prea mult, pentru a se asigura un nivel suficient de redus armonicii a treia (cea mai mare) la circa 40dB sub nivelul purtătoarei.

Pentru utilizarea montajului ca vobulator este necesar probabil să se obțină ± 10 kHz deviație (se aplică 2,4Vef, adică 3,4Vvârf) și chiar mai mult, dacă se mărește valoarea condensatorului C de la 68pF la 100pF sau 150pF (nu mai mult, căci scade Q, precum și R_e).

În această situație, circuitul LC de la pinul 1 poate introduce MA parazită importantă și trebuie eliminat. Pinul 1 se va conecta la masă numai prin condensator de 22pF, astfel se obține un efect de filtru trece-jos, dar incapabil să elimine complet armonicile. Tensiunea de ieșire are forma aproximativ triunghiulară. Circuitele testate cu vobulatorul sunt de regulă de bandă îngustă și elimină ele însele armonicile. Important este ca amplitudinea la ieșirea 14 să nu varieze odată cu modulația.

În fine, o piesă foarte importantă și oarecum critică este condensatorul C2-0,1 μ F. El trebuie să fie scurtcircuit în RF (T1 să aibă "emitorul la masă"), dar să fie întrerupere în AF. El determină frecvența modulatorului maximă (mai mare de 10kHz). Frecvența modulatorului minimă este determinată de condensatorul de 0,22 μ F de la intrarea de modulație (circa 150Hz). Valorile acestea sunt luate la o atenuare de 3dB.

În figura 2 este prezentată caracteristica de modulație, adică dependența frecvenței instantanee de tensiunea de comandă U_c (pe baza tranzistorului T1), ridicată experimental. Se confirmă că pentru U_c cuprins între 8V \pm 3,4V dependența este perfect liniară (porțiunea BC). Dacă excursia crește în continuare, brusc apar distorsiuni importante, datorită saturației, respectiv blocării tranzistorului de comandă T1 (porțiunile AB și CD). De aceea, pentru utilizarea ca modulator, amplificatorul de microfon va avea un sistem de compresie sau de limitare (clipper) astfel ca să se evite distorsiunile

severe ce ar apărea la depășirea accidentală a deviației maxime admise (± 10 kHz) de schemă. De fapt, este bine să se evite depășirea a 1,2Vef la intrare (corespunzător unei deviații de frecvență standard de 5kHz). Deși montajul poate oferi o deviație dublă, receptorul dimensionat pentru 5kHz deviație poate distorsiona: nu mărirea deviației peste valoarea standard este "metoda" de a ne auzi mai tare: apar distorsiuni și deranjăm și canalele de comunicație adiacente!

În figura 3 este prezentată pentru comparație o caracteristică de modulație tipică obținută cu diodă varicap: deoarece variația capacității cu tensiunea nu este liniară, dacă excursia pe caracteristică este mai mare, apar distorsiuni importante (armonica a doua, în special) și se observă și o "alunecare" a frecvenței purtătoare datorată modulației.

La montajul din figura 1 acest fenomen este aproape neglijabil (în prezența modulației, purtătoarea - mai bine zis, frecvența centrală sau medie - variază doar cu câteva zeci de Hz). Astfel, se confirmă indirect liniaritatea caracteristicii de modulație.

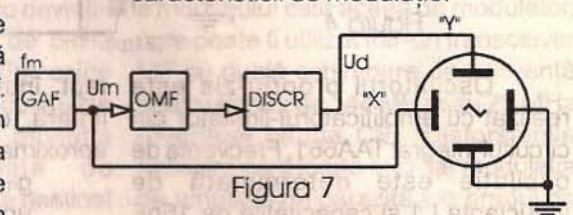


Figura 7

Cei interesați pot calcula ușor deviația de frecvență obținută utilizând relațiile (1), (2) și (4). Se obține:

$$\Delta f = \frac{CRf_0}{2C_0R_EU_T} U_{mef} \sqrt{2} \quad (6)$$

Aici: $C_0=7918$ pF, iar U_{mef} este valoarea eficace a amplitudinii tensiunii de modulație.

Pentru $U_m=1,2$ Vef se găsește $\Delta f=5$ kHz.

Sensibilitatea modulatorului (în kHz/Vef) este:

$$S_m = \frac{CRf_0}{\sqrt{2}C_0R_EU_T} = 4,175 \text{kHz/Vef} \quad (7)$$

$$\text{iar } \Delta f = S_m U_{mef} \quad (8)$$

Relația (8) poate fi folosită pentru a găsi ușor Δf , măsurând doar U_{mef} cu voltmetrul de curent alternativ.

În figura 4 se prezintă schema unui discriminator cu $f_0=455$ kHz, cu care se poate testa montajul din figura



NOUTĂȚI EDITORIALE

1. Bobina L3 se va regla astfel ca în absența modulației, dar cu semnal RF aplicat, tensiunea la pinul 14 (figura 4) să fie de circa 5,6+6,2Vcc. Dacă se variază frecvența purtătoare, tensiunea continuă U14 variază ca în figura 5 (se poate trasa și prin puncte, dacă se variază f din miezul bobinei L1 și se conectează un frecvențmetru la pinul 8 - figura 1 - și un VECC la pinul 14 - figura 4).

În figura 6 se prezintă caracteristică de transfer globală a modulatorului și a demodulatorului. Se aplică montajului tensiune sinusoidală AF cu $f_m=1\text{kHz}$ și se variază amplitudinea U_m . La ieșire se citește cu alt voltmetru de c.a. tensiunea demodulată U_d . Abaterea de la dependența liniară (curbarea caracteristicii) apare la început datorită demodulatorului. Pentru această probă este absolut necesar ca discriminatorul să fie corect acordat (purtătoarea să "cadă" în punctul de inflexiune al curbei în S).

În fine, cei care doresc să vizualizeze curba în S trebuie să dispună de un osciloscop cu acces pe plăcile de deviație orizontală (X) și de un generator AF. Montajul este dat în figura 7. Deoarece vobularea se face cu sinusoidă și nu cu semnal de tip "dinți de fierăstrău" se observă și întoarcerea spotului. Dacă se găsește o frecvență modulatorie convenabilă (circa 200Hz) la care defazajul total între semnalele U_d și U_m să fie zero, se obține o singură curbă (ca în figura 6), "întoarcerea" spotului suprapunându-se peste curba directă. Pentru a "vedea" toată curba în S este necesar să se mărească deviația, așa cum s-a arătat mai sus.

O ultimă precizare se referă la bobinele utilizate: L1=L3 au 24 spire fiecare, iar L2-120spire, bobinate cu sârmă CuEm $\Phi 0,1\text{mm}$ pe carcasa cu oală de ferită ecranate, cu dimensiunile de gabarit 10x10x15 mm, de tipul utilizat în modulul de sunet al televizorurilor cu circuite integrate alb-negru indigenă ("Electronica").

Pentru a se menține o bună stabilitate de frecvență, tensiunea de alimentare de 12V (figura 1) va fi bine stabilizată și filtrată. Altfel variază curentul I și implicit f_0 (capacitatea electronică de 350pF va avea altă valoare). De altfel, aceeași problemă apare și la polarizarea diodelor varicap.

• Lucrarea "Exerciții de programare structurată în COBOL" de prof.univ.dr. Afrodita Iorgulescu a apărut la editura ALL.

Alături de FORTRAN și mai nou de C, limbajul de programare COBOL este astăzi foarte popular. Acesta este folosit cu predilecție în aplicațiile comerciale, având un loc bine determinat în aplicațiile de procesare a tranzacțiilor și de asistare a deciziilor.

Chiar o lectură profundă a unui manual de prezentare a unui limbaj de programare nu este suficientă pentru asimilarea aceluși limbaj și mai ales pentru însușirea tehnicii de programare în acel limbaj. De aici, necesitatea culegerii de exerciții și probleme bine alese, cu rolul de ghid în universul programării.

Cartea este structurată în două părți. Prima parte pleacă de la teorie spre practică, pentru învățare. Este făcută o clasificare a tipurilor de probleme teoretic posibile, găsindu-se apoi enunțuri practice de exerciții care să ilustreze aceste tipuri, cu diverse variante de rezolvare. Cea de-a doua parte pleacă de la practică spre teorie,

pentru verificarea celor învățate. Sunt prezentate sisteme de programare, care sugerează domenii în care se poate folosi programarea în COBOL.

• O interesantă lucrare a colaboratorului nostru ing. Emil Marian intitulată "MONTAJE ELECTRO-ACUSTICE HI-FI" a apărut în colecția Radio-Televiziune a Editurii Tehnice.

Cartea se adresează cu predilecție utilizatorilor de aparataj electroacustic, constructorilor profesioniști sau amatori de incinte acustice și celor interesați de principalele modalități practice de proiectare și folosire a instalațiilor electroacustice de mare fidelitate.

Materialul prezentat în lucrare conține o sinteză a ultimelor noutăți în domeniu, bazată pe o documentație tehnică amplă, ce reflectă și rezultatele de vârf ale firmelor specializate în construcția incintelor acustice Hi-Fi.

Lucrarea este de un real folos atât celor care vor să-și îmbogățească cunoștințele tehnice în domeniul electroacusticii, cât și constructorilor și utilizatorilor de aparataj electroacustic.

EXCEL PENTRU WINDOWS 95.

GHID DE REFERINȚĂ

Autor: Douglas Hergert

Colecția SOFTWARE / HARDWARE

preț: 29900 lei - ediția: I

data apariției: octombrie 1997

ALL Educational, © Sybex



Apreciat drept unul dintre cele mai populare programe de calcul tabelar, Microsoft Excel pune la dispoziție foi de lucru, diagrame, operații cu bazele de date și cu listele, alături de posibilități de programare de aplicații, toate concentrate într-un mediu soft, a cărui achiziționare poate fi făcută în cadrul pachetului Microsoft Office sau ca produs separat. Excel pentru Windows 95 cuprinde noi componente, menite ușurării muncii și utilizării Excel ca parte a unui mediu de tip office, în care sunt adunate la un loc documente provenite din mai multe surse. Schimbările survenite sporesc productivitatea, facilitează utilizarea și ajută în gestionarea documentelor.

Lucrarea este recomandată pentru consultarea sa permanentă, în regim de ghid de buzunar, sistemul său de note, sugestii și atenționări, completat de simbolistica folosită, prezentând informații utile despre program, metode rapide de efectuare a unor operații și modalități eficiente de evitare a capcanelor previzibile și, nu în ultimul rând, localizarea rapidă a secțiunii căutate pentru consultare.



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

Tel.: 01/311.15.47.

01/312.18.21;

Fax: 01/311.05.65

sau scrieți la

O.P. 12, C.P. 107, București

NOI VĂ ADUCEM CĂRȚILE ACASĂ!



FUNȚIONAREA ȘI DEPANAREA VIDEOCASETOFOANELOR(IV)

PARTEA MECANICĂ
ing. Șerban Naicu
ing. Florin Gruia

-urmare din numărul trecut -

O. ÎNLOCUIREA CAPULUI AUDIO/CONTROL (A/CTL)

Această schimbare se face fie din punct de vedere al stabilității imaginii, când sunt alterate impulsurile de control, fie din punct de vedere al calității sunetului (cap cu pista audio uzată, contact cap-bandă neuniform, sunet înfundat, nivel scăzut). Se efectuează conform **figurii 39**.

- se deconectează conectorii care vin la capul combinat;
- se scoate șurubul (1) și se scoate capul A/CTL împreună cu baza de prindere a capului;

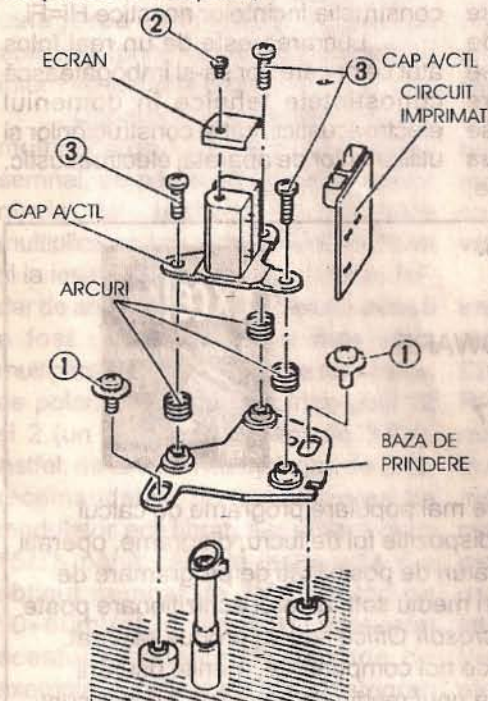


Figura 39

- se extrage cu pompa de cositor circuitul imprimat pe care sunt cositorite terminalele capului combinat;
- se scoate șurubul (2) și se îndepărtează ecranul capului combinat;
- se scoate șurubul (3) pentru a separa capul combinat de baza de prindere, urmărind cu atenție cele trei arcuri pentru a nu se pierde;
- se montează noul cap și se reassemblează în ordinea inversă celei descrisă anterior;
- se procedează la verificarea înălțimii și azimutului;

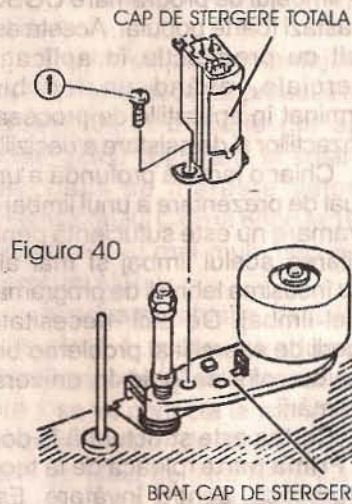


Figura 40

- se verifică interșanjabilitatea casetelor și corectitudinea transportului benzii.

P. ÎNLOCUIREA CAPULUI GENERAL DE ȘTERGERE PE TOATĂ LĂȚIMEA BENZII (FULL ERASE HEAD - F.E.)

În cazul destul de rar al defectării capului de ștergere totală (generală) prin întreruperea continuității, spire în scurtcircuit sau uzură, se procedează conform **figurii 40**.

Se deconectează conectorul atașat în spatele capului de ștergere, sau după caz se dezlipesc firele corespunzătoare.

Se scoate șurubul (1) și se îndepărtează capul de ștergere de pe brațul capului de ștergere. Se montează noul cap de ștergere și se strânge șurubul (1). Se reconectează firele. Nu este

necesar nici un reglaj suplimentar, ci doar o verificare vizuală a faptului că banda magnetică se așează centrat pe fața capului de ștergere.

R. ÎNLOCUIREA ANSAMBLULUI DISC CU CAPETE ROTITOARE

Discurile cu capete magnetice rotitoare, deși au ajuns la o extrem de mare diversitate constructivă, au totuși câteva elemente comune, pe care le prezentăm.

Ansamblul superior (UPPER DRUM ASSEMBLY) este fixat cu două șuruburi lungi, pastilele video fiind și ele prinse cu alte două șuruburi -**figura**

41. Diferențe apar la modul de conectare electric cu restul ansamblului, la modelele mai vechi de videocasetofoane acest lucru făcându-se cu ajutorul unor conductoare (fire) colorate, iar la modelele mai moderne cu ajutorul unui conector. În cazul unei uzuri avansate se recomandă înlocuirea întregului ansamblu superior cu capete rotative și nu doar a pastilelor video, întrucât poziționarea acestora nu se mai poate efectua cu precizia dată de fabricant, care utilizează metode adecvate (de care depanatorul nu dispune).

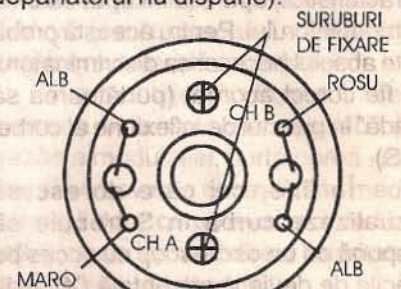


Figura 41

În vederea înlocuirii discului cu capete se procedează astfel:

- se dezlipesc firele colorate;
- se deșurubează și se extrag cele două șuruburi de fixare;
- se scoate ansamblul superior cu capete;
- se folosește pentru extragere un dispozitiv special, asemănător cu extractorul de fulii de pe axul motorului, conform **figurii 42**.

Cu ajutorul șuruburilor A se prinde extractorul de discul superior. Rotind șurubul B pe axul motorului de

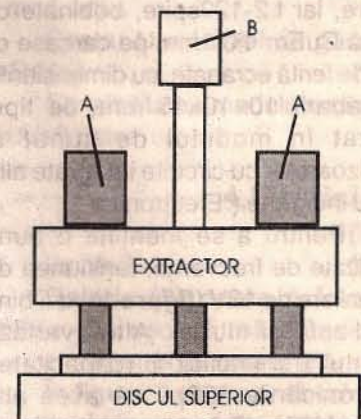


Figura 42



capete, discul superior se va extrage cu ușurință.

Evitați să atingeți suprafața discului cu mâna, sau să o zgâriați în orice fel!

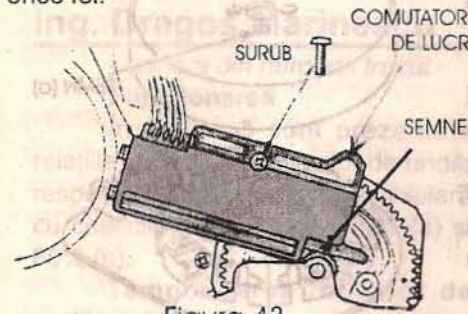


Figura 43

În cazul absenței extractorului, discul superior se extrage prin balansare laterală stânga-dreapta simultan cu extragerea. Din cauza timpului îndelungat cât a stat fixat discul se va desprinde cu dificultate, în plus gradul de joc față de axul motorului fiind extrem de mic.

Reamintim că excentricitatea care se cere după montarea noului disc cu capete trebuie să fie mai mică de 4 microni, lucru care se poate verifica cu ajutorul unui comparator.

- se amplasează (cu mare atenție, pentru a nu deteriora capetele

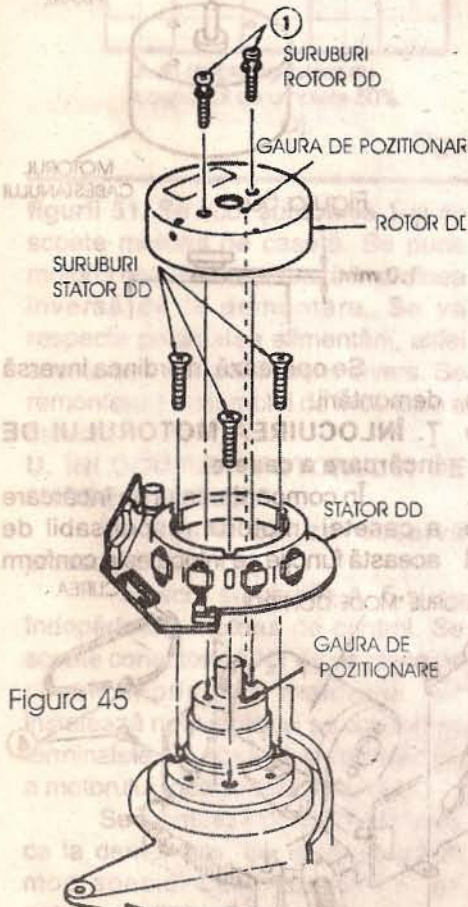


Figura 45

video, care sunt extrem de fragile!) noul ansamblu, în aceeași poziție ca cel vechi;

- se strâng cele două șuruburi de fixare;
- se reliesc firele, în ordinea inițială.

Se fac, în continuare, următoarele verificări și reglaje (dacă este cazul):

- punctul de comutare capete, atât la înregistrare, cât și la redare;

dințată care acționează o piesă cu cremalieră (exemplul din figura 43). Datorită trecerii timpului și a pătrunderii inevitabile a prafului ce se amestecă cu vaselina (cu care sunt unse în mod normal contactele), aceste contacte, care sunt de obicei aurite se murdăresc, producând necazuri. Comutatorul este constituit dintr-un corp de plastic care se fixează prin unul sau două șuruburi pe șasiu. Este util, înainte de a-l scoate, de a se nota în jurul său poziția pe care o ocupă,

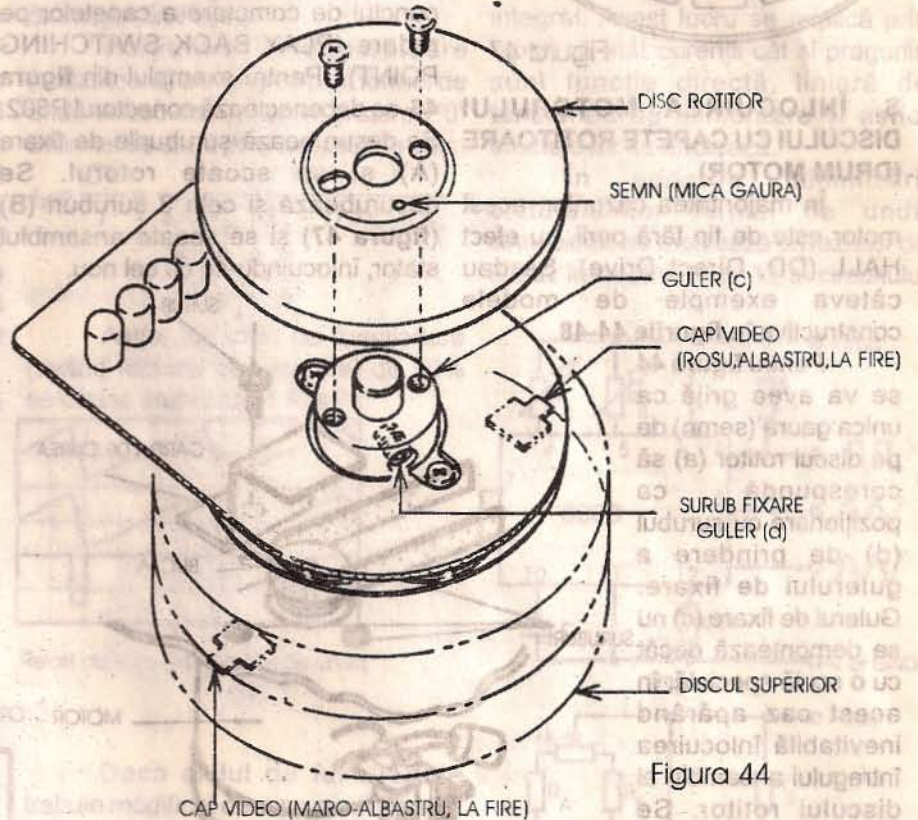


Figura 44

- reglajul de tracking, astfel încât acesta să se situeze la mijlocul cursei;
- factorul de calitate (Q) și rezonanța capetelor rotitoare;
- nivelul de redare al luminanței și al crominanței;
- nivelul pentru compensatorul de "drop out".

S. ÎNTREȚINEREA/ CURĂȚAREA COMUTATORULUI MOD DE LUCRU (MODE SELECT SW)

Acest comutator multiplu are rolul de a "informa" microprocesorul de situația mecanicii. În interior este constituit dintr-o serie de contacte fixe diverse și un contact "perie" mobil, acționat de o pârghie specială cuplată la mecanică sau de o roată

pentru a-l putea remonta fără probleme. Se desface un capac de plastic prevăzut cu "urechi" elastice, sau un capac nituit (cu nituri de plastic) și se curăță cu alcool izopropilic, atât contactele fixe cât și cel mobil. Se montează cu atenție în ordinea inversă

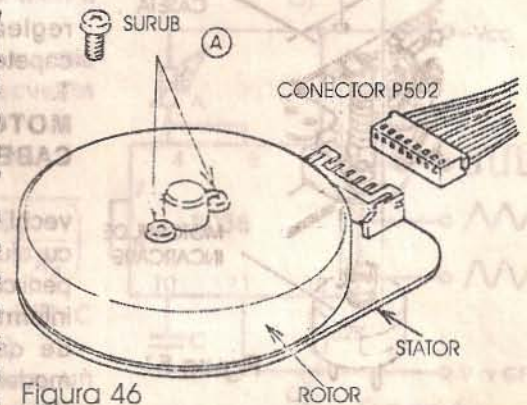


Figura 46



piesele mobile ale comutatorului, se strânge cu șuruburile de fixare, se respectă semnele făcute. Se verifică buna funcționare a videocasetofonului.

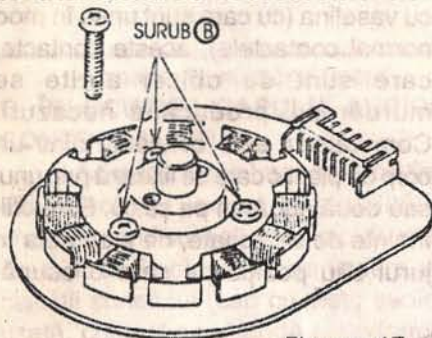


Figura 47

Ș. ÎNLOCUIREA MOTORULUI DISCULUI CU CAPETE ROTITOARE (DRUM MOTOR)

În majoritatea cazurilor, acest motor este de tip fără perii, cu efect HALL (DD, Direct Drive). Se dau câteva exemple de modele constructive în figurile 44-48.

Pentru figura 44 se va avea grijă ca unica gaură (semn) de pe discul rotitor (a) să corespundă ca poziționare cu șurubul (d) de prindere a gulerului de fixare. Gulerul de fixare (c) nu se demontează decât cu o sculă specială, în acest caz apărând inevitabilă înlocuirea întregului ansamblu al discului rotitor. Se blochează cu vopsea cele două șuruburi de fixare.

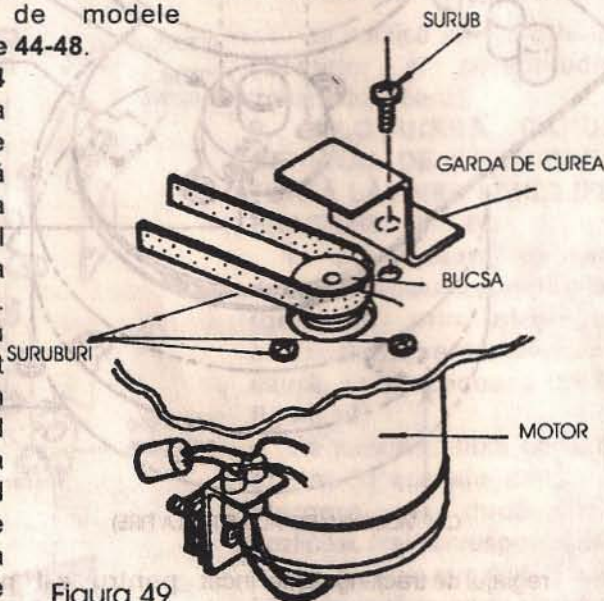


Figura 49

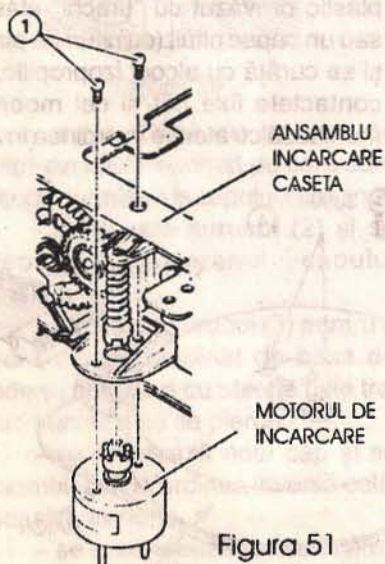


Figura 51

Pentru modelul din figura 45 se desfac șuruburile (1) de fixare a rotorului.

Se asigură cu trei șuruburi (2) ansamblul DD stator. Se va avea grijă deosebită în a nu se zgâria miezul, traductoarele HALL sau bobinele.

Se instalează rotorul pe axul discului de capete având grijă să corespundă găurile de poziționare. Se fixează șuruburile (1) ale rotorului, și se blochează cu vopsea. După înlocuirea motorului se reglează punctul de comutare a capetelor pe redare (PLAY BACK SWITCHING POINT). Pentru exemplul din figura 46 se deconectează conectorul P502. Se desurubează șuruburile de fixare (A) și se scoate rotorul. Se desurubează și cele 3 șuruburi (B) (figura 47) și se scoate ansamblul stator, înlocuindu-se cu cel nou.

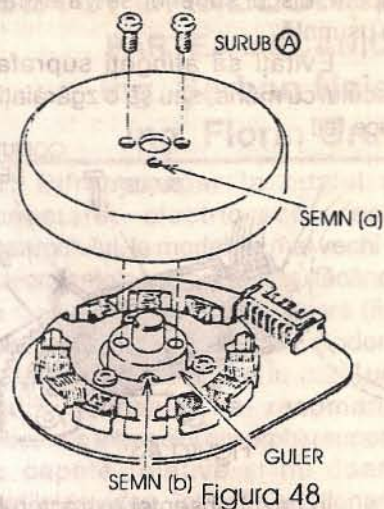


Figura 48

asemănătoare cu cele de la "Drum". Pentru cazurile mai vechi se procedează conform figurilor 49 și 50.

Se scoate curea de antrenare, se desfac șuruburile de fixare (de obicei 3), se dezlipesc firele de alimentare, notându-se culorile și poziția lor, se înlocuiește motorul transferându-se bușca de motor.

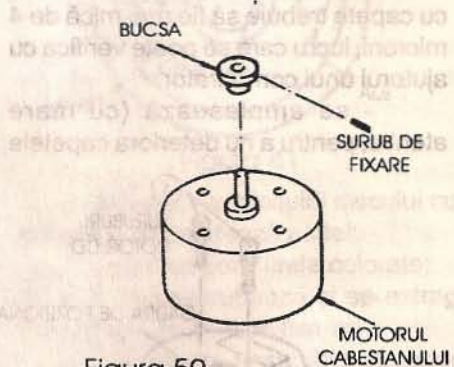
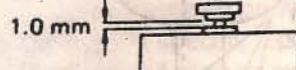


Figura 50



Se montează la loc rotorul, având grijă să corespundă semnul (a) cu semnul (b) de pe gulerul de prindere al rotorului.

Se reintroduce conectorul P502.

Se verifică și eventual se reglează punctul de comutare al capetelor pe redare.

T. ÎNLOCUIREA MOTORULUI DE CABESTAN

În cazurile mai vechi, antrenarea se făcea cu ajutorul unui motor cu perii ce rotea un volant prin intermediul unei curele late de cauciuc. Motoarele moderne sunt de tipul DD (Direct Drive):

Se operează în ordinea inversă demontării.

Ț. ÎNLOCUIREA MOTORULUI DE ÎNCĂRCARE A CASETEI

În compartimentul de încărcare a casetei, motorul responsabil de această funcție se înlocuiește conform

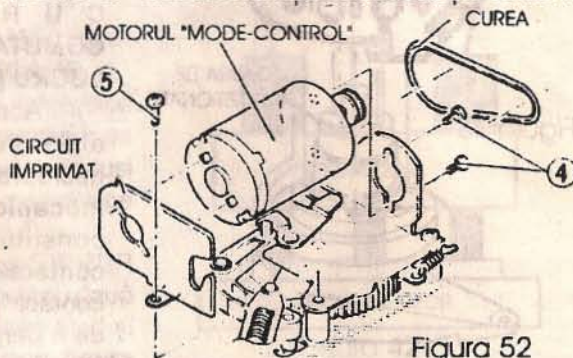


Figura 52



GENERATORUL DE PRECIZIE PENTRU FORME DE UNDĂ - ICL8038 (II)

ing. Șerban Naicu
ing. Dragoș Marinescu

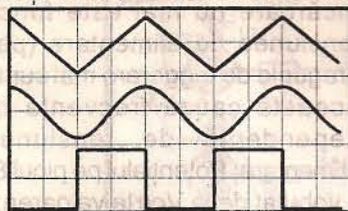
- urmare din numărul trecut -

Funcționarea

În figura 3 sunt prezentate relațiile de fază ale formelor de undă, respectiv pentru undă dreptunghiulară cu coeficient de umplere 50% (a) și 80% (b).

Temporizarea formelor de undă

Simetria tuturor formelor de undă poate fi reglată cu ajutorul rezistoarelor externe de temporizare. În figura 4 sunt prezentate două astfel de posibilități. Cele mai bune rezultate s-au obținut cu rezistoare de temporizare (RA și RB) separate (figura 4a). Rezistența RA controlează porțiunea crescătoare a formelor de undă triunghiulară și sinusoidală, precum și starea "1" a formei de undă



Unda dreptunghiulară cu coeficient de umplere 50%.

a).

dreptunghiulară.

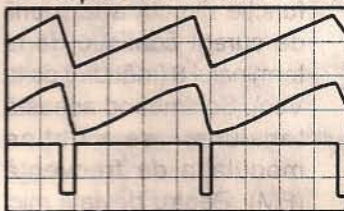
Mărimea formei de undă triunghiulară este aleasă la valoarea 1/3 Vcc; de aceea porțiunea crescătoare a formei de undă triunghiulară este:

$$t_1 = (C \times V/I) / ((C \times 1/3 \times V_{CC} / R_A) / (1/5 \times V_{CC})) = (5/3 R_A) \times C$$

Porțiunea coborâtore (scăzătoare) a triunghiului și formei de undă sinusoidale, precum și starea "0" a formei de undă dreptunghiulară este:

$$t_2 = \frac{CV}{I} = \frac{1/3 CV_{CC}}{2/5 V_{CC} / R_B - 1/5 V_{CC} / R_A} = \frac{5 R_A R_B C}{3 (2 R_A - R_B)}$$

Astfel, un ciclu de funcționare (având factorul de umplere) de 50% se obține atunci când RA=RB.



Relații de fază ale formelor de undă.

b).

Figura 3

Figurii 51. Se scot șuruburile 1 și se scoate motorul de casetă. Se pune motorul nou și se montează în ordinea inversă de la demontare. Se va respecta polaritatea alimentării, altfel acesta se va învârti în sens invers. Se remontează ansamblul de încărcare a casetei.

U. ÎNLOCUIREA MOTORULUI DE "MODE CONTROL"

În figura 52 se observă procedura:

- se scot șuruburile 4, 5 și se îndepărtează motorul de control. Se scoate conectorul CN1 de pe placa de circuit imprimat a motorului. Se instalează noul motor și se cositoarează terminalele. Se observă polaritatea (+) a motorului (poziționată în sus).

Se montează procedând invers ca la demontare. Se controlează în mod special calitatea curelei de antrenare și eventual se înlocuiește.

-continuare în numărul viitor -

Dacă ciclul de funcționare trebuie modificat doar pe o mică gamă în jurul valorii de 50%, varianta de schemă prezentată în figura 4b este mai convenabilă.

Dacă nu se doresc reglaje ale ciclului de funcționare, terminalele 4 și 5 ale circuitului integrat se vor lega împreună (scurtcircuita), ca în figura 4c. Acest mod de conectare prezintă dezavantajul unei variații mai mari a ciclului de funcționare.

În varianta de schemă cu cele două rezistoare separate, frecvența este dată de relația:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{5/3 R_A C \left(1 + \frac{R_A}{2 R_A - R_B} \right)}$$

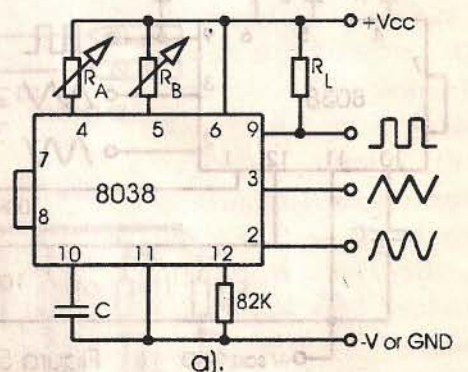
sau, dacă RA=RB=R : f=0,3/RxC (pentru montajul din figura 4a).

Dacă se utilizează doar un singur rezistor de temporizare (figura

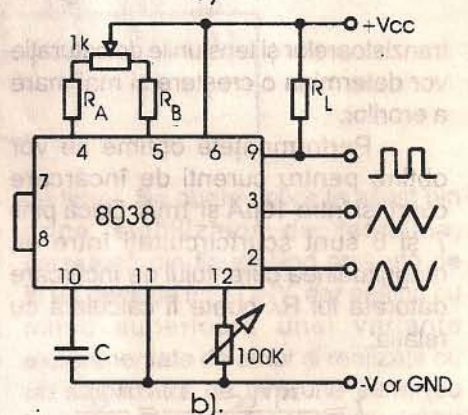
4c), frecvența este dată de relația: f=0,15/RxC.

Precizăm că nici perioada și nici frecvența nu sunt dependente de tensiunea de alimentare, chiar dacă nici una dintre tensiuni nu este stabilizată în interiorul circuitului integrat. Acest lucru se explică prin faptul că atât curenții cât și pragurile sunt funcție directă, liniară de tensiunea de alimentare și astfel efectele lor se anulează.

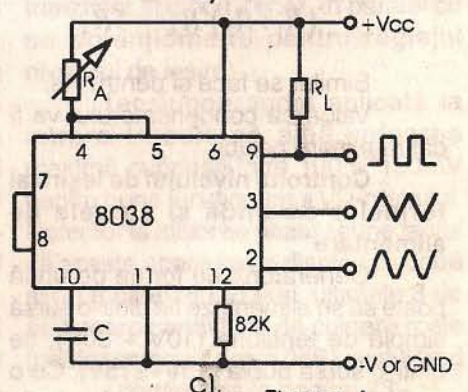
În vederea minimizării distorsiunilor formei de undă sinusoidale se montează un rezistor de 82KΩ între pinii 11 și 12 ai circuitului



a).



b).



c).

Figura 4

integrat, de preferință un semireglabil. În acest fel se obțin distorsiuni mai mici de 1%. Pentru a le reduce chiar și mai mult, se folosesc doi potențiometri conectați ca în **figura 5**. Această configurație de schemă permite o reducere a distorsiunilor formei de undă sinusoidale la aproape 0,5%.

Alegerea valorilor RA, RB și C

Pentru obținerea oricărei frecvențe de ieșire se poate utiliza un număr mare de combinații RC. Totuși, anumite combinații nu sunt recomandabile. Nu trebuie depășit curentul de încărcare optim, dar și curenții mai mici de 1μA sunt nedoriti deoarece pierderile de curent ale circuitului vor contribui cu erori semnificative la temperaturi înalte. La curenții mai mari (I>5mA), factorii β ai

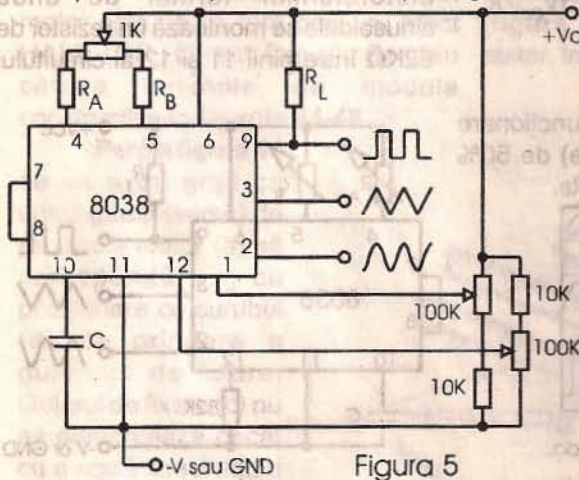


Figura 5

tranzistoarelor și tensiunile de saturație vor determina o creștere și mai mare a erorilor.

Performanțele optime se vor obține pentru curenți de încărcare cuprinși între 10μA și 1mA. Dacă pinii 7 și 8 sunt scurtcircuitați între ei, mărimea curenților de încărcare datorată lui RA poate fi calculată cu relația:

$$I = \frac{R_1 V_{CC}}{(R_1 + R_2) R_A} = \frac{V_{CC}}{5 R_A}$$

Similar se face și pentru RB.

Valoarea condensatorului va fi cât mai mare posibil.

Controlul nivelului de ieșire al formelor de undă și sursele de alimentare

Generatorul de forme de undă poate să se alimenteze fie dintr-o sursă simplă de tensiune (10V + 30V), fie dintr-o sursă dublă (±5V±15V). Cu o sursă simplă de alimentare, nivelurile

medii ale formelor de undă triunghiulară și sinusoidală sunt exact jumătate din tensiunea de alimentare, în timp ce forma de undă dreptunghiulară alternează între +V și masă.

O sursă de tensiune duală are avantajul că toate formele de undă sunt simetrice față de masă.

Forma de undă dreptunghiulară nu este forțată. Un rezistor de sarcină poate fi conectat la o sursă de alimentare diferită, atât timp cât tensiunea aplicată este în parametri tehnici ai generatorului de forme de undă (30V). În acest fel, forma de undă dreptunghiulară poate fi făcută compatibilă TTL (rezistorul de sarcină se conectează la +5V), în timp ce generatorul de forme de undă este alimentat de la o tensiune mult mai înaltă.

Modulația de frecvență și vobularea

Frecvența generatorului de forme de undă este o funcție directă a tensiunii de curent continuu de la terminalul 8 (măsurat de la Vcc). Schimbând această tensiune se obține modulația de frecvență (FM). Pentru deviații mici (±10%) semnalul modulator poate fi aplicat

direct la pinul 8, prevăzându-se doar decuplarea de curent continuu cu un condensator, cum se arată în **figura 6a** (conexiunea pentru modulația de frecvență).

Un rezistor extern între pinii 7 și 8 nu este necesar, dar se poate folosi pentru a crește impedanța de intrare. Fără acest rezistor (terminalele 7 și 8 conectate împreună), impedanța de intrare este 8KΩ, iar cu acest rezistor această impedanță crește la valoarea: (R+8kΩ).

Pentru deviații FM mai mari sau pentru frecvență vobulată, semnalul modulator se aplică între tensiunea de alimentare pozitivă și pinul 8 ca în **figura 6b** (conexiunea pentru vobulare). În acest fel întreaga influență pentru sursele de curent este creată de semnalul modulator și o gamă foarte largă de vobulare (1000:1) ia naștere (f=0 la Vvobulare=0). Trebuie să aibă grijă totuși de stabilizarea tensiunii de alimentare; în această configurație curentul de încărcare nu mai este funcție de tensiunea de alimentare (pe când pragurile de triggerare mai sunt) și din această cauză frecvența devine dependentă de tensiunea de alimentare. Potențialul pe pinul 8 poate fi vobulat de la Vcc la valoarea:

$$(2/3V_{CC} + 2V)$$

- continuare în numărul viitor -

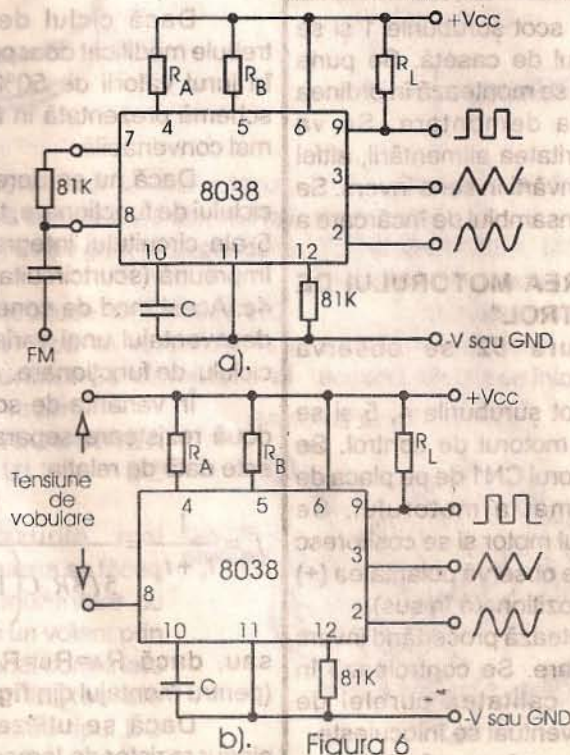


Figura 6

VU-METRU CU MSL9351

ing. Iulian Horațiu

În ultima vreme au apărut pe piața autohtonă de componente electronice foarte multe produse de fabricație străină, produse care nu sunt însoțite de documentația necesară, fapt pentru care majoritatea constructorilor, fie ei amatori sau profesioniști, le ignoră.

aplicarea unei tensiuni negative de intrare mai mare (în modul) ca 0,7V. Cele patru tranzistoare, Q1-Q4, vor fi comandate sincron cu aplicarea pe pinii de ieșire O1+O9 a codului corespunzător tensiunii de intrare din acel moment și a codului maximului tensiunii de intrare din intervalul de timp

valoarea maximă a tensiunii de intrare. Altfel spus, cu cât tensiunea pe pinul 14 este mai mare (dar nu mai mare decât tensiunea de alimentare, firește) cu atât mai mult va sta aprins ultimul LED de la un moment dat după scăderea tensiunii de intrare (maximul va fi calculat dintr-un interval mai mare

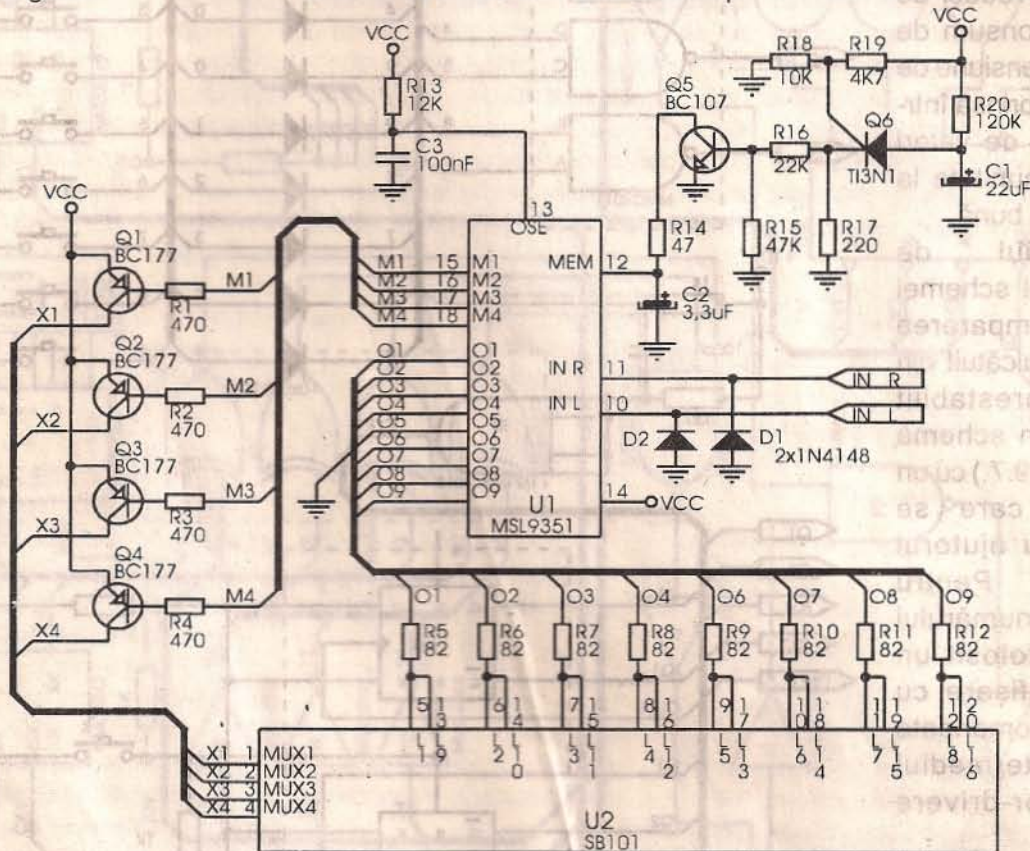


Figura 1

O astfel de componentă este și circuitul integrat MSL9351, produs de firma SONY, care reprezintă un VU-metru cu memorie, deosebit de util în cazul unor înregistrări audio de calitate. Circuitul integrat poate adresa 16 LED-uri pe canal, indicând totodată și maximum nivelului de intrare dintr-un timp anterior, de valoare prestabilită.

Schema de principiu a VU-metrului este dată în figura 1. Se poate observa faptul că acest circuit integrat este constituit astfel încât să comande LED-urile prin procedeul multiplexării, procedeu care se impune în primul rând prin reducerea consumului și deci a puterii disipate de capsulă. Semnalul audio de pe cele două canale se aplică direct circuitului integrat, diodele D1 și D2 realizând doar o protecție la

anterior. Curentul pe bazele tranzistoarelor, ca și prin LED-uri, este limitat de rezistoarele R1+R4, respectiv R5-R12.

Circuitul integrat se alimentează între pinii 14 și 5(masa) cu o tensiune de 6V, nestabilizată, dar bine filtrată.

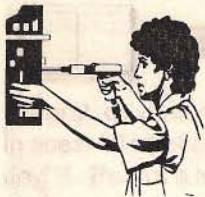
Rețeaua R13-C3 de la pinul 13 al circuitului integrat face ca la aplicarea alimentării să obținem un nivel logic 0 la acest pin, nivel care realizează stingerea completă a afișajului. Astfel, în momentul aplicării tensiunii, nu se vor afișa valorile aleatoare, apărute la intrarea VU-metrului datorită regimurilor tranzitorii ale câii audio.

Nivelul tensiunii aplicat pinului 14 este direct proporțional cu intervalul de timp la care se va rememora

de timp). Se poate aplica la acest pin orice stabilizator de tensiune, versiunea din figură fiind preluată de la un deck de tip SONY, dar nefiind cu nimic superioară unei variante experimentate de autor și realizată cu un stabilizator de tensiune serie (cu tranzistor și diodă Zener, în paralel cu un potențiomtru pentru reglajul nivelului de ieșire).

Tensiunea audio aplicată la intrare trebuie să aibă valoarea maximă cuprinsă între 100 și 150mV pentru buna funcționare a VU-metrului. Referitor la afișor se poate spune faptul că acesta apare ca un display cu două șiruri a câte 16 LED-uri, ultimele 3 de pe fiecare canal fiind de culoare roșie (pentru semnale peste 0dB), restul fiind

- continuare în pagina 23 -



M o n t a j u l reprezintă un cifru digital realizat în întregime cu ajutorul circuitelor integrate din familia CMOS, seria 4000B, fapt ce asigură timpi reduși de propagare, consum de energie mic, tensiune de alimentare cuprinsă într-o largă plajă de valori (3÷18V) și imunitate la zgomot foarte bună.

Principiul de funcționare al schemei constă în compararea unui număr (alcătuit din 3 cifre) prestabilit (exemplul din schemă este pentru 5.9.7.) cu un alt număr care se formează cu ajutorul tastelor. Pentru vizualizarea numărului tastat am folosit un sistem de afișare cu MDE 2111, comandate prin intermediul decodoarelor-driver MMC 4055.

Codificarea în binar se realizează prin intermediul matricii de diode și a celor patru porți NAND ce alcătuiesc circuitul MMC4011.

Circuitele C12÷C14 realizează permutarea semnalului de CLOCK pe cele trei latch-uri (C15÷C17) care, în momentul tranziției ceasului, validează memorarea pe ieșiri a semnalului de intrare.

Comparatoarele C1÷C3 (MMC4077) realizează detectarea identității celor trei perechi de cifre.

Subliniez rolul de protecție realizat de porțile P1, P2 și

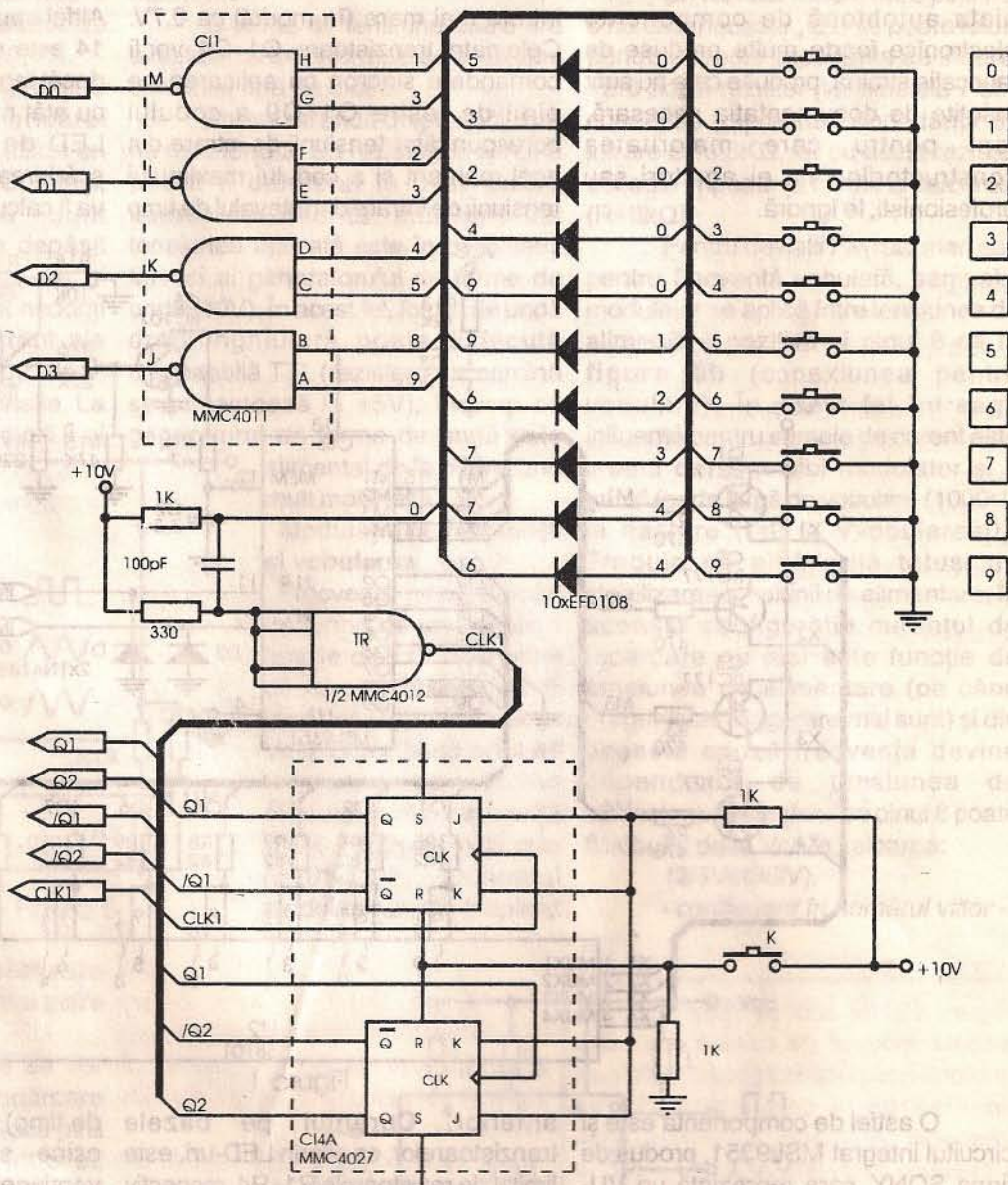


Figura 2

Inversoarele I3, I5, care, în cazul formării greșite a unei cifre, rămân pe nivelul logic "LOW", tranzistoarele T1, T2 nedeschizându-se, implică traductorul electromecanic rămânând neacționat.

Dacă s-a înregistrat un număr greșit, se va acționa comutatorul K, acesta resetează bistabilul de tip T (MMC4027) provocând aducerea la zero a

semnalului de CLOCK pe cele trei latch-uri, implicând ștergerea informației de pe cele 3 afișoare.

Circuitele integrate sunt alimentate la +10V, iar ca traductor electromecanic s-a folosit un electromagnet alimentat la 24Vcc.

Lista de piese

- C11,C13 MMC4011; C12,MMC4041;
- C14 MMC4027; C15,C16,C17 MMC4042;
- C1,C2,C3 MMC4077;
- T1, T2 BC251

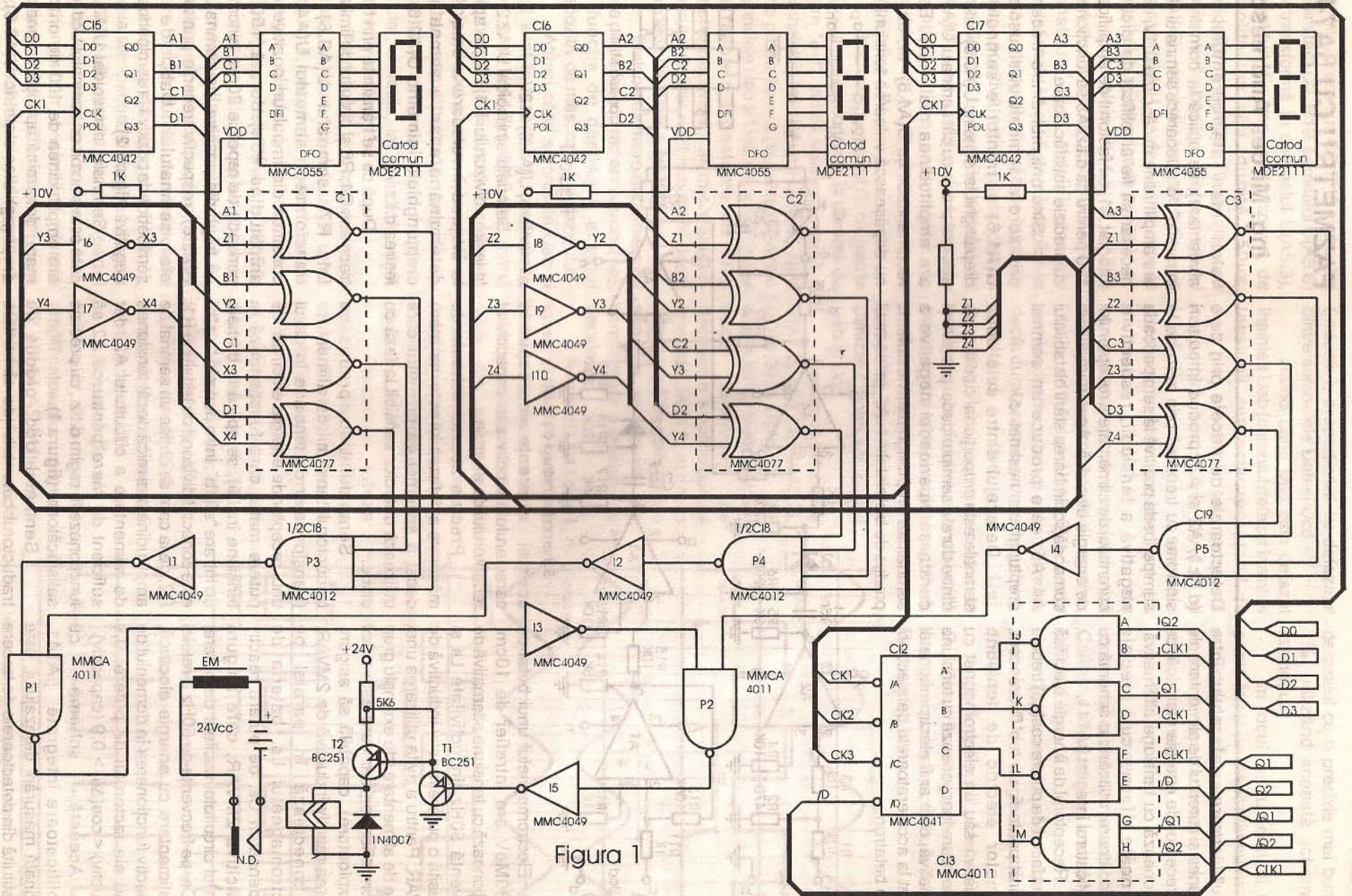


Figura 1



FAZMETRU CU β A741

ing. Mircea Andreescu

Măsurarea defazajului între tensiunea și curentul de alimentare ale unui receptor de energie electrică, ce funcționează cu tensiune alternativă, se poate face cu precizie satisfăcătoare, utilizând o schemă cu amplificatorul integrat β A741.

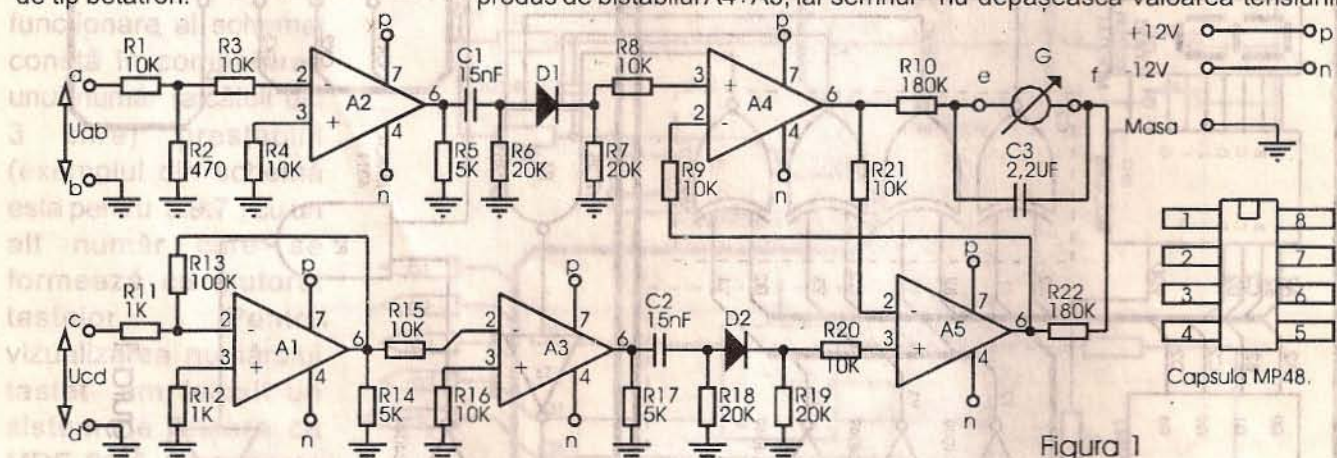
Receptorul de energie electrică al cărui factor de putere $\cos(\Delta\phi)$ trebuie măsurat poate fi: un tub fluorescent, un motor electric de tensiune alternativă sau un electromagnet cu întrefier, care funcționează cu tensiune alternativă, cum ar fi electromagnetul utilizat la acceleratoarele de electroni de tip betatron.

Detectoarele de trecere prin zero (d.t.z.), A2 și A3, produc impulsuri sincrone cu trecerea prin zero de la semiperioada pozitivă la semiperioada negativă a tensiunii, respectiv a curentului de alimentare a receptorului de energie electrică. Aceste impulsuri comandă schimbarea stării bistabilului A4+A5, care produce un semnal dreptunghiular nesimetric.

Defazajul dintre cele două semnale este proporțional cu diferența dintre durata semiperioadei pozitive și durata semiperioadei negative a semnalului dreptunghiular nesimetric produs de bistabilul A4+A5, iar semnul

valori mari ale curentului de alimentare), se aplică la bornele de intrare "c"; "d". Deoarece semnalul Ucd are amplitudine mică, circa 0,1V, este necesar să fie amplificat de circuitul integrat A1, cu factorul de amplificare 100 pentru ca d.t.z. A3 să funcționeze cu precizie satisfăcătoare.

Sincronismul dintre trecerea prin zero a semnalului sinusoidal U(A1.6) și fronturile semnalului dreptunghiular simetric U(A3.6) este cu atât mai precis cu cât semnalul U(A1.6) are amplitudinea mai mare. Este recomandabil ca $U(A1.6) > 1V$, dar să nu depășească valoarea tensiunii de



Schema fazmetrului cu BA741.

Figura 1

Electromagnetul unui betatron de 30MeV are întrefier de 10cm, funcționează cu tensiune alternativă de frecvență 50Hz, inductivitate L_B și necesită o putere reactiv inductivă de 2MVAR. Pentru a evita utilizarea unei surse de alimentare (de exemplu grup motor-generator, dar care este dificil în exploatare), capabilă să asigure puterea reactiv inductivă de 2MVAR, se conectează în paralel pe electromagnetul L_B , bateria de condensatori C_B , de putere reactiv capacitivă 2MVAR, care asigură acordul circuitului oscilant de putere, L_B+C_B , pe frecvența de 50Hz a rețelei de alimentare cu energie electrică, respectiv funcționarea în domeniul de valori ale factorului de putere: $0,9$ (inductiv) $< \cos(\Delta\phi) > 0,9$ (capacitiv).

Această schemă cu amplificatoare integrate β A741, destinată măsurării defazajului, este constituită din detectoarele de trecere prin zero A2 și A3 și bistabilul A4+A5.

acestei diferențe corespunde caracterului inductiv sau capacitiv al receptorului de energie.

Precizia acestei scheme de măsurare a defazajului este mai mare decât a schemei de fazmetru care utilizează detector sensibil la fază cu diode.

Semnalul Uab, produs pe traductorul tensiunii de alimentare (transformator de tensiune în cazul unui receptor de energie electrică, de putere mare, care funcționează la tensiune înaltă), se aplică la bornele de intrare "a"; "b". Între bornele "a"; "b" este conectat divizorul de tensiune R1; R2, de la care se obține un semnal de amplitudine mai mică decât tensiunea de alimentare a circuitului A2, dar suficient de mare pentru ca A2 să funcționeze în regim d.t.z., cu precizie satisfăcătoare (figura 1).

Semnalul Ucd, produs de traductorul curentului de alimentare (transformator de curent în cazul unor

alimentare, $U(A1.6) < 12V$.

Semnalul sinusoidal U(A2.2) de la ieșirea divizorului R1; R2, se aplică la intrarea inversoare a d.t.z. A2, determinând apariția semnalului dreptunghiular simetric U(A2.6) la ieșirea d.t.z. A2.

După ce se transmite prin filtrul trece sus C1, R6 și circuitul de limitare D1, R7, semnalul U(A2.6) se transformă în semnalul U(A4.3), constituit din impulsuri pozitive, de amplitudine +8V, durată 150 μ s, perioada de repetiție 20ms, sincrone cu fronturile pozitive ale semnalului U(A2.6), respectiv trecerile prin zero ale semnalului Uab, de la semiperioada pozitivă la semiperioada negativă (figura 2).

Semnalul sinusoidal U(A3.2), care este sincron cu semnalul Ucd, dar are amplitudinea de 100 de ori mai mare, determină apariția semnalului dreptunghiular simetric U(A3.6), la ieșirea d.t.z. A3. După ce se transmite



prin filtrul trece sus C2, R18 și circuitul de limitare D2, R19, semnalul U(A3.6) se transformă în semnalul U(A5.3), constituit din impulsuri pozitive, de amplitudine +8V, durată 150μs, perioada de repetiție 20ms, sincrone cu fronturile pozitive ale semnalului U(A3.6), respectiv trecerile prin zero ale semnalului Ucd, de la semiperioada negativă la semiperioada pozitivă.

Semnalele U(A4.3) și U(A5.3) controlează starea bistabilului A4+A5, constituit din amplificatoarele operaționale A4 și A5, care îndeplinesc fiecare, respectiv, funcția de buclă de reacție pozitivă, activă, pentru celălalt amplificator. La ieșirile bistabilului A4+A5 se obțin semnalele dreptunghiulare nesimetrice, în antifază, U(A4.6) și U(A5.6) de amplitudine 11V.

Microampermetrul G, cu zero la mijlocul scalei, conectat la bornele de ieșire "e+f", indică valoarea medie a semnalului Uef=U(A4.6)-U(A5.6), care este proporțională cu defazajul dintre semnalele Uab și Ucd, deoarece timpul de răspuns (constanta de timp electromecanică) al microampermetrului G este mult mai mare decât perioada de 20ms a semnalului Uef.

Etalonarea microampermetrului G se poate face în radiani sau $\cos(\Delta\phi)$, în funcție de destinația acestui dispozitiv de măsurare a defazajului.

Atunci când semnalele Uab și Ucd sunt în fază ($\Delta\phi=0$; $\cos(\Delta\phi)=1$), semnalele U(A4.6) și U(A5.6) au formă dreptunghiulară simetrică (durata semiperioadei pozitive este egală cu durata semiperioadei negative), rezultând semnalul Uef, dreptunghiular, simetric, iar G indică $\Delta\phi=0$, respectiv $\cos(\Delta\phi)=1$.

Atunci când Ucd este defazat în urma Uab (curentul defazat în urma tensiunii, respectiv receptorul de energie electrică se comportă inductiv), semnalele U(A4.6) și U(A5.6) devin semnale dreptunghiulare nesimetrice (la semnalul U(A4.6), durata semiperioadei pozitive este mai mare decât durata semiperioadei negative, iar la semnalul U(A5.6), durata semiperioadei pozitive este mai mică decât durata semiperioadei negative), rezultând semnalul Uef, dreptunghiular, nesimetric (durata semiperioadei pozitive este mai mare decât durata semiperioadei negative), iar G indică $\Delta\phi>0$, respectiv $\cos(\Delta\phi)<1$

(inductiv), proporțional cu defazajul dintre semnalele Uab și Ucd.

Atunci când Ucd este defazat înaintea Uab (curentul defazat înaintea tensiunii, respectiv receptorul de energie electrică se comportă capacitiv), semnalele U(A4.6) și U(A5.6) devin semnale dreptunghiulare nesimetrice (la semnalul U(A4.6), durata semiperioadei pozitive este mai mică decât durata semiperioadei negative, iar la semnalul U(A5.6), durata semiperioadei pozitive este mai mare decât durata semiperioadei negative), rezultând semnalul Uef, dreptunghiular, nesimetric (durata semiperioadei pozitive este mai mică decât durata semiperioadei negative), iar G indică $\Delta\phi<0$, respectiv $\cos(\Delta\phi)<1$ (capacitiv), proporțional cu defazajul dintre semnalele Uab și Ucd.

Deoarece semnalele U(A1.2), U(A2.2), U(A3.2), U(A4.3), U(A5.3) au amplitudinea mult mai mare decât tensiunea de decalare a amplificatorului integrat $\beta A741$, nu este necesar să se completeze schema cu circuite de compensare a tensiunii de decalare.

Amplificatorul integrat $\beta A741$ prezintă tensiunea de decalare (ofset) maximă de 5mV, iar 93% din exemplarele rezultate dintr-un proces de fabricație standard au tensiunea de decalare mai mică de 2,6mV.

Deoarece viteza maximă de variație a tensiunii de la ieșire, în condiții de semnal mare (slew rate), a amplificatorului integrat $\beta A741$, este de 0,8V/μs, durata frontului semnalelor U(A2.6), U(A3.6), U(A4.6), U(A5.6), este de 27,5 μs, pentru că amplitudinea vârf la vârf este de 22V.

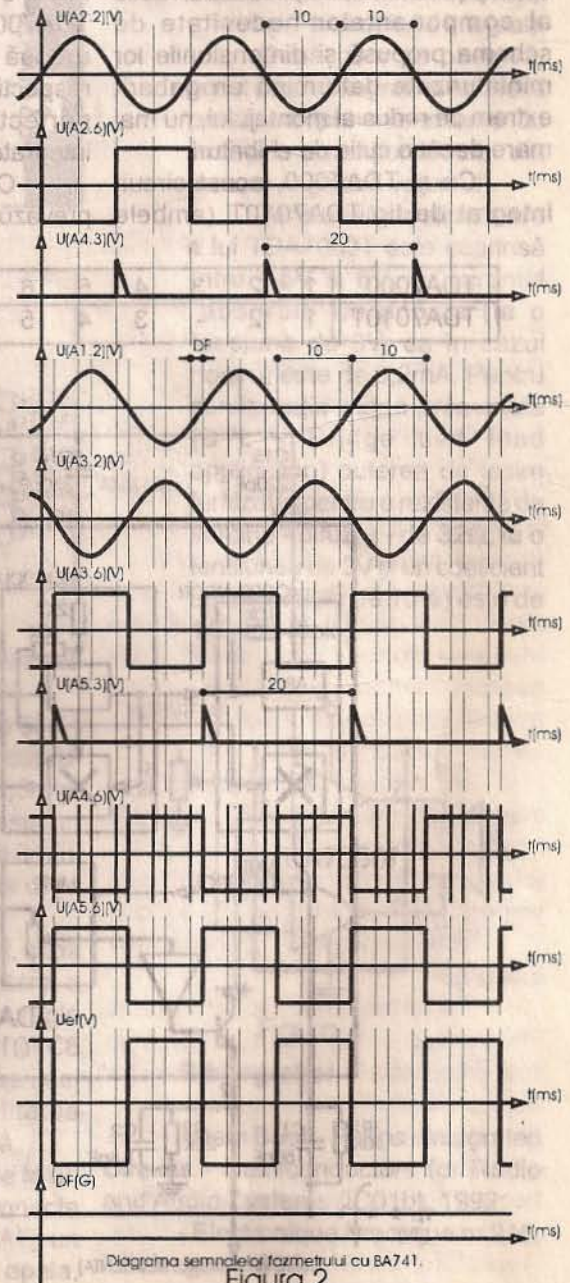
Această durată a fronturilor răspunsurilor amplificatoarelor integrate A2, A3, A4, A5, limitează la 10kHz frecvența maximă la care se poate măsura

defazajul cu o precizie mai bună de 1%, utilizând această schemă de fazmetru.

În locul instrumentului G se poate folosi un dispozitiv numeric de prelucrare și afișare a semnalului Uef, pentru afișare cu eroare minimă a defazajului măsurat.

Bibliografie

1. Andreescu M., Fazmetru monofazat cu detector sensibil la fază. Calitatea producției și metrologie; II (XIX)/1972/nr.12
2. Andreescu M., Fazmetru monofazat. Metrologia aplicată; XXXI/1984/nr.4
3. Gray Paul R.; Meyer Robert G., Circuite integrate analogice. Analiză și proiectare; Editura Tehnică; București, 1983.





RADIORECEPTOR MINIATURĂ PENTRU U.U.S.

ing. Șerban Naicu

În seria de articole începută cu numărul 10/1997 al revistei noastre referitoare la radioreceptoarele cu modulație de frecvență (MF) realizate cu circuitele integrate specializate (de tip TDA7000, TDA7010T, TDA7020T, TDA7021T etc.) prezentăm în materialul de față un astfel de montaj având o caracteristică deosebită. Aceasta constă în faptul că realizarea practică a schemei propuse s-a făcut cu circuitul integrat TDA7010T (care este varianta miniaturizată a lui TDA7000) și cu componente pasive de tip chip (fără terminale). Numărul redus al componentelor necesitate de schema propusă și dimensiunile lor miniaturizate determină un gabarit extrem de redus al montajului, nu mai mare decât o cutie de chibrituri.

Ca și TDA7000, acest circuit integrat de tip TDA7010T (ambele

realizate de firma Philips) este mono, spre deosebire de TDA7020T, TDA7021T care sunt stereofonice. Doar că, spre deosebire de TDA7000 care se livrează în capsulă DIL cu 18 pini (de plastic, tip SOT102HE), circuitul TDA7010T este livrat în minicapsulă de plastic cu 16 pini (de tip S016, respectiv SOT109A).

Echivalența dintre pinii (terminalele) celor două circuite integrate este ilustrată în tabelul de mai jos.

Capsula lui TDA7010T fiind mai mică cu 2 pini față de cea a lui TDA7000, evident că vor lipsi funcțiile a două terminale, acestea fiind 3 și respectiv 10, în rest similitudinea fiind perfectă între cele două circuite integrate.

Circuitul integrat TDA7010 este prevăzut cu un sistem FLL (Frequency

Locked Loop) și lucrează cu o frecvență intermediară de 70kHz.

Enumerăm câteva dintre caracteristicile principale ale acestui circuit integrat:

- tensiunea de alimentare (pinul 4): 2,7+10V (4,5V tipic);
- curentul de alimentare (pentru 4,5V): 8mA (tipic);
- domeniul frecvențelor de intrare: 1,5MHz+ 110MHz;
- curentul oscilatorului (pinul 5): 280μA;
- tensiunea la pinul 12: 1,35V;
- curentul de ieșire (pinul 2): 60μA;
- tensiunea la pinul 2 (cu rezistorul dintre acest pin și masă de 22kΩ): 1,3V;
- sensibilitatea (cu funcția MUTE dezactivată): 1,5μV;
- sensibilitatea (cu funcția MUTE activată): 6μV;

TDA7000	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
TDA7010T	1	2	-	3	4	5	6	7	8	-	9	10	11	12	13	14	15	16

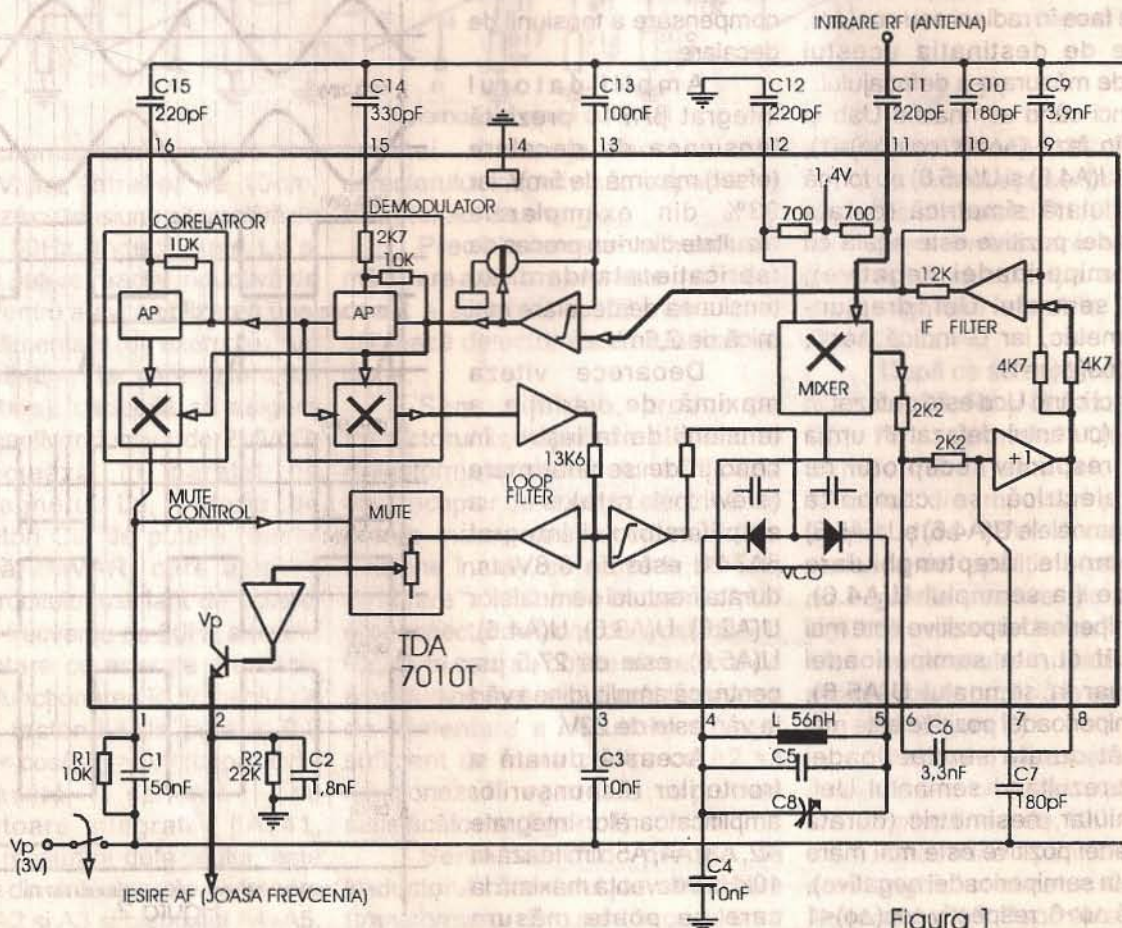


Figura 1

- sensibilitatea pentru un raport semnal/zgomot (S/N) de 26dB: 5,5µV;
- raportul semnal/zgomot (S/N): 60dB;
- distorsiuni armonice totale: 0,7%-2,3%;
- selectivitate: 43dB;
- domeniul CAF (controlul automat al frecvenței): ±300kHz;
- banda de trecere audio: 10kHz;
- tensiunea de ieșire audio: 75mV(rms).

Schema bloc internă a circuitului integrat de tip TDA7010T este prezentată în figura 1. Alături de cele câteva componente pasive externe (puține la număr), aceasta reprezintă de fapt și schema propriu-zisă a montajului nostru. S-au respectat toate valorile componentelor externe recomandate de fabricantul integratului (firma Philips).

Selectivitatea frecvenței intermediare (de 70kHz) se obține cu ajutorul unor filtre RC. Schema bloc cuprinde un etaj de intrare RF (HF), un mixer, un oscilator local, un amplificator-limitator de frecvență intermediară, un demodulator de fază și un sistem MUTE (care poate fi comutat).

Singura funcție a acestui circuit care necesită un acord este rețeaua LC a oscilatorului (situată între pinii 4 și 5 ai circuitului integrat), rețea care determină frecvența de recepție.

Remarcăm faptul că se poate regla comanda oscilatorului local cu ajutorul unei tensiuni aplicate unei diode varicap. Pentru aceasta se conectează un potențiomtru cu scopul de a acorda receptorul pe frecvența dorită la recepție. Pe post de antenă de recepție se poate utiliza un simplu conductor de câteva zeci de centimetri lungime, dar mai bine o mică antenă telescopică ce echipează majoritatea receptoarelor radio realizate industrial și care se găsește în comerț.

Montajul se alimentează de la două baterii plate de 3V, având o capacitate suficientă (ținând cont de curentul "consumat" de câțiva mA).

În figura 2 este prezentat cablajul imprimat al montajului, iar în figura 3 planul de amplasare a componentelor chip.

Una din fețele sticlotexitolitului dublu placat folosit în realizarea circuitului imprimat se păstrează intactă (stratul de cupru depus), cu scopul ca aceasta să acționeze ca un plan de masă. Se vor face în cablajul imprimat un număr de găuri prin care se vor introduce conductoare scurte, dezizolate, care se vor cositori pe ambele părți ale sticlotexitolitului. De asemenea, pinul 14 al circuitului integrat TDA7010T și un terminal al condensatorului C12 (mai bine zis o armătură - extremitate - a acestuia, întrucât componentele utilizate nu au terminale) se vor conecta la fața

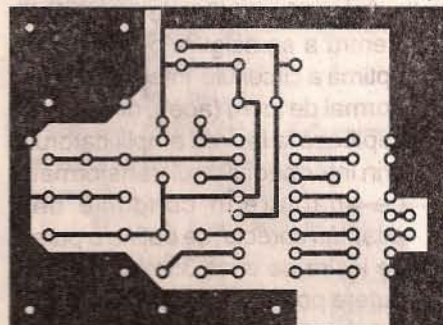


Figura 2

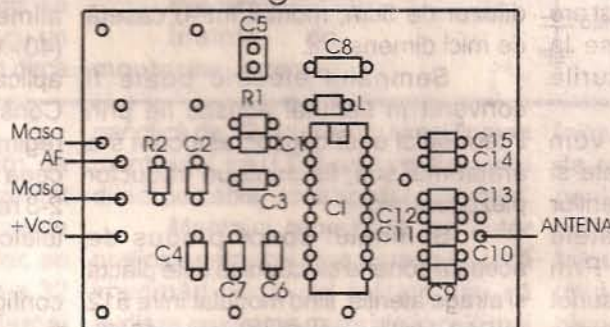


Figura 3

cablajului imprimat care reprezintă planul de masă.

Bobina L are o valoare de 56nH și se realizează din conductor cupru-email, având un diametru de 0,5mm, prin bobinarea a 5,5 spire pe un suport (eventual spiral) cu diametrul de 3mm. Ea trebuie să aibă o lungime de circa 4mm.

Pentru efectuarea audierii, după conectarea sursei de alimentare a antenei și a căștii piezo, se va regla din cursorul condensatorului trimer C8 (10/60pF) până la recepționarea unei stații de radiodifuziune. Calitatea sunetului redat este foarte bună.

Dacă se dorește o audiere la un volum sonor mai ridicat se va conecta la ieșirea de audio frecvență (AF) un amplificator audio. Se poate apela, evident, la un astfel de AAF

(amplificator de audiofrecvență) gata construit sau chiar procurat direct din comerț. În vederea realizării unei construcții compacte a acestui miniradioreceptor (care să nu fie dependentă de un alt echipament), autorul recomandă să se folosească în acest scop circuitul integrat miniatură (capsulă S08, SOT96A, cu 8 pini) de tip TDA7050T, care este un amplificator audio de putere (mono/stereo) de joasă tensiune.

Schema de aplicație (pentru configurație mono) a lui TDA7050T este prezentată în figura 4. Dată fiind configurația monofonică a montajului se remarcă conectarea împreună a celor două intrări (pinii 1 și 3) precum și a difuzorului între cele două ieșiri (pinii 6 și 7 ai circuitului integrat).

După cum se observă, acest circuit integrat nu necesită practic componente externe (cu excepția potențiometrului din care se reglează volumul).

Tensiunea de alimentare a lui TDA7050T este cuprinsă între 1,6V și 6V, iar curentul "absorbit" de acesta (la o tensiune de 3V, ca în cazul nostru) este de 3,2mA. Pentru configurația mono prezentată (BTL - Bridge tied load application) puterea de ieșire furnizată (pentru o rezistență de sarcină - difuzor - de 32Ω, la o tensiunea de 3V și un coeficient de distorsiuni de 10%) este de 140mW (tipic).

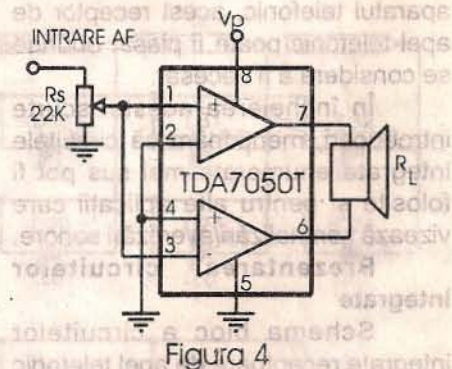


Figura 4

Bibliografie:

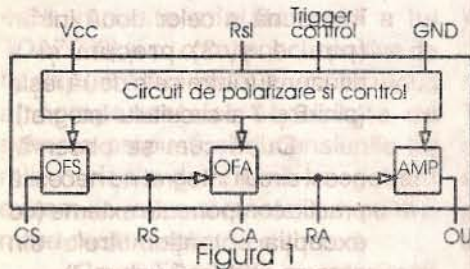
- Data Book - Philips - Integrated Circuits - Semiconductors for Radio and Audio Systems (IC01b), 1992;
- Electronique Practique nr.216, iulie/august 1997.



SONERIE ELECTRONICĂ PENTRU APEL TELEFONIC

Aurelian Lăzăroiu
ing. Cătălin Lăzăroiu

Sonerie electromecanică acționată în curent alternativ, instalată în aparatele telefonice clasice, datează din anul 1881, fiind inventată de Watson, asistentul lui Bell. Cu unele mici modificări, acest tip de sonerie a supraviețuit timp de aproape 80 de ani. Apariția centralelor telefonice electronice și a microelectronicii a condus la elaborarea unor dispozitive capabile să înlocuiască dispozitivele mecanice.



Un asemenea dispozitiv este circuitul integrat ML8204 (MITE[L]). Menționăm că acest circuit integrat are echivalente românești, produse la ICCE, sub unul dintre codurile ROB8204, ROB04 sau ROB05.

În cele ce urmează vom prezenta aceste circuite integrate și modalitatea de înlocuire a sonerilor electromecanice din aparatele telefonice de tip mai vechi. Prin această înlocuire se obține un sunet mai plăcut și penetrant, cu posibilitatea modificării sonorității și a reglării nivelului sonor. Fiind separat de aparatul telefonic, acest receptor de apel telefonic poate fi plasat oriunde se consideră a fi necesar.

În încheierea acestei scurte introduceri, menționăm că circuitele integrate enumerate mai sus pot fi folosite și pentru alte aplicații care vizează semnalizări/avertizări sonore.

Prezentarea circuitelor integrate

Schema bloc a circuitelor integrate receptoare de apel telefonic este prezentată în figura 1. În structura acestora întâlnim două oscilatoare, un amplificator de ieșire și un etaj de polarizare și control. Oscilatorul de frecvență audio OFA produce semnale cu frecvență nominală de circa 576Hz. Oscilatorul de frecvență subsonică OFS generează un semnal cu

frecvența de aproximativ 10Hz. Acest semnal este aplicat oscilatorului de frecvență audio, pe care îl forțează să-și modifice frecvența între limitele 512-640Hz cu o periodicitate de 10Hz. Prin intermediul componentelor RC externe, frecvențele produse de cele două oscilatoare pot fi modificate în limite largi.

Semnalul modulat, produs de oscilatorul de frecvență audio, este aplicat amplificatorului de ieșire AMP. Pentru a se asigura o funcționare optimă a circuitului integrat în regim normal de lucru (apel), difuzorul se cuplează la ieșirea amplificatorului prin intermediul unui transformator de adaptare. În condițiile unei adaptări corecte, se obține o putere de ieșire de circa 35mW. Această putere poate produce un nivel SPL de maximum 90dB (măsurat la 0° incidentă și distanța de 30cm), pe un difuzor de 5cm, montat într-o casetă de mici dimensiuni.

Semnalul electric poate fi convertit în semnal acustic fie prin intermediul unui difuzor, așa cum s-a arătat mai sus, fie printr-un traductor piezoceramic.

Semnalul sonor produs de această sonerie electronică este plăcut și atrage atenția, fiind modulat între 512 și 640 Hz cu o periodicitate 10Hz. Semnalul este activ 2 secunde, cu pauze de 4 secunde, determinate de întreruperile tensiunii de apel telefonic. Toate aceste valori de frecvențe și temporizări conduc la producerea unui semnal de apel specific.

Circuitul de polarizare și control este un stabilizator de tensiune cu histerzis, care permite recunoașterea semnalului de apel din centrala

telefonică și asigură alimentarea în c.c. a celorlalte etaje din structura circuitului integrat. Când tensiunea de intrare (tensiunea de alimentare) depășește o anumită valoare (tensiunea de inițiere a oscilațiilor), stabilizatorul intern intră în funcțiune și cele două oscilatoare încep să oscileze. Oscilațiile continuă până când tensiunea de intrare scade sub o anumită valoare (tensiunea de menținere a oscilațiilor). Pentru circuitele integrate ML8204, ROB8204, ROB04 și ROB05, tensiunea de inițiere a oscilațiilor este de 19V (17+21V), iar tensiunea de menținere a oscilațiilor este de 11V (9,7+12V).

Circuitul intern de stabilizare cu histerzis exclude funcționarea circuitului integrat la semnale parazite care pot să apară pe linia telefonică, prevenind apelurile false și impulsurile contradictorii.

Circuitele integrate pot fi alimentate de la o linie telefonică (40+120V, 26+60Hz), sau pentru alte aplicații de la o sursă de c.c. (24V). Consumul acestor circuite integrate în regim de apel este de maximum 8mA, ceea ce permite cuplarea în paralel a 2-3 receptoare de apel pe aceeași linie telefonică.

În figura 2 este indicată configurația terminalelor pentru cele trei variante de circuite și capsule. După cum se poate observa circuitele integrate ML8204, ROB8204 și ROB04 pot fi declanșate din exterior prin aplicarea unui curent de 1mA pe terminalul 2. Circuitul integrat ROB05 are posibilitatea reglării curentului de inițiere a oscilațiilor. Pentru valoarea tipică de 2,5mA, între terminalul 4 și masă se conectează un rezistor de 6,8KΩ.

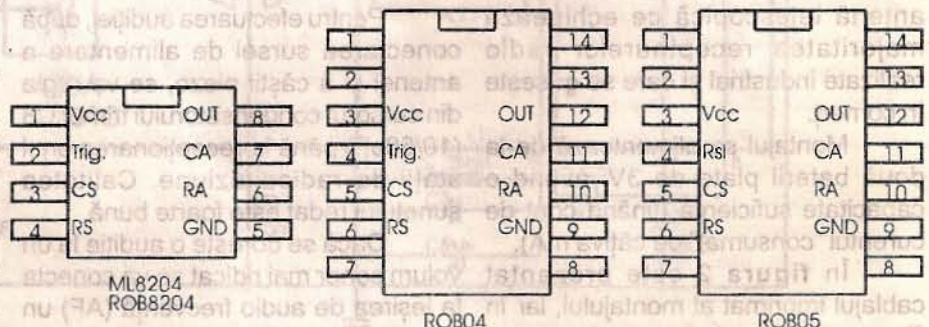


Figura 2



Descrierea schemei de aplicație

Schema tipică de receptor de apel telefonic realizat cu circuitele integrate ML8204 și ROB8204 este prezentată în figura 3.

Impulsurile de apel care apar la terminalele liniei telefonice sunt reduse prin intermediul componentelor R1C1 la valoarea necesară funcționării circuitului. După redresarea dublă alternanță, semnalul de apel, filtrat cu condensatorul C2, este aplicat pe terminalele de alimentare ale circuitului integrat. Componentele RC din circuitul terminalelor 3, 4, 6 și 7 determină frecvența audio și periodicitatea de modulație a acesteia. Precizăm că valorile acestor componente nu sunt critice.

Sarcina etajului de ieșire este un difuzor de 8Ω cuplat printr-un transformator de adaptare. Sarcina optimă a etajului de ieșire este de 1300Ω. Pentru aceste valori ale impedanțelor, transformatorul de adaptare poate fi realizat conform indicațiilor de mai jos. Pe un pachet de tole cu secțiunea de 0,5+1cm² se bobinează înfășurarea primară cu un conductor CuEm 0,1mm, având circa

1200spire. Înfășurarea secundară va avea 100 spire CuEm 0,25mm, pentru difuzoare cu impedanța de 8Ω. Se poate încerca și un transformator de ieșire de la radioreceptoarele tranzistorizate de tip vechi. Se vor introduce în circuit extremele înfășurării primare (mediana nu se folosește).

Potențiometrul P1 reglează nivelul sonor produs de către difuzor.

În încheiere, precizăm că o oarecare mărire a nivelului sonor se poate obține prin exploatarea rezonanțelor difuzorului folosit. În acest scop, componentele RC din circuitul terminalelor 6 și 7 pot fi modificate în limitele ±25% față de valorile indicate în figura 3.

Puntea de redresare va fi de tip 1PM2, sau realizată din patru diode 1N4003 sau 1N4004.

Precizare
Înainte de montarea acestei

sonerii, recomandăm consultarea serviciilor abilitate din Romtelecom, pentru a se evita eventualele incompatibilități.

Bibliografie:

- Vais, M., Circuit integrat receptor de apel telefonic, în Lucrările Conferinței Anuale de Semiconductoare, 1985;
- Electronic Tone Ringer to Replace the Telephone Bell, Notă de aplicații, Mitel Semiconductor, 1982;
- Circuite integrate liniare, Catalog ICCE, 1987.

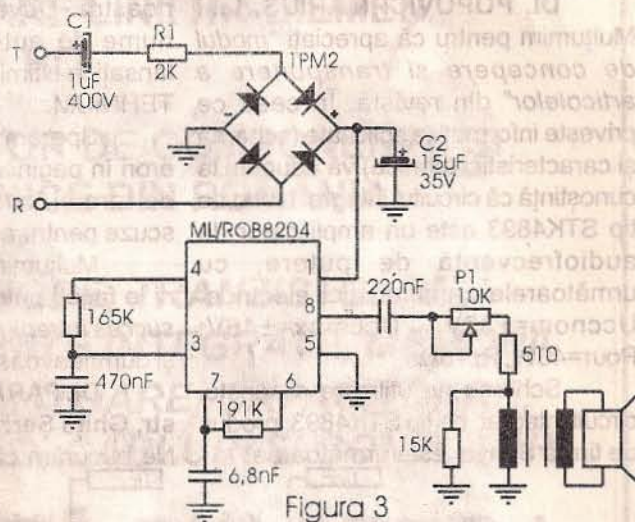


Figura 3

- urmare din pagina 15 -

de culoare verde. Modul intern de conectare a LED-urilor este prezentat în figura 2. Cum acest afișor nu este disponibil în majoritatea cazurilor, se va realiza unul prin conectarea a 32 de LED-uri conform schemei prezentate.

Legăturile între afișor și montaj vor fi realizate folosind un cablu

panglică de 12 fire, pentru simplificarea montajului, sau LED-urile vor fi plasate direct pe cablaj dacă spațiul o permite.

Montajul reprezintă un ajutor prețios pentru cei care doresc să facă imprimări audio de calitate sau să audieze programe muzicale în cele mai bune condiții, dat fiind faptul că nivelul maxim de la un moment dat este menținut mai mult timp pe afișor,

înlăturând astfel posibilitatea ca un vârf de tensiune să treacă neobservat pentru operator, dar să deterioreze calitatea unei imprimări. Se elimină totodată imprecizia datorată inerției unui ac indicator, care nu va ajunge niciodată să arate maximul efectiv în cazul unor impulsuri cu timpi de creștere mici.

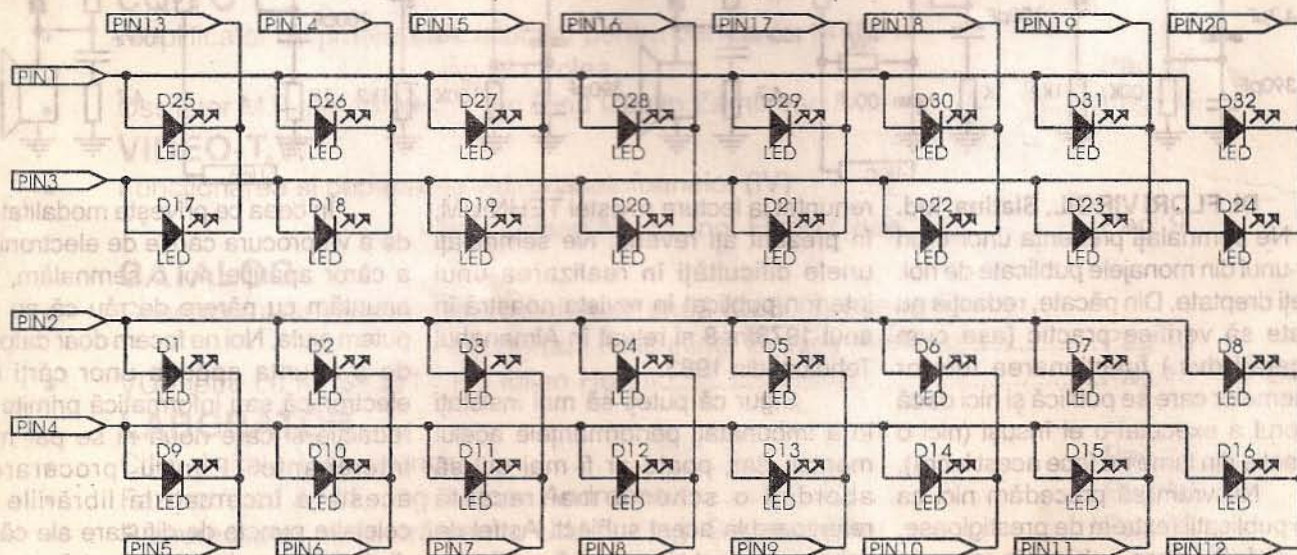


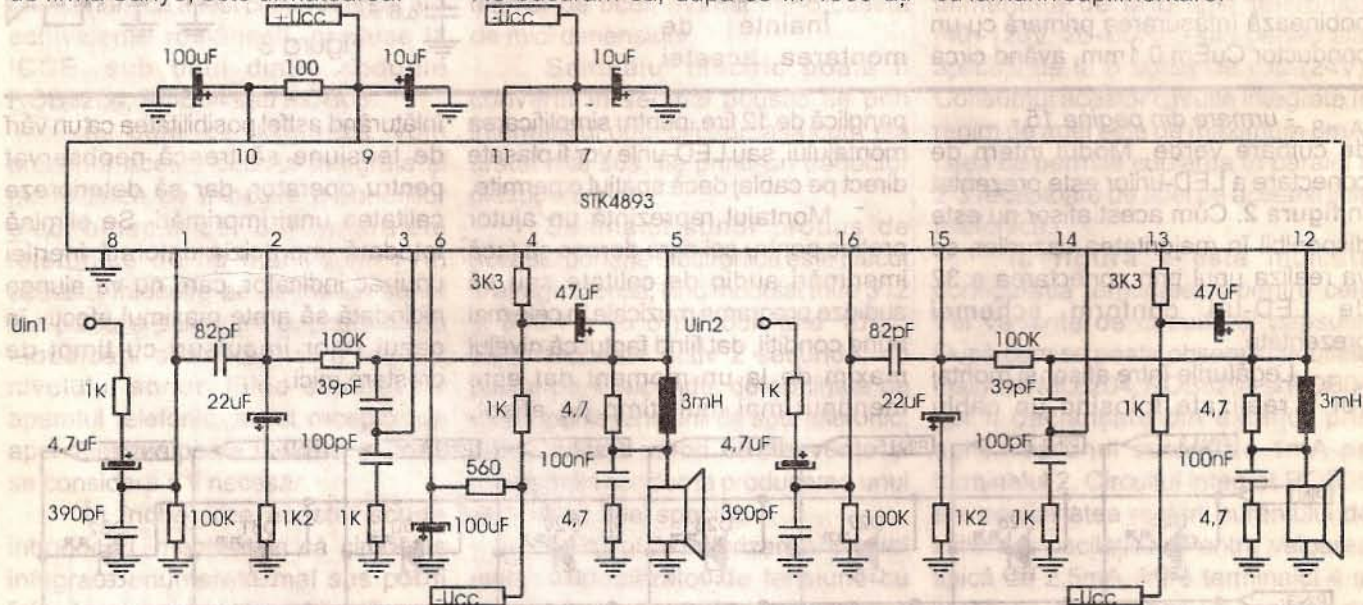
Figura 2

DI. DICU COSMIN, Sibiu Ne pare rău, dar nu furnizăm adresele autorilor articolelor publicate în revistă decât cu acordul acestora. Scrisorile adresate - prin intermediul nostru - unora dintre autori le sunt înmânate acestora.

DI. CONSTANTIN VALENTIN CROIF, com. Șoldanu, jud. Călărași Articolul trimis redacției a fost reținut în vederea publicării.

DI. POPOVICI MARIUS, Iași Mulțumim pentru că apreciați "modul de concepere și transpunere a articolelor" din revistă. În ceea ce privește informațiile solicitate (schemă și caracteristici tehnice) vă aducem la cunoștință că circuitul integrat hibrid de tip STK4893 este un amplificator de audiofrecvență de putere, cu următoarele caracteristici electrice: $U_{ccnom} = \pm 32V$; $U_{ccmax} = \pm 46V$; $P_{OUT} = 40W$; $R_L = 8\Omega$.

Schema de utilizare a acestui circuit integrat, de tip STK4893, produs de firma Sanyo, este următoarea:



DI. FLORI VIRGIL, Slatina, jud. Olt Ne semnalati prezenta unor erori într-unul din monajele publicate de noi. Aveți dreptate. Din păcate, redacția nu poate să verifice practic (așa cum sugerați dvs.) funcționarea tuturor schemelor care se publică și nici dacă autorul a executat-o el însuși (nici o redacție din lume nu face acest lucru).

Nu vrem să procedăm nici ca alte publicații (extrem de prestigioase, de altfel), care, chiar în caseta redacțională anunță că "își declină

orice responsabilitate privind buna funcționare a montajelor publicate, aceasta revenind integral autorilor".

După cum cred că ați observat deja, revista noastră publică de regulă materialele unor autori deja consacrați, demni de toată încrederea, dar dă credit și unor autori debutanți, în speranța că aceștia se vor dovedi valoroși, susținătorii de mâine ai revistei.

De regulă reușim în selecția noastră. Dovadă stau cele câteva nume de autori (deja consacrați) lansați în ultimii ani în paginile revistei TEHNIUM.

Sperăm că situațiile apariției de erori în paginile revistei să fie extrem de rare și, cu anticipație, ne cerem scuze pentru acestea.

Mulțumim pentru urările pe care ni le faceți privind "multe satisfacții și succes întregii redacții". La fel vă dorim și dumneavoastră!

DI. PARASCHIV GHEORGHE, str. Ghiță Șerban, sect.3, București Ne bucurăm că, după ce în 1989 ați

renunțat la lectura revistei TEHNIUM, în prezent ați revenit. Ne semnalati unele dificultăți în realizarea unui interfon publicat în revista noastră în anul 1978/nr.8 și reluat în Almanahul Tehniium din 1983.

Sigur că puteți să mai insistați în a îmbunătăți performanțele aceluși montaj, dar, poate ar fi mai util să abordați o schemă mai recentă referitoare la acest subiect. Astfel de scheme au fost și vor mai fi publicate.

Ne bucurăm că (la pensie fiind)

aveți o pasiune atât de frumoasă - ca electronica - care vă umple viața.

Dacă ați așteptat un "semn de bunăvoință" din partea noastră, el a venit acum, însoțit de urările noastre de multă sănătate și cât mai multe împliniri sufletești alături și de revista TEHNIUM.

DI. BULIGA ELEODOR, str. Ion Antonescu, Pitești Circuitul integrat TDA1514A reprezintă un amplificator Hi-Fi de 50W de înaltă performanță produs de firma Philips. Schema clasică de aplicație cu acest C.I. o găsiți chiar în catalogul firmei: "DATA HANDBOOK - Philips Semiconductors - Semiconductors for Radio and Audio System (book IC01a, 1992). Vom avea în vedere rugămintea dumneavoastră și vom încerca publicarea schemei unui astfel de amplificator într-unul din numerele viitoare ale revistei.

În ceea ce privește cea de-a doua întrebare nu ne este clar la care anume amplificator vă referiți. Reveniți cu lămuriri suplimentare.

(Ș.N.)



VITACOM Electronics

CLUJ-NAPOCA, str. Pasteur nr. 73, tel: 064-438401,
BBS: 064-438402 (după ora 16:30), fax: 064-438403
BUCUREȘTI, str. Popa Nan nr.9, sectorul II, tel/fax: 01-2503606,
b-dul Nicolae Titulescu nr.62-64, sectorul I, tel: 01-2229911,
e-mail: vitacom@vitacom.dntej.ro

DISTRIBUITOR PENTRU ROMÂNIA:

- TRANSFORMATOARE LINII HR-DIEMEN
- TELECOMENZI TIP HQ

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

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

LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !

TEHNIUM • 2/1998

CUPRINS:

AUDIO

- Filtre de separare - Alexandru Zanca..... Pag. 1
- Amplificator audio hibrid de putere - ing. Aurelian Mateescu..... Pag. 3

CQ-YO

- Amplificator de putere tranzistorizat pentru banda de 144MHz
- ing. Ion Folea..... Pag. 7
- Oscilator M.F. pe 455kHz - ing. Dinu Costin Zamfirescu..... Pag. 6

VIDEO-T.V.

- Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (IV)
- ing. Șerban Naicu, ing. Florin Gruia..... Pag. 9

CATALOG

- Generatorul de precizie pentru forme de undă ICL8038(partea II)
- ing. Șerban Naicu, ing. Dragoș Marinescu..... Pag.13
- VU-metru cu MLS9351 - ing. Iulian Horațiu..... Pag.15

LABORATOR

- Cifru digital - Ioan Stanciu..... Pag.16
- Fazmetru cu A741 - ing. Mircea Andreescu..... Pag.18
- Radioreceptor miniatură pentru U.U.S. - ing. Șerban Naicu..... Pag.20
- Sonerie electronică pentru apel telefonic
- Aurelian Lăzăroiu, ing. Cătălin Lăzăroiu..... Pag.23

Poșta redacției..... Pag.24

DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- comunicații radio-pachet de amatori
- incinte acustice
- efecte acustice
- linie de amplificatoare pentru toate benzile de radioamatori
- amplificator liniar SSB
- stabilizator de tensiune TL783C
- amplificatoare pentru semnale bioelectrice
- presostat digital

5000 lei

ISSN 1223-7000

Revistă editată de S.C. TRANSVAAL ELECTRONICS SRL
Tiparul executat la TACHE EXPRESS, tel./fax: 312 38 72; 311 30 12