

Tehniium

nr. 10/97

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- Sisteme de transmisiune cu spectru împrăștiat
- Flanger dublu
- Circuite integrate amplificatoare pentru căști
- Radioreceptoare MF cu TDA 7000
- pH-metru electronic termocompensat
- Regulator de tensiune cu tiristori
- Convertor DC-DC
- Transceiver monobandă QRP (I)
- Modificarea VFO-ului în transceiverul „Radio 76“



COMORI INESTIMABILE ALE ȘTIINȚEI ȘI TEHNICII

În patrimoniul Muzeului Tehnic "prof.ing. Dimitrie Leonida" din București se găsesc numeroase exponate de referință din istoria științei și tehnicii. Un sector, care prezintă pentru pasionații de electronică un deosebit interes, adăpostind mari valori de patrimoniu național este cel de TELECOMUNICAȚII, RADIO ȘI TELEVIZIUNE.

Printre exponatele de valoare expuse în cadrul acestui sector se află aparate sau colecții originale, dintre care multe sunt încă funcționale. Iar dacă aceste aparate se află încă într-o stare bună, în ciuda condițiilor foarte modeste (materiale) oferite de Muzeu, acest lucru este datorat în special priceperii și pasiunii puse în munca lor de către restauratori. Unuia dintre aceștia, care răspunde de sectorul menționat anterior, dl. Gabriel Bunilă, care, cu multă amabilitate ne-a pus la dispoziție date legate de aparatele prezentate în colecție, revista TEHNIUM (în numele cititorilor săi) îi mulțumește. Pentru că, alături de dorința nestăvilită de creație a noi valori în domeniul electronicii, conservarea atentă și punerea în valoare a vechiului patrimoniu existent, alături de respectarea memoriei personalităților noastre care au contribuit la crearea acestui patrimoniu, sunt premiile certe ale progresului tehnic al unei națiuni. Căci nu poți accede în viitor, dacă nu vii de nicăieri. O națiune care își uită valorile trecutului e predestinată stăgării.

Revista TEHNIUM a încercat (și nu va renunța nici în viitor) să prezinte personalități, mari invenții și descoperiri din domeniul electronicii, pe plan național și internațional. Scopul ei declarat este acela de a atrage în special tineretul în această lume mirifică a electronicii, în care accesul nu este facil, dar satisfacțiile ulterioare reușitei sunt imense.

Muzeul tehnic "prof.ing. D. Leonida" adăpostește multe exponate reprezentând evoluția sistemelor de comunicație, dintre care amintim:

- Telegraful Chappe (1794), telegraful electrochimic Sommering (1809), o colecție de telegrafe Morse (dintre care unele aparate au fost utilizate în primul război mondial), telegrafe imprimatoare Hughes, Baudot, teleimprimatoare electromecanice, telexuri și faxuri;
- Telefoane - de perete, de campanie, cu centrală proprie manuală sau automată (majoritatea aparatelor funcționează);

Sectorul radio este foarte bine reprezentat în Muzeu, prin colecția sa de aparate de recepție (de la cele cu galenă, cu audiția în difuzoare cu pânză de tip gramofon), aparținând unor firme prestigioase: Philips, Telefunken, Blaupunkt, Atwaterkent, Marconi, Grunding

ș.a.

Se găsesc aici și primele emițătoare folosite în țară:

- postul de comunicații militare, "Ghidiceni", construit de ing. D. Leonida și montat într-un vagon de cale ferată, asigurând comunicațiile armatei române în primul război mondial (1914-1917) în Moldova;
- primul post de emisie pentru radiodifuziune de la Băneasa, emițător de tip Marconi, care a funcționat în perioada 1929-1961;
- stația de emisie, tip Marconi, de la Urziceni;
- primul car de reportaj TV (de fabricație sovietică);
- stația de emisie TV de la Timișoara.

Colecția de înregistrare și redare a sunetului cuprinde aparate tip Edison, originale, cu înregistrarea semnalului pe cilindri de ceară (fonografe, dictafoane), pe discuri de ebonită (patefoane, gramofone, combine radio-patefon etc.).

Colecția de aparatură militară de comunicații este compusă din sisteme de transmisiune codificate, tip Baudot și telegrafe, telefoane și stații de comunicație (alimentate cu dinam, electret), utilizate în timpul primul război mondial.

Se mai află, de asemenea, în colecție aparatură de comunicații utilizată pe vapoare și avioane, un radar (tip RCA), o radiosondă (U.S. Army), goniometre etc.

Din colecțiile sectorului radio-TV amintim primele receptoare radio fabricate în România (de tip Radio-popular), televizoare de tip VS43, combine radio-TV (datând din perioada 1952-1960), primele radioreceptoare echipate cu tranzistoare, magnetofone profesionale, instalații de studio pentru prelucrarea, stocarea și difuzarea informațiilor radio-TV.

În final, amintim încă două exponate interesante: - o lampă de iluminat cu petrol (având lateral un sistem de radiatoare/termoelemente), care produce în timpul funcționării două tensiuni (de 80V și 1,5V) utilizate pentru alimentarea circuitelor anodice și filamentului unui radioreceptor;

- pila electrochimică a lui Vasilescu Karpen ("pilele K"). Este construită dintr-un sistem geometric din sticlă pe care se află bobinate intercalat două benzi din aur (de 24K) și platină, scufundate în acid sulfuric concentrat. Sistemul este compus din două pile identice și un electromotor pendular, cu contacte de revenire, care asigură un ciclu de pendulare de circa 2 secunde. Această pilă funcționează după un principiu insuficient demonstrat, de aproximativ 50 de 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.

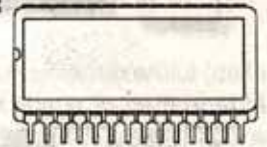
Preț abonament : 5000 lei/număr de revistă.

- 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.

SISTEME DE TRANSMISIUNE CU SPECTRU ÎMPRĂȘTIAT

ing. Șerban Naicu

ing. Gheorghe Costea



Sistemele de transmisiune cu spectru împrăștiat, sau distribuit (spread spectrum systems) au la bază un concept care datează de la sfârșitul celui de-al doilea război mondial.

Plecând de la teoriile lui Norbert Wiener și Claude Shannon, referitoare la proprietățile semnalelor aleatoare și

sistemul de poziționare globală (G.P.S.), precum și în telefonia celulară. Și astfel, de la aplicațiile militare și cele profesionale, până la cele comerciale și chiar ale industriei de larg consum, nu a fost decât un singur pas.

Articolul de față nu își propune

cititorii interesați de mai multe amănunte îi informăm că este în curs de apariție o carte a acelorași autori, referitoare la subiectul comunicațiilor cu spectru împrăștiat, pe care, la apariție, revista noastră o va semnala împreună cu modalitatea în care aceasta se poate procura.

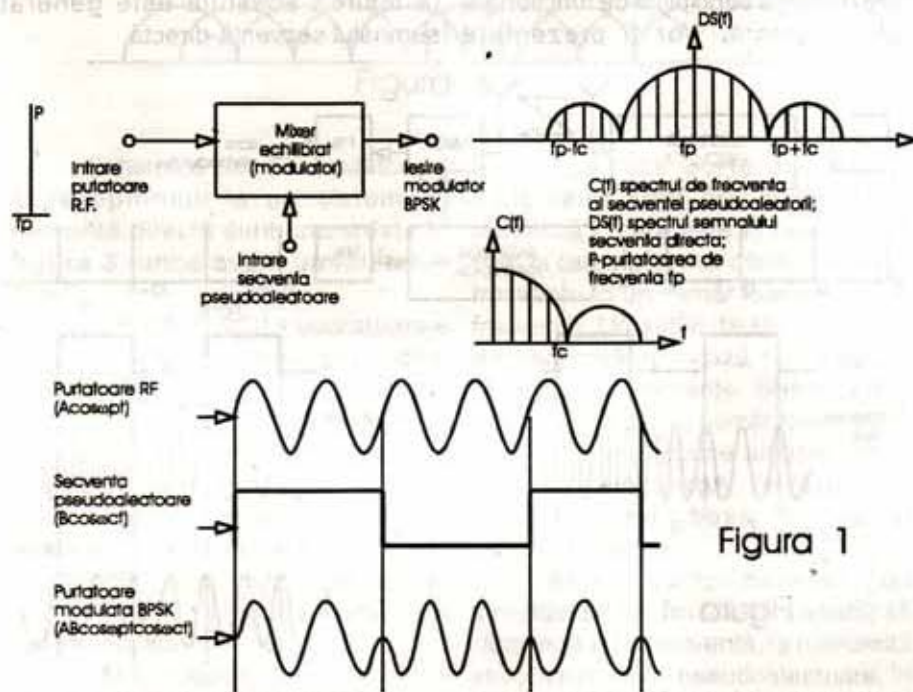


Figura 1

Conceptul de spectru împrăștiat. Caracteristici. Avantaje

Spectrul unui semnal este reprezentarea acestuia în domeniul frecvență. Un sistem cu spectru împrăștiat reprezintă un mod de transmisie, în care semnalul ocupă o bandă de frecvențe mult mai mare decât cea necesară pentru transmiterea informației în banda de bază. Altfel spus, semnalul este împrăștiat (distribuit) cu ajutorul unui cod, care este independent de mesaj. La recepție este sintetizată o replică identică a acestui cod, ceea ce permite revenirea de la banda lărgită la banda îngustă (adică, dezîmprăștierea semnalului) și refacerea datelor - informație.

Caracteristicile de bază ale semnalului cu spectru împrăștiat sunt următoarele:

- purtătoarea R.F. este un semnal pseudoaleatoriu, într-o bandă foarte largă;
- banda în radiofrecvență este

pseudoaleatoare, s-a ajuns ca, după un deceniu de eforturi susținute, laboratoarele specializate din Statele Unite ale Americii să dispună de primele instalații operaționale în perioada 1959-1960.

Comunicațiile care utilizează această modalitate de lucru (împrăștierea spectrului) au constituit, până nu demult, doar apanajul aplicațiilor militare, în special în domeniul comunicațiilor tactice, în condiții de bruij intens și al radiodirijării rachetelor.

Dar, în ultimii ani, datorită unei dezvoltări explozive a tehnicilor cu spectru împrăștiat, aria aplicațiilor acestora s-a extins rapid, în multe alte domenii: secretizarea comunicațiilor, combaterea propagării multicăii a undelor radio, comunicațiile prin sateliți și, mai recent, radionavigația și localizarea de persoane (sau obiecte) în orice punct de pe Terra, folosind

o abordare exhaustivă a subiectului, care este foarte vast, ci doar o succintă trecere în revistă a principalelor tehnici de implementare a sistemelor spread spectrum și a performanțelor sale. Pe

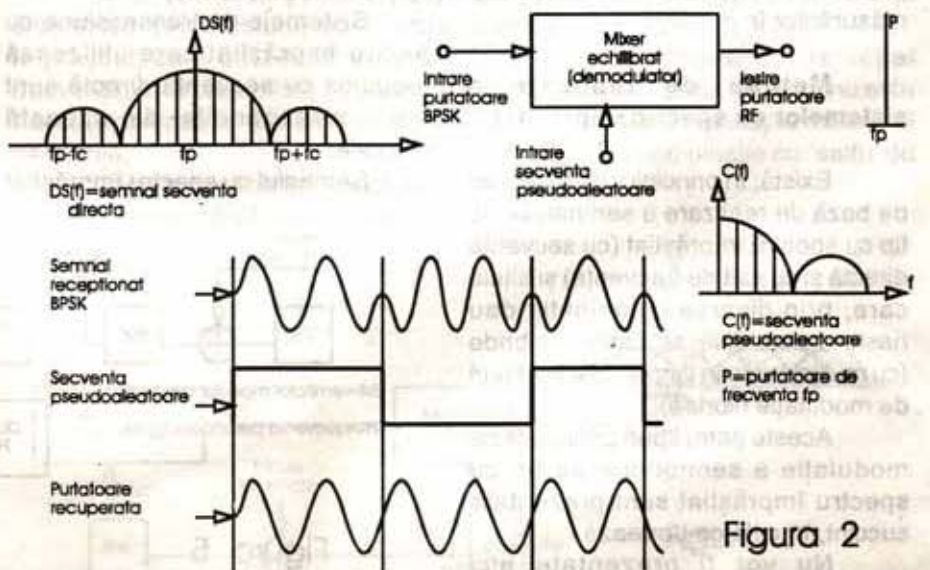


Figura 2

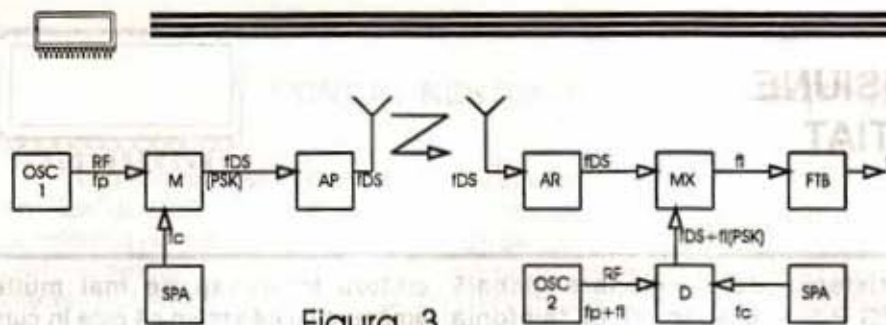


Figura 3

mult mai mare decât cea necesară transmisiunii datelor - informație prin tehnicile de modulație convenționale; - recepția este posibilă folosind tehnici speciale de corelație a secvenței - cod folosite la emisie pentru lărgirea spectrului, cu secvența cod generată sincron la recepție.

Utilizarea sistemelor de transmisiune cu spectru împrăștiat oferă o serie de avantaje, dintre care amintim:

- probabilitatea scăzută de interceptare;

- imunitate mare la interferențe naturale cauzate de diferite fenomene, cum ar fi furtunile magnetice, propagarea multicăii a undelor radio, precum și la cele provocate, de exemplu, bruiatul radio;

- posibilități de secretizare deosebite ale mesajului, deoarece modificarea secvenței de cod pseudoaleatoare de către datele - mesaj criptate se face în mod natural;

- perechi de emițători receptori folosind purtătoare aleatoare pot lucra în aceeași bandă, cu interferență intercanal și cocanal minimă;

- o rezoluție foarte bună în timp prin detecția coerentă a semnalului de bandă largă, care permite supraîmprierea ecurilor, a bruiatului, precum și o precizie deosebită a măsurărilor în distanță.

Metode de realizare a sistemelor cu spectru împrăștiat

Există, în principiu, două tehnici de bază de realizare a semnalului de tip cu spectru împrăștiat (cu secvență directă și cu salt de frecvență) și altele care, prin diverse combinații, dau naștere unor diverse sisteme hibride (cu multiplexare în timp și cele trei tipuri de modulație hibridă).

Aceste patru tipuri principale de modulație a semnalelor de tip cu spectru împrăștiat sunt prezentate succint, în cele ce urmează.

Nu vor fi prezentate aici

fundamentările teoretice ale funcționării acestor sisteme de comunicații cu spectru împrăștiat, ceea ce ar necesita un aparat matematic arid, ci ne vom rezuma la prezentarea principiilor de funcționare ale acestora. Vor fi prezentate

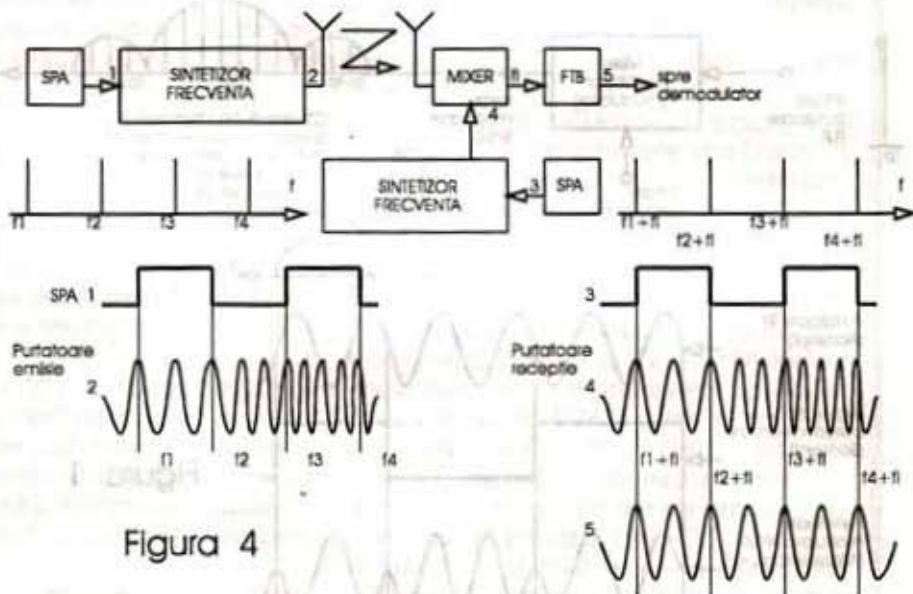


Figura 4

schemele bloc simplificate ale sistemelor respective, funcționarea acestora, formele de undă și spectrele de frecvență ale semnalelor prelucrate.

1. Secvența directă (DS=Direct Sequence)

Sistemele de transmisiune cu spectru împrăștiat care utilizează modulația cu secvență directă sunt cele mai răspândite, din această categorie.

Semnalul cu spectru împrăștiat

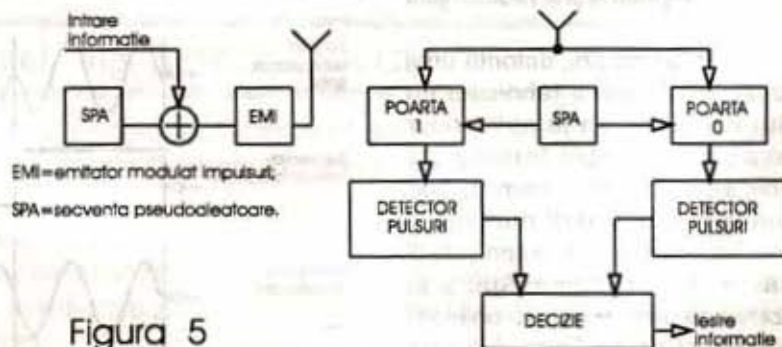


Figura 5

este obținut prin modulația BPSK a unei purtătoare de RF cu o secvență digitală pseudoaleatoare. Deviațiile de fază sunt de $\pm 180^\circ$ și respectiv $K \cdot 90^\circ$, unde $K=0,1,2,3$.

În figura 1 este prezentată schema bloc simplificată a unui modulator al unui sistem cu secvență-directă, precum și spectrele de frecvență și formele de undă ale diverselor semnale.

La intrarea mixerului echilibrat (modulatorului) se aplică purtătoarea R.F. și secvența pseudoaleatoare, iar la ieșirea acestuia este generat semnalul secvență-directă.

Lărgimea de bandă a lobului principal al semnalului cu secvență directă (DS) este de două ori frecvența de secvență de cod folosită ca semnal modulator. Fiecare din lobi laterali are o lărgime de bandă egală cu frecvența de modulație.

La recepție se efectuează demodularea semnalului cu spectru împrăștiat.

În figura 2 este prezentată schema bloc simplificată a unui demodulator (corelator) al unui sistem



cu secvență directă, precum și spectrele de frecvență și formele de undă asociate ale diverselor semnale.

Este utilizat un mixer identic cu cel din figura anterioară (modulator), la intrările acestuia aplicându-se purtătoarea modulată BPSK și secvența de cod pseudoaleatoare, perfect sincronă cu cea generată de emițător, iar la ieșire recuperându-se purtătoarea de RF.

Întrucât banda semnalului cu secvență-directă limitează câștigul de proces al sistemului, pentru obținerea unui câștig de proces cât mai bun, pentru realizarea unor legături în medii puternic perturbate, este necesară o bandă cât mai largă.

2. Saltul de frecvență (FH-Frequency Hopping)

Modulația cu salturi de

emisie, încât la ieșirea mixerului (de la recepție) se va obține în permanență frecvența intermediară f_i (care înglobează informația din banda de bază).

Ca și în cazul sistemului precedent (cu secvență directă) orice semnal care nu este o replică a referinței locale este împrăștiat prin multiplicare cu aceasta. Filtrul trece-bandă de după mixer (corelator) rejectează toate componentele situate în afara benzii sale.

3. Multiplexarea în timp (T.H.)

Această tehnică de modulație reprezintă, de fapt, modulația în impulsuri, secvența pseudoaleatoare fiind folosită pentru a comuta emițătorul ON/OFF, recepția asigurându-se prin utilizarea unei secvențe de cod identice și perfect sincronă cu cea de la emisie.

Diferența între "saltul de frecvență" și "saltul în timp" constă în aceea că în primul caz frecvența de emisie este schimbată la fiecare bit de cod, iar la cel de-al doilea frecvența emițătorului se schimbă doar în momentele de tranziție din secvența de cod. Acest lucru determină o simplificare a modulatorului.

Schema bloc simplificată a sistemului de transmisiune cu "salt de timp" este ilustrată în figura 5. Această tehnică de modulație poate fi utilizată pentru a reduce interferențele între sisteme prin implementarea accesului multiplu cu diviziune în timp (TDMA). Acest lucru înseamnă că emițătoarele emit pe rând, la momente bine determinate de timp, receptoarele primind astfel informație cu interferențe minime.

În privința rejectiei interferențelor, "saltul de timp" nu este foarte avantajos în aplicațiile militare el este folosit în combinație cu "saltul de frecvență".

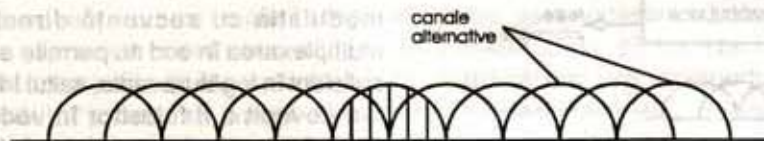


Figura 6

Schemele bloc ale emițătorului și receptorului la un sistem cu secvență directă sunt prezentate în figura 3, unde avem următoarele notații:

- OSC1, OSC2 - oscilatoarele locale de la emisie și, respectiv, recepție;
- M- modulatorul de la emisie;
- D- demodulatorul de la recepție;
- SPA- generatoarele de referință pseudoaleatoare;
- AP - amplificatorul de putere;
- AR- amplificatorul de radiofrecvență;
- MX- mixerul;
- FTB- filtrul trece-bandă.

Aceste scheme bloc conțin practic etajele de frecvență înaltă ale unui emițător și receptor care lucrează în tehnica secvenței directe și ilustrează modul cum se împrăștie, și respectiv, dezîmprăștie (restrânge) spectrul semnalului.

Oscilatoarele locale (OSC1 și OSC2) de la emisie și de la recepție generează frecvențe legate prin relația: $f_{osc1} + f_i = f_{osc2}$.

Mixerul (în receptor) amestecă semnalul F_{os} recepționat cu semnalul $f_{os} + f_i$ generat la recepție, rezultând la ieșire semnalul de frecvență intermediară f_i , care va parcurge filtrul trece-bandă FTB.

Lărgimea de bandă a semnalului rezultat prin modulație BPSK este dublă, iar la modulația QPSK această lărgime de bandă scade la jumătate, dar și câștigul de proces al sistemului se reduce proportional.

frecvență face parte din familia sistemelor shift keying ("poartă periodică"), care este în fapt vechiul FSK la care nu se mai oferă doar două frecvențe, ci un număr foarte mare de frecvențe. Un astfel de sistem cu salt de frecvență operează cu sute, sau chiar mii de frecvențe. Sistemul real are de ales între un număr foarte mare de frecvențe dispuse aleator, într-o bandă foarte largă, fiecare fiind selectată pe baza secvenței pseudoaleatoare.

Este, deci, necesar un sintetizator de frecvență, capabil să răspundă cu o frecvență, la o anumită stare a secvenței pseudoaleatoare. În mod ideal, la ieșirea unui astfel de sistem va trebui să avem, la un moment dat, o singură frecvență. Practic însă, spectrul conține, pe lângă frecvența dorită, benzi laterale generate de salt și intermodulații.

Schema bloc simplificată a unui sistem de transmisiune cu spectru împrăștiat, care utilizează saltul de frecvență, este prezentată în figura 4. Acesta operează cu un număr de patru frecvențe.

Sintetizatorul de frecvență de la recepție operează sincron cu cel de la

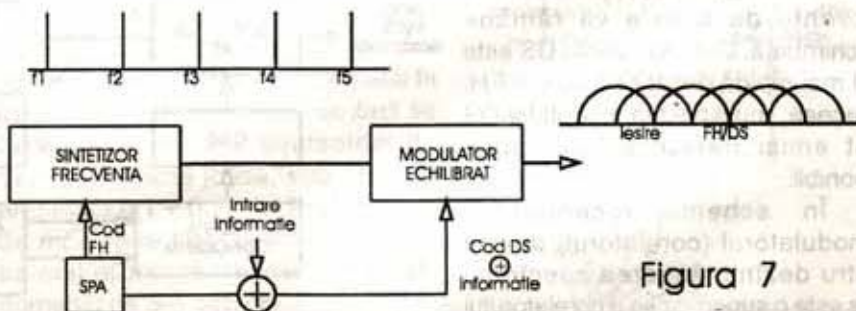


Figura 7

4. Modulație hibridă

Ne vom referi în cele ce urmează la trei tipuri de tehnici de modulație hibridă: FH/DS, TH/FH și TH/DS.

a) Modulația "salt de frecvență/secvență directă" (FH/DS)

După cum spune și numele, această modulație are ca rezultat un semnal cu secvență directă, a cărui

cu secvența directă peste unul corespunzător saltului de frecvență. În acest fel, semnalul de referință local devine un hibrid FH/DS, care este apoi multiplicat cu toate semnalele recepționate.

b) Modulația "salt de timp/salt de frecvență" (TH/FH)

Este utilizată cu predilecție în situațiile în care, într-o rețea radio

de realizat.

Sistemul TH/FH "controlează" în timp toate transmisiile, astfel încât transmițătoarele dorite și cele nedorite nu transmit niciodată în același timp. Mai mult decât atât, emițătorul dorit și cel nedorit pot fi programate să transmită pe frecvențe diferite și la momente de timp diferite.

c) Modulația "salt în timp/secvență directă" (TH/DS)

Atunci când se utilizează modulația cu secvență directă și multiplexarea în cod nu permite acces suficient în legătura radio, saltul în timp s-a dovedit a fi folositor în vederea ridicării parametrilor accesului multiplu.

În figura 9a și respectiv figura 9b sunt prezentate schemele bloc ale unui emițător și receptor funcționând în această tehnică de modulație (TH/DS).

Astfel, pentru a "adăuga" multiplexarea în timp la un sistem cu secvență directă, este necesară comutarea ON/OFF, la momente precise de timp, a transceiverului (emițător/receptor).

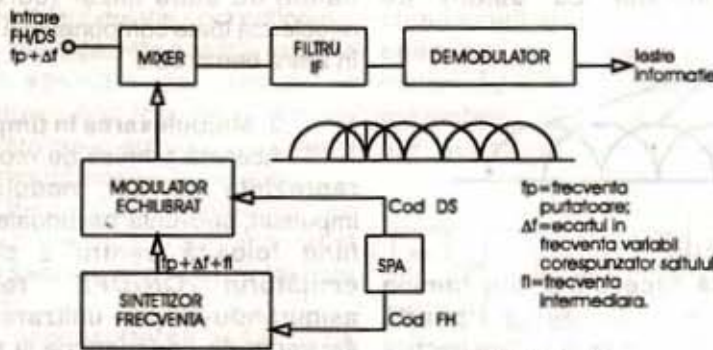


Figura 8

frecvență centrală "sare" periodic. Spectrul unui asemenea semnal este ilustrat în figura 6. Lobul principal (DS) este distribuit în jurul frecvențelor disponibile pentru salt. Această tehnică de modulație (FH/DS) are o bună capacitate pentru acces multiplu. Această modulație hibridă este recomandată în situațiile când s-a atins un maxim posibil pentru secvența pseudoaleatoare (SPA) sau există o limitare a numărului de canale disponibile pentru salt.

Un emițător FH/DS are o schemă bloc simplificată ca cea din figura 7, iar un receptor FH/DS ca cea din figura 8.

Informația de transmis în forma digitală este inclusă în secvența pseudoaleatoare. Aceeași secvență de cod furnizează și modelul de salt pentru sintetizatorul de frecvență. Moduladorul echilibrat este de tipul BPSK sau QPSK.

Între codul DS și codul FH există sincronism, adică, în timpul în care este transmisă o porțiune din DS, frecvența de emisie va rămâne neschimbată. Deci, secvența DS este mult mai rapidă decât cea de salt FH. De aceea, mulți biți din modulația DS sunt emiși într-un singur canal disponibil.

În schema receptorului, demodulatorul (corelatorul) utilizat pentru dezîmprăștierea spectrului emis este o superpoziție a corelatorului

trebuie să opereze un număr mare de emițătoare, dispuse la distanțe variabile între ele. Aceste sisteme utilizează codarea simplă, în primul rând ca o metodă de adresare, mai ales, și abia după aceea pentru a împrăștiia spectrul de frecvență al semnalului.

Această tehnică de modulație se utilizează cu predilecție în sistemele de radiotelefonie, în care accesul multiplu și adresarea discretă reprezintă cele mai importante cerințe

Bibliografie

- Spread Spectrum Systems - Dixon R.C., John Wiley & Sons, New York;
- Studiu de laborator - Institutul de Cercetări Electronice - Sisteme de comunicație cu spectru distribuit - Pop Eugen ș.a.

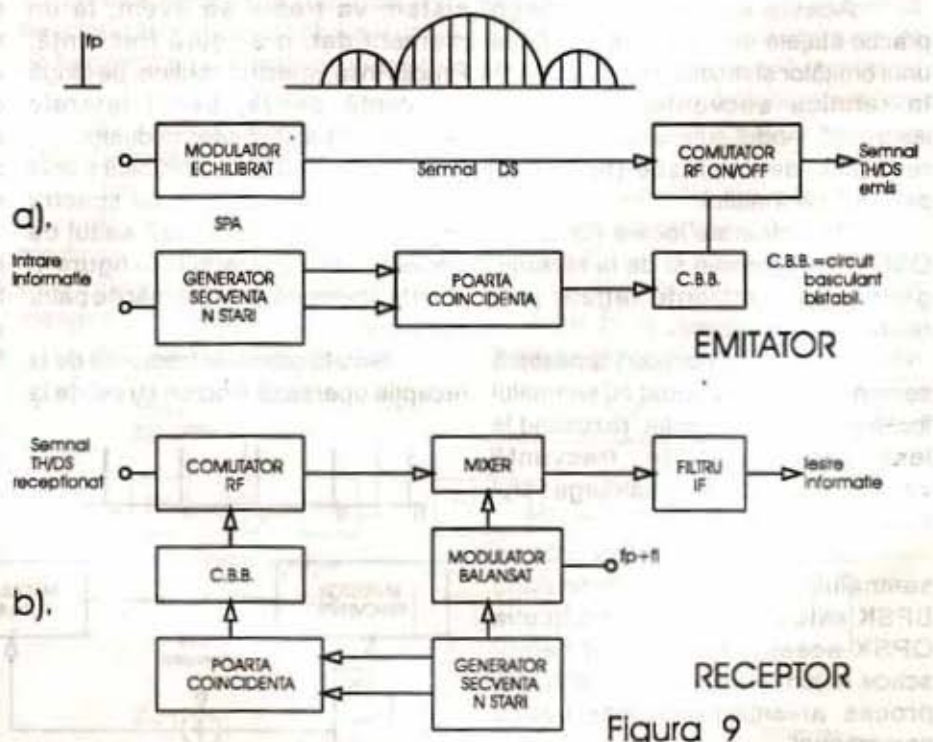


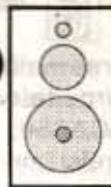
Figura 9

EFECTE SONORE ÎN TEHNICĂ ANALOGICĂ ȘI DIGITALĂ (IV)

FLANGER DUBLU

Aurelian Lăzăroiu

ing. Cătălin Lăzăroiu



(continuare din numărul anterior)

Introducere

Flanger este denumirea dată unui procesor audio realizat cu linii de întârziere, care produce un efect sonor foarte apreciat care constă în modificarea periodică a spectrului semnalului procesat. Acest efect creează auditiv senzația de sunet rotitor (rotor-sound), aerian, zburător, sau de întoarcere periodică față-spate

puncte de maximă și minimă energie, așa cum se prezintă în figura 1b. Aceste maxime și minime se deplasează periodic pe axa frecvenței, cu consecințe perceptuale deosebite. Pentru ca efectul să fie cât mai pregnant, este necesar ca întârzierea semnalelor audio să varieze într-un domeniu cât mai larg, iar raportul între amplitudinea maximelor și minimelor să fie cât mai mare.

În acest material prezentăm un flanger dublu, de mare eficiență.

În încheierea acestei scurte introduceri, precizăm că datorită posibilității de comutare a fazei, atât pe unul dintre flangere, cât și pe traseul semnalului direct, rezultă practic o infinitate de variații care pot fi introduse în spectrul semnalului procesat.

Descrierea schemei

În flangerul dublu pe care îl propunem, rezultat exclusiv al experimentelor personale, am folosit două dintre cele mai cunoscute și accesibile circuite integrate specializate pentru întârzierea electronică analogică. Ne referim la circuitele integrate TDA1022 (PHILIPS) și TCA350 (ITT), a căror capacitate este de 512, respectiv 180 unități de stocare/comutare. Am optat pentru aceste circuite integrate cu capacități diferite, pentru ca cele două caracteristici de transfer să nu fie identice; în acest fel, deși sunt controlate prin intermediul aceluiași generator de tact, liniile de întârziere produc variații spectrale sumate mult mai complexe, iar rezultatele perceptuale sunt mult mai impresionante.

Schema procesorului este prezentată în figura 3, având în structură sa următoarele etaje:

- un etaj de intrare realizat cu tranzistorul T1, cu rol dublu: amplificator de tensiune și filtru "trece-jos". Amplificarea etajului este de circa 20dB și este necesară pentru a adapta tensiunile uzuale de la ieșirea

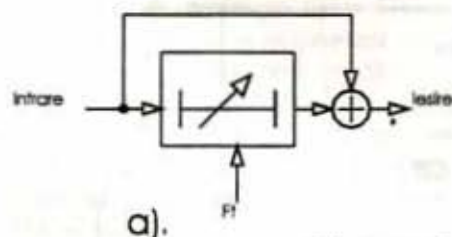
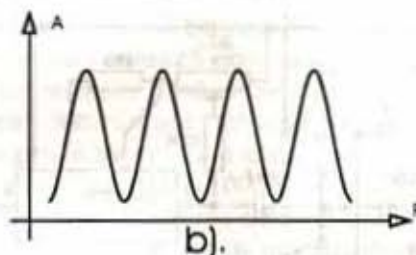


Figura 1



a sursei sonore. Uneori, acest efect amintește de fading-ul care apare la recepționarea posturilor de radiodifuziune situate la mare distanță. În această situație, undele electromagnetice sosesc la locul recepției pe trasee diferite, și deci, decalate în timp și fază. Fenomenul se materializează prin importante modificări periodice ale intensității și spectrului semnalelor audio redade de radioreceptor.

Efectul produs de flanger permite obținerea unor noi modalități expresive în muzica ușoară, prin îmbogățirea gamei de sonorități, specifice spațiilor largi și deschise, sugerând dinamismul și spațialitatea sursei sonore.

Procesorul care face posibilă obținerea acestui efect este realizat printr-o linie de întârziere controlată adecvat, inclusă într-o configurație tipică. După cum se poate observa în figura 1a, semnalul direct este mixat cu semnalul procesat căruia i se imprimă o întârziere variabilă periodic. În acest fel, semnalul complex rezultat în urma mixării, este caracterizat prin importante modificări spectrale, datorită apariției în spectru a unor

Procesorul este realizat cu două linii de întârziere, incluse în configurația din figura 2. Datorită faptului că cele două linii au întârzieri diferite, deși sunt controlate de același generator de tact, răspunsul în frecvență este foarte complex și într-o permanentă modificare, deoarece generatorul de tact este modulat în frecvență. Imaginați-vă două caracteristici de transfer asemănătoare celei din figura 1b, aflate în permanentă modificare pe axa frecvenței și suprapuse: apar periodic intersecțiuni și interferențe în diferite puncte ale spectrului. În punctele de intersecție pot apărea maxime și minime al căror raport în amplitudine tinde spre infinit, în cazul flangerului dublu.

Referitor la periodicitatea de variație a frecvenței de tact, aceasta trebuie scăzută pentru flanger în general, și în mod special pentru flangerul dublu. Concret, modulația în frecvență a generatorului de tact se face cu un semnal sinusoidal de frecvență foarte joasă, sub 1Hz, de preferință $0,1 \pm 0,25$ Hz. Profunzimea de modulație trebuie să asigure un baleiaj al frecvenței de tact pe un domeniu de 5-6 octave.

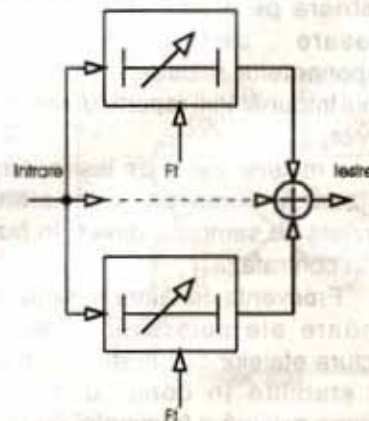


Figura 2



cursoarele semireglabilelor SR3 și SR4 la jumătatea cursei, potențiometrul P1 se rotește la capătul corespunzător plusului sursei de alimentare, iar S3 se comută în poziția M. Se conectează osciloscopul pe una din ieșirile de tact și se măsoară perioada semnalului dreptunghiular vizualizat pe ecran, care trebuie să corespundă unei frecvențe de 12,5+13kHz. Se rotește P1 la extremitatea cealaltă, pentru care frecvența trebuie să fie de aproximativ 500kHz (reglabilă din rezistorul marcat cu asterisc).

Reglajul generatorului de semnal sinusoidal de frecvență foarte joasă se face cu S3 în poziția M; pe contactul corespunzător punctului A se conectează osciloscopul. Din reglajul coordonat al semireglabilelor SR3 și SR4 se urmărește obținerea unui semnal sinusoidal fără limitări, cu excursie între 2V și 13V.

Se cuplează osciloscopul pe una dintre ieșirile generatorului de tact și se trece comutatorul S3 în poziția A. Pe ecranul osciloscopului se va vizualiza modulația de frecvență a semnalului dreptunghiular; profunzimea acestei modulații se reglează prin intermediul potențiometrului P1. Domeniul de baleiaj trebuie să fie cuprins între 14,5 și 500kHz (limita superioară reglabilă din rezistorul marcat cu asterisc și conectat la punctul A al comutatorului S3).

Pentru reglarea procesorului propriu-zis, se conectează intrările de tact ale circuitelor integrate TDA1022 și TCA350 cu ieșirile corespunzătoare ale circuitului integrat MMC4049 din structura generatorului bifazic. Se poziționează cursoarele semireglabilelor SR1, SR2 și potențiometrului P1 la jumătatea cursei; comutatorul S1 se trece în poziția centrală, iar S3 în poziția M.

Se aplică la intrarea procesorului un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz și amplitudinea de 250+300mVrms. Se verifică forma semnalului pe cele două ieșiri ale defazorului. Dacă apar distorsiuni, se modifică valorile rezistoarelor din rețeaua de polarizare a tranzistorului

care limitează. Apoi se conectează osciloscopul pe emitorul tranzistorului T3 și se reglează SR1 până la obținerea unui semnal maxim și fără distorsiuni. Se conectează osciloscopul pe emitorul tranzistorului T4 și se reglează SR2 până la obținerea semnalului maxim, fără distorsiuni.

În final, se verifică funcționarea întregului procesor. Se cuplează osciloscopul la ieșire și se comută S3 în poziția A. Pe ecranul osciloscopului, sinusoida de 1kHz va fi supusă unor importante modificări periodice. La anumite momente, semnalul se anulează total; dacă acest lucru nu se întâmplă, trebuie reglat mixerul de ieșire, înlocuind temporar rezistoarele marcate cu asterisc cu semireglabile de 25kΩ și 50kΩ. Se trece S3 în poziția M și se reglează conjugat aceste semireglabile până la obținerea celor mai pronunțate minime, pentru semnale de intrare a căror frecvență variază între 100 și 1000Hz. Precizăm că valorile indicate în schemă (pentru cele două rezistoare din structura mixerului de ieșire, marcate cu asterisc), corespund exemplarelor de TDA1022 și TCA350 folosite în montajul experimental. Pentru alte exemplare, la care factorul de inserție poate să difere cu 1+3dB, se recomandă tatonarea acestor rezistoare, în scopul obținerii unui flanger cu rejecție de cel puțin 60dB.

oricare alt tip de semnal. Concret, se aplică la intrarea procesorului un semnal complex, cu amplitudinea de maximum 300mVrms; ieșirea se conectează la un amplificator de putere. Cu comutatorul S3 în poziția A, prin acționarea comutatoarelor S1, S2 și a potențiometrului P1, se obțin cele mai interesante tipuri de flanger dublu, dinamic, negativ sau pozitiv. Cu comutatorul S3 în poziția M, se obțin variante de flanger static negativ și pozitiv, pentru diferite poziții ale comutatoarelor S1, S2 și potențiometrului P1. Dacă potențiometrul P1 se înlocuiește cu un potențiomtru pedală și se limitează domeniul variației frecvenței de tact, utilizatorul poate interveni asupra structurii spectrale numai în anumite momente și într-o manieră adecvată secvenței sonore care se procesează. Acest efect, prin care utilizatorul controlează modul de evoluție a întârzierii, viteza, forma și profunzimea acestei variații, este cunoscut sub denumirea de who-phase.

Pentru a limita variația frecvenței de tact la domeniul 50+500kHz, potențiomtru pedală de 10KΩ se înseriază spre plusul sursei de alimentare cu un rezistor de 15+22kΩ.

Concluzii

În acest material am prezentat un flanger dublu de mare eficiență, rezultat al unor experimente personale. Printr-o simplă modificare (prin care se reduce domeniul de variație a frecvenței de tact, dar permițându-i utilizatorului un control direct al acesteia), se obține un who-phaser performant.

Probe de funcționare

Probele de funcționare reală a unui flanger se fac, de obicei, pe semnal cu spectru larg și dens (zgomot alb sau roz, aplauze etc.), dar datorită eficienței ridicate a flangerului dublu, efectul poate fi pus în evidență pe

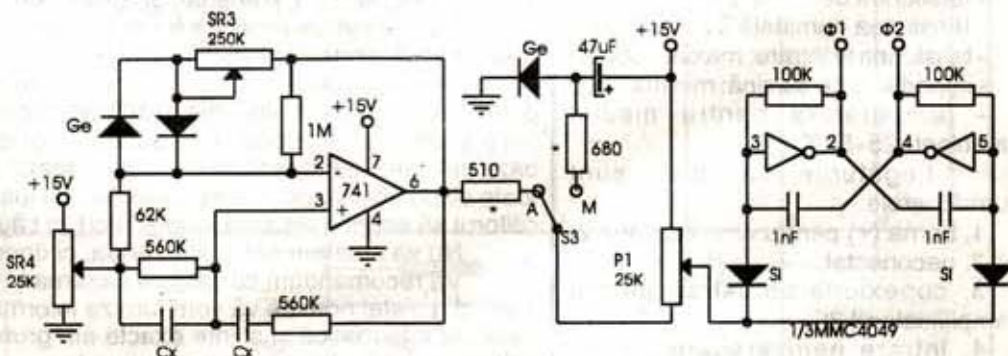


Figura 4



CIRCUITE INTEGRATE AMPLIFICATOARE PENTRU CĂȘTI

ing. Aurelian Mateescu

Circuitul integrat K Φ 174YH17 este produs în Comunitatea Statelor Independente și este destinat construcției de casetofoane player

ambelor canale;
6. intrare neinversoare pentru amplificator 1;
7. conexiune bootstrap pentru

amplificator 1;
8. borna (+) pentru amplificatorul 1;
9. ieșire amplificator 1;
10. neconectat;
11. borna (-) amplificator 1;
12. intrare neinversoare pentru amplificator 1;
13. intrare neinversoare pentru amplificator 2;
14. borna (-) amplificator 2;
15. neconectat;
16. ieșire amplificator 2.

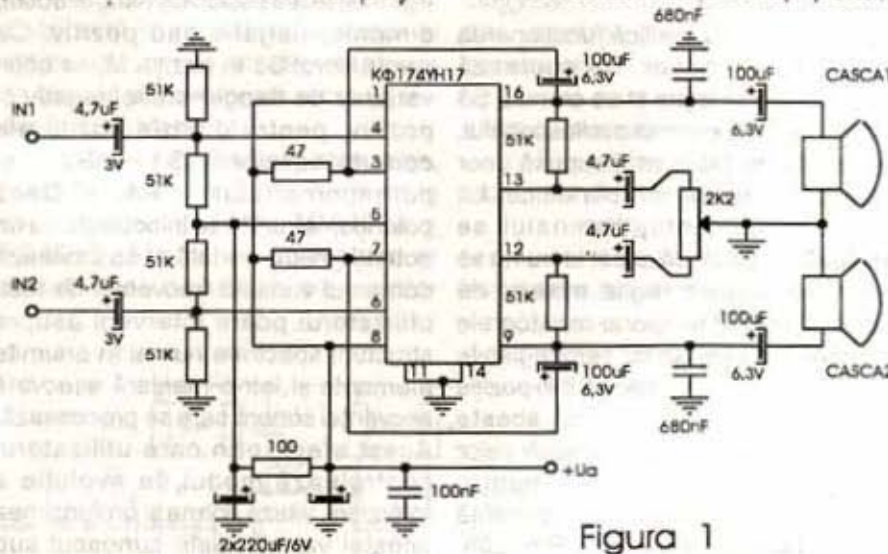


Figura 1

În figura 1 este prezentată schema electrică pentru funcționarea în regim stereo. Sensibilitatea la intrare este de 20mV. Rezistența de sarcină este de 40 Ω /canal.

În figura 2 este prezentată schema electrică de funcționare a celor două amplificatoare lucrând în punte, pe o sarcină comună cu valoare de 50 Ω . Puterea livrată sarcinii este de maxim 30mW.

portabile (walkman). Circuitul este încapsulat în masă plastică, are gabaritul 10x7,2x1,75 mm și se prezintă în capsulă DIL16.

Caracteristici tehnice pentru $U_a=3V$ și temperatura mediului ambiant de 25°C:

- curentul "consumat" în lipsa semnalului = 5mA;
- tensiunea de zgomot la ieșire, pe sarcină de 40 Ω , la frecvența de 20kHz, este de 0,06mV;
- coeficient de amplificare în tensiune (la $f=1kHz$, $U_{intrare}=60mV$, $R_s=40\Omega$) este de 20dB;
- coeficientul de distorsiuni armonice (pentru putere de ieșire de 10mW, $f=1kHz$) este de 1%;
- diferența între canale la amplificare în tensiune (la 1kHz, $R_s=40\Omega$, $P_{out}=10mW$) este de 1dB;
- banda de frecvență reprodusă = 20+20.000Hz;
- tensiunea de alimentare 1,6-6,6V;
- tensiunea nominală 3V;
- tensiunea la intrare: maxim 150mV;
- impedanța de sarcină: minimă 30 Ω ;
- temperatura pentru mediul ambiant: -25+55°C.

Legăturile la pini sunt următoarele:

1. borna (+) pentru amplificatorul 2;
2. neconectat;
3. conexiune bootstrap pentru amplificatorul 2;
4. intrare neinversoare pentru amplificatorul 2;
5. borna (+) pentru preamplificatorul

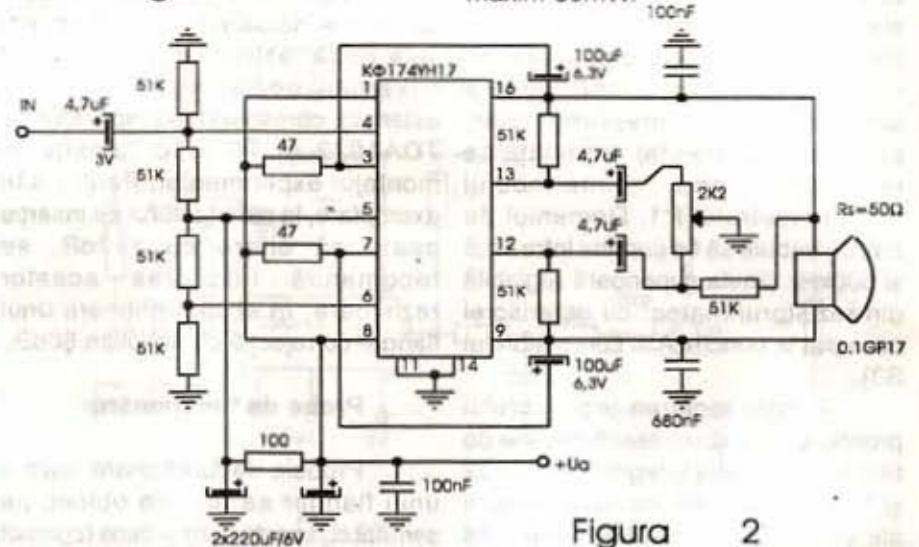


Figura 2

NOUȚĂȚI EDITORIALE

Dacă mai era nevoie de o confirmare că editura ALL reprezintă în acest moment liderul cărții de Informatică de valoare din țara noastră, aceasta a venit. Este vorba despre excepționala lucrare "1001 locații fantastice din WEB" - de Edward J. Renegar, Jr. (traducerea Șerban Procheș).

Nu mai trebuie insistat asupra subiectului, probabil unul dintre cele mai "fierbinți" în zonele noastre: WEB-ul. Acesta constă din documente interconectate (conținând adesea grafică, animație, imagini video și sunet), provenind de la mii de sisteme gazdă de calculatoare, aflate în peste 150 de țări ale lumii. Aceste documente sunt bibliografii, reviste, colecții multimedia, baze de date, agenții digitale de voiaj, magazine on-line și sute de alte lucruri, toate disponibile în zeci de mii de locații. Iar lucrarea este gândită astfel încât cititorul să economisească timp și efort în căutarea informației.

Nu vă spunem cât costă cartea, ci doar că ea face toți banii!

Vă recomandăm cu căldură lucrarea și începând chiar de la numărul viitor al revistei noastre vă vom furniza informații ample legate de seriile de carte de informatică și științe exacte ale grupului editorial ALL (noi apariții editoriale, modul în care se pot comanda și primi la domiciliu lucrările dorite, prețurile la zi ș.a.)



ing. Șerban Naicu

Circuitul integrat TDA7000 reprezintă un receptor radio, cu modulație de frecvență, care se poate realiza cu un număr minim de componente externe. Are dimensiuni reduse (capsula SOT102HE de plastic, cu 18 pini DIL) și un preț de cost acceptabil. Este produs de firma Philips.

Circuitul integrat conține un sistem FLL (Frequency Locked Loop), având frecvența intermediară de doar 70kHz (mult diferită de frecvențele intermediare tradiționale: 455kHz la M.A. și 10,7MHz la M.F.). Selectivitatea FI se obține cu ajutorul unor filtre active RC.

Unicul reglaj care este necesar, pentru selectarea frecvențelor recepționate, este cel al circuitului rezonant al oscilatorului. Circuitul de

mute intern elimină semnalele de zgomot de la intrare, evitându-se astfel recepția falsă a unor programe.

Circuitul integrat TDA7000 are prevăzute intern (din construcție) etaje speciale destinate să oprească radiația parazită a unor semnale electrice.

Circuitul integrat TDA7000 include următoarele funcții interne:

- etaj de intrare RF;
- mixer;
- oscilator local;
- amplificator/limitator FI;
- demodulator de fază;
- detector mute;
- comutator mute.

Schema bloc internă a circuitului integrat este prezentată în figura 1. Tensiunea de alimentare a integratului V_p , (pinul 5) are valori recomandate de catalog cuprinse între 2,7 și 10 V.

Sub nici un motiv nu se va depăși tensiunea maximă de 12V.

Curentul "consumat" (la $V_p=4,5V$) este tipic de 8mA. Domeniul frecvențelor de intrare este cuprins între 1,5-110MHz, ceea ce acoperă toată banda UUS (MF). Se utilizează, în special, pentru recepția benzii MF-CCIR cuprinsă între 87,5-108MHz.

Tensiunea de audiofrecvență furnizată la ieșire (pinul 2), pe o sarcină de 22k Ω , este tipic de 75mV.

Sensibilitatea la intrarea în limitare (-3dB) (având impedența sursei= 75 Ω și circuitul mute dezactivat) este tipic de 1,5 μ V.

Semnalul maxim admisibil (impedența sursei=75 Ω) este tipic de 200mV.

Tensiunea oscilatorului (între pinii 5 și 6 ai circuitului integrat) este

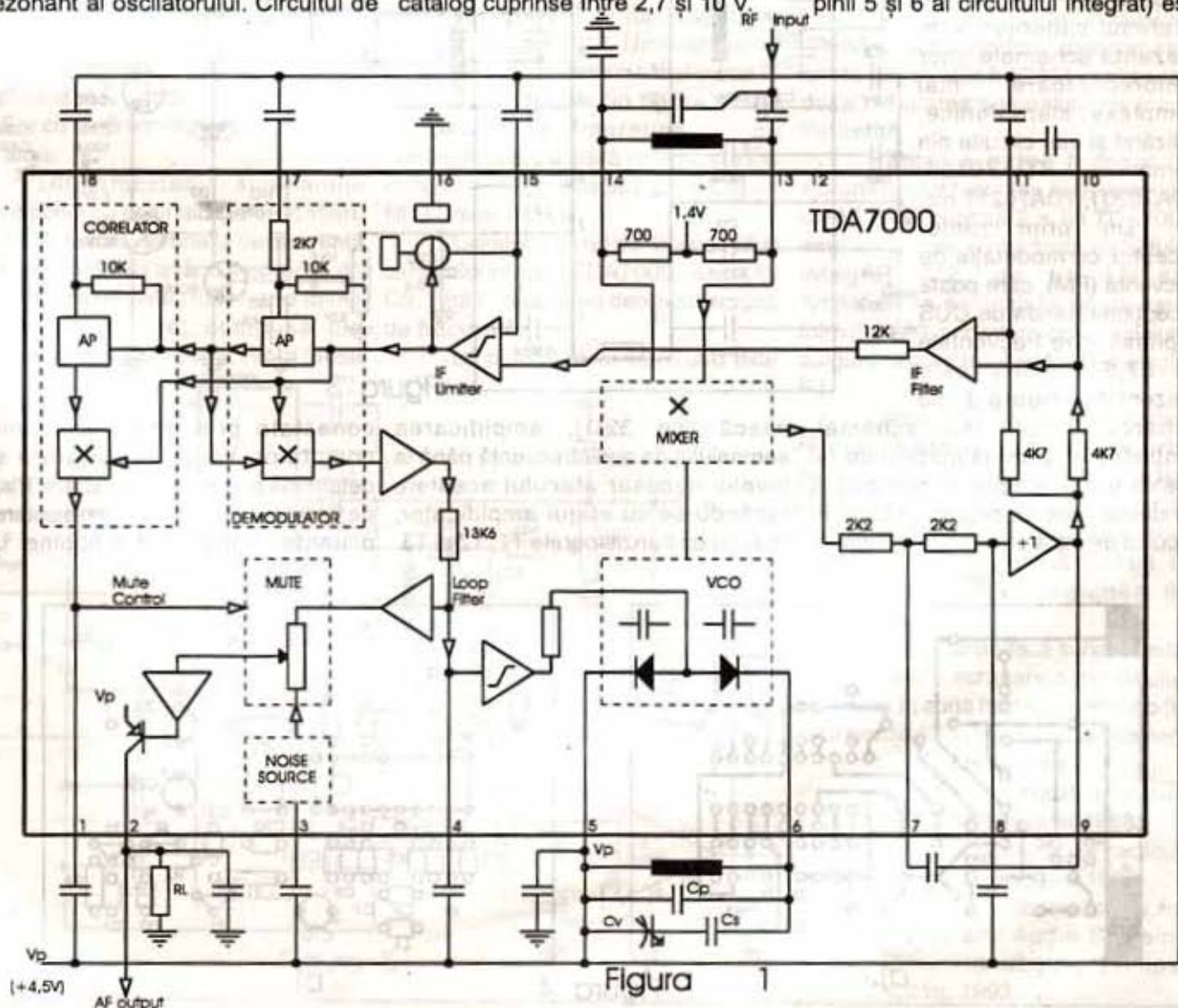


Figura 1

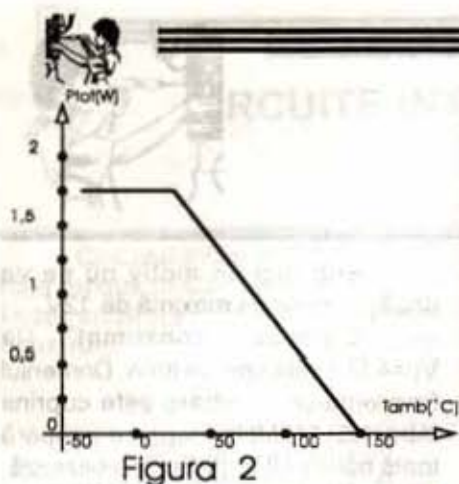


Figura 2

cuprinsă între $V_p = -0,5V$ și $V_p = +0,5V$.

Puterea disipată totală se prezintă ca în figura 2.

Ne propunem, în continuare, prezentarea unor scheme de radioreceptoare MF utilizând circuitul integrat TDA7000. În cele ce urmează vom prezenta două astfel de radioreceptoare, iar în numărul viitor al revistei noastre încă un radioreceptor. În numerele viitoare, în funcție de interesul cititorilor, vom prezenta schemele unor radioreceptoare mai complexe, stereofonice, utilizând și alte circuite din gamă: TDA7010T, TDA7020T, TDA7021T etc.

Un prim radioreceptor cu modulație de frecvență (FM), care poate recepționa banda de UUS cuprinsă între frecvențele de 87,5+108MHz este prezentat în figura 3. Se remarcă simplitatea schemei, conținând doar două inductanțe (și acelea foarte simplu de realizat) și condensatoare. Bobina L1, situată în circuitul de intrare (antena), conține 5

spire din conductor CuEm, cu diametrul de 0,5mm, având $\Phi = 5,5mm$ și $l = 5mm$. Bobina L2, situată în circuitul de acord, formată din 4 spire din conductor CuEm de 0,5mm și are $\Phi = 4,5mm$, iar $l = 3mm$. Bobinele sunt realizate în aer (pe corpul unor spirale - burghie - având diametrul corespunzător).

Alături de bobina L2, pentru realizarea acordului servesc condensatoarele C15 (trimer de 4+20pF) în serie cu C17 (56pF).

Selectivitatea receptorului este asigurată de către diversele filtre active, interne circuitului integrat, acordate cu condensatoare (cu valori de sute de pF până la câțiva nF) conectate la pinii integratului.

Redarea sunetului se face în

Reglarea nivelului sonor (volumului) se face cu ajutorul potențiometrului P (22k Ω).

Alimentarea cu tensiune a montajului se face de la o sursă stabilizată de +5V (sau trei baterii de 1,5V înseriate).

Se pot recepționa corect posturile al căror semnal depășește nivelul de circa 10 μV (sub care intervine circuitul mute).

Ca antenă de recepție se poate utiliza o mică antenă telescopică (sau pur și simplu un conductor de circa 1m lungime).

Dacă se dorește recepționarea unor stații fixe (posturi prereglate) se poate asigura "memorarea" acestora prin substituirea trimerului C15 prin grupuri de condensatoare fixe,

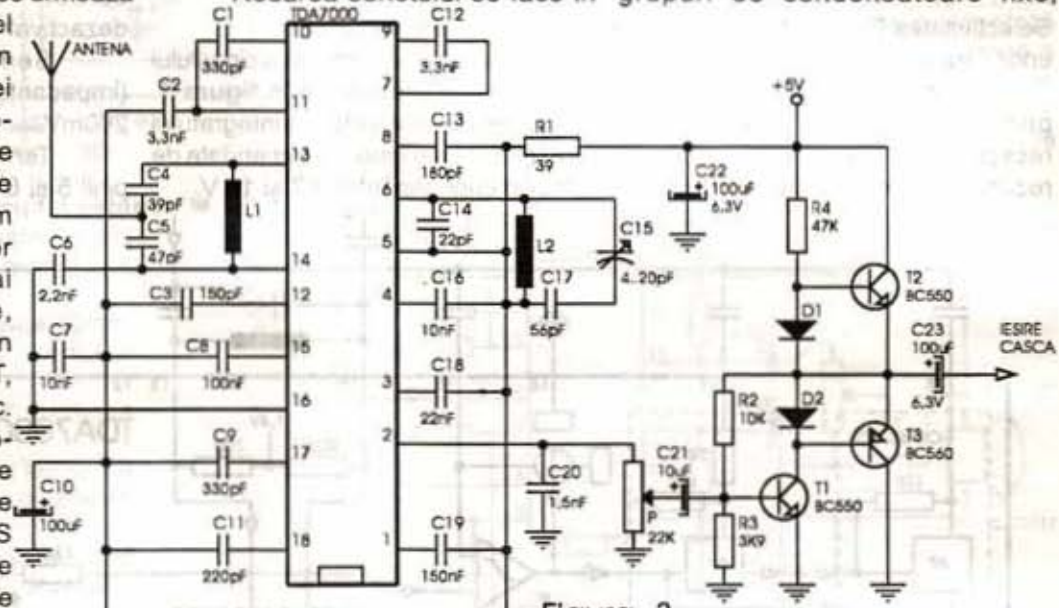
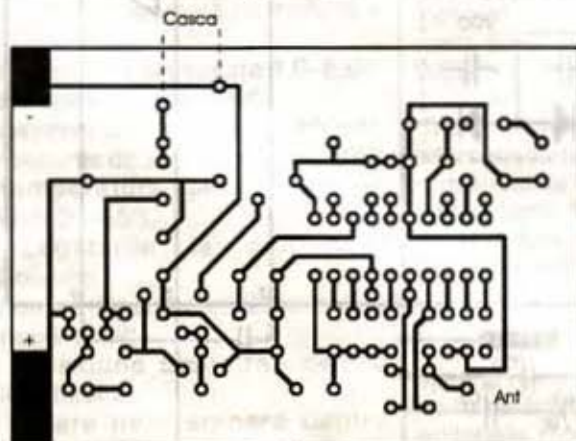


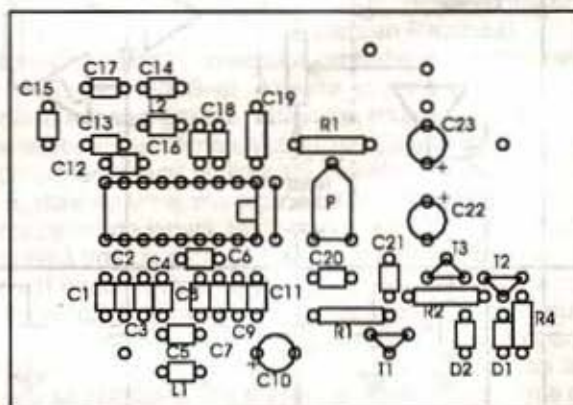
Figura 3

casca (de 32 Ω), amplificarea semnalului de audiofrecvență până la nivelul necesar atacului acesteia făcându-se cu etajul amplificator, realizat cu tranzistoarele T1, T2 și T3.

conectate prin intermediul unui comutator. Valoarea acestora se determină prin încercări practice. Plaja de frecvență se reglează prin ajustarea distanței dintre spirele bobinei L2



a).



b).

Figura 4



(spațiere).

Cablajul acestui montaj este prezentat în figurile 4a (partea placată) și respectiv 4b (partea plantată cu componente).

Schema unui alt receptor MF, mai performant, la care audiția se poate face direct de la un difuzor, este prezentată în figura 5.

Semnalul captat de antenă se aplică, prin intermediul condensatoarelor C1 și C7, la pinul 13 al circuitului integrat și de acolo mixerului intern, unde acest semnal se adună cu cel provenit de la oscilatorul local intern (VCO- Voltage Controlled Oscillator) din TDA7000. b). Între pinii 5 și 6 ai circuitului integrat se află conectate elementele externe de acord ale oscilatorului; acestea constau în capacitatea diodei varicap DV (variabilă cu tensiunea inversă aplicată la borne) și inductanța L.

Cu ajutorul potențimetrului P2 se face reglajul acestei tensiuni de polarizare a diodei varicap și deci acordul radioreceptorului pe postul dorit.

Inductanța L are 120nH, fiind realizată din conductor de 0,6mm CuEm cu $\Phi=6\text{mm}$ (5 spire la 2mm una de alta).

Din amestecul semnalului recepționat cu semnalul generat intern de VCO, rezultă semnalul de frecvență intermediară (FI) având frecvența de 70kHz. Acesta este filtrat într-o primă celulă de filtrare, compusă din amplificatorul operațional intern (notat

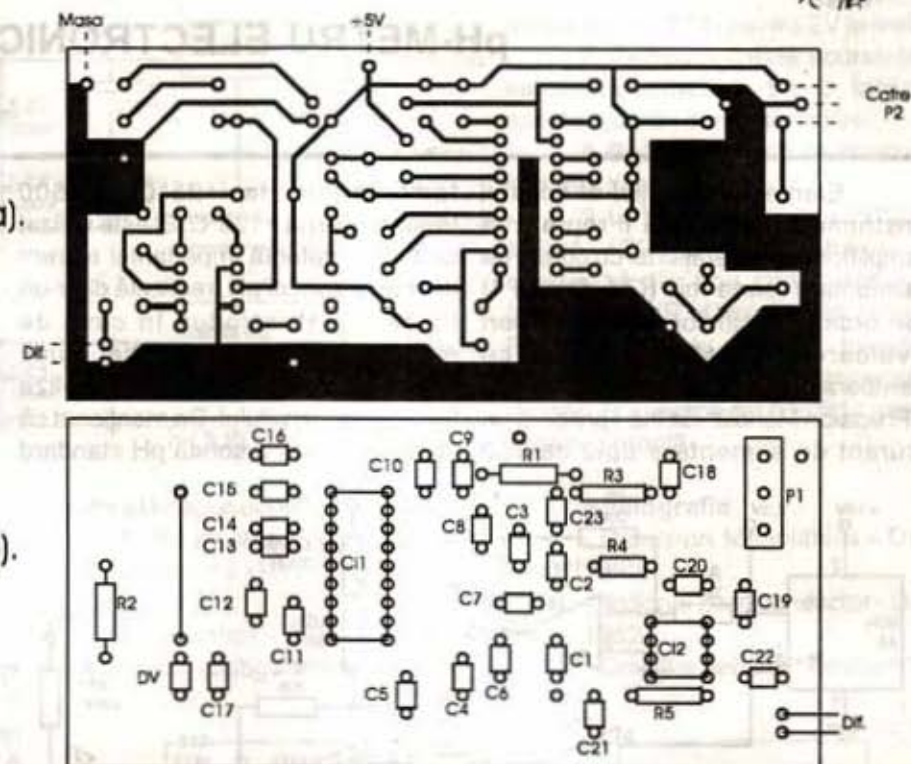


Figura 6

cu +1 în figura 1) și condensatoarele de la pinii 8 și 9 ai lui TDA7000, respectiv C11 și C12. Urmează un al doilea amplificator operațional (notat IF FILTER pe schema din figura 1 care formează, împreună cu condensatoarele de la pinii 10 și 11 ai circuitului integrat (adică C4 și C5) un filtru "trece-bandă".

Condensatorul de la pinul 17 al circuitului integrat TDA7000, respectiv C9, intră în alcătuirea demodulatorului de frecvență.

La pinul 2 al lui TDA7000 este

livrat semnalul de joasă frecvență (audio-frecvență), având un nivel de 70mVv. Condensatorul conectat între acest pin și masă (C16) realizează dezaccentuarea semnalului de joasă frecvență.

Pentru a putea fi redat cu ajutorul unui difuzor (de 8Ω), semnalul de AF livrat la pinul 2 al lui TDA7000 este amplificat cu ajutorul circuitului integrat C12, de tip LM386. Amplificarea semnalului poate varia între 0 și 200, prin intermediul reglajului asigurat cu ajutorul potențimetrului P1.

Cablajul celui de-al doilea receptor prezentat este dat în figurile 6a (parte placată) și 6b (partea plantată cu componente). Se remarcă, în ambele cazuri, dimensiunile extrem de reduse ale celor două cablaje. Și acest montaj are tensiunea de alimentare de +5V.

Poate fi utilă (dacă sunetul redat are paraziți) o ecranare a montajului, în special în zona frecvențelor radio (în jurul circuitului TDA7000 și al bobinei).

Bibliografie

1. Le Haut Parleur, nr.1755/15 august 1988;
2. Electronique Pratique nr.205/iulie-august 1996;
3. Semiconductors for Radio and Audio Systems Data Handbook, Philips, IC01b, 1992.

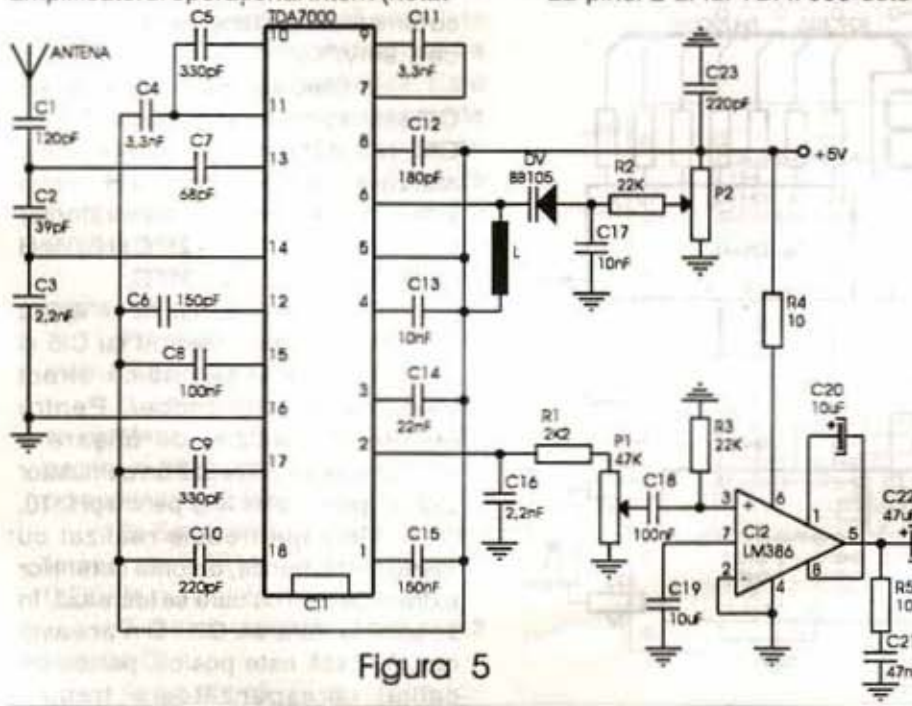


Figura 5



pH-METRU ELECTRONIC TERMOCOMPENSAT

ing. Nicolae Sfetcu

Elementul esențial al acestui instrument de măsură îl reprezintă amplificatorul operațional cu curent de alimentare foarte mic (CI1, figura 1) de ordinul zecimilor de picoamperi (valoarea acestuia crește cu temperatura). Circuitul integrat OP-80 (Precision Monolithics Inc.) prezintă un curent de alimentare tipic de 150

femtoamperi la $+25^{\circ}\text{C}$ și 500 femtoamperi la $+125^{\circ}\text{C}$. El este utilizat ca buffer, datorită impedanței extrem de mari a sondei pH, realizată dintr-un fir de argint introdus în cuva de măsurare a pH-ului soluției, cuvă legată la masă pentru a se realiza închiderea circuitului. De menționat că se poate utiliza o sondă pH standard

(OMEGA PNE-1304, de exemplu) sau o construcție proprie, dar în ambele cazuri se realizează o calibrare corespunzătoare.

Tensiunea de ieșire a sondei pH depinde linear de pH-ul și temperatura soluției supusă măsurătorilor (proba). După o primă amplificare cu CI1, semnalul rezultat se aplică unui amplificator controlat în curent (CI2), care este comandat de un semnal dependent de temperatură, pentru a compensa schimbările tensiunii de ieșire a sondei pH datorate variațiilor de temperatură ale probei. Semnalul aplicat la intrarea de control a CI2 (pentru compensarea variațiilor de temperatură) este generat de sursa de referință de tensiune de precizie (CI3), la care se folosește atât tensiunea de ieșire stabilizată V_0 , de $+2,5\text{V}$, cât și ieșirea V_T a cărei tensiune variază în funcție de temperatură. Ieșirea V_0 ($+2,5\text{V}$) este utilizată atât pentru alimentarea unei părți din montaj, cât și pentru generarea tensiunii negative de alimentare a CI1, prin utilizarea intrării inversoare a unuia din cele patru amplificatoare operaționale ale CI4. Ieșirea dependentă de temperatură a CI3 este aplicată succesiv altor două amplificatoare operaționale ale CI4, semnalul rezultat fiind cel care comandă, în curent, CI2 (variația tipică cu temperatura a tensiunii de la V_T este de $1,9\text{mV}/^{\circ}\text{C}$).

În final, semnalul de la ieșirea CI2 este aplicat amplificatorului final al CI4, rezultând o dependență, după realizarea corecțiilor, de $1\text{V}/\text{pH}$, pentru $2 \leq \text{pH} \leq 12$. Acuratețea măsurătorilor poate atinge $0,01\text{pH}$ la 25°C și $0,05\text{pH}$ pentru intervalul $0^{\circ}\text{C} \dots 70^{\circ}\text{C}$.

Tensiunea rezultantă se aplică voltmetrului digital, realizat cu CI5 și CI6, al cărui afișaj indică direct valoarea pH-ului probei. Pentru creșterea preciziei de afișare a voltmetrului se utilizează un comutator 2×2 (k), pentru $\text{pH} < 10$ și pentru $\text{pH} \geq 10$.

Montajul trebuie realizat cu foarte mare atenție, datorită curenților extrem de mici cu care se lucrează, în special la intrarea CI1. Din această cauză, dacă este posibil, partea de cablaj corespunzătoare trebuie

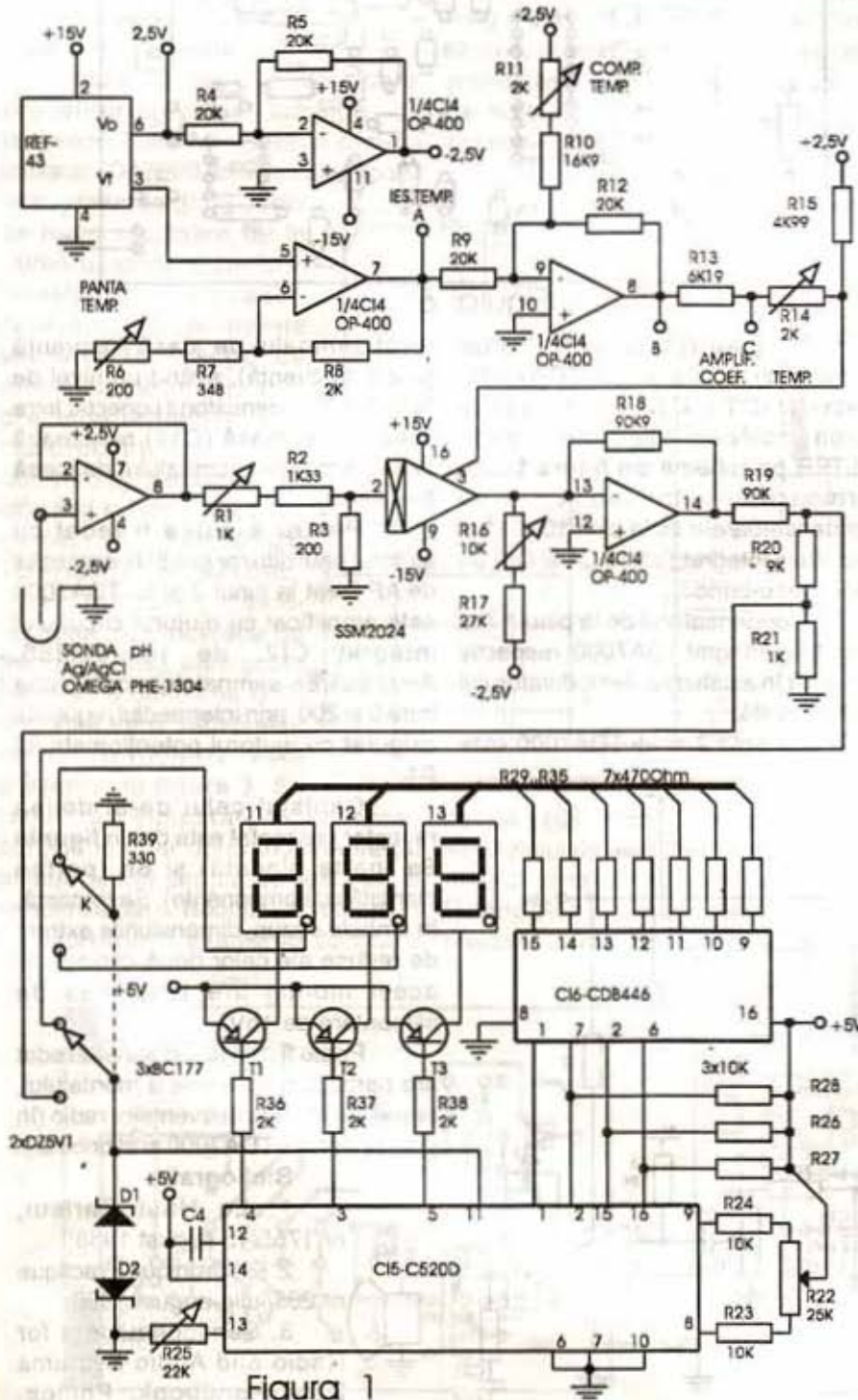


Figura 1

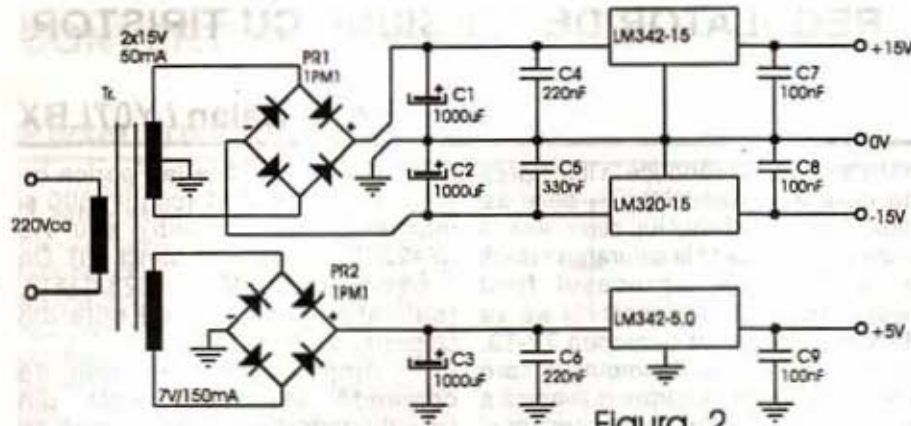


Figura 2

temperatură (R14) pentru 2V la ieşire.

7. Pentru a creşte acurateţea, se repetă etapele 4, 5 şi 6, întrucât aceste ajustări sunt interactive.

8. Se îndepărtează scurtcircuitul la masă al punctului C.

9. La temperatura de +25°C, se aplică +295,6mV la intrare; se ajustează din nou coeficientul de temperatură (R14) pentru 2V la ieşire. Pentru acurateţe maximă, folosiţi o soluţie tampon la un pH şi temperatură cunoscute şi reglaţi din nou R14 pentru o ieşire corectă.

argintată. Componentele electronice pasive trebuie să aibă un drift de temperatură cât mai scăzut. Se pot utiliza circuite integrate echivalente dar, în cazul unor performanţe mai mici, eroarea de măsură creşte corespunzător. Pentru C13 se pot folosi drept circuite echivalente sigure: AD580 (Analog Devices), LM185-2.5 (National Semiconductor), LT1019 (Linear Technology), sau REFO3 (Ratheon); pentru C11: AD515 (Analog devices), OPA103DM, OPA128 (Burr Brown), CA3130, CA3420 (RCA), ICL7611, ICL8500 (Intersil); iar pentru C14: HA1-5134 (Harris) sau LT1014 (Linear Technology). C13 se va afla în contact termic cu proba.

Alimentarea montajului trebuie realizată cu o sursă foarte bine filtrată şi stabilizată. În figura 2 se propune o variantă de stabilizator pentru tensiunile de ±15V şi +5V (întregul montaj are un consum maxim de 150mA). Pentru o mai bună acurateţe a măsurătorilor, alimentatorul se va realiza într-o carcasă separată. Este suficient un transformator cu miezul de 1,7cm², în primar: 7700 spire cu diametrul 0,03mm; în secundar: 2x525 spire cu diametrul 0,15mm şi 280spire cu diametrul 0,3mm.

Cablajul montajului este prezentat în figura 3 şi figura 4.

Procedura de calibrare a pH-metrului este următoarea:

1. La o temperatură de +25°C, se ajustează panta temperaturii (R6) pentru o temperatură la ieşire care corespunde la 2,98V.

2. Se ajustează compensarea temperaturii (R11) la 25°C pentru -0,25V în punctul B.

3. Se scurtcircuitează la masă punctul C.

4. Se aplică 0V la intrare (cu

sonda pH deconectată).

5. Se ajustează compensarea cu temperatura (R11) pentru 7V la ieşire.

6. Se aplică +271mV la intrare; se ajustează câştigul coeficientului de

Bibliografie

- Precision Monolithics - Data Book, 1990;
- National Semiconductor - Data Book, 1982;
- Colecţia revistei "Tehnum".

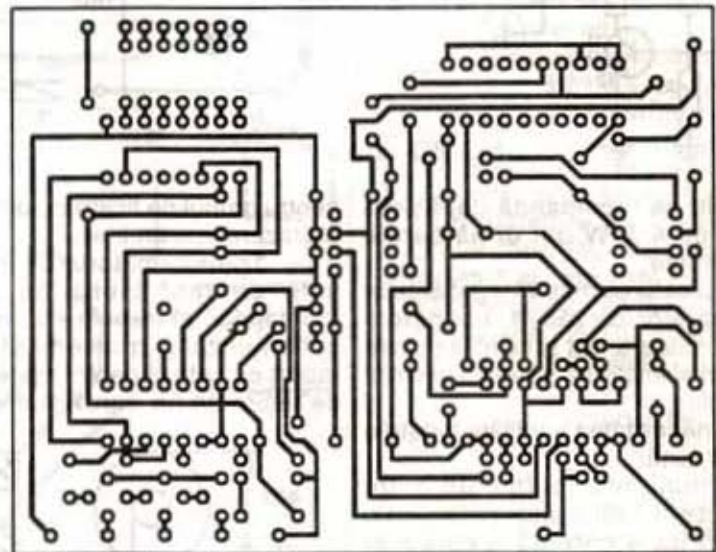


Figura 3

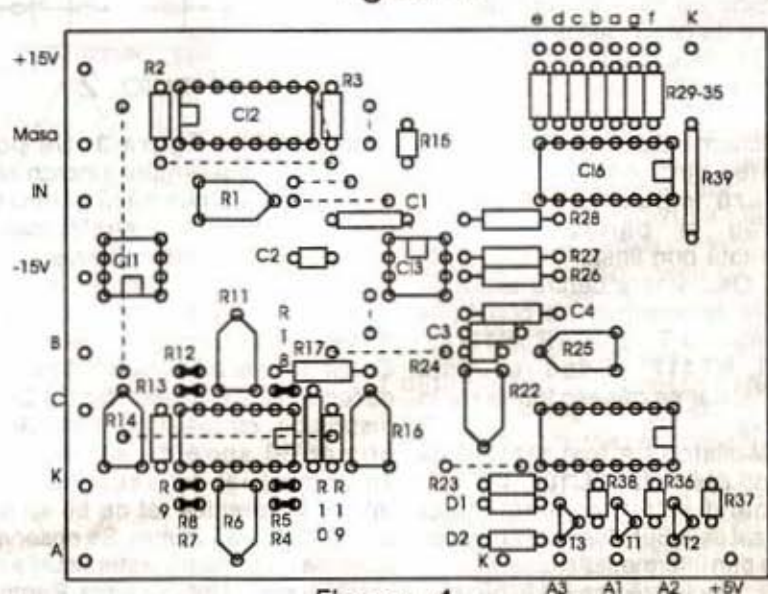
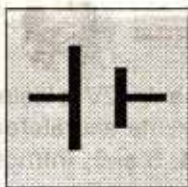


Figura 4



REGULATOR DE TENSIUNE CU TIRISTORI

ing. Florin Bălan / Y07LBX

Schema propusă are un reglaj larg de tensiune, respectiv de la 20V la aproximativ 220V, ceea ce o recomandă la folosirea de către consumatorii mai pretențioși, de putere medie - 4,4KW. Se poate folosi la acționarea unei mașini de găurit (MG3, MG4 sau echivalente și de puteri mai mari) precum și la alimentarea unor sarcini electrice rezistive sau motoare electrice.

tranzistorului T2 conduce la injectarea de curent în baza lui T3, care se deschide și, la rândul lui, alimentează baza lui T2, ducând la saturarea rapidă a lui T2 și T3, procesul fiind regenerativ. Condensatorul se va descărca rapid prin perechea T2-T3, pe transformatorul de impulsuri care are rol dublu: de separare galvanică a părții de forță de oscilator, precum și cel de formare a comenzii bialternanță

"AFERRO", fabricate la Fabrica de ferite București, A41 (cu $\mu=1800$ și marcaj punct alb+alb) sau A5 ($\mu=2200$, marcată cu punct gri). De asemenea, toruri MZ-6-08 $\phi 23 \times 11 \times 12$, realizate la fabrica de Ferite din Urziceni, din ferită moale.

Amplitudinea tensiunii de comandă se poate regla din potențiometrul $P=100K\Omega$ și care se scoate pe cutia montajului, pentru ca reglajul puterii dorite să se facă cât mai ușor. Prin intermediul tranzistorului T1 și al pieselor aferente (R1, C1, R2, R3) comanda pe cupletul T2-T3 este fermă, scăpându-se de așa zisele "bâlbâieli" în funcționare, care pot duce la ruperea burghiilor la mașinile de găurit sau alte necazuri în funcționare.

Siguranța de 20A este strict necesară, se folosește un soclu normal LF25 și se pune alături de potențiometrul de reglaj și de voltmetru, pe tabloul frontal.

Puntea 1PM4 redresează tensiunea de rețea, nemaifiind necesară filtrarea (de aici se alimentează oscilatorul, prin intermediul lui R6 și se stabilizează cu un Zener de 15V) și în sarcină, se stabilește dacă sunt necesare filtre (voluminoase) pe intrarea de rețea, pentru a nu se strica forma de undă sinusoidală. Dacă totuși mai sunt "scăpări" în rețea, un filtru compus dintr-un condensator de $0,1\mu F/1000V$ înseriat cu un rezistor de $47\Omega/3W$ ar trebui să fie de ajuns. Dacă tot mai sunt probleme pe rețea, în sensul stricării sinusoidei rețelei (fapt constatat cu un osciloscop) sau al introducerii de impulsuri de tensiune (zgomot pentru aparatura pretențioasă), se poate monta câte un șoc pe fiecare braț al rețelei. Acesta se bobinează pe o bară de ferită de joasă frecvență (A141, A5 etc.), cu lungimea de 100mm și $\phi 8-10mm$, bobinându-se 100 spire de fir CuEm 2+3mm, lucru destul de greu de realizat, mai ales că trebuie lăcuit și bine rigidizat!

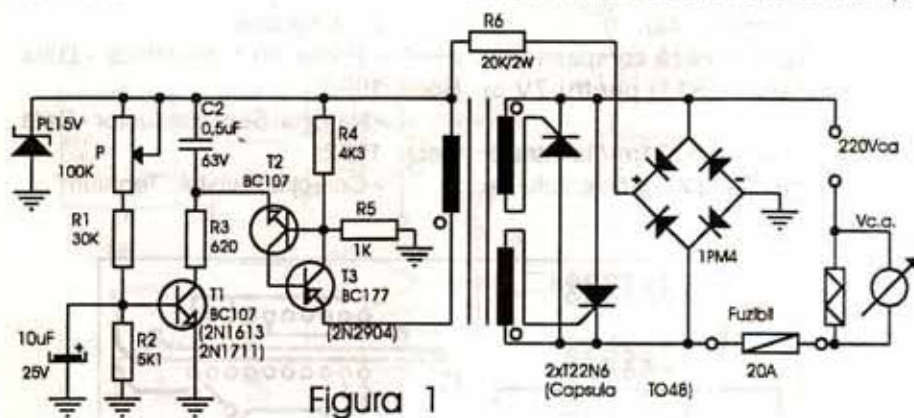


Figura 1

Nu se recomandă depășirea puterii de 4,4kW din următoarele considerente:

- creșterea masivă a gabaritelor radiatoarelor de răcire, obligatorii pentru tiristoare, cât și celelalte piese mai mari și implicit a gabaritului cutiei montajului;

- necesitatea ventilării forțate a părții de forță;

- noțiunile elementare de tehnica securității muncii presupun o împământare corectă a carcasei (rezistența prizei de pământ să fie $\leq 4\Omega$) precum și folosirea de materiale izolatoare de bună calitate: bandă de sticlă, sticlotextolit, ebonită sau bachelită pentru piesele care trebuie izolate.

Schema electrică (figura 1) se compune din: oscilatorul care furnizează impulsuri în dinte de fierăstrău și partea de forță reprezentată prin tiristori și siguranța de 20A. Oscilatoare pentru astfel de variatoare de tensiune sunt construite în general cu TUJ-uri (R0S11-13, 2N1671, KT117) și dau rezultate excelente, dar se găsesc foarte rar în magazine.

Oscilatorul a fost realizat cu tranzistori obișnuiți (BC107, BC177) funcționând astfel: condensatorul nepolarizat de $0,5\mu F$, încărcându-se cu tensiune prin intermediul rezistenței R3 de 620Ω , injectează prin R4 în baza lui T2 curent și îl deschide. Deschiderea

pentru grupul de tiristoare antiparalel, reprezentând un triac.

Transformatorul de impulsuri este de fapt piesa de bază a montajului, el trebuie să polarizeze corespunzător grilele tiristorilor în raport cu catodii pentru ca tensiunea de ieșire să fie aproximativ ca cea

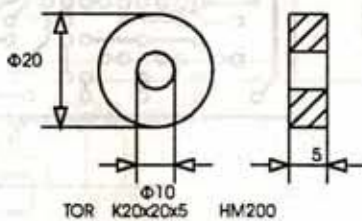


Figura 2

prezentată în figura 3. Se poate observa că s-a urmărit sincronizarea impulsurilor de comandă pentru cele două alternanțe, transformatorul asigurând polaritatea convenabilă a impulsurilor de deschidere a porților tiristorilor și de asemenea izolarea galvanică de oscilatorul de formare. Constructiv el a fost bobinat pe un tor de ferită HM200 rusesc (figura 2), fiind disponibil, cu $\mu=2000$, bobinând în primar 60 spire de sârmă CuEm $\phi 0,25mm$, iar în secundar două înfășurări identice tot de 60 spire cu sârmă CuEm $\phi 0,25mm$. Se observă pe schema de principiu asteriscurile care arată începutul înfășurărilor. Pentru tor se pot folosi ferite românești

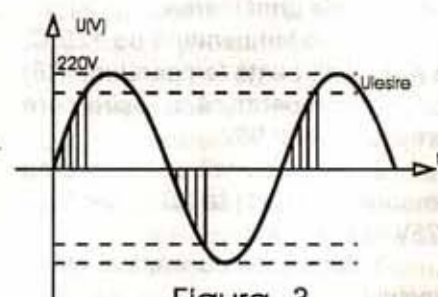


Figura 3



CONVERTOR DC-DC

Alexandru Zanca

Sunt situații practice când avem la îndemână o sursă de tensiune fixă de o anumită valoare (acumulator, baterii, transformator cu redresor), dar aparatul pe care dorim să-l alimentăm funcționează cu o altă tensiune. Există două situații, cu două moduri deosebite de rezolvare: dacă tensiunea cerută de aparat este mai mică decât cea de care dispunem, problema se rezolvă ușor cu un divizor de tensiune dimensionat corespunzător, ori și mai bine, cu un stabilizator de tensiune adecvat. Dacă însă tensiunea cerută este mai mare decât cea de care dispunem, situația se complică (și de obicei costă!); trebuie achiziționat alt acumulator sau baterie, rebobinat

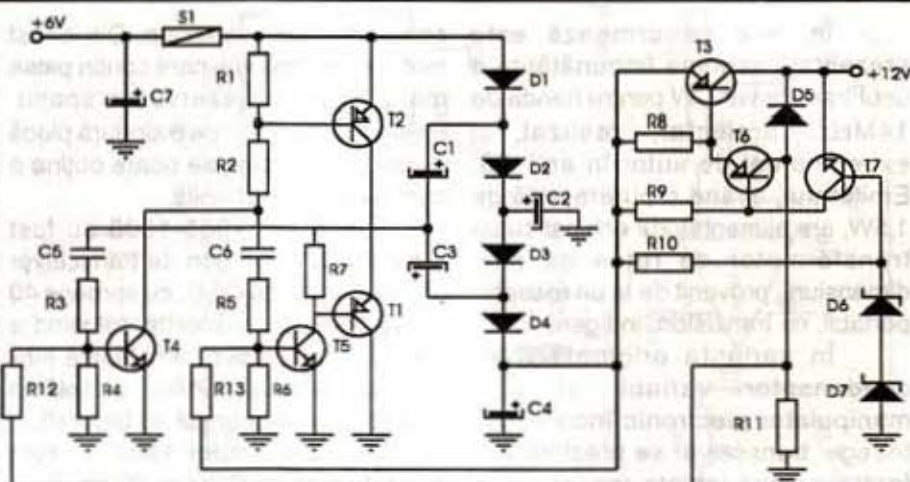


Figura 1

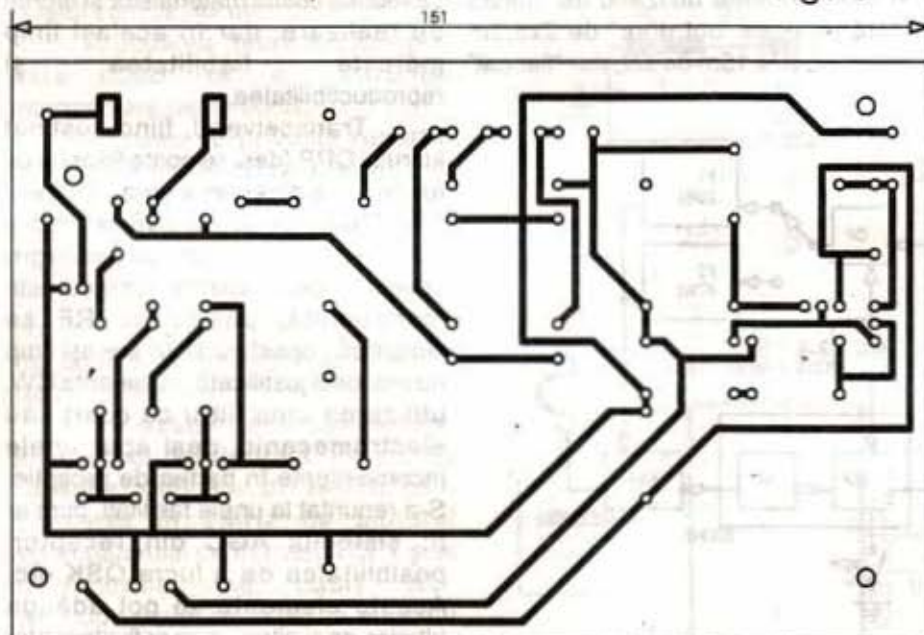


Figura 2

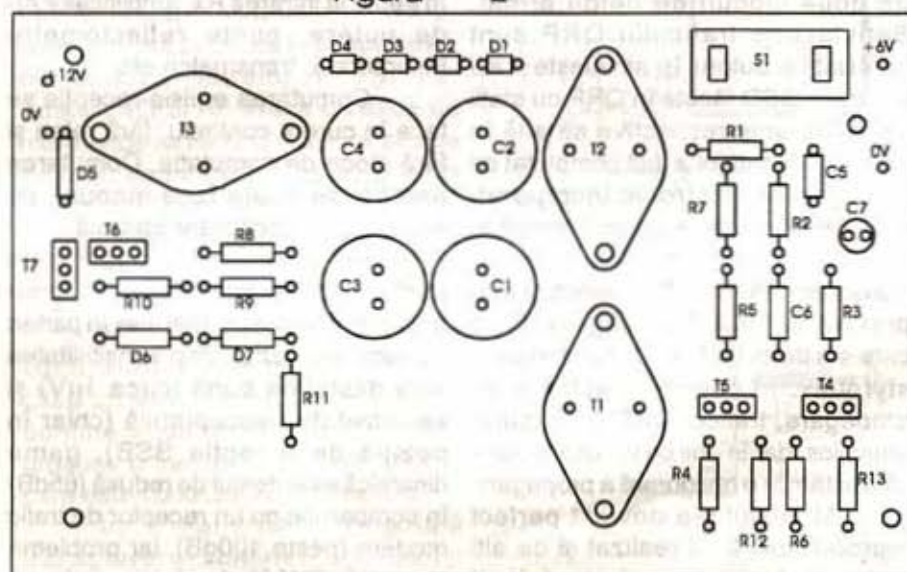


Figura 3

transformatorul (dacă e posibil) sau cumpărat altul etc.

O soluție la îndemână care face apel doar la zestrea de piese a constructorului amator este realizarea unui convertor DC-DC care să ridice tensiunea de care dispunem la o valoare dorită.

Un astfel de dispozitiv este convertorul DC-DC ilustrat în figura 1 și care este capabil să ridice tensiunea de la 6V DC la o tensiune de 12V DC, fiind realizat cu componente aflate în posesia oricărui radioamator.

Funcționarea convertorului este simplă. Semnalul dreptunghiular furnizat de oscilatorul tip multivibrator, realizat cu tranzistoarele T4 și T5 atacă tranzistoarele T1 și T2 care convertește tensiunea continuă de alimentare în tensiune dreptunghiulară, care după redresare și multiplicare de

către celula diodă-condensator D1+D4 și C1+C4, este stabilizată de către stabilizatorul realizat cu tranzistoarele T3, T6 și T7. Consumul în gol este în jur de 2mA. Montajul se realizează pe o plăcuță de sticlotexolit placat cu cupru, desenul cablajului fiind ilustrat în figura 2 iar dispunerea pieselor în figura 3. Dispozitivul odată realizat (nu necesită reglaje suplimentare) va fi închis într-o cutie din aluminiu de dimensiuni corespunzătoare. Tranzistoarele T1, T2 și T3 se vor monta pe niște mici radiatoare.

Lista de piese

R1=33Ω; R2=R8=R7=82Ω; R3=R5=2,2KΩ; R4=R6=R13=20KΩ; R9=1,2KΩ; R10=R11=570Ω; R12=15KΩ; C1=C3=500μF/15V; C2=C4=1000μF/15V; C5=C6=47nF; C7=100μF/15V; T1=T2=T3=AD155; T4=T5=T7=BC107; T6=BC470; D1-D4=BY112; D5=DA130; D6=PL5V6Z; D7=PL8V7Z.



TRANSCEIVER MONOBANDĂ QRP(I)

ing. Dinu Costin Zamfirescu/ Y03EM

În cele ce urmează este prezentată schema îmbunătățită a unui transceiver CW pentru banda de 14MHz, proiectat, realizat și experimentat de autor în anii '80. Emițătorul, având o putere utilă de 1,5W, are alimentatorul echipat cu un transformator de rețea de mici dimensiuni, provenit de la un receptor portabil, cu tranzistori, indigen.

În varianta originală (fără condensator variabil și fără manipulator electronic încorporat) întregul transceiver se prezintă sub forma a două incinte realizate din circuit imprimat, având forma și dimensiunile a două penare școlare de lemn (!), bineînțeles afară rămânând

compartimente separate. Din acest motiv, unele module care conțin piese mai puține, au rezervă de spațiu. Realizând montajul pe o singură placă de circuit imprimat, se poate obține o compactare apreciabilă.

Între anii 1983-1988 au fost realizate cu acest gen de transceiver mai multe sute de QSO, cu aproape 40 de țări din trei continente, folosind o antenă dipol "indoor", amplasată într-o cameră aflată la parterul unei clădiri cu 3 etaje și acoperișul de tablă (!).

În vara anului 1988 au fost realizate sute de QSO cu 80 de țări și cinci continente utilizând de această dată un dipol "out door" de 2x8,3m suspendat la 15m de sol, dar "flancat"

RF.

Toate componentele sunt indigene, majoritatea fiind folosite în aparatura BLC (bunuri de larg consum). Varianta inițială utiliza ca etaj RF de putere un tranzistor BD135 alimentat la 12V.

Această prezentare a avut ca scop trezirea interesului cititorului și o mai bună înțelegere a spiritului în care a fost conceput acest transceiver. Ideea de bază a fost de a nu utiliza piese scumpe sau greu de procurat. De asemenea, schema trebuia să conțină un număr mic de etaje, ceea ce reduce costul materialelor și efortul de realizare, dar în același timp mărește fiabilitatea și reproductibilitatea.

Transceiverul, fiind destinat lucrului QRP (deși se poate folosi și ca exciter), s-a ales numai modul de lucru CW. Modul de lucru SSB la emisie devine posibil doar cu adăugiri ulterioare. Deoarece transceiverul este monobandă, partea de RF se simplifică considerabil. În același timp nu mai este justificată, în varianta CW, utilizarea unui filtru cu cuarț sau electromecanic, deși apar unele inconveniente în partea de recepție. S-a renunțat la unele facilități, cum ar fi: sistemul AGC din receptor, posibilitatea de a lucra QSK etc. Aceste elemente se pot adăuga ulterior, ca și altele, cum ar fi: atenuator în trepte la intrarea Rx, amplificator AF de putere, punte reflectometru încorporată, transmatch etc.

Comutarea emisie-recepție se face în curent continuu, fără rele și fără diode de comutație. Comutarea antenei se poate face manual, cu ajutorul unui comutator obișnuit.

În ceea ce privește performanțele tehnice, s-au făcut unele compromisuri, mai ales în partea de recepție. Astfel, deși sensibilitatea este destul de bună (circa 1μV) și selectivitatea acceptabilă (chiar în poziția de recepție SSB), gama dinamică este destul de redusă (65dB) în comparație cu un receptor de trafic modern (peste 100dB), iar problema recepției CW în două locuri de pe scală, caracteristică receptoarelor

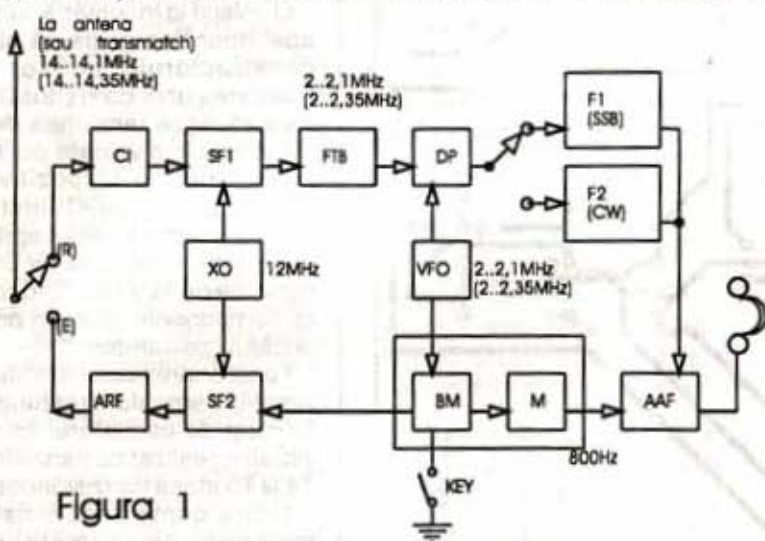


Figura 1

transformatorul de rețea, manipulatorul și comutatorul de emisie-recepție. Nu s-a urmărit să se "împingă" miniaturizarea la extrem, fiecare piesă rămânând ușor accesibilă; s-au folosit rezistențe de 0,5W obișnuite, bobine ecranate din blocul de sunet al televizoarelor alb-negru indigene, multe blocuri au fost realizate cu piesele "culcate" etc. Deoarece montajul a fost realizat inițial sub forma mai multor blocuri complet separate (module), a fost posibil să se experimenteze comod fiecare bloc până la găsirea formei celei mai bune și să se realizeze mai multe configurații experimentale, schimbând convenabil modulele. Având dimensiuni compatibile, plăcile modulelor au fost lipite între ele ulterior, formând

de două blocuri de beton armat. Satisfacțiile traficului QRP sunt apreciabile: autorul își amintește și azi de unele QSO făcute în QRP cu stații VK (QSL-urile respective se află în colecție). Montajul a fost completat cu manipulator electronic încorporat, acționat direct de la panoul frontal și apoi încasat. Împreună cu un transmatch exterior, funcționează și în prezent la Y03KWU, singura piesă care s-a defectat fiind un condensator styroflex. În condițiile actuale de propagare, traficul QRP este foarte anevoios, dar în anii ce vin este posibil să asistăm la o revigorare a propagării.

Montajul s-a dovedit perfect reproductibil, fiind realizat și de alți radioamatori, care l-au folosit împreună cu un amplificator de putere



simple cu conversie directă nu a fost rezolvată. Această problemă se poate eventual rezolva ulterior introducând încă o schimbare de frecvență, ceea ce permite și lucrul SSB la emisie.

În ceea ce privește stabilitatea de frecvență nu a fost făcut nici un compromis: oscilatorul de frecvență mai ridicată utilizează un cuarț (sacrificiu material absolut necesar), iar VFO-ul lucrează pe o frecvență joasă (circa 2MHz). Practica a arătat că, în condiții de amator, nu se poate realiza o stabilitate de frecvență conform normelor la un VFO lucrând pe 14MHz: apar probleme legate de stabilitatea "mecanică" și "termică".

Calitatea "tonului" la emisie este foarte bună, iar radiația nedorită (armonice și componente de mișcare) este redusă cu mai mult de 40dB sub nivelul semnalului util.

Atenuarea frecvenței imagine este 60dB, iar a frecvenței intermediare peste 90dB.

În ceea ce privește raportul performanțe/costuri, transceiverul își păstrează atractivitatea. Cei care doresc un transceiver la nivelul performanțelor maxime în toate compartimentele (mai puțin costul!) își pot procura un transceiver industrial, dar cu siguranță că nu îl vor folosi în regim QRP!

Să examinăm schema bloc simplificată din **figura 1**. Pe poziția recepție, semnalul de 14MHz este convertit în 2MHz cu ajutorul schimbătorului de frecvență SF1 și al oscilatorului cu cuarț XO. Demodularea se face cu ajutorul detectorului de produs DP și al oscilatorului variabil VFO. Selectivitatea se obține în partea de AF cu ajutorul filtrelor F1 și F2. Amplificatorul AF atacă o cască de mare impedanță (2x2K Ω). Pe poziția emisie, semnalul de la VFO este manipulat în blocul de manipulare (BM) și condus la schimbătorul de frecvență de emisie (SF2), unde se obține frecvența de emisie.

Amplificatorul RF de emisie ridică nivelul de putere al semnalului la circa un watt. Blocul de manipulare conține și un monitor audio, care produce o frecvență de circa 800Hz, care este condusă la intrarea AAF.

În varianta originală transceiverul conținea 3 CI de tip TAA661 (SF1, XO, DP, VFO și SF2),

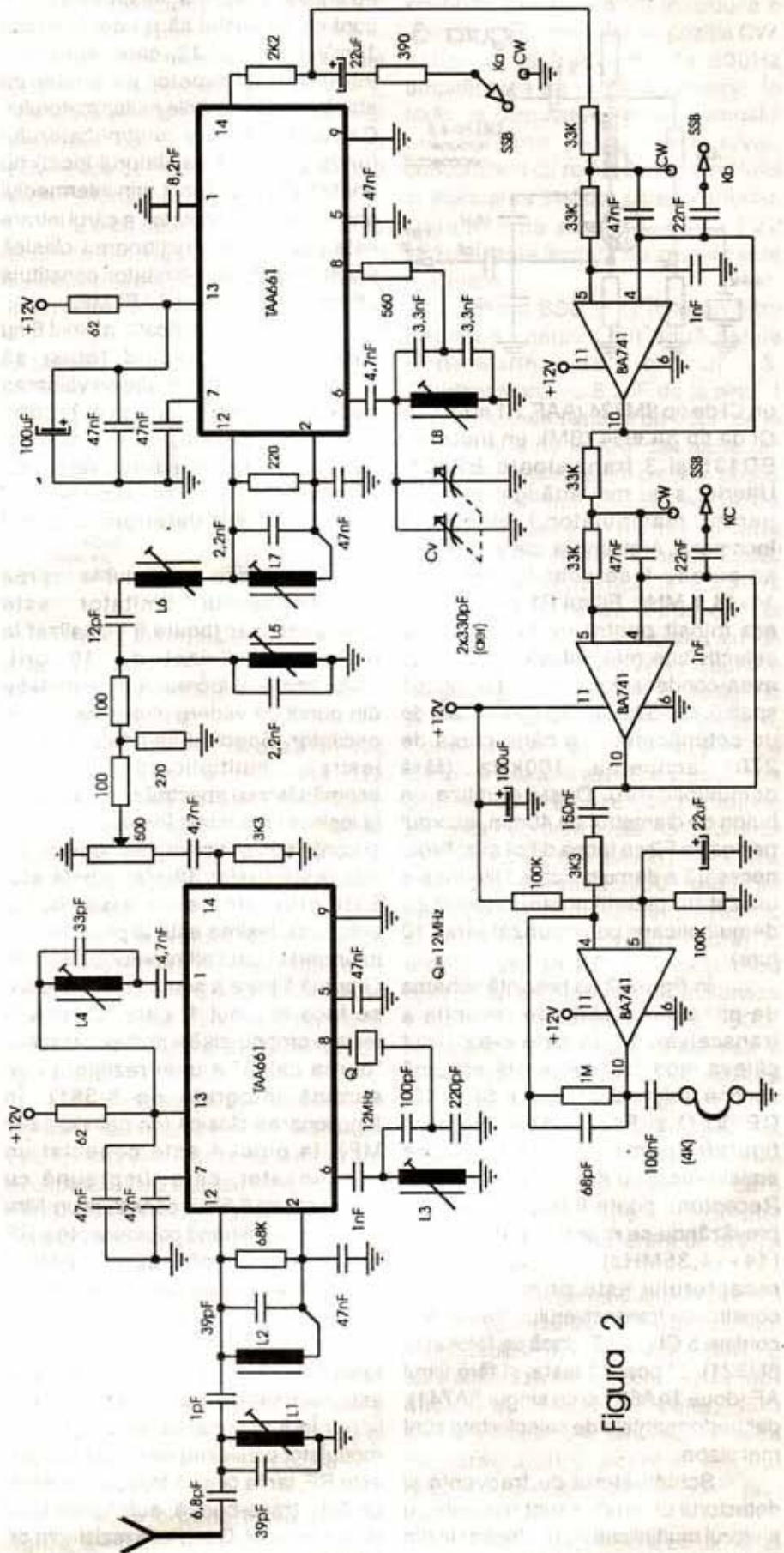
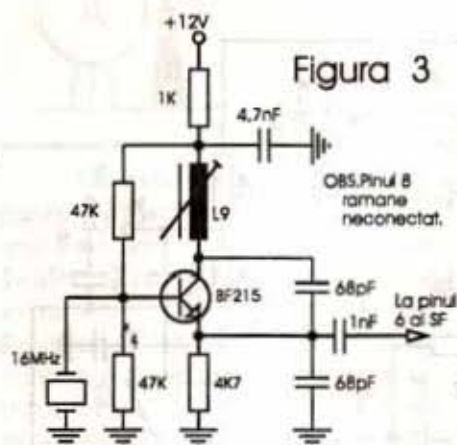


Figura 2



Figura 3



un CI de tip β M324 (AAF, F1 și F2), un CI de tip β A3054 (BM), un tranzistor BD135 și 3 tranzistoare BC108. Ulterior s-au mai adăugat trei CID pentru manipulatorul electronic încorporat. Atât emisia, cât și recepția, se puteau face doar în intervalul 14+14,1 MHz. Filtrul F1 pentru SSB era folosit pentru recepția CW cu selectivitate mai redusă. VFO-ul nu avea condensator variabil (ce ocupă spațiu), ci diode varicap comandate de un potențiomtru, a cărui cursă de 270° acoperea 100kHz (fără demultiplicare!). Deși se utiliza un buton cu diametrul de 40mm, acordul pe poziția F2 se făcea dificil și ar fi fost necesară o demultiplicare. Ulterior s-a utilizat un potențiomtru bobinat cu demultiplicare corespunzătoare (10 ture).

În figura 2 se prezintă schema de principiu a părții de recepție a transceiverului, la care s-au făcut câteva modificări. Această schemă conține trei module (plăci): SF1+XO; DP+VFO și F1/F2+AAF. Nu sunt figurate elementele de comutare emisie-recepție și nici sistemul RIT. Receptorul poate fi folosit ca atare, prevăzându-se recepția întregii benzi (14+14,35MHz). Realizarea receptorului este prima etapă în construirea transceiverului. Receptorul conține 5 CI (sau 3, dacă se folosește β M324). El poate fi testat și fără filtrul AF (două TAA661 și un singur β A741), dar performanțele de selectivitate sunt mai slabe.

Schimbătorul de frecvență și detectorul de produs sunt realizate cu ajutorul multiplicatorului electronic din TAA661, care, în funcționarea clasică (de catalog), îndeplinește funcția de demodulator MF de coincidentă.

Intrarea "de semnal" trebuie să fie liniară. Pentru aceasta se va ține cont ca semnalul să nu depășească 10mVef la pinul 12, care reprezintă intrarea unui repetor pe emitor ce atacă una din intrările multiplicatorului. Cealaltă intrare a multiplicatorului (unde se aplică oscilatorul local) nu poate fi atacată decât prin intermediul amplificatorului limitator, a cărui intrare este pinul 6. În funcționarea clasică acest amplificator-limitator constituia ultima parte a lanțului AFI MF.

Tensiunea aplicată la pinul 6 nu este critică, trebuind totuși să depășească de mai multe ori valoarea de circa 100 μ V la care începe limitarea, pentru a se elimina zgomotul. Tensiuni mai mari de 0,5Vef aplicate la pinul 6 și respectiv de 3Vef la pinul 12 pot deteriora circuitul integrat.

Deoarece semnalul la ieșirea amplificatorului limitator este dreptunghiular (poate fi vizualizat la ieșirea 8, divizat de 10 ori), multiplicatorul lucrează în comutație din punct de vedere al semnalului de oscilator. Spectrul semnalului de la ieșirea multiplicatorului este asemănător cu spectrul semnalului de la ieșirea unui mixer în inel cu 4 diode și conține în principal componente de frecvență $f_h \pm f_s$; $3f_h \pm f_s$; $5f_h \pm f_s$ etc. Este prin urmare un mixer dublu echilibrat. Ieșirea este la pinul 14 prin intermediul unui alt repetor pe emitor. O primă filtrare a semnalului de ieșire se face la pinul 1, care reprezintă ieșirea propriu-zisă a multiplicatorului, "borna caldă" a unei rezistențe de sarcină integrate de 8,5K Ω . În funcționarea clasică (ca demodulator MF), la pinul 4 este conectat un condensator, care, împreună cu rezistența de 8,5K Ω , constituie un filtru trece-jos, eliminând componentele RF și totodată atenuând parțial componentele audio de frecvență mare (realizează dazaccentuarea). Acest aranjament se menține și în funcționarea ca DP, deoarece la ieșire este necesar de asemenea un FTJ.

În funcționarea ca SF (sau ca modulator echilibrat) semnalul la ieșire este RF, iar la pinul 1 trebuie conectat un filtru trece-bandă, sub forma unui circuit acordat. Deoarece rezistența de 8,5K Ω șuntează acest circuit, filtrarea poate să nu fie suficientă și se continuă la ieșirea 14 (în FI). Atragem atenția

celor care utilizează TAA661 ca mixer că problema circuitului LC de la pinul 1 este fundamentală.

a) conectarea unui condensator de 2,2+10nF (ca la DP și demodulator MF) duce la o reducere drastică a amplificării mixerului, cu cât frecvența intermediară este mai mare, și montajul devine inutilizabil;

b) lăsarea "în gol" a pinului 1 și efectuarea filtrării doar în AFI poate fi o soluție doar dacă $f_i \leq 1+2$ MHz. Capacitatea parazită de circa 10pF de la pinul 1 face ca în realitate să se realizeze tot o configurație de FTJ. Dacă fi este mic, se poate folosi un condensator adecvat (zeci sau sute pF) și se poate renunța la circuitul LC;

c) conectarea unui circuit LC direct, fără condensator de blocare, perturbă grav regimul de curent continuu al CI;

d) circuitul LC "absoarbe" (înglobează) capacitatea parazită și nu se mai obține scăderea amplificării cu 6dB/octavă ca în cazurile a) și b). În realitate amplificarea scade, dar în mică măsură. Dacă A_0 este amplificarea mixerului la frecvențe joase (circa 50, depinde de tensiunea de alimentare) se obține:

$$A = A_0(1 - Q_s/Q_0)$$

unde Q_0 -este factorul de calitate propriu al bobinei, iar Q_s este factorul de calitate în prezența rezistenței de 8,5K Ω .

Dacă $Q_s=10$ și $Q_0=100$, reducerea amplificării este de doar 10%.

Configurația cu circuit LC la pinul 1 permite să se lucreze chiar la $f_i=30$ MHz, fără diminuarea amplificării (cazul b).

În figura 2 cele două oscilatoare au fost realizate cu ajutorul amplificatorului limitator din TAA661. Pentru aceasta s-a conectat între pinii 8 și 6 o rețea de reacție selectivă (circuite LC sau cuarț) care să determine frecvența de lucru. La intrarea 6 se asigură o tensiune suficientă pentru intrarea în limitare și amplificarea SF și DP nu depinde de frecvență. Configurația LC seamănă cu cea de la oscilatorul Colpitts.

Schema de oscilator cu cuarț poate lucra și "overtone". Autorul a folosit un cuarț de 4MHz în locul cuarțului de 12MHz, păstrând circuitul LC acordat pe 12MHz (a se vedea revista RADIO nr.8/1995, pag.8-9).

Circuitul de intrare al receptorului conține o pereche de circuite cuplate acordate în mijlocul benzii (14,175MHz). Atenuarea de 60dB pentru frecvența imagine ar putea fi insuficientă în anumite circumstanțe, întrucât frecvența imagine "cade" parțial în banda de radiodifuziune de 31m. O reducere cu 100÷200kHz a frecvenței primului oscilator poate rezolva problema. O soluție radicală este utilizarea unui cuarț de 16MHz. Acum frecvența

Întreaga schemă din figura 2 constituie o superheterodină cu fi variabilă, dar selectivitatea se obține în AF, ca la orice receptor cu conversie directă (sincrodină) și nu în AFI. Schema poate fi considerată mai degrabă ca o ... sincrodină cu schimbare de frecvență (!) decât ca o superheterodină propriu-zisă.

Există două procedee prin care schema din figura 2 poate realiza selectivitatea în canalul de frecvență intermediară:

b și c ale comutatorului cu 2 poziții x 3 contacte. Secțiunea Ka introduce o atenuare suplimentară pe poziția CW, astfel ca la frecvența de 900Hz amplificarea să rămână aceeași. În trafic, la comutarea filtrului, semnalul util rămâne la același nivel, concomitent cu reducerea zgomotului și atenuarea stațiilor care interferau. De altfel, pe poziția CW (cu F2), sensibilitatea limitată de zgomot este mai mare.

Filtrul SSB (F1) este un filtru trece-jos compus din două celule Butterworth de ordinul 3. Condensatorul de 8,2nF de la pinul 1 al DP și condensatorul de 68pF de la pinii 10 și 9 de la AAF fac parte din filtru; toleranțele pentru piesele filtrului vor fi de cel mult 5%. Se vor utiliza condensatoare styroflex. Panta asimptotică a filtrului este de 36dB/octavă. La frecvența de 2,25kHz atenuarea este de 6dB, dar la frecvența de 4,5kHz, atenuarea ajunge la 36dB. Pe poziția CW se obține o rezonanță pronunțată, în jur de 900Hz și o îngustare a benzii de trecere. Condensatorul de cuplaj cu AAF de 0,15μF a fost ales astfel ca și pe poziția SSB să se atenueze componentele audio de frecvențe joase. Astfel brumul va fi mai redus, mai ales în poziția CW. Deși amplificarea DP+AAF este în jur de 80dB, zgomotul la ieșire este mic și nu este necesar un reglaj al amplificării în AF. În acest mod operatorul este obligat să acționeze asupra potențiometrului de 500Ω, reducând concomitent cu volumul și posibilitatea ca DP să introducă intermodulații supărătoare.

Filtrul din canalul de frecvență intermediară este atacat prin intermediul unui atenuator, care asigură o terminație aproximativ corectă a filtrului; indiferent de poziția potențiometrului.

Efectul intermodulațiilor poate fi mai redus dacă se utilizează un filtru fi acordabil. În figura 4 se dă o schemă care utilizează un condensator variabil dublu, cu dielectric solid, fără demultiplicare. S-a renunțat la ideea monoreglajului, acordul filtrului refăcându-se când "ne plimbăm" prin bandă.

Totuși selectivitatea continuă să fie determinată de filtrul AF; banda realizată de cele două circuite în fi este circa 15÷20kHz, în ciuda cuplajului

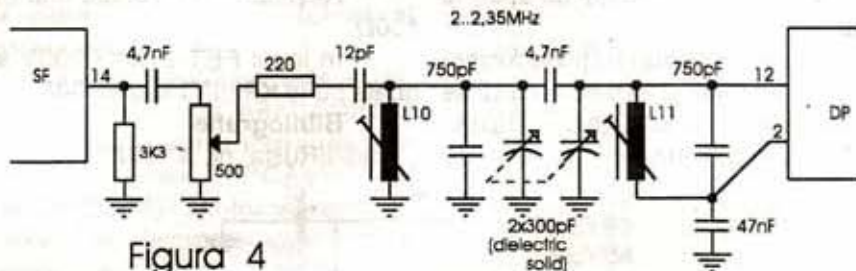


Figura 4

imagine este cuprinsă între 18÷18,35MHz, unde nu sunt stații de radiodifuziune. Schema din figura 2 nu este adecvată dacă $f_2 > 15\text{MHz}$ și se recomandă utilizarea unui oscilator separat cu tranzistor (figura 3).

Circuitul format din L4 și condensatorul de 33pF se acordă pe 2,175MHz. La pinul 14 se obține semnalul pe frecvența intermediară, care este amplificat cu circa 40dB față de semnalul provenit de la antenă. Nu există AFI, ci doar un filtru trece-bandă FTB acordat pe 2,175 MHz. Acest filtru (ca și circuitul de intrare) are o bandă de trecere de 400kHz. Ținând cont de contribuția tuturor circuitelor RF, se obține o bandă în jur de 350kHz. Reglajul amplificării se face manual, cu ajutorul potențiometrului de 500Ω. Procedeele pot părea rudimentare, dar se evită intermodulațiile care ar putea fi introduse de un etaj AFI comandat. Cum fi nu este prea mare, nu apar probleme deosebite, dacă se utilizează conexiuni scurte și ecranate la potențiometrul. Se observă că începând de la acest potențiometrul până la ieșirea la casca audio schema rămasă constituie un receptor cu conversie directă pentru 2÷2,35MHz, format din DP+VFO, FTJ și AAF. De altfel, acordând L5, L6, L7 și L8 pe 1,9MHz (eventual mărind capacitățile de acord, dacă este nevoie), se poate realiza un receptor pentru banda de 160m, care poate fi testat ca atare.

a) se înlocuiește oscilatorul cu cuarț cu un VFO și se folosește în canalul fi un filtru SSB cu 4...8 cuarțuri "centrat" pe 2MHz;

b) se mai intercalează un etaj SF, realizând o schemă de superheterodină cu dublă schimbare de frecvență, cu prima frecvență intermediară variabilă (2÷2,35MHz) și a doua fixă (500kHz), prevăzută cu filtru electromecanic.

Aceste soluții clasice sunt binecunoscute, cu avantajele și dezavantajele lor. Cei care doresc, le pot implementa ușor pornind de la schema din figura 2, într-o etapă ulterioară.

În ciuda simplității, schema din figura 2 realizează o bună stabilitate (ca în cazul b) și o selectivitate acceptabilă fără a utiliza filtre scumpe; rămâne dezavantajul receptorului cu o conversie directă, amintit la început. Totuși, la recepția CW există posibilitatea de a opta (acționând asupra RIT-ului) pentru poziția de acord neinterferată.

Filtrul AF realizat cu cele două etaje cu $\beta A741$ are o bandă de trecere de circa 2kHz pe poziția SSB (F1) și de câteva sute de Hz pe poziția CW (F2).

Pentru o bună înțelegere în figura 1, filtrele sunt figurate separat. În realitate, caracteristica filtrului se modifică doar prin conectarea condensatoarelor de 22nF la secțiunile



Modificarea VFO-ului în transceiverul "Radio 76"

ing. Florin Bălan/YO7LBX

Pentru micșorarea fugii de frecvență a oscilatorului în TxRx "Radio 76" se propune înlocuirea tranzistorului KT315 cu FET-ul KP303V. Schema modernizării circuitului este arătată în figură.

Rezistorul R1 de pe placa oscilatorului trebuie scos, iar R2 se va mări la 0,8-1,2 MΩ. Cablajul nu se va schimba, este necesară numai perforarea lui pentru baza și emitorul lui VT1, de asemenea corpul tranzistorului se îndoaie și se lipește la cea mai apropiată masă a cablajului.

Prin această schimbare se permite micșorarea fugii de frecvență a VFO-ului de la 2,5KHz la 600-700Hz, prin reducerea timpului de fugă de la 30-40 minute la 10-15 minute, micșorând aproape de două ori abaterile de frecvență ale VFO-ului. La trecerea de pe Rx la Tx schimbarea de frecvență se micșorează de la 250 Hz la 150Hz.

Totuși înlocuirea se face cu oarecare mărire a benzii de frecvență a VFO-ului, de 10%, și scăderea tensiunii semnalului de ieșire. Mărirea benzii de frecvență e binevenită (ea chiar trebuie mărită având în vedere că

vechea bandă sovietică era mai îngustă), iar dacă după refacerea circuitului Uieș a VFO-ului e mai mică de 1V, trebuie înlocuit condensatorul C4 cu o capacitate de 240-300pF. De asemenea, trebuie să fie precizat numărul de spire al bobinei L3. Dacă Uieș e cuprins între 1-1,2V e necesară numai mărirea numărului de spire al bobinei.

Pentru îmbunătățirea formei semnalului generat, în paralel cu L2 se poate conecta în direcția diodei KD503B condensatorul C5 cu

capacitatea mărită la 1000pF.

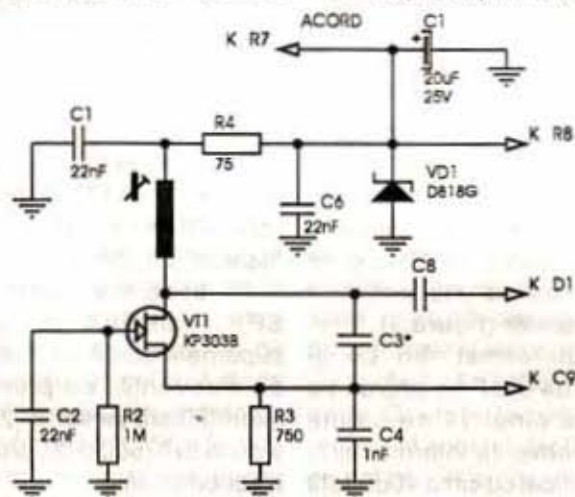
Pentru mărirea stabilității frecvenței VFO-ului în locul diodei Zener D814V din blocul oscilatorului se poate pune o diodă D818 cu indicii V-E, tensiune pe rezistorul de "acord" dându-se de pe C6 (în blocul oscilatorului) și nu de la C1.

Rezistorul R1 trebuie mărit la 150Ω.

În locul FET-ului KP303V se poate pune KP303D sau KP303E.

Bibliografie

Radio(Rusia) nr. 3/1987.



slab cu SF și între circuite. Folosirea mai multor circuite, comandate cu varicap (eventual împreună cu circuitul VFO-ului) pune probleme de aliniere și nu reduce banda substanțial. În orice caz, schema din figura 4 este utilă dacă se constată că apar probleme datorită stațiilor de radiodifuziune din banda de 22m (13,6+13,8MHz) sau dacă dorim să facem trafic CW, atunci când vecinul de stradă face trafic SSB (I). Pentru situațiile deosebite se poate

monta și un atenuator de 10 sau 20dB la intrarea receptorului (a se vedea revista TEHNIIUM nr.3/97).

În figura 5 este dată schema unui VFO separat care se poate folosi în locul VFO-ului, cu TAA661 din figura 2. În cazul utilizării unor oscilatoare separate, amplificatorul-limitator din TAA661 lucrează ca separator. După realizarea schemei din figura 2 se poate trece la realizarea de oscilatoare separate (figurile 3 și 5) în cazul când se urmărește realizarea integrală a transceiverului. Utilizarea oscilatorului din figura 2

atât la emisie, cât și la recepție (ca în orice transceiver), complică puțin comutarea emisie/recepție. Având oscilatoare separate, este suficient să se comute alimentarea și antena.

Toate bobinele se realizează pe carcasa ecranată cu oală de ferită (10x10x15mm) de tipul folosit în modulul de sunet al televizoarelor alb-negru "Electronica". În tabelul T1 se dau numărul de spire (se bobinează cu sârmă CuEm φ0,1mm) și inductanța nominală.

Bobinele cu 70 spire se folosesc în receptoarele MA în AFI (punct roșu), iar cele cu 10 spire în modulul de sunet TV (punct negru+ punct galben).

(continuare în numărul viitor)

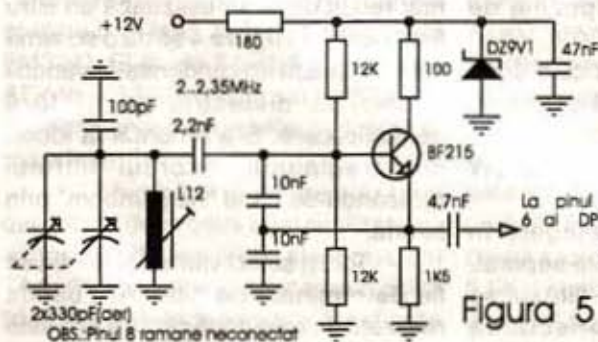


Figura 5

Tabelul T1

Bobina	L1,L2,L3	L4	L5,L7	L6	L8	L9	L10,L11	L12
Nr.spire	10	70	10	70	70	7	14	10
Induc nom (μH)	3	150	3	150	3	1,5	6	3



DEPANAREA TELEVIZOARELOR ÎN CULORI (IX)

ing. Șerban Naicu

ing. Horia Radu Ciobănescu

Microprocesorul de comenzi

Tabelul 1

Microprocesorul (microcontrolerul) are rolul de a furniza comenzile necesare controlului televizorului, concomitent cu afișarea pe ecran a stării fiecărei comenzi, precum și realizarea unor funcții cum ar fi: comanda de la distanță, acordul pe canal, controlul automat al frecvenței (CAF) etc.

În televizorul Royal este utilizat microprocesorul PCA84C440/401 (CTV220S), pentru varianta fără teletext, sau PCA84C640/030 (CVT320S), pentru varianta cu teletext. Tipul de microprocesor utilizat pentru varianta cu teletext funcționează și în variantă fără teletext, dar invers nu (nu poate fi comandat modulul de teletext, celelalte funcții realizându-se identic, procesoarele fiind compatibile pin la pin). Schema bloc a procesorului PCA84C640/030 (CTV320S) este prezentată în figura 1, configurația pinilor este dată în figura 2, iar semnificația acestora în tabelul 1.

Funcțiile realizate de acest procesor sunt:

- furnizarea tensiunilor în impulsuri necesare (după integrare) comenzilor analogice de strălucire, contrast, saturație, nuanță, volum;

- furnizarea tensiunii în impulsuri necesară (după integrare) acordului selectorului de canale;

- furnizarea tensiunilor de comutare a benzilor;

- afișarea pe ecran a stării fiecărei comenzi de mai sus, precum și a altor informații, în general la apăsarea unui buton al tastaturii sau telecomenzii;

- realizarea comandării de la distanță a televizorului, inclusiv funcția de stand-by;

- realizarea memorării, prin intermediul unei memorii nevolatile de tip EEPROM a tensiunilor de acord corespunzătoare fiecărui canal, precum și a reglajului preferențial (PP) al parametrilor: volum, strălucire, contrast, saturație, nuanță;

- realizarea unor funcții auxiliare: MUTE, oprirea automată după 5

1	VTUNN	tensiune de acord (pentru diodele varicap)
2	VOL	tensiune de reglaj volum
3	BRI	tensiune de reglaj strălucire
4	SAT	tensiune de reglaj saturație (culoare)
5	CON/HUE	tensiune de reglaj constant sau nuanță (NTSC)
6	BAL/TON/HUE	tensiune de reglaj ton, balans sau nuanță
7	VHF-L	tensiune de comutare a benzii VHF-low
8	VHF-H	tensiune de comutare a benzii VHF-high
9	AFC	intrare de tensiune de CAF analogică
10	UHF	tensiune de comutare a benzii UHF
11	VTR	ieșire de comandă a constantei de timp VTR
12	AV	tensiune de comandă audio/video (int/ext)
13	KEYB0	linie tastatură
14	KEYB1	linie tastatură
15	KEYB2	linie tastatură
16	KEYB3	linie tastatură
17	KEYB4	linie tastatură
18	KEYB5	linie tastatură
19	KEYB6	linie tastatură
20	MDSTR	ieșire STROBE
21	VSS	masă
22	RED	ieșire de roșu OSD
23	GREEN	ieșire de verde OSD
24	BLUE	ieșire de albastru OSD
25	FBL	ieșire de stingere rapidă OSD
26	HSYNC	intrare impuls sincronizare linii (OSD)
27	VSYNC	intrare impuls sincronizare cadre (OSD)
28	DOSC	intrare oscilator RC pentru OSD
29	IDENT	intrare semnal de coincidență
30	TEST	intrare de test (conectată la masă)
31	XTAL1	intrare oscilator cu cuarț (10MHz)
32	XTAL2	ieșire oscilator
33	RESETN	reset
34	SNDI	intrare de sunet mono/bilingv
35	RMOT	intrare semnal telecomandă
36	SND0	ieșire mono/stereo sau canal sunet 1/2
37	EFFECT	ieșire de comandă efecte sonore
38	SYSTEM	ieșire de selectare sistem
39	SCL	ieșire semnal de ceas - magistrala I2C
40	SDA	ieșire semnal de date - magistrala I2C
41	STDBY	intrare/ieșire tensiune de comutare STAND-By
42	VDD	tensiune de alimentare (+5V)

minute în absența unui semnal TV, oprirea după un interval de timp prestabilit de utilizator.

La pinii 2, 3, 4, 5, 6 sunt furnizate tensiuni în impulsuri, cu factorul de umplere variabil, având amplitudinea de 5V, din care, după integrarea cu celulele R101Z-C158-R132-C709, R102Z-C102-R133-R141-C121, R102-C103-R134-R138-C121, R103-C104-R135-R138-C120, R104-C105, R149-C119-R146, vor rezulta tensiunile continue pentru reglarea volumului, saturației, contrastului, strălucirii, nuanței. La

pinul 1 este furnizată o tensiune în impulsuri cu factor de umplere variabil și amplitudine de 5V care comandă tranzistorul Q107 de tip PH2369 și din care rezultă tensiunea de acord a selectorului cu valori cuprinse între 0,5-29V. La pinii 7, 8, 10 se găsesc tensiunile de comutare a benzilor VHF-1, VHF-3, UHF (după notația afișată pe ecran). Pinii 13-19 sunt utilizați pentru conectarea tastaturii, dar și pentru implementarea unor opțiuni de configurare prin intermediul diodelor D101, D102, D105, D106 între unii dintre acești pini și pinul 20 (STROBE).

La pinii 22, 23, 24, 25 sunt furnizate semnalele R, G, B necesare afișării pe ecran (OSD) precum și semnalul de stingere rapidă (Fast Blanking) necesar stingerii semnalului de TV pe zonele unde este afișată informația OSD. La pinii 26 și 27 sunt conectate semnale Hsync și Vsync provenind de la etajele de baleiaj, necesare sincronizării semnalelor OSD. În lipsa semnalelor de sincronizare, nu este afișată informația OSD. La pinul 28 este conectat circuitul RC al oscilatorului pentru OSD. Din semireglabilul VR102 se reglează frecvența acestui oscilator, care se manifestă prin modificarea poziției afișării pe ecran. La pinii 31 și 32 este conectat cuarțul care stabilește frecvența de ceas a microprocesorului (10MHz). La pinul 33 este conectat

IC301- în varianta cu teletext - sau direct IC305- în varianta fără teletext-, în scopul afișării pe ecranul TV a funcțiilor comandate.

La pinul 28 al microprocesorului (OSD CLK) este conectată rețeaua RC (C131, R170, VR102) care stabilește frecvența de oscilație a generatorului de OSD. Pentru sincronizarea semnalelor OSD sunt necesare semnalele Hsync (pinul 26) și Vsync (pinul 27), provenite de la etajele de baleiaj respective. La pinii 31 și 32 este conectat cristalul de cuarț XT101 (10MHz) care determină frecvența de lucru a microprocesorului.

Funcțiile tastaturii se realizează prin scurtcircuitarea microîntrerupătoarelor SW01, SW02, SW20, SW22, SW16, SW11, SW17, SW12 și SW13 (standby). Acestea realizează

IDENT (de identificare) este conectat la pinul 29 al microprocesorului. Acest semnal are (la pinul 22 al circuitului integrat TDA8305A) tensiunea de circa 9V cu semnal și circa 0,5V fără semnal.

La pornirea secvenței de căutare automată, tensiunea de acord integrată și aplicată pinului VT al selectorului de canale începe să crească de la nivelul curent până este recepționat un semnal utilizabil de TV, moment în care căutarea se oprește în punctul optim de recepție. Dacă în banda în care se realizează căutarea nu s-a reușit găsirea unui semnal, atunci banda este comutată în ordinea VHF-1, VHF-3, UHF, VHF-1 etc. prin intermediul tensiunilor de comutare de la pinii 7, 8, 10 ai procesorului, care au nivele de 0 sau +5V, în funcție de

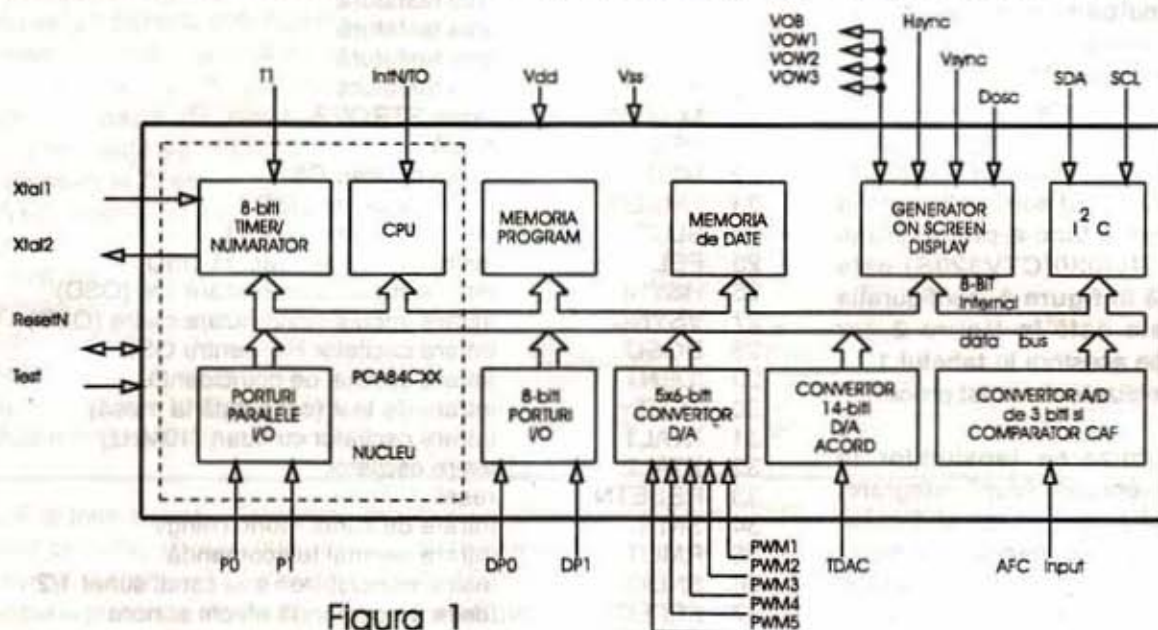


Figura 1

circuitul care realizează resetarea microprocesorului (R168, R106Z, C139). La pinul 35 este conectat semnalul provenind de la telecomandă, prin intermediul receptorului în infraroșu IR101. Prin intermediul pinilor 39 și 40 se realizează comunicația serială pe magistrala I²C cu memoria EEPROM (IC102) PCF 8581/8582 sau 24C01/24C02 și cu decodorul de teletext - IC901 (dacă este cazul). La pinul 41 se realizează comanda de stand-by, iar la pinul 42 este conectată tensiunea de alimentare de +5V.

Semnalele furnizate la pinii 22 (roșu), 23 (verde), 24 (albastru) și 25 (fast blanking-stingere rapidă) se aplică comutatorului OSD/teletext

conexiuni între pinii 13+19 și masă.

Realizarea prinderii automate și a buclei de CAF

Semnalul CAF furnizat la pinul 18 al circuitului integrat TDA8305A este conectat prin intermediul tranzistorului Q108, diodelor D112, D113, semireglabilului VR101, la pinul 9 al microprocesorului. Semireglabilul stabilește punctul de nul al CAF și se reglează astfel încât, cu televizorul comutat în AV, în pinul 9 al microprocesorului tensiunea să fie 2,5V (se măsoară cu un instrument digital cu impedanță mare de intrare și toleranță mică). De la pinul 22 al circuitului integrat TDA8305A, prin intermediul tranzistorului Q205 și al rezistentelor R163, R103Z, semnalul

banda selectată. Pe pinii selectorului de canale se aplică tensiuni de 0 sau +12V, rezultate din tensiunile de la pinii corespunzători ai procesorului, prelucrate prin intermediul etajelor cu tranzistoarele Q101, Q102, Q103, Q104, Q105, Q106.

Tensiunea de acord de la pinul 1 al microprocesorului are forma din figura 3, constând dintr-un semnal de formă dreptunghiulară, cu amplitudinea de 5V și factor de umplere variabil. Există 16384 de trepte de variație a factorului de umplere a acestei tensiuni. Această tensiune este aplicată tranzistorului de comutație Q107, alimentat în colector de la tensiunea de +33V stabilizată cu circuitul integrat KA33V (TAA550,



ZTC33). Din colector, tensiunea în impulsuri este integrată prin celulele R157-C126, R158-C202 și aplicată pinului VT al selectorului. Această tensiune este corectată permanent în interiorul procesorului de tensiunea de CAF primită la pinul 9, provenită de la circuitul integrat multifuncțional TDA8305A. De la același circuit, de la

semnalului o tensiune de 1,5V. Acest semnal servește la:

- realizarea căutării automate;
- trecerea automată în STANDBY după 5 minute de la întreruperea emisiunii TV și neprimirea nici unei comenzi de către microprocesor;
- realizarea funcției MUTE în lipsa programului TV sau la comutarea

programelor. Prin aceasta, plaja de variație a tensiunii CAF este redusă la plaja 0-5V, având valoarea nominală de 2,5V, care se reglează cu semireglabilul VR101, cu circuitul de CAF dezactivat (pinul 19 al TDA8305A la GND). Variația semnalului de CAF la intrarea în pinul 9 al microprocesorului este prezentată în figura 4. În interiorul

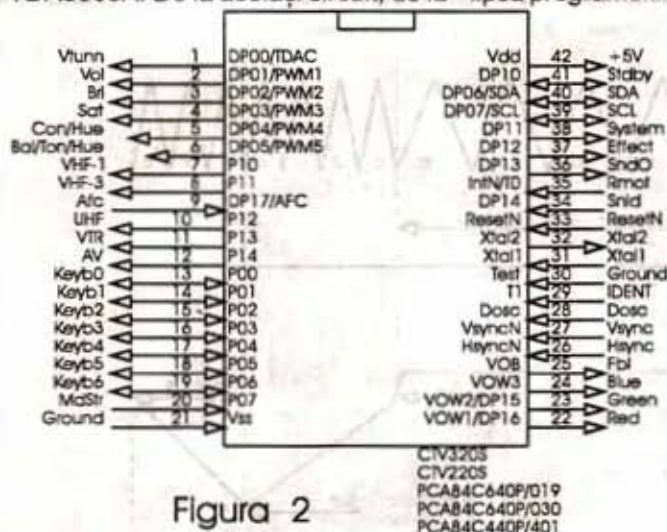


Figura 2

pinul 22, provine tensiunea de IDENT care, după aducerea la un nivel corespunzător (circa 4,5V), este aplicată pinului 29 al procesorului. În timpul căutării automate, viteza de căutare este stabilită de existența sau inexistența semnalului de IDENT.

Funcționarea buclei de CAF și acordul/căutarea automată

În funcționarea buclei de CAF și a acordului automat sunt implicate circuitul integrat multifuncțional TDA8305A și microprocesorul. Semnalele necesare funcționării corecte sunt:

- semnalul IDENT furnizat la pinul 22 al TDA8305A și aplicat la pinul 29 al microprocesorului;
- semnalul de CAF furnizat la pinul 18 al TDA8305A și aplicat la pinul 9 al microprocesorului;
- semnalul VT furnizat la pinul 1 al microprocesorului.

De remarcat este faptul că semnalele furnizate de TDA8305A, având niveluri cuprinse între 0-12V, trebuie reduse în plaja 0-5V pentru a fi aplicate microprocesorului.

Semnalul IDENT

Acest semnal indică prezența sau absența semnalului TV prin intermediul impulsului de sincronizare linii. În prezența semnalului, la pinul 22 al TDA8305A este furnizată o tensiune continuă de 9,8V, iar în lipsa

Acest semnal va avea la intrarea în pinul 29 nivelurile: +5V cu semnal și 0V fără semnal.

Semnalul de CAF

Acest semnal constituie informația de eroare care indică decalajul frecvenței intermediare aplicate la intrarea de FI a circuitului TDA8305A în comparație cu frecvența corectă de 38,9MHz. Această eroare poate proveni de la un dezacord al selectorului dat de tensiunea varicap, ori în timpul căutării automate, ori în timpul funcționării normale, de acordul incorect, fuga termică a oscilatorului din selector sau, uneori, de fuga frecvenței emițătorului (la convertoarele din instalațiile de antenă colectivă sau cablu TV realizate neprofesional). Circuitul integrat TDA8305A furnizează această informație de eroare la pinul 18, sub forma unei tensiuni continue cuprinsă în intervalul 0-11V, având valoarea nominală (la acord corect) de circa 6V. Pinul 18 este polarizat extern cu divizorul rezistiv R231, R232 conectat între tensiunea de alimentare de +12V și masă. Tensiunea de CAF, filtrată de componenta video reziduală și de alte componente parazite prin condensatorul C237, este aplicată pinului 9 al microprocesorului prin intermediul etajului buffer (adaptor de impedanță) realizat cu Q108, diodele

Semnalul de la pinul 22 al TDA8305A, filtrat

Referință CAF	0	1	2	3	4	5	6	7
Ref la VDD=5V	0,6	1,3	1,9	2,5	3,1	3,8	4,4	5

de componente reziduale prin condensatorul C240, este aplicat prin R234, Q205, divizorul rezistiv R163-R103Z, pinului 29 al microprocesorului.

comparator compară nivelul de la intrare cu nivelurile de referință interne prezentate în tabelul 2.

Eventualele diferențe între tensiunea corectă (2,5V) și tensiunea de CAF aplicată sunt corectate prin intermediul tensiunii de varicap de la pinul 1 al microprocesorului. Dacă valoarea tensiunii de CAF este mai mare decât nivelul de referință 4 (3,1V) sau mai mică decât nivelul de referință 2 (1,9V), atunci tensiunea VT va crește/scade în sensul corectării frecvenței de la intrarea FI (echivalent cu corectarea acordului selectorului). Circuitul de CAF din interiorul microprocesorului funcționează numai în prezența semnalului IDENT cu o valoare mai mare de 3,5V în pinul 29 al microprocesorului.

Acordul automat

Secvența de acord automat începe prin apăsarea tastei SEARCH (căutare). La apăsarea acestei taste, pe ecran vor apare:



Figura 3

- banda selectată;
- sistemul selectat;
- bara indicatoare a tensiunii de acord.

a) Dacă se apasă tasta SEARCH atunci când televizorul este acordat pe un semnal TV, tensiunea de acord VT va fi mărită până la dispariția semnalului IDENT (aproximativ o creștere a frecvenței de 5MHz). După aceasta, căutarea are loc ca și când televizorul nu ar fi fost acordat. Tensiunea de acord crește, frecvența



de acord crește, iar în acest timp intrările de CAF și IDENT sunt scanate de microprocesor. În mod normal, semnalul de sincronizare trebuie să fie prezent cu circa 1,5MHz înainte de acordul corect. În lipsa IDENT, căutarea se face cu circa 0,8MHz/pas de căutare (pasul a din figura 4). La apariția IDENT și în același timp la

defectele de tipul menționat, se verifică tensiunile de alimentare ale TDA8305A și microprocesorului, componentele externe asociate secțiunilor de CAF și IDENT, precum și circuitele integrate menționate. O serie de defecte mai des întâlnite sunt menționate mai jos:

- bobina de acord CAF T203 sau condensatorul de acord defect.

Tensiunea de CAF are valori anormale și circuitul nu funcționează corect;

- defectarea secțiunii de CAF din TDA8305A (se manifestă la fel ca unul din ultimele două defecte);
- scurtcircuitarea condensatorului C240 de la pinul 22 al TDA8305A. La microprocesor nu ajunge semnalul IDENT, ceea ce face ca secțiunea de

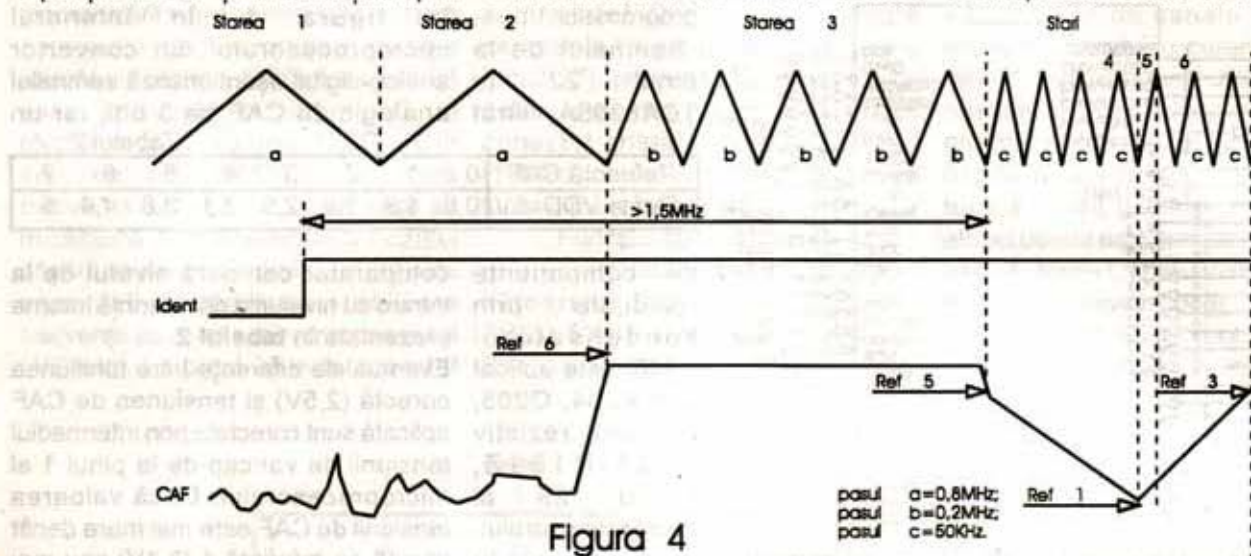


Figura 4

atingerea semnalului de referință 6 (4,4V), din figura 5, de tensiunea de CAF de la pinul 9, pasul de căutare se micșorează la circa 0,2MHz (pasul b). După scăderea tensiunii de CAF sub nivelul de referință 5 (3,8V), pasul de căutare se micșorează din nou la circa 50kHz (pasul c). Tensiunea de CAF trece prin minim, după care se stabilizează la nivelul de referință 3 (2,5V), ca în figura 5. De remarcat că plaja de CAF între nivelurile de referință 2 și 4 (1,9-3,1V) este considerată ca bandă de zgomot admisibilă.

Defecte

- Un defect destul de întâlnit și care uneori crează probleme depanatorilor este acela că, în timpul secvenței de căutare automată, **acordul nu se realizează (căutarea nu se oprește) pe nici un program.** În aceste cazuri, căutarea are loc în mod continuu. Acest defect trebuie diferențiat de cazul în care acordul se realizează pe majoritatea posturilor, dar pe unul singur (sau pe câteva) căutarea nu se oprește, ceea ce nu constituie un defect propriu-zis, ci este mai mult o problemă de proiectare, care va fi analizată la capitolul consacrat unor îmbunătățiri în funcționarea televizoarelor Royal propuse de autori. În general, la

Continuitatea bobinei se măsoară cu ohmmetrul, dar condensatorul de acord este greu de verificat, deoarece se află sub blindajul (ecranul) bobinei. În general, este bine ca această cauză să fie lăsată la sfârșit, după epuizarea celorlalte posibile defecte, deoarece necesită înlocuirea bobinei sau a condensatorului și refacerea acordului, operație care este dificil de realizat fără aparate specializate (vezi reglarea CAF). Condensatorul se înlocuiește prin înlăturarea blindajului, eliminarea condensatorului vechi și montarea la loc a blindajului și a unui condensator de 82pF ceramic pe spatele cablajului;

- Defectarea VR101. Se înlocuiește semireglabilul și se reglează tensiunea de 2,5V pe pinul 9 al microprocesorului, după punerea la masă a pinului 19 al TDA8305A. Din practică, se constată că un reglaj peste 2,5V până la 2,7V este corect, dar sub 2,5V, este posibil ca unele programe să nu mai fie prinse;

- scurtcircuitarea C238 de la pinul 19 al TDA8305A. În acest caz circuitul de CAF este blocat, iar tensiunea de la pinul 18 este în jurul a 6V și nu variază;
- scurtcircuitarea condensatorului C237 de la pinul 18 al TDA8305A.

CAF a microprocesorului să nu fie activă. Toate defectele datorate lipsei IDENT se manifestă și prin lipsa sunetului în prezența unui semnal memorat anterior;

- defectarea microprocesorului;
- defectarea sursei stabilizatoare de 5V (LM7805 sau echivalentă). În cazul acestui defect, ciudat ca formă de manifestare, tensiunea la ieșirea sursei și care totodată alimentează microprocesorul are valoarea de circa

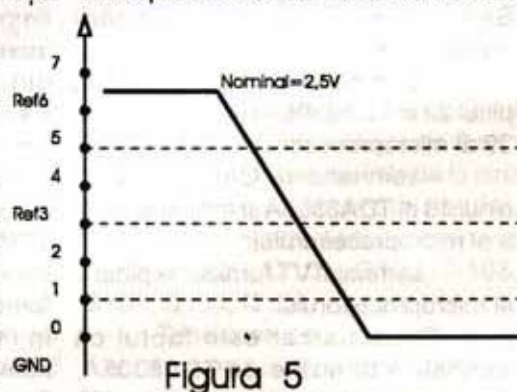


Figura 5

7V și aparent funcționarea este normală. Totuși, deoarece nivelurile de referință interne ale microprocesorului sunt dependente de tensiunea de alimentare, acestea vor fi diferite de cele normale și vor duce la o funcționare defectuoasă a secțiunii CAF.

(continuare în numărul următor)



VITACOM
Electronics

CLUJ-NAPOCA, str. Pasteur nr. 73, tel: 064-438401,
BBS: 064-438402 (după ora 16:30), fax: 064-438403
BUCURESTI, str. Popa Nan nr.9, sectorul II, tel/fax: 01-2503606,
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 • 10/1997

CUPRINS:

ELECTRONICA LA ZI

- Sisteme de transmisiune cu spectru împrăștiat
- ing. Șerban Naicu, ing. Gheorghe Costea Pag. 1

AUDIO

- Efecte sonore în tehnica analogică și digitală (IV).- Aurelian Lăzăroiu și
ing. Cătălin Lăzăroiu Pag. 5
- Circuite integrate amplificatoare pentru căști - ing. Aurelian Mateescu Pag. 8

LABORATOR

- Radioreceptoare MF cu TDA7000 - ing. Șerban Naicu Pag.9
- pH-metru electronic termocompensat - ing. Nicolae Sfetcu Pag.12

ELECTROALIMENTARE

- Regulator de tensiune cu tiristori - ing. Florin Bălan Pag.14
- Convertor dc-dc - Alexandru Zanca Pag.15

CQ-YO

- Transceiver monobandă QRP - ing. Dinu Costin Zamfirescu Pag. 16
- Modificarea VFO-ului în transceiverul Radio'76 - ing. Florin Bălan Pag. 20

VIDEO-T.V.

- Depanarea televizoarelor în culori (IX) - ing. Șerban Naicu și
ing. Horia Radu Ciobănescu Pag. 21

- 
- DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:
- Privire generală asupra sistemului paging
 - Îmbunătățirea corecțiilor de ton la amplificatoarele audio de putere
 - Transceiver monobandă QRP (II)
 - **Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor**
 - Încărcător pentru acumulatori NiCd de 550 mAh
 - Regulate de tensiune în comutație LM2575 și LM2577
 - Temporizator 100 minute / 10 ore

4500 lei

ISSN 1223-7000

Revistă editată de S.C. TRANSVAAL ELECTRONICS SRL
Tiparul executat la TACHE EXPRESS, tel/fax: 312 38 22