

Tehniium

nr. 12/98

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- Circuite integrate RFT preamplificatoare de audiofrecvență (II)
- Aplicații ale circuitului integrat BE565 (II)
- Transceiverul monobandă "Crina" - QRP
- Construiți-vă un osciloscop!
- Receptor cu amplificare directă
- Comparatoare de tensiune

Electronica de plăcere

Electronica de plăcere, denumită și electronică de hobby sau electronică de amatori (deși de multe ori este practică de adevărați profesioniști), a cucerit o masă mare de oameni care găsesc în ea nu numai un simplu amuzament, dar și multe satisfacții din punctul de vedere al reușitelor tehnice.

Privită uneori de cei care se consideră "profesioniști" cu o oarecare superioritate, electronica de plăcere are, cred eu, un mare avantaj. Acesta constă chiar în diferența dintre "profesioniști" și "amatori" care este reprezentată de faptul că dacă în primul caz electronica reprezintă doar o profesie, în cel de-al doilea reprezintă cu mult mai mult decât atât și anume o pasiune.

Acest domeniu al electronicii de plăcere, care este denumit de englezi "The DIY Electronics" (inițialele DIY provenind de la Do It Yourself, însemnând un montaj ce poate fi executat personal) reprezintă și domeniul de activitate al revistei TEHNIUM.

Situată în slujba electronicii de hobby sau de plăcere, revista TEHNIUM oferă cititorilor săi în fiecare lună scheme noi foarte interesante (sperăm noi) ale unor montaje practice care se pot construi cu mijloace de amatori (home made, cum se mai spune cu un termen preluat tot din engleză).

Dar efortul nostru ar fi inutil dacă el nu ar fi susținut de suportul material al respectivelor execuții de montaje, adică de componentele și materialele necesare în practică. De aceea, ne face plăcere să semnalăm din nou meritele excepționale ale firmei VITACOM ELECTRONICS (patron dl. Vasile Vita) în sprijinirea pasiunii noastre pentru construcțiile electronice.

Înființată în anul 1991 firma are ca obiect de activitate importul și comercializarea de componente electronice. Având sediul central în Cluj-Napoca (str. Pasteur, nr.73) firma VITACOM

ELECTRONICS are în București două elegante și bine aprovizionate magazine (str. Popa Nan, nr.9, sect. 2 și B-dul N. Titulescu, nr.62-64, sect. 1), o adevărată "mină de aur" pentru constructorii electroniști. În afara clienților deserviți de magazinele din cele două orașe amintite, VITACOM ELECTRONICS are clienți pe întreg teritoriul țării. Între aceștia se numără (pe lângă magazinele de desfacere cu amănuntul prezentate) și unități de producție și de reparație. Firma poate onora orice solicitare într-un timp extrem de scurt, de cel mult 24 ore din stocul propriu, sau de circa două săptămâni pentru piesele care nu se află pe stoc și trebuie importate. Mecanismul a fost testat și de noi și funcționează foarte bine, seriozitatea și promptitudinea firmei VITACOM ELECTRONICS fiind la înălțime.

Dintre produsele din domeniul electronicii care se pot procura de la VITACOM ELECTRONICS amintesc: circuite integrate într-o gamă largă, semiconductoare, diverse echipamente și accesorii, componente și piese de schimb audio-video-tv, precum și cataloage. Firma este, unic distribuitor de transformatoare de linii HR DIEMEN și telecomenzi HQ.

Un alt domeniu de eficiență și de modernitate al firmei îl constituie excepționala bază de date pusă la dispoziția clienților pe CD-ROM, conținând produsele comercializate la zi.

Alături de revista TEHNIUM, firma VITACOM ELECTRONICS reprezintă partenerul dvs. ideal în electronică, firma clujeană fiind încă de la înființarea sa un statornic prieten al revistei noastre, cât și al cititorilor săi.

Și pentru că suntem în luna sfințelor Sărbători ale Crăciunului să dorim cititorilor noștri, precum și tuturor celor care ajută electronica, multă sănătate, cât mai multe montaje electronice reușite (evident, din TEHNIUM), fericire și prosperitate!

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 : 9000 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.

CIRCUITE INTEGRATE RFT AMPLIFICATOARE DE AUDIOFRECVENȚĂ (II)

ing. Aurelian Mateescu



-urmare din numărul trecut-
Grupul RFT a livrat circuite integrate audio de putere destinate aparaturii de larg consum în gama 1W la 16W. Trebuie să amintim că unele din aceste circuite integrate sunt echivalente cu produsele altor firme,

prezentată o aplicație prin care se obține mărirea puterii de ieșire la circa 5W pentru o tensiune de alimentare de 12V. Se utilizează o pereche de tranzistoare complementare de tip BD441, 442 sau chiar din seria 200, montate pe un radiator adecvat.

În figura 21 este prezentată o schemă de utilizare pentru circuitul A210K, prevăzută cu reglaj de ton pentru frecvențe joase și înalte. Trebuie precizat că majoritatea aplicațiilor pentru CI TBA810 pot fi executate cu CI A210K.

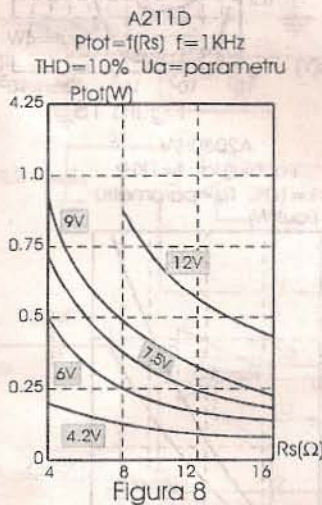


Figura 8

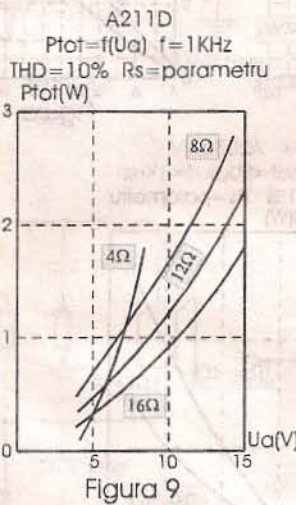


Figura 9

conoscute și constructorilor amatori din țara noastră. Tabelul 1 cuprinde principalele caracteristici electrice ale acestor circuite integrate ca și echivalentele apropiate sau directe (pin cu pin). Unele din aceste circuite sunt utilizate și în aparatura de consum produsă în țară:

A210K echează modulul sunet al TV-color Telecolor și Cromatic, A2030 este utilizat în modulul de baleiaj vertical al acelorasi televizoare.

Pentru a se putea alege corect regimul de funcționare al circuitelor integrate și stabilirea unor performanțe, în figurile 8+18 sunt prezentate câteva diagrame de funcționare ale circuitelor integrate prezentate.

Schemă electrică de utilizare a circuitul A211D este prezentată în figura 19, iar în figura 20 este

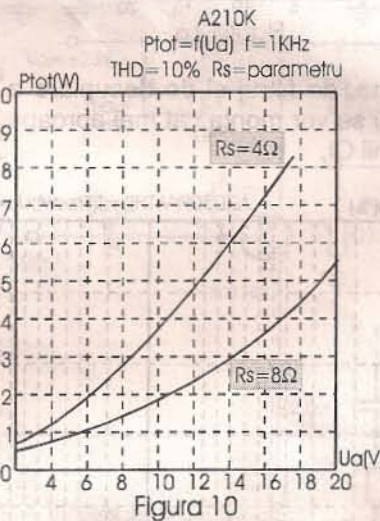


Figura 10

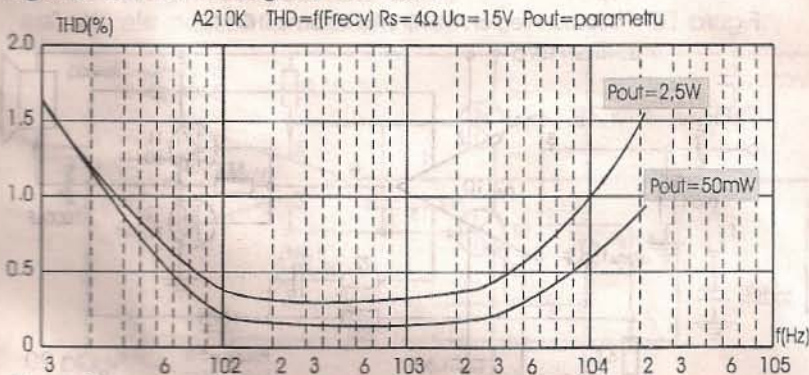
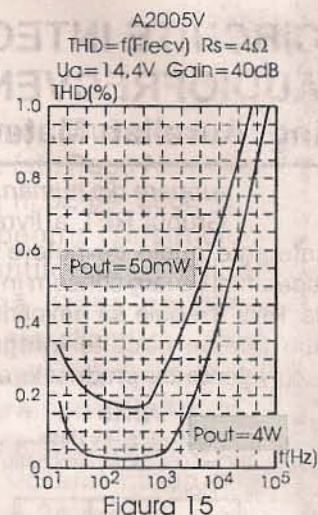
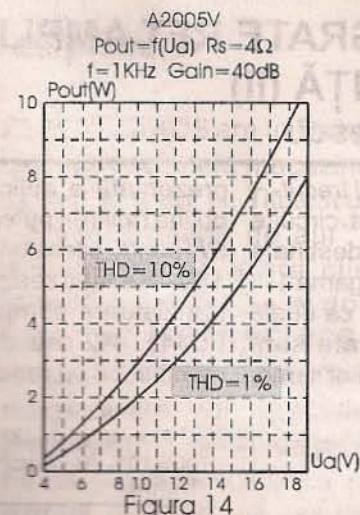
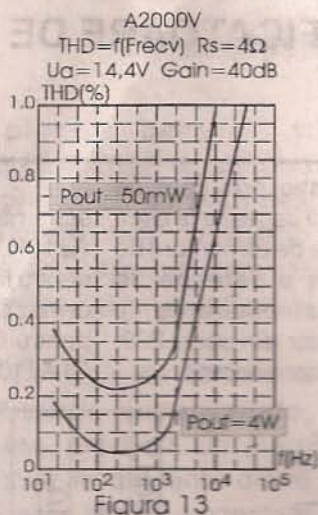
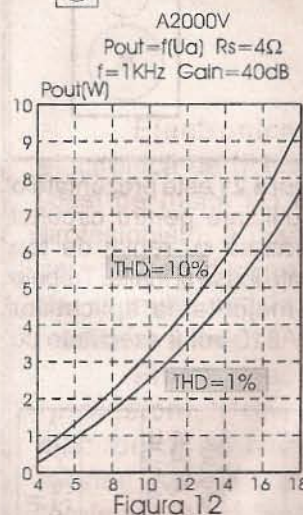


Figura 11 Diagrama de dependenta a distorsiunilor de puterea de iesire livrata de CI A210K.

Nr. Parametrul	Notatia	A210E,K	A211D	A2000V,Vm	A2005V,Vm	A2030H,V
1 Tensiunea de alimentare	Ua[V]	4+20	4+15	4+18	4+18	6+36
2 Curentul maxim la iesire	I _{outmax} [A]	2,5	1	2,5	3,5	3,5
3 Putere de iesire(THD≤10%)	P _{out} [W]	5,8/4Ω	1/8Ω	6/4Ω	6,4/4Ω	16/4Ω
4 Frecvență max de lucru	f _{max} [kHz]	41	25	68	85	170
5 Impedanță de intrare	R _{in} [kΩ]	500	450	100	120	100
6 Factor de distorsiuni (P _{out} =50mW)	THD[%]	0,16	1,33	0,28	0,18	0,1
7 Câștig la f=1kHz	Au[db]	37	47	83	84	80
8 Raport (S+N)/N (f=20Hz±20kHz, P _{out} =50mW)	f _{zp} [db]	-	-	-	-	70
9 Echivalentul direct (pin cu pin)	-	-	-	TDA2005 SGS-ATES SPRAGUE	TDA2005 SGS-ATES SPRAGUE	TDA2030 SGS-ATES SPRAGUE
10 CI apropiat	-	TBA810AS,TCA150 SGS-ATES,IPRS DIP-12	TBA790,UL1481 IPRS, UNITRA DIL 14	TO-220-11 11 pini	TO-220-11 11 pini	TO-220-5 5 pini
11 Capsula	-	-	-	-	-	-

Tabelul 1



Circuitele integrate A2000V, Vm și A2005V, Vm sunt amplificatoare de putere dual destinate utilizării în special în aparatura de larg consum montată pe automobile:

- circuitul A2005V poate lucra pe sarcini de impedanță mică, livrând $2 \times 10\text{W}$ pe o sarcină de 2Ω pe canal la $U_a=14,4\text{V}$ (special pentru auto);

- notația Vm indică selectarea circuitului integrat pentru lucrul în punte (monofonic);

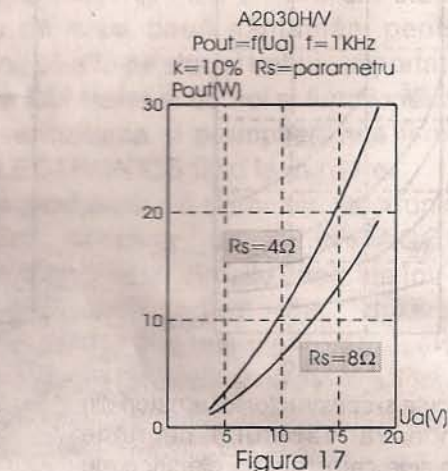
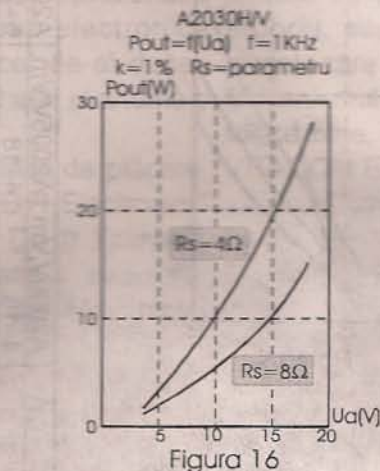
- circuitele necesită un număr redus de componente externe;

- circuitele posedă protecție termică la suprasarcină și scurtcircuit pe sarcină;

- cele două circuite pot fi utilizate și la alimentarea motoarelor de curent continuu controlate cu semnale analogice, sau interfațate corespunzător, controlate cu informație codificată digital.

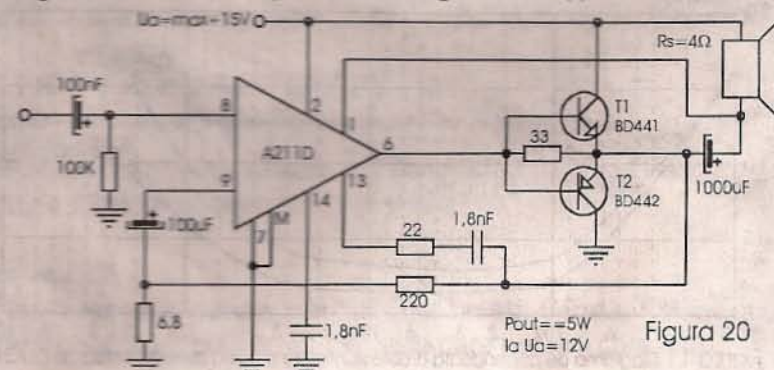
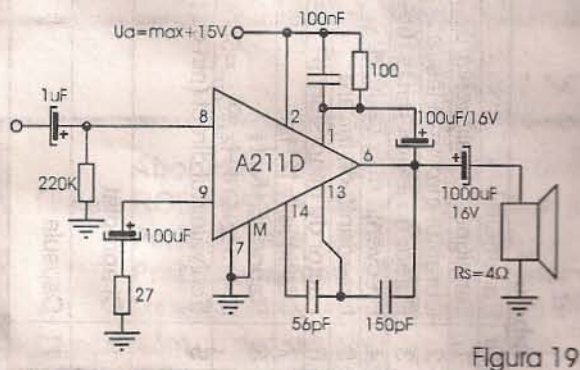
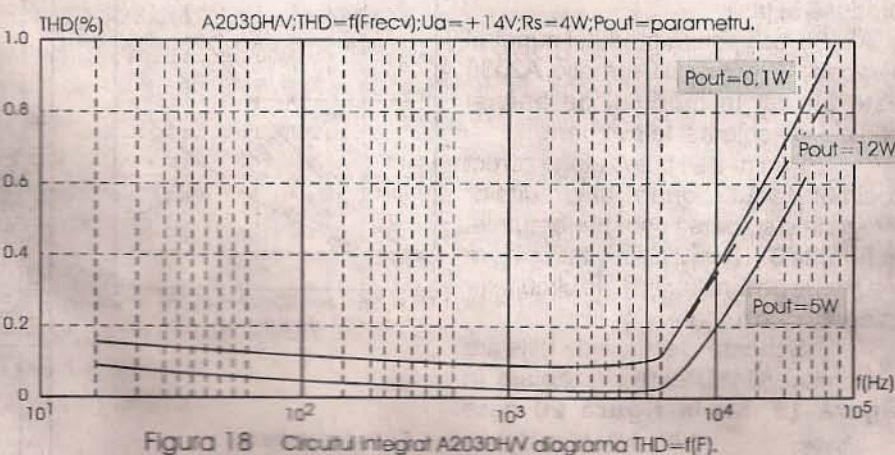
La proiectarea cablajelor imprimate se vor avea în vedere câteva reguli, de altfel universale valabile pentru toate circuitele integrate de putere:

- se vor evita buclele de masă.
- conexiunile de ieșire și de alimentare vor avea o rezistență proprie cât mai mică, deci vor avea trasee cu lățimi de minim 3mm;
- condensatoarele de cuplaj cu



sarcina, de filtraj și de decuplare a sursei se vor monta cât mai aproape de pinii CI;

În figurile 22 și 23 sunt prezentate schemele electrice de utilizare a celor două circuite integrate



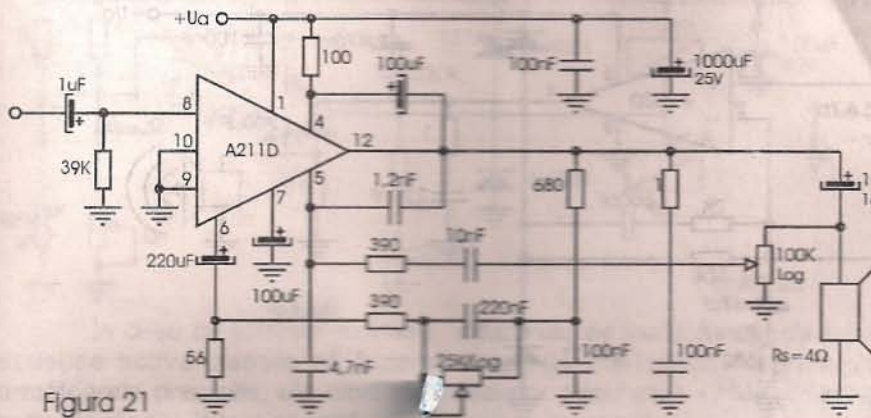


Figura 21

pentru prezentare următoarele:

Figura 24 prezintă o variantă care dispune de corecție de ton cu ajutorul unui circuit Baxendal. Pentru adaptarea impedanțelor se utilizează un repetor pe emitor la primul etaj al montajului.

Figura 25 cuprinde o schemă de extindere a puterii maxime livrate sarcinii prin utilizarea unei perechi de tranzistoare complementare de tip 2N3055/2N2955 sau echivalente. Tensiunea de comandă se obține pe

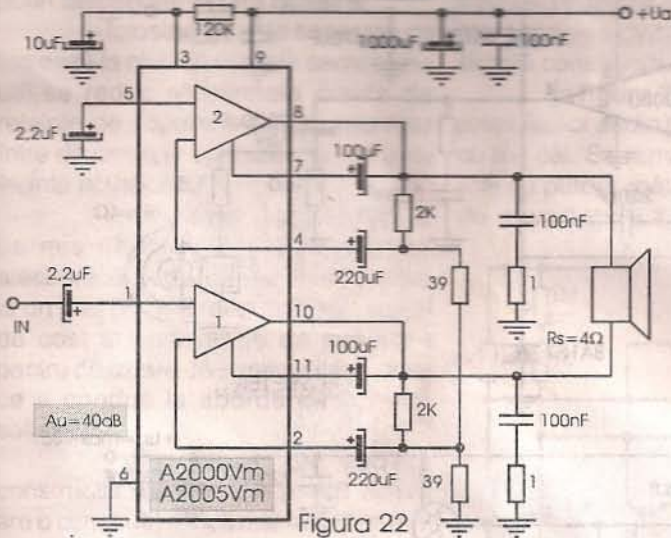


Figura 22

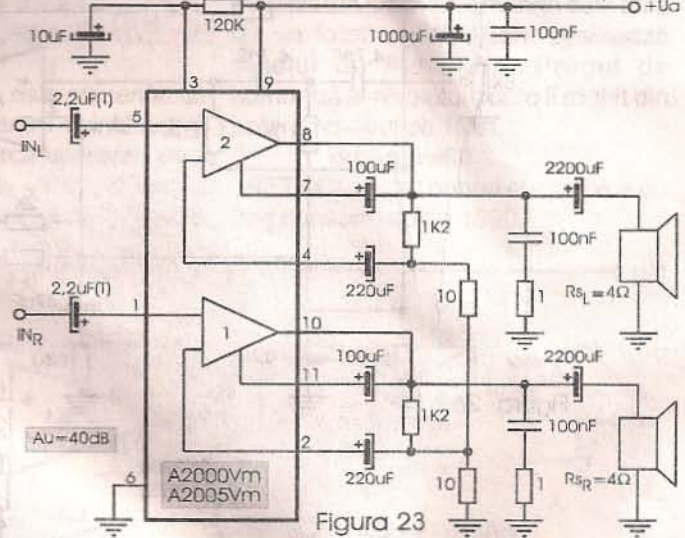


Figura 23

prezentate, în montaj monofonic, în punte și în montaj stereo.

Ultimul circuit integrat prezentat este A2030V/H, echivalent cu TDA2030 produs de firma italiană SGS-ATES. În varianta RFT acest circuit integrat oferă:

- puterea de ieșire $P_{OUT} = 18W$ pentru $U_a = \pm 18V$, $f = 1kHz$, $THD \leq 10\%$, $R_s = 4\Omega$ și $P_{OUT} = 11W$ pentru aceleași condiții și $R_s = 8\Omega$;

- pentru o bună disipație termică circuitul este prevăzut cu o capsulă TO220 cu 5 pini;

- circuitul este prevăzut cu toată gama de protecții.

Deoarece în literatura de specialitate au fost publicate multe aplicații ale acestui circuit, am ales

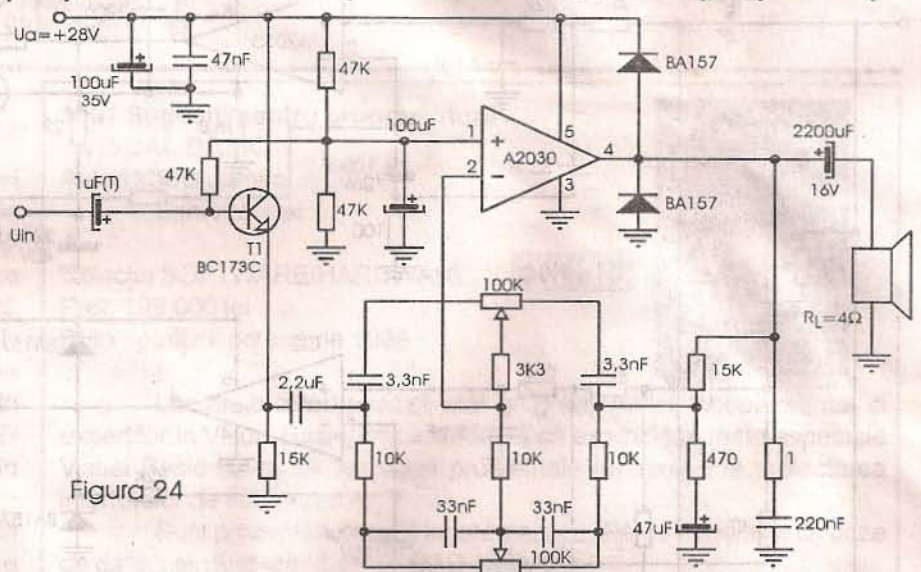


Figura 24

rezistențele de $0,68\Omega$ montate pe pini de alimentare ai circuitului. Rezistențele vor fi bobinate, cu toleranța redusă (1% maxim) și puterea disipată de 5W.

Se vor lua toate precauțiile ce se impun pentru a se evita apariția autooscilațiilor, în special se vor reduce la minim conexiunile.

Figura 26 prezintă un amplificator de putere audio pentru incinte active cu două căi, având frecvența de separare a filtrelor de la intrare de 2,5kHz.

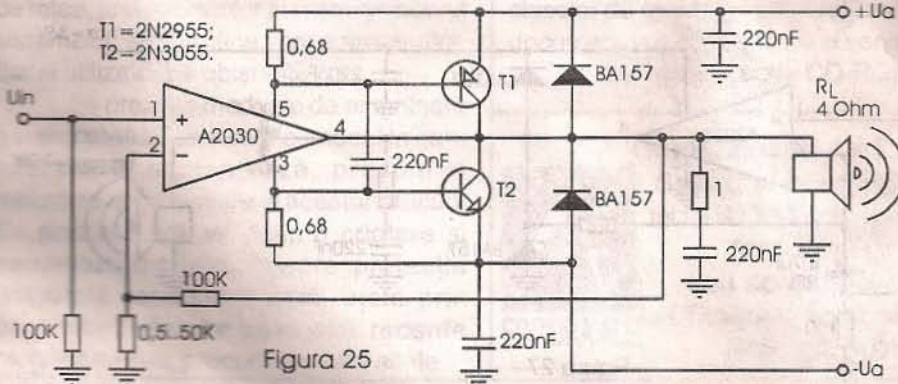


Figura 25

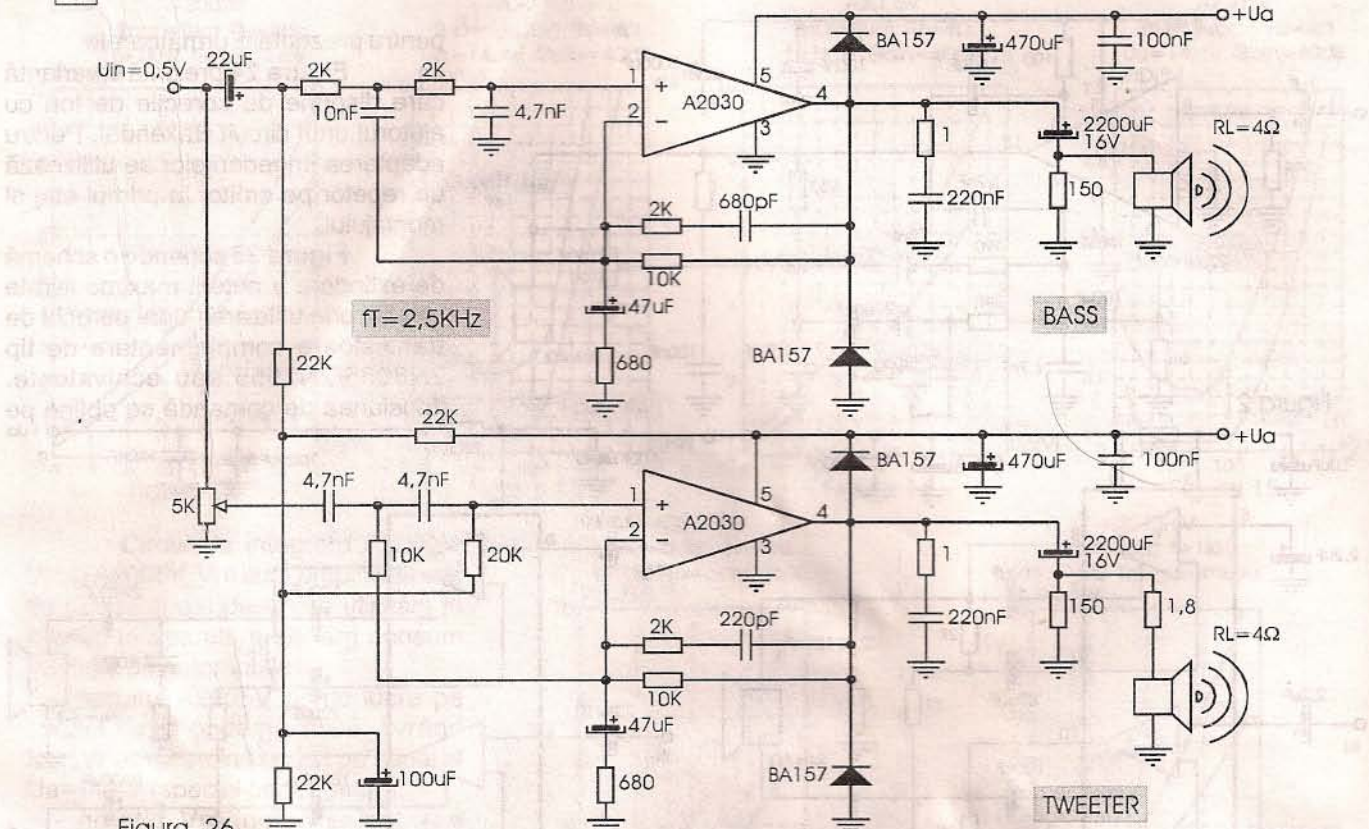


Figura 26

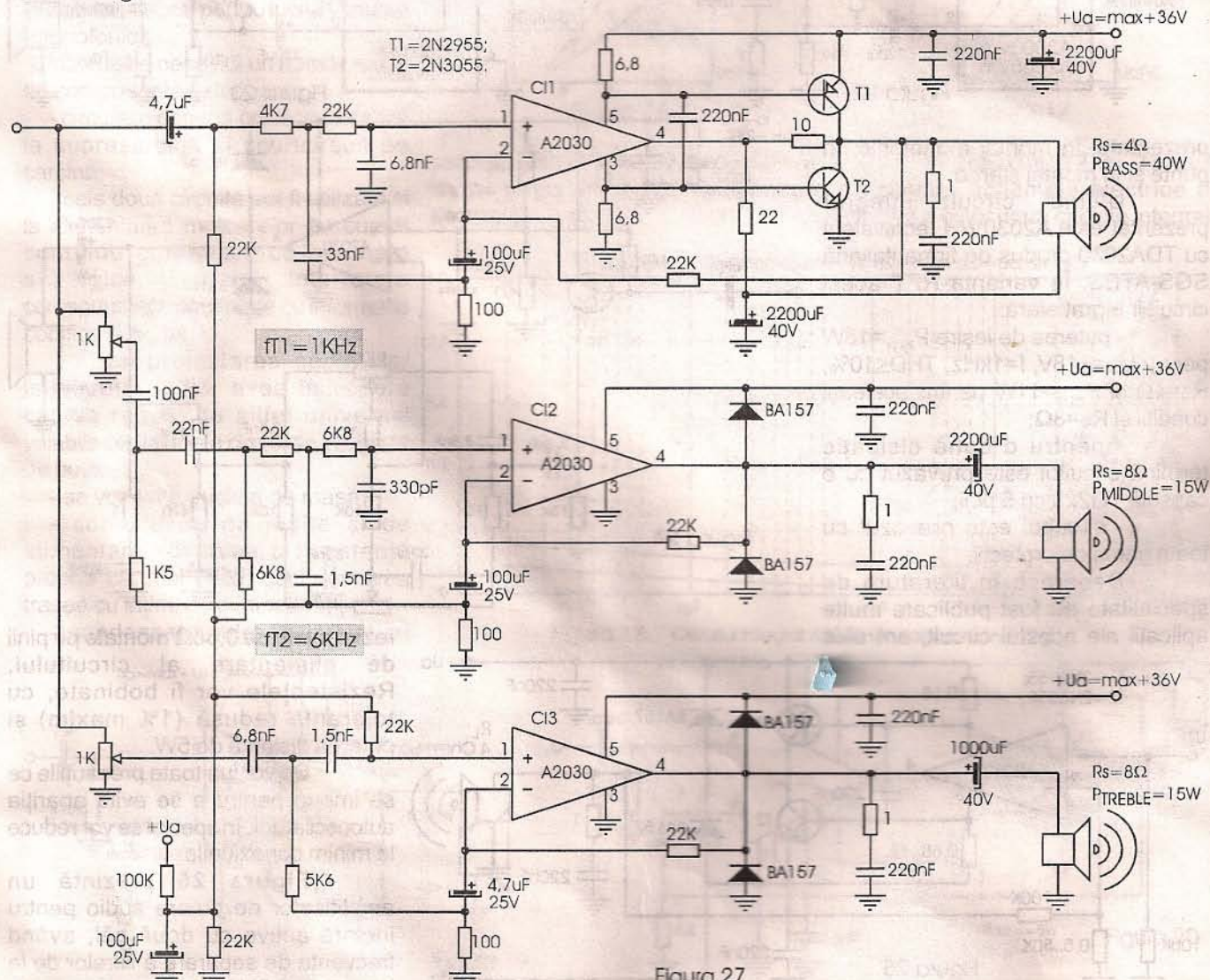


Figura 27

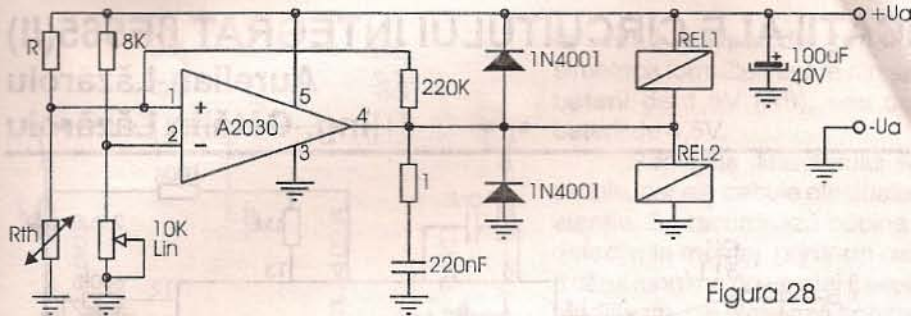


Figura 28

(woofer). Pentru egalizarea presiunilor sonore pe cele trei căi, impedanța difuzoarelor utilizate este diferită.

În figura 28 CI A2030 este utilizat într-un dispozitiv de reglare a temperaturii cu punct de minim și de maxim. Rezistența termostatului este cuprinsă între 1kΩ și 100kΩ. Valoarea rezistenței R se stabilește prin tatonări de la o valoare egală cu cea a termostatului la temperatura de 20°C.

Figura 29 prezintă schema electrică a unui releu automat pentru conectarea luminii. Comanda este dată de un fototranzistor care sesizează nivelul de iluminare. Pragul de comandă al nivelului poate fi reglat din potențiometrul de 1MΩ.

Bibliografie
- RFT - CI pentru bunuri electronice de larg consum, ediția 1990.

În ceea ce privește incintele acustice active trebuie să facem următoarele precizări, ele fiind mai puțin răspândite în țara noastră:

- folosind filtre de separare ce lucrează la niveluri mici ale semnalului util se reduc problemele create de rețelele de separare clasice montate între difuzoarele specializate ale unei incinte acustice;

- progresul tehnologic a permis obținerea componentelor electronice de tipul CI audio de putere la un preț de cost aflat mult sub prețul de cost al unei rețele de separare pentru difuzoare de bună calitate, ceea ce a condus la abordarea acestor soluții;

- din punct de vedere constructiv, o incintă acustică activă are o construcție mult mai simplă și mai ieftină: nu se pune problema dimensiunilor decât pentru incinta

difuzorului de joasă, funcție de soluția aleasă (incintă închisă, bassreflex, cu radiator pasiv etc.). Difuzorul pentru frecvențe medii și înalte se poate monta într-o incintă separată, mult mai simplă constructiv.

În figura 27 este prezentat un amplificator audio pentru incintă activă cu trei căi. Se remarcă utilizarea unui etaj cu putere mărită pentru difuzorul de reproducere a frecvențelor joase

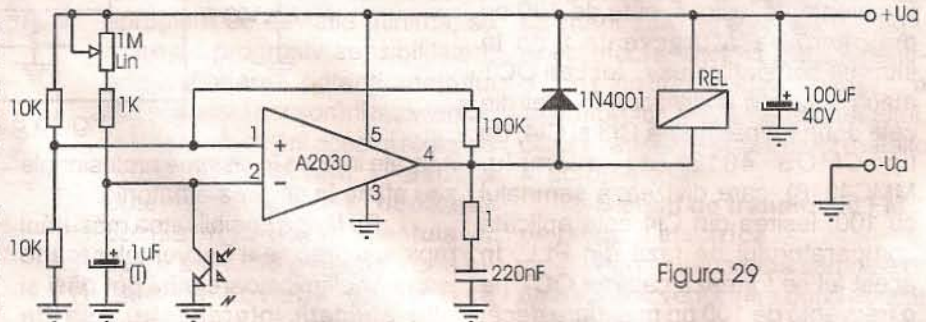


Figura 29

NOUTĂȚI EDITORIALE

În buna sa tradiție de a oferi împătimitilor de calculatoare lucrări de referință, editura ALL EDUCATIONAL își confirmă poziția sa de lider în ceea ce privește calitatea lucrărilor de informatică oferite publicului. Lucrarea "ANTI-HACKER. Ghidul securității rețelelor de calculatoare" de Lars Klander, apărută în celebra colecție SOFTWARE/HARDWARE este un ultim exemplu în acest sens.

Lucrare monumentală, cu CD-ROM inclus (preț 149.000 lei), aceasta se adresează cu predilecție administatorilor de rețea, profesioniștilor în managementul sistemelor informatice, programatorilor, dar și utilizatorilor obișnuiți.

Se prezintă modulele de examinare a vulnerabilității unei rețele, modul în care hackerii le exploatează, precum și metodele de prevenire a acestor atacuri. Se prezintă noțiuni despre criptare și semnături digitale, despre protecția asigurată resurselor unei rețele prin parafocuri, despre cele mai recente programe virus, precum și multe altele.

1001 Sugestii pentru programatorii VISUAL BASIC

Autori: Kris Jamsa
Lars Klander

Colecția SOFTWARE/HARDWARE
Preț: 199.000 lei
Data apariției: octombrie 1998



Lucrarea se adresează atât programatorilor începători, cât și experților în Visual Basic, pe care îi ajută să examineze toate aspectele Visual Basic 5.0 și să înțeleagă problemele referitoare la proiectarea interfețelor de tip Windows.

Sunt prezentate noțiuni legate de gestionarea operațiilor cu baze de date, utilizând standardele DAO și ODBC.

S-a acordat atenție programării orientată pe obiecte, prin utilizarea claselor de obiecte din Visual Basic și gestionării controalelor ACTIVE X, documentelor, bibliotecilor și serverelor.

Lucrarea include CD-ROM.

Grupul Editorial ALL-Serviciul "Cartea prin poștă"

Sunați și comandați!

tel:01/413.11.58;01/413.43.21;01/413.18.50;01/413.16.12;
fax:01/413.05.40 - fax Distribuție:01/413.03.29

sau scrieți la:

bd.Timisoara nr.58, sector 6, 76548 - București CP 12-107

NOI VĂ ADUCEM CĂRȚILE ACASĂ!



APLICAȚII ALE CIRCUITULUI INTEGRAT β E565(II)Aurelian Lăzăroiu
ing. Cătălin Lăzăroiu

-urmăre din numărul trecut-

În schema din figura 5, semnalul a cărui frecvență urmează a fi măsurată este aplicat la intrarea inversoare a comparatorului realizat cu CI1 de tip LM311 (se poate folosi ROB311 în capsula T0-116 sau MP-48; dacă se folosește ROB311 în capsulă T0-99, se impune renumerotarea terminalelor în schemă). Comparatorul transformă semnalul de intrare într-un semnal dreptunghiular care se aplică la intrarea circuitului PLL de tip CMOS 4046 (CI2). Semnalul de la ieșirea OCT (terminalul 4-IC2) se aplică la intrarea unui frecvențmetru digital obișnuit. Frecvența de ieșire f_0 este de 100 ori mai mare decât frecvența f_i de la intrarea comparatorului. Ieșirea OCT atacă simultan și divizorul format din cele două numărătoare CI3 și CI4, de tip CMOS 4018 (de exemplu, MMC4018), care divizează semnalul cu 100. Ieșirea din CI4 este aplicată comparatorului de fază din PLL. În acest fel se forțează calarea OCT pe o frecvență de 100 ori mai mare decât cea aplicată la intrare.

În cazul multiplicatorului realizat cu β E565, care este recomandat pentru măsurarea frecvenței rețelei electrice a cărei variație este redusă (circa 1%), nu se pune problema ca bucla să nu se caleze și să nu urmărească variațiile acestuia, dacă frecvența liberă este fixată la valoarea 50Hz.

Pentru multiplicatorul realizat cu PLL CMOS, care este proiectat pentru un domeniu larg al variației frecvenței de intrare ($3 \div 100$ Hz), este utilă o indicație a funcționării corecte a circuitului PLL. În acest scop, s-a introdus în schemă un LED alimentat prin intermediul tranzistorului T1, care va semnaliza momentul calării buclei PLL.

Punerea în funcțiune a celor două multiplicatoare nu presupune reglaje, ele funcționând de la prima încercare, cu condiția respectării întocmai a schemelor.

În final, precizăm că ambele multiplicatoare pot fi folosite pentru măsurarea frecvenței rețelelor electrice de c.a.. Monitorizarea stabilității acestei frecvențe prezintă importanță majoră în evaluarea funcționării corecte a unor

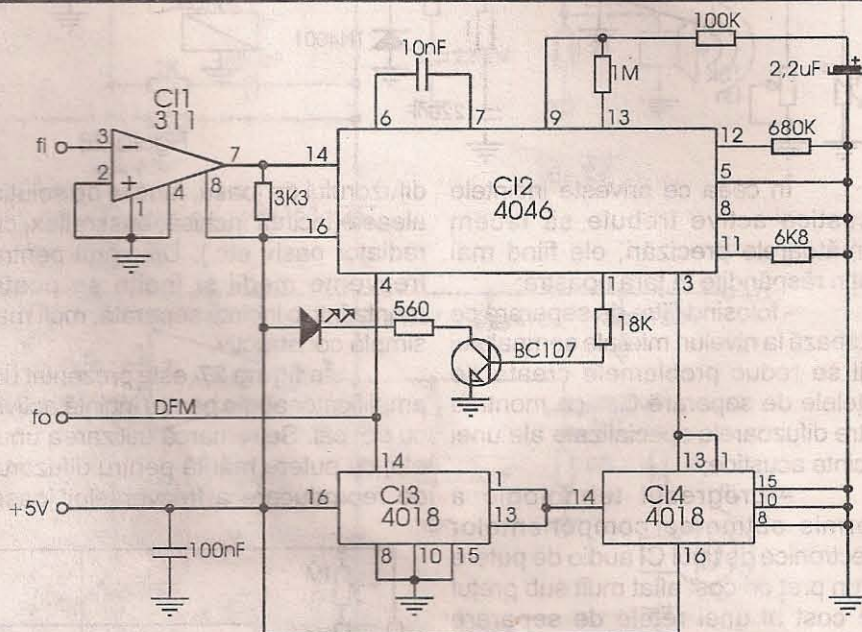


Figura 5

aparate incluse în sisteme profesionale sau aflate în dotarea amatorilor.

Pe lângă posibilitatea măsurării rapide și precise a frecvențelor foarte joase, multiplicatoarele își pot găsi și alte aplicații interesante. Așa de exemplu, variațiile în frecvență ale semnalelor infrasonore (sub 16Hz), pot deveni audibile prin multiplicare. Această translație de frecvență face posibilă și înregistrarea pe bandă de magnetofon a acestor semnale infrasonore. În cazul multiplicatorului realizat cu CI β E565, semnalul multiplicat poate fi ușor convertit în semnal sinusoidal, dată fiind existența semnalului triunghiular pe terminalul 9.

Detector de metale Pentru localizarea obiectelor metalice se apelează la detectoare speciale, care pot fi realizate în conformitate cu diverse metode. În funcție de metoda adoptată depind performanțele detectorului, dar și gradul de complexitate al acestuia.

Detectorul descris mai jos constituie un montaj accesibil celor mai mulți amatori. Detectorul funcționează pe principiul deviației de frecvență a unui oscilator care se apropie de un obiect metalic, în raport cu un alt oscilator de referință. În consecință, când bobina oscilatorului de măsură se apropie de un obiect feros sau neferos, frecvența acestuia crește sau scade. În acest fel, odată cu detectarea metalului, se determină și

natura acestuia.

Schema detectorului de metale realizat cu CI β E565 este prezentată în figura 6. Oscilatorul de măsură este realizat în jurul tranzistorului din structura circuitului PLL β E565. Comparatorul de fază măsoară în permanentă diferența de fază (sau aici, de frecvență), dintre oscilatorul de măsură și OCT din β E565. Tensiunea livrată de comparator este disponibilă la terminalul 7 și se folosește pentru comanda tranzistorului T4. Acesta, împreună cu tranzistorul T5 formează un amplificator diferențial.

Galvanometrul cu zero central, conectat între colectoarele tranzistoarelor din amplificatorul diferențial, va indica o deviație într-un sens sau altul, în funcție de natura metalului detectat. Prin intermediul celor două potențiometre asociate amplificatorului diferențial se reglează sensibilitatea detectorului și poziția zero a indicatorului.

Bobina de detecție L1 se realizează prin bobinarea a 30 spire CuEm 1mm pe un cilindru de material izolan, cu diametrul de 21 cm. Bobina se poate fixa de acest cilindru sau se poate menține în formă cu coliere de material plastic. Bobina se conectează la montaj prin intermediul unui cablu ecranat. Firul cald al acestuia se leagă la colectorul tranzistorului T1, iar ecranul la plusul sursei de alimentare.

Detectorul se alimentează de

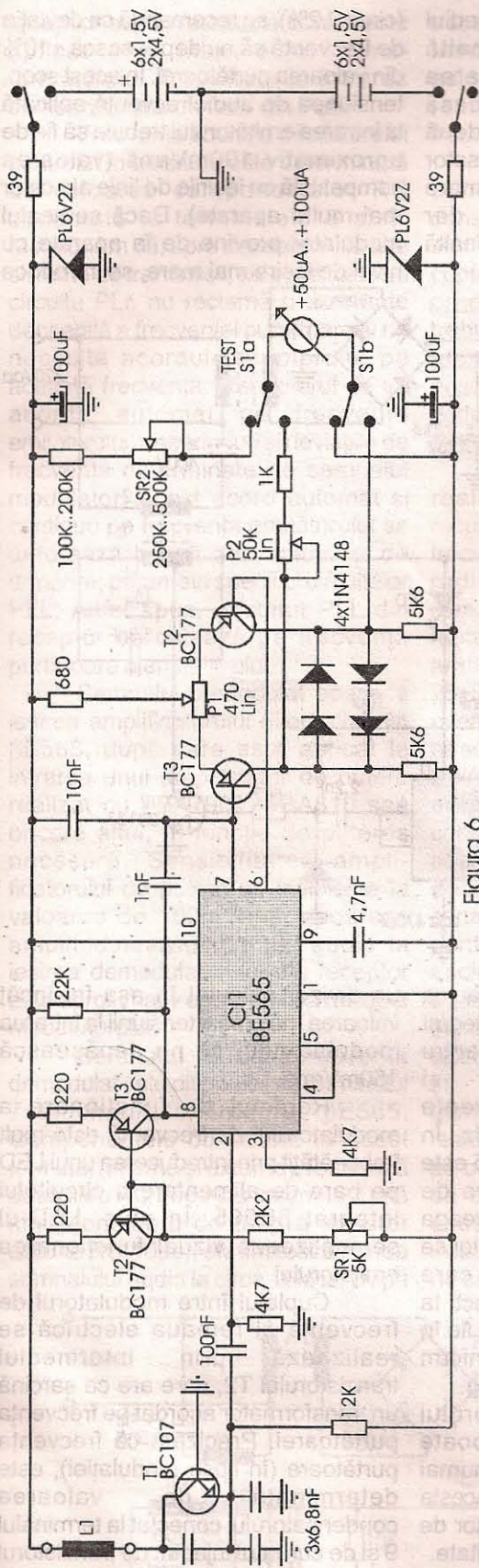
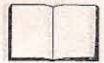


Figura 6

la două surse de tensiune simetrice formate fiecare din șase baterii de 1,5V (R6), sau două baterii de 4,5V.

Reglajele detectorului sunt simple, dar ele trebuie efectuate cu atenție. Se racordează bobina de detecție la montaj, printr-un cablu a cărui lungime nu va mai fi ulterior modificată. Se plasează bobina la distanță de orice obiect metalic și se poziționează cursorul potențiometrului P1 la jumătatea cursei, iar cel al potențiometrului P2 se rotește în poziția corespunzătoare rezistenței maxime.

După alimentarea montajului, se acționează lent semireglabilul SR1 pentru a se obține o deviație minimă a indicatorului. Pe măsură ce ne apropiem de deviația minimă, se mărește progresiv sensibilitatea, prin acționarea potențiometrului P2, în sensul micșorării rezistenței. În timpul efectuării acestui reglaj se poate acționa lent și asupra potențiometrului P1, deoarece poziția mediană a acestuia ar putea să nu fie perfectă, ceea ce face ca deviația să se facă întotdeauna într-un singur sens. Când se atinge deviația minimă, se poate considera terminat reglajul. Cursorul semireglabilului SR1 se fixează cu vopsea în poziția optimă, determinată prin reglajele anterioare.

Pentru verificarea funcționării este suficient să se apropie de bobina detectoare un metal feros, apoi unul neferos. Indicatorul galvanometrului va fi deviat într-un sens, apoi în celălalt.

Pentru verificarea stării bateriilor se trece comutatorul S1 în poziția TEST, situație în care indicatorul galvanometrului trebuie să atingă un punct prestabilit, plasat la aproximativ 2/3 din cursa indicatorului. Pentru ca indicatorul să atingă acest punct (când tensiunea bateriilor este încă suficientă), se impune reglarea SR2 și eventual tatonarea valorii rezistorului marcat cu asterisc.

Dacă tensiunea bateriilor

scade sub valoarea tensiunii de stabilizare a diodelor Zener, indicatorul nu va mai atinge punctul corespunzător funcționării corecte.

Înainte de utilizare, departe de orice obiect metalic, se rotește P2 în poziția mediană și se reglează P1 pentru obținerea poziției zero pe galvanometru. În cazul apropierii bobinei detectoare de un obiect metalic oarecare, indicatorul se deplasează într-un sens sau altul, în funcție de natura metalului. Pentru determinarea mărimii și/sau a adâncimii la care se află obiectul metalic, se acționează asupra sensibilității prin intermediul potențiometrului P2.

Potențiometrul P1, care se folosește pentru reglajul de zero, poate fi utilizat și pentru compensarea efectului de sol, care se manifestă în anumite situații. Acest efect se materializează printr-o deviație permanentă a indicatorului, într-un sens sau altul, chiar în absența unui obiect metalic în apropiere.

Sistem de transmisie FM pe rețeaua electrică

Pentru transmisia semnalelor de audiofrecvență între două puncte situate la distanță mică (zeci de metri), se folosesc sisteme radio de emisie/recepție de putere redusă, sau mai simplu, două conductoare. O metodă mai elegantă constă în folosirea conductoarelor rețelei electrice de curent alternativ pentru transmisia unei purtătoare de înaltă frecvență, modulată conform uneia dintre tehnicile uzuale. Un asemenea sistem de transmisie asigură realizarea unor legături sigure la distanțe de zeci sau chiar sute de metri, cu condiția ca emițătorul și receptorul să fie folosite în cadrul aceluiași sistem electric, delimitat de contor. Precizarea se impune pentru a explica de ce nu se pot face legături prin intermediul acestui sistem de transmisie, între două apartamente vecine. Deși distanța între apartamente este de numai câțiva metri, purtătoarea de înaltă frecvență este blocată de bobinajele (inductanțele) existente în contoarele instalate la fiecare

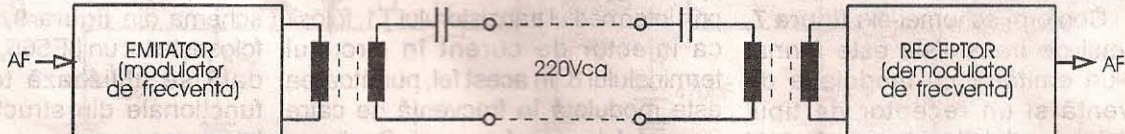


Figura 7



apartament. În această situație, creșterea puterii emițătorului nu rezolvă problema, iar depășirea valorii de 50mW, nu face altceva decât să producă eventuale interferențe în radioreceptoarele din apropiere. În general, puterea emițătorului se limitează la 25-30mW, valoarea considerată optimă pentru această aplicație.

În diverse materiale publicate în literatura de specialitate au fost prezentate sisteme de emisie/recepție care folosesc conductoarele rețelei electrice de curent alternativ. Aceste sisteme apelează la modulația de amplitudine și sunt folosite de obicei, pentru realizarea interfoanelor.

În cele ce urmează prezentăm un sistem cu modulație de frecvență, folosit pentru transmisia unidirecțională a semnalelor de audiofrecvență în condiții de maximă calitate. Ca o posibilă aplicație a acestui sistem menționăm transmiterea programelor muzicale de la "centrul audio" dintr-un apartament, în oricare dintre camerele acestuia, fără a deplasa componentele sistemului audio (tuner, magnetofon/casetofon, pick-up). Aplicația devine mai interesantă și mai eficientă în cadrul locuințelor cu arie desfășurată mai largă, ca de exemplu vile sau gospodăriile din mediul rural, în care anexele (bucătărie, atelier de lucru, garaj etc.), sunt situate în afara clădirii principale.

În sistemul conceput și experimentat de noi, am apelat la tehnica modulației de frecvență deoarece acest tip de modulație asigură o calitate foarte bună a transmisiei și prezintă imunitate sporită la perturbațiile puternice, existente pe rețelele electrice de curent alternativ.

În finalul acestei scurte introduceri precizăm că, în concordanță cu reglementările în vigoare, frecvența purtătoare utilizată pentru transmisii pe rețeaua electrică este cuprinsă între 10 și 150kHz. De asemenea, se recomandă ca valoarea câmpului radiat să nu depășească 15μV/m.

Înainte de a trece la descrierea aparatelor (emițător și receptor) care intră în componența sistemului, considerăm utile câteva precizări.

Conform schemei din figura 7, sistemul de transmisie este format dintr-un emițător cu modulație de frecvență și un receptor de tipul demodulatorului de frecvență. Atât emițătorul cât și receptorul se cuplează

la rețeaua electrică prin intermediul unor transformatoare de înaltă frecvență. Pentru blocarea componentei de frecvență joasă (50Hz), se înscriază cu cele două transformatoare câte un condensator a cărui reactanță este foarte mare pentru frecvența de 50Hz, dar neglijabilă pentru purtătoarea de înaltă frecvență a emițătorului.

(circa 0,2%), se recomandă ca deviația de frecvență să nu depășească ±10% din valoarea purtătoarei. În acest scop, tensiunea de audiofrecvență aplicată la intrarea emițătorului trebuie să fie de aproximativ 100mVrms (valoarea compatibilă cu ieșirile de linie ale celor mai multe aparate). Dacă semnalul modulator provine de la aparate cu nivel de ieșire mai mare, se introduce

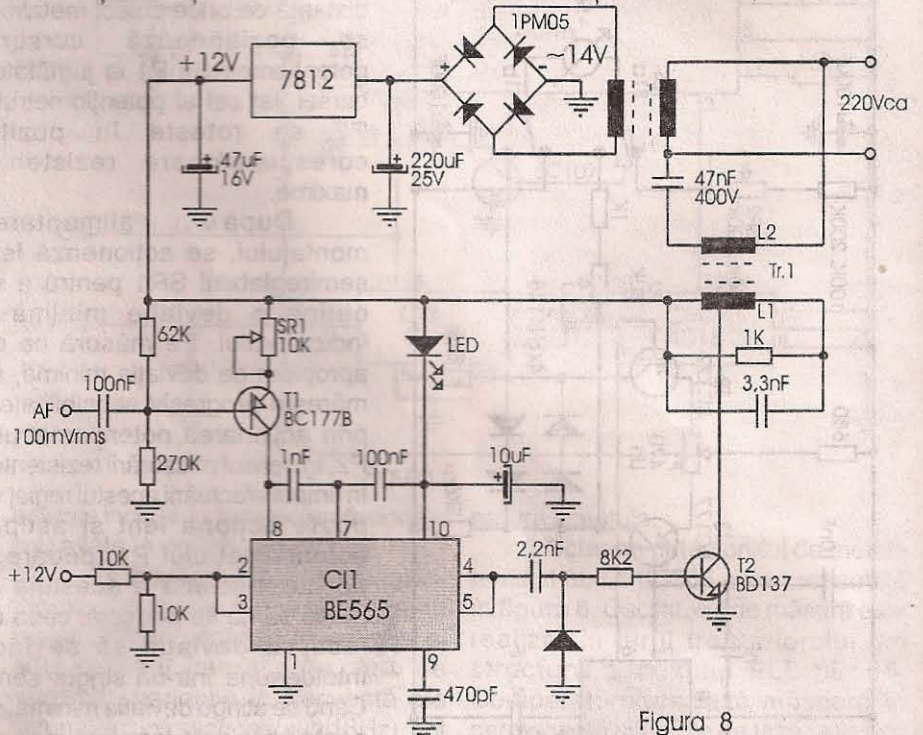


Figura 8

Emițătorul și receptorul au ca principală componentă circuitul integrat BE565, considerat a fi ideal pentru realizarea modulatorilor și demodulatorilor cu frecvența purtătoare de până la 500kHz. În emițător, circuitul integrat BE565 este folosit parțial, spre deosebire de receptor unde se folosește la întreaga capacitate. Precizăm că în emițător se pot folosi circuite BE565 la care comparatorul de fază este defect; la receptor însă, acesta trebuie să fie în perfectă stare de funcționare, conform specificațiilor din foaia de catalog.

În schema emițătorului prezentată în figura 8, se poate observa că aici se folosește numai oscilatorul controlat în tensiune. Acesta permite realizarea unui modulator de frecvență cu o foarte bună liniaritate.

Semnalul de audiofrecvență se aplică oscilatorului controlat în tensiune prin intermediul tranzistorului T1, folosit ca injector de curent în circuitul terminalului 8. În acest fel, purtătoarea este modulată în frecvență de către semnalul de audiofrecvență. Pentru ca distorsiunile armonice să fie reduse

un divizor calculat în așa fel încât valoarea maximă a tensiunii la intrarea modulatorului să nu depășească 150mVrms.

Regimul de funcționare a modulatorului de frecvență este mult îmbunătățit prin introducerea unui LED pe bara de alimentare a circuitului integrat BE565. În plus, LED-ul semnalizează vizual funcționarea emițătorului.

Cuplajul între modulatorul de frecvență și rețeaua electrică se realizează prin intermediul tranzistorului T2, care are ca sarcină un transformator acordat pe frecvența purtătoarei. Precizăm că frecvența purtătoare (în lipsa modulației), este determinată de valoarea condensatorului conectat la terminalul 9 și de curentul injectat de tranzistorul T1 în circuitul terminalului 8.

După cum se poate observa în schema din figura 9, în receptor se folosește tot un BE565, dar de această dată se utilizează toate blocurile funcționale din structura circuitului integrat.

Semnalul de înaltă frecvență



recepționat prin rețeaua electrică este aplicat prin intermediul transformatorului Tr2, direct la intrarea comparatorului de faza din PLL.

Frecvența liberă a oscilatorului controlat în tensiune este determinată de valoarea componentelor RC conectate la terminalele 8 și 9. Menționăm că, spre deosebire de alte sisteme de transmisii, cele realizate cu circuite PLL nu reclamă o stabilitate deosebită a frecvenței purtătoare și nu necesită acordul receptorului pe această frecvență. Receptorul se va acorda automat pe frecvența emițătorului, urmărindu-i și deviațiile de frecvență determinate de semnalul modulator. Acest acord automat și continuu pe frecvența emițătorului se datorează benzii de captură și de urmărire, parametri specifici circuitelor PLL. Altfel spus, circuitul PLL din receptor se calează pe frecvența purtătoare a emițătorului.

Semnalul demodulat apare la ieșirea amplificatorului diferențial din β E565, după care este aplicat la intrarea unui amplificator de putere realizat cu TBA790T, TBA810 sau oricare altul, în funcție de puterea necesară. Sensibilitatea amplificatorului de putere se stabilește la valoarea de 100mVrms, deoarece amplitudinea semnalului audio la ieșirea demodulatorului din receptor este aproximativ egală cu cea aplicată modulatorului.

Semnalul de audiofrecvență demodulat este disponibil pe terminalul 7 al circuitului integrat β E565. Componentele conectate la acest terminal (interne și externe), formează două filtre RC trece-jos înseriate. Data fiind constanta de timp a acestor circuite RC (10 μ s), ele limitează banda semnalului audio la circa 16kHz. După

această frecvență de tăiere, panta însumată este de -12dB/octavă, asigurând o atenuare puternică a reziduurilor purtătoare de înaltă frecvență.

Principalele componente ce urmează a fi realizate în vederea construirii sistemului de transmisie, sunt cele două transformatoare de cuplaj cu rețeaua electrică. Acestora, precum și condensatoarelor serie trebuie să li se acorde o deosebită atenție pentru evitarea oricăror posibilități de electrocutare, având în vedere că acestea se află conectate direct la 220V!

Ambele transformatoare vor fi realizate pe carcusele de ferită recuperate de la transformatoarele de frecvență intermediară (455kHz), din radioreceptoarele tranzistorizate românești (dimensiunile carcusei metalice 12x14mm). Înfășurarea L1 a ambelor transformatoare va avea 25+95 spire CuEm 0,1mm, iar L2 va avea 15 spire CuEm 0,15mm. Trebuie să se acorde o atenție deosebită bunei izolații a celor două înfășurări pentru a evita unele neplăceri în situația în care condensatoarele de cuplaj cu rețeaua se defectează. De asemenea, capetele bobinelor L2 se fixează cu lac în canalele suportului de material plastic, pentru a evita eventualele atingeri accidentale cu carcasa metalică a transformatorului. Pentru cei care nu au certitudinea realizării unei bune izolații între înfășurări sau între acestea și carcasa metalică a transformatorului, recomandăm realizarea celor două transformatoare pe bare de ferită de tipul celor folosite ca antenă în radioreceptoare. În această situație, numărul spirelor trebuie recalculat. De asemenea, este necesară și tatonarea valorii

rezistoarelor de amortizare.

Menționăm că datele constructive indicate mai sus pentru cele două transformatoare corespund unei frecvențe de lucru de circa 130÷140kHz.

După cum se poate observa în schemele emițătorului și receptorului, ambele circuite acordate sunt puternic amortizate, pentru a prezenta o lățime de bandă suficientă, adaptată gradului de modulație admis. În caz contrar, depășirea gradului de modulație face ca purtătoarea să iasă din banda de trecere a filtrelor, conducând inevitabil la apariția unor distorsiuni armonice importante.

Insistăm asupra stării condensatoarelor de cuplaj cu rețeaua. Se impune verificarea prealabilă, în afara montajului. Menționăm că valoarea capacității nu este critică (22÷100nF), în schimb tensiunea de lucru trebuie să fie minimum 400Vc.c. sau 250Vc.a.

Tranzistorul T1 din emițător de tip BC177B, BC253B, BCY79, iar T2 este de tip BD137. Toate diodele sunt de tip 1N4148.

Receptorul va fi realizat sub formă portabilă pentru a putea fi cât mai ușor de transportat dintr-un loc în altul. Receptorul se montează într-o boxă mică cu difuzor de 8 Ω /3W. Într-o variantă mai modestă, receptorul în care este inclus și amplificatorul de putere cu TBA790T, poate fi montat în caseta unui difuzor de radioficare, rezultând o construcție compactă.

Referitor la cele două transformatoare de rețea folosite în acest sistem de transmisie, facem câteva precizări. Transformatorul din emițător are o putere redusă, de circa 1÷2VA. Înfășurarea secundară a acestuia se bobinează cu conductor

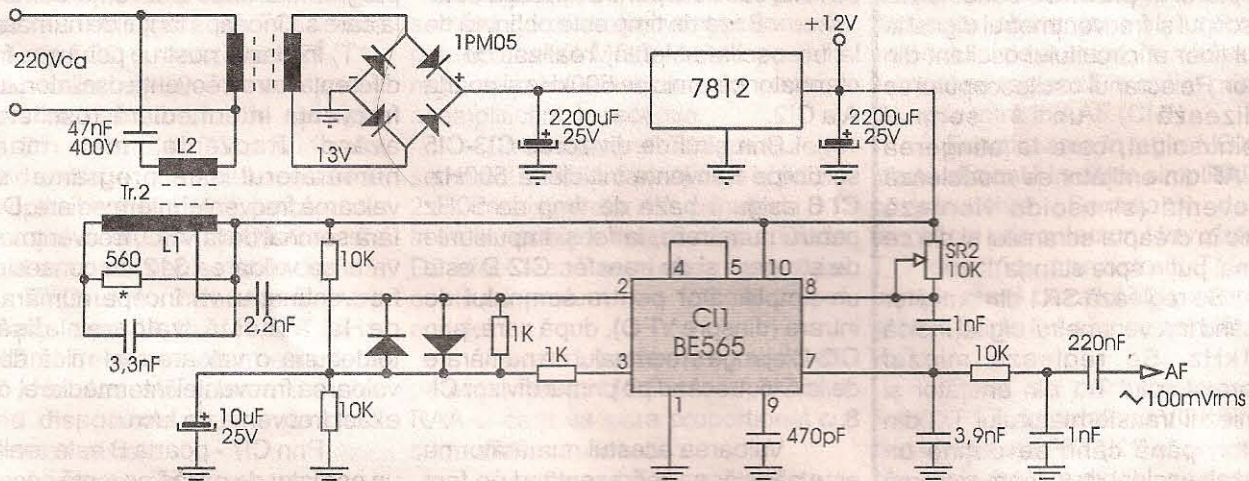


Figura 9



CuEm 0,35mm.

Puterea transformatorului din receptor depinde de circuitul integrat folosit în amplificatorul audio asociat demodulatorului. Dacă se folosește TBA810AS, transformatorul trebuie să aibă o putere de 10+15VA. Înfășurarea secundară se bobinează cu conductor CuEm 0,7+0,8mm. Alimentarea circuitului integrat TBA810AS se face direct de la ieșirea redresorului, unde tensiunea trebuie să aibă valoarea de circa 16V.

Dacă se utilizează un circuit integrat TBA790T, acesta se alimentează prin stabilizatorul 7812; în această situație stabilizatorul trebuie montat pe un radiator corespunzător, iar impedanța difuzorului folosit va fi de 8Ω.

Este binecunoscut că performanțele oricărui montaj electronic depind esențial de calitatea componentelor folosite, dar și de corectitudinea operațiilor de reglaj. Presupunând că în cele două montaje au fost folosite componente corespunzătoare specificațiilor de catalog, se poate trece la reglarea sistemului de transmisie FM.

După multe experimente și măsurători am ajuns la o procedură de reglaj simplă, rapidă și eficientă. Datorită faptului că reglajul se face global, considerând cele două componente (emițător+receptor) un sistem unitar, se asigură o funcționare stabilă, în condiții de maximă calitate.

Pentru efectuarea operațiilor de reglaj sunt necesare un osciloscop și un frecvențmetru digital. Mai întâi, se poziționează cursoarele potențioanelor semireglabile SR1, SR2 și miezurile de ferită ale transformatoarelor Tr1 și Tr2, la mijlocul cursei. Se introduc emițătorul și receptorul în priză. Se conectează osciloscopul și frecvențmetrul digital la capătul liber al circuitului oscilant din receptor. Pe ecranul osciloscopului se vizualizează un semnal cvasisinusoidal, care la atingerea intrării AF din emițător se modulează în frecvență (sinusoida vibrează puternic în dreapta ecranului și din ce în ce mai puțin spre stânga).

Se reglează SR1 din emițător până când frecvențmetrul digital indică 135±1kHz. Se reglează miezul transformatorului Tr1 din emițător și apoi miezul transformatorului Tr2 din receptor, până când se obține un semnal sinusoidal cu valoare maximă (circa 3Vv).

Se scoate emițătorul din priză și se conectează frecvențmetrul digital pe terminalul 4 al circuitului integrat βE565 din receptor. Se reglează SR2 până când se realizează egalitatea cu frecvența emițătorului măsurată anterior.

În final, se aplică semnal audio cu amplitudine de 100mVrms (max. 150mVrms), la intrarea AF din emițător. Cu emițătorul și receptorul în priză, transmisia audio trebuie să fie foarte bună, lipsită de zgomote și distorsiuni, atât în cazul când sunt alimentate de la aceeași priză, ca și atunci când se alimentează de la prize aflate în camere diferite ale unui apartament.

Eficacitatea modulației de frecvență din punct de vedere al imunității la perturbațiile puternice existente pe rețea, poate fi pusă în evidență printr-o probă limită, așa cum se arată în continuare. Se introduc în aceeași priză receptorul și un aspirator (considerat a fi cea mai puternică sursă de perturbații dintre aparatele electrocasnice). În difuzorul receptorului se vor auzi zgomote foarte puternice. La introducerea emițătorului în priză, zgomotele dispar complet, ceea ce demonstrează că receptorul s-a calat și este sensibil numai la semnalul modulat în frecvență.

În cadrul procedurii de reglaj prezentată anterior, am indicat și operația de egalizare a frecvențelor de lucru din emițător și receptor. Dacă

această egalizare nu se face cu precizia indicată, receptorul se calează oricum pe frecvența emițătorului, deoarece acordul automat pe această frecvență se face într-o bandă mai largă, numită bandă de captură. De asemenea, frecvența purtătoare a emițătorului variază între 120 și 150kHz. Odată calat circuitul PLL din receptor, el va urmări această variație în interiorul unei benzi de urmărire, care este mai largă decât banda de captură.

În sistemul prezentat în acest material, banda de captură este de circa 40kHz, iar cea de urmărire de aproximativ 50kHz. Precizăm că aceste valori ale benzilor de captură și de urmărire sunt asigurante și prin amortizarea puternică a circuitelor oscilante LC.

Dacă distanța între emițător și receptor este prea mare și circuitul PLL nu se mai calează, se tatonează valoarea rezistorului de amortizare aferent transformatorului Tr2, sau se introduce un etaj amplificator între circuitul oscilant al receptorului și intrarea comparatorului de fază din PLL.

Precizăm că, atunci când circuitele integrate βE565 folosite în emițător și receptor corespund specificațiilor din foaia de catalog, sistemul funcționează ireproșabil, iar reglajele nu sunt critice.

- continuare în numărul viitor -

-urmare din pagina 11-

Scala digitală a fost aleasă pentru simplitatea ei și consumul foarte, foarte redus de curent. Tot pentru acest motiv am utilizat un afișor cu cristale lichide (LCD), dar la care având disponibili doar 3 digiți se afișează numai unitățile, zecile și sutele de kHz, suficient pentru aplicația dată.

Baza de timp este obținută de la un oscilator ieftin, realizat cu un rezonator ceramic pe 500kHz și poarta A a CI2.

Prin șirul de divizoare CI3-CI5 se divide frecvența inițială la 500Hz. CI 6 asigură baza de timp de 50Hz pentru numărare, la fel și impulsurile de ștergere și de transfer. CI2-D este un amplificator pentru semnalul de intrare (dinspre VFO), după care, prin CI2-C ajunge și semnalul de numărare de la CI6, trecând pe primul divizor CI-8.

Valoarea acestui numărător nu este afișată, ea reprezentând de fapt sutele de hertzi cu această bază de

timp. Oricum, baza de timp fiind prea mare ar rezulta o pâlpâire a acestui segment, oricum nedisponibil pe LCD.

După această divizare urmează divizări succesive pe kHz, zeci și sute de kHz.

Fiecare numărător are pinii de programare liberi, pentru a putea fi programată orice frecvență dorită de la care să înceapă lanțul de numărare.

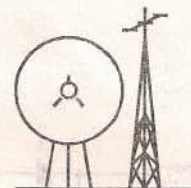
În cazul nostru, pentru a face diferența între frecvența oscilatorului și frecvența intermediară (oscilatorul având frecvența mai mare), numărătorul este programat sub valoarea frecvenței intermediare. Deci, fără semnal de la VFO, frecvențmetrul va afișa valoarea 312. În consecință, frecvențmetrul va începe numărarea de la această valoare, afișând totdeauna o valoare mai mică decât valoarea frecvenței intermediare, deci exact frecvența de lucru.

Prin CI7 - poarta B este realizat un oscilator de mică frecvență necesar pentru alimentarea afișorului tip LCD.

TRANSCIVERUL MONOBANDĂ "CRINA"-QRP

Gáspár Árpád/Y05CYG

Adi Munteanu/Y05OBL



Ideea care a stat la baza acestei realizări a fost obținerea unui aparat cât mai economic din toate punctele de vedere, cât mai performant, capabil să opereze în modurile BLU și CW, pentru lucrul din portabil. Extinzând oscilatorul și adăugând un comutator adecvat, transceiverul poate deveni multiband, lucrând foarte bine până la frecvența de 30MHz. Aparatul folosește o schemă mai puțin populară la noi, însă simplificată, îmbunătățită și modernizată și care folosește același sens al semnalului prin etajul de frecvență intermediară, atât la recepție, cât și la emisie.

Funcționare

Primul mixer lucrează ca mixer de recepție, iar la emisie este modulor. Al doilea mixer la recepție este detector de produs, iar la emisie mixer de emisie.

Pentru a putea realiza aceste funcții alternativ, semnalele de la VFO și BFO sunt comutate prin releul multicontact R1. Ca mixere s-au folosit tipurile dublu echilibrate cu câte patru diode cu siliciu, acestea fiind mixere cu calitate net superioare comparativ cu mixerele active, prezentând și o sensibilitate de 1 μ V.

Însă, pentru păstrarea dinamicii, a calității acestui tip de mixer în general, nu am găsit necesară introducerea vreunui etaj preamplificator la recepție.

La recepție, semnalul captat de antenă trece prin FTJ folosit și la emisie, pătrunde prin următorul filtru de bandă de tip Butterworth, ajungând la primul mixer care, în această situație primește semnal și de la VFO, acesta fiind de tip ECO cu tranzistor FET (T1), tranzistoarele T2-T3 realizând separarea oscilatorului de celelalte etaje. Din emitorul lui T3, prin trimerul Pt1 se extrage semnalul reglabil la nivel optim pentru mixare, pe când din colectorul aceluiași tranzistor este preluat semnalul pentru scala digitală.

VFO-ul funcționează între frecvențele de 11,187+11,487 MHz, rezultând frecvența intermediară de 7687 kHz. Această valoare s-a ales având disponibile un număr de 7 asemenea cristale.

Acest tip de mixer, pentru a funcționa în parametri optimi, este

pretențios la adaptarea impedanței porții de ieșire care trebuie să fie de 50 Ω într-un larg domeniu de frecvențe. În acest scop am introdus, ca sarcină a mixerului, un atenuator rezistiv de 3dB, urmat de un amplificator (T5+T6), cu impedanța de intrare tot de 50 Ω . Curentul prin acest amplificator cu două FET-uri s-a stabilit la 25mA, pentru a forța o dinamică cât bună.

Sarcina acestui etaj o constituie rezistența paralelă cu bobina toroidală care realizează și optimizarea impedanței pentru intrarea în filtrul scară (400 Ω). La fel, la ieșirea din filtrul scară se află un transformator identic, acesta adaptând impedanța filtrului la impedanța mare a primului amplificator de frecvență intermediară de tip MOS-FET.

Amplificatorul de FI are două etaje identice realizate cu tranzistoarele T7-T8. Semnalul amplificat ajunge la al doilea mixer echilibrat care pe timpul recepției primește semnal și de la BFO, acesta fiind un oscilator realizat cu cristalul de cuarț Q1, tranzistorul T14 și amplificatorul T15.

Audiofrecvența astfel obținută pătrunde în preamplificatorul de AF realizat cu tranzistoarele T9-T10. Se obține astfel semnalul de atac al AAF, reglabil ca nivel din Pt2, care, trecând mai departe prin circuitul integrat LM386 ajunge amplificat la difuzor.

O parte din acest semnal de AF este preluat printr-o rezistență și introdus în lanțul de RAA, funcția specifică revenind tranzistoarelor T12-T13.

Pe tranzistorul T13 găsim semnal de audiofrecvență redresat, potențiometrul MGC făcând posibilă reglarea manuală a nivelului general al amplificării, la recepție.

Din colectorul T13 se culege semnalul de RAA care ajunge la porțile 2 ale tranzistoarelor AFI, prin dioda D1. În emitor este conectat S-metrul. Dioda D2 efectuează separarea curentului continuu preluat prin Pt3 pe timpul emisiei.

Pe scurt, peste nivelul reglat cu potențiometrul MGC se suprapune RAA-ul care va lucra proporțional cu semnalul recepționat.

Tranzistorul T11 are rolul de a bloca recepția în timpul emisiei.

Funcționarea la emisie

La emisie, semnalul preluat de microfon, pe poziția Tx-SSB, este amplificat de T16 și T17 ajungând pe T18 care primește alimentare numai pe poziția Tx-SSB pentru a bloca semnalul de microfon spre primul mixer în poziția VOX.

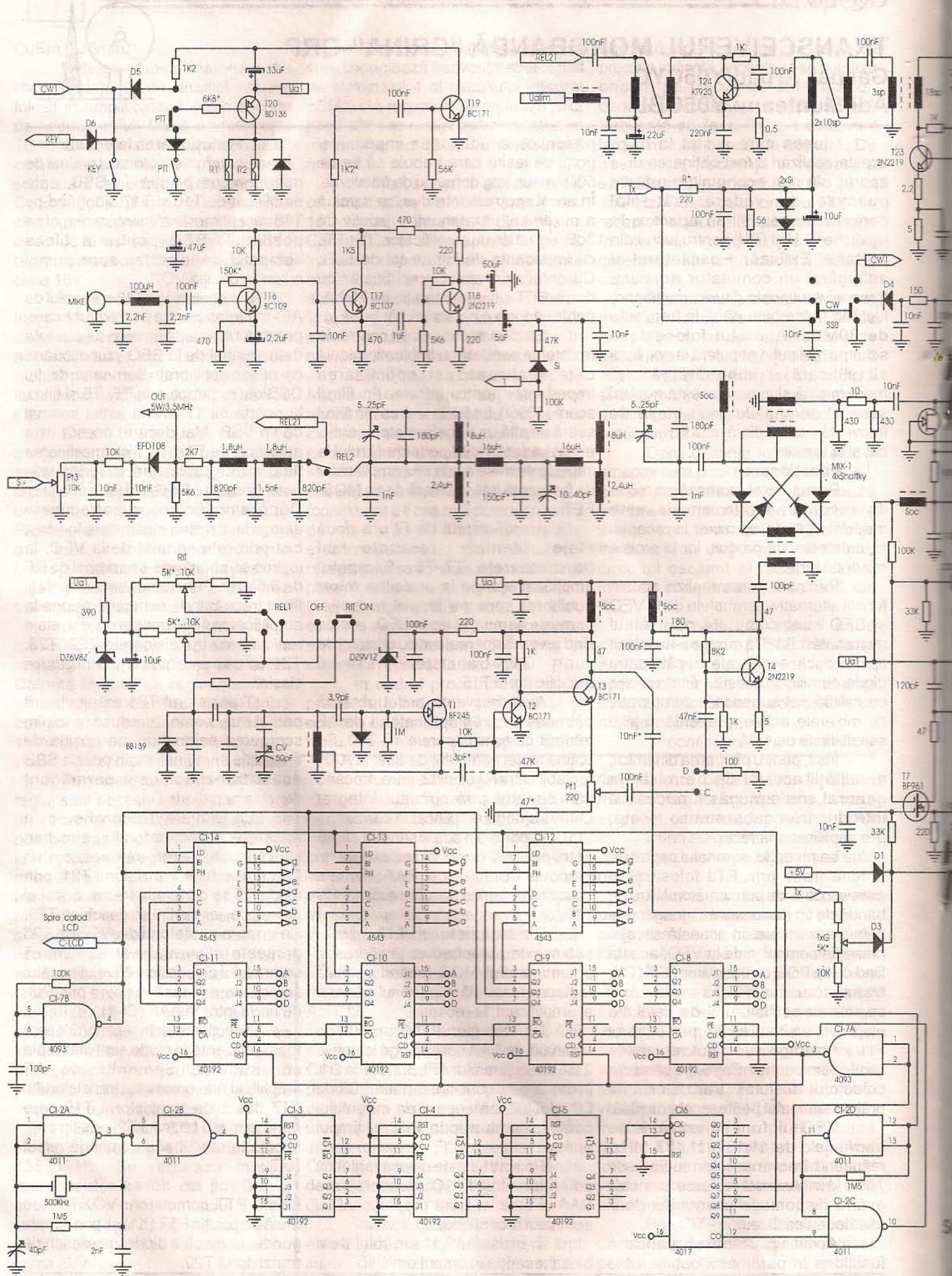
Din emitorul lui T18 semnalul de AF - microfon ajunge pe mixerul 1 care, pe timpul emisiei, primește de această dată semnal de la BFO - funcționând ca mixer echilibrat. Semnalul de tip DSB obținut trece prin T5, T6 și filtru, la poarta lui T7 având astfel semnal de tip SSB. Mai departe acesta este amplificat de T7 și T8, aici amplificarea fiind controlabilă din exterior prin potențiometrul Tx-GAIN (și dioda D3). După amplificare, radiofrecvența ajunge la al doilea mixer, care în acest caz primește semnal de la VFO, la ieșirea sa obținându-se semnal de RF de 3,5MHz. Prin atenuatorul rezistiv și filtrul trece-bandă semnalul ajunge la amplificatorul de emisie cu trei etaje realizate cu tranzistoarele T22, T23, T24, care se prezintă într-o configurație clasică.

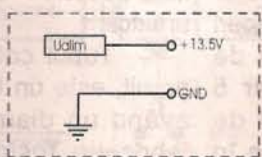
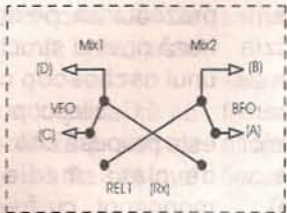
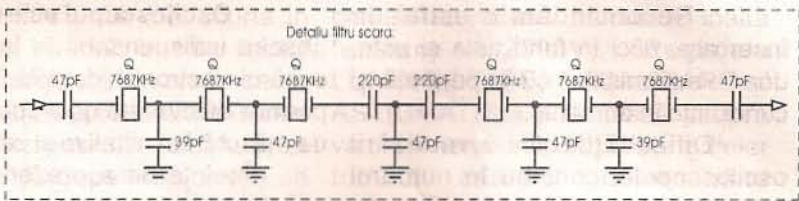
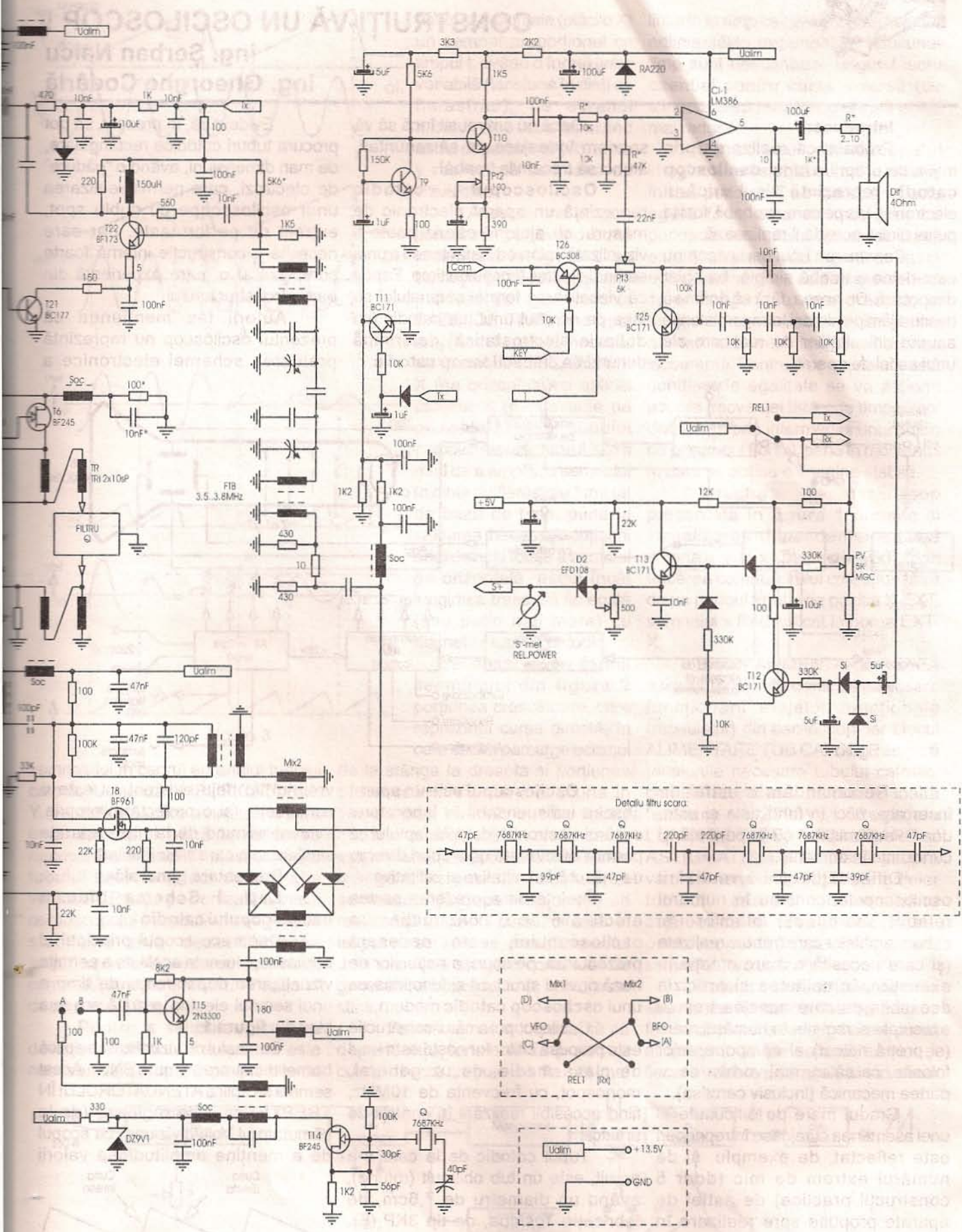
Tranzistorul T21 manipulează primul etaj, pentru a reduce la minim scurgerea semnalului pe poziția de telegrafie spre final, iar în poziția SSB acest tranzistor este permanent deschis prin dioda D4.

La emisie telegrafie, prin apăsarea manipulatorului, simultan sunt comandate mai multe etaje. Prin D4 se deschide tranzistorul T21, prin dioda D5 se comandă trecerea stației pe emisie, iar din D6 se deschide T26. Ca urmare oscilatorul de AF - ton T25 primește alimentare și furnizează semnalului de autoton. Nivelul acestui semnal se reglează la optim prin Pt3, de unde intră în AAF (CI-1).

Funcționarea în regim VOX este foarte eficientă în ciuda simplității sale constructive. Semnalul de AF amplificat prin colectorul tranzistorului T17 deschide tranzistorul T19 care pune la masă baza lui T20, de tip pnp, și care la rândul său comandă releul RxTx.

Dacă se dorește lucrul cu funcția PTT, comutatorul VOX/PTT se mută pe poziția PTT (K1) și, prin simpla punere la masă a diodei, se deschide tranzistorul T20.





Schema electrica a transceiverului monobanda "CRINA"-QRP



CONSTRUIȚI-VĂ UN OSCILOSCOP !

ing. Șerban Naicu
ing. Gheorghe Codârlă

Introducere

Probabil că realizarea prin mijloace proprii a unui **osciloscop catodic** reprezintă visul oricărui electronist. Vis pe care, probabil, foarte puțini dintre aceștia îl realizează.

Construirea unui osciloscop nu este deloc o treabă simplă, ba chiar dimpotrivă. De aceea, fără să dorim să descurajăm pe nimeni, atragem atenția asupra dificultăților de realizare ale unui astfel de aparat.

Dacă nu am reușit încă să vă speriem îndeajuns ca să renunțați, atunci să trecem la treabă!

Osciloscopul catodic reprezintă un aparat electronic de măsurat cu ajutorul căruia poate fi vizualizată valoarea instantanee a unui semnal electric funcție de timp. Faptul că vizualizarea formei semnalului se face pe ecranul unui tub catodic (cu deflexie electrostatică) determină denumirea de **osciloscop catodic**.

Evident că, în prezent, se pot procura tuburi catodice rectangulare, de mari dimensiuni, având o "pădure" de electrozi, care permit realizarea unor osciloscopiae cu dublu spot, extrem de performante, dar care necesită o construcție internă foarte complexă și o mare experiență din partea constructorului.

Autorii fac mențiunea că prezentul osciloscop nu reprezintă preluarea schemei electronice a

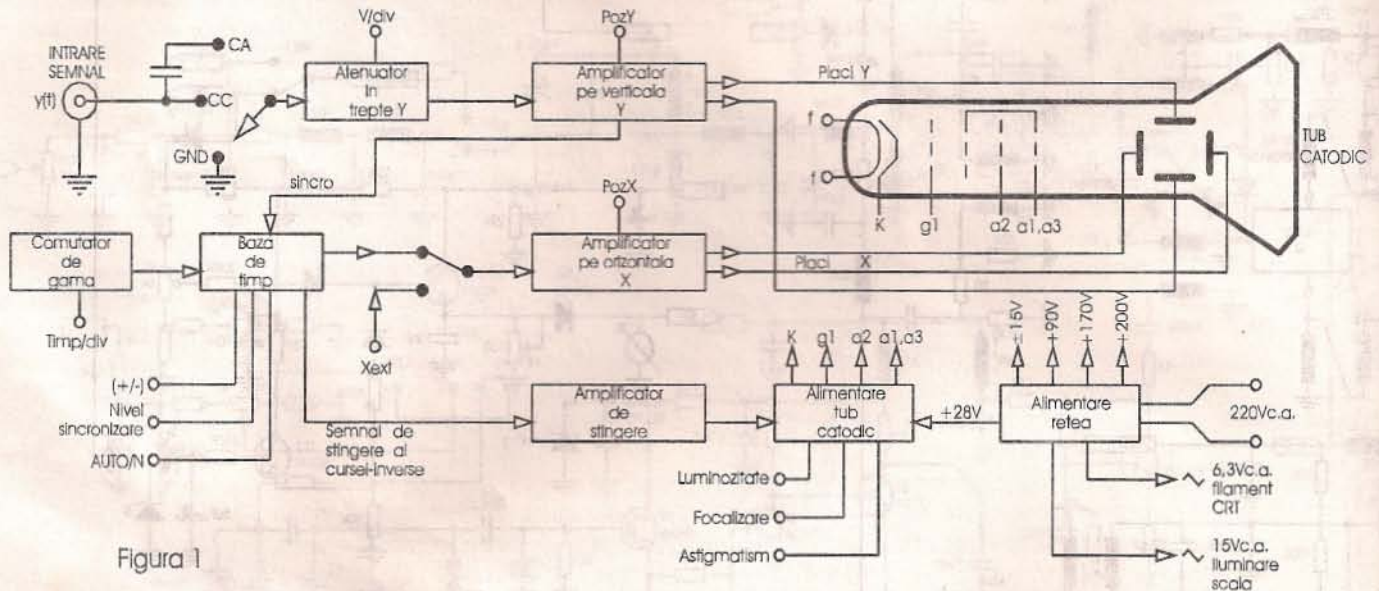


Figura 1

Recomandăm o astfel de încercare, căci în fond asta și este, doar electroniștilor cu experiență și cunoștințe în domeniu.

Dificultățile realizării osciloscopului constau în numărul relativ mare al plăcilor și subansamblelor care trebuie realizate (și care necesită o mare atenție în execuție), în calitatea și precizia deosebite cu care acestea trebuie executate și reglate, în numărul mare (și prețul ridicat) al componentelor folosite, ca să nu mai vorbim de ... partea mecanică (inclusiv carcasa).

Gradul mare de dificultate al unei asemenea curajoase întreprinderi este reflectat, de exemplu, și de numărul extrem de mic (doar 5 construcții practice) de astfel de aparate propuse spre realizare în revista și almanahul TEHNIUM în cei aproape 30 de ani de apariție neîntreruptă (și pe care le indicăm la bibliografie).

Osciloscopul este un aparat absolut indispensabil în laboratorul oricărui electronist, datorită faptului că permite efectuarea unor tipuri diverse de măsurări cantitative și calitative.

Înainte de a prezenta partea efectivă de construcție a osciloscopului, este necesară prezentarea, pe scurt, a noțiunilor de bază privind structura și funcționarea unui **osciloscop catodic** modern.

Osciloscopul a cărui construcție este propusă cititorilor noștri este unul de clasă medie, de uz general, monospot, cu frecvența de 10MHz, fiind accesibil realizării în condiții de amator.

Tubul catodic de la care s-a pornit, este un tub obișnuit (rotund), având un diametru de 7,6cm, de fabricație Toshiba, de tip 3KP₁(F). Tubul este relativ scurt (circa 30cm) permițând realizarea unei construcții compacte, ușor de transportat în cazul unor intervenții "pe teren".

vreunui tip deja existent, ci este o construcție (și o proiectare) proprie, evident pornind de la niște aparate similare, din care s-au inspirat.

Prezentare generală

Cap. I Schema bloc a osciloscopului catodic

Deoarece scopul principal al osciloscopului este acela de a permite vizualizarea dependenței de timp a unui semnal electric, rezultă schema bloc din **figura 1**.

Semnalul de vizualizat se aplică bornei de intrare Y (mufă BNC). Acest semnal se aplică ATENUATORULUI ÎN TREPTE, care se reglează (de la comutatorul Volți/diviziune) cu scopul de a menține amplitudinea valorii



Figura 2

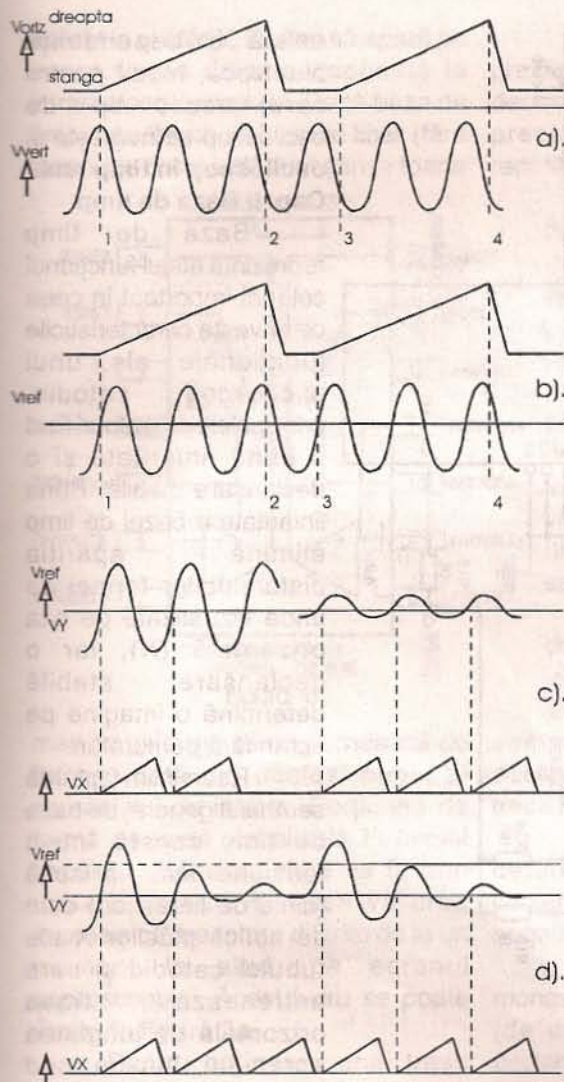


Figura 3

semnalului în cadrul ecranului tubului catodic. Urmează AMPLIFICATORUL Y (pe verticală) care amplifică în mod liniar semnalul până la valoarea necesară comandării plăcilor Y ale tubului catodic (plăci de deviație verticală). Poziția pe verticală a trasei osciloscopului (respectiv a imaginii) se stabilește prin dezechilibrarea amplificatorului Y (de curent continuu), controlată cu potențiometrul "Poziție Y" de pe panoul frontal.

Pentru a se putea asigura deviația pe orizontală a spotului este necesar să se aplice pe plăcile de

deflexie orizontale (plăcile X) un semnal proporțional cu timpul t , având o formă liniar variabilă (tensiune în dinți de fierăstrău), pe ecranul tubului cinescop apărând astfel dependența $y(t)$, unde y reprezintă semnalul de vizualizat.

Acest semnal proporțional cu timpul, având forma prezentată în figura 2, se numește baza de timp și este produs de generatorul BAZEI DE TIMP, fiind apoi amplificat la nivelul necesar de către AMPLIFICATORUL X (pe orizontală) și aplicat plăcilor X (de deviație pe orizontală) ale tubului catodic. Amplificatorul X are rolul de a amplifica semnalul în dinți de fierăstrău furnizat de baza de timp, până la valoarea necesară obținerii unei deviații totale a spotului pe orizontală, astfel încât lungimea trasei să fie egală (sau puțin mai mare) cu diametrul tubului catodic.

Se observă pe forma semnalului din figura 2 porțiunea crescătoare, care reprezintă cursa directă, în care spotul parcurge ecranul

de la stânga la dreapta și porțiunea descrescătoare (mult mai scurtă în timp), cursa inversă, în care spotul descrie o mișcare inversă, de la extremitatea dreaptă la extremitatea stângă a ecranului. Vizualizarea semnalului (a dependenței $y(t)$) se realizează în timpul cursei directe. În timpul cursei inverse, prin intermediul unui circuit de stingere comandat de generatorul bazei de timp, spotul este stins.

Facem remarcă importantă că dependența tensiune-timp pentru cursa directă trebuie să fie cât mai

liniară, în timp ce pentru cursa inversă neliniaritățile dependenței tensiune-timp sunt neesențiale, singurul lucru esențial pentru cursa inversă (de stingere a spotului) fiind durată ei cât mai redusă.

Pe ecranul osciloscopului imaginea va fi stabilă numai în situația în care perioada T a bazei de timp este egală (sau este un multiplu) cu perioada semnalului vizualizat. Dacă există abateri mici de la această egalitate, imaginea se deplasează lent spre stânga sau spre dreapta, în funcție de sensul abaterii, iar pentru abateri mai mari imaginea devine incoerentă. Pentru a se obține această condiție de egalitate se va acționa asupra frecvenței bazei de timp (timp/diviziune), prin intermediul unui buton de pe panoul frontal, până în momentul în care se obține o imagine stabilă.

Structura de osciloscop prezentată în figura 1 permite și vizualizarea dependenței a două semnale y și x (respectiv $y(x)$), prin trecerea comutatorului corespunzător de pe panoul frontal pe poziția X-EXT, semnalul x fiind aplicat la borna EXT-X.

Blocul ALIMENTARE REȚEA asigură tensiunile continue necesare funcționării etajelor funcționale (modulelor) din osciloscop, iar blocul ALIMENTARE TUB CATODIC asigură tensiunile necesare tubului catodic, conținând inclusiv blocul de înaltă tensiune (-2000V). Reglajele LUMINOZITATE, FOCALIZARE și ASTIGMATISM acționează asupra valorilor tensiunilor aplicate grilelor tubului catodic, determinând strălucirea și focalizarea trasei osciloscopului (respectiv a curbei semnalului vizualizat).

Referitor la funcționarea unui asemenea tip de osciloscop catodic facem observația că între fiecare punct al imaginii de pe ecranul tubului și fiecare valoare a semnalului vizualizat

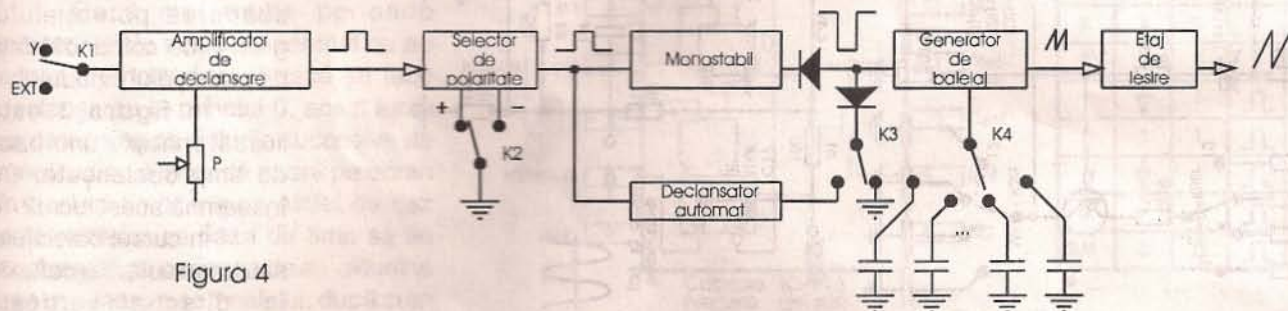
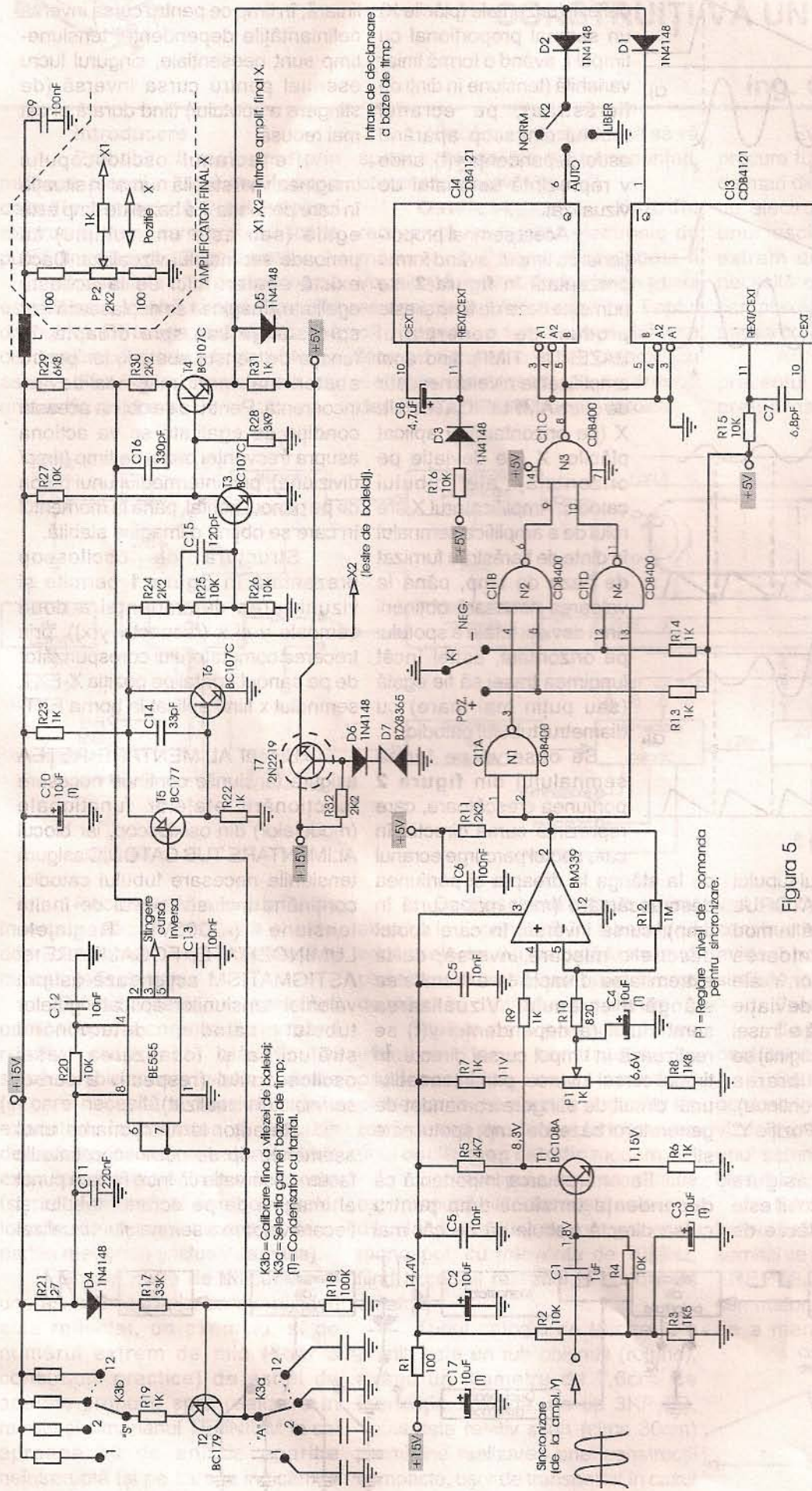


Figura 4



există o dependență biunivocă, motiv pentru care acest tip de osciloscop se numește și **osciloscop în timp real**.

Cap. II Baza de timp

Baza de timp reprezintă etajul funcțional cel mai important în ceea ce privește caracteristicile funcționale ale unui osciloscop catodic, principalele sale atuuri fiind o bună liniaritate și o declanșare stabilă. Buna liniaritate a bazei de timp elimină apariția distorsiunilor formei de undă vizualizate pe axa orizontală (X), iar o declanșare stabilă determină o imagine pe ecran fără tremurături.

Reamintim faptul că semnalul generat de baza de timp constă într-o tensiune liniar-variabilă (dinte de fierăstrău) care se aplică plăcilor X ale tubului catodic și care antrenează trasa orizontală pe lungimea ecranului, într-un mod liniar. Când trasa a parcurs toată lungimea ecranului, tensiunea liniar variabilă descrește rapid la 0 și fasciculul de electroni (care generează trasa) se întoarce la punctul de plecare. Pentru a evita apariția pe ecran a cursei inverse (de întoarcere a spotului la punctul inițial) se va bloca curentul de fascicul al tubului catodic în această perioadă. Această stingere a tubului catodic în afara cursei utile a bazei de timp se face prin scăderea potențialului grilei I (de comandă) față de potențialul catodului.

În figura 3 este ilustrat principiul unei baze de timp declanșate. Ce înseamnă acest lucru?

În cursul baleiajului său trasa suferă o deflexie în direcția verticală determinată de semnalul

Figura 5



aplicat la plăcile Y, făcând să apară pe ecran forma de undă aplicată la intrarea osciloscopului. Dacă baza de timp este lăsată să lucreze liber (fără intrare de comandă) sunt șanse foarte

Circuitul de declanșare va fi prevăzut cu un reglaj al nivelului de declanșare care asigură o declanșare precisă pe orice formă de undă repetitivă.

Nivelul semnalului de la intrare (comutatorul K1) necesar pentru sincronizare sigură este de 50mVeff (sinusoidal), respectiv 100mVvV (dreptunghiular).

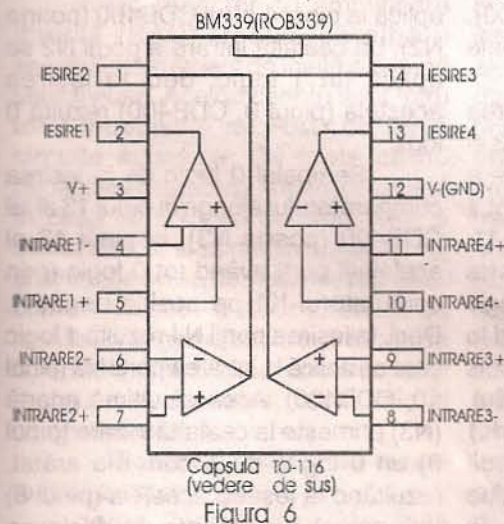


Figura 6

mari ca baleiajul să nu pornească de fiecare dată din același punct al semnalului de intrare. Porțiunea de formă de undă vizualizată în cursul fiecăruia dintre baleiaje va fi, prin urmare, diferită și trasa va crea impresia că are forme diferite de la un moment la altul, pe ecranul osciloscopului. Acest lucru se poate vedea în figura 3a.

Pentru obținerea unei trase stabile, baza de timp nu trebuie să funcționeze liber, ci să pornească în același punct al semnalului la fiecare baleiaj, cum se observă în figura 3b.

Circuitul de declanșare detectează amplitudinea semnalului (a formei de undă) și, de asemenea, sensul de variație al acestuia (pozitiv sau negativ).

Dacă perioadele succesive ale unui semnal au aceeași amplitudine, nivelul de declanșare nu are decât o importanță redusă și de obicei se declanșează trasa la trecerea prin 0 a semnalului, astfel încât punctul de declanșare nu variază dacă amplitudinea variază (figura 3c).

Dacă mai multe perioade succesive ale aceluiași semnal nu au aceeași amplitudine și dacă se face declanșarea la punctul 0, acest lucru va determina ca ciclurile succesive de amplitudine diferite să apară pe ecran în același timp. Într-un astfel de caz este necesar ca baza de timp să fie declanșată pe perioada de amplitudine cea mai mare a semnalului, după cum se vede în figura 3d.

O schemă bloc a circuitului bazei de timp și a celui de declanșare este prezentată în figura 4. Ca sursă de declanșare poate fi aleasă, cu ajutorul comutatorului K1, fie ieșirea preamplificatorului Y, fie un semnal extern. Semnalul de declanșare este comparat cu o tensiune de referință care poate varia în mod continuu, reglajul nivelului de declanșare făcându-se cu potențiometrul P.

Atunci când nivelul semnalului depășește nivelul de declanșare, ieșirea comparatorului trece la nivelul SUS, iar când nivelul semnalului scade sub nivelul de declanșare, ieșirea comparatorului trece la nivelul JOS.

Selectorul de polaritate +/- va determina dacă baza de timp va declanșa pe frontul pozitiv sau pe cel negativ de la ieșirea comparatorului.

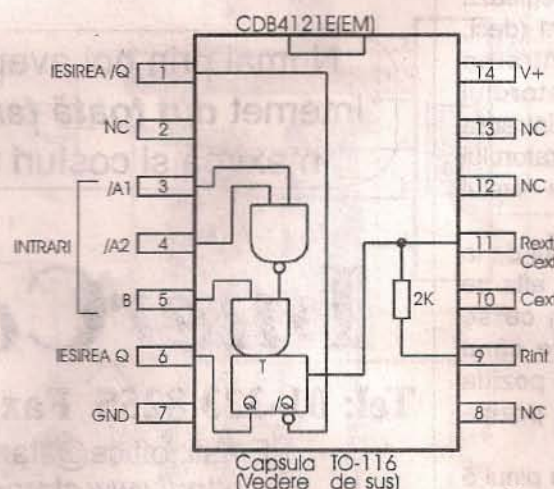
Frontul ales va declanșa un monostabil care va livra un impuls scurt (de durată determinată), care va declanșa, la rândul său, generatorul de baleiaj.

În sfârșit, la ieșirea generatorului de baleiaj se găsește un amplificator tampon, care joacă rolul de amplificator de ieșire și care atacă amplificatorul X. Cu baza de timp în modul "automat", acesta va funcționa liber în absența semnalului de declanșare. Acest lucru este cu adevărat util atunci când se vizualizează tensiuni continue care nu furnizează semnal de declanșare.

În figura 5 este prezentată schema electrică completă a circuitului de declanșare și a bazei de timp. Acest modul funcțional conține cinci circuite integrate (BE555, 2 bucăți CDB4121, β M339 și CDB400) și șapte tranzistoare cu siliciu.

Semnalul de sincronizare (de la amplificatorul Y sau de la o sursă externă) se aplică prin intermediul condensatorului C1 în baza tranzistorului T1. Acest tranzistor prezintă o impedanță ridicată de intrare și are un câștig de 4,7. Semnalul de ieșire, de la colectorul tranzistorului, se aplică prin rezistorul R9 la intrarea inversoare (-) a comparatorului β M339, în timp ce la intrarea neinversoare (+) a acestuia se aplică, prin intermediul rezistorului R10, tensiunea de pe cursorul potențiometrului P1, cu ajutorul căruia se reglează nivelul de referință de declanșare.

În figura 6 este prezentată capsula cu semnificația pinilor circuitului integrat CI1, de tip β M339 (de fabricație IPRS - Băneasa), similar cu ROB339 (de fabricație ICCE Băneasa). Acesta reprezintă un comparator cuadruplu, de precizie, în schema de față fiind utilizat doar 1/4 din acest integrat, respectiv doar primul comparator (având la pinul 4 intrarea inversoare, la pinul 5 intrarea neinversoare și la pinul 2 ieșirea). Alimentarea cu tensiune a circuitului β M339 se face la pinul 3 (+15V) și la pinul 12 (GND). De remarcat că, dat fiind faptul că ieșirea (pinul 2) este cu



INTRARI			IESIRI	
/A1	/A2	B	Q	/Q
0	X	1	0	1
X	0	1	0	1
X	X	0	0	1
1	1	X	0	1
1	↓	1	⌊	⌋
↓	1	1	⌊	⌋
↓	↓	1	⌊	⌋
0	X	Δ	⌊	⌋
X	0	Δ	⌊	⌋

Figura 7



“colectorul în gol”, aceasta se conectează la sursa de +5V prin intermediul rezistorului R11 (2,2kΩ).

Prin intermediul rezistorului R12(1MΩ) se asigură o slabă reacție pozitivă de la ieșirea comparatorului la intrarea sa neinversoare, ceea ce are ca efect evitarea declanșărilor instabile, în situația apariției semnalelor cu zgomote electrice.

Declanșarea bazei de timp este asigurată de circuitul basculant monostabil IC3, de tip CDB4121. Acesta are capsula (de tip TO-116) cu semnificația pinilor și tabela de adevăr (de funcționare) prezentate în figura 7.

Semnul ↓ semnifică tranziția de la 1 logic (HIGH) la 0 logic (LOW), iar semnul ↑ de la 0 logic la 1 logic. Simbolul X semnifică starea indiferentă (0 sau 1).

La pinii 9, 10 și 11 ai monostabilului se conectează grupul R-C de temporizare (în schema noastră pinul 9 nu este utilizat).

Pinii 3 și 4 (care reprezintă intrările /A1 și /A2) sunt conectați împreună și legați la masă.

Monostabilul CI3, ca și CI4 de altfel, declanșează la primirea unui impuls pozitiv primit la intrarea B (pinul 5), livrând un scurt impuls negativ la ieșirea /Q (pinul 1, circuitul integrat CI3) care va comanda baza de timp.

Se va arăta în cele ce urmează modul în care selectorul de polaritate K1(+/-) determină baza de timp să declanșeze pe frontul pozitiv sau pe cel negativ al impulsului de la ieșirea comparatorului βM339 (pinul 2).

Atunci când nivelul semnalului de la intrarea de sincronizare (provenit de la amplificatorul Y) depășește nivelul de declanșare care se reglează cu ajutorul potențiometrului P1 (deci, când potențialul de la intrarea inversoare a comparatorului depășește potențialul de la intrarea neinversoare), ieșirea comparatorului (pinul 2 al lui βM339) trece la nivelul SUS.

Cu alte cuvinte, impulsul de la ieșirea comparatorului se va afla pe frontul pozitiv. Să urmărim ce se întâmplă în această situație când comutatorul K1 se află pe poziția POZITIV(+) și respectiv pe poziția NEGATIV(-).

Cu K1 pe poziția (+), la pinul 5 al circuitului CI2 (de tip CDB400) se

aplică 0 logic (este pus la masă). La ieșirea comparatorului (pinul 2, βM339) avem 1 logic, care este inversat de poarta N1, obținând 0 logic la ieșirea acesteia, care se aplică la cealaltă intrare a porții N2 (pinul 4, CDB400). Poarta N2 (având 0 logic la ambele intrări) va livra 1 logic la ieșire.

Semnalul 1 logic de la ieșirea comparatorului ajunge și la pinul 13 al CI2 (poarta N4), la cealaltă intrare a porții N4, (pinul 12) aplicându-se tot 1 logic, la ieșirea acestei porți (pinul 11, CDB400) rezultă 0 logic. Deci, poarta N3 va primi la intrări semnalul de 1 logic (pinul 9) și 0 logic (pinul 10), livrând la ieșire 1 logic, adică un scurt impuls pozitiv care va declanșa monostabilul.

Dacă se trece comutatorul K1 pe poziția (-) se va vedea că monostabilul nu poate fi declanșat pe frontul pozitiv al semnalului de la ieșirea comparatorului, ci doar pe frontul negativ (descrescător) al


acestui semnal, adică, atunci când la pinul 2 al lui βM339 (ieșirea comparatorului) există 0 logic. Acest semnal este inversat de poarta N1 care scoate la ieșire sa 1 logic, pe care îl aplică la pinul 4 al lui CDB400 (poarta N2). La cealaltă intrare a porții N2 se aplică tot 1 logic, deci la ieșirea acesteia (pinul 9, CDB400) rezultă 0 logic.

Semnalul 0 logic de la ieșirea comparatorului ajunge la pinul 13 al lui CDB400 (poarta N3), la pinul 12 al aceleiași porți având tot 0 logic (prin comutatorul K1 pe poziția negativ). Deci, la ieșirea porții N4 rezultă 1 logic care se aplică la intrarea porții N3 (pinul 10, CDB400). Această ultimă poartă (N3) primește la cealaltă intrare (pinul 9) un 0 logic, după cum s-a arătat, rezultând la ieșirea acesteia (pinul 8) un semnal pozitiv care va declanșa monostabilul.


- continuare în numărul viitor -

★ StarNets ★


Your Internet Business Solution




Internet



IE Explorer




E-mail



Netscape



WebTalk




RealAudio

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


InterComp

Tel: 01-323 8255 Fax: 01-3239191


Email: office@starnets.ro
http://www.starnets.ro



News



Telnet/FTP



HOT JAVA



RECEPTOR CU AMPLIFICARE DIRECTĂ

ing. Ștefan Ianciu

Un receptor cu amplificare directă (RAD) trebuie să aibă o sensibilitate suficient de înaltă și o bună selectivitate. Aceste cerințe sunt întru totul îndeplinite de RAD cu două circuite acordate. Cu toate că nu depășește receptorul superheterodină în ceea ce privește sensibilitatea și selectivitatea, prezintă, în același timp, și avantaje evidente: lipsa frecvențelor combinaționale - a căror existență se manifestă în gama audio sub forma de fluierături-, simplitatea construcției și reglajului și, mai ales, costul mic al componentelor.

Prezintă următoarele caracteristici tehnice:

- gama lungimilor de undă recepționate: UL și UM (300÷1300m);
- sensibilitatea: 2,5mV/m;
- puterea de ieșire: 3÷5mW;
- tensiunea de alimentare: 3,7V;
- rezistența căștii telefonice nu mai mică de : 32Ω;
- limitele tensiunii între care funcționarea este normală: 2,5÷5V;
- curentul "consumat": maxim 8mA.

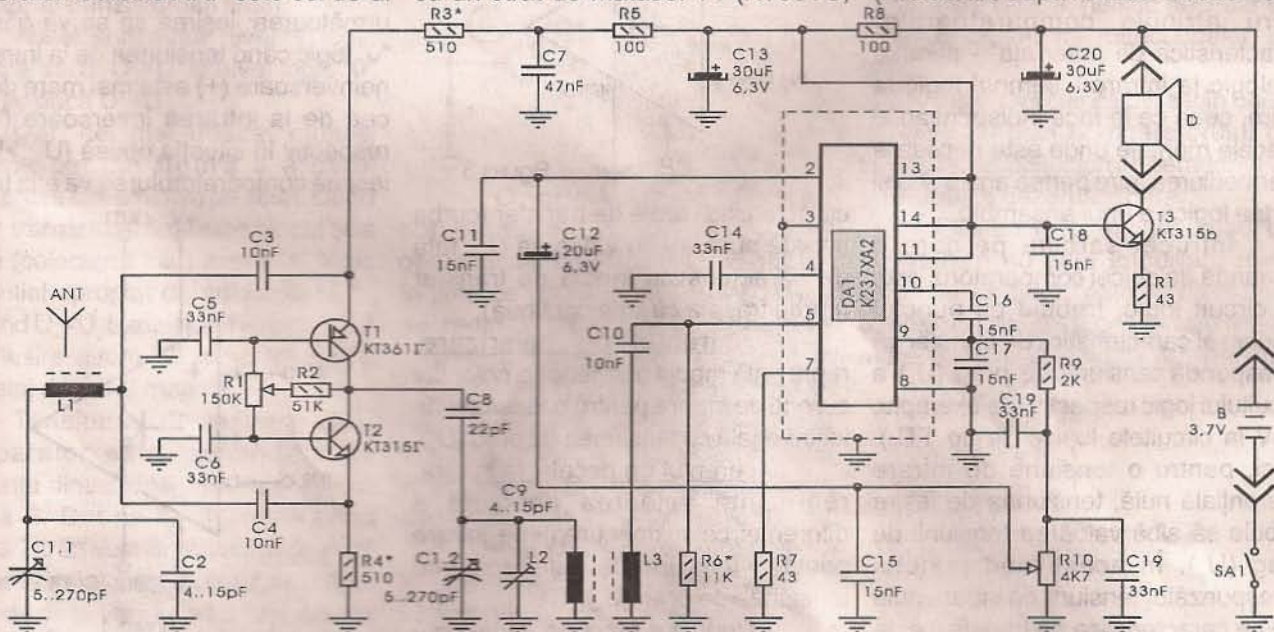
Schema de principiu este dată în desen. Semnalul de RF se obține pe circuitul oscilant (CO) serie L1, C1.1, C2 și prin C3 și C4, se aplică la emitorul tranzistoarelor T1 și T2 care formează ARF în conexiune BC. Avantajul acestei scheme BC, constă în aceea că permite conectarea tranzistoarelor ARF, la circuitul de intrare, fără a fi nevoie de transformator coborâtor. Sarcina ARF este cel de-al

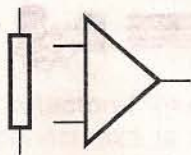
doilea CO L2, C1.2, C9 conectat, prin intermediul C8, la circuitele de colector ale tranzistoarelor T1 și T2. Semnalul de RF obținut pe acest circuit se aplică prin L3 și C10, la intrarea ARF cu trei etaje (pinul 5) și, mai departe, la intrarea detectorului, cu două etaje, cu tranzistoare ale CI DA1. Semnalul detectat obținut la pinul 9 se aplică la filtrul C17, R9, C19. Sarcina detectorului este potențiometrul R10 - "volum". De la acesta, semnalul de AF se aplică la pinul 2 al CI DA1. ARF - cu amplificare reglabilă - al acestui CI joacă rolul de preamplificator de AF. Ieșirea 14 a CI este legată la baza T3 aAAF. Polarizarea lui T3 se aplică chiar de la CI. Sarcina (casca telefonică D) este conectată în circuitul de colector al lui T3. R11, din circuitul de emitor al tranzistorului T3, realizează o mică reacție negativă ce îmbunătățește audia.

Ca antenă magnetică se utilizează o tijă din ferită 400NN cu diametrul de 10mm. Bobina L1 conținând 140 spire se bobinează pe o carcasă standard cu 8 secțiuni, montată pe tija de ferită. Pentru bobinare se folosește un mănunchi din trei conductoare de cupru emailat ϕ 0,12. L2 și L3 se bobinează pe un inel K8x4x2,5 din ferită 400NN. L2 conține 80 de spire din liță de IF cu șapte fire emailate, izolată cu un strat de mătase (LEȘO 0,05) iar L3, bobinată peste L2, 4 spire conductor ϕ 0,18 emailat, izolat cu un strat de mătase. T1 (KT361G,

analog cu BCW57, BCW62A, BCW63A, BC157, BSW20, 2SA555) și T2 (KT315G analog cu BC107, BFP722, 2SC634, 2SC641, 2N929) trebuie să aibă coeficienții de amplificare în curent h_{21E} apropiați. Pentru evitarea unei reacții nedorite între antena magnetică și CI DA1, acesta se dispune într-un ecran-folie, legat la masa receptorului. Reglajul receptorului începe cu verificarea regimului T1 și T2. Este important ca tensiunile EC ale ambelor tranzistoare să fie identice și se stabilesc cu ajutorul lui R1. Ajustând R3 și R4 se stabilesc curenții prin T1 și T2 în limitele 0,8÷12mA. În cazul unui montaj corect nu este necesar reglajul etajelor realizate cu CI DA1 și tranzistorul T3. Calitatea recepției, se știe, că depinde de precordarea corectă a CO. Acesta se realizează în ordinea următoare: acordând receptorul, cu ajutorul C1, pe un post cu audiere clară de la începutul scalei, cu ajutorul C2, se stabilește limita începutului recepției. Apoi, cu ajutorul lui C9, se acordează cel de-al doilea CO, după audierea optimă a aceleiași post, și se marchează acest punct pe scală. Acordul corect, pe postul ales, la capătul scalei, se efectuează prin deplasarea L1 de-a lungul tijei antenei magnetice. După aceasta, din nou, acordându-se, cu ajutorul condensatorului variabil pe stația de la începutul scalei, cu C2 se precizează acest acord.

(Prelucrare după RADIO 2/1995 - CSI)





ing. Șerban Naicu

Comparatoarele sunt circuite electronice care semnalează prin intermediul mărimii de ieșire dacă una dintre mărimile de intrare este mai mare sau mai mică decât mărimea celeilalte intrări, considerată referință.

Deși au un rol extrem de important în realizarea structurilor schemelor electronice, comparatoarele sunt foarte puțin cunoscute, fiind de regulă confundate cu amplificatoarele operaționale (în buclă deschisă).

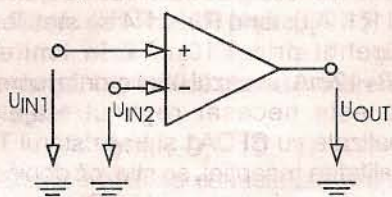


Figura 1

Confuzia este generată de faptul că simbolul comparatorului de tensiune este același cu al amplificatorului operațional, fiind prezentat în figura 1.

Caracteristica de transfer a circuitului (curba trasată cu linie continuă -1- corespunde unei tensiuni nule de decalaj la intrare, iar curba cu linie întreruptă -2- unei tensiuni de decalaj U_{ID}) este dată în figura 2. Celor două valori limită, U_{OL} și respectiv U_{OH} , ale tensiunii de ieșire li se asociază valorile logice "0" și "1" proprii circuitelor digitale (numerice). Acest lucru atribuie comparatoarelor caracteristica de "interfață" - semnal analogic la intrare - semnal logic la ieșire, ceea ce le face indispensabile în acele montaje unde este necesară intermedierea între partea analogică și partea logică a unui ansamblu.

Întrucât sarcina pe care o comandă de obicei comparatorul este un circuit logic, trebuie ca punctul median al caracteristicii de transfer să corespundă tensiunii de prag (U_p) a circuitului logic respectiv (de exemplu, 1,4V la circuitele logice de tip TTL). Deci, pentru o tensiune de intrare diferențială nulă, tensiunea de ieșire trebuie să aibă valoarea tensiunii de prag (U_p). În acest mod punctul corespunzător tensiunii de intrare nule (de pe caracteristica de transfer) este

"echidistant" față de cele două stări logice ale ieșirii ("0" și "1").

Principalii parametri caracteristici ai comparatoarelor sunt următorii:

- rezoluția, reprezintă valoarea tensiunii de intrare diferențială (U_R) necesară pentru a se determina o decizie logică la ieșire. Aceasta depinde de amplificarea în tensiune a comparatorului (A_U), conform relației:
- tensiunea de decalaj, reprezintă tensiunea diferențială (U_{ID}) care trebuie aplicată la intrări pentru ca la ieșire să se atingă nivelul tensiunii de prag (U_p). Prezența acestei tensiuni de decalaj determină deplasarea

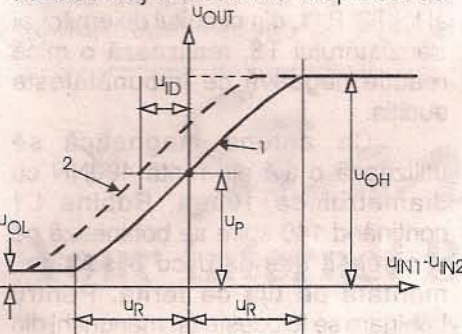


Figura 2

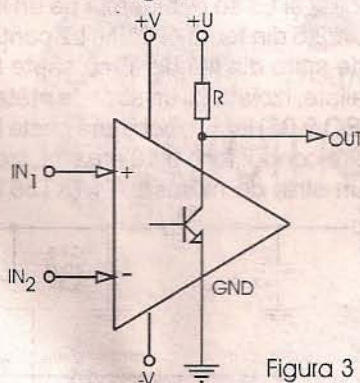


Figura 3

caracteristicii reale de transfer (curba trasată punctat) cu valoarea U_{ID} , față de caracteristica ideală de transfer (curba trasată cu linie continuă);

- curentul de polarizare, reprezintă media aritmetică a celor doi curenți de intrare pentru o tensiune de ieșire egală cu tensiunea de prag (U_p);
- curentul de decalaj la intrare, reprezintă valoarea absolută a diferenței celor doi curenți de intrare pentru o tensiune de ieșire egală cu tensiunea de prag (U_p);
- timpul de răspuns, reprezintă

intervalul de timp dintre momentul aplicării la intrare a unui semnal treaptă de tensiune și momentul în care tensiunea la ieșirea comparatorului ajunge la valoarea de prag (U_p);

- sortanța, ($Fan\ Out$ -ul) reprezintă numărul de intrări logice care pot fi comandate din ieșirea unui comparator.

Un comparator prezintă două intrări, una neinversoare (+) și una inversoare (-), o ieșire și două conexiuni de alimentare (+V și -V). De fapt, putem vorbi chiar de trei conexiuni de alimentare, celor două adăugând și masa (GND). Uneori mai există încă o conexiune, numită STROBE, care oferă posibilitatea autorizării sau inhibării funcționării comparatorului. Astfel, dacă dispune de această facilitate, comparatorul "răspunde" numai când este autorizat.

În numeroase tipuri de comparatoare integrate etajul de ieșire este reprezentat de un tranzistor (de tip npn) cu colectorul în gol, ca în figura 3. Este necesar să se conecteze această ieșire la plusul tensiunii de alimentare (+V) prin intermediul unui rezistor (R), denumit "de tragere". Numai în acest mod comparatorul poate funcționa, altfel funcționarea acestuia fiind imposibilă. Emitorul tranzistorului de ieșire este conectat la masă (GND). În acest caz, funcționarea comparatorului este următoarea: ieșirea sa se va găsi în "0" logic când tensiunea de la intrarea neinversoare (+) este mai mare decât cea de la intrarea inversoare (-) și respectiv în situația opusă ($U_{IN2} > U_{IN1}$) ieșirea comparatorului se va afla în "1"

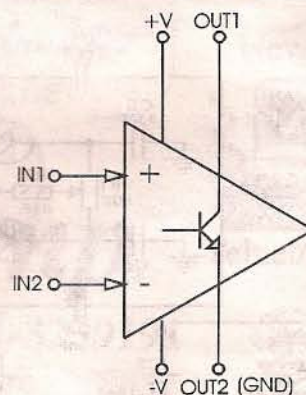


Figura 4



logic (potențial apropiat de +V).

La alte tipuri de comparatoare și emitorul tranzistorului de ieșire (mai bine zis al ansamblului complex de tranzistoare integrate echivalent cu un tranzistor de tip npn) este conectat la

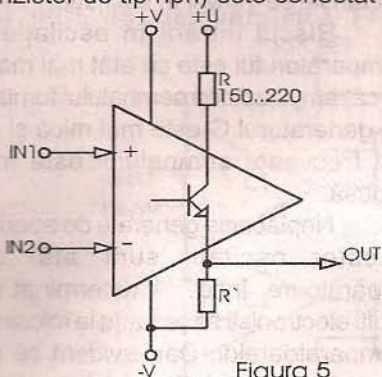


Figura 5

un pin al circuitului integrat, ca în figura 4. Avem în acest caz două ieșiri OUT1 și respectiv OUT2, prima fiind considerată ieșirea normală, iar cea de-a doua conectându-se, de regulă, la masă.

Dacă se dorește utilizarea ieșirii OUT2 (emitorul tranzistorului final) se procedează ca în figura 5: se conectează ieșirea OUT1 (colectorul tranzistorului) la +U aproape direct, prin intermediul unei rezistențe de valoare foarte mică ($150\Omega + 220\Omega$) cu rol de protecție a tranzistorului în caz de scurtcircuit pe ieșire.

Dacă se utilizează această configurație (cu ieșirea din emitorul tranzistorului, funcționarea comparatorului se inversează (ca și cum intrările (+) și (-) ar fi inversate între ele). Acest lucru se datorează faptului că, în acest caz, dispăre rolul de inversor al tranzistorului final).

Astfel, vom avea: nivel "1" logic la ieșire dacă: $U_+ > U_-$ și nivel logic "0" la ieșire dacă $U_+ < U_-$.

Dar, cel mai utilizat montaj rămâne cel din figura 3 a cărei funcționare o reamintim pe scurt. Când $U_+ > U_-$ tranzistorul final este blocat și la ieșire (colectorul său) avem "1" logic (potențial apropiat de valoarea +U), iar când $U_+ < U_-$ tranzistorul este saturat și la ieșire avem "0" logic (potențial apropiat de cel al masei).

Tensiunea de ieșire a unui comparator este comandată de diferența dintre tensiunile e_1 și e_2 , din figura 6. Dar ce se întâmplă când aceste intrări sunt la același potențial? Trecerea ieșirii comparatorului de la un nivel de tensiune la altul (din starea JOS în starea SUS, sau invers) nu are

loc, în general, în urma unui proces cumulativ, ci vor exista stări intermediare, când potențialele celor două intrări (+ și -) sunt suficient de apropiate ca valoare. Acest lucru înseamnă o diferență de potențial foarte mică, mai mică de 5mV, între cele două intrări, câștigul global (amplificarea) al unui comparator fiind aproape la fel de mare ca cel al unui amplificator operațional în buclă deschisă.

Ca și la amplificatorul operațional, și în cazul comparatorului de tensiune, diferența de potențial între cele două intrări (e_1 și e_2) este cea care se măsoară, cu condiția ca valorile acestora să fie într-o plajă permisă (dată, de obicei, de raportul valorilor tensiunilor de alimentare (+V și -V). Când această diferență de potențial este suficient de mică, tranzistorul de ieșire (din comparator) este parțial deschis și tensiunea de ieșire (V_{OUT}) poate fi cuprinsă între 0V și +U.

Menționăm că acesta este un regim care poate provoca adesea intrarea în oscilație a comparatorului.

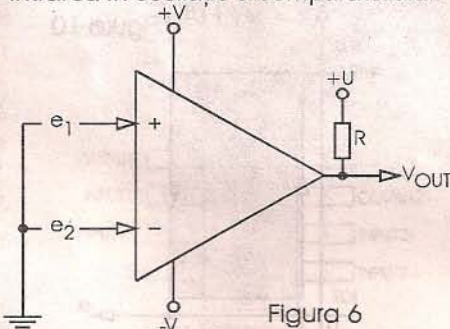


Figura 6

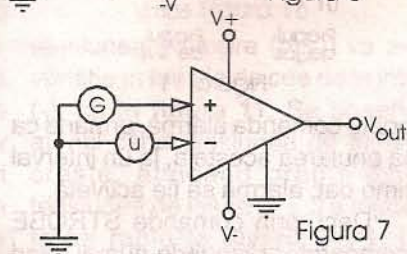


Figura 7

O primă diferență între comparatoare și amplificatoarele operaționale (AO) constă în aceea că, în timp ce primele nu sunt deranjate de regimul de saturație, AO nu se utilizează decât foarte rar în regim saturat, ele funcționând normal în regim liniar, datorită buclei de reacție negativă (dintre ieșire și intrarea inversoare), deci tensiunea lor de ieșire rămânând în limitele funcționării liniare.

În figura 7 este prezentat un AO în buclă deschisă, atacat la intrarea inversoare (-) de o tensiune fixă de referință (u), iar la intrarea

neinversoare de tensiunea furnizată de un generator de semnal de joasă frecvență (G). Acest montaj reliefează faptul că amplificatorului operațional "nu-i place" funcționarea în regim de saturație. Este suficientă o valoare extrem de mică a tensiunii continue (u), pozitivă sau negativă, de doar câțiva milivolți, pentru a aduce AO la saturație (ieșirea sa fiind în starea SUS, sau JOS). Cel mai adesea se poate conecta intrarea inversoare (-) a AO chiar la masă, tensiunea de offset a acestuia fiind suficientă pentru a-l aduce la saturație. Se atacă apoi intrarea neinversoare (+) cu semnalul provenit de la generatorul G. Tensiunea de ieșire a AO (V_{OUT}) va reacționa atunci când tensiunea furnizată de generatorul G va depăși o anumită valoare (foarte mică). Într-o plajă de frecvență de circa 10+50kHz a tensiunii furnizată de generatorul G, în tensiunea de ieșire (V_{OUT}) va apărea o componentă alternativă. Amplificatorul operațional (saturat la început) are un timp de desaturare destul de mare, deci el nu reacționează rapid la tensiunea furnizată de generatorul G (mai ales dacă aceasta nu are o valoare ridicată, sau frecvență foarte scăzută).

Dacă se repetă experiența folosind în locul AO un comparator, se va obține mult mai rapid o reacție a tensiunii de ieșire (V_{OUT}), întrucât acesta are un timp de desaturare foarte scurt. Fiind proiectat să lucreze într-un regim "totul sau nimic", comparatorul a fost proiectat pentru o desaturare rapidă, nefiind necesar un timp (de ordinul microsecundelor) ca la AO.

Este deci clar că utilizat în unele aplicații în locul comparatorului de tensiune, amplificatorul operațional va da rezultate dezamăgitoare.

Există situații în care timpul de desaturare nu este important (fiind oricât de lung) sau este vorba despre o tensiune de ieșire de valoare relativ mare, pentru aplicarea la intrarea unui

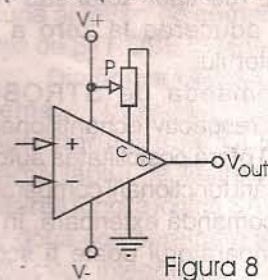


Figura 8

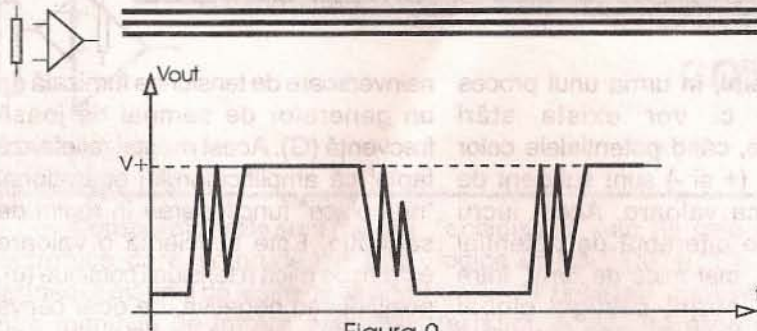


Figura 9

CI logic, de exemplu, în care comparatoarele pot fi suplinite foarte bine de către AO.

În general, banda de trecere a unui comparator este mai mare ca cea a unui AO. Nefiind conceput cu această destinație, amplificatorul operațional se comportă de o manieră necorespunzătoare dacă este folosit drept comparator.

Ca și în cazul amplificatoarelor operaționale, și în cazul comparatoarelor, este foarte dificil ca în procesul de fabricație să se evite o mică desimetrie între cele două tranzistoare de la intrare. Acest lucru face ca ieșirea să basculeze (de la 0 volți la +U) nu la $e_1 = e_2$, cum ar fi normal, ci când diferența $e_1 - e_2$ are o valoare foarte mică (de ordinul milivolților), dar nu zero. Această foarte mică tensiune se numește **offset**. Ea poate fi pur și simplu neglijată, dar există tipuri de comparatoare care permit corectarea acesteia. Acestea conțin suplimentar încă doi pini, notați cu C și C' în figura 8, care se conectează la capetele unui potențiomtru P. Cursorul acestuia se leagă la plusul sursei de alimentare (+V) și prin reglarea acestuia se obține o minimizare a tensiunii de offset. Trebuie avut în vedere că această compensare este valabilă doar la tensiunile de alimentare date și la o anumită temperatură.

La un comparator de tip LM311 unul dintre acești pini pentru corecția de offset servește și pentru comanda de STROBE. Aplicații cu comparatorul LM311 au fost prezentate pe larg în revista TEHNIIUM 7/96. Comanda de STROBE (de tipul "totul sau nimic") permite aducerea la zero a ieșirii comparatorului.

Comanda de STROBE (în engleză, respectiv echantillonge, în franceză) oferă posibilitatea autorizării sau inhibării funcționării comparatorului printr-o comandă exterioară. În acest mod comparatorul poate fi scos din funcțiune pentru perioada dorită. De

exemplu, dacă se utilizează comparatorul pentru comanda unui semnal de alarmă, se poate utiliza comanda STROBE pentru a introduce o temporizare. În timp ce comanda STROBE este aplicată, comparatorul

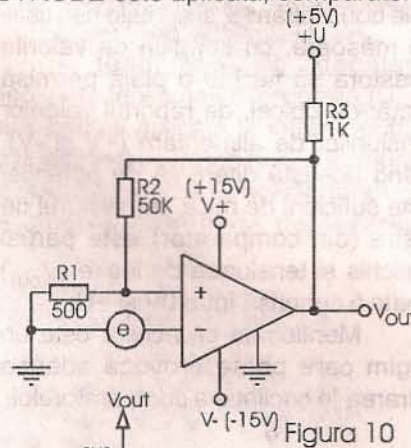


Figura 10

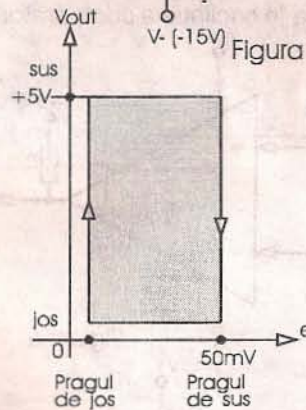


Figura 11

nu poate comanda alarma, urmând ca după anularea acesteia, la un interval de timp dat, alarma să fie activată.

Deci, prin comanda STROBE un comparator răspunde numai când este autorizat.

O altă recomandare pe care o facem se referă la ceea ce am putea numi "nervozitatea" comparatoarelor. Astfel, dacă în schema prezentată în figura 7 se înlocuiește AO cu un comparator, atacat la intrarea neinversoare de generatorul G cu un semnal sinusoidal de frecvență scăzută, la ieșirea acestuia se obține un semnal cu forma de undă prezentată în figura 9.

Se poate observa o intrare în oscilație a comparatorului la fiecare tranziție, întrucât având un câștig

foarte mare, ca și o largă bandă de trecere, este necesară doar o foarte slabă reacție între ieșire și intrare, sau între ieșire și una dintre intrările de corecție ale offsetului, pentru declanșarea intrării în oscilație.

Riscul intrării în oscilație a comparatorului este cu atât mai mare cu cât amplitudinea semnalului furnizat de generatorul G este mai mică și cu cât frecvența semnalului este mai redusă.

Neplăcerile generate de apariția acestor oscilații sunt atât de supărătoare, încât au determinat pe mulți electroniști să renunțe la folosirea comparatoarelor. Dar, evident că nu aceasta este soluția, ci luarea unor măsuri de precauție împotriva acestor oscilații. Se recomandă, în primul rând, folosirea unor conexiuni scurte între intrări și ieșiri, utilizarea unor surse de comandă cu impedanță mică de ieșire, precum și decuplarea surselor de alimentare de tensiune (pozitivă și negativă) prin condensatoare situate în imediata apropiere a circuitului.

Dar, cea mai eficientă metodă de luptă împotriva acestor oscilații nedorite o constituie sistemul reacției pozitive, care transformă comparatorul într-un trigger Schmitt. Acest lucru este prezentat în figura 10. Tensiunea alternativă (care se va transforma la ieșire într-un semnal rectangular) este

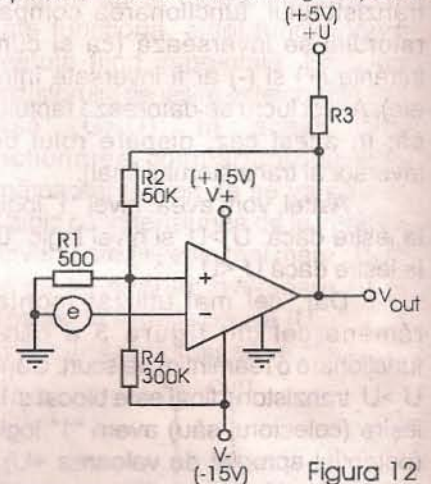


Figura 12

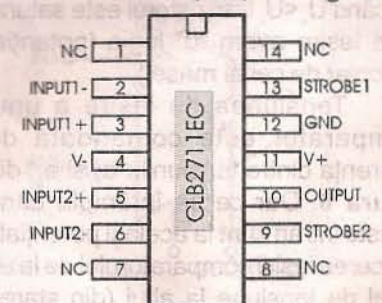


Figura 13



aplicată la intrarea inversoare a comparatorului, iar ieșirea este conectată la o sursă de tensiune (+U) prin intermediul unui rezistor R3. Reacția pozitivă, asigurată prin intermediul rezistorului R2, dintre ieșire și intrarea neinversoare (+) a

se petrece atât de rapid încât comparatorul nu are timpul necesar pentru a intra în oscilație.

Evident că la scăderea potențialului intrării inversoare (-) același fenomen cumulativ va avea loc în sens invers, ceea ce înseamnă că

ecartul va fi de 150mV.

În concluzie, valoarea rezistorului R1 modifică *ecartul* dintre cele două praguri, dar cum se poate modifica chiar *valoarea* acestor praguri?

Acest lucru se observă în **figura 12**, constând în adăugarea unui rezistor (R4) între intrarea neinversoare (+) și plusul sursei de alimentare (+V), sau minusul sursei de alimentare (-V).

Având $R1=500\Omega$ și *ecartul* dintre cele două praguri de 50mV, adică cel de jos la 0V și cel de sus la 50mV, să presupunem că dorim să deplasăm aceste praguri la -25mV și respectiv +25mV. Va trebui să decalăm în jos potențialul intrării neinversoare (+) cu 25mV. Dacă valoarea tensiunii negative de alimentare (-V) este în acest caz de -15V, acest decalaj se poate realiza prin conectarea prin intermediul unui rezistor (R4) a intrării (+) la -V. Valoarea acestui rezistor rezultă de 300k Ω .

S-ar putea obiecta că prin introducerea rezistorului R4 se va modifica *ecartul* dintre praguri, deoarece prezența acestuia va scădea rezistența de la intrarea neinversoare (+) dată până acum doar de R1. Acest lucru nu este real, deoarece prin conectarea în paralel cu R1 a lui R4, datorită valorii mari a acestuia, rezistența de intrare scade cu mai puțin de 1 Ω .

TIPURI DE COMPARATOARE INTEGRATE

Din punct de vedere cronologic primul comparator integrat îl constituie $\mu A710$, care va fi primul reprezentant al unei serii în continuă creștere. La scurt timp a urmat $\mu A711$, produs și la noi în țară, la IPRS-Băneasa sub indicativul CLB2711EC. Acesta este un comparator dual (dublu) și are prezentată capsula împreună cu semnificația pinilor în **figura 13**. Circuitul integrat CLB2711 conține două comparatoare de tensiune având intrări diferențiale separate, o ieșire comună și intrări de comandă pentru funcția de STROBE independente.

Din **figura 14**, care reprezintă schema internă logică a comparatorului dual CLB2711, se remarcă faptul că ieșirea circuitului reprezintă funcția logică SAU a ieșirilor celor două comparatoare ale dublului comparator integrat. Totodată ieșirile

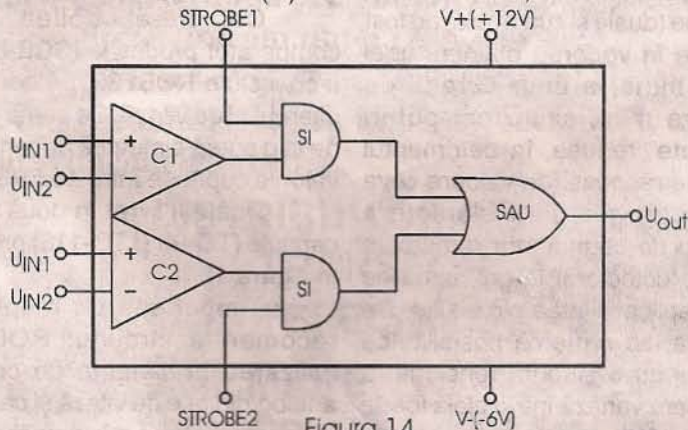


Figura 14

comparatorului (prin intermediul unui divizor rezistiv de tensiune) transformă comparatorul de tensiune într-un trigger Schmitt, ceea ce va împiedica eventualele oscilații să apară.

Comparatorul este alimentat cu o tensiune diferențială de $\pm 15V$, iar tensiunea $U=+5V$. Valoarea tensiunii de ieșire va fi, în acest caz, de 0V sau +5V.

Se poate observa din schemă că intrarea neinversoare (+) este conectată la o tensiune de circa 50mV, prin intermediul divizorului rezistiv (R1 și R2, R3) cu un raport de circa 1/100. Ieșirea se găsește, în acest caz, la un potențial de +5V.

Dacă valoarea tensiunii de la intrarea inversoare (-) este negativă, ieșirea comparatorului este în starea SUS, iar intrarea neinversoare (+) se găsește la +50mV. Crescând progresiv potențialul intrării inversoare (-), atunci când acesta va atinge 50mV tensiunea de la ieșirea comparatorului va începe să scadă, rezultând implicit și o scădere a potențialului de la intrarea neinversoare (+), de o sută de ori mai mică în valoare. Câștigul comparatorului fiind foarte mare (cu mult mai mare de 100) scăderea potențialului de la intrarea neinversoare (+) va determina o scădere importantă a potențialului de la ieșire, ceea ce va face să scadă și mai mult potențialul de la intrarea (+) etc. Începe astfel un proces cumulativ (în avalanșă) foarte rapid, care va aduce ieșirea la potențialul zero volți, ca și intrarea neinversoare (+). Totul

tensiunea de ieșire (V_{OUT}) va avea o variație în funcție de cea de la intrarea (-), ca în **figura 11**. Se observă că atunci când tensiunea de intrare (e) crește, atingând pragul de sus, tensiunea de ieșire (V_{OUT}) a triggerului trece rapid la nivelul JOS, iar la scăderea tensiunii de intrare (e), bascularea se produce la atingerea pragului de jos, tensiunea de ieșire trecând la nivelul SUS.

Cele două praguri de basculare sunt situate astfel: cel de jos aproape la tensiune nulă, iar cel de sus fiind determinat de produsul dintre valoarea tensiunii U (+5V) cu raportul rezistențelor R1/R2 (circa 1/100). Rezultă deci că, modificând valoarea rezistorului R1 se poate modifica *ecartul* dintre aceste două praguri. Astfel, dacă $R1=500\Omega$, acest *ecart* este de 50mV, iar dacă alegem $R1=1,5k\Omega$

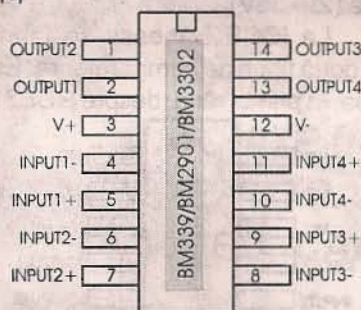


Figura 15

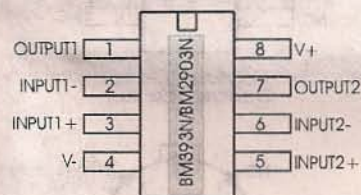


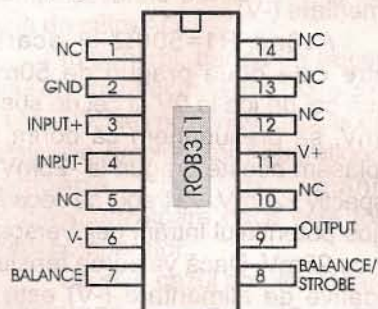
Figura 16



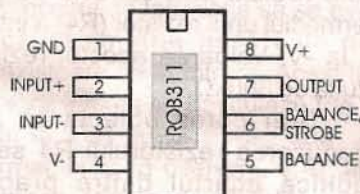
comparatorilor pot fi inhibitate ca urmare a conectării lor la intrările unor circuite care realizează funcția logică ȘI.

Dintre caracteristicile sale mai importante enumerăm:

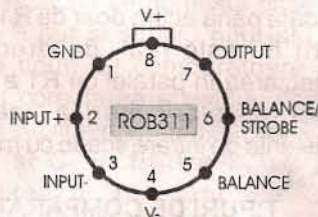
- tensiunea maximă pozitivă: +14V;
- tensiunea minimă negativă: -7V;
- tensiunea maximă de intrare diferențială: $\pm 5V$;
- câștigul în tensiune: minim 700;



Capsula TO-116
(vedere de sus)



Capsula MP-48
(vedere de sus)



Capsula TO-99
(vedere de sus)

Figura 17

- timpul de răspuns: 40ns.

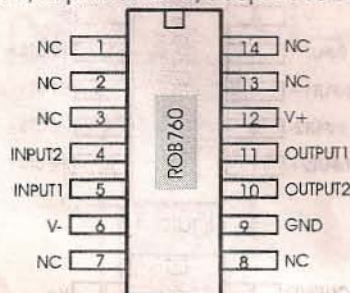
Comparatorul dual CLB2711 face parte din prima generație de astfel de circuite, având ca principală caracteristică favorabilă deosebită sa versatilitate, determinată de structura sa internă, iar dintre dezavantaje menționând curenții relativ mari de polarizare la intrare, precum și necesitatea alimentării de la o sursă de tensiune negativă mai puțin uzuală (-6V).

Dintre comparatoarele făcând parte din generația a II-a, enumerăm pe LM111, iar dintre reprezentantele generației a III-a comparatorul cuadruplu LM339 ($\beta M339$) și pe cel dual $\beta M393$. În țară se fabrică la IPRS - Băneasa comparatoarele cuadruple

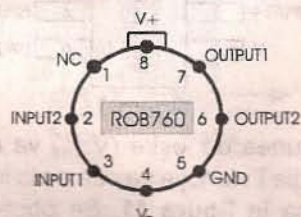
$\beta M339$, $\beta M2901$ și $\beta M3302$, având capsula și semnificația pinilor date în figura 15 și cele duale de tip $\beta M393N$ și $\beta M2903N$, având capsula și semnificația pinilor prezentate în figura 16.

Aceste tipuri de comparatoare de tensiune (duale și cuadruple) au fost concepute în vederea obținerii unei rezoluții bune, a unor curenți de polarizare mici, și a unei puteri "consumate" reduse, în detrimentul timpului de răspuns (de valoare ceva mai ridicată). Ca particularitate a acestui tip de comparator remarcăm ieșirea cu colectorul în gol, ceea ce mărește aplicabilitatea circuitului. De asemenea, se remarcă posibilitatea alimentării cu o singură tensiune, a cărei valoare variază într-o plajă foarte largă ($2V \div 36V$).

La ICCE Băneasa se fabrică alte două tipuri de comparatoare. Este vorba, în primul rând, despre ROB311,



Capsula TO-116
(vedere de sus)



Capsula TO-99
(vedere de sus)

Figura 18

un comparator de tensiune de precizie, care poate fi livrat în trei tipuri de capsule (TO-99, TO-116 și MP-48) prezentate în figura 17. Acesta este un comparator de tensiune de precizie versatil, putând funcționa cu surse de alimentare duble, sau simple, într-o plajă largă de tensiuni: $5V \div 30V$, sau $\pm 15V$. Intrările pot fi izolate față de masa sistemului, în timp ce ieșirea dispozitivului poate comanda tensiuni până la valoarea de 40V și curenți de până la 50mA.

Enumerăm câteva dintre caracteristicile cele mai importante ale circuitului ROB311:

- curent maxim de polarizare la intrare: 250nA;
- curent maxim de decalaj la intrare: 50nA;
- permite compensarea tensiunii de decalaj;
- permite eșantionarea semnalului.

Cel de-al doilea tip de comparator produs la ICCE-Băneasa îl constituie ROB760, un comparator diferențial de viteză. Se poate alimenta de la o sursă simetrică de tensiune cu valorile cuprinse între $\pm 4,5V$ și $\pm 6,5V$.

Poate fi livrat în două tipuri de capsule (TO-99 și TO-116) prezentate în figura 18.

Timpul său de răspuns mic recomandă circuitul ROB760 la utilizarea în sisteme de conversie analog/digitale de viteză și ca detector de trecere prin zero în amplificatoarele de lectură pe disc și bandă.

Câteva caracteristici importante:

- viteză mare, cu timp de răspuns maxim: 25ns;
- mare stabilitate;
- prezintă ieșiri complementare compatibile TTL.

Comparatoarele de tensiune pot fi utilizate într-o multitudine de aplicații practice, scopul articolului de față este de a atrage atenția asupra lor, diferențiindu-le clar de mult mai cunoscutele amplificatoare operaționale.

Bibliografie

- Circuite integrate liniare. Aplicații. M.Ciugudean, V. Tiponut ș.a., Editura Facla, Timișoara, 1986;
- Circuite integrate liniare - A. Manolescu, L.Turic ș.a., Editura Didactică și Pedagogică, București 1983;
- Le Haut-Parleur, nr.1823, 1824/1994;
- Full Line Condensed Catalog IPRS Băneasa, 1990;
- Catalog circuite integrate liniare, ICCE (CCSIT-CE). 1987;

Proser

TEHNICON

București, Str. Silvestru 7; Tel.: 211 89 15; Fax: 211 24 83

- Sirene piezoelectrice pentru alarme auto (75.000lei)
- Contacte import pentru portbagaj, capotă (8.000lei)



**VITACOM
Electronics**

CLUJ-NAPOCA, str. Pasteur nr. 73, tel: 064-438401, 064-438402

bbs: 064-438230 (după ora 16:30), fax: 064-438403

e-mail: office@vitacom.dntcj.ro

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

b-dul Nicolae Titulescu nr.62-64, sectorul I, tel: 01-2229911, fax: 01-2234679

e-mail: vitacom@dnt.ro

DISTRIBUITOR PENTRU ROMÂNIA:

- TRANSFORMATOARE LINII HR-DIEMEN

- TELECOMENZI TIP HQ

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

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

LIVRARE PROMPTĂ DIN STOC !

TEHNIUM • 12/1998

CUPRINS:

AUDIO

- Circuite integrate R.F.T. preamplificatoare de audiofrecvență (II)
- ing. Aurelian Mateescu..... Pag. 1

CATALOG

- Aplicații ale circuitului integrat β E565(II)
- Aurelian Lăzăroiu, ing. Cătălin Lăzăroiu.....Pag. 6

CQ-YO

- Transceiverul monobandă "Crina" - QRP - Gáspár Árpád, Adi Munteanu... Pag.11

LABORATOR

- Construiți-vă un osciloscop !
- ing. Șerban Naicu, ing. Gheorghe Codârlă..... Pag.14
- Receptor cu amplificare directă - ing. Ștefan Ianciu..... Pag.19

ABC

- Comparatoare de tensiune - ing. Șerban Naicu..... Pag.20

99.99%

100%

55.22

47%

DIN SUMARUL NUMERELOR URMĂTOARE:

- Amplificator Hi-Fi de 30W, cu TDA 2040
- Radio 76M2
- Generator de semnal în domeniul 10HZ-1MHz
- Oscilator de AF cu performanțe deosebite
- Aplicații cu CI TBA 820(M)
- Presostat digital

8000 lei

ISSN 1223-7000

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