

Tehniium

nr. 7-8/98

Revistă lunară pentru electroniști

DIN SUMAR:

- Sistemul de comunicații mobile prin satelit "GLOBALSTAR"
- Comunicații radio-pachet de amatori
- Modul flexibil de numărare
- Milivoltmetru electronic
- Metodă de testare a unui amplificator cu semnal dreptunghiular
- Amplificatoarele operaționale și aplicațiile lor
- Amplificator cu bandă largă de trecere la joasă frecvență

TEHNIUM

PROGRES ȘI SPECIALIZARE

Dacă la primul său număr (decembrie 1970) revista TEHNIUM își propunea să conțină "**construcții mecanice, radioamatorism, electronică, cinefoto, miniautomatizări**", începând din ianuarie 1971 și până de curând, subtitlul revistei devenea "**construcții pentru amatori**".

Evident că, în această perioadă, alături de câteva pagini destinate electronicii, în revistă se puteau întâlni numeroase construcții metalice, de mobilier, sfaturi pentru posesorii de acvarii sau cultivatorii de cactuși, probleme de fototehnică și de depanare auto, iar ceva mai târziu de informatică și calculatoare.

Desprinsă din revista "Știință și tehnică", TEHNIUM era alături de aceasta, singura revistă cu profil tehnic din România. Revista și-a menținut profilul mai bine de două decenii, celebrul subtitlu "**construcții pentru amatori**" înfruntând cu succes timpul.

Dar, progresul este nemilos și el nu-i iartă pe cei nostalgici, visători, care nu pot să țină pasul cu el. Iar una dintre laturile progresului o constituie specializarea. Subdomeniile cele mai "explozive" pe care le reunea la început TEHNIUM și-au creat propriile lor publicații (să amintim de domniul informatică-calculatoare, care astăzi cuprinde mai mult de o ... duzină de reviste lunare).

Și TEHNIUM și-a găsit drumul propriu, devenind în ultimii ani ceea ce de fapt reprezenta mai demult, și anume o "**revistă lunară pentru electroniști**".

Evident că așa cum nici o schimbare nu este în proporție de 100% benefică, și revista TEHNIUM a pierdut ceva din farmecul ei de la început, dar a câștigat în rigoarea științifică, modernism, informație. A pierdut probabil și o serie de cititori interesați de alte probleme decât electronica, dar a câștigat, cu siguranță, alții. După o scădere inițială a popularității revistei, creșterea sistematică a tirajului înregistrată în ultimii ani este un semn clar că ne aflăm pe drumul cel bun.

În această perioadă a schimbărilor a existat o oarecare fluctuație în ceea ce privește colaboratorii revistei. Cei mai mulți dintre colaboratorii tradiționali ai revistei au rămas, dar în paginile revistei au început să publice și electroniști tineri și foarte talentați. În TEHNIUM veți găsi astăzi atât articolele unor pasionați de electronică autodidacți, dar și ale unor studenți sau ingineri electroniști, cercetători științifici sau cadre didactice din învățământul superior de specialitate.

Colaborarea dintre cadrele didactice de la facultățile de electronică din țara noastră și revista TEHNIUM ne onorează, iar prezentul număr este o dovadă în ceea ce privește această apropiere. Toți cei trei autori prezentați cu fotografie și biografie în paginile acestui număr sunt cadre didactice prestigioase (șef de lucrări, conferențiar și profesor universitar) doctori în electronică, la Facultățile de Electronică și Telecomunicații din București și Iași.

Alături de aceștia, în revista TEHNIUM au publicat și vor mai publica și alte cadre didactice din învățământul superior de specialitate din țara noastră.

Căutând să rămână preponderent o revistă practică destinată mai ales constructorilor electroniști, revista TEHNIUM nu a neglijat, în ultimii ani, nici prezentarea aspectelor foarte moderne din lumea electronicii de azi, rubrica "Electronica la zi" fiind o dovadă în acest sens. Nu dorim să ne depărtăm nici de cei care abia se inițiază în electronică, aceștia găsind în paginile revistei o serie de montaje simple, care le sunt destinate, iar redacția având în vedere chiar crearea unei rubrici speciale destinate începătorilor.

TEHNIUM rămâne cu predilecție o revistă a electronicii de hobby, de plăcere, dar această pasiune poate fi nu numai una extraprofesională, ci și una profesională. Să nu uităm că în lumea modernă de astăzi, cu un supradezvoltat sector al serviciilor, electronica de plăcere tinde să ocupe un loc extrem de important.

Destinată electroniștilor amatori sau profesioniști, revista TEHNIUM sperăm să fie o publicație realizată cu profesionalism, modernă și pe gustul cititorilor săi.

Adresându-se unui spectru extrem de larg de cititori, cu preocupări extrem de diverse din lumea electronicii, este normal ca TEHNIUM să aibă și colaboratori la fel de larg specializați. În ciuda mării lor diversități de stiluri, preocupări sau moduri de abordare ale problemelor prezentate, pe toți acești colaboratori ai noștri îi unesc câteva calități comune: competența profesională, marea pasiune pentru electronică și nu în ultimul rând, dragostea față de revista TEHNIUM.

Căci, dacă pentru unii electronica reprezintă doar o simplă **profesie**, pentru alții ea înseamnă mai mult decât atât, adică o **pasiune** și în fine, pentru un număr mic de "aleși" electronica reprezintă însăși **viața lor**.

Șerban Naicu

Redactor șef : ing. ȘERBAN NAICU

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

Periodicitate : apariție lunară.

Preț abonament : 6000 lei/număr de revistă.

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



SISTEMUL DE COMUNICAȚII MOBILE PRIN SATELIT

“GLOBALSTAR”

dr.ing. Ioan Tache

În 1991 Loral Corporation și Qualcomm au format Loral Qualcomm Satellite Service Inc. În martie 1994 aceasta și-a schimbat numele în Globalstar Limited Partnership, care cuprinde în acest moment companii de renume în domeniile spațial și al telecomunicațiilor: Loral, Qualcomm, Airtouch Communications, Alcatel, Finnmeccanica, Alenia Spazio S.p.a., Dacom, Daimler-Benz Aerospace, France Telecom, Hyundai, Space Systems Loral, Vodafone.

Caracteristici principale

Globalstar este un sistem global de comunicații digitale prin satelit care completează rețelele de telecomunicații terestre existente: locale publice (PSTN=Public Switched Telephone Network) sau private, celulare terestre (PLMN=Public Land Mobile Network) sau specializate. Toate convorbirile sunt dirijate prin porturi de acces (Gateway) - utilizate pentru control operațional, taxare și alte funcții administrative - care pot fi poziționate în același loc cu infrastructura rețelei terestre. Sistemul Globalstar este mai puțin costisitor decât sistemele comparabile de comunicații mobile prin satelit (MSS=Mobile Satellite Systems), așa cum se observă din **tabel 1**.

Deoarece sistemul lucrează cu infrastructura de telecomunicații existentă nu necesită comutație digitală la bordul sateliților, ceea ce înseamnă că sateliții sunt mai simpli, mai fiabili și mai ieftini. În țările dezvoltate Globalstar extinde acoperirea sistemelor terestre celulare la întreg teritoriul, iar în țările în curs de dezvoltare permite acoperirea cu servicii de telefonie fixă și mobilă a zonelor deficitare.

Servicii oferite

Globalstar oferă două tipuri de servicii: - comunicații vocale și de date și - localizarea poziției.

Comunicațiile vocale digitale utilizează un vocoder cu rată variabilă, de tip CLEP (Code Excited

Linear Prediction) cu o rată medie de 2,4kbit/s și cu o rată de vârf ocazională de 9,6kbit/s. Prelucrarea include anularea zgomotului de fond, iar calitatea este conformă cu condițiile din standardul IS-95 care este standardul terestru de transmisie cu diviziunea căilor în cod (CDMA - Code Division Multiple Access). Vocoderele conțin și blocuri de anulare a ecoului. Sunt disponibile și opțiuni deosebite: conferință, transferul convorbirii, taxă inversă, apel de urgență.

Transmisia de date este asincronă cu o rată de 4,8kbit/s și o probabilitate de eroare de bit (BER=Bit Error Rate) mai mică de 1×10^{-6} . Este disponibil și un serviciu de paging. Se asigură criptarea datelor și a semnalelor vocale.

Portul de acces în sistem asigură pentru înregistrare localizarea poziției cu o precizie de 10km. În cazul comunicației simultane cu cel puțin 2 sateliți, separați spațial cu mai mult de 22° dinspre terminalul utilizatorului, precizia determinării poziției este de 300m cu probabilitatea de 95%, iar determinarea se face în 10 secunde și se transmite la terminalul utilizatorului pentru afișare. Există și facilitatea de secretizare a poziției la cerere.

Telefoanele mobile sau portabile Globalstar sunt capabile să opereze în mod automat cu toate standardele celulare existente, de exemplu cu standardul european GSM (MAP) sau

cu cel nord-american AMPS(IS-41).

Utilizatori ai sistemului

Există 5 mari grupuri de utilizatori:

- utilizatori mobili din zone fără acoperire terestră cu rețele mobile;
- utilizatori mobili din zone cu acoperire terestră cu rețele mobile care se deplasează în afara acestora;
- utilizatori fișci din zone fără servicii de telecomunicații;
- operatori ai rețelelor private sau specializate;
- agenții guvernamentale și firme comerciale.

Agențiile guvernamentale beneficiază astfel de comunicații vocale duplex și de posibilitatea de localizare a poziției. Globalstar este util și în situații de dezastru, în controlul traficului aerian, la companii de transport auto și naval.

Descrierea sistemului Globalstar

Segmentul spațial cuprinde 48 de sateliți dispuși câte 6 în 8 plane orbitale, cu înclinația de 52° , la altitudinea de 1410km. Perioada de rotație pe orbită este de 114 minute, iar timpul mediu de legătură cu un utilizator este între 10 și 15 minute. Sistemul permite acoperirea zonelor dintre latitudinile de 70° Sud și 70° Nord, cu cel puțin 2 sateliți simultan în zonele temperate (**figura**). Acest lucru îmbunătățește calitatea legăturii, reduce fadingul și blocajul. De asemenea, transferul legăturii de la un

MSS	GLOBALSTAR	INMARSAT P-21 ICO	ODYSSEY	IRIDIUM
Altitudine (km)	1400	10400	10400	900
Nr.sateliți	48	12	12	66
Nr.rezerve	8	3	3	17
Masa(kg)	400	1244	1135	700
Putere (W)	1000	3760	1800	1200
Modulație	CDMA	TDMA/FDMA	CDMA	TDMA
Dim.antenă(m)	1	>3	3	>2
Nr.spoturi	16	85	19	48
Procesare la bord	NU	DA	NU	DA
Legături intersatelit	NU	NU	NU	DA
Capacitate (circuite)	65000	24000	27600	56000
Durata de viață	7,5ani	10 ani	10 ani	5 ani
Cost sistem (miliarde \$)	1.8	3,24	1,345	3,4
Cost terminal (\$)	750	4000	-	3000
Cost estimat trafic (\$/min)	0,6	2	0,62	3



satelit la altul se face fără întreruperea convorbirii. Se utilizează controlul dinamic al puterii de emisie a sateliților.

Segmentul terestru conține porturile de acces (Gateway) care sunt proiectate să lucreze în mod automat. Aceste porturi conțin până la 4 antene parabolice cu diametrul de 5,5m (cu sisteme de orientare și urmărire a sateliților), receptoare cu zgomot redus și emițătoare de putere. Porturile de acces în sistem mai cuprind: echipamente pentru CDMA, interfața cu rețeaua terestră locală PSTN, unitatea de calcul.

Segmentul terestru mai cuprinde Centrul Terestru de Control al Operațiilor (GOCC=Ground Operations Control Center) utilizat pentru planificarea și managementul resurselor de comunicație, precum și Centrul de Control al Operațiilor Sateliților (SOCC = Satellite Operations Control Center) utilizat pentru recepția semnalelor telemetrice și generarea comenzilor.

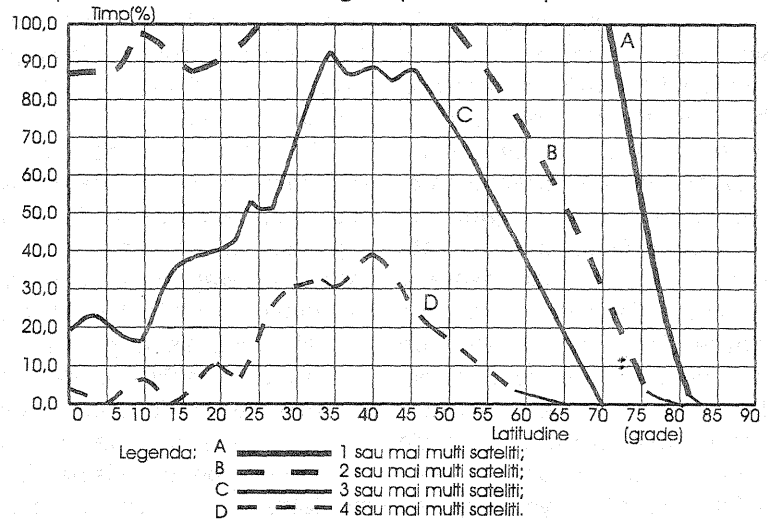
Terminalul utilizatorului este realizat în mai multe variante: portabil, mobil și fix. Terminalul portabil este asemănător telefonului celular standard (de exemplu GSM). Terminalul mobil conține un terminal portabil introdus într-un adaptor din vehicul care conține o antenă cu câștig mai mare, un receptor cu zgomot mai mic și un emițător de putere mai mare. Terminalul fix are performanțe mai bune decât cel mobil în privința câștigului antenei și al puterii la emisie.

Receptorul utilizează recepția în diversitate, deoarece se recepționează simultan semnal de la cel puțin 2 sateliți în majoritatea zonelor.

Parametrii transmisiei și frecvențe utilizate

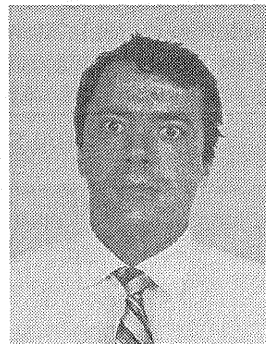
Comunicația între porturile de acces și sateliți se face în banda C (5025MHz-5225MHz pentru traseul ascendent și 6875MHz-7075MHz pentru traseul descendent) cu polarizare circulară stânga (LCHP=Left Hand Circular Polarization) și dreapta (RHCP) pentru reutilizarea frecvențelor. Comunicația între satelit și terminalul utilizatorului se face în banda S (2483,5MHz-2500MHz) pentru traseul descendent și banda L (1610MHz-1626,5MHz) pentru traseul ascendent, în ambele direcții cu polarizare circulară stânga.

Antena satelitului realizează o acoperire globală în banda C. Antenele satelitului pentru benzile S și L sunt configurate pentru a produce 16 spoturi cu compensarea diferenței de atenuare datorită propagării pe distanțe diferite între centrul și marginea zonei acoperite de spot. Fiecare spot generează celule circulare pe suprafața Pământului. Celula centrală este înconjurată de 6 celule în primul inel și de încă 9 celule în al doilea inel. În fiecare celulă există 13 canale cu diviziune în frecvență (FDM=Frequency Division Multiplex) cu banda de câte 1,23MHz, canale ce sunt reutilizate în fiecare spot. În cadrul unui canal FDM se utilizează transmisia cu spectru distribuit (Spread Spectrum), astfel încât un canal FDM poate transporta mai multe circuite



Acoperirea cu mai multi sateliti in functie de latitudine.
(unghi de elevatie de 10 grade si constelatie de 48 de sateliti).

- S-a născut la 8 decembrie 1959, în București;
- A absolvit în anul 1984 Facultatea de Electronică și Telecomunicații a Institutului Politehnic București;
- Între 1984 și 1986 a lucrat la Secția de Cercetare-Proiectare a Întreprinderii Electronica din București, în domeniul amplificatoarelor de frecvență intermediară imagine și sunet. De asemenea, a studiat probleme legate de încadrarea televizoarelor în standardele pentru compatibilitate electromagnetice;
- Din 1986 până în 1990 a lucrat ca cercetător științific în Laboratorul de microunde al Institutului de Cercetări Electronice (I.C.E.) București la proiectarea etajelor de frecvență intermediară și a unor blocuri



dr. ing. Ioan Tache

de prelucrare a semnalelor din receptoarele pentru sateliții meteorologici NOAA, METEOSAT și GMS. A proiectat și blocuri din receptoarele pentru sateliții din sistemul INMARSAT și din receptoarele pentru sateliții ce transmit semnale de televiziune;

- Din 1990 lucrează ca asistent

universitar, iar din 1995 ca șef de lucrări la Catedra de Electronică Aplicată și Ingineria Informației a Facultății de Electronică și Telecomunicații din Universitatea Politehnică București, la disciplina Televiziune;

- A participat în cadrul catedrei la realizarea unor contracte de cercetare științifică în domeniul televiziunii de înaltă definiție, al telefoniei celulare și al comunicațiilor mobile prin satelit;
- Este autorul a 4 cărți și îndrumare de laborator și a 10 articole publicate în reviste de specialitate și în volumele unor conferințe naționale;
- În 1995 a susținut lucrarea de doctorat cu titlul "Compresia de spectre a imaginilor prin prelucrări digitale" la Universitatea Politehnică București.



COMUNICAȚII RADIO-PACHET DE AMATORI (V)

dr.ing. Șerban Radu Ionescu/Y03AVO

Cătălin Ionescu/YO3GDK

-urmare din numărul trecut -

Figura 15 redă schema de principiu a unui demodulator AFSK ce folosește metoda măsurării duratei semiperioadelor. Semnalul AFSK, format rectangular, este eșantionat cu o frecvență de 595,2kHz (care se poate obține, de exemplu, de la divizorul fracționar din schema din **figura 6**, programat cu $M=465$). Pragul de test pentru durata semiperioadelor corespunde numărului de 256 eșantioane.

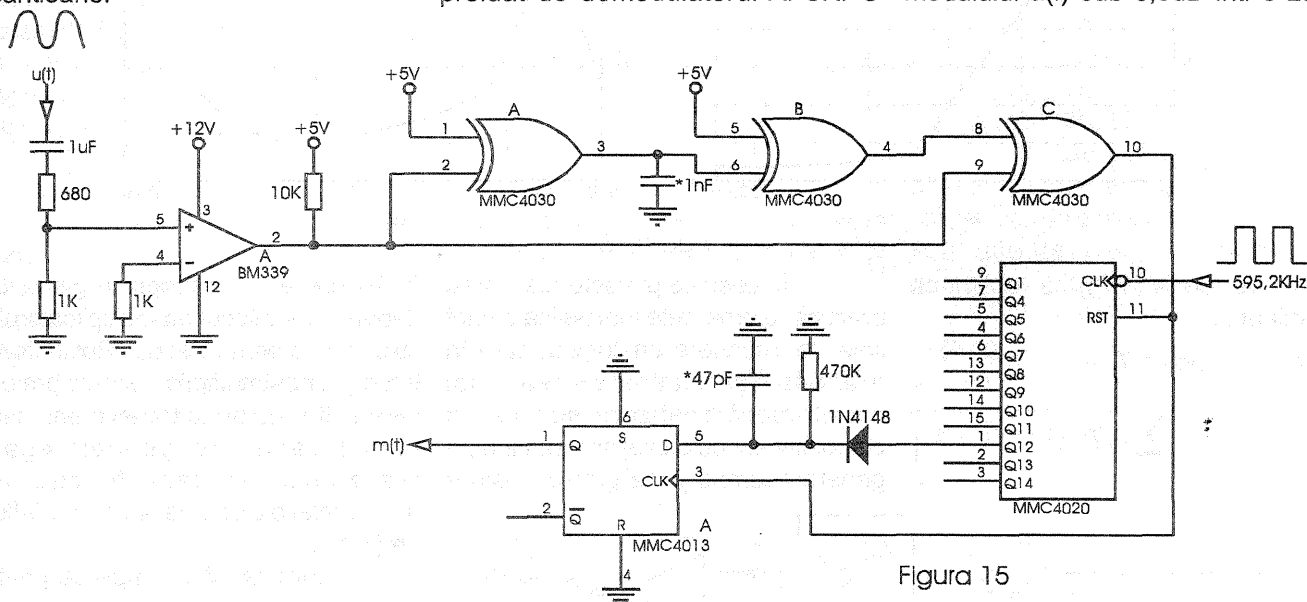


Figura 15

Zgomotul de bandă largă sau alte semnale perturbatoare de bandă îngustă, care trec prin blocul de frecvență intermediară al receptorului se însumează cu semnalul AFSK

filtrare suplimentară a semnalului AFSK are ca prim efect creșterea interferenței intersimbol, dar aceasta se poate menține la un nivel acceptabil în cazul în care caracteristica timpului

centrală de 300Hz și variații ale timpului de întârziere de grup $tg(f)$ mai mici de 0,8ms.

Extinderea principiului descris mai sus (**figura 14**) și pentru viteza de transmisiune de 1200 biți/s este împiedicată de creșterea inacceptabilă a incertitudinii asupra tranzițiilor de bit (la aproximativ 25% din durata unui bit). La întreaga gamă de viteze se poate aplica însă cu succes tehnica de **demodulare diferențială**.

Esența metodei de demodulare diferențială constă în evidențierea modificărilor de frecvență într-un semnal FSK prin compararea evoluției sale curente cu aceea avută cu un anumit timp în urmă. Schema bloc a unui asemenea demodulator este redată în **figura 17**.

Filtrul trece-jos înlătură componentele de frecvență dublă care apar în urma multiplicării semnalului

vocale sau de date prin utilizarea unor secvențe pseudoaleatoare PN (Pseudo Noise) ortogonale. Se obține astfel o transmisie cu CDMA (o formă modificată a standardului IS-95) care are avantajul unei comportări foarte bune în prezența interferențelor și al generării unor interferențe proprii foarte reduse. Se asigură în acest fel și un anumit nivel de securitate al convorbirilor. Deoarece capacitatea sistemelor cu CDMA este limitată de interferența proprie pe care o generează, limita capacității poate fi extinsă (spre deosebire de sistemele cu FDMA și TDMA).

Taxarea

Taxarea se bazează pe timpul de utilizare al circuitului și pe tipul serviciului. Comunicațiile vocale se taxează de la momentul începerii convorbirii până la eliberarea circuitului. Taxa pentru comunicațiile de date depinde de cantitatea de informație transmisă (echivalentă cu timpul de utilizare a rețelei). Taxa pentru porțiunea terestră a convorbirii este cea din rețeaua respectivă, PSTN sau PLMN. Taxa pentru localizarea poziției depinde de precizia localizării. Pentru determinarea poziției cu 2 sateliți taxa se bazează pe numărul de poziții determinate și transmise utilizatorului.

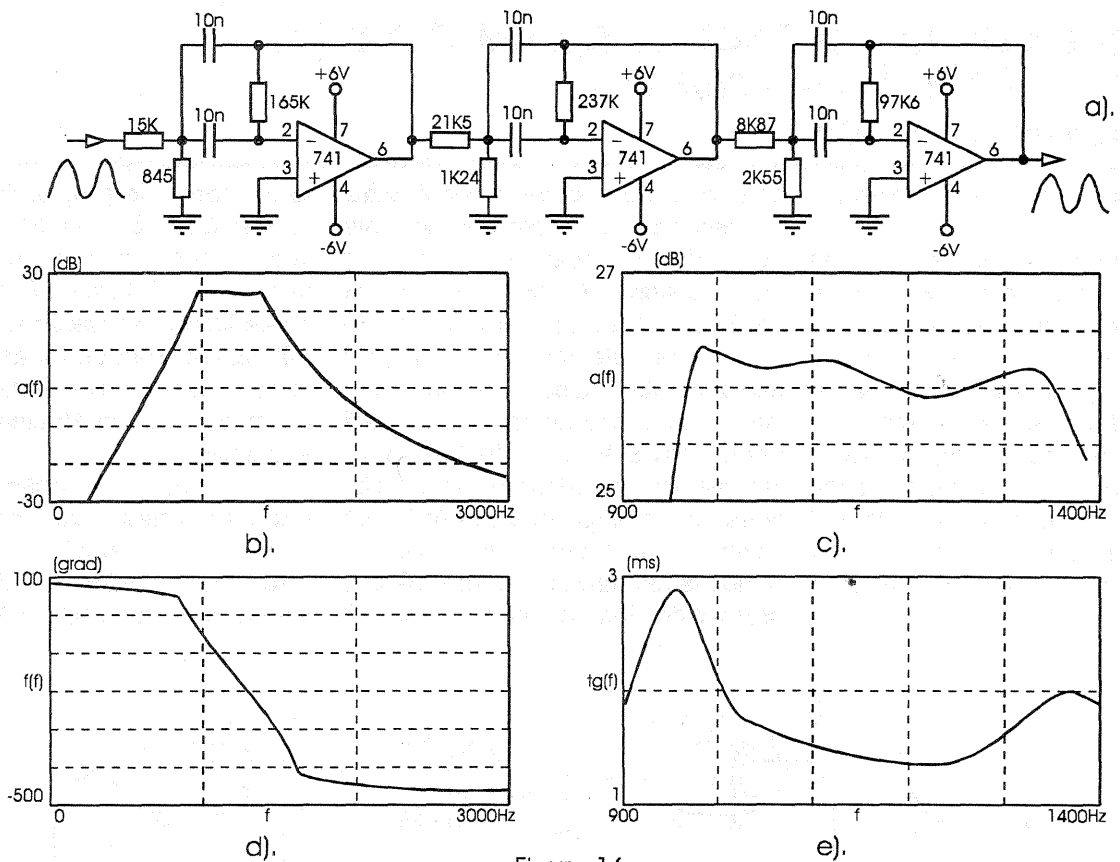


Figura 16

AFSK, de forma (1-3), cu replica sa întârziată cu T_i .

$$v(t) = P_c \cos[\omega_c T_i + K_\omega \int_{t-T_i}^t \sum_k a_k p_T(\tau - kT) d\tau] \quad (2-4)$$

În ceea ce privește realizarea practică, elementele mai delicate sunt linia de întârziere analogică, care în prezent își găsește cea mai avantajoasă realizare sub forma dispozitivelor cu cuplaj prin sarcină (în general scumpe și mai greu accesibile

întârziere a unui simplu registru de deplasare și înlocuirea multiplicatorului cu un sumator modulo doi. Rolul filtrului trece-jos postmultiplicator este preluat de un filtru numeric transversal, care atunci când are ponderi egale realizează de fapt funcția de autocorelație a semnalului $p_T(t)$ (definit de (1-1)).

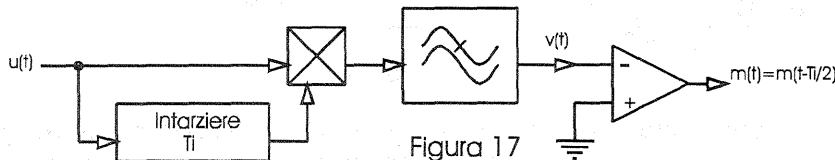


Figura 17

O bună alegere a valorii întârzierii T_i este aceea pentru care $\omega_c T_i = \pi/2$ (deci $T_i = 147,1 \mu s$ pentru viteza de 1200 bit/s și $T_i = 213,7 \mu s$ pentru viteza de 300 bit/s), și întrucât cu această alegere întârzierea este mai mică decât durata unui bit, argumentul funcției sinus din noua expresie a semnalului $v(t)$

amatorilor) și multiplicatorul analogic, care trebuie să lucreze în toate cele patru cadrane. Fabricanții de modeme integrate au abordat însă varianta numerică a acestui tip de demodulator, în care semnalul de intrare AFSK este mai întâi format rectangular, ceea ce permite folosirea drept linie de

Figura 18 exemplifică printr-o realizare cu circuite convenționale această variantă de demodulator diferențial. Răspunsul filtrului transversal la un bit singular cu valoarea 1 și plasarea pragului de comparație optim sunt arătate în figura 18(b). Pentru varianta numerică, valoarea întârzierii T_i se alege astfel încât impulsurile parazite care apar la ieșirea sumatorului modulo doi (circuitul sau-exclusiv) pe

$$v(t) = -P_c \sin \left[K_\omega \int_{t-T_i}^t \sum_k a_k p_T(\tau - kT) d\tau \right]$$

variază în timp, ulterior momentului de semnalizare kT , după una dintre traiectoriile din figura 13. Întrucât pentru unghiuri mai mici în modul decât $\pi/2$ semnul funcției sinus este același cu semnul unghiului, la ieșirea comparatorului de nivel din figura 12 apare semnalul modulator întârziat cu $T_i/2$.

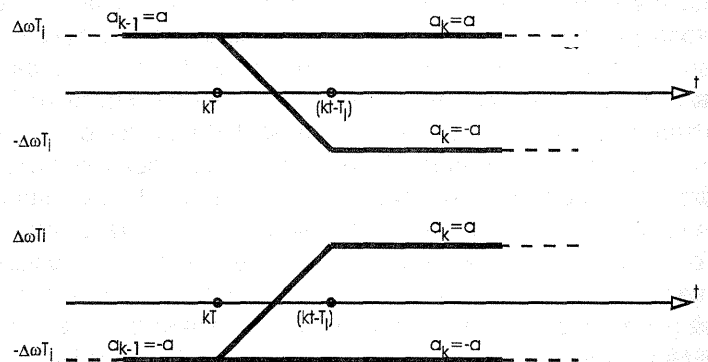


Figura 18



AMPLIFICATOR CU BANDĂ LARGĂ DE TRECERE LA JOASĂ FRECVENȚĂ

ing. Aurelian Mateescu

În mod uzual amplificatorul de curent alternativ are banda de trecere limitată în jurul valorii de 20Hz, limita inferioară a spectrului audio. Uneori, pentru aplicații speciale, sunt necesare amplificatoare care să poată amplifica și semnale cu frecvențe sub 20Hz, blocând însă trecerea curentului continuu. În general, aceste amplificatoare au o construcție mai dificilă, utilizând capacități de valori foarte mari și necesitând compromisuri în ceea ce privește impedanța de intrare și câștigul amplificatorului.

Figura prezintă soluția unui amplificator cu o frecvență de tăiere inferioară extrem de coborâtă, utilizând un condensator de intrare de valoare relativ mică și care dispune de reglajul independent al câștigului și al rezistenței de intrare. Primul etaj al amplificatorului

este un convertor cu rezistența negativă, cu ajutorul căruia se poate stabili valoarea rezistenței de intrare. Împreună cu capacitatea C1, rezistența convertorului stabilește punctul de tăiere al caracteristicii la limita inferioară de frecvență.

- frecvența limită inferioară a amplificatorului: $f_{inf} = 1/2R_{in}C_1$;
 - câștigul total al amplificatorului: $G = (R_5 + R_6)/R_6$.
 Pentru: $R_1 = R_2 = R_4 = 100k\Omega$; $R_3 = 97,6k\Omega$; $C_1 = 0,1\mu F$, se obține: $R_{in} \approx 4M\Omega$; $f_{inf} \approx 0,4Hz$.

Pentru $R_5 = 100k\Omega$ și $R_6 = 10k\Omega$, rezultă un câștig: $G = 11$. Frecvența limită superioară a amplificatorului este determinată în special de tipul amplificatorului operațional utilizat, în cazul prezentat TL082CP.

Se pot experimenta și alte amplificatoare operaționale cu intrare pe tranzistoare FET (LF356 și echivalente) și amplificatoare operaționale "comune": $\beta A301$, $\beta A709$, $K157UD2$, $\beta M381$, $\beta M387$ sau chiar 741.

Cel de-al doilea etaj al amplificatorului stabilește valoarea câștigului. Cu ajutorul formulelor de mai jos se pot stabili:

- rezistența de intrare a amplificatorului:
 $R_{in} = R_1 R_2 R_4 / (R_2 R_4 - R_1 R_3)$;

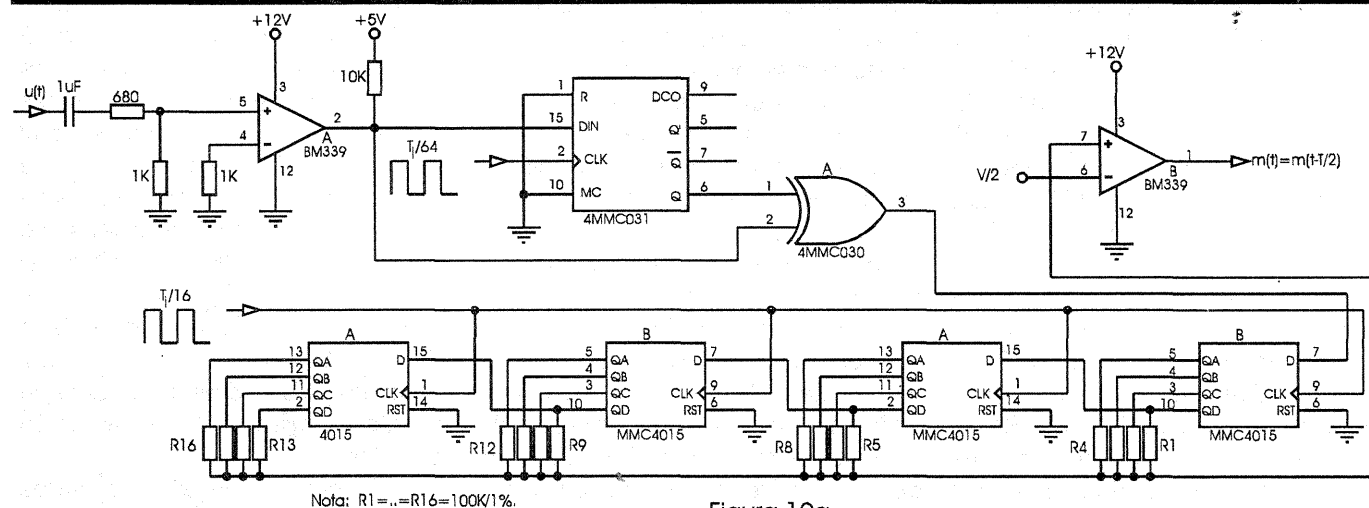
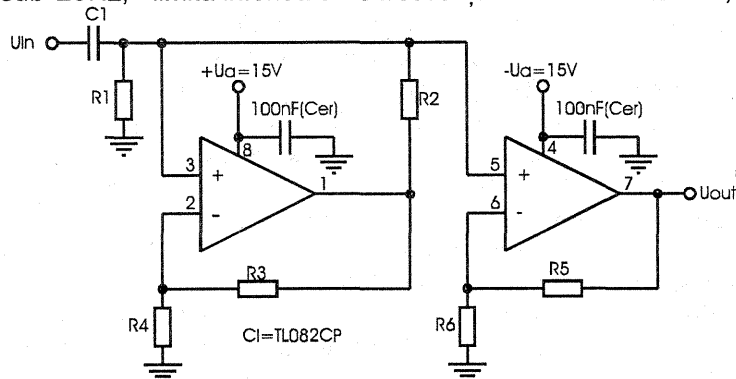


Figura 19a

durata transmiterii neîntrerupte a celor două frecvențe de semnalizare (mai multe intervale de semnalizare consecutive) să aibă aceeași lățime (în timp).

$$T_i = \frac{\pi(3\omega_c - \Delta\omega)}{2(\omega_c^2 - \Delta\omega^2)} \quad (2-6)$$

Pentru viteza de 300biți/s condiția (2-6) corespunde la $T_i = 627,3\mu s$, iar pentru 1200biți/s la $435,6\mu s$.

- sfârșitul serialului -

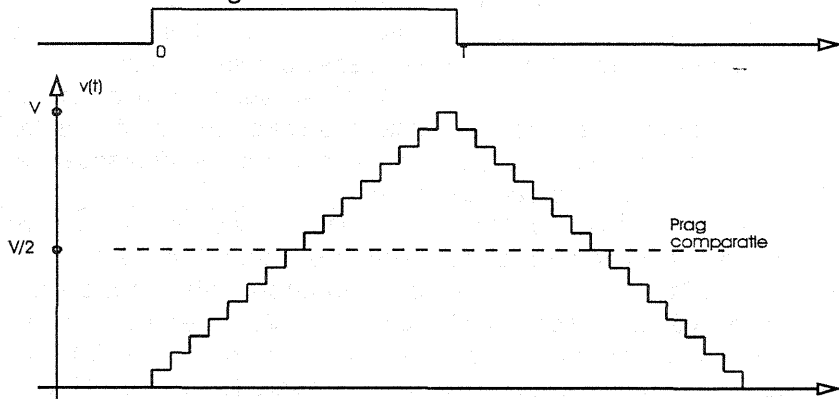


Figura 19b

**FUNȚIONAREA ȘI DEPANAREA VIDEOCASETOFOANELOR (IX)**

ing. Șerban Naicu

ing. Florin Gruia

BLOCUL DE ALIMENTARE AL VIDEOCASETOFONULUI*-urmăre din numărul trecut-***SHARP VC - 6V3N**

Schema este prezentată în **figura 6**.

Alimentarea se face de la rețeaua de 220V/50Hz prin intermediul siguranței fuzibile F901 (500mA) și a filtrului antiparazit L901/C901. Primarul acestui transformator de rețea, T901, nu prezintă siguranța internă termică. Secundarul conține trei înfășurări distincte.

Blocul de alimentare livrează următoarele tensiuni: +15V (UR15V), +12V(AT12V) și +5V (AT5V). Prima înfășurare secundară alimentează, prin intermediul rezistorului de protecție R907 (0,22Ω) puntea redresoare formată din diodele D4+D7, de tip ERA15-01. La bornele condensatorului electrolitic de filtraj C908 se obține tensiunea de 23V. Tranzistorul regulator serie Q902, de tip 2SB1098, stabilizează tensiunea la valoarea de 15V. El este comandat în bază de un amplificator diferențial de eroare format de tranzistoarele Q903 și Q904, de tip 2SC945. Ca tensiune de referință se folosește tensiunea stabilizată de 5V adusă în baza lui Q903 cu ajutorul rezistenței R910. Baza lui Q904 urmărește tensiunea de eroare de pe ieșirea de 15V, divizată cu grupul de rezistoare R911, R913, R914, R915.

A doua înfășurare secundară este protejată, la fel ca prima, cu ajutorul unei rezistențe fuzibile R916 (0,22Ω). Puntea redresoare este formată tot din diode de tipul ERA15-01 (D909+D911). La bornele lui C911(2200μF) se obține tensiunea continuă de 22V. Tranzistorul regulator serie Q905, de tip 2SB1094, stabilizează tensiunea la valoarea de 12V.

Amplificatorul de eroare este realizat cu un circuit integrat IC901, de tip M5237V. Tensiunea de eroare de la ieșirea de 12V se aplică la IC901 prin intermediul divizorului rezistiv R919, R920, R921.

A treia înfășurare secundară atacă puntea redresoare formată din diodele D912+D915 (ERA15-01), prin intermediul rezistenței fuzibile de

protecție R928(0,5Ω). La bornele condensatorului electrolitic de filtraj C914 (2200μF) se obține tensiunea continuă de 9,4V. Tranzistorul regulator serie este Q906, de tip 2SB772 (R,Q). În colectorul său se obține tensiunea de +5V stabilizată. Ca amplificator de eroare se folosește același tip de circuit integrat ca la sursa de 12V, și anume IC902, de tip M5237L. Tensiunea de eroare de la ieșirea de 5V este divizată de grupul R924, R925, R926.

PANASONIC NV-F55/F95

Acest bloc de alimentare folosește ca structură un convertor urmat de un transformator izolator galvanic, realizat din ferită. Schema bloc a acestui etaj de alimentare este dată în **figura 7**, fiind utilă la înțelegerea funcționării schemei electronice de principiu.

În **figura 8** este prezentată schema blocului de alimentare de la modelul PANASONIC NV-F55/F95, acesta este folosit (în diverse variante) la majoritatea modelelor PANASONIC/NATIONAL. O schemă asemănătoare folosește modelul NV-HD100EE.

Descrierea schemei

Tensiunea rețelei electrice, după ce parcurge siguranța fuzibilă de protecție F1101 (2A) și cele două filtre antiparaziți L1101 și L111, se aplică punții redresoare D1102, de tip S1WBA60S. O componentă aparte o constituie varistorul D1101, al cărui scop este de a rețea (a limita) șpițurile accidentale de tensiune care pot apărea pe rețeaua electrică, periculoase prin faptul că pot distruge puntea redresoare sau circuitul integrat IC1101. Rezistența R1132 are rolul de a descărca rapid condensatoarele de filtraj C1101 și C1102 la scoaterea din priză, existând altfel riscul ca ștecherul "să curetze" deși aparatul a fost debransat de la rețea.

După redresare, curentul continuu obținut este filtrat cu condensatorul electrolitic C1103 (68μF/400V). Pentru limitarea curentului prin puntea D1102 la pornirea sursei (deoarece C1103 este descărcat, el se comportă ca un

scurtcircuit până se încarcă) s-a introdus rezistența de limitare R1131 (2,2Ω). Condensatorul C1103 se încarcă până la aproape 300V.

Startul comutării (START)

La conectarea la rețea puntea redresoare transformă curentul alternativ în curent continuu, filtrat cu condensatorul electrolitic C1103. Tensiunea continuă de la borna pozitivă a condensatorului C1103 încarcă, prin intermediul rezistențelor R1103 și R1133 (220kΩ), condensatorul electrolitic C1109 (47μF), aflat la înfășurarea de reacție V1, V2 după dioda redresoare D1106. Condensatorul C1109 se încarcă până la atingerea tensiunii de 16V. În acest moment circuitul integrat IC1101, de tip STRS6545LF, detectează această tensiune și oscilatorul generează un puls. Tranzistorul de tip MOS-FET din interiorul integratului este acționat de acest puls și adus în conducție. Curentul său de drenă, care este furnizat la pinul 1 al circuitului integrat, parcurge înfășurarea P1-P2 a transformatorului producând o forță electromotoare. Energia electrică transformată în energie magnetică se acumulează în câmpul magnetic al înfășurării P1, P2. Datorită variației de curent, prin inducție în înfășurarea de control V1-V2 ia naștere o tensiune electromotoare. La fel se întâmplă și cu toate celelalte înfășurări secundare S1+S6, dar datorită prezenței diodelor D1107+D1110 și a modului cum sunt conectate înfășurările și polaritățile diodelor, curentul este blocat în secundar.

Tensiunea indusă în înfășurarea de control V1-V2 este redresată monoalternanță cu dioda D1106, de tip MA178, filtrată cu condensatorul electrolitic C1109 (47μF) și introdusă în IC1101 prin pinul 5 către etajul de START.

Circuitul oscilatorului (OSC)

Generează impulsuri dreptunghiulare care intră în circuitul DRIVE de excitație a tranzistorului comutator MOS-FET.

Circuitul de detectare a tensiunii de ieșire

Acest circuit constă în esență

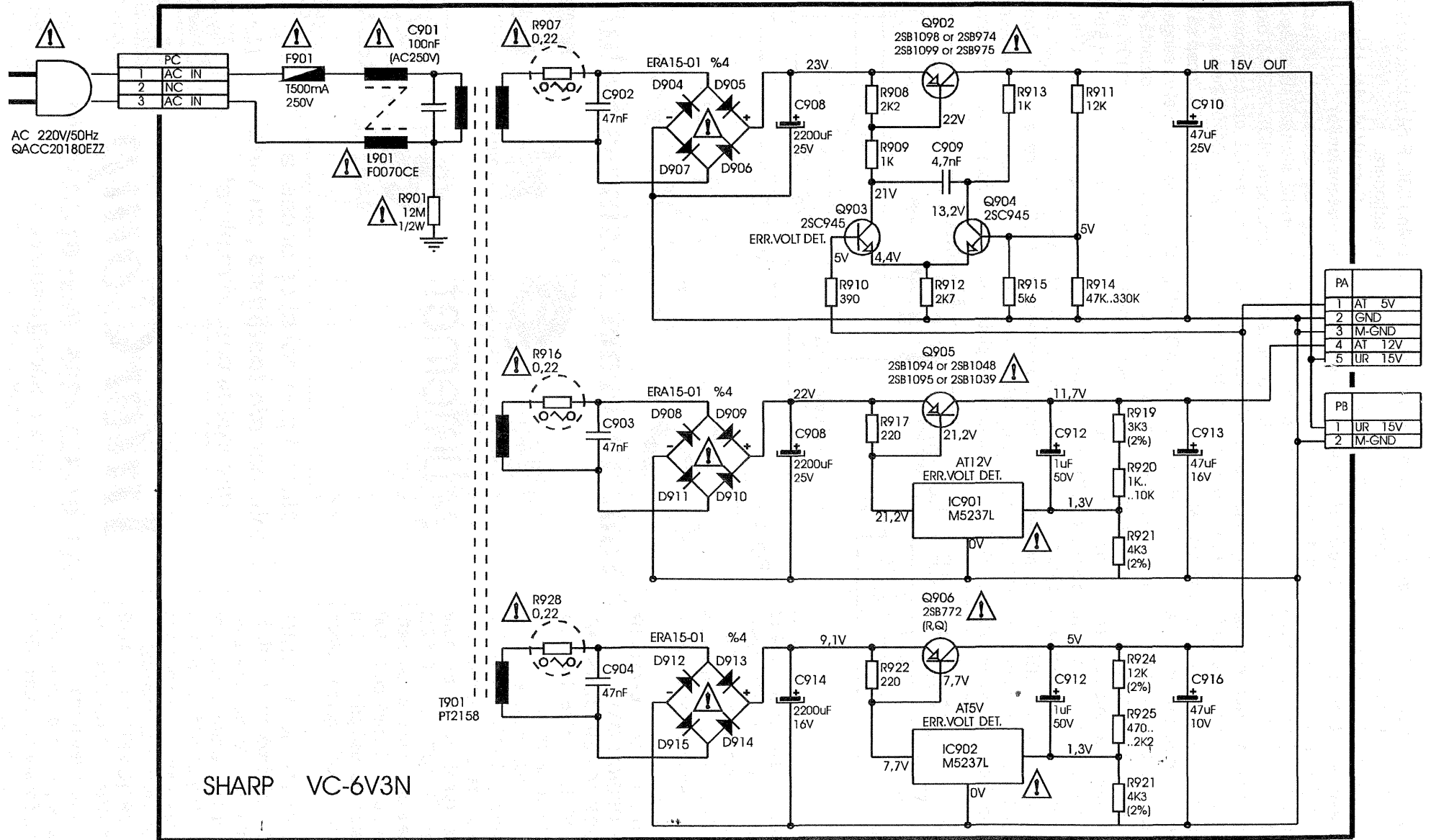


Figura 6





din fotocuplorul Q1101, de tip PS2561L1, și detectorul de tensiune IC1103, de tip μ PC1093J, conectat la tensiunea nestabilizată de 5,3V. La pinul notat R (REFERENCE) al lui IC1103 se aduce cu ajutorul divizorului rezistiv R1110, R1112, R1113 tensiunea de eroare de la ieșire. Dacă această tensiune este mai mare decât 2,5V (tensiunea de referință), amplificatorul operațional ce funcționează ca un comparator, existent în IC1103, furnizează la ieșirea sa o tensiune ridicată, care aduce în saturație tranzistorul de ieșire din IC1103. Aceasta are în colectorul său montată dioda LED a fotocuplurului, care va începe să lumineze mai intens. Tranzistorul

supratensiune, care va bloca având 330 μ F dă o constantă de timp de acționare.

4) TRIGGER CIRCUIT - Circuitul de triggerare la supracurent

Circuitul de triggerare este activat când la pinul 7 al IC1101 tensiunea atinge valoarea de 0,7V. Activându-se, va bloca oscilatorul, întrerupând comutarea.

Când tranzistorul MOS-FET este solicitat să furnizeze curent mai mare datorită cererii din secundar, la bornele rezistenței traductoare de curent R1107 tensiunea va crește. Cu ajutorul diodei D1105, de tip MA723 tensiunea este redresată și filtrată cu C1118, R1105 și C1110. Acesta din urmă este montat chiar pe pinul 5 și

Circuitul de absorbție a supratensiunilor

Se folosește la reducerea supratensiunilor care apar când tranzistorul MOS FET se blochează. Când astfel de componente se generează, D1103 intră în conducție, iar C1107 și C1108 încep să încarce. Când anodul diodei va atinge aceeași tensiune cu catodul, datorită încărcării condensatoarelor C1107 și C1108, dioda D1103 se va bloca și descărcarea începe. Curentul de descărcare va alimenta rezistența R1102, care va transforma supratensiunile în energie termică.

- continuare în numărul viitor -

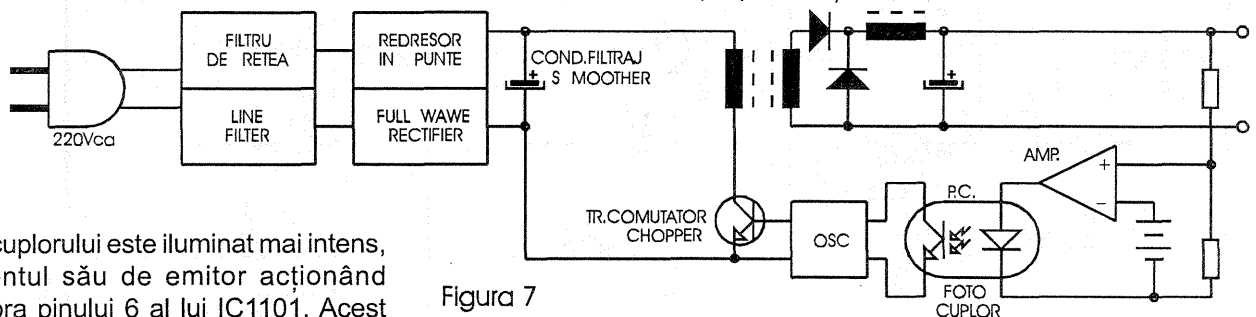


Figura 7

fococuplurului este iluminat mai intens, curentul său de emitor acționând asupra pinului 6 al lui IC1101. Acest curent va scurta perioada de conducție a MOS-FET-ului și deci tensiunea secundară va scădea, revenind la valoarea inițială.

Circuitul de protecție (PROTECT OPERATION)

1) OCP (OVER CURRENT PROTECTION) - circuitul de protecție la supracurent

Circuitul OCP este activat în timpul conducției MOS-FET-ului. Curentul său de sursă creează o cădere de tensiune la bornele rezistenței R1107 de 0,82 Ω (proporțională cu curentul consumat). Această tensiune, divizată cu R1106 și R1116 este introdusă prin pinul 4 în IC1101 circuitului OCP care va bloca oscilatorul.

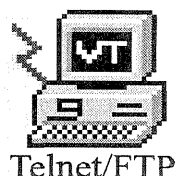
2) TSD (THERMAL SHUT DOWN) - Circuit protecție termică

Acest circuit de protecție este activat când temperatura capsulei circuitului integrat IC1101 atinge 150°C. În acest moment se vor bloca oscilațiile, convertorul oprindu-se.

3) OVP (OVER VOLTAGE PROTECTION). Circuitul de protecție la supratensiune

Dacă la pinul 5 al lui IC1101 tensiunea depășește valoarea de 28,5 V se va activa circuitul de protecție la

★ StarNets ★ Your Internet Business Solution



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

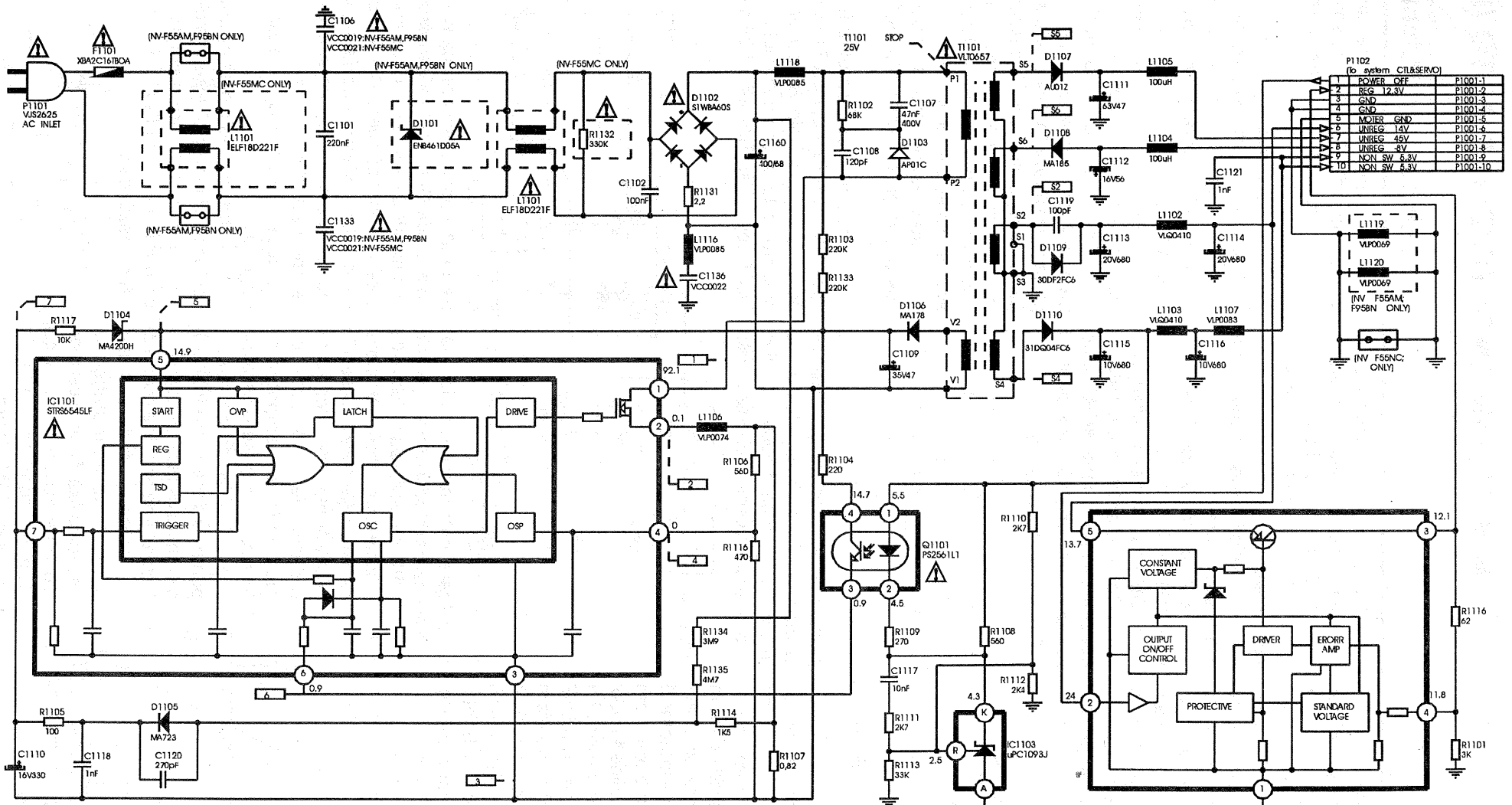
InterComp

Tel: 01-323 8255 Fax: 01-3239191

Email: office@starnets.ro

http://www.starnets.ro

HOT JAVA



P1102 (to system CIT&SERV)	P1001-1
1	POWER OFF
2	REG. 12.3V
3	GND
4	GND
5	MOJER GND
6	UNREG. 12V
7	UNREG. 45V
8	UNREG. 5V
9	NON SW 5.3V
10	NON SW 5.3V
11	P1001-10

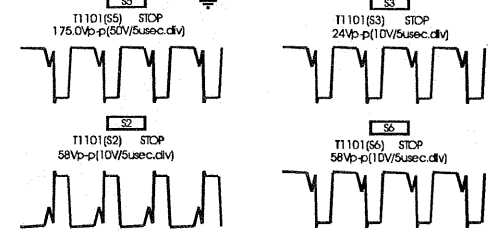
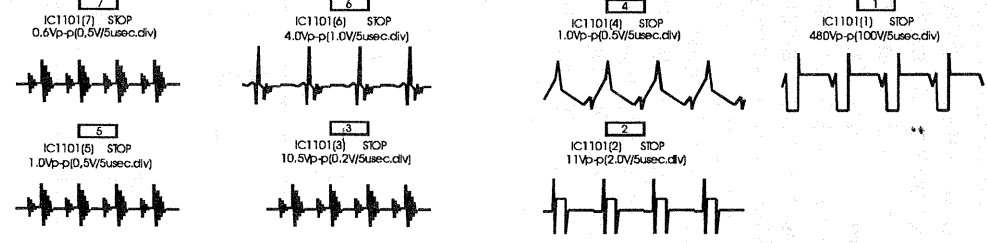


Figura 8





MINIRADAR ANTICOLIZIUNE AUTO (II)

dr.ing. Andrei Ciontu

- urmare din nr.5/1998 -

Schema bloc și de principiu

Miniradarul se prezintă constructiv sub forma a două boxe (cu cablurile de legătură dintre ele) care conțin unitatea de RF (cea care se montează afară sub caroserie, în față sau în spate, **figura 1a** și, a doua, unitatea de procesare, care poate arăta ca în **figura 1b** și care se montează în habitacul autoturismului (la bord, sau pe polița lunetei din spate).

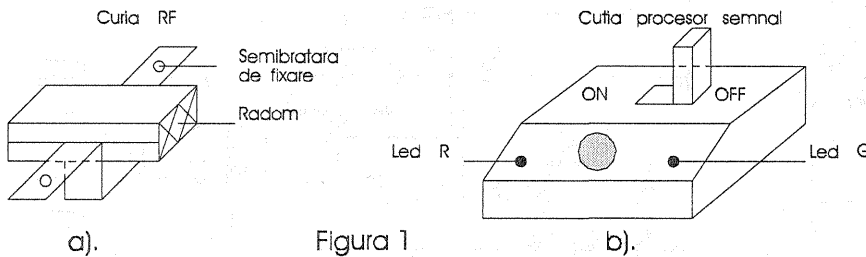


Figura 1

Modulul de RF

Schema bloc a unității de RF este prezentată în **figura 2**. O primă soluție aleasă pentru miniradarul anticoliziune auto este aceea că vom folosi o diodă Gunn, care se poate alimenta ușor de la acumulatorul autoturismului. De asemenea, vom folosi modulația în amplitudine a unei emise pentru mărirea raportului semnal/zgomot la recepție. În primul articol s-a demonstrat, sperăm convingător, că radarele cu emisie nemodulată (simple Doppler) nu au șanse de a fi folosite în scopul de față.

Semnificația blocurilor din **figura 2** este:

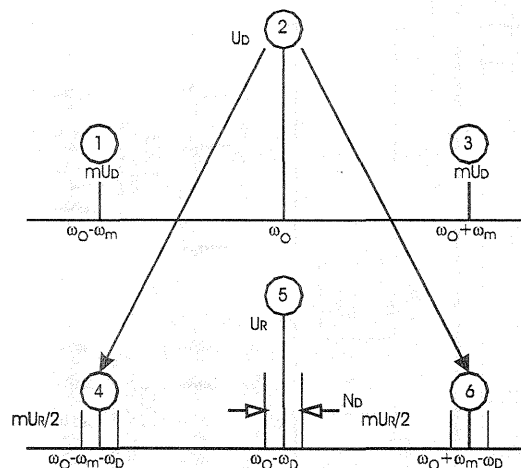


Figura 3

- ST- stabilizator de tensiune;
- IO - indicator optic (LED verde);
- FTB - filtru trece-bandă;
- AFI - amplificator de frecvență intermediară;
- DG - diodă Gunn (generatoare și amestecătoare);
- DM - diodă de modulație;
- AH - antena horn;
- OM - oscilator de modulație.

Componenta principală a acestui compartiment de RF este modulul Doppler (MD) care poate fi

procurat (există produse industriale de catalog) sau confecționat. Deși există mai multe tipuri de module Doppler, trebuie spus că pentru aplicația de față

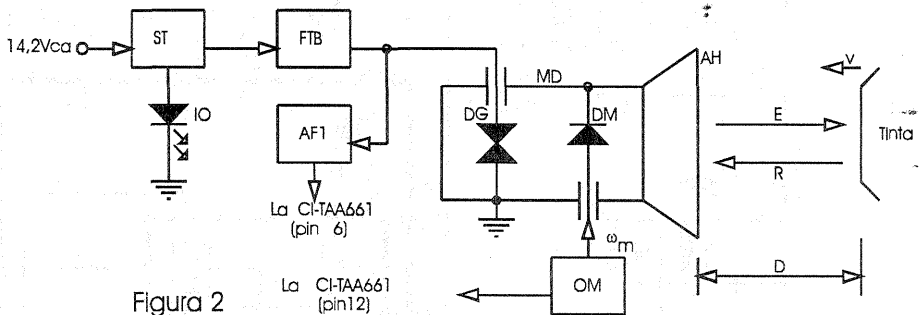


Figura 2

a lui (care este neconvențională) interesează un modul Doppler pe ghid R100 cu diodă Gunn (care are o alimentare simplă), cu dioda de mixare (Schottky) plasată în aceeași cavitate. Pentru că radarul de față este cu modulație în amplitudine (pentru a-i mări sensibilitatea) vom folosi dioda de mixare pentru a face o modulație a cavității (variația periodică a factorului de calitate a acesteia) prin aplicarea pe diodă a unui semnal de modulație de frecvență fixă, f_m . În acest mod dioda de mixare (a modulului Doppler) devine diodă de modulație (DM, **figura 2**).

Semnalul emis către țintă (autoturismul din față sau din spate, reflector radar) este de forma binecunoscută:

$$U_E = U_E(1 + m \sin \omega_m t) \sin \omega_0 t = U_E \sin \omega_0 t + m(U_E/2) \cos(\omega_0 + \omega_m)t - m(U_E/2) \cos(\omega_0 - \omega_m)t$$

$f_0 = \omega_0 / 2\pi$ - frecvența purtătoare (în banda X);
 $f_m = \omega_m / 2\pi$ - frecvența modulatoare ($f_m = 455 \text{ kHz}$).

Spectrul de amplitudine-frecvență al acestei oscilații este prezentat în **figura 3a**. Unda reflectată (U_R) și recepționată (dacă există) va avea, evident, o atenuare ($U_R \ll U_D$) și o întârziere ($t_p = 2D/C$) față de unda emisă, expresia ei fiind:

$$U_R = U_R \sin \omega_0(t - t_p) + (m U_R / 2) \cos[(\omega_0 + \omega_m)(t - t_p)] - (m U_R / 2) \cos[(\omega_0 - \omega_m)(t - t_p)]$$

Spectrul de amplitudine-frecvență este reprezentat în **figura 3b** și față de cel din **figura 3a** se observă că toate componentele au o fază Doppler variabilă. Într-un element

nelinear activ de mixare, care este chiar dioda Gunn, pot apărea diverse combinații de semnale. Combinațiile care interesează sunt 2-4 și 2-6 care conduc la o diferență de fază (între purtătoarea emisă și benzile laterale recepționate) de:

$$\omega_0 t - (\omega_0 \pm \omega_m)(t - t_p) = \pm \omega_m t - (\omega_0 \pm \omega_m)t_p = \pm \omega_m t - \omega_0 t_p$$

În **figura 4** este dată diagrama vectorială cinematică a semnalelor.

Frecvența intermediară fi a semnalului rezultat U (care interesează) este:

$$f_i = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} (\pm \omega_m t - \omega_0 t_p) = \pm \frac{\omega_m}{2\pi} - \frac{1}{2\pi} \omega_0 \frac{dt_p}{dt}$$

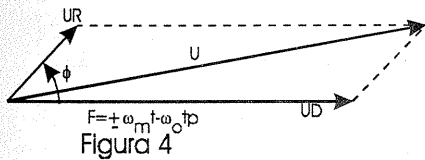


Figura 4

$$= \pm f_m - f_0 \frac{2 dD}{c dt} =$$

$$= \pm f_m - \frac{2\vartheta_a}{\lambda} = \pm f_m - f_D$$

Din schema bloc se observă că FTB centrat pe frecvența f_m și având o bandă de frecvență de trecere B cât mai îngustă (sub 2kHz), nu va elimina frecvența Doppler (f_D) care este informația urmărită care va conduce la decizia "există ținta" în fața sau în spatele autoturismului propriu. Faptul că frecvența Doppler este purtată de frecvența modulatoră f_m , face ca raportul semnal/zgomot să crească mult față de cazul radarului Doppler simplu (nemodulat) și pe această bază să crească raza de acțiune D (ceea

Dacă nu există semnal reflectat, semnalul cu frecvența f_m nu poate ajunge la FTB și AFI. Aceste două etaje vor fi excitate numai în cazul existenței semnalului reflectat pe frecvențe $f_m \pm f_D$, ceea ce este corect.

În concluzie, compartimentul RF realizează alimentarea, modularea în amplitudine și radierea microundei continue precum și recepția unei radiate, mixarea ei și o amplificare în frecvență intermediară.

Receptorul este o superheterodină, cu mixer autooscilant (sau cu oscilator local cu automixare care este de fapt și ... oscilator pilot).

În figura 6 este dată schema de principiu pentru ST și OM. Stabilizatorul prelucrează tensiunea acumulatorului (max.14,2V) dând la ieșire +9V (pentru DG cu un curent ce depășește 100mA funcție de diodă, T1 se alege în consecință) și +6V pentru AFI.

la radioreceptoarele dezafectate. Ca exemplu de module Doppler pe ghid (DG+DS) ce ar putea fi folosite așa cum s-a arătat mai sus, cităm tipurile DA 125301 (2,3,4,5,6) care au $f = 9,35 \pm 10,687 \text{GHz}$ [2].

Într-un articol viitor vom arăta însă cum se poate realiza "home mode" un astfel de modul.

Modulul de procesare

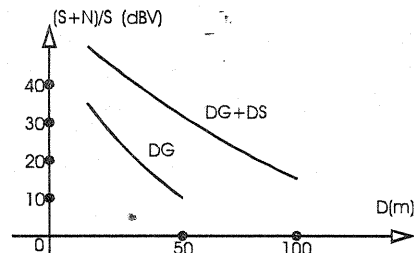


Figura 5

Schema bloc este prezentată în figura 8, în care:

- DS - detector sincron;
- IO - indicator optic (LED roșu);
- AJF - amplificator joasă-frecvență;
- DSD - detector de semnal Doppler;
- ACC - amplificator de curent continuu;
- OA - oscilator de alarmare.

O schema de principiu realizată practic (pot exista și alte variante) este prezentată în figura 9. Detectorul sincron este realizat cu ajutorul unui multiplicator analogic a două semnale (CI-TAA661 sau TBA120) și un filtru trece-jos simplu, RC. Semnalul care se aplică la pinul 6 (de la etajul AFI din blocul de RF) este un semnal (așa cum s-a arătat) cu modulație de amplitudine și purtătoare suprimate (MA-PS), de forma:

$$u_6 = a U_e U_r \sin \omega_D t \sin \omega_m t$$

Semnalul de referință (modulator) se aplică la pinul 12 fiind de forma:

$$u_{12} = U_0 \sin \omega_m t$$

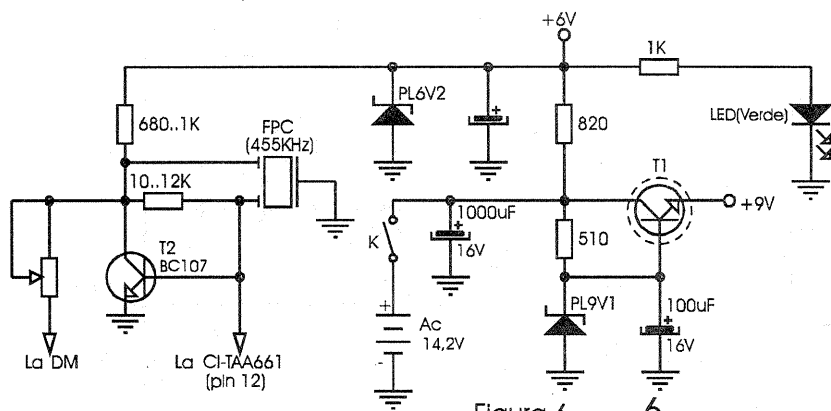


Figura 6

ce este hotărâtor) care nu este prea mare (figura 5) [3] în cazul radarelor cu automixare, în raport cu cele având diodă de mixare. Acesta este însă "prețul" plătit pentru faptul că dioda de mixare a fost folosită ca diodă modulatoră. Acest lucru a fost necesar însă nu numai pentru a obține modulația de amplitudine. Există încă un avantaj major al inovației adoptate.

Oscilatorul de modulație se realizează cu ajutorul unui filtru piezoceramic, pe 455kHz.

În figura 7 se prezintă schema de principiu pentru FTB și AFI. Montajele corespunzătoare acestor scheme de principiu sunt absolut asemănătoare cu cele folosite în radioreceptoarele cu tranzistoare așa încât se pot folosi plăcile echipate de

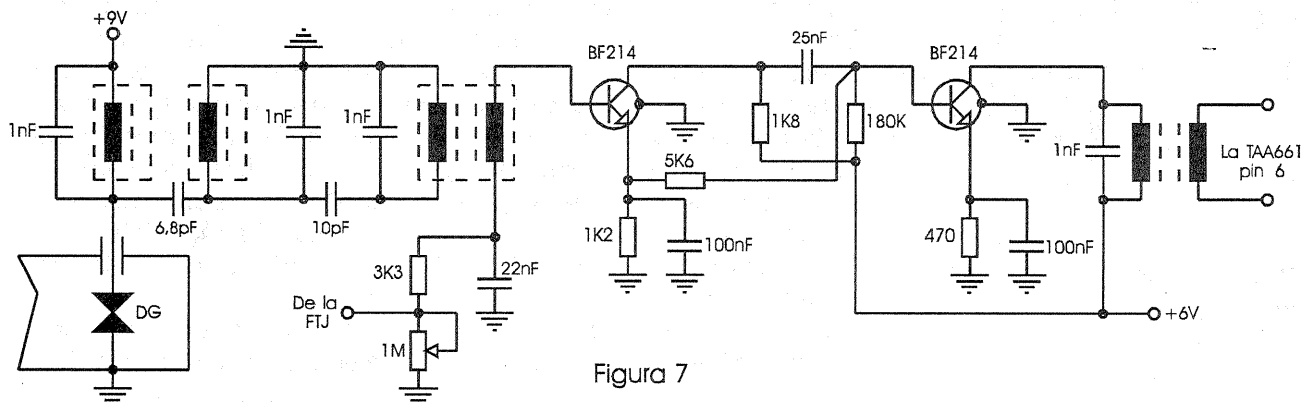


Figura 7



MODUL FLEXIBIL DE NUMĂRARE

ing. Șerban Naicu

După ce în numărul precedent al revistei am prezentat un numărător cu patru digiți, realizat în principal cu un circuit integrat de tip MMC22926, oferim în cele ce urmează constructorilor electroniști schema practică a unui modul **flexibil** de numărare. **Flexibilitatea** montajului constă în aceea că posibilitățile de afișare ale numărătorului se pot extinde de la 3 digiți (cât conține schema noastră) până la numărul dorit, care poate fi oricât de mare.

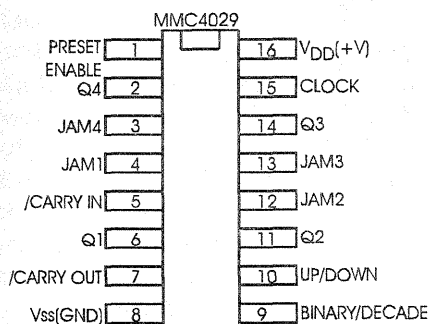


Figura 1

Un avantaj evident al modului prezentat constă în aceea că extinderea numărului de digiți se face extrem de simplu, prin adăugarea de unități suplimentare, nefiind necesare modificări substanțiale față de schema prezentată. Acest lucru se datorează faptului că, practic, circuitul utilizat pentru comanda fiecărui digit este identic.

O altă calitate importantă a montajului prezentat constă în faptul că este realizat cu componente electronice extrem de uzuale: circuite integrate CMOS (de tip MMC4029 și MMC4511) și afișoare cu 7 segmente cu catod comun (eventual de tip MDE 2111), toate fabricate și în țară la MICROELECTRONICA S.A.

Deosebirea esențială din punct de vedere funcțional între acest montaj și cel din numărul precedent al revistei, realizat cu circuitul integrat MMC22926 (care este un numărător de patru digiți, cu ieșirile multiplexate, destinat să comande afișoare cu 7 segmente cu catod comun) constă în aceea că, în acest caz, fiecare digit este cu adevărat **complet independent** de ceilalți digiți. Datorită acestui fapt modulul nostru de numărare este cu

adevărat **flexibil**, putând fi cascadat după dorință, putându-se mări numărul de digiți de la trei la 30, de exemplu, sau dimpotrivă reduce numărul acestora la doi (sau chiar la unul singur).

Avantajul utilizării în schemă exclusiv a circuitelor integrate realizate în tehnologia CMOS constă în faptul că tensiunea de alimentare a montajului poate fi cuprinsă într-o plajă foarte largă (3V+15V, pentru tipurile E și F de circuite integrate, sau chiar 3V+18V pentru tipurile G și H).

Circuitul integrat MMC4029, având capsula și semnificația pinilor prezentate în **figura 1** este un numărător presetabil reversibil binar sau decadic (cod BCD). Acesta constă dintr-un numărător sincron cu 4 etaje, prevăzut cu ieșire de transport. Prezintă încărcare paralelă asincronă și ieșiri BCD în modul decadic. Viteza medie de operare este tipic de 8MHz, la o tensiune de alimentare $V_{DD}=10V$. Numărătorul este ușor cascadabil.

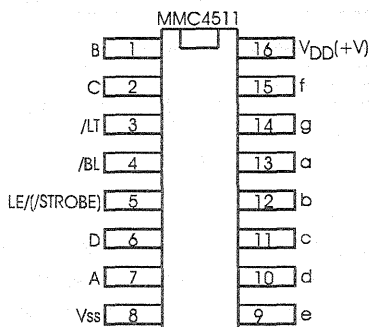


Figura 2

Ieșirile BCD ale integratului MMC4029 comandă decodorul BCD/7 segmente realizat cu MMC4511; capsula și semnificația pinilor acestuia sunt date în **figura 2**.

Afișarea numărării se face cu ajutorul unor display-uri de 1 digit cu catodul comun, de tipul cu 7 segmente realizate cu diode electroluminiscente. În **figura 3** sunt prezentate atât capsula afișorului, cât și semnificația pinilor acestuia. Se remarcă prezența a 8 LED-uri; LED-ul de la pinul 5, notat "dp" semnifică punctul zecimal (decimal point). Se pot utiliza afișoare de 12,7 mm (0,5 inch) sau de 7,62 mm (0,3 inch) cu catod comun, ca în cazul nostru.

Schema montajului pe care îl propun cititorilor noștri este dată în **figura 4**. El reprezintă un numărător decadic cu 3 digiți (număr care poate extins oricât se dorește, după cum este arătat anterior),

Intrarea de numărare sau de tact (CLOCK) o reprezintă pinul 15 al primului CI, de tip MMC4029. Acest prim numărător comandă, prin intermediul circuitului decodor, digitul cel mai puțin semnificativ (Least Significant Digit), situat ultimul în șirul de afișoare de pe panoul frontal al aparatului, numărând de la stânga la dreapta. Deci, practic, acest digit indică unitățile.

Numărătorul are pe lângă cele 4 ieșiri (pinii 6, 11, 14 și 2) în cod BCD, care reprezintă un cuvânt binar cu 4 biți și o ieșire de transport, /CARRY OUT (pinul 7) activă pe "0" logic, care indică terminarea ciclului de numărare.

Acest numărător poate fi binar sau decadic, în funcție de starea pinului 9 al CI (BINARY/DECADE). Atunci când acest pin este conectat la "1" logic se obține numărarea binară, iar atunci când această intrare se află la "0" logic - ca în cazul nostru - se obține numărarea decadică.

Ieșirea /CARRY OUT (pinul 7 al CI1) se află în mod normal în "1" logic. Ea trece în "0" logic atunci când numărătorul atinge numărul maxim (pentru numărare înainte - numărul 9, în cazul nostru - sau minim (pentru numărare înapoi, cu condiția ca intrarea /CARRY IN (pinul 5) să fie în zero logic. Ieșirea /CARRY OUT (pinul 7 al CI1) este utilizată pentru a comanda la pinul 15 (intrarea de tact - CLOCK) cel de-al doilea numărător (CI4). Acesta primește la intrare un impuls (și numără) după ce primul numărător a numărat de la zero la nouă și s-a resetat.

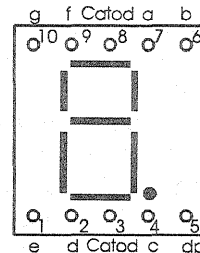


Figura 3

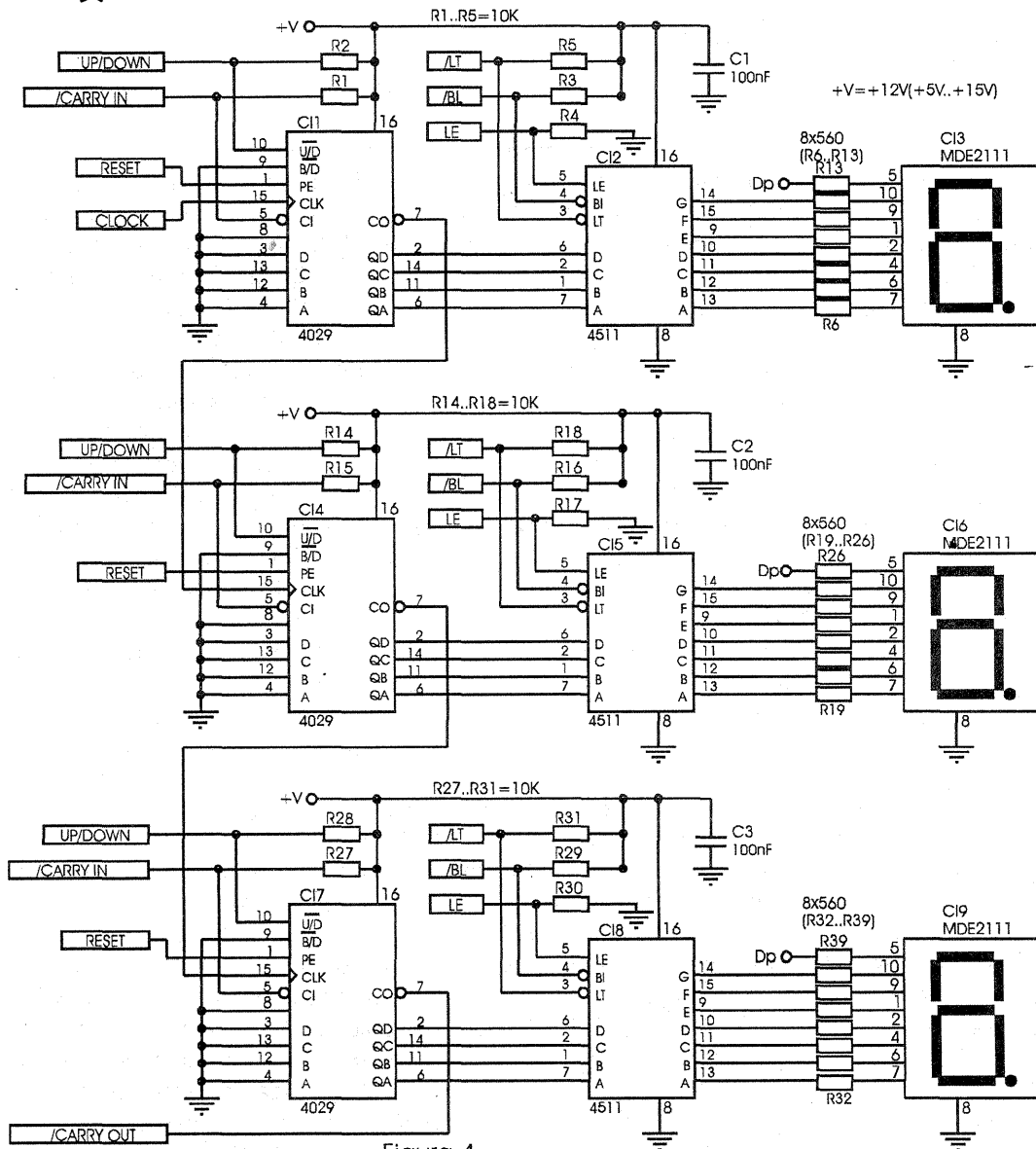


Figura 4

Numărătorul MMC4029 nu are o funcție RESET ca atare, ci dispune, în schimb, de 4 intrări paralele de date (sau intrări "jam", cum mai sunt cunoscute), JAM1+JAM4 (pinii 4, 12, 13 și 3) și o intrare de validare a încărcării număratorului paralel (PRESET ENABLE, pinul 1). Aceste intrări ajută ca numărătorul să fie "preîncărcat" cu un anumit număr și numărarea să continue de la această valoare în sus. În acest caz toate intrările paralele de date (intrări JAM) sunt conectate la masă și pinul PRESET ENABLE este făcut inactiv, fiind conectat la masă prin intermediul rezistorului R40.

Informația de la intrările paralele de date (JAM) este încărcată în numărător dacă PRESET ENABLE este în starea "1" logic (indiferent de alte condiții la intrări). Dacă intrările PRESET ENABLE și /CARRY IN sunt

în starea "0" logic, operarea este sincronă și incrementarea se face la fiecare tranziție pozitivă a semnalului de tact. Atunci când oricare dintre aceste intrări este în starea "1" logic, numărarea este inhibată. Ieșirile BCD ale IC1 (pinii 6, 11, 14 și 2) comandă direct decodorul MMC4511, care, la rândul său acționează prin intermediul rezistoarelor R6+R13 (cu rol de limitare

Tabel 2

UP/DOWN	HIGH	numărare înainte de la 000;
	LOW	numărare înapoi de la 000;
LATCH	HIGH	afișorul "înghețat" (numărătorul funcționează)
	LOW	afișorul "adus la zi" cu fiecare numărare;
BLANK	HIGH	afișorul aprins;
	LOW	afișorul stins (numărătorul funcționează);
LAMP TEST	HIGH	nici un efect;
	LOW	toate segmentele afișorului se aprind (numărarea funcționează)
/CARRY IN	HIGH	numărarea funcționează;
	LOW	numărarea oprită.

a curentului prin diodele electroluminiscente care compun afișorul) asupra C13 (afișor cu 7 segmente cu catod comun). Valoarea acestor rezistențe de limitare a curentului prin afișor, în funcție de tensiunea de alimentare a montajului, este prezentată în tabelul 1.

Fiecare unitate (compusă din MMC4029 și MMC4511) de comandă a unui digit (afișor cu 7 segmente) are cinci intrări de control, conectate prin intermediul unor rezistoare de 10kΩ (R1+R5) la "0" logic (low) sau la "1" logic (high). Tabelul 2 prezintă funcțiunea îndeplinită de fiecare dintre aceste cinci intrări, în cele două situații posibile.

Pentru realizarea practică a numărătorului se execută întâi placa de cablaj imprimat conținând display-urile (afișoarele). Aceasta este prezentată în figura 5a (cablajul imprimat) și respectiv figura 5b (modul de poziționare a

afișoarelor). În cazul nostru s-a figurat un cablaj conținând trei afișoare cu 7 segmente, dar în realitate se va prevedea pe placă numărul de digiți

Tabel 1

tensiune alimentare	valoare rezistoare
5V	220Ω
9V	470Ω
12V	560Ω
15V	680Ω

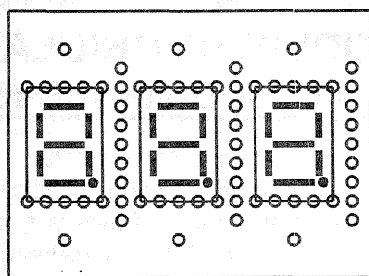


Figura 5b

dorit (oricât de mare).

După cum se poate remarca, între afişoare s-a lăsat un spaţiu liber de 0,1inch.

Fiecare plăcuţă conţinând montajul de numărare pentru un digit va avea cablajul imprimat ca în figura 6a, iar amplasarea componentelor ca în figura 6b. Se vor realiza atâtea cablaje de acest tip câte cifre (afişoare) conţine numărătorul. În cazul nostru s-au realizat trei astfel de cablaje.

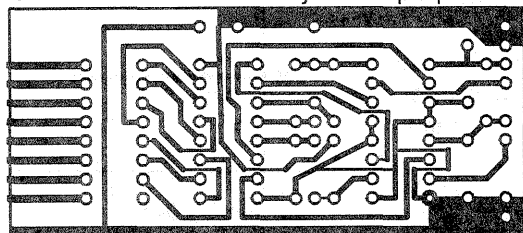


Figura 6a

După cum se poate urmări pe schema electronică de principiu a numărătorului (prezentată în figura 4), întrucât intrările UP/DOWN, /CARRY IN, BLANKING, LATCH, /LAMP TEST se conectează în paralel, în mod normal, nu mai este nevoie de setul de rezistoare de 10kΩ notate R14+R18 pe placa de comandă a celui de-al treilea digit. Aceste rezistenţe se vor monta doar pe o singură placă de numărător, indiferent cât de mare va fi numărul de digiţi (se montează doar pe prima placă de cablaj).

Fiecare cablaj imprimat de numărător (figura 6b) va avea montată cinci pini pentru: V+, RESET, CLOCK, /CARRY IN și GND.

Se montează cele 3 (sau mai multe) cablaje imprimate, plantate cu componente și verificate, ale numărătorului propriu-zis (figura 6) perpendicular pe cablajul afişoarelor

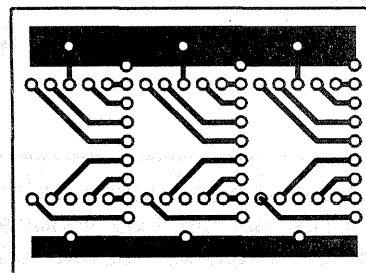


Figura 5a

(figura 5) și se cositoresc în punctele a-h și dp. După aceea, cele 3 (sau mai multe) plăci de numărătoare, paralele ca poziție, se vor conecta între ele (cu ajutorul unui conductor de cupru dezizolat) la următoarele puncte: UP/DOWN, LATCH, /LAMP TEST, V+, RESET, /CARRY IN și GROUND.

Pentru testarea numărătorului, ideală ar fi aplicarea la intrarea acestuia a unor impulsuri de la un generator de semnal, acest lucru fiind uneori înlocuit, pentru simplitatea

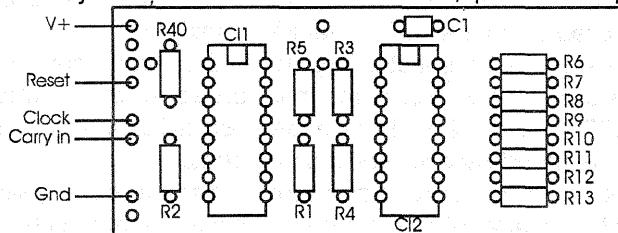


Figura 6b

ÎNREGISTRAREA ȘI REDAREA SUNETULUI

Autori: Constantin Poșa, Șerban Naicu, Radu Gabriel Munteanu
Colecția ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII
ALL Educational



Editura ALL lansează, cu prilejul apariției acestui volum, o nouă serie de carte: Electronică și Telecomunicații, un domeniu deosebit de interesant, dar mai puțin generos în ceea ce privește aparițiile editoriale de calitate.

Cartea se constituie într-o istorie a evoluției modalităților de înregistrare și redare fidelă a sunetului. Sunt prezentate teoretic și practic metodele cele mai cunoscute în acest domeniu. În capitolul dedicat înregistrării și redării mecanice pe disc sunt descrise principiile acestei metode, modul de fabricare a discurilor, parametrii acului de citire și ai dozei, precum și parametrii de performanță ai sistemului de înregistrare și metode de măsurare a acestora. Pentru banda magnetică sunt prezentate caracteristicile de lucru, corecții de înregistrare, ștergerea benzilor și sisteme de reducere a zgomotului. Un capitol special este dedicat înregistrării numerice a semnalului, cu exemplificare pentru sistemul compact disc. Aici sunt descrise sistemele de urmărire radială și de focalizare, modul de detectare a erorilor și principii de corecție.

testării, de atingerea intrării numărătorului cu un deget umed, situație în care numărătorul trebuie să numere de la 000 la 999. Prima cifră (a unităților), cea mai puțin semnificativă, va afișa frecvența de 50Hz, cea din mijloc (a zecilor) frecvența de 5Hz, iar cifra din stânga (a sutelor) frecvența de 0,5Hz (sau altfel spus schimbându-și valoarea o dată la două secunde).

Atenție la ștrăpul care trebuie montat pe cablajul din figura 6b!

Bibliografie

1. Data Book Mos Integrated Circuits, Microelectronica, 1989;
2. Data Book Optoelectronic Devices, Microelectronica S.A. 1991;
3. Circuite integrate CMOS. Manual de utilizare - I. Ardelean, H Giuroiu, L. Petrescu, Editura Tehnică, București, 1986;
4. 365 scheme practice cu circuite integrate CMOS - A. Lăzăroiu, Șerban Naicu, Editura Național, 1998;
4. Revista Electronics Australia, ianuarie 1998.

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

Tel.: 01/413.16.12, 01/413.11.58
01/413.07.15;
Fax: 01/413.05.40
O.P. 12, C.P. 107, Bucuresti



sau scrieți la

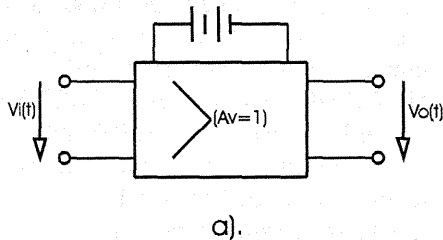
NOI VĂ ADUCEM CĂRȚILE ACASĂ!



METODĂ DE TESTARE A UNUI AMPLIFICATOR CU SEMNAL DREPTUNGHILAR

dr.ing. Nicolae Drăgulănescu

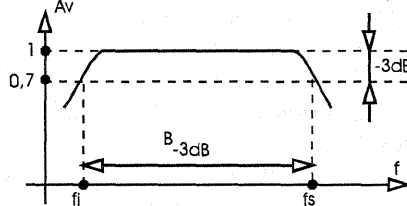
Pentru orice amplificator, semnalul cel mai "dificil" de amplificat este cel dreptunghiular (rectangular), întrucât acesta prezintă atât flancuri abrupte (corespunzând variației rapide a semnalului de intrare) cât și paliere (corespunzând variației infinite lente a aceluiași semnal).



a).

Considerând amplificatorul din figura 1a (amplificator de semnal alternativ având pentru simplificare $A_v=1$) se pot defini parametrii (figura 3 - răspunsul amplificatorului - flancul crescător - și figura 4 - răspunsul amplificatorului - platoul) :

t_o = timpul mort (sau de întârziere);



b).

Figura 1

Dacă se descompune un semnal dreptunghiular prin analiză Fourier, se obține un spectru larg de frecvențe armonice. Prin urmare, doar un amplificator a cărui bandă de trecere corespunde acestui spectru va amplifica în mod corect semnalul dreptunghiular, fără a-l distorsiona.

Întrucât orice semnal dreptunghiular poate fi considerat ca o succesiune de semnale - treaptă (alternativ pozitive și negative), este util să se studieze răspunsul amplificatorului la astfel de semnale aplicate la intrare.

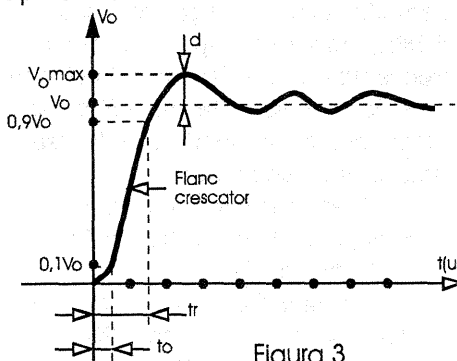


Figura 3

t_r = timpul de creștere (sau de tranziție);

d = supracreșterea (sau depășirea) corespunzând amplitudinii primei oscilații obținute ca răspuns v_o la saltul treptă v_i ;

ρ_i = căderea de palier (sau deriva de palier/platou) - stabilită la momentul t_i (de exemplu $t_i = T/2$, când se inversează polaritatea semnalului treptă).

Remarcând că scările de timp în figurile 3 și 4 sunt mult diferite, se poate deduce că studiarea comportării amplificatorului la semnale treaptă aplicate la intrare înseamnă de fapt determinarea caracteristicii sale de frecvență $A_v(f)$ - figura 1.

Se pot demonstra următoarele relații:

$$(I) \quad t_r \cdot f_s = 0,35$$

Altfel spus, cu cât un amplificator are frecvența limită superioară f_s mai mare, cu atât el va distorsiona mai puțin flancul crescător al semnalului dreptunghiular aplicat la intrare.

$$(II) \quad \rho_i(t_i) = 2\pi f_i \cdot t_i \cdot 100\%$$

Altfel spus, cu cât un amplificator are frecvența limită inferioară f_i mai mare, cu atât căderea palierului semnalului dreptunghiular aplicat la intrare va fi mai importantă. De exemplu, amplificatoarele de curent continuu (având $f_i=0$) au $\rho_i=0$.

Exemplu numeric

Pe baza relațiilor de mai sus se poate calcula că un semnal dreptunghiular de frecvență $f_i=100\text{Hz}$ (având $t_i=5\text{msec}$) și $t_r=0,35\mu\text{sec}$ va putea fi amplificat corect - adică fără distorsiuni doar de un amplificator având $f_s=1\text{MHz}$ și $f_i=3,2\text{Hz}$ (la un $\rho_i=10\%$ impus).

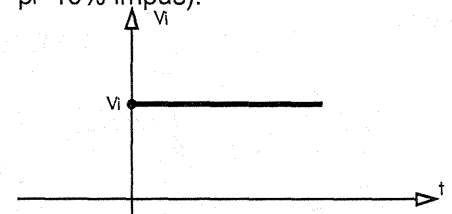


Figura 2

Concluzie

Testarea amplificatoarelor cu semnale dreptunghiulare la intrare constituie o metodă utilă și răspândită pentru evaluarea rapidă a benzii de trecere.

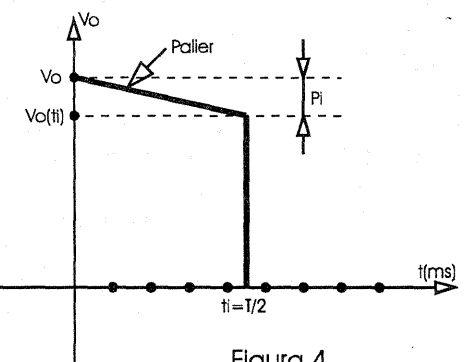
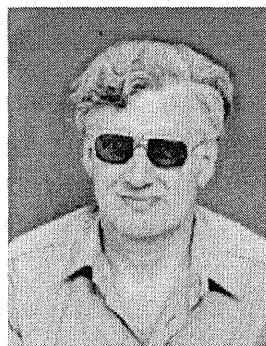


Figura 4

- S-a născut la 10 mai 1947, în București;
- Inginer electronist (1970) și doctor-inginer în electronică (1991);
- Între anii 1970-1976 a lucrat la Întreprinderea de Aparatură Electronică de Măsură și Industriale (actualmente IEMI S.A.) din București;
- Din 1976 este cadru didactic titular la Catedra de Electronică Aplicată



dr. ing. Nicolae Drăgulănescu

- a Facultății de Electronică și Telecomunicații (Universitatea Politehnică București), în prezent conferențiar universitar;
- A publicat (ca autor sau coautor) pe lângă numeroase manuale și articole de specialitate și cărți de larg interes pentru electroniști;
- Este membru al IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) - SUA.



MILIVOLTMETRU ELECTRONIC (II)

ing. Florin Gruia

- urmare din numărul trecut -

Prin condensatorul C9 (470 μ F) care, de asemenea trebuie să fie de foarte bună calitate și stabilitate în timp, semnalul ajunge la al doilea galet al atenuatorului.

Referitor la condensatoarele electrolitice C6+C9 recomand ca acestea să fie cu tantal, de preferință de la firma ERO-TANTAL.

Atenuatorul de ieșire conține rezistențe cu peliculă metalică de tipul IPEE-Argeș având valori sortate. Toate

rezistențele folosite se recomandă a fi cu peliculă metalică, pe considerentul zgomotului propriu mai mic și a bunei stabilități în timp. Rezistențele de la R19 la R26 sunt montate direct între contactele galetului 2. La fel și R1 împreună cu C2 se montează pe galetul 1 al comutatorului (figura 5). Schema circuitului imprimat circular se poate vedea în figurile 3 și 4 (la scara 2:1). Ieșirile și intrările în cutia ecran a atenuatorului e util să se facă cu ajutorul trecerilor metalizate (trecerile de sticlă RF).

unei rezistențe variabile care modifică câștigul etajului final care atacă instrumentul de măsură. Accesul la acest reglaj se face printr-o gaură dată special în mască și notată CAL, cu ajutorul unui șurubelnițe. Calibrarea este unică pentru toate gamele de măsură.

ETAJUL PREAMPLIFICATOR

Schema este prezentată în figura 6 și are următoarele date tehnice:

- tensiunea de intrare maximă nedistorsionată: 6,5mV;

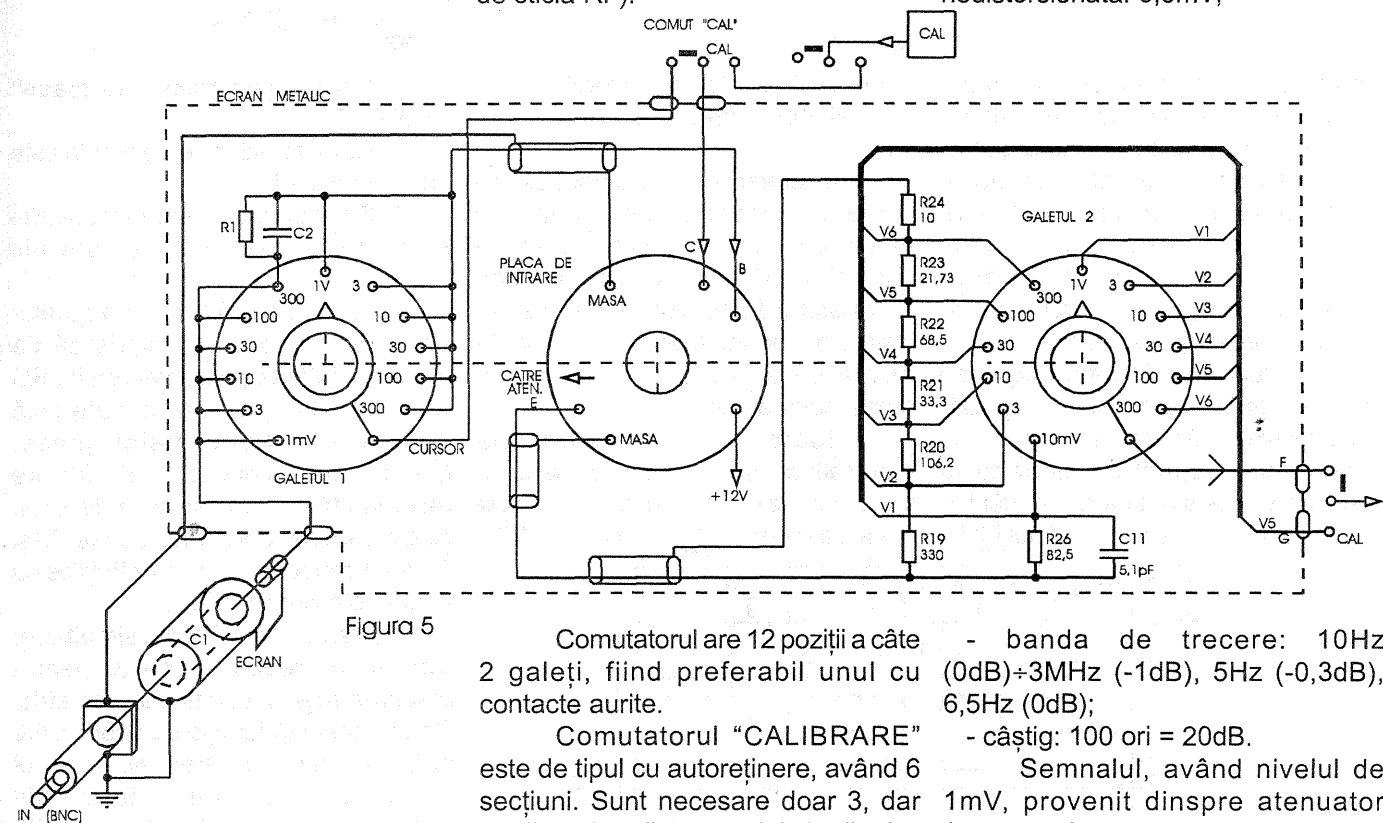


Figura 5

Comutatorul are 12 poziții a câte 2 galetii, fiind preferabil unul cu contacte aurite.

Comutatorul "CALIBRARE" este de tipul cu autoreținere, având 6 secțiuni. Sunt necesare doar 3, dar dacă se leagă în paralel două câte două, crește fiabilitatea comutării. El se află montat mecanic în același ansamblu cu comutatoarele: TĂIERE FRECVENȚE JOASE (LF.CUT.), FILTRU PSOPFOMETRIC (WEIGHTING FILTER, W.F.), FILTRU TRECE 1000Hz).

Când comutatorul este neapăsat semnalul trece normal către preamplificator. Când se apasă comutatorul, pe intrare se aplică semnalul etalon de calibrare, iar acul instrumentului deviază la capul scalei, într-o zonă notată "CAL". În cazul când nu se încadrează în această zonă, există un reglaj efectuat cu ajutorul

- banda de trecere: 10Hz (0dB)+3MHz (-1dB), 5Hz (-0,3dB), 6,5Hz (0dB);
- câștig: 100 ori = 20dB.

Semnalul, având nivelul de 1mV, provenit dinspre atenuator (galetul 2) se aplică către primul tranzistor amplificator T1. Datorită prezentei rezistențelor R3 și R4, în emitorul nedecuplat al tranzistorului T1, impedența de intrare în etaj este suficient de mare față de impedența de ieșire din atenuator. Polarizarea lui T1 se face cu R2, care include într-o buclă de reacție negativă de curent continuu cele trei tranzistoare T1, T2, T3, capătul inferior al lui R2 luându-și polarizarea din divizorul de emitor R9 și R10 al tranzistorului T3. Amplificarea este asigurată de T1 și T3, tranzistorul T2 asigurând transferul corect din colectorul lui T1 în baza lui T3.

Tranzistorul T2 este repetor pe

Metoda se poate aplica și pentru obținerea unei benzi dorite prin reglarea anumitor componente variabile din amplificator, atunci când nu dispunem de un vobuloscop sau de un generator de semnal sinusoidal (dar avem un osciloscop și un generator de semnal dreptunghiular).

Bibliografie

1. Quinet J, Petitclerc A, - Théorie et pratique des circuits de l'électronique et des amplificateurs, Dunod, 1975;
2. Drăgulănescu N, - Circuits électroniques analogique, Inst. des Télécommunications, Algerie, 1981.

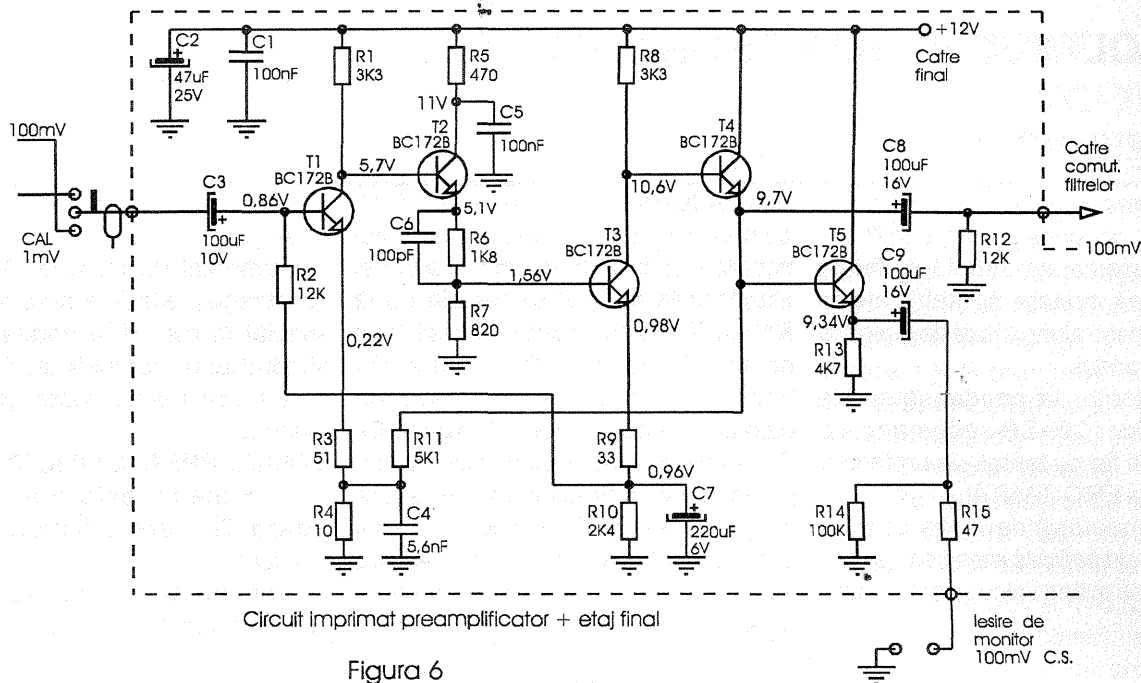


Figura 6

emitor, prezentând o impedanță mare de intrare, situată în paralel pe rezistența de colector R1. În acest fel amplificarea lui T1 nu este afectată de prezența lui T2, iar transferul către baza lui T3, în special la frecvențe înalte, se face fără atenuarea acestora. Totuși, pentru o compensare a căderii frecvenței la capătul superior al domeniului de măsură (MHz), s-au montat condensatoarele C6 și C4, care micșorează reacțiile negative din emitoarele respective, ajutând la menținerea constantă a amplificării în domeniul frecvențelor de ordinul MHz.

globală prin cuplarea emitorului lui T4 (R11 și R4) împreună cu emitorul lui T1.

În acest fel se compensează dispersia pieselor componente și alterarea performanțelor etajului datorită îmbătrânirii componentelor. Tranzistorul T5 este un repetor pentru ieșirea de monitorizare unde se poate monta un osciloscop, o cască, un amplificator audio.

Toate condensatoarele electrolitice se recomandă a fi cu tantal, iar rezistențele să fie cu peliculă metalică (preferabil rusești, de tip MLT).

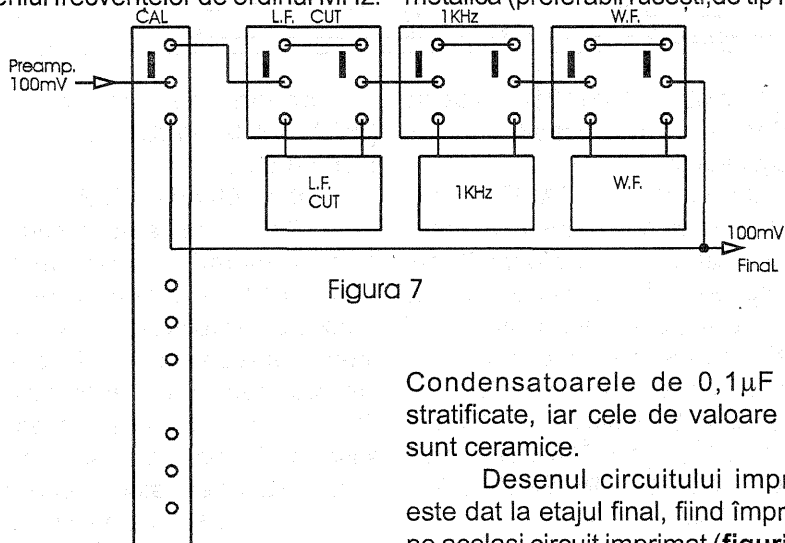


Figura 7

Condensatoarele de 0,1μF sunt stratificate, iar cele de valoare mică sunt ceramice.

Desenul circuitului imprimat este dat la etajul final, fiind împreună pe același circuit imprimat (figurile 13 și 14).

COMUTATORUL FILTRELOR

Schema de principiu este dată în figura 7, iar schema electrică a blocului de filtrare este în figura 8.

Filtrul "taie frecvențe joase" - (L.F.CUT)

Caracteristica de frecvență este dată în tabelul 1.

Se observă că frecvența rețelei și dublul acesteia sunt puternic atenuate.

Tranzistorul T1 este un repetor pe emitor, a cărui caracteristică de transfer, datorită prezenței rețelei RC (C1, C2, R1) prezintă o puternică atenuare a frecvențelor joase. Condensatoarele C1 și C2 se recomandă a avea toleranța de ±1%, fiind ceramice. Condensatoarele C3 și C4 sunt condensatoare electrolitice cu tantal, toleranța ±10%.

Tranzistorul T1 este simultan și tranzistorul repetor necesar pentru atacarea rețelei filtrului psopfometric. Pentru această funcție se ocolesc C1 și C2, intrându-se direct pe baza lui T1 cu semnal, prin intermediul condensatorului C3. Rezistoarele R15, R14 stabilizează potențialul armăturilor negative ale condensatoarelor electrolitice C3 și C14, anulând pocniturele (deviațiile bruște ale acului instrumentului) apărute la comutare.

Filtru Psopfometric

(Weighting Filter - filtru de ponderare)

La măsurarea raportului semnal/zgomot al unui amplificator se folosește un filtru de ponderare a zgomotului, mergând pe principiul că în realitate urechea nu este sensibilă uniform la orice frecvență. De

Tabel 1

frecv(Hz)	20	40	50	80	100	200	500	1K	2K	...	20K
Nivel (dB)	-52	-48	-45	-38	-34	-21,5	-5,8	0	0	0	0

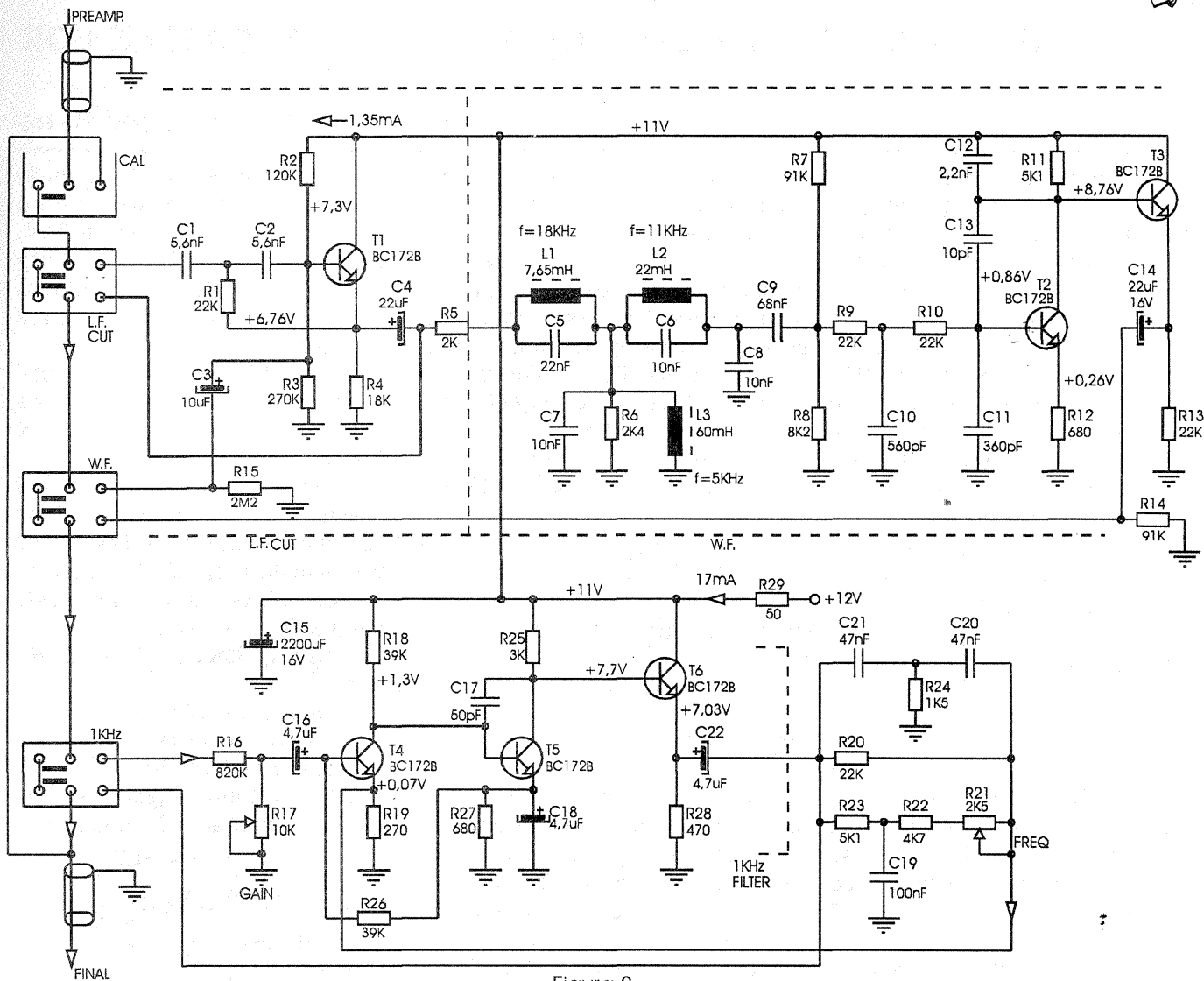


Figura 8

Caracteristica de transfer a filtrului psopfometric (Tabel 2)

f(Hz)	20	31,5	63	100	200	400	800	1000	2000
NIVEL(dB) ideal	<-40	<-38	-31,6	-26,1	-17,3	-8,8	-1,9	0	5,3
NIVEL(DB) real	-41	-38,2	-31,8	-26,8	-17,5	-9,1	-2	0	5,5
Abatere admisă(dB)	-	-	±1,5	±1,5	±1,5	±1,5	±1,5	±0,5	±1,5
Abatere reală (dB)	-1	-0,2	-0,2	-0,7	-0,2	-0,3	-0,1	0	0,2

f(Hz)	4000	5000	6300	7100	8000	9000	10000	16000	20000
NIVEL(dB) ideal	8,2	8,4	8,0	7,1	5,1	-0,3	-9,7	<-21	<-23
NIVEL(dB) real	8,5	8,6	8,0	7,1	5,1	-0,2	-9,7	-18,5	-21
Abatere admisă (dB)	±1,5	±1,5	±1,5	±1,5	±2	+3	-2	-	-
Abatere reală (dB)	+0,3	+0,2	0	0	0	+0,1	0	+2,5	+2

exemplu, dacă milivoltmetrul va măsura o tensiune de zgomot având frecvența mai mare de 15.000Hz, urechea nu va fi deloc deranjată de acest zgomot, deoarece nu-l sesizează. Curba de ponderare este dată în figura 9.

În tabelul 2 se dau datele ideale cerute de filtrul ideal și comparativ datele reale ale filtrului construit.

Bobinele se vor executa pe oale de ferită, corect reglate la o punte de măsurat inductanțe. Condensatoarele

C5÷C12 sunt ceramice, stiroflex sau multistrat, sortate.

Rezistențele sunt cu peliculă metalică. Tranzistorul T2 amplifică semnalul, în așa fel încât să compenseze atenuarea rețelei LC la frecvența de referință. Tranzistorul T3 este un simplu repetor pe emitor, de adaptare.

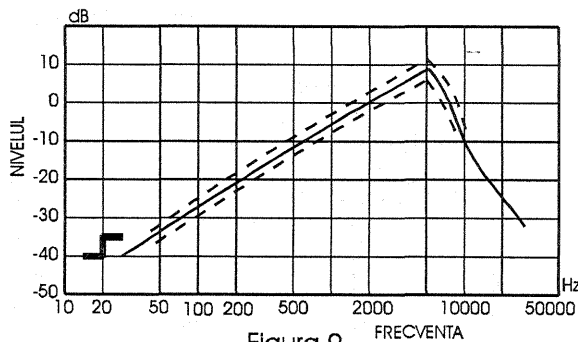


Figura 9

- continuare în numărul viitor -

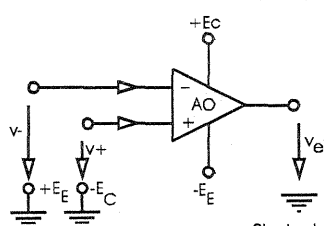


AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE ȘI APLICAȚIILE LOR

prof. univ. dr.ing Neculai Reus

1. Probleme generale

Amplificatoarele de semnal continuu, folosite pentru efectuarea unor operații matematice cu semnale analogice, se numesc "operaționale". Ele sunt caracterizate prin amplificarea în modul diferențial (A_{dd}), factor de rejecție pe mod comun (CMR), rezistența de intrare și bandă de trecere mari, offset, derivă, rezistența de ieșire și zgomot mic și sunt de regulă integrate.



Simbol și caracteristica de transfer.
Figura 1

Amplificatorul operațional are, de regulă, două intrări izolate față de masă și o singură ieșire. Există însă și amplificatoare operaționale cu două ieșiri, de pe care se culeg două semnale în antifază.

În figura 1 se prezintă simbolul grafic al amplificatorului operațional și caracteristica sa de transfer: $v_e(v_i)$.

Aplicând un semnal pe intrarea (-), numită "inversoare", la ieșire se obține un semnal în antifază față de cel de intrare.

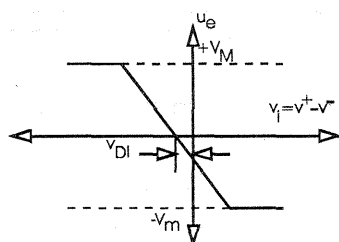
Dacă semnalul se aplică pe intrarea (+), numită "neinversoare", la ieșire se obține un semnal în fază cu cel de intrare.

Pentru a realiza operații matematice cu semnalele v_+ și v_- , (vezi figura 2), aplicate intrărilor, AO folosește o rețea de polarizare care, în general, are structura dată în figura

2, unde Z_i și Z_r pot fi înlocuite prin rezistoare (R_i și R_r), diode sau tranzistoare.

Funcție de componentele celor patru ramuri ale rețelei de polarizare, AO poate efectua operații lineare cu semnale analogice ca: sumare algebrică, diferențiere, integrare, sau operații nelineare ca: logaritmare, antilogaritmare, redresare etc.

Operatorii matematici menționați mai sus se reprezintă prin



simboluri grafice specifice, ei reprezentând elementele de bază ale calculatoarelor analogice. Prin interconectarea lor se pot soluționa ecuații matematice algebrice, diferențiale, lineare și nelineare și pot fi "modelate" diverse procese fizice descrise prin astfel de ecuații (modelare electronică).

Greutățile legate de offsetul și deriva AO, de fixare a condițiilor inițiale și a constantelor implicate de rezolvarea unor astfel de ecuații, au limitat răspândirea largă a calculatoarelor analogice, dând preferință calculatoarelor numerice.

Conectând cele două intrări ale AO la masă, așa cum se arată prin linii întrerupte în figura 2 ($v_+ = v_- = 0$), ar fi normal ca la ieșirea AO să se obțină $v_e = 0$. Datorită însă asimetriilor interne ale AO sau ale rețelei sale de

polarizare, obișnuit: $v_e \neq 0$. Se spune în acest caz că amplificatorul prezintă o tensiune de decalaj la intrare (V_{DI}), numită și offset. Ea reprezintă tensiunea de compensare V_{DI} (figura 1), care trebuie aplicată la intrare pentru a obține $v_e = 0$.

Asimetriile interne ale AO pot fi corectate cu un potențiomtru de offset, exterior cip-ului (de 10kΩ, la $\beta A741$).

Asimetriile externe se limitează urmărind ca în toate aplicațiile AO să fie satisfăcută condiția de offset minim, care se deduce aplicând prima lege Kirchoff nodului (-) și considerând AO ideal ($A_{dd} = \infty$ și $I_{B+} = I_{B-} = I_B$).

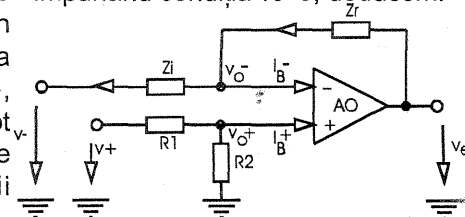
Astfel, dacă $Z_r = R_r$ și $Z_i = R_i$, avem:

$$(v_e - v_0) / R_r = v_0 / R_i + I_B;$$

$$A_{dd} = v_e / (v_0 + v_0) = \infty;$$

$$v_0 = v_0 + -(R_i // R_2) I_B.$$

Explicând tensiunea v_e și impunând condiția $v_e = 0$, deducem:



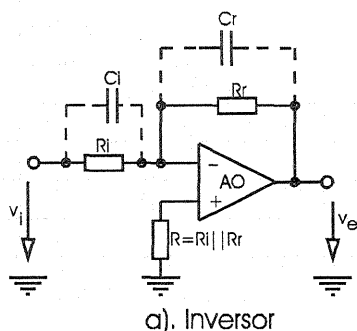
Rețea de polarizare a AO.

Figura 2

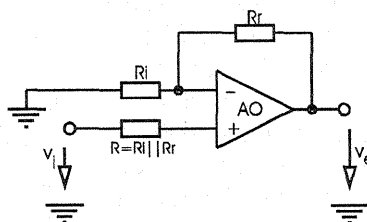
$$R_r // R_i = R_1 // R_2 \quad (1)$$

Rezultă deci că pentru a simetriza rețeaua de polarizare a unui AO, rezistența văzută de la cele două intrări ale AO trebuie să fie egală.

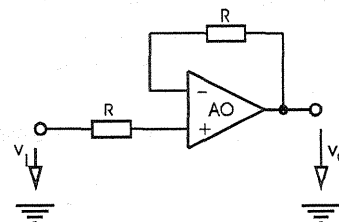
Pentru a deduce expresia generală a tensiunii de ieșire a unui AO, folosit ca operator, considerăm cazul AO ideal ($A_{dd} = \infty$ și $I_{B+} = I_{B-} = 0$) și aplicăm prima lege a lui Kirchoff nodului (-).



a). Inversor



b). Neinversor



c). Repetor

Figura 3 Operatorii liniari

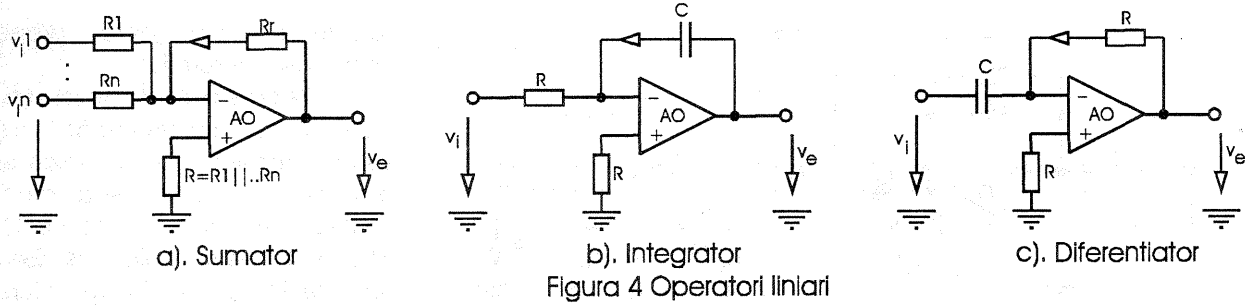


Figura 4 Operatori liniari

Astfel avem:

$$(v-v_0)/Z_i + (v_e-v_0)/Z_r = 0;$$

$$v_0 = v_0 = R_2(v_+ / (R_1 + R_2))$$

Explicitând v_e , din aceste expresii, deducem:

$$v_e = ((1 + Z_r/Z_i) / (1 + R_1/R_2)) v_+ - (Z_r/Z_i) v_- \quad (2)$$

Observăm inegalitatea amplificării semnalelor v_- și v_+ , aplicate intrărilor AO.

teoretic infinită, într-o sursă de tensiune constantă, cu rezistența internă teoretic zero (rezistența de ieșire a AO este foarte mică).

Circuitul scăzător, corespunde schemei generale date în figura 2, în care: $Z_i = Z_r = R_1 = R_2 = R$, când, prin particularizarea expresiei generale (2) se obține: $v_e = v_+ - v_-$.

Dacă este satisfăcută numai condiția $R_r/R_i = R_2/R_1$, se obține:

$$v_e = (R_r/R_i)(v_+ - v_-), \text{ semnalul diferență: } v_+ - v_-, \text{ fiind amplificat dacă}$$

Considerând AO ideal, la fel ca în cazul precedent, avem:-

$$v_e/R + C(dv_i/dt) = 0, \text{ sau}$$

$$v_e = -RC(dv_i/dt)$$

Din expresia funcției de transfer a diferentiatorului, pentru $s = j\omega$, avem:

$$V_e(j\omega)/V_i(j\omega) = -Z_r/Z_i =$$

$$= -(jRC\omega) = RC\omega e^{j\pi/2}$$

Rezultă că semnalele analogice $v_i(t)$ și $v_e(t)$ sunt în cuadratură, la fel ca în cazul precedent.

3. Operatori matematici neliniari cu AO

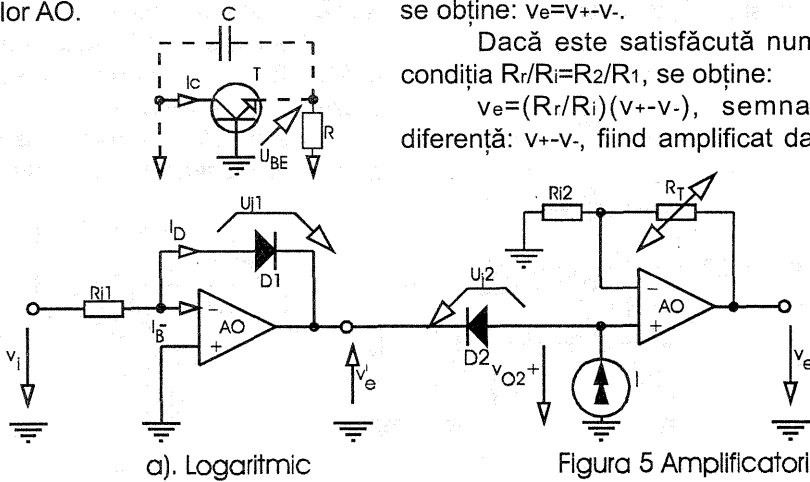


Figura 5 Amplificatori neliniari

2. Operatori matematici liniari cu AO

Circuitul inversor cu AO are rețeaua de polarizare dată în figura 3a. Particularizând expresia generală (2) pentru acest caz: $v_+ = 0$, $v_- = v_i$, obținem:

$$v_e = -(Z_r/Z_i)v_i = -(R_f/R_i)$$

$$((1 + jR_i C_i \omega) / (1 + jR_f C_r \omega)) v_i$$

Dacă $R_i C_i = R_f C_r$, sau C_i și C_r nu există, rețeaua de polarizare a AO devine compensată în frecvență, întrucât:

$$v_e = -(R_f/R_i)v_i \neq F(\omega)$$

Dacă și $R_f = R_i$, avem: $v_e = -v_i$, circuitul numindu-se repetor inversor.

Circuitul neinversor are configurația dată în figura 3b. În acest caz pentru $v_- = 0$; $R_2 = \infty$; $v_+ = v_i$; $Z_i = R_1$ și $Z_r = R_f$, se obține: $v_e = (1 + R_f/R_1)v_i$.

Circuitul repetor are configurația dată în figura 3c. În acest caz pentru $v_- = 0$; $v_+ = v_i$; $Z_i = \infty$; $Z_r = R$, se obține: $v_e = v_i$.

Circuitul repetor este folosit pentru transformarea unei surse de curent constant, cu rezistența internă

$R_r > R_i$, sau atenuat dacă $R_r < R_i$.

Circuitul sumator algebric are configurația dată în figura 4a. Dacă $I_B = 0$, prima lege Kirchoff, aplicată nodului (-), ne permite să scriem:

$$\frac{v_e}{R_f} + \sum_{k=1}^n \frac{v_{ik}}{R_k} = 0, \Rightarrow v_e = -R_f \sum_{k=1}^n \frac{v_{ik}}{R_k}$$

Se are în vedere că intrarea (-) a AO reprezintă o masă virtuală ($v_0 = 0$).

Dacă $R_f = R_k = R$, avem:

$$v_e = - \sum_{k=1}^n v_{ik}$$

Circuitul integrator, are configurația dată în figura 4b. Dacă intrările AO reprezintă mase virtuale: ($v_0 = v_0 = 0$) și $I_B = 0$, avem:

$$v_i/R + C(dv_i/dt) = 0, \text{ sau}$$

$$v_e = -(1/RC) \int_0^t (v_i) dt + v_e(0)$$

Din expresia funcției de transfer a integratorului, pentru $s = j\omega$, avem:

$$V_e(j\omega)/V_i(j\omega) = -Z_r/Z_i =$$

$$1/(j\omega RC) = j(1/RC\omega) = (1/RC\omega) e^{j\pi/2}$$

Rezultă că semnalele analogice $v_i(t)$ și $v_e(t)$ sunt în cuadratură, adică defazate cu $\pi/2$.

Circuitul diferentiator are configurația dată în figura 4c.

Introducând în bucla reacției negative a unui AO dispozitive neliniare (diode sau tranzistoare) se pot realiza operații neliniare cu semnale analogice, cum sunt: logaritizarea, antilogaritizarea și redresarea.

Amplificatorul logaritmic, are structura dată în figura 5a, cu linii pline, când se folosește dioda D1, sau cu linii întrerupte, când se folosește tranzistorul T.

Folosind expresiile curentului prin diodă (Schokley) sau tranzistor (Moll-Ross):

$$I_D = I_S e^{U_{j1}/\eta U_T}, I_C = I_{CS} e^{-U_{BE}/\eta U_T}$$

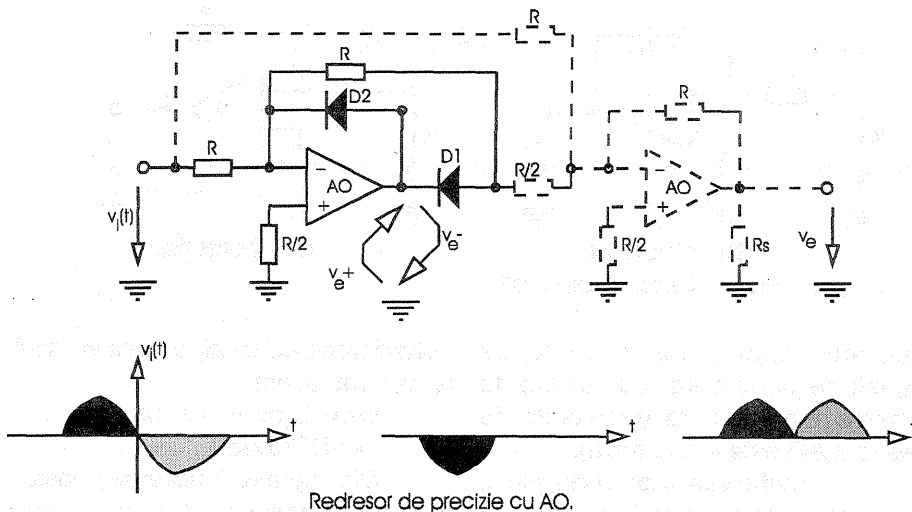
considerând AO ideal ($I_B = 0$) și intrările AO ca mase virtuale, avem:

$$\frac{v_i}{R_1} = I_D; v_e = U_{j1} = \eta U_T \ln \frac{I_D}{I_S} = \eta U_T \ln \frac{v_i}{R_1 I_S}$$

sau

$$\frac{v_i}{R_1} = I_C; v_e = U_{BE} = \eta U_T \ln \frac{v_i}{R_1 I_{CS}}$$

Tranzistorul T se folosește pentru amplitudini mai mari ale lui v_i . Pentru creșterea stabilității se



Redresor de precizie cu AO.

Figura 6

introduce în acest caz condensatorul C, care realizează o corecție de fază și R, care limitează curentul I_c.

Observăm că expresiile obținute pentru v_e sunt dependente și de temperatură, prin intermediul lui: I_s(T); I_{cs}(T), respectiv U_T=kT/q (tensiune termică).

Pentru limitarea acestei dependențe se folosește un al doilea AO, reprezentat prin linii întrerupte în figura 5a, având funcția de neinvertor.

În acest caz, întrucât:

$$I_{B+}=0 \text{ și } v_{02+}=U_{j2}-v_{e-},$$

se obține

$$v_e = \left(1 + \frac{R_T}{R_{i1}}\right) v_{02+} = -\left(1 + \frac{R_T}{R_{i1}}\right) \eta U_T \ln \frac{v_i}{R_{i1} I}$$

Observăm că I_s(T) a fost

eliminat. Influența lui U_T poate fi compensată prin introducerea termistorului R_T în bucla reacției negative a celui de-al doilea AO. Astfel, dacă realizăm:

$$-\left(1 + \frac{R_T}{R_{i1}}\right) \eta U_T = K; R_{i1} I = 1$$

se obține: v_e=K ln(v_i)

Amplificatorul antilogaritmic (exponențial) are configurația dată în figura 5b.

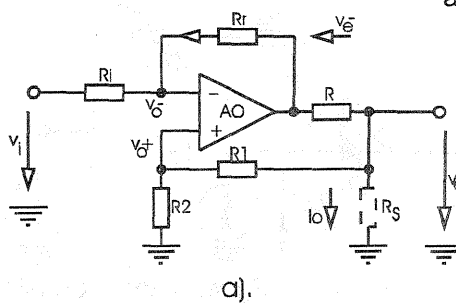
În acest caz, întrucât avem:

v_i=U_{EB} și I_B=0, se obține:

$$v_e = -R I_s e^{U_j / \eta U_T}$$

sau

$$v_e = K e^{40 v_i}$$



Convertoare U/I și I/U.
Figura 7

întrucât, în general avem: η=1 și U_T≅25mV, compensarea I_s(T) făcându-se folosind un al doilea AO, așa ca în cazul precedent.

Amplificatorul logaritmic, asociat cu cel exponențial este folosit pentru a calcula, folosind proprietățile logaritmilor, produsul sau câtul unor semnale analogice, sau funcții de forma xⁿ, x/y, n^x sau xⁿ.

Se poate demonstra că în cazul structurilor pentru calcularea acestor

funcții nu mai este necesară compensarea termică.

Redresorul de precizie cu AO, permite redresarea unor tensiuni având amplitudinea mai mică decât pragul de deschidere al diodelor (0,2÷0,3)V, pentru cele cu Ge și (0,6÷0,7)V, pentru cele cu Si. Ele sunt folosite în special la aparatele de măsurare a tensiunilor și curenților alternativi, de valoare mică.

În figura 6, prin linii pline este prezentată structura redresorului monoalternanță.

Pe durata alternanței pozitive a lui v_i(t), potențialul ieșirii AO este negativ, astfel încât D₁ conduce, închizând bucla reacției negative prin R și D₂ este blocată.

Particularizând relația generală a AO (2), pentru v₊=0, z_r=z_i=R, obținem: v_e⁻=(R/R)v_i=-v_i.

Pe durata alternanței negative a lui v_i(t), ieșirea AO are potențialul

pozitiv, astfel încât D₁ este blocată și D₂ conduce, bucla reacției negative a AO închizându-se prin rezistența mică R_d, a diodei D₂, conductoare. Avem:

$$v_{e-} = -\frac{R_d}{R} (-v_i) \cong 0; \text{ întrucât } R_d \ll R.$$

În figura 6 structura s-a completat cu linii întrerupte, pentru a corespunde redresorului bialternanță.

Al doilea AO are funcția de sumator algebric.

- continuare în pagina 24 -

- S-a născut la data de 12 decembrie 1929, în comuna Varna, jud. Suceava.
- A absolvit în anul 1954 Facultatea de Electrotehnică;
- Activează în cadrul Universității Tehnice din Iași (fost Institutul Politehnic "Gheorghe Asachi") încă din 1954;
- Este actualmente prof.dr.ing. la Catedra de Electronică Aplicată de



prof. univ. dr. ing. Neculai Reus

- la Facultatea de Electronică și Telecomunicații din cadrul Universității Tehnice Iași, unde predă cursul de Dispozitive și Circuite Electronice;
- Este conducător de doctorat în domeniul dispozitivelor și circuitelor electronice;
- A publicat 8 manuale și monografii și peste 40 de lucrări din domeniul electronicii.



GENERATORUL DE FUNCȚII XR2206 (IV)

Aurelian Lăzăroiu
ing. Cătălin Lăzăroiu

- urmare din numărul trecut -

Generatoarele de funcții ROB 8015 și ROB 8122

Așa cum am arătat în introducerea acestui material, în urmă cu aproximativ 14 ani, la ICCE au fost proiectate, pe lângă generatorul de funcții ROB 8125 (compatibil cu XR2206), alte două circuite integrate specializate pentru generarea diferitelor forme de undă. În cele ce urmează se face o scurtă descriere a circuitelor integrate ROB 8015 și ROB 8122, realizate în tehnologie MONOCIP. În final, se prezintă o schemă tipică de aplicație a acestor două circuite integrate.

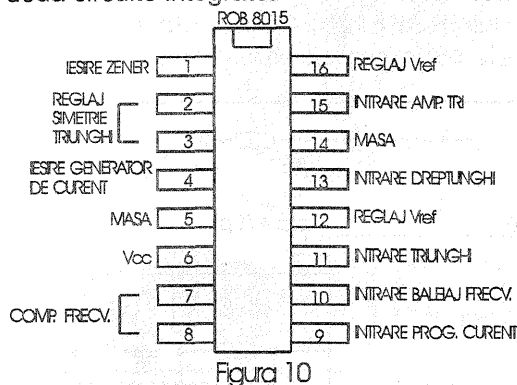


Figura 10

ROB 8015 este un generator de funcții monolitic care produce simultan semnale cu formă triunghiulară și dreptunghiulară. Utilizarea unui singur rezistor extern de programare permite reglarea frecvenței acestor semnale într-un domeniu de trei decade. Prin schimbarea condensatorului de temporizare, domeniul de frecvență se poate extinde la mai mult de opt decade (1mHz+200kHz).

Configurația terminalelor circuitului integrat ROB 8015 este prezentată în figura 10.

Principalele caracteristici electrice ale circuitului integrat ROB 8015 sunt:

- domeniul de frecvență: 0,001Hz+200kHz;
- stabilitatea frecvenței cu temperatura: $\pm 40 \pm 100$ ppm/°C;
- stabilitatea frecvenței cu tensiunea de alimentare: 0,2+2%/V;
- domeniul de baleiaj: 1000:1+30.000:1;

- tensiunea de alimentare: 12+20V;

- curent consumat: 20+30mA.

Frecvența semnalelor generate de ROB 8015 depinde de valorile rezistorului de programare (conectat la terminalul 9), a condensatorului de temporizare (conectat la terminalul 4), și de tensiunea aplicată pe terminalul 10. Dacă această tensiune este egală cu 1/2 din valoarea tensiunii de alimentare, frecvența se poate aproxima cu relația: $f=1,12/RC$. Dacă pe terminalul 10 se aplică o tensiune variabilă, semnalul generat va fi modulat în frecvență, corespunzător valorii acestei tensiuni. Când această tensiune este o rampă liniară, frecvența generată de ROB 8015 va baleia un domeniu ale cărui limite se vor afla în raport de minimum 1000:1.

Stabilitatea frecvenței față de variațiile de temperatură ale mediului ambiant depinde esențial de calitatea condensatorului de temporizare. Pentru condensatoarele cu mică, coeficientul de temperatură al frecvenței este mai mic de ± 100 ppm/°C.

Circuitul integrat ROB 8015 se poate alimenta de la o sursă simplă sau de la o sursă dublă de tensiune. În cazul alimentării de la o singură sursă, forma de undă triunghiulară este axată pe o componentă de tensiune egală cu $V_{cc}/2$.

Pentru a nu deteriora circuitul integrat ROB 8015, se recomandă respectarea următoarelor precauții:

- tensiunea de alimentare să nu depășească valoarea de 20V;
- curentul debitat/absorbit la ieșirea de semnal dreptunghiular (terminal 13) să nu depășească valoarea de 20mA;
- curentul debitat în circuitul terminalului 1 să fie mai mic de 2mA;
- rezistorul de programare conectat la terminalul 9 să fie, în cel mai defavorabil caz, de minimum 15kΩ.

ROB 8122 este un circuit integrat proiectat pentru a converti semnalul triunghiular simetric produs de ROB 8015 în semnal sinusoidal.

Configurația terminalelor circuitului integrat ROB 8122 este prezentată în figura 11. Principalele caracteristici electrice ale acestui integrat sunt:

- domeniu de frecvență: 0,001Hz+200kHz;
- factor de distorsiune armonică: 0,5+2%;
- amplitudine garantată: 1Vrms;
- stabilitatea amplitudinii cu temperatura: 0,075+0,1%/°C;
- stabilitatea amplitudinii cu frecvența: 0,8+1%;
- tensiunea de alimentare: 13+18V (max. 20V);
- curent de alimentare: 5+10mA.

Ajustarea formei de undă sinusoidală, în scopul reducerii distorsiunilor armonice, se face cu un singur potențiomtru. Dacă simetria semnalului triunghiular supus conversiei este perfectă, factorul de distorsiune armonică poate fi redus până la circa 0,2%.

Tehnica utilizată în ROB 8122 pentru transformarea semnalului triunghiular în semnal sinusoidal constă în aproximarea caracteristicii din segmente de dreaptă. Formatorul propriu-zis constă din șase punți de diode, comandate printr-o rețea rezistivă de ponderare. Cele șase punți de diode compun un cadran de sinusoidă din șapte segmente. Punctele de inflexiune/rupere și panta segmentelor, de care depinde distorsiunea formei de undă, pot fi optimizate prin intermediul reglajului exterior.

În schema din figura 12 se prezintă o aplicație tipică a circuitelor integrate ROB 8015 și ROB 8122,

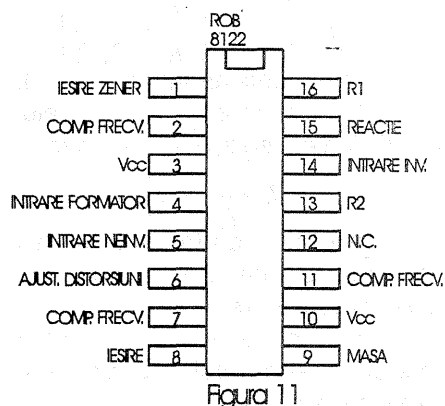


Figura 11



constituind un generator de funcții performant, care produce simultan trei forme de undă: triunghiulară, dreptunghiulară și sinusoidală. Domeniul de frecvență acoperit prin șapte subdomenii este cuprins între 0,01Hz și 100kHz. Factorul de distorsiune armonică în domeniul 0,01Hz și 10kHz nu depășește 1%. În domeniul 10kHz+100kHz, distorsiunea se menține sub 2%. În cazul unor reglaje minuțioase factorul de distorsiune armonică se menține sub 1% în tot domeniul, ajungând sub 0,5% pentru frecvențele audio. Pentru obținerea acestor distorsiuni minime se procedează după cum urmează:

- se reglează simultan simetria semnalului triunghiular prin intermediul semireglabilelor SR1, SR2;

- se reglează SR4 pentru obținerea semnalelor sinusoidale cu factor de distorsiune cât mai redus.

Pentru realizarea unor reglaje precise, în scopul obținerii

distorsiunilor minime, se recomandă folosirea semireglabililor multitură.

Semireglabilul SR3 reglează componenta de tensiune continuă aplicată pe terminalul 10 la valoarea 1/2Vcc. Pe acest nivel de tensiune este axat semnalul sinusoidal.

Dacă se întrerupe conexiunea desenată cu linie punctată, se pot obține semnale modulate FSK (dacă pe terminalul 10 se aplică impulsuri dreptunghiulare), sau semnale baleiate în frecvență (dacă pe terminalul 10 se aplică rampe de tensiune).

Circuitul de reacție dintre terminalul 13 și cursorul semireglabilului SR3 se introduce în montaj numai dacă se constată perturbații pe vârfurile semnalului triunghiular (spîțuri).

Reglarea frecvenței în fiecare subdomeniu, în raport de 10+1, se face prin intermediul potențiometrului P1. Comutatorul S1 introduce în circuitul de temporizare condensatoarele

corespunzătoare celor șapte decade: C1=110pF; C2=1,1nF; C3=11nF; C4=110nF; C5=1,1μF; C6=11μF; C7=110μF.

Tranzistorul T1, de tip JFET cu canal N, poate fi BFW-11, BFW-13 (ICCE), sau similar.

Bibliografie

- Function Generator XR2206, EXAR, 1976;

- Catalog circuite integrate liniare, ICCÉ, 1987;

- Popescu, C.A., Neagoe, O., Circuite integrate pentru generatoare de formă de undă, Conferința Anuală de Semiconductoare, 1984;

- Căciulă, I., Popescu, P., Cloșdescu, R., ROB8125: Generator de funcții monolitic realizat în tehnică monocip, Conferința Anuală de Semiconductoare, 1985;

- Lăzăroiu, A., Vobulator de audiofrecvență cu circuitul integrat ROB8125, Conferința Anuală de Semiconductoare, 1986;

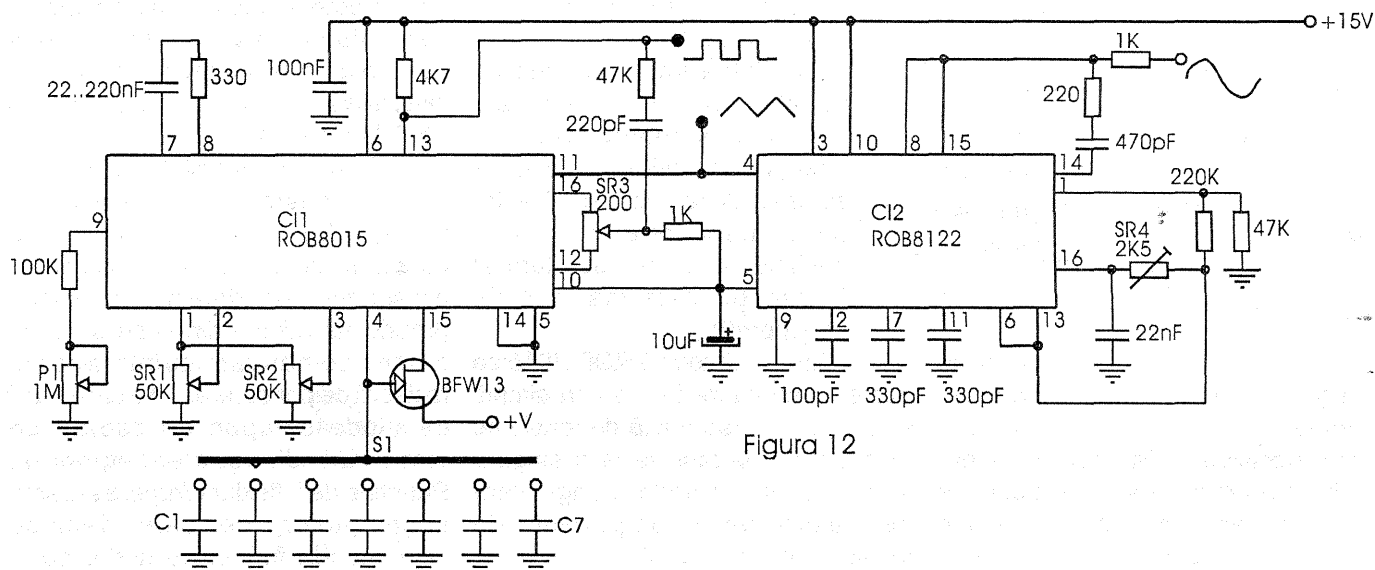


Figura 12

- continuare din pagina 22 -

Folosind relația generală a AO, pentru această funcție, pe durata alternanței pozitive a lui $v_i(t)$, obținem:

$$v_e = -R_r \sum_{k=1}^n \frac{v_{ik}}{R_k} = -R \left(\frac{v_i}{R} + \frac{-v_i}{R/2} \right) = v_i$$

În alternanța negativă a lui $v_i(t)$, când $v_i(t) = -v_i$ și pe intrarea (-) a celui de al doilea AO se aplică $v_e = 0$, avem:

$$v_e = -R \left(\frac{-v_i}{R} + 0 \right) = v_i$$

Se obține astfel redresarea bialternanță, eliminând pragurile diodelor redresoare.

Folosind alte valori pentru rezistoare, semnalul $v_i(t)$ poate fi redresat și amplificat.

4. Convertoare U/I și I/U cu AO

Convertorul U/I, având structura dată în figura 7, are funcția de a transforma o sursă de tensiune constantă (rezistență internă teoretic egală cu zero) într-o sursă de curent constant (rezistență internă teoretic egală cu infinit).

Expresia curentului i_0 , aferent sursei de curent controlată prin v_i , rezultă ca soluție a sistemului de ecuații, care se scriu din inspecția schemei date în figura 7a.

-continuare în numărul viitor-

Proser

TEHNICON

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

- Difuzoare cu pânne
4Ω/15W
(116.000lei+T.V.A.)
- Cască Telecom cu microfon
200Ω
(95.000lei+T.V.A.)
- Piese de schimb pentru mașini
de numărat bani.



VITACOM Electronics

CLUJ-NAPOCA, str. Pasteur nr. 73, tel: 064-438401,
e-mail: vitacom@vitacom.dntcj.ro
BBS: 064-438402 (după ora 16:30), fax: 064-438403
BUCURESTI, str. Popa Nan nr.9, sectorul II, tel/fax: 01-2523606,
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 • 7-8/1998

CUPRINS:

ELECTRONICA LA ZI

- Sistemul de comunicații mobile prin satelit "Globalstar"- dr.ing.Ioan Tache...Pag. 1
- Comunicații radio-pachet de amatori (V)
- dr.ing.Șerban Radu Ionescu, Cătălin Ionescu..... Pag. 3

AUDIO

- Amplificator cu bandă largă de trecere la joasă frecvență
- ing.Aurelian Mateescu..... Pag. 5

VIDEO-T.V.

- Funcționarea și depanarea videocasetofoanelor (IX)
- ing. Șerban Naicu, ing. Florin Gruia.....Pag. 6

AUTOMATIZĂRI

- Miniradar anticoliziune auto(II) - dr.ing. Andrei Ciontu..... Pag.10

LABORATOR

- Modul flexibil de numărare - ing. Șerban Naicu.....Pag.13
- Metodă de testare a unui amplificator cu semnal dreptunghiular
- dr.ing.Nicolae Drăgulănescu.....Pag.16
- Milivoltmetru electronic(II) - ing.Florin Gruia..... Pag.17

CATALOG

- Amplificatoarele operaționale și aplicațiile lor
- prof.univ.dr.ing.Neculai Reus..... Pag.20
- Generatorul de funcții XR2206 (IV)-Aurelian Lăzăroiu,ing.Cătălin Lăzăroiu. Pag.23

DIN SUMARUL NUMERELOR URMATOARE:

- Protecție incintă acustică
- Generator complet de semnale cu XR2206
- Miniradar superreactie anticoliziune auto (III)
- Radiogonometrie de amator
- Compresor de RF
- Priză multiplă telecomandată
- Modem pentru radio-pachet în carcasa unei mufe de 25 pini

6000 lei

ISSN 1223-7000

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