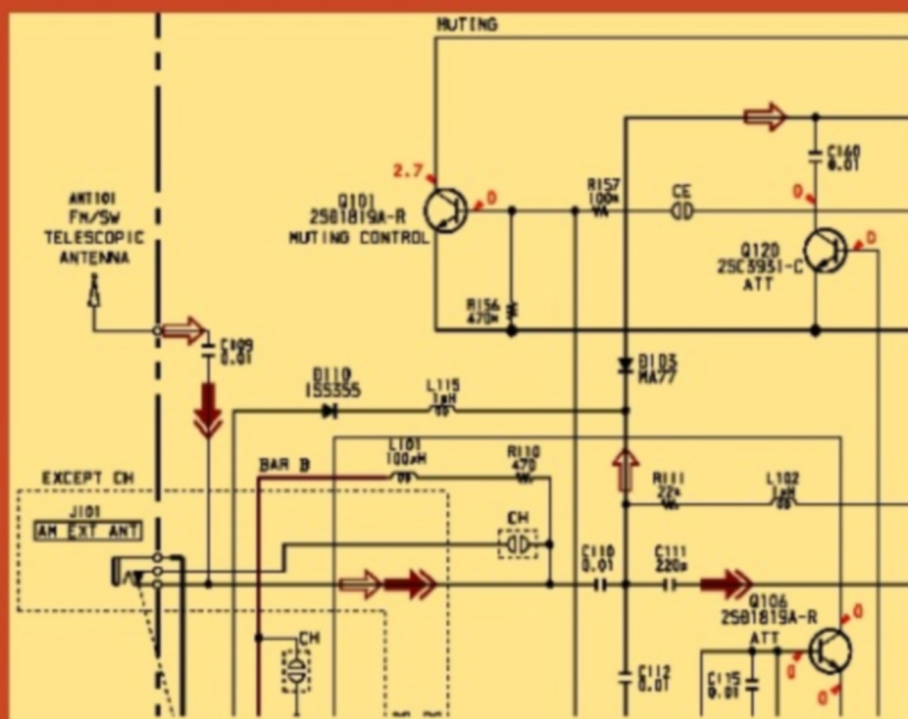


Florin Crețu

RADIORECEPTOARE

Principii și scheme comentate



Editura MOLDOGRUP
Iași - 1998

Ing. Florin Crețu

Radioreceptoare

Principii și scheme comentate

**Moldogrup
Iași 1998**

ABSTRACT

The technology used in radio-communication is in continuous progress. The present book offers the reader who is interested in the field an insight into the areas of designing and making modern radio-receivers.

One can find within the pages of the book, the most recent concepts and charts used in high-quality receivers. In order to come with up to date information, varied sources of documentation have been used. To these, the author has contributed his own experience in the field.

The book includes over 150 charts, tables and nomograms in order to outline a concrete picture that would support the theoretical information with innumerable details on how to make things work into practice.

The level of the book is therefore that of the reader with average knowledge in radio-communication, but it is also useful to specialists, students in electronics, ham radio and to all those interested in this fascinating field.

© Editura **MOLDOGRUP** IAȘI - 1998

RADIORECEPTOARE

FLORIN CREȚU

ISBN 973-98780-2-4

Culegere și tehnoredactare: Florin Crețu, Daniela Bătrânu

Toate drepturile rezervate editurii **MOLDOGRUP** IAȘI

Nici o parte din acest volum nu poate fi copiată
fără permisiunea scrisă a Editurii **MOLDOGRUP** IAȘI

Drepturile de distribuție în țară și străinătate aparțin în exclusivitate
Editurii **MOLDOGRUP** IAȘI

Distribuitor unic: C.M.M. ASTRA, Telefon 032 / 216325

Editura **MOLDOGRUP** IAȘI

Telefon 032 / 216325

Sumar

Cuvînt înainte	7
Introducere	9
Arhitectura internă a radioreceptoarelor	12
1. Generalități	13
2. Receptorul superheterodină	13
2.1 Mixajul în radioreceptoare	13
2.2 Problematika receptoarelor superheterodină.....	15
2.3 Bilanțul amplificării și al zgomotului	18
3. Receptorul cu conversie directă	20
4. Recepția emisiunilor digitale	23
5. Afișarea frecvenței de acord.....	24
6. Semnale parazite în radioreceptoare	25
7. Facilități uzuale la receptoarele performante	25
Circuitul de intrare	26
1. Generalități	26
2. Cerințe general	27
3. Bobine	28
3.1 Carcasa bobinelor	30
3.2 Bobine pe aer	31
3.3 Bobine realizate pe materiale feritice	31
3.4 Condensatorul variabil	32
4. Proiectarea și construcția circuitelor de intrare	33
4.1 Circuite acordabile	33
4.2 Soluții practice de circuite de intrare	35
4.3 Circuite de intrare cu acord automat.....	38
4.4 Circuite de bandă largă	38
5. Distorsiuni cauzate de circuitele de intrare	40
6. Circuite de protecție a intrării	43
7. Concluzii	45
Amplificatorul de RF	46
1. Generalități	46
2. Parametri esențiali	46
3. Circuite practice	47
4. Considerații finale	53
Mixere de recepție	55

1. Parametri principali	55
2. Tipuri de mixere	56
2.1 Mixere cu diode	57
2.2 Mixere cu FET-uri	62
2.3 Mixere cu tranzistoare bipolare	65
3. Comparatii	67
• Blocul de IF	69
1. Generalitati	69
2. Etaje de IF cu tranzistoare	69
3. Etaje de IF cu circuite integrate	71
4. Tipuri de filtre și utilizarea acestora	76
4.1 Realizarea practică a filtrelor cu cuarț	78
4.2 Filtre cu bobine	82
4.3 Distorsiuni produse de filtre	83
4.4 Comutarea filtrelor	84
5. Stabilitatea amplificatoarelor de IF	85
6. Regimul tranzitoriu în etajele de IF	87
7. Zgomotul în blocul de IF	87
• Demodulatoare	89
1. Generalitati	89
2. Demodulatoare AM	90
3. Demodulatoare FM	97
4. Demodulatoare digitale	101
• Circuitul AGC	103
1. Generalitati	103
2. Constantele de timp AGC	104
3. Scheme practice de circuite AGC	105
4. Modalități de control a amplificării	109
5. Bucle AGC multiple	114
6. Circuitul AGC la receptoarele FM	114
7. AGC digital	114
8. Stabilitatea buclei AGC	114
9. S- metrul	116
• Etajul de A.F	118
• Oscilatoare și sintetizoare de frecvență	121
1.1 Cerințe generale	121
1.2 Condiția generala de oscilație	122
1.3 Proiectarea oscilatoarelor	123
1.4 Criterii de selecție pentru elementele utilizate	125

1.5	Considerații tehnologice și constructive.....	130
1.6	Scheme pentru frecvențe sub 100MHz.....	130
1.7	Scheme pentru frecvențe între 100Mhz și 1GHz.....	135
1.8	Oscilatoare pentru banda 1-2.5GHz	138
2.	Oscilatoare cu cristal de cuarț	140
2.1	Scheme de oscilatoare cu cuarț	142
2.2	Scheme practice de oscilatoare cu cristal	144
2.3	Oscilatoare cu cristal de zgomot redus	146
2.4	Oscilatoare atomice	149
3.	Bufferul	150
4.	Sinteza de frecvență	154
4.1	Sinteza digitală directă	155
4.2	Sinteza de frecvență cu circuite PLL.....	157
4.3	Elementele buclei PLL	162
4.4	Filtrul de buclă	175
4.5	Comparatoare de fază/frecvență	177
4.6	Prescalere	180
4.7	Comanda sintezei cu microcontrolere	182
4.8	Arhitectura modernă a sintezelor de frecvență	185
5.	Zgomotul oscilatoarelor	188
	Blocul de alimentare.....	192
	Circuite auxiliare.....	199
1.	Filtre Notch	199
2.	Filtru de zgomot (Noise Blanker).....	201
3.	Procesarea digitală a semnalelor- DSP.....	206
4.	Selectivitate variabilă -PBT.....	209
	Parametrii radioreceptoarelor	213
1.	Cifra de zgomot și factorul de zgomot	213
2.	Distorsiuni produse de etajele radioreceptoarelor	218
2.1	Distorsiuni de intermodulație.....	219
3.	Sensibilitatea, gama dinamică și zgomotul de fază	222
4.	Selectivitatea	225
5.	Impedanța de intrare și coeficientul de reflexie	226
6.	Alți parametri ai receptoarelor	226
	Scheme comentate de radioreceptoare	228
1.	Radioreceptoare superheterodină.....	228
2.	Radioreceptoare sincrodină.....	235
	Componente și materiale utilizate în radiotehnică.....	248
	Anexe	253

Introducere

De la apariția radiocomunicațiilor, au fost utilizate cu precădere anumite spectre de frecvență, în concordanță cu posibilitățile tehnologice ale momentului. Astfel dacă pentru comunicațiile la distanțe mari începând cu anii '30, au fost folosite undele scurte, actualmente noile tehnologii au împins gamele de interes major spre frecvențe din ce în ce mai mari. Frecvențe care cu numai 10-15 ani în urmă aveau puțini utilizatori, sunt astăzi extrem de solicitate (vezi benzile de 900MHz și 1.9GHz). Cu echipamente ce lucrează pe aceste frecvențe, prin retranslații succesive, se poate comunica acum, aproape oriunde în lume în zonele dens populate.

Tehnologiile de prelucrare digitală a semnalului, folosite inițial doar de serviciile de comunicații militare sau speciale, au pătruns în forță și pe piața civilă a comunicațiilor, odată cu noile telefoane celulare. Se poate asigura astfel, în același timp, o mai bună confidențialitate a comunicației și în același timp, pe același canal de comunicație se pot desfășura mai multe transmisii concomitent. Toate acestea sunt în parte și un rezultat al aglomerării excesive a benzilor de comunicații cu frecvențe joase, în fiecare an apărând milioane de noi utilizatori de echipamente de comunicații radio.

Evident, progresele realizate în tehnologiile comunicațiilor sunt strâns legate de componentele utilizate. Necesitățile tehnice ale telefoniei celulare impun componente capabile să opereze la tensiuni sub 3V și frecvențe de 900MHz sau 1.9GHz. Circuitele de codare-decodare digitale sunt de fapt minicalculatoare sofisticate realizate pe o pastilă de siliciu, și care sunt infinit mai complexe decât primele microprocesoare apărute în anii '70. La acestea se adaugă consumurile energetice proprii deosebit de reduse, pentru a economisi sursa de alimentare la echipamentele portabile.

Nici echipamentele ce lucrează în unde scurte nu au rămas neatinse de noile tehnologii. Parametrii pe care le aveau în urmă cu 15 ani în urmă doar echipamentele profesionale, sunt astăzi depășite de echipamente ce sunt destinate radioamatorilor. Utilizarea sintezei de frecvență, lucrul cu frecvențe memorate, selectivitatea variabilă sau circuitele de prelucrare digitală a semnalului de audiofrecvență sunt astăzi facilitați aproape comune la echipamentele produse în prezent. Firește, există o largă diversitate de echipamente de comunicații, care țin de performanțele necesare, dar și de operatorul ce utilizează echipamentul. Există astfel, echipamente de mare performanță, deosebit de sofisticate, care necesită operatori bine pregătiți pentru

a le putea folosi la performanțe maxime, după cum există și echipamente de o simplitate extremă (care au 1-2 butoane) ce pot fi folosite de oricine.

Comunicațiile destinate serviciilor militare sau speciale se desfășoară (în statele cu armate bine utilitate) în bună măsură cu echipamente ce folosesc comutația de frecvență (sau spectru împrăștiat). Acest procedeu asigură o mai bună protecție la bruiaj sau interceptie, dar necesită echipamente mult mai sofisticate și costisitoare.

Cît privește complexitatea și performanțele echipamentelor de comunicații, trebuie spus că performanța înseamnă totdeauna un preț de cost mai mare. Totdeauna trebuie făcut clasicul compromis performanțe/cost, pentru a alege cea mai bună soluție la un sistem de comunicație dat. Se pot astfel achiziționa echipamente ce costă 200-300\$ sau echipamente de 20.000\$ ce fac în principiu același lucru, dar la un nivel calitativ incomparabil. Piața echipamentelor de comunicație civile este dominată, conform unor studii recente de piață, de echipamentele low-end în proporție de 65%, 25% îl reprezintă echipamentele medii și sub 10% echipamentele high-end.

Piața echipamentelor de radiocomunicații este cifrată la câteva sute de miliarde de \$ pentru următorii ani, motiv pentru care concurența în domeniu este acerbă. Trebuie spus că în domeniul echipamentelor de radiocomunicații intră de relativ puțină vreme și echipamentele destinate rețelelor de calculatoare cuplate prin radio, rețele ce sunt în continuă extindere.

Progresul tehnologic, duce la înlocuirea treptată a unor tipuri de echipamente de comunicație cu altele noi. Să amintim aici serviciile telegrafice (Morse) care rînd pe rînd sunt desființate (în 1997 era desființat serviciul telegrafic francez). Codul Morse, care a fost ani de zile principalul mijloc de codare a informației, este în curs de a fi eliminat și din cadrul radiocomunicațiilor maritime. Singurii utilizatori ai codului Morse (și implicit ai echipamentelor respective) vor rămîne radioamatorii și unele servicii de comunicații militare din țările sărace.

În domeniile tehnice este hazardat să faci preziceri, dar direcția de evoluție este clară: de la comunicațiile analogice se trece treptat la comunicațiile digitale. Înlocuirea tuturor sistemelor de radiocomunicații va mai dura însă un număr de ani, timp în care beneficiarii sistemelor de comunicații vor plăti pentru noile echipamente, iar producătorii vor prospera.

Totul este bine cînd miza o reprezintă progresul tehnic! Comunicațiile de astăzi nu mai seamănă cu cele de acum 50 de ani, după cum nici cele de azi nu vor mai semăna cu cele de peste 50 de ani!

Structura unui receptor pentru radiocomunicații depinde în bună măsură de tipul emisiunilor ce vor fi recepționate. Fără a intra în detalii legate de modulație sau clasele de emisiuni, trebuie spus că de regulă receptoarele simple nu pot recepționa decât 1-2 tipuri de emisiuni. Un receptor pentru toate tipurile de modulație va fi fără îndoială scump. De obicei, utilizatorul obișnuit nu are nevoie de mai mult de 2-3 moduri de lucru.

Alegerea echipamentului de lucru se face în perfectă cunoștință de cauză, în vederea alegerii unui echipament cu cel mai bun raport preț/performanță. Eventual, dacă există dubii asupra necesităților reale, consultarea unui specialist cu experiență poate fi benefică.

Proiectarea și construcția unui receptor modern este o întreprindere dificilă, fiind necesare informații profunde despre componentele asigurate de producători, o bună informare asupra tehnicilor folosite de principalii producători de echipamente de radiocomunicații, precum și o bună pregătire teoretică și practică. Un sprijin important pentru proiectantul de echipamente de radiocomunicații îl reprezintă tehnica de calcul. Folosirea programelor de analiză pe calculator a circuitelor electronice (gen Spice) sau de realizare a cablajelor imprimate (Orcad, Pcad, Protel, Ultimate) a devenit astăzi indispensabilă, permițând reducerea considerabilă a timpului de lucru de la proiect, la produsul final.

Arhitectura internă a radioreceptoarelor

1. Generalități

Cel mai simplu radioreceptor este receptorul cu amplificare directă. Acest gen de receptor a fost folosit mult în anii de început ai radiofoniei, actualmente avînd o utilizare extrem de limitată. Practic, la acest gen de receptor, semnalul de la antenă este puternic amplificat și apoi detectat și amplificat în joasă frecvență. Acordul se face numai prin circuitele acordate de la intrare, care asigură în totalitate selectivitatea receptorului. Nu se poate vorbi de radioreceptoare fără a introduce doi parametri esențiali ai unui radioreceptor: sensibilitatea și selectivitatea. Acești parametri vor fi tratați în extenso la capitolul despre parametrii, dar aici trebuie spus doar că sensibilitatea reprezintă capacitatea de a recepționa semnale slabe, iar selectivitatea reprezintă acapacitatea receptorului de a separa semnale apropiate în frecvență.

La receptorul cu amplificare directă sensibilitatea poate fi în principiu oricît de mare, problema majoră fiind faptul că selectivitatea ce se obține poate fi acceptabilă doar la frecvențe reduse. Evident, cu creșterea frecvenței (la același Q al circuitelor de intrare), banda de frecvență crește, selectivitatea devenind în acest fel defectuoasă. Un alt dezavantaj ar fi faptul că acest gen de receptor permite numai recepția semnalelor cu modulație de amplitudine sau frecvență.

Receptorul cu reacție este o altă variantă de receptor ce a fost utilizată în perioadele inițiale ale radiofoniei. Amplificatorul de RF funcționează la acest gen de receptor foarte aproape de limita de autooscilație. În ciuda simplității deosebite a schemei și a sensibilității și selectivității destul de bune ce se pot obține, instabilitatea reglajului de reacție cu frecvența de acord a dus la o operare greoaie. Actualmente, acest gen de receptor are o răspîndire foarte limitată (receptoare de telecomandă).

În prezent se folosesc două categorii de receptoare:

- Receptorul superheterodină
- Receptorul cu conversie directă (sincrodină)

2. Receptorul superheterodină

Receptorul superheterodină este principala structură de receptor utilizată astăzi. Utilizarea pe scară largă a acestui tip de receptor se datorează faptului că, prin folosirea etajului de frecvență intermediară se poate introduce un filtru cu selectivitate înaltă pe o frecvență fixă, rezolvându-se în acest fel, problema selectivității (comparativ cu receptoarele cu amplificare directă). Schema principală este prezentată în fig.1

Se observă că pentru a se obține semnalul de frecvență intermediară este

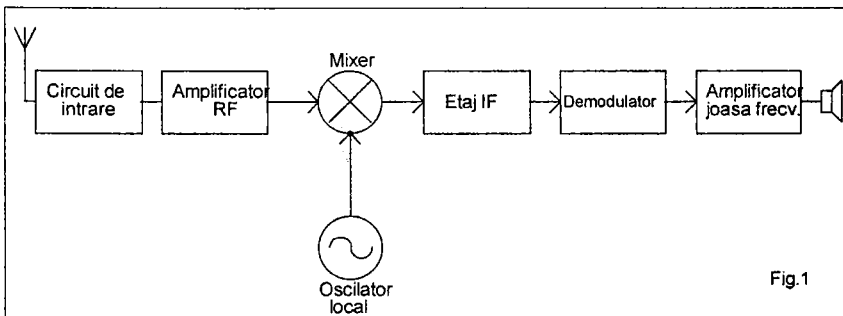


Fig.1

folosit un mixer, care mixează semnalul de RF cu un semnal provenit de la un așa numit oscilator local.

Diferența dintre frecvența oscilatorului local și cea a semnalului de RF este egală cu valoarea frecvenței intermediare. Imediat la ieșirea mixerului este plasat filtrul ce asigură selectivitatea receptorului. Etajul de IF asigură aproape în totalitate amplificarea semnalului la recepție. Semnalul de IF este apoi demodulat, informația conținută fiind în final amplificată de un amplificator de AF.

Prețul soluționării facile a selectivității la receptorul superheterodină îl reprezintă apariția posibilității de perturbare a recepției pe frecvența imagine sau chiar direct pe frecvența intermediară. Mai mult, utilizarea mixerului reprezintă un etaj suplimentar care introduce propriile distorsiuni și limitări la recepție. În ciuda acestor dezavantaje, precum și a reglajului mai dificil la fabricație, utilizarea receptorului superheterodină este deosebit de largă.

2.1 Mixajul în radioreceptoare

Un etaj deosebit de important într-un receptor superheterodină îl reprezintă mixerul. De performanțele acestuia depind în bună măsură calitățile receptorului. Presupunând:

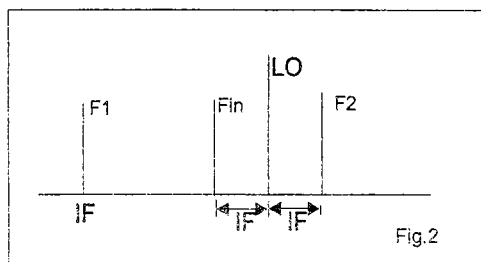
- semnalul de intrare în mixer de tipul: $A \cos(\omega_s t)$ și
- semnalul de la oscilatorul local de tipul: $K \cos(\omega_o t)$,

la ieșire rezultă semnalul:

$$KA \cos(\omega_s \cdot t) \cos(\omega_o \cdot t) = \frac{KA}{2} (\cos(\omega_s + \omega_o) \cdot t + \cos(\omega_s - \omega_o) \cdot t)$$

unde: $\omega_s = 2\pi f_{\text{semnal}}$, $\omega_o = 2\pi f_{\text{oscilator}}$

Presupunând coeficientul K o constantă (amplitudinea oscilatorului), rezultă că amplitudinea semnalului de ieșire depinde numai de semnalul de intrare.



Aplicînd la intrarea unui mixer semnalul F_{in} și la intrarea de oscilator semnalul LO (fig.2), la ieșire rezultă semnalele $F1$ și $F2$, unde:

$$LO + F_{in} = F2 \text{ și } LO - F_{in} = F1$$

Produsul de mixaj $F1$ are frecvența egală cu valoarea frecvenței intermediare IF.

Se observă că, același semnal $F1$ se poate obține și prin diferența unui semnal $F2$ și LO (aflat la o distanță în frecvență egală cu IF). Din acest motiv $F2$ se mai numește și frecvență imagine.

În practică, la ieșirea mixerului, în afară de $F1$ și $F2$ apar și semnalele de la oscilatorul local precum și semnalul de intrare. Dacă se lucrează cu mixere echilibrate semnalele oscilatorului local și cel de intrare sunt atenuate cu 20-40dB.

Mai mult, datorită imperfecțiunii mixerului, vor apare și alte produse de mixaj, între armonicile oscilatorului local și armonicile semnalului de intrare. Produsele de mixaj parazite produse astfel au ponderi semnificative pînă la armonici de ordinul 5 sau chiar 7. Mixerele echilibrate permit reducerea substanțială a produselor parazite de mixaj.

Mixerul este un etaj delicat într-un receptor. Pentru funcționarea la parametrii maximi este necesar să i se asigure o impedanță pur rezistivă la ieșire, într-un spectru larg de frecvență. Din păcate, filtrele plasate imediat după mixer nu îndeplinesc acest criteriu așa încît trebuie să se recurgă la diverse soluții de adaptare mai sofisticate. Uneori se recurge la plasarea unui amplificator imediat după mixer, care are avantajul că poate prezenta impedanța constantă la intrare pe un spectru larg de frecvență. Și aici apare un pericol: presupunînd că semnalul provenit de la oscilatorul local este atenuat de mixer cu numai 20dB,

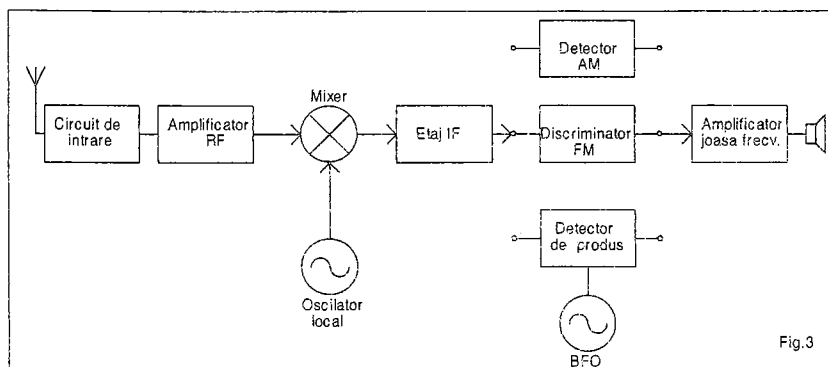
devine posibil ca în situația când se lucrează cu nivele mari la oscilator (+27dBm), să apară la ieșire în afară de semnalul util și o “scurgere” de la oscilator cu un nivel de +7dBm, valoare cu mult mai mare (de regulă) decât semnalul util și care poate provoca chiar saturarea amplificatorului plasat după mixer. O asemenea metodă se poate utiliza numai în situația când mixerul atenuează semnalul de la oscilator cu min. 35-40dB și se lucrează cu nivele reduse de la oscilator (cca. 0dBm la mixerele active).

Subiectul va fi tratat mai pe larg în capitolul despre mixere.

2.2 Problematika receptoarelor superheterodină, frecvența intermediară, selectivitatea și sensibilitatea

Schema bloc a unui radioreceptor superheterodină diferă în oarecare măsură funcție de tipul emisiunii ce se recepționează.

Astfel, pentru recepția emisiunilor cu banda laterală suprimată este



necesară refacerea purtătoarei la recepție. Pentru aceasta, detectorul folosit este de fapt un mixer ce mixează semnalul de IF cu semnalul unui oscilator (BFO) având frecvența egală cu frecvența intermediară.

Recepția emisiunilor modulate FM necesită un detector (discriminator) de frecvență. Fig.3 prezintă schema bloc a unui receptor ce poate recepționa emisiunile cu modulație linară.

Circuitul de intrare utilizat în receptor este esențial pentru atenuarea semnalelor provenite de la antenă ce au o frecvență egală cu frecvența imagine, care ar putea produce la mixare un produs cu frecvența egală cu valoarea frecvenței intermediare. La receptoarele ce sunt bune de larg consum, atenuări ale frecvenței imagine de ordinul a 30-40dB sunt considerate acceptabile, în timp ce pentru realizările profesionale sunt necesare atenuări de ordinul a 90-100dB (pentru receptoarele radioamatorilor necesitățile în unde scurte sunt de

ordinul a 70-80dB). Valoarea frecvenței imagine se determină simplu prin adăugarea la frecvența semnalului util a dublului frecvenței intermediare.

Dacă circuitul de intrare este acordabil, atunci frecvența de acord a acestuia se modifică simultan cu frecvența oscilatorului local, fiind necesară o bună corelare între frecvențele de acord ale celor două circuite. Dacă circuitele de intrare sunt de bandă largă, acestea se aleg în așa fel încât să acopere cel mult o octavă. Evident, în această situație valoarea frecvenței intermediare trebuie să fie suficient de mare pentru ca frecvența imagine să cadă mult în afara benzii de trecere a circuitului de intrare.

Se poate demonstra că numărul produselor parazite, semnificative, de mixaj, scade în situația alegerii unei frecvențe intermediare mai ridicate. Pentru receptoarele de unde scurte, de mare performanță se poate ajunge la valori ale

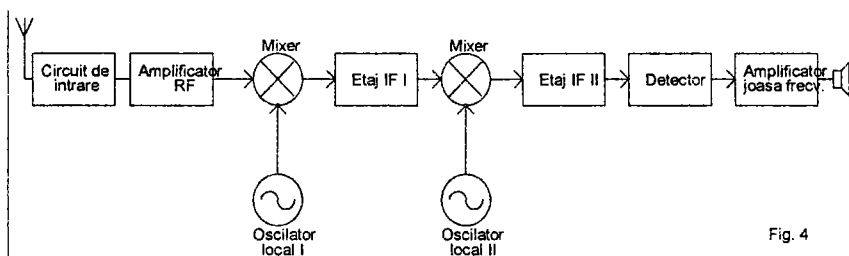
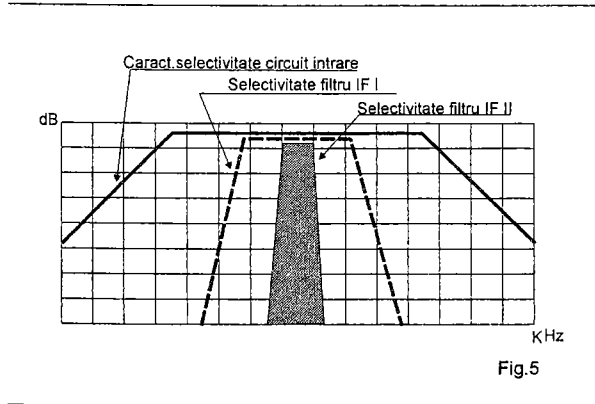


Fig. 4

frecvenței intermediare de cca. 3 ori mai mari decât frecvența maximă recepționată. Acest criteriu de selecție a frecvenței intermediare asigură și o rejecție corespunzătoare a frecvenței imagine. Se ajunge astfel, ca la un receptor de unde scurte cu banda de frecvență pînă la 30MHz, frecvența intermediară să fie de pînă la 100-110MHz. Problema este că la aceste frecvențe ridicate este imposibil de realizat un filtru suficient de îngust pentru emisiunile cu bandă laterală unică sau FM cu deviație redusă de frecvență. De regulă, la frecvențe de ordinul a 70-100MHz sunt disponibile filtre cu cristal cu banda de trecere de ordinul a 20-30KHz, total insuficient pentru cele mai multe tipuri de emisiuni.

Din această cauză se recurge la o schimbare suplimentară de frecvență, translîndu-se în acest mod semnalul pe o a doua frecvență intermediară, cu o valoare la care sunt disponibile filtre de calitate cu selectivitatea necesară. Uzual, cea de a doua frecvență intermediară are o valoare cuprinsă între 200KHz și 10.7MHz. Firește o nouă mixare atrage un alt șir de probleme legate de mixaje parazite, intermodulații și costuri suplimentare, însă rezultatele finale ale unui receptor cu dublă schimbare de frecvență sunt de regulă superioare unui receptor cu simplă schimbare de frecvență.

Fig. 4 prezintă schema bloc pentru un receptor superheterodină cu dublă schimbare de frecvență. Ca și la receptorul superheterodină cu simplă schimbare



de frecvență, la ieșirea mixerelor sunt prevăzute filtre cu selectivitate ridicată. Presupunând prima frecvență intermediară pe 70MHz, cu utilizarea unui filtru cu cuarț cu o bandă de trecere de 20KHz și o a doua frecvență intermediară pe 8-9MHz (sau 200-500KHz) cu o bandă de trecere de 2.35KHz (pentru emisiuni SSB), curbele de

selectivitate ale întregului lanț de recepție arată ca în fig.5.

Se observă caracteristica de selectivitate a circuitului de intrare, care este mult mai largă decât caracteristicile filtrelor din prima și a doua frecvență intermediară.

Analizînd în continuare fig.5 se constată că în afară de semnalul util ce trece numai prin filtrul plasat la intrarea celei de a doua frecvențe intermediare (care are selectivitatea maximă), etajele de intrare mai pot fi încărcate și de alte semnale (ce pot avea amplitudini mari). Funcționarea amplificatoarelor și în special a mixerelor este afectată de apariția produselor de intermodulație. Mărimea produselor de intermodulație depinde de nivelul semnalelor incidente și evident de calitatea amplificatorului sau mixerului. Sigur că din acest punct de vedere ar fi preferabil ca selectivitatea maximă să fie obținută chiar din circuitul de intrare al receptorului, însă din păcate acest lucru nu este posibil.

Semnalele care intră prin circuitul de intrare al receptorului, dar care se plasează în afara caracteristicii de selectivitate a primei frecvențe intermediare sunt plasate în așa numită "zonă gri". Aceste semnale afectează amplificatorul de RF și primul mixer.

O a doua "zonă gri" este situată între caracteristica de selectivitate a primei și a celei de a doua frecvențe intermediare. Aici problema este de a reduce dimensiunea zonei prin folosirea unui prim filtru cît mai îngust. Situația este oarecum agravată de faptul că semnalele cuprinse în a doua zonă gri sunt deja amplificate de amplificatorul de RF.

Funcționarea receptorului cu o gamă largă de semnale este făcută cu ajutorul unui circuit de control al amplificării etajelor, funcție de nivelul semnalului incident, numit AGC- Automatic Gain Control (sau CAA, RAA). Acest circuit păstrează un nivel de semnal în limite normale la intrarea tuturor etajelor, evitându-se saturarea lanțului de recepție în orice punct. Semnalele care intră în prima și în cea de a doua zonă gri nu sunt sesizate de circuitul AGC, dacă semnalul de control este preluat de la ieșirea celei de a doua frecvențe intermediare și devine posibilă saturarea amplificatorului de RF, a primului mixer, a primei frecvențe intermediare și a celui de al doilea mixer.

Din această cauză la construcțiile pretențioase, așa cum se va arăta la capitolul despre frecvența intermediară, se recurge la plasarea unui circuit de AGC propriu primei frecvențe intermediare.

La construcțiile moderne, amplificarea de la circuitul de intrare pînă la intrarea în cea de a doua frecvență intermediară nu depășește 20dB, în acest fel minimizîndu-se distorsiunile cauzate de semnalele cu amplitudine mare. Mai mult, amplificatorul de RF este comutabil, putînd fi introdus în funcțiune numai pentru semnale ce au un nivel foarte mic.

2.3 Bilanțul amplificării și al zgomotului într-un receptor cu dublă schimbare de frecvență

Circ. Int.	ARF	Mix. I	Filt. IF I	IF I	Mix. II	IF II	Filt. IF II	D	AJF
-3dB	+20dB	-6dB	-5dB	+10dB	-6dB	+90dB	-3dB	-6dB	+29dB

Diagrama reprezintă un caz real, în care amplificarea totală pînă la difuzor este de 120dB. Un astfel de receptor permite ca un semnal cu amplitudinea de $1\mu\text{V}$ să poată fi ascultat în difuzor cu un nivel de 1V. Pentru o sarcină de 8Ω aceasta înseamnă o putere de 125mW, deci o audiție confortabilă.

Un parametru important la un receptor îl reprezintă cifra de zgomot. Cu cît cifra de zgomot este mai mică, este posibilă recepția unor semnale mai mici. Uzual, un receptor pentru benzile de unde scurte are o cifră de zgomot de cca. 12dB. Aceasta înseamnă o sensibilitate de $0.3\mu\text{V}$ la un raport semnal /zgomot de 10dB (cu o selectivitate de 2,35KHz). Un receptor pentru gamele de unde ultracurte poate avea o cifră de zgomot sub 8dB.

Problematica zgomotului va fi tratată pe larg în secțiunea dedicată parametrilor, însă trebuie spus că un circuit pasiv, cum ar fi un filtru, fie el cu cristal ori LC, sau un mixer în comutație cu diode au o cifră de zgomot egală cu atenuarea introdusă. Pentru amplificatoarele de IF uzuale cifra de zgomot este de cca. 5dB, în timp ce la realizările deosebit de îngrijite se ating valori de cca. 2dB.

Pentru a se putea atinge o cifră de zgomot redusă este necesar să se folosească circuite de intrare cu pierderi de maxim 1.5dB. Primul filtru poate avea pierderi de 3.5dB (la modelele cele mai bune). Primul amplificator de IF se poate realiza cu o cifră de zgomot de 2dB. În acest fel se ajunge la o cifră de zgomot de 11dB la intrarea celui de al doilea mixer.

Pentru obținerea performanțelor maxime este necesar să fie avute în vedere o serie de considerente, uneori contradictorii:

- Amplificarea în fața mixerului și a filtrelor de mare selectivitate trebuie să fie cât mai mică, cu scopul reducerii distorsiunilor de intermodulație.
- Reducerea câștigului implică o creștere a cifrei de zgomot. Trebuie reținut că nu prezintă nici o utilitate o cifră de zgomot mai mică decât cea necesară. Obținerea unei cifre de zgomot reduse duce la pierderea în parte a performanțelor la intermodulație. Pentru benzile de unde scurte, unde semnalele (ca și zgomotul propriu al benzii) sunt puternice, se optează pentru o cifră de zgomot mai ridicată și performanțe maxime la intermodulații. Pentru benzile de unde ultrascurte, unde și zgomotul benzii și semnalele sunt mult mai reduse, se optează pentru o cifră de zgomot mai redusă în detrimentul performanțelor la intermodulații.
- Realizarea amplificatoarelor de RF implică de regulă un compromis între performanțele la zgomot și intermodulații.
- Se va asigura maximum de selectivitate cât mai aproape de borna de antenă, pentru a evita supraîncărcarea etajelor receptorului cu semnale nedorite. Altfel spus, amplificarea de la borna de antenă la filtrul de IF trebuie să fie minimă (cu puțin mai mare decât pierderile de semnal).
- E preferabil să se minimizeze amplificarea înainte de mixer, eventual plasându-se un amplificator cu dinamică mare după mixer.
- Se va asigura o terminație corectă din punct de vedere al impedanței la portul de IF al mixerului, cu scopul minimizării intermodulațiilor.
- La receptoarele cu dublă conversie, amplificarea primului etaj de IF va fi doar cu puțin mai mare decât pierderile de semnal pînă în acest punct. Se va utiliza un amplificator cu zgomot redus.
- Zgomotul de fază al mixerului va fi cât mai redus pentru a preveni efectele mixării reciproce
- Mixerul utilizat trebuie să aibă o bună izolare interport, cu scopul de a minimiza scurgerile de semnal de la oscilatorul local spre portul de

IF, prevenind în acest fel, adiția peste semnal a zgomotului provenit de la oscilator și supraîncărcarea cu semnal a unui eventual amplificator plasat între mixer și filtrul de mare selectivitate.

De regulă, este dificil ca la o construcție obișnuită să se lucreze doar la “superlativ”, motiv pentru care se recurge la clasicul compromis cost/performanță.

Evident, se are în vedere și destinația receptorului, rareori fiind necesară utilizarea unui receptor cu performanțe maxime în ceea ce privește intermodulațiile, sensibilitatea și selectivitatea. Se pare că cele mai dure condiții apar în momente cum au fost războiul din Golf sau chiar în concursurile de radioamatori, când sute sau mii de stații se aglomerează pe spectre reduse de frecvență, nivelul interferențelor fiind deosebit de mare.

Trebuie spus că nivelul perturbativ în Europa este considerabil mai mare decât pe continentul american sau australian. Banda de 40m este utilizată de un mare număr de stații cu puteri foarte mari, operatori sosiți în Europa din Statele Unite sau Japonia fiind de-a dreptul șocați de nivelul perturbativ de pe “bătrînul continent”. Este una din cauzele pentru care echipamente care s-au impus ușor pe alte continente, în Europa s-au ales doar cu un renume prost.

3. Receptorul cu conversie directă

Receptorul cu conversie directă, ce este cunoscut și sub numele de sincrodină, reprezintă o soluție de realizare a radioreceptoarelor ce a fost inițial utilizată în anii '50 la unele echipamente de uz profesional, pentru ca ulterior asemenea radioreceptoare să nu mai fie utilizate decât de radioamatori. Abia la începutul anilor '80, receptorul cu conversie directă a reînceput să fie folosit semnificativ, în special în echipamente de telecomandă, teletransmisie a datelor sau mai nou, în rețelele de calculatoare cuplate prin radio.

Avantajele receptorului cu conversie directă față de receptorul superheterodină sunt mari, constând în:

- Numărul mult mai mic de produse de mixaj parazite.
- Lipsa filtrului cu cristal sau electromecanic (care are un cost ridicat).
- Simplitatea.
- Cost global mai redus decât la receptorul superheterodină.

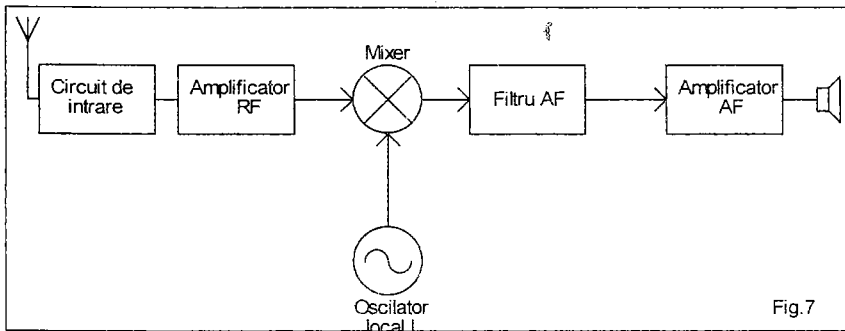
Nemaexistînd etajul de frecvență intermediară nu mai există nici problemele legate de rejecția frecvenței imagine. Selectivitatea se obține în joasă frecvență, un filtru cu un factor de formă bun fiind destul de ușor de realizat.

Dezavantajele constau în faptul că aproape toată amplificarea receptorului este obținută în joasă frecvență, putînd apare fenomene de

microfonie sau probleme legate de cîmpurile parazite de 50Hz. În plus, apare problema prezenței la recepție a semnalelor aflate pe ambele laterale ale purtătoarei. Eliminarea unei laterale se face ceva mai complicat, prin utilizarea unor rețele de defazaj ce conțin componente cu toleranțe strînse. O altă problemă o constituie radiația oscilatorului în antenă, care ar putea perturba alte receptoare, problemă care se rezolvă prin utilizarea unui mixer echilibrat și a unui amplificator de RF.

Receptoarele moderne cu conversie directă ce asigură și rejectia unei laterale și care sunt dotate chiar și cu circuite AGC, au performanțe foarte bune, fiind în multe privințe superioare receptoarelor superheterodină.

O schemă clasică de receptor cu conversie directă este prezentată în fig.7

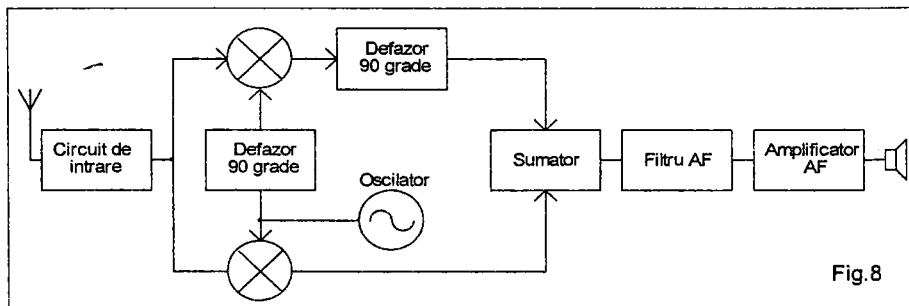


Modul de funcționare este simplu: semnalul provenit de la antenă și eventual amplificat, se aplică unui mixer (demodulator- detector de produs). La portul pentru oscilator al mixerului se aplică semnalul provenit de la un oscilator cu frecvența egală cu cea a semnalului recepționat. La ieșirea mixerului, apare un semnal egal cu diferența între cele două semnale aplicate (suma celor două frecvențe este rejectată de filtrul trece jos aflat imediat după mixer). Dacă este vorba despre un semnal cu modulație de amplitudine (cu purtătoare integrală sau suprimată) la ieșirea mixerului se obține chiar informația conținută în modulație. Problema care apare se referă la prezența simultană la ieșire a ambelor laterale, de regulă doar una fiind utilă.

3.1 Receptoare sincrodină cu rejectia unei benzi laterale.

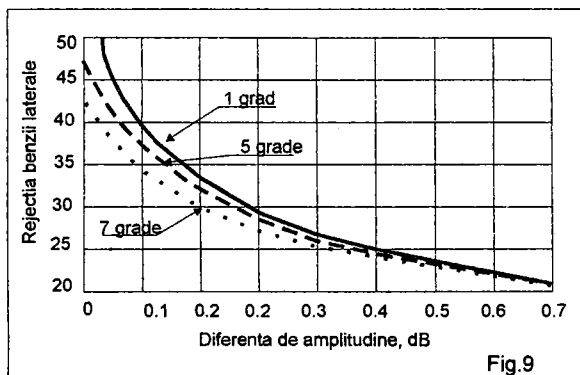
Rejectia imaginii este una dintre cele mai importante probleme ale receptoarelor sincrodină. Pentru rezolvarea acestei probleme se recurge la o soluție relativ complexă.

Fig.8 prezintă o modalitate de rezolvare a acestei probleme. Se observă că



semnalul de la antenă este aplicat simultan la două mixere. Mixajul se face cu semnale defazate cu 90° provenite de la oscilator. Ieșirile celor două mixere sunt apoi sumate, după ce în prealabil unul dintre semnalele de AF a fost defazat cu 90° . În punctul de sumare sosesc deci două semnale ce conțin ambele laterale. Pentru una din laterale semnalele sunt la 180° , în timp ce pentru cealaltă latură semnalele se sumează. Selecția lateralei ce se rejectează se face simplu, prin inversarea semnalelor ce sunt supuse defazării. Matematica ce stă la bază, este simplă: se consideră unul dintre semnale de tipul $m \cdot \sin \omega_s$, iar celălalt de tipul $k \cdot \sin \omega_o$. Semnalele defazate cu 90° sunt de tipul $m \cdot \cos \omega_s$, respectiv $m \cos \omega_o$. Făcînd produsul acestor semnale și apoi suma, rezultă în mod clar rejectia unei laterale. Există mai multe scheme posibile ce utilizează acest principiu. Pentru o rejectie corectă a unei benzi laterale este necesar să se asigure următoarele:

- Nivelul celor două semnale în punctul de sumare trebuie să fie identic.
- Relația de defazaj trebuie menținută la 90° pe întregul spectru de frecvență utilizat atât în RF cît și în AF.



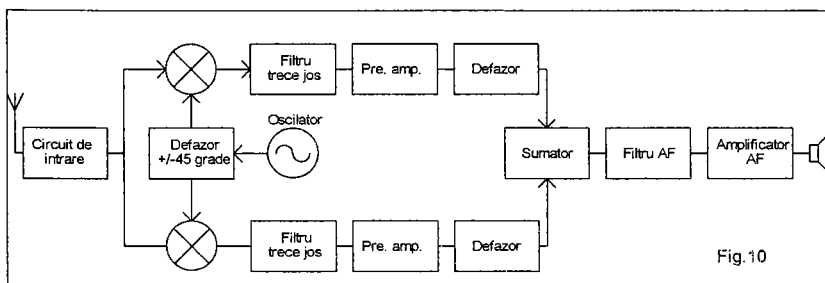
Neîndeplinirea cerințelor de mai sus duce la o atenuare redusă a lateralei nedorite. Dacă defazajul nu este păstrat constant în tot spectrul de joasă frecvență (300-3000Hz), se ajunge la situația în care anumite porțiuni ale lateralei vor fi

mai puțin atenuate.

Fig.9 prezintă modul în care rejectia unei laterale depinde de diferența de amplitudine la punctul de sumare, pentru trei situații de eroare de fază.

Realizarea unei rețele de defazare care să prezinte o eroare de fază atât de redusă pe întreg spectrul de frecvență de AF (300-3000Hz) este o problemă ce trebuie tratată cu toată atenția. Sunt necesare componente sortate cu grijă, în toleranța de 0.5-1%. Rețeaua de defazare de RF nu pune probleme mari dacă acoperirea în frecvență a oscilatorului nu este mai mare de 10-15% din frecvența de lucru. În situația unei acoperiri mai mari, se recurge la comutarea rețelelor de defazare cu frecvența. O soluție mai modernă implică utilizarea unor circuite digitale ce permit în final generarea de semnale defazate cu 90° pe întreaga gamă de unde scurte.

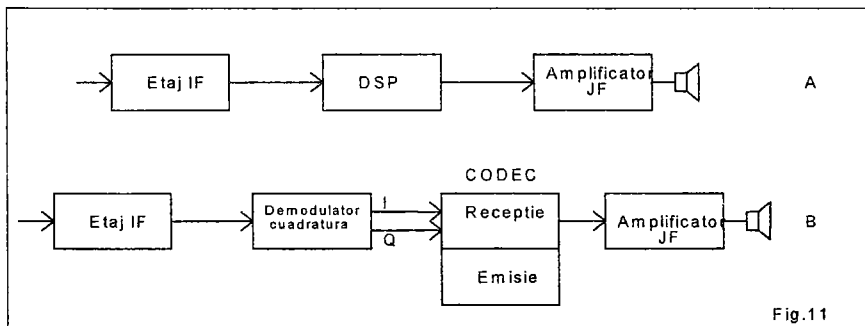
Uneori este mai simplu să se utilizeze defazarea semnalului cu $\pm 45^\circ$,



asa cum este prezentat în fig.10

4. Recepția emisiunilor digitale

Pentru recepția emisiunilor digitale, schema bloc a unui receptor, fie el



superheterodină sau sincrodină este clasică pînă la etajul demodulator,

prelucrarea digitală a semnalelor făcându-se pe semnalul de joasă frecvență cu circuite specializate. Mai nou, chiar și detectorul a fost înlocuit cu un circuit DSP (Digital Signal Processing), care poate asigura prelucrarea semnalelor cu orice fel de modulație. Deocamdată însă limita maximă de frecvență cu care poate opera circuitul DSP este sub 100KHz, motiv pentru care și frecvența intermediară a receptorului trebuie adusă la această valoare. În practică, frecvențe intermediare atât de joasă se obțin numai la superheterodine cu mai multe schimbări de frecvență. Fig.11A prezintă schema bloc de utilizare a demodulării cu DSP. De remarcat că acest tip de circuite prelucrează de fapt semnalele cu modulație liniară prin conversie digitală, prelucrare digitală și apoi revenire la format analogic al semnalului. DSP-urile pot realiza și refacerea semnalelor înecate în zgomot sau perturbate (între anumite limite), prelucrarea semnalelor digitale cu DSP-uri fiind un aspect marginal în utilizarea acestora.

Fig.11B prezintă o schemă bloc clasică pentru recepția emisiunilor digitale. Ieșirile I și Q ale demodulatorului furnizează semnalele necesare unui circuit complex codor-decodor (CODEC). Acest circuit realizează toate funcțiunile necesare decodării (la recepție) și codării (la emisie) semnalelor. Acest gen de circuit este utilizat la echipamentele GSM. Circuitul este deosebit de complex, realizând practic în timp real decompresia (digitală) semnalului, decodarea, concatenarea bursturilor, corecția de eroare și în final conversia semnalului în format analogic pentru a fi apoi amplificat și ascultat în difuzor.

6. Afișarea frecvenței de acord

Frecvența de acord se afișează de regulă fie cu ajutorul unei scale mecanice la receptoarele simple, scală ce permite o precizie de citire de ordinul a 5KHz la 10MHz, sau mai redusă, caz în care scala are doar rol orientativ (cazul receptoarelor de radiodifuziune). Echipamentele profesionale mai vechi foloseau sisteme complexe de afișaj al frecvenței, ce permiteau citirea frecvenței cu o precizie de 100Hz. Receptoarele moderne sunt dotate cu scale digitale, care afișează frecvența fie prin măsurarea cu un frecvențmetru a frecvenței oscilatorului (la care se adună sau se scade o constantă), fie în situația în care controlul frecvenței se face cu un microcontroler, acesta realizează și afișarea frecvenței. Precizia de citire a frecvenței este de regulă 10Hz la receptoarele performante de unde scurte și 100Hz la receptoarele pentru ultrascurte.

Trebuie făcută și o mențiune: nu întotdeauna este utilă afișarea frecvenței de lucru. Acest lucru este valabil când se lucrează cu canale prestabilite (în ultrascurte), în acest caz fiind suficientă afișarea canalului.

7. Semnale parazite în radioreceptoare

Așa cum s-a arătat anterior la problematica mixării, mixerul este o sursă considerabilă de produse de mixaj parazite. La aceasta se adaugă distorsiunile de intermodulație care au ca efect producerea de noi semnale “fantomă” ce apar la recepție. Faptul că se lucrează cu mai multe oscilatoare de nivel mare (la receptoarele superheterodină cu dublă schimbare de frecvență) este de asemenea de natură să genereze produse de mixaj între acestea, care vor apare la recepție ca semnale în bandă. Ecranarea este obligatorie pentru reducerea semnalelor parazite generate, ca și alegerea judicioasă a frecvențelor intermediare.

La receptoarele de calitate, se specifică nivelul maxim al produselor parazite și care de regulă nu trebuie să depășească $10\mu\text{V}$. Receptoarele de calitate înaltă au atașată la fișa de măsurători o listă cu toate frecvențele pe care apar semnale parazite și nivelul acestora. Comparativ cu un receptor superheterodină, un receptor sincrodină este net superior în această privință, avînd un număr mult mai redus de semnale parazite.

8. Facilități uzuale ale receptoarelor performante

De regulă un receptor performant poate avea reglaje pentru:

- volum AF
- amplificare RF
- frecvență acord
- atenuator antenă
- trepte de selectivitate sau selectivitate variabilă
- filtru rejecție (notch)
- limitator de zgomot (noise blanker)
- selecție tipuri de modulație

La acestea se adaugă o serie de facilități de lucru:

- afișarea digitală a frecvenței
- memorarea unui număr de frecvențe ce prezintă interes
- scanarea unui spectru de frecvență dat în căutarea apariției unui semnal
- comanda receptorului printr-un calculator (facilități de telecomandă)
- interfețe pentru modemuri destinate comunicațiilor digitale
- alimentare de la acumulatori
- robot vocal pentru semnalarea diverselor reglaje

În capitolele următoare sunt prezentate principalele etaje constitutive ale unui receptor superheterodină.

Circuitul de intrare în radioreceptoare

1. Generalități

Circuitul de intrare într-un radioreceptor asigură cuplarea între antenă și primul etaj din receptor (amplificatorul de RF sau mixerul). Se urmăresc simultan două obiective majore:

- adaptarea impedanței antenei la circuitul ARF sau mixer, cu scopul minimizării pierderilor de semnal
- o selectivitate minimală, cu scopul înlăturării distorsiunilor de intermodulație de ordinul 2 și 3, precum și atenuarea substanțială a frecvențelor imagine.

Există o mare varietate de tipuri de circuite de intrare, dar care pot fi totuși clasificate în: circuite de bandă largă (cu acord fix) și circuite variabile (cu acord variabil).

Circuitele de bandă largă sunt comod de utilizat, în sensul că nu necesită reaccord în banda pentru care au fost realizate, dar au dezavantajul că permit totuși trecerea unui spectru destul de larg de frecvență, ceea ce duce la degradarea, într-o oarecare măsură, a parametrilor la intermodulație, precum și a factorului global de zgomot la recepție.

Circuitele de intrare cu acord prezintă avantajul unei selectivități crescute și asigură parametri de intermodulație și zgomot la recepție superiori celor realizați cu circuitele de bandă largă. Dezavantajul major constă în procedura greoaie de aliniere (în minim 3 puncte ale benzii de frecvență recepționate) cu oscilatorul, în situația utilizării unui sistem monoacord oscilator- circuite de intrare. Dacă acordul se face independent de oscilator (cazul cel mai frecvent în receptoarele de trafic) e necesar oricum reaccordul circuitelor de intrare, dacă se schimbă frecvența de recepție cu mai mult de 50-100 KHz.

Acordul acestor tipuri de circuite se poate face cu: condensatoare variabile, diode varicap, inductanțe variabile (variometre) sau inductanțe comandate (circuite saturabile). Exceptând ultima metodă care este relativ "exotică", celelalte metode sunt utilizate curent.

Dat fiind faptul că circuitele de intrare asigură prima treaptă de selectivitate într-un receptor, acestea se mai numesc și circuite de preselecție, sau întregul bloc mai este numit și preselector.

2. Cerințe generale

Principalele cerințe pentru circuitele de intrare sunt:

- Acord într-o bandă definită f_{\min} - f_{\max}
- Coeficientul de transfer în tensiune pe frecvența de acord să fie cât mai mare și să varieze cât mai puțin în interiorul benzii de lucru.
- Să atenueze cât mai mult frecvențele imagine ($>60\text{dB}$) și frecvența intermediară ($>75\text{dB}$)
- Frecvența de acord pentru circuitele de intrare trebuie să se mențină stabilă în timp, la variații de temperatură sau la variații ale parametrilor antenelor folosite.
- Să aibă elemente reglabile pentru compensarea abaterilor elementelor L-C de la parametri nominali. (miezuri de reglaj, trimeri)
- Să nu introducă distorsiuni semnificative de intermodulație (limita admisă pt. IP3= +30 dB)
- Atenuarea de inserție să nu depășească 6dB (tipic 3dB)
- Să aibă o bună fiabilitate

2.1 Dimensionarea elementelor L-C pentru acoperirea gamei de frecvență.

Frecvența de rezonanță pentru un circuit dat se poate modifica practic numai între anumite limite. Raportul între limita minimă de frecvență și cea maximă se numește “**coeficient de acoperire al circuitului**”. Avînd în vedere faptul că acest coeficient este limitat din considerente practice la valori de max. 3-4, domeniul frecvențelor de lucru la un receptor se împarte obligatoriu în mai multe benzi de frecvență cu acoperire mai redusă. Practic, cu cât gama acoperită este mai mică, cu atât se vor obține mai ușor performanțe mai constante în interiorul benzii și o mai bună precizie la acord. Numărul benzilor de acoperire nu poate fi însă oricît de mare din rațiuni constructive și de preț, așa încît se ajunge la soluții de compromis. Receptoarele de trafic utilizează circuite care acoperă cel mult o octavă, cele cu parametri de clasă utilizînd împărțiri pînă la nivel de 1/2 octavă.

Acoperirea în frecvență a unui circuit este dată în principal de raportul între capacitatea minimă și cea maximă a condensatorului variabil (eventual varicap). Calculul se face cu binecunoscuta formulă a lui Thomson $f=1/2\pi\sqrt{LC}$. La această capacitate se adaugă însă și capacitățile parazite proprii ale circuitului de intrare, cât și capacitățile reflectate din circuitul antenei, ca și cele ale amplificatorului de RF sau mixerului. Aproximînd, (considerînd

Circuitul de intrare

influențele externe nesemnificative) acoperirea în frecvență este egală cu: $\sqrt{C_{\max}/C_{\min}}$, unde $C_{\min}..C_{\max}$ este capacitatea minimă, respectiv maximă a condensatorului variabil sau varicapului. În tabelul 1 sunt prezentate câteva diode varicap folosite mai frecvent.

Tab.1

Tip	Vr max V	C _{max} pF	C _{max} /C _{min} la V/V	Q (la f, MHz)	R _s (Ω)
BB125	30	3.2	4 3/25		0.8
BB126	30	3	4 3/25		1.2
BB139	30	30	5 3/25		0.5
BB410	12	11.5	20 1/8.5		2
BB313	12	530	14 1/20		2.5
BB122	30	600	20 3/25	400/(0.5)	
BB141	30	12	4.5 3/25	500/(50)	
BB104	30	30	2.5 3/30	120/(100)	
BB103	30	55	5 3/30	140/(100)	

3. Bobine

Realizarea bobinelor pentru circuitele de intrare depinde în bună măsură de frecvența de lucru la care trebuie să funcționeze aceste circuite. De regulă, bobinele din aceste circuite sunt realizate cu un Q cât mai mare, în ideea obținerii unei selectivități înalte, cât și minimizării pierderilor în circuitul de intrare. Circuitele care lucrează în domeniul 100KHz-10MHz se realizează de preferință cu liță de RF. Numărul firelor ce compun lița RF variază de la 5 la 20 (pentru aplicații speciale, ce implică curenți mari, se ajunge la 200 sau chiar 400), utilizarea unui tip de sîrmă sau a altuia făcîndu-se după frecvența de lucru.

Datorită efectului pelicular, cu acest tip de sîrmă se pot obține creșteri ale factorului de calitate Q cu pînă la 100%. Cu cît crește frecvența însă, capacitatea dintre firele constituente devine mai deranjantă, peste frecvența de 10 -12 MHz avantajul utilizării acestui tip de sîrmă dispărînd. Practic, pentru frecvențe în jurul valorii de 0.5 MHz se poate utiliza liță RF de tipul 20x0.07 (pînă la 40x0.05), în timp ce la 10 MHz se poate folosi liță RF 8x0.07. Se are în vedere faptul că variația minimă pentru factorul Q ce poate produce efecte discernabile într-un receptor este de 30%.

Altfel spus, dacă o bobină cu un Q=110 costă dublu față de una cu Q=100, efortul nu se justifică.

Rezumînd, tipurile de sîrma utilizată în funcție de frecvență, sunt:

- La frecvențe sub 10 MHz se utilizează lița de RF sau Cu em.

•La frecvențe între 10 și 100MHz este suficientă sîrma Cu em, în timp ce la frecvențe cuprinse între 100 și 500 MHz se utilizează sîrma de Cu Ag.

•În domeniul 500-1500MHz, pentru creșterea factorului de calitate se folosește în construcțiile pretențioase banda de Cu Ag.

•Peste frecvențe de 2000MHz, cavitățile rezonante permit obținerea unui factor de calitate Q foarte mare, inconvenientul fiind însă dimensiunile fizice mari.

Evident, cea mai ieftină soluție pentru realizarea bobinelor în banda de US constă în utilizarea sîrmei de cupru cu izolație de email (Cu Em). Diametrul sîrmei utilizate este de regulă cuprins între 0.1 mm și 0.8 mm. Desigur la frecvențe de ordinul a 1.8MHz se utilizează sîrma cea mai subțire (corelat și cu numărul mai mare de spire care altfel nu ar încape pe carcasă), la frecvența de 28MHz putîndu-se utiliza sîrma de 0.6-0.8 mm.

Valorile practice ale factorului Q sunt de cca. 100 pentru bobine cu miez reglabil și cca. 200-300 pe tor de ferită. În cazuri speciale se pot realiza bobine cu Q de max.500 pentru frecvențe de pînă la 1MHz pe oale de ferită cu μ mare.

Și pentru că s-a vorbit despre factorul de calitate al bobinelor Q, să amintim că:

$$Q = \frac{\omega L}{R}, \text{ unde } \omega = 2\pi f \text{ (f este valoarea frecvenței în MHz), L este}$$

inductanța bobinei în μH , iar R rezistența ohmică a bobinei în ohmi.

$$\text{Într-un circuit rezonant, factorul } Q = \frac{1000}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}, \text{ unde L este inductanța}$$

bobinei în μH , C este capacitatea de acord în pF, iar R rezistența bobinei în ohmi (rezistența de pierderi a condensatorului fiind ignorată).

Din formula de mai sus rezultă că o cale de creștere a factorului Q pentru un circuit acordat este maximizarea raportului L/C. Evident există limite constructive, prin mărirea inductanței crescînd și capacitatea parazită a bobinei.

Inductanța unei bobine depinde de numărul de spire al bobinei, geometria acesteia (lungime și diametru), precum și de parametrii miezului feromagnetic folosit.

Inductanța unei bobine pe miez de ferită cu permitivitate mare este dată de relația:

$L = AL \cdot N^2$, unde AL este inductanța specifică a materialului feromagnetic în nH/sp², iar N este numărul de spire al bobinei.

Ecranarea circuitelor acordate poate fi necesară în următoarele situații:

•Circuitele de intrare și ieșire într-un amplificator RF (IF), dacă distanța între ele este mică

- Dacă există pericolul cuplajului parazit (capacitiv/inductiv) între circuitele de intrare.
- Oscilatoare care nu trebuie să radieze
- Orice alte circuite susceptibile de cuplaje parazite

Oricum e bine de reținut că ecranarea se va face doar acolo unde este necesară, fără să se abuzeze. Ecranele plasate la distanță redusă de bobine reduc Q-ul bobinei, acesta fiind motivul pentru care se plasează la distanțe mai mari de 2D (diametrul bobinei). Bobinele cu circuit magnetic închis cum ar fi: oale de ferită sau toruri de ferită, nu necesită în mod normal ecrane.

Circuitele de intrare ale unui receptor nu se ecranează în construcțiile moderne individual, ci în bloc. Atunci când aceste circuite sunt folosite și la emisie, ecranarea poate fi o soluție foarte bună pentru a scăpa de tot felul de probleme “misterioase” (acroșuri aleatoare, autooscilații, zgomote sau modulație aspră). Fără ca ecranarea să fie o regulă, trebuie spus că există și construcții neecranate care funcționează bine, în contextul general în care au fost plasate.

3.1 Carcasa bobinelor

Carcasa bobinelor poate influența Q-ul bobinelor prin pierderile în dielectric dar și prin coeficientul de permitivitate dielectrică ϵ ce influențează capacitatea parazită între spire. Materialul cel mai frecvent folosit astăzi la carcase este PVC-ul, eventual polycarbonatul (mai bun, dar și mai scump). Alte tipuri de carcase se mai realizează din materiale ceramice sau teflon. Ambele materiale sunt scumpe și nu se folosesc decât în construcțiile pretențioase. Carcasele ceramice sau de teflon sunt realizate în așa fel încât să permită realizarea de “bobine cu pas” în scopul minimizării capacităților parazite între spire.

La frecvențe peste 100 MHz se pot realiza bobine fără carcasă. Această metodă permite un reglaj ușor al inductanței (neavând nici miez de ferită) prin apropierea sau depărtarea spirelor. Stabilitatea mecanică a acestor inductanțe este însă redusă, în timp putând apărea dezacorduri importante ale circuitelor, dacă spirele bobinei odată reglate nu se rigidizează cu ceară specială. Ceara utilizată este o combinație de parafină și ceară de albine, care are proprietăți dielectrice foarte bune.

Realizarea bobinelor pe toruri de ferită nu necesită carcasă; bobinele cu circuit magnetic închis permit realizarea unui factor de calitate ridicat (200-300). Dezavantajul acestor bobine constă în imposibilitatea ajustării inductanței

(implicat a frecvenței de acord). Mai mult, dacă în timp apar modificări ale parametrilor materialului feritic (în speță factorul μ_r), acestea nu se pot corecta decât dacă circuitul rezonant conține și capacități semireglabile.

3.2 Bobine pe aer

Realizarea unor bobine cu Q ridicat pe aer este condiționată de utilizarea unui conductor de cupru cu diametru adecvat frecvenței, precum și de o geometrie a bobinei care să utilizeze cât mai puțină sîrmă la o inductanță dată. În acest fel, rezistența de pierderi a înfășurării va fi minimă. Geometria bobinei este dată de lungimea înfășurării (l) și de diametrul acesteia (D). Se demonstrează că lungimea minimă de sîrmă pentru o inductanță dată se obține pentru un raport $l/D = 2.46$.

Întrucît în practică este deseori dificil de îndeplinit această condiție, se utilizează frecvent valori pentru acest raport cuprinse în domeniul 0.8-1.5.

3.3 Bobine realizate pe materiale feritice

Bobinele pe miez feritic constituie cazul cel mai frecvent întîlnit în U.S. Există două categorii mari de miezuri feritice:

- cu circuit magnetic deschis (miezuri liniare)
- cu circuit magnetic închis (miezuri toroidale, oale ferită)

Miezurile liniare se folosesc de obicei la bobine cu miez reglabil, avînd avantajul că permit ajustarea inductanței, între anumite limite. De regulă Q-ul obținut nu trece de 100-120 la acest gen de bobină.

Bobinele pe miezuri oală, dacă au și miez central reglabil, permit ajustarea inductanței în limite reduse. Oalele cu întrefier pot fi sortate cu o toleranță foarte strînsă în ceea ce privește inductanța specifică. Datorită prețurilor mai ridicate și dificultăților de procurare, această categorie de miezuri este puțin utilizată de amatori. Oalele de ferită permit realizarea unor Q-uri ridicate (500-600) la frecvențe sub 1Mhz cu utilizarea de liță RF (40x0.05).

Torurile de ferită au intrat de mult în practica curentă a radioamatorilor, în ceea ce privește realizarea transformatoarelor de bandă largă. În măsură mai mică sunt utilizate ca bobine cu inductanță precis determinată. Problema torurilor de ferită utilizate în circuite acordate constă în dispersia destul de mare a inductanței specifice $\pm 20-25\%$. Mai mult, inductanța bobinelor astfel realizate depinde și de modul cum sunt distribuite spirele pe circumferința torului. Acest element, plus faptul că inductanța bobinei pe tor nu poate fi reglată, duce la obligativitatea utilizării unui trimer în circuitul de acord pentru a

Circuitul de intrare

prelua abaterile de la parametrii calculați. Q-ul bobinelor realizate pe toruri de ferită poate atinge uzual 200, ajungînd uneori la 400.

În tabelul de mai jos sunt prezentate cele mai folosite toruri de ferită (în echipamente de recepție U.S.)

Tab. 2

Tip tor	Material	Marcaj culoare	Inductanță specifică (nH/sp ²)	Domeniu frecvență
T 7.5x4.2x3.5	F4	alb	25...35	1-30MHz
T 9x6x3.5	F4	alb	17...23	1-30MHz
T 9x6x2	F4	alb	10...16	1-30MHz
T 18x8.5x10	F4	alb	82...124	1-30MHz
T 20x10x10	F4	alb	82...124	1-30MHz
T 4x2x2	D41	bleu	6.3...9.5	30-80MHz
T 7.5x4.2x3.5	D41	bleu	7.9...11.8	30-80MHz
T 9x6x2	D41	bleu	3.6...5.4	30-80MHz
T 18x8.5x10	D41	bleu	29...34	30-80MHz
T 9x6x2	D42	bleu+bleu	6...9	3-40MHz

Codificarea torurilor de ferită este de tipul: **T D_{ext}x D_{int}x Grosime**

În calcule se ia o valoare medie pentru inductanța specifică AL.

Iată și un exemplu de calcul: se presupune un tor de ferită de tipul T 18x8.5x10, material F4, cu AL=109nH/sp², se cere o inductanță de 8μH.

$$\text{Rezultă: } n_{\text{spire}} = \sqrt{\frac{L}{AL}} = \sqrt{\frac{8000}{109}} \approx 8 \text{ spire}$$

3.4. Condensatorul variabil

Cîteva cuvinte despre condensatorul variabil. Există două tipuri de condensatoare variabile folosite în radioreceptoare:

- condensatoare cu dielectric solid
- condensatoare cu dielectric aer

Condensatoarele cu dielectric solid au avantajul realizării unei capacități mari prin introducerea de folii dielectrice între rotor și stator. Au dimensiuni fizice reduse. Dezavantajul mare constă în faptul că folia dielectrică dintre lamele se încarcă electrostatic ca urmare a frecării, descărcările care se produc apoi fiind deosebit de deranjante la recepție. Fenomenul diferă ca amploare de la o firmă producătoare la alta, dar pentru construcții cu pretenții acest gen de

condensator nu se utilizează. Mai mult, pierderile în dielectric fiind mai mari decât la condensatoarele variabile cu aer, Q -ul rezultat va fi mai redus.

Condensatoarele variabile cu aer sunt cele mai performante, chiar dacă ocupă un spațiu relativ mare. Modul în care este realizat contactul de masă este foarte important, pentru că este posibil ca la unele construcții să se producă așa numitul zgomot electric de frecare. La receptoarele cu sensibilitate mare, acest tip de zgomot la acord poate deranja. Construcțiile pretențioase dubleză contactul prin frecare cu un arc elicoidal din CuBe.

4. Proiectarea și construcția circuitelor de intrare

Proiectarea circuitului de intrare se face având în vedere tipul de antenă folosit la recepție. Receptoarele de trafic general au circuitul de intrare astfel dimensionat, pentru a putea lucra cu antene filare care nu sunt rezonante la frecvența de lucru. Această situație complică în oarecare măsură realizarea circuitului de intrare. Uzual, echipamentele de amatori lucrează cu antene acordate (care prezintă cca. 50Ω -rezistiv - la rezonanță). În această situație, circuitul de intrare se dimensionează pentru această impedanță de intrare, funcționarea fiind însă deficitară dacă se încearcă operarea cu antene nerezonante.

Având în vedere particularitățile constructive ale echipamentelor folosite de radioamatori, care operează practic numai cu antene acordate pe frecvența de lucru, se vor trata doar aceste circuite.

Există așa cum am amintit încă de la început, două categorii de circuite de intrare: acordabile (de bandă îngustă) și de bandă largă (trece bandă).

4.1 Circuite acordabile

Mai jos sunt prezentate trei tipuri de circuite de intrare acordabile, utilizate frecvent în radioreceptoare.

În fig. 1A este prezentat cel mai simplu circuit de intrare. Intrarea semnalului (de la borna de antenă) se face pe o bobină de cuplaj cu scopul de a adapta impedanța redusă a antenei cu circuitul acordat și apoi amplificatorul de RF.

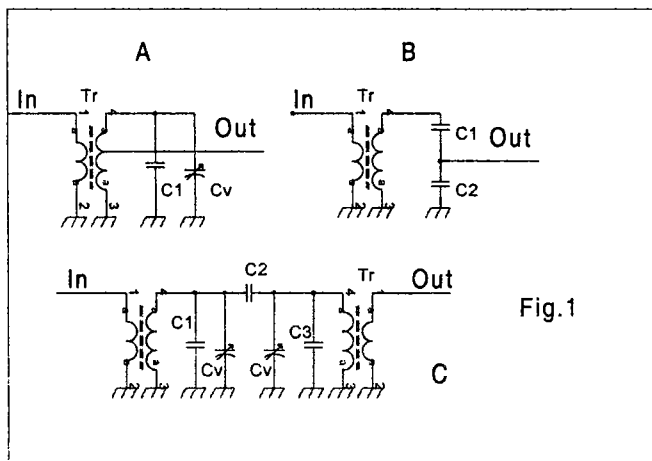


Fig. 1

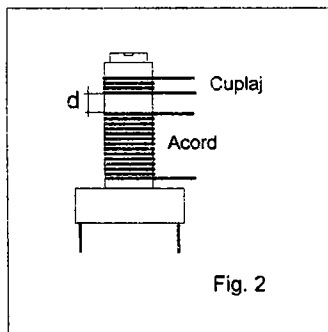


Fig. 2

Modul de realizare practică a unei bobine de acest gen este prezentat în fig.2. Cele două bobine sunt cuplate inductiv. Cuplajul preferabil în aceste situații este cuplajul critic, întrucât acesta asigură o influență minimă asupra circuitului acordat și deci selectivitatea obținută va fi maximă.

Cuplajul este dat de distanța d dintre cele două bobine, dar și de parametrii miezului de ferită utilizați (dimensiune, μ). Cuplajul cu circuitul amplificatorului de RF se face de pe o priză a circuitului acordat având în vedere impedanța redusă, de regulă, a ARF-ului. O variantă de cuplare cu priză capacitivă este prezentată în fig.1B. Funcție de raportul necesar de transformare a impedanțelor, raportul $C1/C2$ se ia de ordinul $1/10 \dots 1/20$.

Există o situație în care cuplarea cu ARF-ului se poate face direct la punctul cald al acestuia (deci fără priză), în cazul în care ARF-ul utilizează un FET sau o tetrodă MOS, în conexiune cu sursă comună. Acest gen de amplificator este puțin utilizat, datorită distorsiunilor mari de intermodulație pe care le produce, mult mai performante fiind schemele ce utilizează cuplarea în joasă impedanță. (la același nivel de putere vehiculată, tensiunile de RF sunt mai reduse deci și intermodulațiile vor fi mai mici) Circuitul din fig.1C este un circuit dublu acordat ce poate oferi o selectivitate mult îmbunătățită. Nivelul de cuplaj dintre cele două circuite acordate este dat de $C2$. Există o valoare de compromis pentru această capacitate, care să asigure o selectivitate cât mai bună, cu pierderi minime. Valoarea condensatorului depinde de frecvența de lucru și are valori practice de la $10\text{pF}/3.5\text{MHz}$, la $2.2\text{pF}/28\text{MHz}$. Pentru 144MHz se poate ajunge la valori de $1-1.5\text{pF}$.

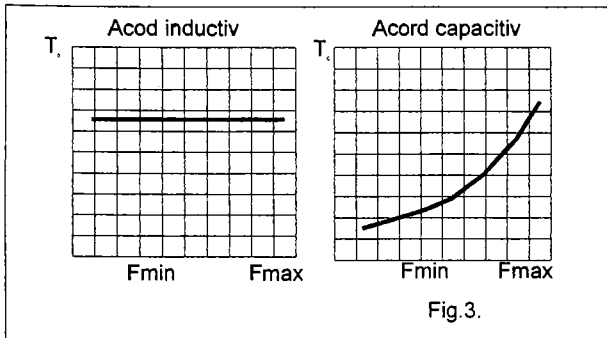


Fig. 3.

faptul că circuitele acordate inductiv (cu variometre) permit un transfer de tensiune din antenă constant cu frecvența, în timp ce acordul capacitiv duce la o neliniaritate a factorului de transfer cu frecvența. Practic variometrele sunt mai puțin utilizate din cauza dificultăților de ordin mecanic în realizare, mult mai comode fiind circuitele acordate cu condensatoare variabile. Aceasta în ciuda neliniarității coeficientului de transfer, sensibilitatea receptorului nefiind constantă în bandă din această cauză. Efectele neliniarității se pot minimiza dacă acoperirea în frecvență a unui circuit acordat capacitiv este mai mică de o octavă.

4.2 Soluții practice de circuite de intrare

În cele ce urmează (fig.4) este prezentat un circuit de intrare dublu cu performanțe foarte bune.

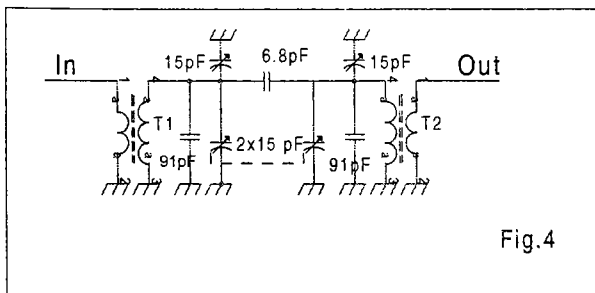


Fig. 4

Circuitele acordate au fost realizate pe toruri de ferită cu diametrul exterior de 18mm (material F4 cu punct alb), cu scopul de a obține un $Q > 300$. Cu ajutorul condensatoarelor semireglabile de 15 pF se corijează eventualele diferențe dintre bobine, acordul făcându-se cu ajutorul condensatorului variabil dublu de 2x15pF. Inductanța pentru circuitul acordat T1 și T2 este de 4.5 μ H. Bobinele de cuplaj au 2 sp. Bobinajul este făcut cu sîrmă de CuEm 0.8mm. Rezultatele obținute sunt foarte bune, un post de radiodifuziune aflat pe frecvența de 7.15MHz fiind atenuat cu peste 30 dB. Rezultă de aici o scădere

Un parametru important al circuitelor de intrare este factorul de transfer în tensiune,

$$T_0 = \frac{U_{in}}{E_a}, \text{ unde } U_{in} \text{ este}$$

tensiunea transmisă sarcinii (ARF-ului), iar E_a este tensiunea electromotoare din antenă. (fig.3). Trebuie precizat

performanțe foarte bune. Circuitele acordate au fost realizate pe toruri de ferită cu diametrul exterior de 18mm (material F4 cu punct alb), cu scopul de a obține un $Q > 300$. Cu ajutorul condensatoarelor semireglabile de 15 pF se corijează eventualele dife-

Circuitul de intrare

drastică a intermodulațiilor de ordinul 3 (teoretic scăderea nivelului intermodulațiilor în aceste condiții trebuie să fie cu 90 dB!). Atenuarea de inserție este de cca. 4-5 dB. Selectivitatea la 3dB este mai bună de 40KHz. Curba de selectivitate obținută este prezentată în fig.5.

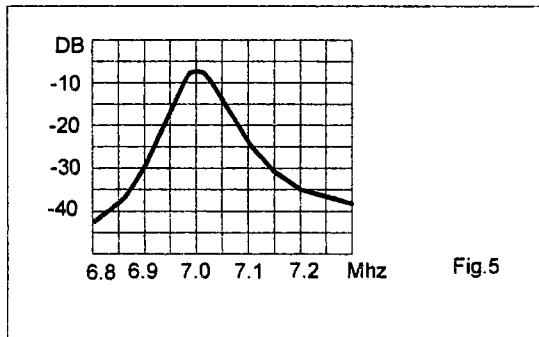


Fig.5

În fig.6 este prezentat un circuit de intrare utilizat în receptorul profesional ECB300. În scopul obținerii unui grad ridicat de selectivitate, sunt utilizate trei circuite acordate. Acordul se face cu un condensator variabil acționat de un motor electric. Comutarea circuitelor pe fiecare bandă se face cu relee, ceea ce permite

obținerea de performanțe maxime în ceea ce privește intermodulațiile.

Condensatorul variabil utilizat are două secțiuni ce sunt folosite pentru modificarea cuplării între circuite, odată cu schimbarea frecvenței de acord. Se asigură în acest fel, performanțe maxime de selectivitate pe tot domeniul de frecvență în care lucrează circuitul de intrare. Benzile de lucru au acoperire de câte o octavă.

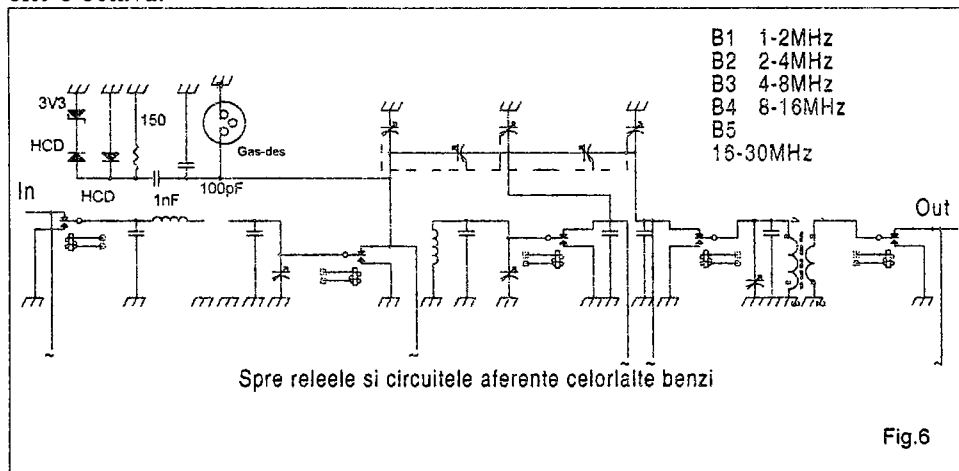
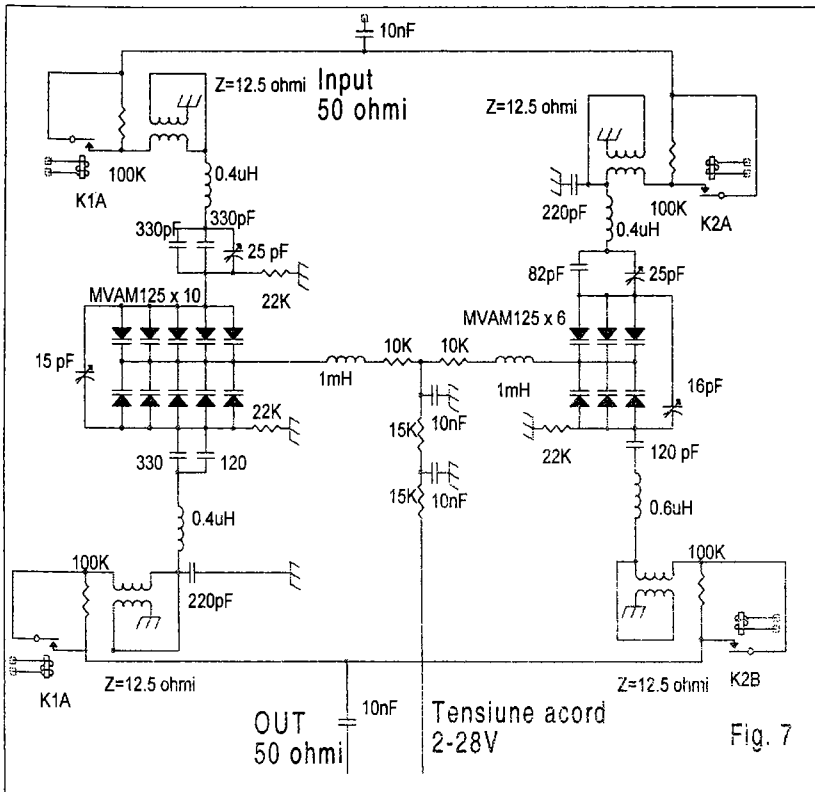


Fig.6

A fost prezentat și circuitul de protecție pentru exemplificare. Tubul cu descărcare în gaz este montat în secțiunea de impedanță înaltă a circuitului de acord. Tensiunea de deschidere a tubului cu gaz este de 75V, permițând o

comutare ultrarapidă în cazul unor supratensiuni. Valorile mai mici de tensiune sunt preluate de diodele Schottky, dar puțin mai lent decât în cazul tubului cu descărcare în gaz.



O schemă mai modernă, cu acord electronic este prezentată în fig.7. Schema este utilizată în receptorul ESH 2 Rohde & Schwartz. Schema acoperă două benzi de frecvență: 10-20MHz și 20-30MHz. Pentru acord se utilizează diode duble de tipul MVAM125 comandate în catodi. Acest gen de circuit permite obținerea unui punct de interceptie de min. +30dBm.! Aceste performanțe se obțin prin utilizarea unui acord în joasă impedanță, evitând în acest fel apariția de tensiuni de RF mari pe diodele varicap, ca în cazul acordului unor circuite paralel. Prin montarea în paralel a diodelor varicap se obține divizarea curenților de RF ce trec prin diode, rezultând implicit performanțe mai bune în privința intermodulațiilor. Cu scopul reducerii tensiunilor de RF la

Circuitul de intrare

Limita de utilizare a condensatorilor styro este de 30MHz, datorită inductanței parazite a acestora. Condensatorii de cuplaj între circuite, sau cei de decuplare sunt de tip ceramic.

Trebuie menționat că bobinele utilizate trebuie să aibă un Q de cca.70-100. În situația utilizării de toruri de ferită, Q-ul circuitelor fiind mai mare, este posibil ca în banda de 3.5MHz, riplul să fie mai mare de 3dB (banda de 3.5 MHz

Trafo	Spire Acord	Spire cuplaj	ϕ sîrmă
TR1-TR2	26	6	0.2
TR3-TR4	20	4	0.2
TR5-TR6	9	2	0.35
TR7-TR8	7	1.5	0.5
TR9-TR10	6	1.5	0.5

are cea mai mare acoperire procentuală, cca. 10%). În caz de forță majoră, se poate încerca șuntarea circuitelor acordate cu rezistențe (22K-82K) pentru stricarea factorului Q.

Fig.9 reprezintă curba de selectivitate rezultantă, pentru banda de 3.5MHz. Cele două maxime sunt

corespunzătoare frecvenței de rezonanță pentru cele două bobine.

5. Distorsiuni cauzate de circuitele de intrare

De regulă, distorsiunile cele mai importante cauzate în circuitele de intrare, sunt intermodulațiile de ordinul 2. Aceste intermodulații apar numai în cazul circuitelor comutate cu diode. Circuitele comutate cu relee sau

comutatoare clasice nu sunt afectate de acest gen de distorsiuni.

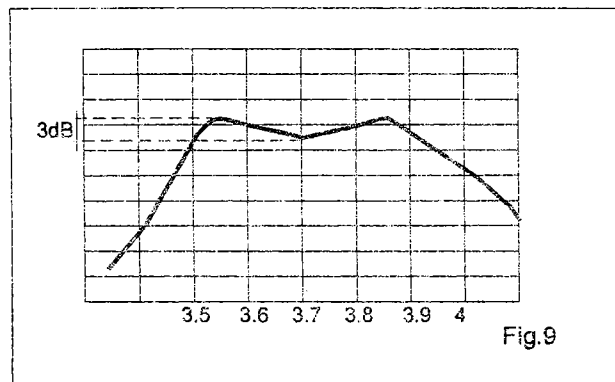


Fig.9

Este cunoscut faptul că cel mai simplu mixer este mixerul cu o diodă. Cele două semnale ce se mixează se aplică în paralel pe diodă. Este un gen de mixer larg folosit la frecvențe înalte (>300Mhz). Condiția de

mixaj cu randament acceptabil este ca unul din semnale (cel din OL) să aibă nivelul apropiat de tensiunea de deschidere a diodei. Aceasta este oarecum situația diodelor de comutare din circuitele de intrare. În acest punct sosesc o multitudine de semnale cu amplitudini diverse. Tensiunile de RF prezente sunt de obicei mult mai mici decât tensiunea de deschidere, dioda fiind prepolarizată în c.c. Cu toate acestea, în prezența unor semnale foarte puternice la intrare apar

mixaje parazite, așa numitele distorsiuni de intermodulație de ordinul 2. Parametrii mai importanți ai diodelor de comutare utilizate uzual la comutarea circuitelor de intrare sunt prezentate în tab. 3 și 4.

Tab. 3

Atenuarea de inserție (dB) prin diode la $f = 10\text{MHz}$

Tip diodă	Condiții de polarizare a diodei				
	invers	0 mA	5 mA	10 mA	20 mA
1N4148	75	75	2	1	0.5
BA244	70	70	1	0.5	0.1
MPN3700	70	55	0.1	0.1	0.1
BAR 17	75	70	0.3	0.1	0.1
1N 4007	35	20	0.1	0.1	0.1

Tab. 4

Punctul de intercepție de ordinul 2 (IP2), în dBm

Tip diodă	Condiții de polarizare a diodei				
	invers	0 mA	5 mA	10 mA	20 mA
1N4148	80	80	18	26	38
BA244	80	80	20	25	35
MPN3700	80	80	66	66	72
BAR 17	80	80	60	60	75
1N 4007	80	40	80	80	80

Dioda MPN 3700 este o diodă PIN fabricată de Motorola, dioda BAR 17 este tot o diodă PIN, dar fabricată de Siemens, în timp ce restul diodelor sunt diode obișnuite. Surprinzătoare poate părea utilizarea unei diode de tip 1N4007 (diodă redresoare) ca diodă de comutare. O serie de măsurători realizate de W0IVJ, prezentau rezultate interesante în materie de proprietăți de comutare (a nu se confunda cu proprietățile de comutație !) legate de dioda 1N4007, care se comportă asemănător cu o diodă PIN. Măsurătorile efectuate pe diode 1N4007 de fabricație IPRS confirmă că și acestea au această proprietate interesantă.

Analizând datele din tabela 1 se poate constata că atenuarea în condiții de blocare a diodei (polarizare inversă sau curent zero prin diodă) este asemănătoare pentru diodele de comutare BA244, 1N4148 (care e de fapt diodă de comutație), dioda PIN BAR 17 sau MPN 3700. Dioda 1N4007 are la acest capitol rezultate slabe, cauzate de capacitatea parazită internă foarte mare. În conducție rezultatele diodei 1N4007 sunt asemănătoare cu ale diodelor PIN chiar și la curenți mici de polarizare.

Din tabelul 2 se observă că intermodulațiile IP2 sunt mai dezavantajoase numai în condiții de polarizare 0, dar chiar și așa sunt comparabile cu rezultatele unei diode de comutare BA244 polarizată la 20 mA. La curenți de polarizare de peste 5 mA devin comparabile cu diodele PIN.

Comportarea diodelor 1N4148 și în special BA244 au dezamăgit profund la nivele reduse de polarizare, un IP2 de numai 25dBm la 5mA fiind nesatisfăcător. Performanțele la intermodulații se mai îmbunătățesc însă în cazul majorării curentului de polarizare.

Polarizarea diodelor de comutare cu un curent mai mare poate fi oarecum o soluție, ca în cazul transceiverului TS940S, în care diodele de comutare sunt polarizate la 27mA!!!

Aparatura profesională modernă, folosește diode PIN pentru comutarea circuitelor de intrare. Diodele PIN însă nu sunt chiar foarte ieftine (cele mai ieftine >1\$), și dată fiind cantitatea mare necesară pentru comutarea circuitelor de intrare, costul acestora poate deveni prohibitiv. O soluție de compromis ar fi utilizarea de diode PIN numai spre circuitul de antenă care este cel mai expus, urmînd ca ieșirea circuitelor să se comute cu diode de comutare obișnuite (dar polarizate la curent mare).

Diodele 1N4007 par a fi foarte atractive, cu condiția rezolvării pierderilor prin capacitatea parazită în starea blocat, care poate compromite caracteristica de selectivitate a circuitelor de intrare. Probabil două astfel de diode înseriate (eventual cu o capacitate de cca. 3-10pF la masă între ele), ar putea fi o soluție.

Evident, circuitele comutate cu relee sau comutatoare nu suferă de pe urma acestor neajunsuri, dar în mod cert se pot obține și cu circuite comutate static parametrii suficient de buni. Nu trebuie uitate nici limitările fizice introduse de comutatoare sau relee, precum și fiabilitatea redusă a acestora.

O problemă serioasă din punct de vedere al intermodulațiilor o crează diodele varicap. Utilizarea acestora la acordul unor circuite de impedanță mare, generează puternice intermodulații în prezența unor semnale puternice la intrarea receptorului. Măsurători efectuate pe un circuit de intrare acordat cu diode varicap arată un IP3 de cca. 10dBm, ceea ce e puțin pentru un receptor care are un ARF sau mixer cu un IP3 comparabil. Mai mult, nivelul intermodulațiilor depinde și de nivelul tensiunii de comandă, zona cea mai periculoasă fiind pentru tensiuni reduse de comandă.

O altă problemă poate fi cauzată de circuitele de intrare realizate pe toruri de ferită. În situația utilizării unor toruri de ferită cu dimensiuni mici, acestea pot fi saturate de semnalele cu nivel mare (în special în benzile joase). În

situația prezenței la o distanță sub 20Km a unui emițător de radiodifuziune cu putere de peste 20KW, tensiunea electromotoare indusă într-o antenă pentru banda de 3.5MHz poate fi uneori suficient de mare pentru a aprinde un bec de lanternă! O asemenea tensiune poate provoca saturarea unui tor de ferită de mici dimensiuni. Saturarea circuitului de intrare duce la:

- scăderea inductanței circuitului de intrare, ceea ce duce la modificarea frecvenței de acord și implicit la pierderi mari de semnal.
- un circuit care funcționează saturat, generează o gamă largă de distorsiuni

Fenomenul apare numai la bobinele cu circuit magnetic închis (toruri sau oale de ferită) și nu la bobinele clasice cu miezuri reglabile. Evident în situația de mai sus un circuit de rejecție acordat pe frecvența postului local de radiodifuziune, în serie cu circuitul de antenă poate avea efecte salutare.

6. Circuite de protecție a intrării

În circuitul de intrare apar simultan o multitudine de semnale, de la semnale sub $1\mu V$, la câțiva Volți, în cazul unor semnale generate de emițătoare de mare putere, aflate la distanțe reduse ($<20\text{Km}$). Mai mult, în situația apariției unor descărcări electrice atmosferice, se pot atinge ușor (în impuls) valori de sute de volți. Semnale cu valori atât de mari pot distruge circuitul de intrare (diodele de comutare) sau chiar amplificatorul de RF care urmează (mai ales dacă tranzistorul utilizat este de tipul MOS-FET sau V-MOS). Prezența unor semnale puternice de la emițătoare locale poate genera intermodulații majore, care pot compromite recepția chiar și la un receptor bun. O soluție deosebit de eficientă, constă în montarea în serie cu circuitul de antenă la recepție, a unui filtru de rejecție acordat pe frecvența semnalului perturbator.

Protecția la semnale excesiv de mari (inclusiv descărcări electrice atmosferice) se realizează cu eclatoare cu tensiune de străpungere redusă (în mediu gazos), eventual circuite de limitare cu diode. Trebuie spus că circuitele de protecție cu diode (fie ele și diode Schottky) sunt mai lente și mai puțin rezistente decât tuburile cu descărcare în gaz.

De regulă, tuburile cu descărcare în gaz au tensiunea de străpungere mai mare de 75V, motiv pentru care se recurge uneori la prepolarizarea în curent continuu (cu o tensiune apropiată de tensiunea de străpungere), astfel încât chiar și semnale de câțiva volți RF să deschidă eclatorul. Utilizarea diodelor semiconductoare, pentru protecția intrării la semnale mari trebuie făcută cu grijă, pentru că acestea se pot arde la semnale puternice (eventual sarcini electrostatice), sau pot genera intermodulații majore!

Relativ recent au apărut tuburi cu descărcare în gaz ionizat (ușor radioactiv), la care tensiunea de descărcare este de cca. 10V, fără a mai necesita prepolarizare în curent continuu. Din păcate, aceste tuburi cu descărcare în gaz se găsesc destul de greu.

Altă metodă de protecție utilizează un bec în serie cu antena, utilizându-se proprietatea acestuia de a-și mări rezistența mult în stare incandescentă.

Utilizarea sistemelor de transmisie duplex complică lucrurile din punct de vedere al măsurilor de protecție. În acest caz se utilizează un așa numit filtru duplex (sau duplexor). Ecartul dintre frecvența de emisie și cea de recepție se ia suficient de mare (min. 300KHz în U.S. și min. 500-600KHz în benzile UUS). Atenuarea semnalului de emisie va fi la recepție de minim. 80-90dB dacă se utilizează puteri la emisie de max. 50W și de 100-110dB pentru puteri de max. 500W. Evident cu cât se dispune de un receptor cu imunitate mai mare la intermodulații, cu atât se poate admite o separare mai mică emisie /recepție în cazul filtrului duplex.

O bună rejecție a semnalelor pe frecvența intermediară se poate realiza, în mod suplimentare cu ajutorul unui circuit de rejecție în serie cu circuitul de antenă. Receptoarele care au prima frecvență intermediară $>35\text{MHz}$, pot avea în serie cu circuitul de antenă un circuit trece jos (cu $f_0=30\text{MHz}$, la receptoarele U.S.) pentru îmbunătățirea performanțelor în ceea ce privește rejecția semnalelor pe frecvența imagine.

Tot în gama mijloacelor de protecție a intrării în receptor intră și atenuatoarele rezistive ce se montează în serie cu circuitul de antenă. Atenuatoarele rezistive sunt deosebit de utile când se recepționează semnale cu tărie medie într-o bandă puternic afectată de intermodulații. Avînd în vedere panta intermodulației de ordinul 3, rezultă că pentru o scădere globală (cu ajutorul unui atenuator) a nivelului semnalelor cu 1dB, intermodulațiile vor scădea cu 3dB, rezultînd în mod clar o îmbunătățire a raportului semnal util/perturbație. Intuitiv s-ar putea spune că rezistențele folosite în atenuator ar trebui să fie rezistențe cu peliculă metalică de zgomot redus. Practic însă, atenuatorul se folosește numai la frecvențe joase (max. 14 MHz) unde nivelul semnalelor este mare, așa încît zgomotul propriu nu este esențial. De regulă atenuatorul trebuie să fie prevăzut cu rezistențe de 1W pentru a se evita arderea rapidă la sarcini electrostatice în antenă. Treptele uzuale de atenuare sunt: 10dB și 20dB (mai rar 40dB), ceea ce, în mod normal, este suficient (practic la 20 dB atenuare se reduc intermodulațiile cu 60 dB).

7. Considerații finale

Deseori privit cu prea mare ușurință, circuitul de intrare poate compromite performanțele unui receptor chiar din start. Utilizarea unui generator RF precum și a unui milivoltmetru RF, eventual un vobler, este obligatorie pentru reglarea și evaluarea performanțelor circuitelor de intrare. Utilizând materiale de bună calitate și o construcție îngrijită, realizarea circuitelor de intrare nu trebuie să ridice nici un fel de probleme.

Rezumînd, se poate spune despre circuitul de intrare că:

- Asigură practic în totalitate performanțele receptorului în ceea ce privește atenuarea frecvenței imagine și rejectia semnalului pe valoarea frecvenței intermediare.
- Contribuie în bună măsură la reducerea distorsiunilor de intermodulație
- Prin adaptarea corectă a impedanței circuitului de antenă la ARF se asigură parametrii optimali de zgomot
- Pierderile minimale în circuitul de intrare permit obținerea unui raport semnal/zgomot optimal
- Prin reducerea benzii de trecere la intrare, se îmbunătățește factorul global de zgomot al receptorului.

Bibliografie:

1. I. Baciuc Radioreceptoare de unde scurte Ed. Stadion
2. Ghe. Maxim Radiorecepție Curs IPI 1985
3. Tom Thompson Intermodulation Distortion in RF QST/Dec. 94
Switching and Tuning Diodes
4. U. Rohde Key Components of Modern Receiver Design
QST/Dec. 94
5. U. Rohde Recent Advances in Shortwave Receiver Design
QST/Nov.92
6. Wes Hayward The Double tuned circuit..... QST/Dec. 91
7. O.V. Golovin Sistemî avtomaticeskoi nastroi ki radiopriemnîh
Sviaz 1980
8. ***** ARRL HandBook 1995-1998

Amplificatorul de RF

1. Generalități

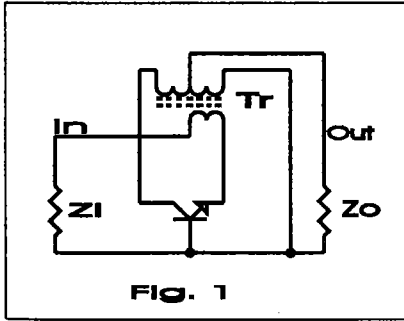
Realizarea unui amplificator de performanță depinde esențial de tranzistorul folosit, dar și de schema utilizată. O schemă proastă poate compromite performanțele ce se pot obține de la un tranzistor bun. De remarcat că performanțele optime în ceea ce privește zgomotul și amplificarea se obțin în anumite condiții de adaptare a impedanței de intrare, importantă fiind însă și impedanța de ieșire. Producătorii de semiconductori asigură de regulă, informații despre curbele iso-F cu ajutorul diagramelor Smith, cu care se poate vedea cum evoluează factorul de zgomot la variația impedanței de intrare. Ca exemplu, pentru un tranzistor BFT66, la frecvența de 500Mhz $F=1.6\text{dB}$, dacă impedanța de intrare este $Z=50+j50$. Aceasta înseamnă o rezistență de 50 ohmi și o inductanță de 15nH. Pentru o valoare de 100 ohmi a impedanței de intrare, factorul de zgomot ajunge la 2.5dB. Desigur că modul cum se comportă tranzistoarele la dezadaptări diferă de la un tip la altul, dar ideea că trebuie lucrat numai adaptat rămîne, cu atît mai mult cu cît sunt influențate și amplificarea și distorsiunile de intermodulație. Practic zgomotul unui amplificator este $F=F_i+F_d+F_c$, unde F_i este zgomotul ideal al tranzistorului, F_d este aportul la zgomot cauzat de dezadaptare, iar F_c este zgomotul introdus de circuitul de intrare inclusiv atenuarea. F_d și F_c depind exclusiv de schema folosită și în oarecare măsură de calitatea componentelor din circuitul de intrare.

2. Parametri esențiali

Cei mai importanți parametri avuți în vedere la un amplificator de RF utilizat într-un receptor sunt de regulă:

- Factorul de amplificare. Are valori cuprinse uzual între 6 și 30 dB, valorile mai mici nejustificînd utilizarea, iar valori mai mari pot provoca supraîncărcarea mixerelor.
- Factorul de zgomot. Are valori cuprinse practic de la 0.5dB (tranzistoare cu GaAs) la 5-6dB.
- Punctul de compresie la 1dB. Are valori uzuale de la 1dBm la 26dBm.
- Punctul de intercepție de ordinul 3, IP_3 are valori practice de la 10 la 40dBm.
- Dinamica. Are de regulă valori cuprinse între 90 și 110dB.

3. Circuite practice



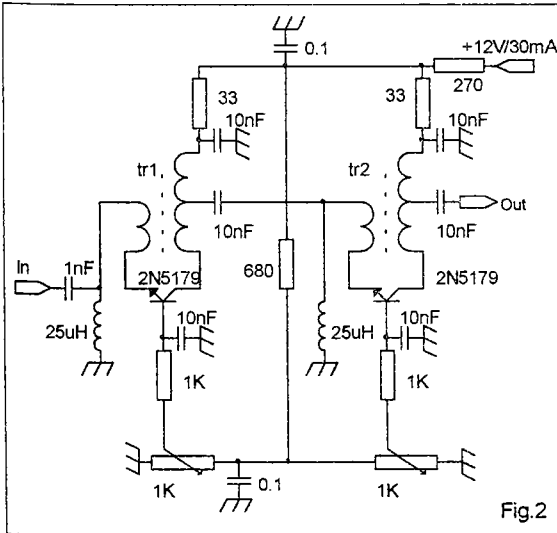
În cele ce urmează, sunt prezentate câteva amplificatoare NORTON cu performanțe deosebite. Acest gen de amplificatoare asigură un zgomot deosebit de redus și după afirmațiile lui Ulrich Rohde, pare a fi schema cu cele mai bune rezultate obținabile, pentru un tranzistor dat.

Amplificatorul realizat de David Norton are la bază patentul SUA 3891934. După cum se vede în schema

din fig. 1, principial este un amplificator în montaj cu bază comună, cu un grad mare de reacție inductivă, ce asigură și posibilitatea unei foarte bune adaptări a intrării și a sarcinii. Circuitul se poate analiza ușor pornind de la premisa simplificatoare, că impedanța de intrare la montajul cu bază comună este zero, iar impedanța de ieșire este infinită. Câștigul în curent se consideră a fi unitar, iar transformatorul fără pierderi. Se poate arăta că la acest gen de etaj, care este un transformator de impedanță la Z_0 , dacă raportul de transformare al transformatorului este ales în așa fel încît $n=m^2-m-1$, câștigul în putere este m^2

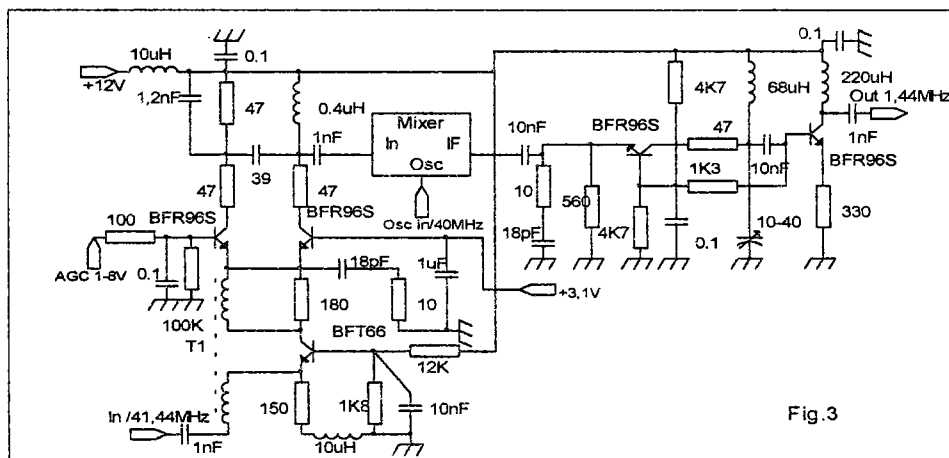
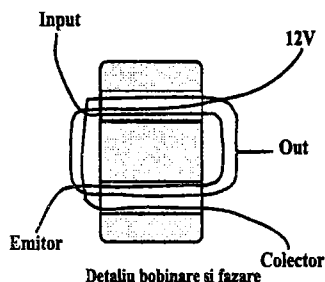
iar impedanța de sarcină în colector este $(n+m)Z_0$, impedanța în emitor fiind $2Z_0$. Pentru un număr de spire $m=2;3$ respectiv 4, se obțin câștiguri de 6- 9.5, respectiv 12dB precum și impedanțe de sarcină de 3; 8, respectiv $15Z_0$.

Prezența în emitor a unei impedanțe $2Z_0$, poate asigura obținerea unui nivel redus de zgomot la curenți de colector de valori reduse. Deși curenții de colector au valori reduse, nivele relativ ridicate de putere pot fi asigurate la ieșire datorită impedanței ridicate din



- Transformatorul trebuie executat cu grijă în ceea ce privește fazarea.
- Impedanța de ieșire ridicată are ca efect reducerea benzii de trecere, ceea ce poate ridica probleme la amplificatoarele de bandă largă pe mai mult de 3 octave. Chiar și în aceste condiții se poate obține o amplificare rezonabilă, la un nivel de zgomot ce putea fi atins cu schemele uzuale doar pe bandă îngustă.

Iată în fig.2 și o schemă practică. Amplificarea pe etaj este de 9dB, foarte aproape de valoarea teoretică, obținându-se o amplificarea globală de 18 dB. Banda utilă este de la 3.5Mhz la 30Mhz/6dB, depinzând de ferita utilizată pentru cele două transformatoare. Miezul de ferita folosit este de tipul cu două găuri și punct alb (material F4). Schema a fost realizată practic cu tranzistoarele specificate. Factorul de zgomot măsurat a fost sub 2.5dB iar IP-ul 35dBm. Dinamica este de aproape 100dB. Impedanța de intrare și cea de ieșire este de 50 ohm. Într-o schemă similară Rohde folosește primul tranzistor BFT66, iar al doilea



BFR34A, obținând un factor de zgomot de 1.3dB, în banda de frecvență 70Mhz-570Mhz !

Transformatoarele tr1 și tr2 sunt identice și se bobinează și fazează conform detaliului din figură. Bobina Input/emitor are 1 sp Cu em 0.5, bobina colector/Out are 5 sp Cu em 0.5, iar bobina Out/12V are 3sp Cu em 0.5.

Dacă se folosesc tranzistori de tipul 2N5179, nu se va depăși tensiunea de alimentare de 10V, existînd riscul distrugerii tranzistorilor.

Semireglabilii se reglează pentru un curent de 12.5mA prin primul tranzistor și 17.5mA prin al doilea tranzistor.

Dinamica de 102dB obținută de Rohde a fost măsurată cu două semnale separate în frecvență la 20KHz, de 3.17 mV. La ieșire au rezultat două produse de intermodulații de 25.4 nV, la nivelul pragului de zgomot. Zgomotul de 1.3dB (într-o bandă de 2.4KHz) este cuprins în aceeași 25.5nV. Pragul de zgomot de -138.8dBm (25.4nV) și nivelul de semnal la intrare de 3.17mV (-36.96dBm), dau o diferență de 102dB. În practică dinamica utilizabilă se întinde pînă aproape de punctul de compresie la 1dB care este de 18dBm, deci cca. 140dB!

În schema din fig. 3, o structură de amplificator NORTON este utilizată ca amplificator în prima frecvență intermediară a unui receptor superhetrodină cu dublă conversie. Amplificatorul diferențial realizat cu Q2 și Q3 asigură o bună adaptare cu mixerul, precum și posibilitatea de control a amplificării. Schema fiind interesantă și deosebit de modernă, prezintă și modul de cuplare cu mixerul, modul de adaptare al sarcinii mixerului, precum și amplificatorul dinaintea filtrelor de mare selectivitate. Factorul de zgomot obținut cu amplificatorul Norton în această schemă este de ordinul a 2dB, folosind tranzistoarele specificate. Transformatorul T1, realizat pe un tor de ferită, are raportul de transformare al impedanțelor 1:4. Impedanța de intrare a etajului diferențial cu BFR96S este de cca. 3 ohmi. Aranjamentul

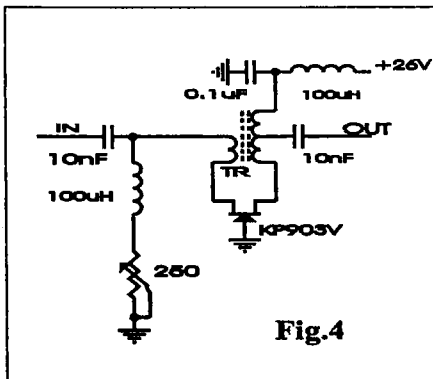


Fig.4

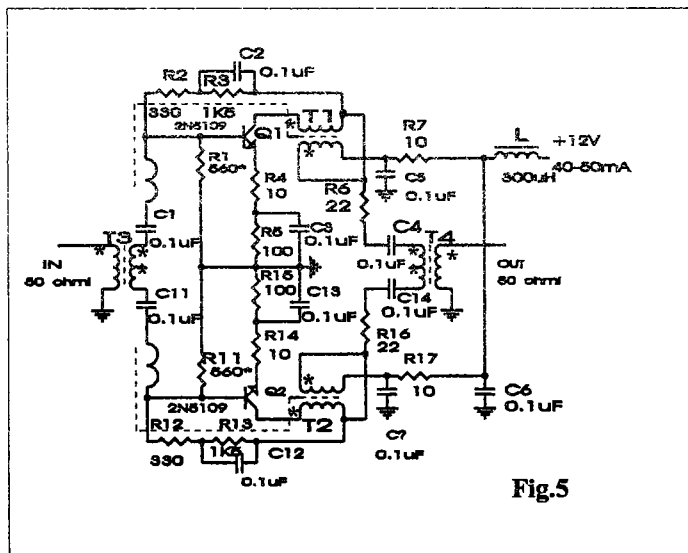
cascode cu amplificator diferențial pentru al doilea etaj asigură menținerea unei impedanțe constante la intrare pentru primul tranzistor, chiar dacă câștigul etajului variază. Schema permite fie aplicarea unui singur control AGC de la sistemul din joasă frecvență, fie aplicarea a două tensiuni de control, cea de a doua putînd proveni de la un sistem local AGC al primei FI, care să acționeze numai la semnalele puternice care cad în afara

Amplificatorul de R.F.

caracteristicii filtrului din cea de a doua FI.

Schema din fig.4 este tot un amplificator Norton, ce utilizează un FET de putere KP903V (CSI). Consumul etajului este de cca. 100mA la o tensiune de alimentare de 26V. Dinamica obținută este remarcabilă, peste 120dB, IP3-ul fiind de aproape 40dBm! Factorul de zgomot este ceva mai mare cu acest gen de tranzistor, fiind de 3.5-5dB, aceste tranzistoare avînd o dispersie parametrică destul de mare, sortarea acestora putînd fi o soluție pentru pretenții la zgomot mai ridicate. Dat fiind puterea disipată de tranzistor, acesta trebuie montat pe radiator. Utilizînd același tip de transformator ca la montajele anterioare (păstrînd raportul de transformare, asigurînd însă o secțiune a miezului suficientă pentru a nu se satura, dat fiind curentul ridicat), amplificarea este de cca. 9dB, aproape de valoarea teoretică. Personal am încercat această schemă și cu tranzistorul J310, la un curent de 15mA la 15V tensiune de alimentare. IP-ul este de 33dBm, dinamica de 103dB, iar factorul de zgomot mai mic de 2dB. Utilizarea unui FET de putere într-un amplificator NORTON este o soluție ce poate da rezultate remarcabile, deși utilizarea acestor tranzistoare este mai redusă (în parte și pentru că sunt prea puțin cunoscute). De regulă la schemele moderne se evită aplicarea AGC-ului amplificatorului de RF, datorită faptului că duce la modificarea punctului static de funcționare al tranzistorului, cu efecte negative asupra distorsiunilor de intermodulație.

Un alt tip de amplificator RF este cel prezentat în figura 5. Acest



amplificator în push-pull este deosebit de performant în ceea ce privește intermodulațiile, structura utilizată reducînd cu cel puțin 20dB produsele armonice pare. Utilizarea reacției negative inductive și capacitive (C2, C12) în colector, precum și reacția degenerativă din

emitor (R4,R14), asigură la această schemă performanțe foarte bune. Amplificarea etajului, în condițiile utilizării tranzistoarelor specificate, este de cca. 15dB, punctul de intercepție este de +32dB, factorul de zgomot este sub 4dB, punctul de compresie la 1dB este +16dBm.

Transformatoarele sunt realizate pe toruri de ferită din material F4 pentru banda 3-30Mhz cu diametrul exterior de 7-10mm. T3 și T4 au 3x11sp. torsadate Cu em 0.25 (secundarul lui T3 este identic cu primarul lui T4 și se realizează prin legarea în serie a două dintre înfășurări conform detaliului de fazare de pe schemă). T1 și T2 conțin 2x11+1sp, Cu em 0.25.

Pentru o funcționare corectă, fazarea bobinelor trebuie făcută conform detaliilor de pe schemă și de pe cablaj. Cablajul (fig.6) nu ridică pretenții

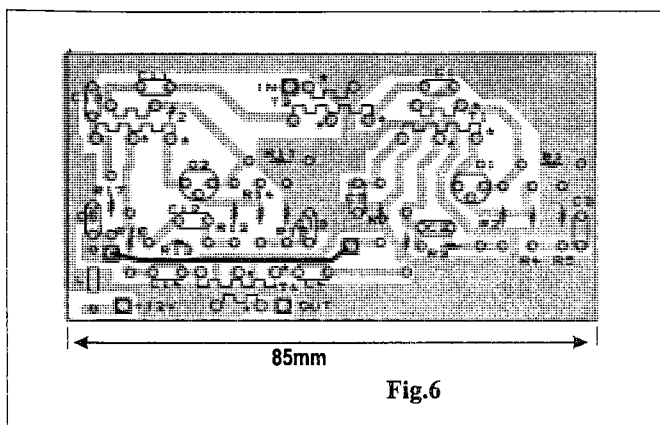


Fig.6

speciale, cu toate acestea este prezentat pentru o mai ușoară înțelegere a modului de fazare a circuitelor. Detaliul de cablaj este văzut dinspre partea

cu piese. Schema a fost testată cu diverse tranzistoare, cele mai slabe rezultate au fost obținute cu BF173, obținându-se un

IP3=21dBm, ceea ce constituie totuși o performanță pentru acest tip de

tranzistori. O ultimă mențiune: incorecta fazare a bobinelor duce la autooscilații sau parametri foarte slabi pentru acest amplificator.

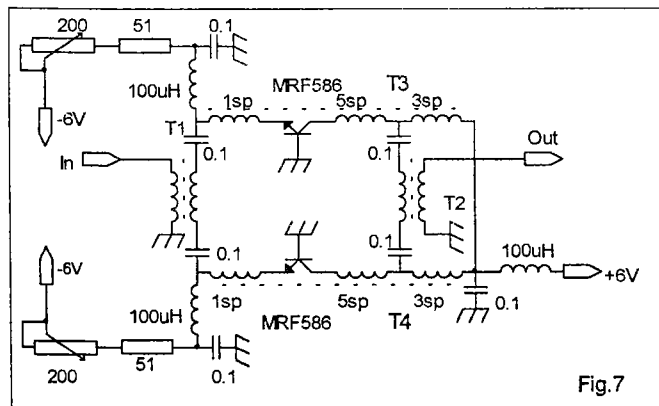


Fig.7

Toate amplificatoarele prezentate lucrează pe impedanțe joase și nu necesită precauții speciale privind

ecranarea. Cu toate acestea, precauțiile legate de plasarea cât mai departe a ieșirii de intrare se mențin. De asemenea, ecranarea poate deveni necesară dacă în aceeași carcasă lucrează și circuite digitale (sinteză de frecvență, afișaj, DSP), care produc un puternic câmp perturbativ.

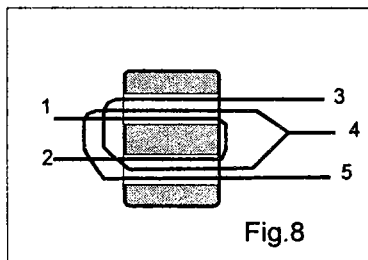


Fig. 8

tranzistoarelor MRF586 se pot folosi și tranzistori de tipul 2N5109. Rezistențele semireglabile se utilizează pentru reglarea curentului de lucru pentru fiecare tranzistor. Intrarea și ieșirea se fac pe transformatoare de bandă largă 1:1.

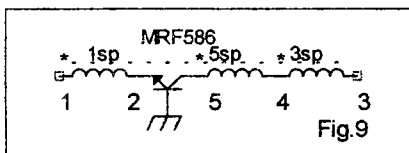


Fig. 9

Transformatoarele T3 și T4 se realizează pe miezuri cu două găuri ca în fig. 8. Fig. 9 prezintă un detaliu de fazare și realizare a transformatoarelor T3 și T4.

Performanțele realizate de acest amplificator sunt de excepție: punctul de intercepție de ordinul 3 la intrare este de 48dBm!, cifra de zgomot 2dB, amplificarea 8dB.

Fig. 10 reprezintă un amplificator realizat cu un circuit integrat produs de firma MINI-CIRCUITS. Aceste amplificatoare chiar dacă nu ating performanțele amplificatoarelor prezentate anterior, reprezintă o soluție simplă și deosebit de sigură. Nu au tendințe de autooscilații, sunt adaptate In/Out pe 50 ohmi și pot funcționa și la tensiuni de 5V. Admit un VSWR de 1.3-1.7 la intrare și 1.2-1.6 la

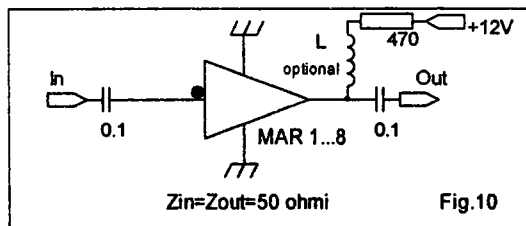


Fig. 10

ieșire.

Tabelul de mai jos redă parametrii principali pentru cîteva dintre aceste circuite integrate.

Tip	Amplificare (dB)					NF (dB)	IP3 (dBm)	Curent alimentare mA
	0.1	1	2	3	4			
MAR1	18	15	-	-	-	5.5	14	17/5V
MAR2	12	12	11	-	-	6.5	17	25/5V
MAR4	8.3	8	-	-	-	6.5	25.5	50/5.2V
MAR6	20	16	11	-	-	3	14.5	16/3.5V
ERA4	13.8	14	14	13.9	13.4	5.2	33	80/5V
ERA5	20.4	20	19	17.7	16	4	33	80/5V

Punctul de compresie la 1dB poate ajunge la 18-19dBm pentru cele cu zgomot de 6-6.5dB și 2-3dBm pentru cele la care zgomotul este de 3dB.

Astfel de circuite sunt realizate și de alți fabricanți cum ar fi MAXIM (MAX2611) sau NEC(UPC1676,1678,1688,2710..2723). În unele privințe performanțele realizate de aceste circuite integrate sunt la nivelul unor amplificatoare profesionale din anii '70!

4. Considerații finale

Este evident că utilizînd chiar și scheme foarte bune, fără componente moderne de calitate nu se pot obține performanțe competitive. Cîndva, tranzistoare de genul BF181, sau chiar BFY 90 erau considerate deziderate absolute. Astăzi sunt depășite și cei ce vor să obțină rezultate comparabile cu cele ale echipamentelor moderne de pe piață trebuie să folosească componente actuale. Tranzistoare bipolare gen BFT66, BFR96 (deși au cca. 15 ani de la apariție), NE34018 (tranzistor GaAs HEMT), FET-uri gen J310 (U310) sau MESFET NE24406 (0.7dB/500Mhz), NE6118 (0.8dB/2Ghz), sunt componente utilizate curent în aparatura de performanță. Trebuie subliniat că amplificatoare de RF cu performanțe de intermodulații și zgomot deosebit de redus nu sunt necesare în orice aplicație, de regulă de o atenție maximă într-un receptor se bucură ARF-ul și prima FI. Alegerea unui tranzistor în amplificatorul de intrare se face cel mai bine avînd în vedere condițiile concrete de lucru. Distorsiunile de intermodulație vor conta mai puțin la un amplificator pentru un receptor pe 432Mhz sau 1296Mhz, în schimb vor fi de mare importanță pentru benzile joase din US unde nivelul și numărul semnalelor este ridicat. La fel factorul de zgomot, este important să fie cît mai mic la frecvențe mari, dat fiind nivelul redus al zgomotului benzii și al semnalelor ce pot fi recepționate, comparativ cu un nivel de zgomot propriu al benzilor joase US, unde pot fi utilizate și amplificatoare cu factor de zgomot mai ridicat.

Bibliografie:

1. Ulrich Rohde "Digital PLL Frequency Synthesizers" Prentice-Hall
2. Ulrich Rohde "Recent Advances in Shortwave Receiver Design" QST Nov/92
3. Ulrich Rohde "Key Components Of Modern Receiver" QST/June 1994
4. RF DESIGN May/1995
5. Jiri Borovicka "Vstupny obvody prijimacii s velkou odolnosti" Amaterske Radio 4/1979
6. Fl. Crețu "Amplificatoare RF de mare performanță" Radioamator YO 3/92
7. RF-IF Designer's Guide MINI-CIRCUITS
8. ***** ARRL HandBook 1997-1998
9. Edmond Nicolau Radiotehnica Vol II Ed. Tehnică /88
10. M. Bășoiu Recepția TV la mare distanță Ed. Tehnică /89

Mixere de recepție

Mixerul reprezintă un etaj frecvent folosit în aparatura de telecomunicații și în cea de măsură, fiind capabil să asigure transpunerea unei frecvențe pe o altă frecvență cu păstrarea informației transmise pe semnalul de la intrare. Mixerul este de obicei veriga cea mai slabă dintr-un lanț de RF, cauzând limitarea parametrilor în echipamentele folosite în ceea ce privește distorsiunile de intermodulație, zgomot, capacitate de supraîncărcare, etc.

Există o mare varietate de mixere cunoscute și folosite astăzi, nici unul nefiind perfect, utilizatorului revenindu-i sarcina de a alege, funcție de aplicația specifică, pe cel care asigură cel mai bun compromis între performanțe, complexitate și preț.

1. Parametrii principali

1. **Distorsiunile de intermodulație.** Se măsoară în dB și reprezintă atenuarea la ieșirea mixerului a produselor false apărute, raportat la nivelul a două semnale de test aplicate la intrarea mixerului, pe două frecvențe diferite. Cele mai frecvente distorsiuni de intermodulație sunt cele de ordinul 3 (IMD_3) cauzate de interacțiunea dintre un semnal de test și armonica a doua a celui alt semnal. Distorsiunile de intermodulație de ordinul 2 (IMD_2) sunt cauzate de mixarea parazită a două semnale, care generează produse de intermodulație egale cu suma și diferența acestora. IMD_2 sunt deranjante în primul rând în circuitele de comutare cu diode din intrarea receptoarelor. Întrucât simpla precizare în dB a nivelului produsului de intermodulație nu e suficientă, producătorii de componente și aparatură au adoptat noțiunea de punct de interceptie IP (introdusă pentru prima dată de specialiștii firmei AVANTEK în 1964), care leagă nivelul intermodulației de nivelul semnalelor de test, constituind cea mai bună bază de comparație între diverse componente sau echipamente. Valoarea practică pentru IP_3 la mixere este de la 5dBm pentru un mixer modest, până la 40dBm pentru un mixer profesional.
2. **Nivelul de desensibilizare.** Reprezintă nivelul pentru care un semnal decalat cu 20KHz față de semnalul de test, produce la ieșire o scădere cu 1dB a semnalului util. Uzual are valori cuprinse de la 15dBm la 30dBm.

3. **Pierderile de conversie** (sau câștigul). Reprezintă raportul între nivelul semnalului de intrare și cel de ieșire și are valori uzuale de la -8dB la +10dB.
4. **Factorul de zgomot**. Într-un mixer pasiv zgomotul va fi egal cu nivelul pierderilor de conversie, cu o foarte mică contribuție la zgomot, datorată diodei sau tranzistorului din circuit. Un mixer activ are de regulă câștig dar și zgomot mai mare. Valorile uzuale ale factorului de zgomot pentru un mixer sunt de la 5dB la 12dB.
5. **Nivelul semnalului din oscilatorul local**. Reprezintă nivelul necesar din oscilator pentru care sunt asigurate performanțe optime la mixare. Valorile uzuale sunt de la 100mV la 10V.
6. **Dinamica**. Este un parametru important, care are însă diferite metode de măsură. Practic, dinamica mixerului dă gama de valori ce poate fi aplicată la intrarea acestuia, de la pragul de zgomot la valoarea de semnal care produce intermodulații decelabile peste pragul de zgomot sau în altă accepțiune, până la 1 dB sub nivelul de compresie
7. **Izolarea interport**. Reprezintă nivelul de atenuare al unui semnal aplicat pe un port de intrare, comparativ cu portul de ieșire sau celălalt port de intrare. Valorile uzuale sunt de la 20 la 60dB.

2. Tipuri de mixere

Dincolo de clasificarea ce se făcea în trecut, în mixere aditive sau multiplicative, mixerul trebuie văzut ca un circuit cu două porturi de intrare și un port de ieșire. Pe una dintre intrări se aplică semnalul util, iar pe cealaltă intrare, semnalul din oscilatorul local. La ieșire se selectează suma sau diferența între cele două frecvențe aplicate. În acest fel, semnalele utile sunt convertite la valori ce pot fi mai ușor prelucrate. Fenomenul de mixare se obține prin utilizarea proprietăților de neliniaritate sau de comutație ale semiconductorilor. Mixerele pot folosi tranzistoare bipolare, FET-uri sau diode, dar trebuie avut în vedere faptul că nu orice componentă de acest gen se poate folosi cu rezultate acceptabile.

2.1 Mixere cu diode

Cele mai simple sunt mixerele cu diode care lucrează în comutație (deși există și mixere ce folosesc neliniaritatea joncțiunii, utilizate de obicei la frecvențe foarte mari). La un mixer în comutație semnalul de la oscilatorul local este suficient de mare pentru a asigura trecerea în starea de conducție, respectiv blocare a diodei. În aceste condiții, dioda lucrează ca un comutator (chopper), la

ieșirea mixerului fiind prezente, în afară de produsele de mixaj ce interesează și un mare număr de armonici (impare în special).

În figura 1 sunt prezentate trei structuri de mixere în comutație cu diode, cu prezentarea câtorva dintre produsele parazite de mixaj ce însoțesc semnalul util (A-B sau A+B) și modul în care produsele parazite (inclusiv intermodulații) se reduc, prin utilizarea unui mixer simplu echilibrat (mixerul 2) sau dublu echilibrat (mixerul 3). Modul de reducere a produselor parazite de mixare la mixerele echilibrate este valabil și la mixerele cu tranzistori bipolari sau FET-uri.

Pierderile (și factorul de zgomot) pentru mixerul cu o diodă sunt de 3-4dB, în

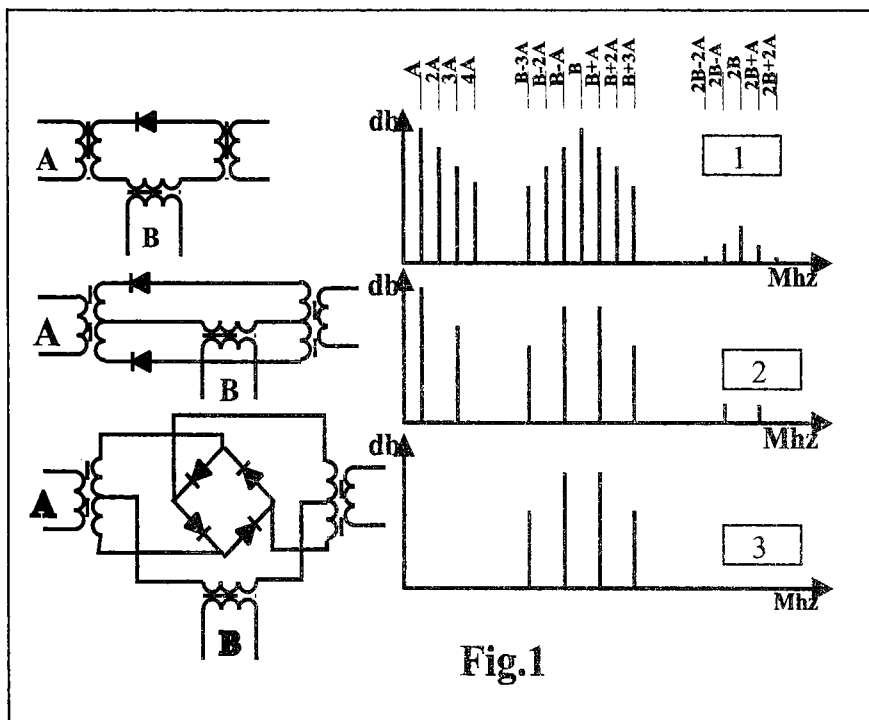


Fig.1

timp ce la mixerul dublu echilibrat datorită faptului că semnalul de RF este practic împărțit în două, nivelul pierderilor este mai mare cu 3dB, ajungându-se la un total de 6-7dB. La fel și puterea cerută pentru oscilatorul local este dublă. Izolarea interport este foarte redusă la mixerul cu o diodă, mixerele echilibrate asigurând o bună izolare interport, de cca. 20-25dB. Rejecția semnalelor A și B la ieșirea mixerului poate trece de 40 dB pentru un mixer corect echilibrat.

Mixere de recepție

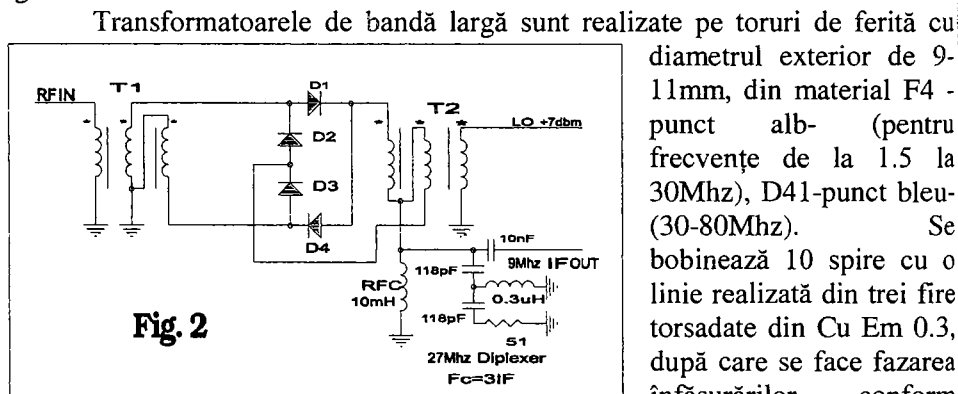
Diodele folosite pentru mixere de performanță sunt diode Schottky care au performanțe excelente la comutație, timpi reduși de comutație și rezistență serie redusă. O diodă de acest gen are o capacitate a joncțiunii sub 1pF și o rezistență serie sub 10 Ω , valori ce asigură o comutare rapidă la frecvențe ridicate. Frecvența de tăiere a unei astfel de diode este $f=1/2\pi R_s C_{jo}$, asemenea diode putînd lucra pînă la cîțiva GHz. O regulă empirică stabilește ca limită de lucru la un mixer, pentru frecvența oscilatorului local, 1/40 din frecvența de tăiere pentru a se putea asigura timpi de comutație buni. Cele mai cunoscute diode sunt HP2800, cu rezultate destul de bune putînd fi folosite și alte diode Schottky de nivel mic. În lipsa acestora se pot utiliza chiar și diode de comutație obișnuite, gen 1N4148, cu o ușoară creștere a factorului de zgomot la 8dB (datorată pierderilor mai mari prin diodă), precum și o înrăutățire a parametrilor de intermodulație cu 4-5dBm. (1dBm=223mV/50 ohmi)

Avantajul esențial al acestor mixere îl constituie simplitatea, costul redus și parametrii buni la zgomot și intermodulații precum și posibilitatea de a putea lucra pe benzi de frecvență mari (5 octave).

Dezavantajele sunt următoarele:

- pierderile destul de ridicate
- nivelul relativ mare de semnal din oscilatorul local care trebuie să asigure pentru un mixer dublu echilibrat, minim 7dBm (în cazul cînd sunt necesare performanțe foarte bune la intermodulații tensiunea necesară din oscilatorul local poate ajunge la peste 20dBm ceea ce poate fi dificil de realizat uneori).

O schemă tipică de mixer în comutație dublu echilibrat este prezentată în fig. 2.



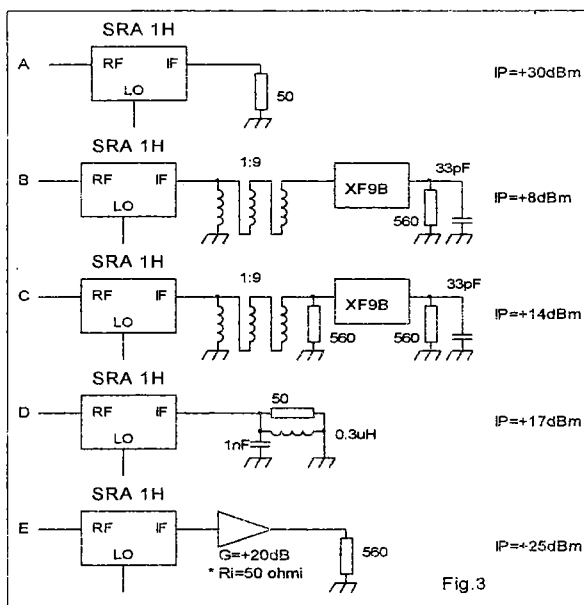
notațiilor de pe schemă. Punctul de interceptie IP3 este de 20dBm pentru un nivel din oscilator de 7dBm. O creștere a punctului de interceptie la peste

30dBm se poate obține mărind nivelul semnalului din oscilator la 17dBm (cca. 1.5V/50 ohm). Trebuie precizat că acești parametri sunt valabili în cazul în care sarcina mixerului este rezistivă. Diplexerul utilizat în schemă, asigură o terminație corectă d.p.v. al impedanței pe armonica a treia a semnalului de frecvență intermediară, contribuind la creșterea performanțelor într-o schemă reală cu cca. 3dBm în ceea ce privește IP3. Performanțele cele mai bune se obțin cu diode Schottky, utilizând diode de comutație gen 1N4148 pierderile sunt de cca. 8dB, iar punctul de intercepție IP3 pentru același nivel injectat din oscilator se reduce cu cca. 5-6dBm. (Referitor la diodele Schottky ROD 01, trebuie spus că testele efectuate în mixere arată că rezultatele obținute sunt la nivelul celor obținute cu diode 1N4148 necesitând însă un nivel mai mare din OL..... Diodele KD514 (CSI), creditate de unii cu performanțe foarte bune în mixere, sunt de fapt apropiate de 1N4148). Diodele IPRS din seria BS.... par a fi o bună soluție pentru un mixer de nivel mic, avînd o tensiune de deschidere mai redusă și timpi de comutație foarte buni. Referitor la mixerele în comutație cu diode, trebuie spus faptul că există numeroase scheme mai puțin "ortodoxe" care au apărut în decursul timpului. Astfel, au fost utilizate două mixere în inel în paralel (tensiuni de RF mai reduse pe diode), cîte două sau chiar trei diode înseriate pe fiecare braț (capacitatea parazită a diodei se reduce), rezistențe înseriate cu diodele din mixerul în inel (se liniarizează caracteristica la nivele mari), formator dreptunghiular pentru semnalul de la oscilatorul local, etc. Dincolo de unele abordări emoționale ale acestor tipuri de mixere în paginile unor reviste, de la care s-au pretins performanțe uluitoare, nici unul nu s-a impus în echipamentele din producția de serie, rezultatele obținute la unii parametri fiind compromise de rezultatele obținute la ceilalți parametri, sau pur și simplu fiind mult prea complicate.

2.1.1.Comportarea mixerului în comutație cu diode, la diferite sarcini de ieșire.

Schemele bloc ale receptoarelor prevăd, de regulă, după mixer un filtru de mare selectivitate. E necesar să se știe că un filtru cu cuarț nu are o impedanță de intrare pur rezistivă, aceasta avînd ca efect degradarea performanțelor mixerului.

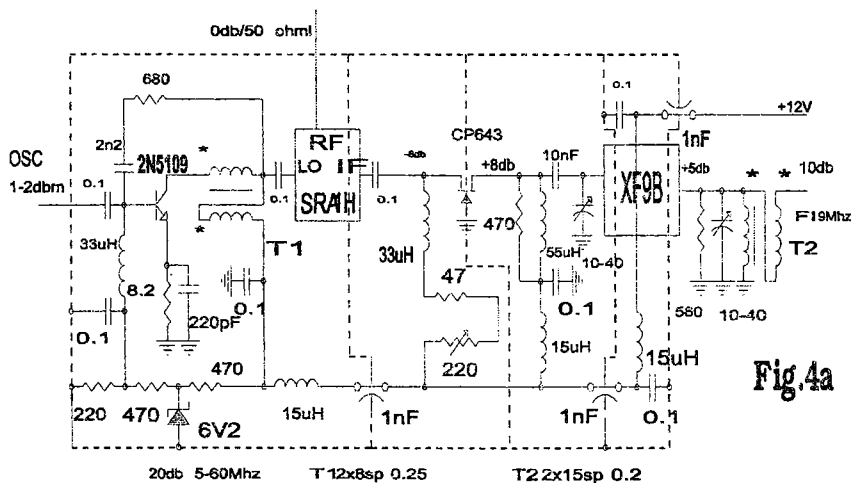
Impedanța unui filtru cu cristal în interiorul benzii de trecere este de regulă cuprinsă între 50 ohmi și 1500 ohmi, cu compensare capacitivă de la 10 la 120pf. Pentru filtrul XF9B impedanța este de 560 ohmi/33pF. Trebuie avut în vedere faptul că, dacă în interiorul benzii de trecere, partea reactivă a impedanței este relativ redusă, în afara benzii de trecere partea reactivă devine importantă. Acest element trebuie avut în considerație, fiind necesar să se evite cuplarea unui



filtru cu cristal direct la ieșirea mixerului. Este un element ignorat din păcate la unele construcții de amatori, cu consecințe dezastruoase în privința rezultatelor obținute. (trebuie spus că și filtrele cu cristal pot produce intermodulații...)

Schemele din fig. 1 prezintă performanțele obținute de un mixer SRA 1H (MINI-CIRCUITS) cu o valoare de cca. 20\$, la diferite sarcini de ieșire. Se observă la schema B că IP-ul scade la o valoare egală cu cea care se poate obține de la o tetrodă MOS mai evoluată.

Simpla introducere a unei terminații rezistive de 560Ω în schema C duce la recuperarea a 6dBm. Soluția prezentată în figura E pare a fi cea mai bună: la ieșirea mixerului se prevede un amplificator cu o impedanță de intrare de 50Ω , realizat cu un tranzistor montat în conexiune cu baza la masă (sau grila la masă).



care să aibă performanțe la intermodulații superioare cu cel puțin 3dBm (IP3) față de mixer.

Trebuie reținut faptul că într-un montaj real nu se va putea obține niciodată valoarea IP-ului dată în catalog pentru sarcină rezistivă. Schema prezentată în fig.4a arată un mod de soluționare a cuplării sarcinii la ieșirea mixerului, cât și modul de obținere a tensiunii destul de ridicată de la oscilatorul local, absolut necesară la acest gen de mixer, pentru obținerea performanțelor maxime la intermodulații.

Rezistența semivariabilă de 220 ohmi din sursa FET-ului CP643 servește la stabilirea punctului static pentru un curent de 30mA, valoare pentru care impedanța de intrare a amplificatorului este de 50 ohmi rezistiv, la frecvența de 9Mhz.

Transformatoarele T1 și T2 sunt realizate pe toruri de ferită cu diametru

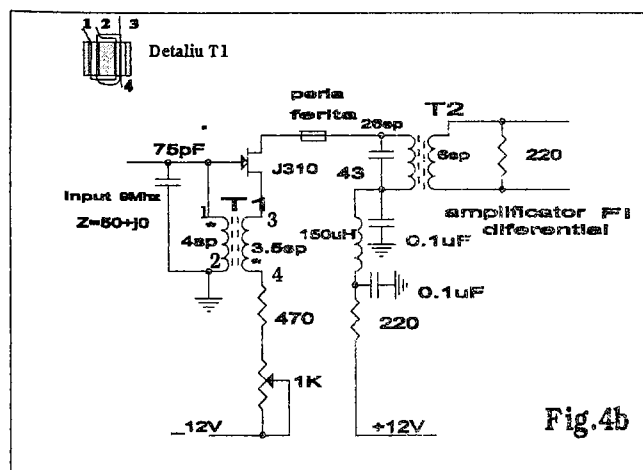


Fig.4b

exterior de cca.10mm. Funcție de frecvență, se utilizează toruri din material F4-punct alb (1.5-30Mhz), sau D41-punct bleu- (30-80Mhz). Se utilizează o schemă cu grila la masă, care are avantajul asigurării unei impedanțe reduse de intrare (pentru corecta adaptare a impedanței cu ieșirea mixerului) și care asigură

performanțe maxime la intermodulații (chiar dacă câștigul este puțin mai mic). Tranzistorul folosit este un FET de medie putere de tip CP643 (SILICONIX) cu un factor de zgomot de <3dB și o amplificare de 14dB, eventual tranzistorul MOS de medie putere KP902(CSI) cu un factor de zgomot de <4dB.

O altă variantă de amplificator cu impedanță de intrare bine precizată este prezentată în schema din fig. 4b. Amplificarea globală este de 12dB, semireglabilul de 1K reglându-se cu ajutorul unei punți de impedanță pusă la intrarea amplificatorului, pentru impedanță pur rezistivă de 50 ohmi (valorile componentelor sunt pentru frecvența de 9Mhz). Transformatorul T1 se realizează pe un miez cu două găuri F4, trafo T2 se poate realiza pe un tor de

ferită F4 cu diametrul de 8-10mm, numărul de spire fiind dat orientativ, esențial fiind raportul înfășurărilor.

2.2. Mixere cu FET-uri

Mixerele cu FET-uri permit obținerea unor performanțe deosebite, dacă se utilizează tranzistoare de calitate și o realizare îngrijită a montajului.

Prin caracteristica lor pătratică, FET-urile permit reducerea considerabilă a distorsiunilor de intermodulație. Pentru distorsiuni de intermodulație minime cea mai avantajoasă configurație o constituie cea cu grila la masă. Datorită impedanței reduse de intrare, se reduce excursia de tensiune (în condițiile conservării puterii semnalului prin corecta adaptare a impedanțelor). Principiul rămâne valabil și la amplificatoare, fiind de preferat să se renunțe la avantajele impedanței mari de intrare, în scopul de a obține performanțe maxime la intermodulație și zgomot. Utilizarea impedanțelor reduse oferă și avantajul folosirii circuitelor de bandă largă, ce nu necesită acord în frecvență.

Tranzistoarele folosite în acest gen de scheme trebuie să aibă un câștig G_m cât mai mare dat fiind faptul că la mixare, câștigul la conversie este $G_c \cong G_m/4$.

Pentru a se obține câștiguri rezonabile, transconductanța directă trebuie să fie cât mai mare. Tranzistoarele cu cele mai bune rezultate în acest gen de scheme sunt tranzistorii U310 (J310) care au o transconductanță directă de 14 mohm (I_{DSS} 40mA), comparativ cu un tranzistor 2N4416 la care transconductanța directă este 5mohm (I_{DSS} 10mA).

Nivelul de semnal injectat din oscilatorul local trebuie să fie de cca. $1/2 V_P$ (sau $V_{GS(off)}$), pentru a se obține performanțe maxime în ceea ce privește intermodulațiile și dinamica. Practic sunt necesari între 12dBm și 17dBm pentru a se obține performanțe maxime.

Rețeaua de FI asigură simultan mai multe funcțiuni:

- O corectă adaptare de impedanță între FET-uri și amplificatorul FI.
- Asigură un grad suficient de selectivitate față de componentele LO și RF.

Probabil cea mai simplă și mai eficace metodă de adaptare a două circuite este prin utilizarea unui filtru π . Impedanța optimă de ieșire pentru FET-uri este: $R_L = (V_{DD} - 2V_{GS(off)})/i_D$

Valorile optime sunt de regulă, cuprinse, pentru FET-uri de nivel mic, între 1000 și 2500 ohmi. O impedanță ridicată de sarcină favorizează un câștig ridicat al mixerului ($A = G_c \cdot R_L$), dar acesta reduce dinamica și banda de frecvență a mixerului.

Pentru tranzistori de tipul J310 impedanța optimă de ieșire este de 1200 ohmi.

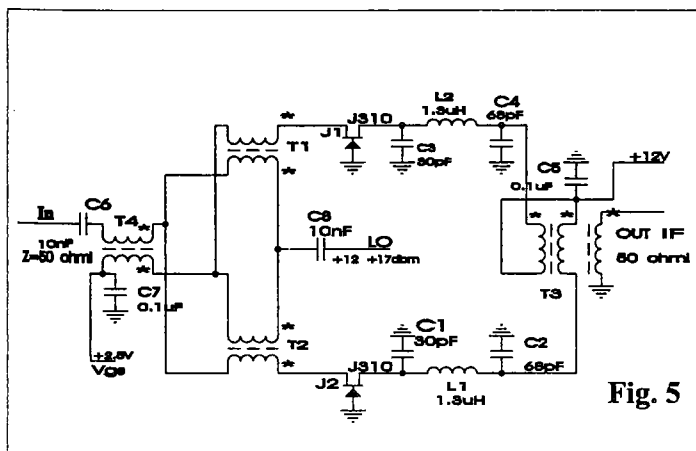


Fig. 5

O schemă de mixer cu două tranzistoare este redată în fig.5. Această structură de mixer poate asigura performanțe foarte bune referitoare la zgomot, dinamică și intermodulații.

Mixerul este simplu echilibrat, asigurând o rejecție de peste 30dB pentru semnalul aplicat la intrare. Semnalul de la oscilatorul local LO se aplică în fază pe sursele celor două FET-uri, semnalul de RF aplicându-se în antifază. Trafo T4 are rolul de simetrizor, T1 și T2 au rolul de a permite injecția semnalului de la OL, întregul ansamblu împiedicând pătrunderea semnalului de la OL spre amplificatorul de RF (sau antenă). T3 este un trafo ce permite cuplarea la sarcina de 50 ohmi. T1, T2 și T4 sunt identice și se realizează pe toruri de ferită cu diametrul de cca. 10mm din material F4 (punct alb) pentru frecvențe în domeniul 3-30Mhz sau D41(30-80Mhz). Se bobinează cu o linie torsadată realizată din două fire CuEm 0.3, de 5cm lungime (6 răsuciri pe toată lungimea). T3 are două înfășurări realizate cu o linie torsadată, 2x10sp, a treia înfășurare are 3sp. La terminalul notat cu Vgs se conectează o rezistență semireglabilă de 250 ohmi, căderea de tensiune la reglaj corect fiind de cca. 2.5V. Aceasta presupune o perfectă identitate între FET-uri. Presupunând însă unele mici diferențe, este mai bine ca terminalul Vgs să se lege la masă, înseriindu-se pe cele două trasee de sursă câte o rezistență (100- 220ohmi) paralel cu o capacitate de 0.1μF. Performanțe bune se obțin însă cu FET-uri selectate pentru $V_{GS(off)}$, I_{DSS} și G_m identici. Ideal un tranzistor dublu de tip U431 ar rezolva problema mai ușor.

Principalii parametri obținuți sunt: Dinamica >100dB, Intermodulații IP3 31dBm, zgomot 7.5dB, câștig 2dB.

O schemă cu performanțe mai bune este prezentată în fig. 6. Schema este dublu echilibrată și folosește 4 tranzistoare J310. Semnalul de RF se aplică tot în surse, semnalul de la OL aplicându-se pe grile. Circuitul de adaptare și

Mixere de recepție

ieșire este identic cu cel de la schema anterioară. Circuitul de intrare are atât rolul de simetrizor cât și de conversie de impedanță (la 25 ohmi). T2 și T3 sunt realizate la fel ca și T1 de la schema anterioară. T4 este realizat cu o înfășurare trifilară torsadată pe un tor de ferită de $\phi 10$ cu sîrmă CuEm 0.3. Linia torsadată are 5 cm lungime și 6 răsuciri. La fel se montează la borna Vgs o rezistență semireglabilă de 250 ohmi și se reglează pentru a se obține o cădere de tensiune de 2.5V. Dacă tranzistorii nu sunt perfect identici, atunci se procedează ca mai sus, introducînd patru rezistențe decuplate în surse.

Parametrii principali sunt: distorsiuni de intermodulație IP3 34dBm, câștig de conversie 4dB, nivel desensibilizare 13dBm, factor de zgomot 7.5dB.

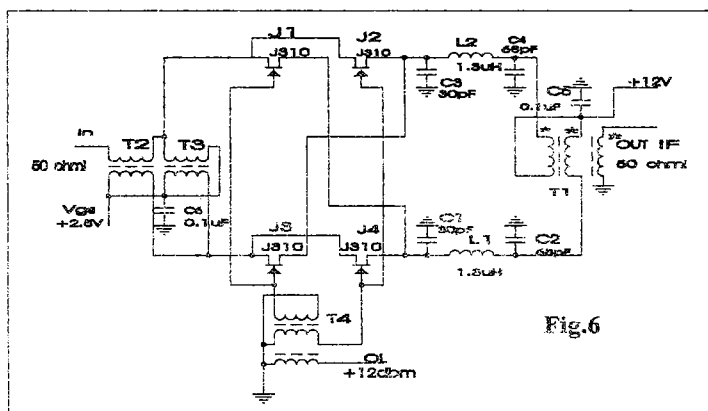


Fig.6

Referitor la tranzistorii folosiți aceștia sunt de tip U310 (J310) pentru a se obține performanțe optime (eventual tranzistorul cvadruplu U350). Trebuie menționat că la simpozionul ICE din 1989 a

fost prezentat un mixer de acest gen realizat cu BFW10, performanțele fiind la nivel de 75% din cele obținute cu J310.

O mențiune suplimentară despre importanța circuitelor de adaptare în π . Există aplicații ce nu le utilizează, dar e bine totuși de știut faptul că, în afară de creșterea punctului de interceptie cu 4-6dBm, acestea asigură o dependență mai redusă a performanțelor mixerului de sarcina prezentă la portul de FI, mixerele cu FET-uri de acest gen fiind deosebit de sensibile la sarcini cu componentă reactivă importantă. Valorile componentelor din filtre sunt date pentru o frecvență intermediară de 35MHz.

O categorie aparte de mixere cu FET-uri (sau MOS-FET-uri) o constituie mixerele în push-pull. Aceste mixere sunt mai puțin performante decât cele echilibrate, dar sunt mai simple și mai puțin sensibile la sarcini reactive. Este motivul principal pentru care producătorii japonezi de echipamente pentru radioamatori folosesc intens acest gen de mixer în aparatele de clasă mijlocie.

Performanțele la intermodulație realizate de un mixer cu FET-uri de curent mic în push pull ajung la $IP3=25dBm$. Avînd în vedere că aceste mixere sunt simple, realizează un câștig la conversie de 3-4dB și necesită un nivel redus

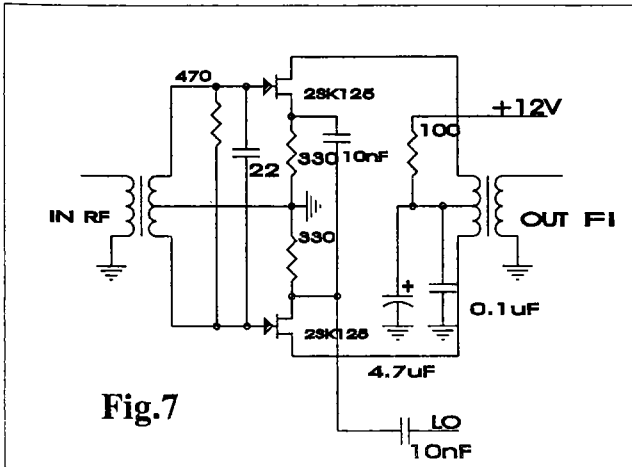


Fig.7

din oscilatorul local, motivația japonezilor devine evidentă. În fig. 7 este prezentat un mixer cu FET-uri push pull. Există și o variantă de schemă ce folosește FET-uri în conexiunea cu grila la masă, de la care se pot obține performanțe chiar mai bune. Fără îndoială că vor apare pe viitor scheme performante cu FET-uri de curent mare.

O categorie oarecum aparte o constituie mixerele în comutație cu FET-uri. Cele mai bune realizări în materie au fost obținute cu tranzistoare de comutație D-MOS. Dezavantajul în acest caz este că se pierde câștigul la conversie, nivelul pierderilor fiind de ordinul a 8-10dB, în schimb sunt posibile performanțe ieșite din comun în ceea ce privește intermodulațiile, atîngîndu-se valori de peste 45dBm! Astfel au fost special realizate tranzistoare D-MOS cvadruple (SI8901 Siliconix) sau duble (SD210 Siliconix), destinate mixerelor în comutație. Dificultatea mare constă în nivelul tensiunii de la oscilatorul local, care trebuie să fie de cca. 34dBm (1-2W), pentru a se putea asigura o comutație corectă (rezistență drenă sursă cît mai mică). Schemele sunt relativ complexe și nu au fost folosite decît în aparatura profesională (receptorul AEG-Telefunken E1800)

2.3. Mixere cu tranzistoare bipolare

Cea mai răspîndită schemă de mixer echilibrat cu bipolari o constituie structura Gilbert. Aceasta este pe larg folosită fie în integrate special concepute ca mixere (MC1496 (LM1496), SL641, SL6440) sau întră în componența unor integrate mai complexe, cu funcțiuni multiple. Performanțele realizate cu aceste integrate sunt:

- pentru MC1496 : $IP_3=+8.5\text{dBm}$ pentru un câștig de 3dB; Nivel purtătoare:cca. 100mV; atenuare semnal oscilator la ieșire 65dB/500KHz, 50dB/10MhZ. Nivel de zgomot: 9dB. Frecvență maximă: 110Mhz
- SL641: $IP_3=11.5\text{dBm}$; Nivel purtătoare: 200mV, Atenuare semnal oscilator la ieșire: 40dB; Nivel de zgomot 12dB; Câștig la conversie: 0dB; Frecvență maximă:75Mhz.
- SL6440: $IP_3=20\text{dBm}$

Parametrii acestora nu sunt la nivelul unui mixer cu diode Schottky de

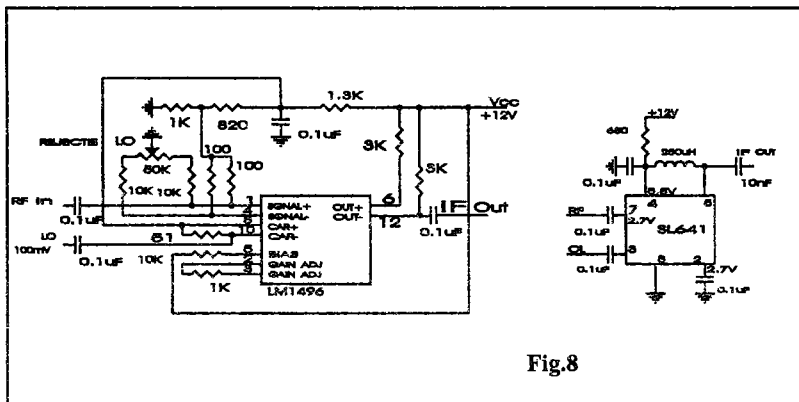


Fig.8

nivel mare dar, au avantajul că necesită un nivel redus din oscilatorul local, asigurând de asemenea o foarte bună izolare interport.

Schemele tipice de aplicație pentru aceste două tipuri de mixere sunt prezentate în fig. 8 și pentru că sunt în general cunoscute, nu se vor da și alte detalii.

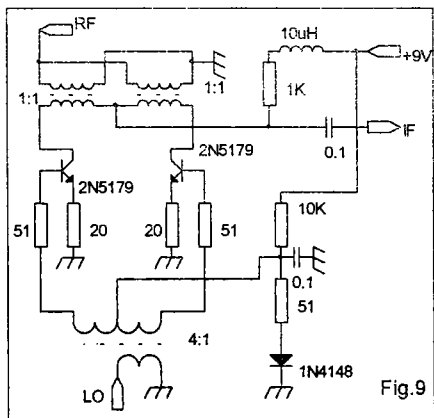


Fig.9

cele două tranzistoare nu trebuie împerecheate foarte strict. Avantajul major al acestui tip de mixer constă în obținerea unui $IP_3=33\text{dBm}$ cu un nivel de semnal

din OL de 17dBm. Un mixer cu diode Schottky poate atinge asemenea rezultate cu un nivel din oscilator de 25-27dBm! Testele arată că frecvență limită de operare cca. 500Mhz, minimum fiind dat de inductanța și ferita folosite la transformatoarele de bandă largă. Nivelul de zgomot este de cca 7-8dB iar câștigul la conversie de -6dB (comparabil cu un mixer echilibrat cu diode)

Există și alte tipuri de mixere cum ar fi mixerele în cuadratură. Utilizarea acestora de către sistemele de comunicații GSM a dus la o mare dezvoltare a acestei categorii de mixere.

3. Comparații și considerații finale

Tabelul 1 prezintă o comparație între mixerele simple, echilibrate și dublu echilibrate. Diferențele între aceste mixere sunt evidente, structura dublu

Caracteristica	Tip mixer		
	neechilibrat	Simplechilibrat	Dublu echilibrat
Banda	Cîteva decade	O decadă	O decadă
Densitate relativa IM	1	0.5	0.25
Izolare interport	Redusă	10-20dB	>30dB
Nivel relativ LO	0dB	+3dB	+6dB

echilibrată fiind cea mai bună pentru un mixer performant.

Tabel 1

Evident că problemele cele mai dificile se pun la un mixer de recepție, pentru un mixer de emisie cerințele fiind de regulă mult mai relaxate.

Tabelul 2 prezintă cîteva date comparative ale unor mixere mai cunoscute, cu scopul de a face mai ușoară alegerea celui mai potrivit mixer

Tabel 2

Tip mixer	Cîștig dB	Nivel IP3 dBm	Factor de zgomot F(dB)	Dinamica dB	Nivel LO dBm
Cu tranzistor bipolar	14dB	4	6	92	7
Dublu echilibrat cu bipolari	6	12	6	95	10
Push pull cu bipolari	-6	33	6	112	17
Cu tranzistor MOSFET 3N200	4	6	7.5	95	10
Dublu echilibrat cu FET-uri	4	34	7.5	104	15

Mixere de recepție

Simplu echilibrat cu FET-uri	3	31	7.5	101	15
Cu diode SBL 1	5.5	20	6	104	7
SRA1H	-5.5	30	6	110	17
RAY1	-5	35	5.5	112	23
VAY1	-5.5	40	5.5	115	30
Diode Schottky HP2800	-7	30	7	107	17
Diode 1N4148	-8	24	8	103	17

Tabelul de mai sus demonstrează o oarecare superioritate a mixerelor cu FET-uri, comparativ cu mixerile cu diode, în special la capitolul nivel de semnal necesar de la oscilator.

Mixerele prezentate sunt cele care prin calitățile lor satisfac cerințele pentru primul sau al doilea mixer dintr-un receptor performant.

Bibliografie:

1. Ed Oxner "Quad -ring demodulator designed for Double Balnced Mixer" Siliconix
2. Ed Oxner "FETs in Balanced Mixers" Siliconix
3. Roland Sochoo "RF and microwawe mixers" RF Design /March '97
4. Louis Pandula "...Image Canceling Mixers" RF Design /April '95
5. Steve Maas "The Diode-Ring Mixer" RF Design/Nov. '93
6. G. Breed "Mixers: Making the Right Choise" RF Design/Aug. 86
7. Chris Trask "FeedBack technique improves mixer.." RF Design/Sept.97
8. G.P Kaniut "Uclady przemiany czestotliwosci o duzej odpornosci na zaclocenia intermodulacyjne " Radioelectronica 2/1988
9. Ulrich Rohde "Key components of modern Receiver Design" QST June/1994
10. Ulrich Rohde "Recent Advances in Shortwawe Receiver Design" QST Nov/1992
11. Busuioc Cornel " Mixer pentru banda 14KHz -30Mhz..." Volum 1 simpozion ICE 1988
12. Dao "Integrated LNA and mixer " National Semiconductor AN884/1993
13. ***** RF/IF Designer's Guide MINI-CIRCUITS
14. ***** ARRL HandBook 1982, 1995,1998

Blocul IF

1. Generalități

Blocul de frecvență intermediară reprezintă secțiunea care asigură principalele resurse de amplificare și selectivitate ale unui receptor. Principalele cerințe tehnice ale acestui bloc sunt:

- Amplificare de 80-100dB
- Sensibilitate la intrare sub $1\mu\text{V}$
- Posibilitate de control al amplificării pe 70-80dB (dinamica AGC)
- Liniaritatea caracteristicii de control al amplificării (caracteristică log/lin)
- Impedanță de intrare pur rezistivă (cel puțin pentru frecvența intermediară)
- Selectivitate de la 200Hz (emisiuni CW). la 2.35KHz (pentru emisiuni SSB) sau 5-15KHz pentru FM
- Distorsiuni de fază minime în cadrul benzii de trecere.

În mod ideal, valoarea frecvenței intermediare la un receptor trebuie să fie cât mai mare, pentru a da posibilitatea circuitelor de intrare să atenueze cât mai mult frecvența imagine. Este unul din motivele pentru care valoarea frecvenței intermediare la unele receptoare de US atinge 100Mhz (valorile practice sunt de la 35 la 110Mhz). La această frecvență neputându-se asigura însă o selectivitate înaltă (de regulă se poate asigura cca. 20KHz), se recurge la o a doua schimbare de frecvență, cu valori de 100-500KHz dacă se utilizează filtre electromecanice, sau 1.4-10.7MHz, dacă se utilizează filtre cu cristal. Valorile uzuale ale selectivității depind de tipul emisiunii ce se recepționează, astfel pentru emisiuni telex avînd valoarea de 200Hz, în timp ce pentru emisiuni AM selectivitatea este de 5-6KHz și 12.5-15KHz pentru FM. Filtrele utilizate sunt de regulă cele mai scumpe componente dintr-un receptor, de aceea multe receptoare au numai un singur filtru (uzual pentru SSB- 2.35KHz), cu care să se poată recepționa principalele tipuri de emisiuni utilizate. În acest caz este posibilă creșterea selectivității cu filtre active sau pasive în blocul de joasă frecvență al receptorului. Nu trebuie uitat însă, un concept de bază în proiectarea unui receptor: se va asigura maximum de selectivitate cât mai aproape de borna de antenă.

Există o mare varietate de scheme de amplificatoare IF, ce utilizează tranzistori bipolari (BJT), tetrode MOS FET, sau circuite integrate.

2. Etaje de IF cu tranzistoare

În fig. 1 este prezentat un amplificator de IF ce a constituit mulți ani o referință în materie. Schema aparține lui Guy M. Gillet -ON5FE- și a fost publicată în revista QST din ianuarie 1970. Tranzistorii folosiți inițial au fost de

tipul 2N706, 2N708, însă evident se pot înlocui cu tranzistoare moderne. A fost prezentat și circuitul AGC realizat cu dioda cu germaniu EFD108 și tranzistorul BC171 pentru simplitatea și rezultatele destul de bune ce se obțin. Schema conține două amplificatoare în montaj cascod, ce pot realiza

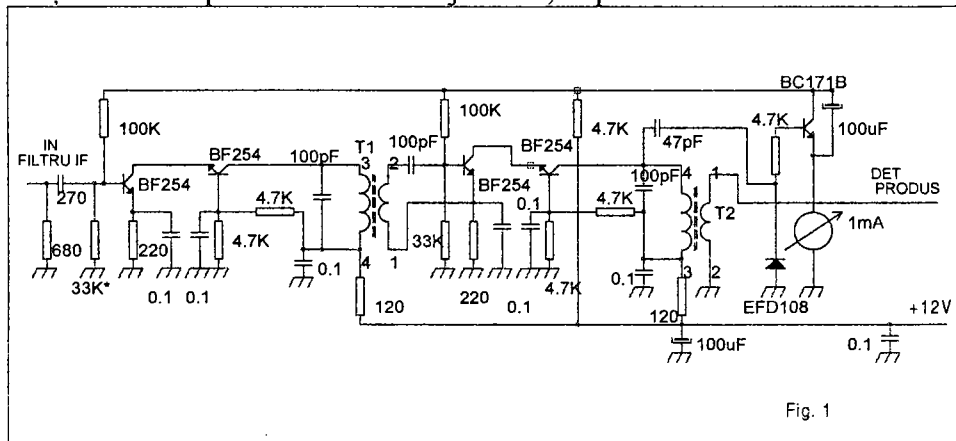


Fig. 1

o amplificare maximă de cca. 50dB pe etaj. Dat fiind faptul că în unele aplicații, 100dB amplificare totală poate fi prea mult, valoarea amplificării se mai poate reduce acționând asupra rezistenței de 33K din baza primului tranzistor. Amplificatoarele cascod sunt caracterizate printr-o foarte bună stabilitate, permițând o amplificare mare pe etaj. Nivelul de reacție internă la amplificatoarele cascode este mult mai mic ca la amplificatoarele uzuale. Cu transformatoarele T1 și T2 se realizează și adaptarea de impedanță. Utilizarea comenzii AGC pe două etaje duce la liniarizarea caracteristicii de comandă pe cel puțin 40-50dB. Transformatoarele se realizează pe carcase de IF 10.7Mhz tip 10x10 (pentru varianta pe 9 Mhz) avînd 10-12 sp. in primar. T1 are în secundar 3sp iar T2 8sp. (Cu em 0.08)

O altă schemă foarte cunoscută este prezentată în fig.2 Este vorba de schema folosită la amplificatorul IF din transceiverul A412.

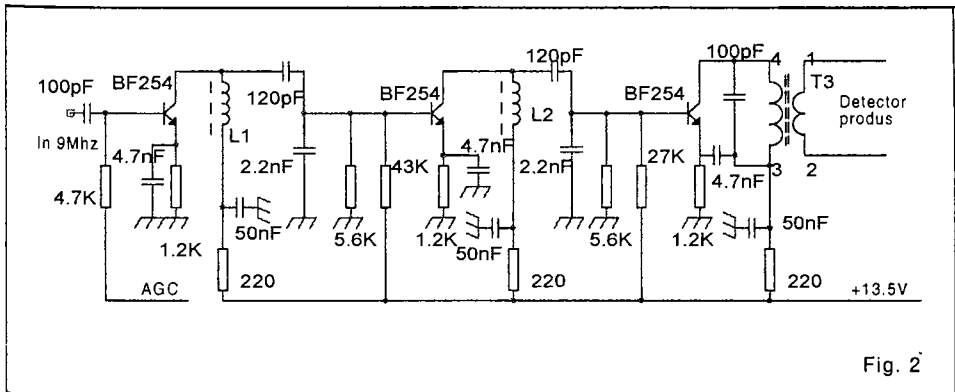


Fig. 2

Schema utilizează trei etaje de amplificare clasice. Adaptarea de impedanță între etaje se face cu divizoare capacitive ($120\text{pF}/2.2\text{nF}$). Schema are o stabilitate mai puțin bună decât precedenta, fiind posibile acroșuri la acordarea circuitelor pe aceeași frecvență (dacă se folosesc circuite acordate cu $Q > 100$). Adaptarea bună dintre etaje asigură un factor de zgomot redus, asigurând senzația unei recepții “curate”. Modul de comandă AGC pe un singur etaj asigură o liniaritate redusă a caracteristicii AGC. Amplificarea globală este de cca. 80dB. Sensibilitatea ce se obține la intrarea amplificatorului este de $1\text{-}2\mu\text{V}$. Bobinele se realizează pe carcase IF 10x10 pentru frecvența de 10.7Mhz. L1, L2 au 10-12sp, T3 are 12 sp în primar și 8 sp. în secundar.

3. Etaje de IF cu circuite integrate

Probabil cel mai bătrîn circuit integrat liniar care mai există pe piață, **CA3028B**, a fost dezvoltat de firma RCA la sfîrșitul anilor '60, fiind unul din primele circuite integrate capabile să funcționeze la peste 100Mhz. A fost preluat de mulți producători de semiconductoare și în ciuda simplității sale (conține trei tranzistori și trei rezistențe), a cunoscut o largă răspîndire. Varianta autohtonă se numește ROB3028 și este realizată în capsulă DIL14. Tabelul 1 prezintă echivalența pinilor pentru CA3028B și ROB3028.

Tab. 1

Funcție	CA3028B pin	ROB3028 pin	Funcție	CA3028B pin	ROB3028 pin
IN 1	1	3	IN2	5	9
CSB	2	4	OUT2	6	10
GND	3	5	AGC	7	11
CSE	4	6	OUT1	8	12

Circuitul poate fi folosit atât în structură de amplificator cascod cât și ca amplificator diferențial.

Principalii parametri sunt:

Frecvența maximă de lucru: 120Mhz

Amplificare în tensiune în montaj diferențial: 40dB

Tensiune maximă de alimentare: +/- 15V

Putere disipată maximă: 500mW

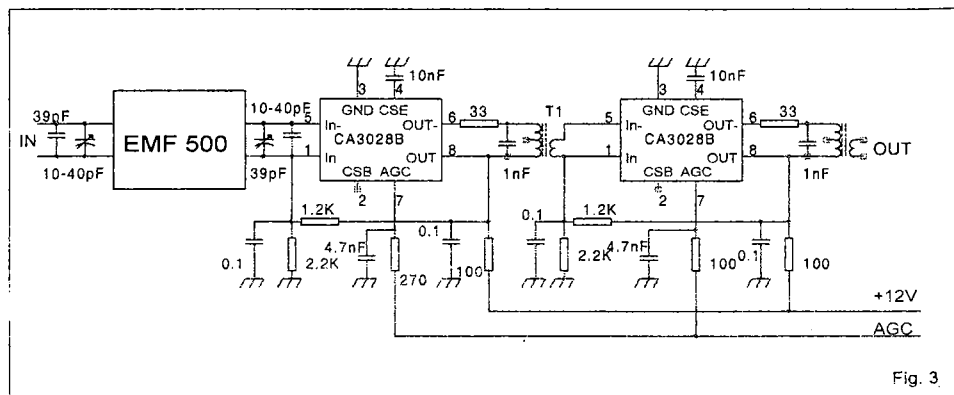


Fig. 3

În fig.3 este prezentată o schemă tipică de etaj de IF realizat cu circuitul integrat CA3028B. Schema poate funcționa cu filtre electromecanice pe 200-500KHz, sau filtre cu cristal de pînă la 10.7Mhz. Evident se utilizează circuite acordate (T1 și T2) pe aceste frecvențe. Amplificarea realizată de cele două circuite este în această schemă de cca. 80-85dB. Pentru a împiedica tendințele de autooscilație în circuitul de ieșire sunt prevăzute rezistențe de 33 ohmi. Reglajul AGC este liniar pentru primii 40 dB (20 dB pe etaj), după care devine puternic neliniar. Trafo IF T1 are 63/8 sp. pe carcasă IF 455KHz 10x10, T2 63/20 sp.

Circuitul CA3028B este totuși prea bătrîn și exceptînd situația cînd suntem deja în posesia lui, nu mai merită să fie achiziționat.

Unul dintre circuitele integrate, folosite pe scară largă în etajele de IF este **MC1350 P** (Motorola). Parametrii principali ai acestui circuit sunt:

Amplificare în putere: 50dB/60Mhz

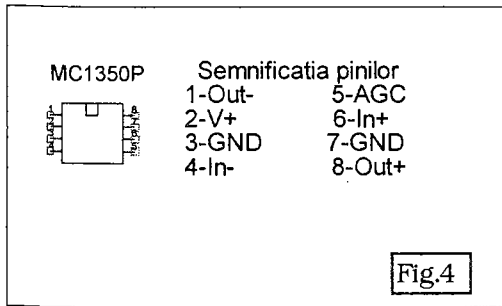
58dB/10.7Mhz

62dB/455KHz

Dinamică AGC : min. 60dB/45Mhz

Curent consumat: max. 17mA (tipic 14mA)

Tensiune alimentare: 12V (max.18V)

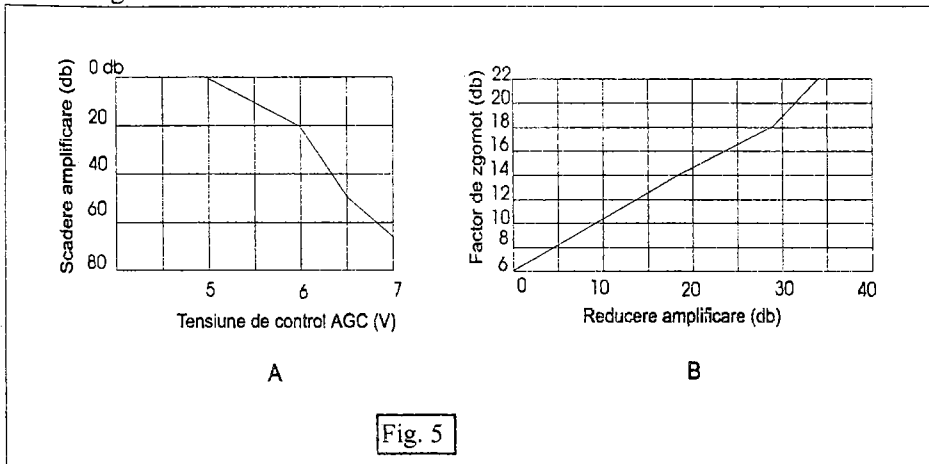


Pinii și semnificația acestora sunt prezentate în fig.4

În fig.5A este prezentat modul de variație a amplificării cu tensiunea de control AGC. Se observă că legea de variație este liniară pe porțiunea 0-20dB. În fig.5B este prezentată evoluția factorului de zgomot în raport cu

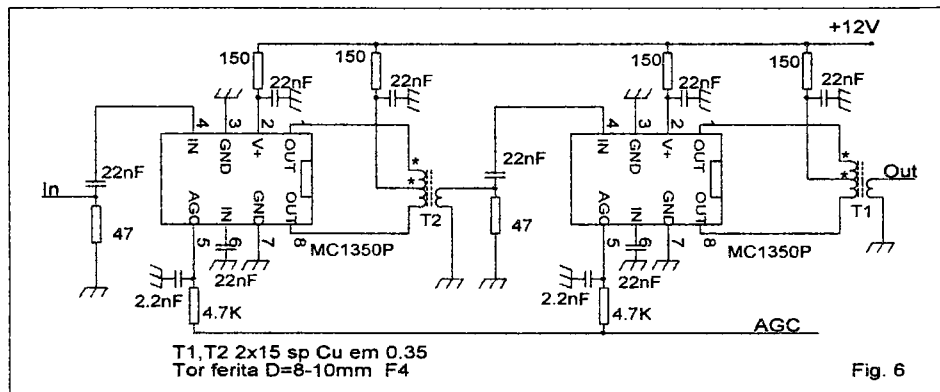
amplificarea (la acțiunea AGC) pentru frecvența de 45Mhz. E bine ca acest integrat (datorită factorului de zgomot ce crește cu frecvența) să nu fie utilizat în etaje cu frecvența mai mare de 10.7Mhz, deși este caracterizat până la 60Mhz.

Chiar dacă parametrii la zgomot sau liniaritate AGC, nu-l plasează între realizările de vîrf în domeniu, prețul (<1\$) și faptul că este un integrat relativ ușor de găsit, fac din el o componentă larg folosită în construcțiile de amatori din întreaga lume.



Circuitul integrat MC1350 permite lucrul cu intrarea și ieșirea simetrică sau asimetrică. Cum în general amplificatoarele în structură diferențială reduc mult distorsiunile de ordinul 2 și nu numai, structura simetrică este preferabilă. În fig.6 este dată o aplicație a acestui integrat, într-un IF pe 9Mhz. Schema nu asigură amplificarea maximă posibilă datorită neadaptării riguroase a intrării și ieșirii, dar se obține și în aceste condiții, o amplificare globală de cca. 95dB, ceea ce e suficient de la un bloc IF în condiții normale. Amplificarea maximă s-ar obține utilizând circuite acordate pe ieșire și adaptînd impedanța de intrare.

Valoarea maximă a amplificării fiind de 115-120dB la 9Mhz, ceea ce e oricum prea mult, e preferabil cînd se cascadează două asemenea circuite să se utilizeze soluția prezentată mai sus.



Circuitul integrat **AD600** (produs de Analog Device), a fost creat pentru aplicații de imagistică cu ultrasunete (sonare maritime, ecografe medicale și industriale). Este capsulat DIL16, conținând două amplificatoare ce au un câștig max. de 40dB. Amplificarea se poate regla cu mare precizie în domeniul 0-40dB, cu ajutorul unei tensiuni diferențiale, asigurînd un factor de reglaj de 31.25mV/dB (32dB/V).

Alți parametri importanți:

- Timpul de răspuns la variația de amplificare, de la min. la max., este sub 1μs.
- Densitatea spectrală de zgomot la intrare este de $1.4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Banda de frecvență este de 35Mhz/3dB. Impedanța sursei de semnal, pentru zgomot minim este de cca. 200 ohmi.
- Avînd un factor de zgomot de 2dB, circuitul este ideal în aplicații de IF.

Schema din fig.7 a fost realizată de Bill Carver -K6OLG și asigură performanțe de excepție în ceea ce privește factorul de zgomot, sensibilitatea la intrare și acuratețea reglajului AGC. Schema completă conține încă un circuit AD600, între cele două secțiuni plasînd un filtru pe 9Mhz cu scopul de a reduce zgomotul în bandă ce ajunge la detectorul de produs.

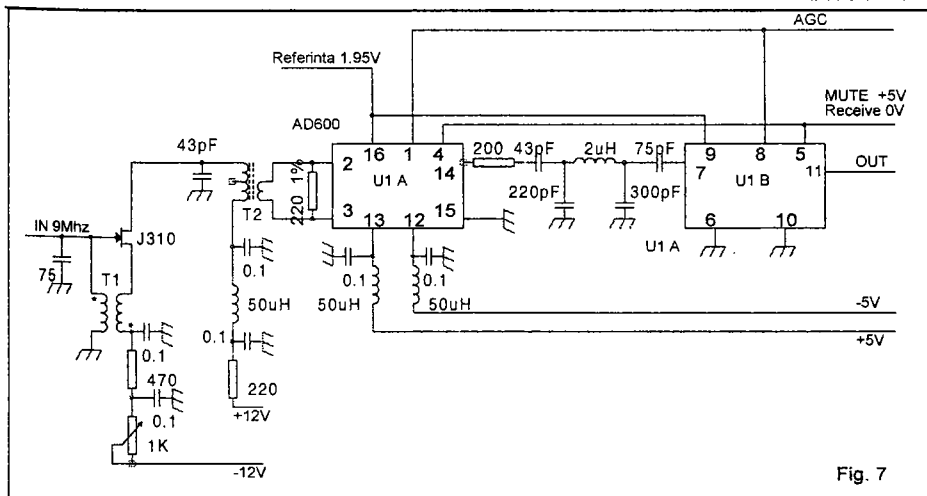


Fig. 7

Practic, filtrul este folosit ca filtru de zgomot, selectivitatea obținându-se anterior. Semnalul minim discernabil este de $0.03\mu V$! Circuitul AGC începe să funcționeze de la nivele de semnal la intrare de $0.1\mu V$. IP3 la intrare este de +20dBm.

Circuitul AGC utilizat este foarte complex, utilizând două bucle independente (una înainte de filtru și alta după) și beneficiind de liniaritatea controlului amplificării la circuitul AD600 se pot obține indicații liniare (în dB) pe scala S-metrului.

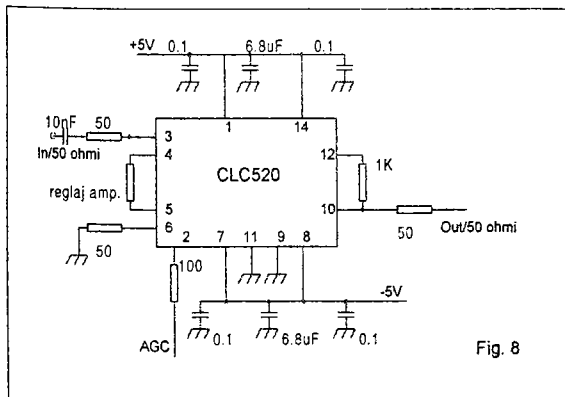


Fig. 8

Preamplificatorul realizat cu tranzistorul J310 utilizează o schemă cu reacție negativă inductivă. Transformatorul, realizat pe un miez cu două găuri de ferită F4, are 4sp în primar (circuitul de grilă) și 3.5 sp în secundar. Amplificarea realizată este de 12dB. Circuitul din drenă este acordat pe 9MHz.

Din păcate, circuitul AD600 este mai greu de găsit (și scump), cei mai mulți comercianți considerându-l "exotic". Un circuit integrat oarecum asemănător VCA610, este realizat de Burr Brown. Densitatea spectrală de zgomot la intrare este $2.2nV\sqrt{Hz}$, mai mare decât la AD600, ceea ce nu este totuși o problemă.

Factorul de zgomot este de 3.5dB. Amplificarea pentru acest circuit este de 40dB, iar controlul AGC se face perfect liniar în domeniul -40dB... +40dB.

În fig.8 este prezentată o schemă de amplificator cu circuitul **CLC520AJP**, cu amplificare controlată în tensiune. Valoarea maximă a amplificării circuitului este setată în domeniul 6-40dB cu rezistența conectată la pinii 4 și 5. Controlul amplificării se face pe pinul 2 într-un domeniu de 40dB, caracteristica de reglaj fiind perfect log/lin. Domeniul de frecvență este de la 0 la 150Mhz. Circuitul are calități de excepție, fiind folosit în echipamente de radiocomunicații profesionale, prețul lui fiind de cca. 14\$!

4. Tipuri de filtre și utilizarea acestora

Filtrul este cea mai scumpă piesă dintr-un receptor, de parametrii acestuia depinzând selectivitatea și factorul de zgomot al frecvenței intermediare (influențat de atenuarea de inserție).

Parametrii generali:

Selectivitatea: funcție de destinație, poate avea de la 200Hz la 20Mhz.

- Factorul de formă: asigură o descriere calitativă a caracteristicii de selectivitate și este raportul între selectivitatea măsurată la 3dB și cea la 60dB(uneori la 80dB). Are valori uzuale de la 1.5 la 3.
- Ripul în bandă: de regulă nu depășește 3dB
- Atenuarea de inserție: are valori cuprinse între 3.5dB și 16dB
- Impedanța de intrare/ieșire are valori de la 50 la 470-1500 ohmi pentru filtrele cu cristal și cele piezoceramice și 1.5-12Kohmi pentru cele electromecanice.

Principalele tipuri de filtre folosite astăzi sunt: cu cristal de cuarț electromecanice, ceramice, cu undă acustică de suprafață (SAW) și LC.

Filtre cu cristal De regulă se folosesc filtre cu cuarț industriale. Valorile de frecvență uzuale sunt de la 1.4Mhz la 21Mhz, pentru filtrele cu selectivitate mare (200Hz- 2.35KHz). Filtrele cu cuarț din domeniul 35-110Mhz realizează o selectivitate de ordinul a 20 KHz. Cele mai cunoscute filtre sunt cele pe 9Mhz de tipul XF9A, XF9B pentru SSB, sau XF9M pentru CW (produs de KVG), TQF9 sau PP9-A2-R2 (UNITRA). Pe frecvența de 9Mhz există și filtre realizate în țară de Rom-Quartz.

O corectă folosire a filtrelor cu cuarț implică adaptarea impedanțelor de intrare și ieșire, în vederea asigurării performanțelor maxime în ceea ce privește ripul în bandă, atenuarea de inserție și chiar caracteristica de selectivitate. Impedanțele de intrare și ieșire la filtrele cu cuarț sunt egale, având valori uzuale cuprinse între 50 și 1500 ohmi, componenta reactivă compensându-se capacitiv

cu valori de la 10 la 68pF. De regulă prețul pentru un filtru cu cuarț este de la 50\$ (pentru unul cu performanțe minimale), la 150\$ (pentru unul profesional)

Filtre electromecanice. Sunt realizate cu materiale ceramice cu proprietăți magnetostrictive. Intrarea și ieșirea se fac pe circuite acordate, bobinele aflându-se în interior. Se acordă cu capacități externe cu valori ce depind de tipul filtrului folosit.

Cele mai cunoscute și folosite în țară sunt filtrele electromecanice de proveniență C.S.I. de tipul EMF 500 (sau FEM...) și filtrele Teltow (RFT) de tip MF 200. La multe dintre filtrele Teltow impedanța de intrare nu este egală cu cea de ieșire, de altfel nici condensatorii de acord nu sunt egali; valoarea condensatorilor de acord este inscripționată pe aceste filtre, putând diferi de la un exemplar la altul (chiar pentru filtre de același tip). Tabelul de mai jos redă caracteristicile principale ale câtorva dintre filtrele electromecanice ce pot fi utilizate în echipamente de amatori.

Tab. 2

Tip filtru	Frecvență Ft (purtaătoare)	Banda trecere (KHz la 3dB)	Impedanță In/Out	Capacități de acord
EMF 500 9D 3V	500 KHz	500.3...503.4	18 Kohmi	82 pF
EMF 500 9D 3N	500 KHz	496.6...499.3	18 Kohmi	82 pF
EMF 500 6D 0.6	500 KHz	499.7...500.3	18 Kohmi	82 pF
MF 200-E-0235	200 KHz	197.3...199.65	1.2/2.5 Kohmi	1.5-2.7 nF
MF 200+E-0235	200 KHz	200.35...202.7	1.2/2.5 Kohmi	1.5/2.7 nF
MF 200-E-0310	200 KHz	196.6...199.7	1.2/2.5 Kohmi	1.5/2.7 nF
MF 200+E-0310	200 KHz	200.3... 203.4	1.2/2.5 Kohmi	1.5/2.7 nF
MF 200 -0030/3	200 KHz	99.85...200.15	600 ohmi	1.5...2.7 nF
MF 200 -0060/3	200 KHz	199.7...200.3	600 ohmi	1.5...2.7 nF
MF 200-0080/3	200 KHz	199.6...200.4	600 ohmi	1.5...2.7 nF
MF 200-0150/3	200 KHz	199.25...200.75	600 ohmi	1.5...2.7 nF

Destul de cunoscute (cu circulație mai restrânsă însă la noi) sunt filtrele electromecanice de tip Collins (actualmente Rokwel Collins) sau Kokusay pe frecvența de 455 KHz. Neliniaritățile în bandă (riplu) sunt de regulă sub 3dB iar factorul de formă 1.5...1.8. Prețul unui astfel de filtru este de 1/2...1/3 din valoarea unui filtru cu cristal, cu performanțe foarte apropiate de cele ale unui filtru cu cuarț (cu excepția atenuării de inserție care poate depăși 10-15dB). Nu pot fi realizate d.p.d.v. tehnologic la frecvențe mai mari de 1Mhz.

Filtre piezoceramice 10.7Mhz, 455KHz. Realizează performanțe echivalente cu cele obținute cu 3-8 circuite LC. Au avantajul unui gabarit foarte redus. Atenuarea de inserție este de 5-8dB, iar riplul sub 3dB. Sunt cele mai ieftine filtre.

În tabelul 3 sunt prezentate o serie de filtre (Murata) care au benzi de trecere mai înguste și care pot fi utilizate în construcții cu pretenții mai reduse. De remarcă că unele filtrele ceramice pot realiza întârzieri de fază constante în bandă, lucru important în comunicațiile digitale.

Tab.3

Tip filtru	Frecvență centrală	Banda la 6dB	Banda la 40dB	Banda la 50dB	Banda la 60dB	Banda la 70dB	Impe danță ohmi
KMFC 602G	455KHz	+/-4		-		+/-10.5	1500
KMFC 601G	455KHz	+/-4.5		+/-11			1500
CFKR455G1	455KHz	+/-4				+/-11.5	1500
CFK455 I	455KHz	+/-2				+/-5	2000
CFK455 J	455KHz	+/-1.5				+/-4.5	2000
CFKR455H3	455KHz	+/-3.5				+/-11.2	1500
SFR450H	450KHz	+/-3				+/-9	1500
SFZ450C3N	450KHz	+/-2.5	+/-9				1500
SFPC450H	450KHz	+/-3			+/-9		1500

Există numeroși producători de filtre ceramice, cei mai cunoscuți fiind Murata, Toko și Kyocera

Filtre cu undă acustică de suprafață (SAW). Se folosesc în primul rând în receptoarele de televiziune, avînd o bandă de trecere de 6-8Mhz/38.9Mhz

În trecut au mai fost folosite și alte tipuri de filtre cu bobine ce aveau o structură complexă sau circuite multi Q. Astăzi folosirea lor nu se mai justifică.

În tabelul 4 sunt prezentate rezumativ principalele caracteristici ale filtrelor uzuale.

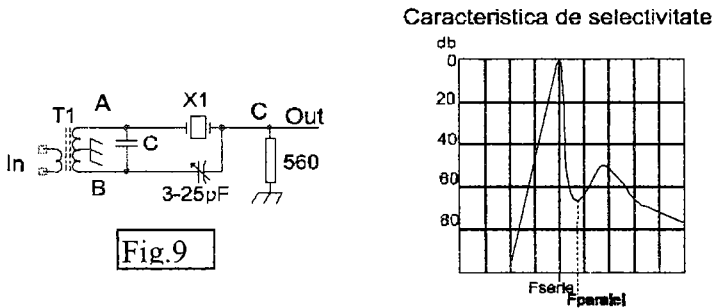
Tab.4

Tip filtru	Domeniu frecvență MHz	Factor de calitate echivalent	Coef.de stabilitate ppm/°C
Activ	0.001.....10	100....1000	50
LC multiceulare	0.05.....10	100....500	50
Piezoceramice	0.01.....10	200....3000	20
Cu unda de suprafață SAW	20.....1000	500...2000	20
Cuarț	0.05.....110	1000...100000	0.1
Electromecanice	0.05.....1	1000...50000	1

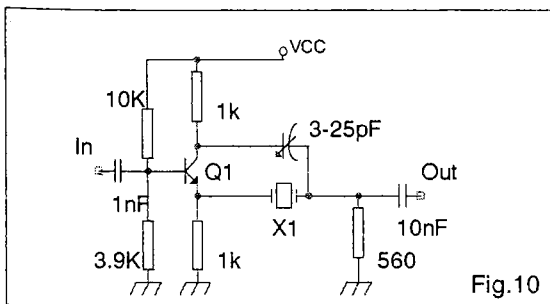
4.1 Realizarea practică a filtrelor cu cuarț

Dat fiind prețul ridicat al unui filtru cu cristal, realizarea artizanală a unui filtru cu cristale devine tentantă. Lucrul este perfect posibil dacă se dispune de un număr de cristale de cuarț și un minim de aparatură, constînd în: generator

RF, frecvențmetru și un milivoltmetru de RF. Mai bine ar fi desigur un vobler..... Nu se vor obține performanțele unui filtru industrial dar, rezultatele obținute pot fi satisfăcătoare pentru o largă arie de aplicații. Funcție de pretențiile tehnice asupra filtrului se poate alege una din schemele de mai jos.



Cel mai simplu filtru cu cuarț este prezentat în fig.9. Cele două semnale din secundarul lui T1, A și B sunt în antifază și se sumează în punctul C. În acest fel



semnalele ce trec prin capacitatea parazită a cristalului se anulează reciproc. Egalitatea celor două semnale ce se anulează, se obține prin reglajul condensatorului semireglabil. Selectivitatea ce se obține este de ordinul a 250Hz/3dB respectiv 1KHz/20dB. Selectivitatea depinde de

calitatea cristalului dar și de frecvența de lucru.

Schema din fig.10 realizează aceleași performanțe ca cea de mai sus cu deosebirea că pentru defazarea semnalelor nu se mai folosește un transformator de RF, ci un tranzistor.

Schema prezentată în fig.11 utilizează, după cum se observă, un cristal în plus. Semnalele ce trec prin capacitățile parazite ale cristalelor de cuarț se anulează reciproc. Cele două cristale se aleg cu frecvențe diferite, pentru a se obține o caracteristică de selectivitate ca în fig.11. Dacă cele două cristale nu sunt de aceeași fabricație (având capacități interne diferite), se conectează în paralel pe unul din ele o capacitate semireglabilă de compensare. Diferența între cele două frecvențe este de regulă de cca. 1.5KHz pentru a se obține o lărgime de bandă de cca. 2-2.5KHz la 6dB. Procurarea unui filtru pentru prima

schimbare de frecvență, pe frecvențe mari $>35\text{Mhz}$, este mai dificilă, fiind însă posibilă realizarea unui filtru cu două cristale ca în schema de mai sus

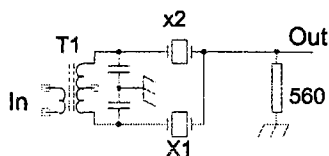
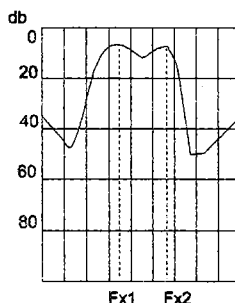
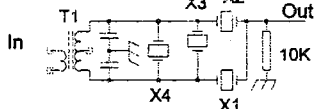


Fig. 11

Caracteristica de selectivitate

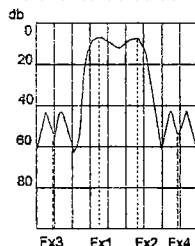


Ecartul între cele două cristale la 35Mhz se poate lua de 5KHz pentru a se obține un filtru cu banda de $7-10\text{KHz}$. Performanțele nu sunt la nivelul unui filtru industrial, dar sunt cert mai bune decât orice alt filtru cu bobine.



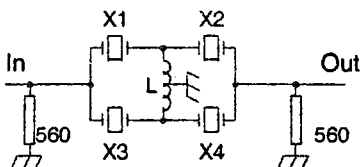
X3=4463.0Khz X2=4466.7Khz
X4=4468.5Khz X1=4464.8Khz

Caracteristica de selectivitate



În scopul îmbunătățirii selectivității pe flancuri se pot utiliza încă două cristale de cuarț ca în fig.12. Impedanța sarcinii trebuie să fie de 560 ohmi .

Cele mai performante, dar și cel mai dificile de pus la punct sunt filtrele în



X1=X2 X3=X4=X1-2Khz

Fig. 13

punte. Fig.13 prezintă un astfel de filtru realizat cu patru cristale. Cu scopul de a se obține o selectivitate mai bună, se înseriază două astfel de filtre. Impedanța de intrare și ieșire sunt egale. Inductanța L rezonază în mijlocul benzii cu capacitatea parazită proprie, în caz contrar se poate pune în

paralel o capacitate de valoare redusă pentru a se obține rezonanța la frecvența dorită.

Filtre în scară (ladder)

Fig.14 prezintă două tipuri de filtre cu cristale în scară. Caracteristica acestor filtre este că utilizează cristale pe aceeași frecvență, ceea ce poate fi un avantaj major față de filtrele în punte sau semipunte ce necesită ecarturi

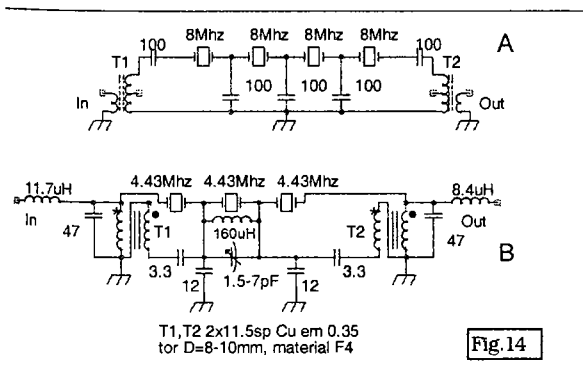


Fig.14

riguroase de frecvență între cristale. Prin acordul paralel se poate obține deplasarea caracteristicii de selectivitate a cristalelor în așa fel încât să rezulte un filtru cu lărgimea de bandă dorită. Există structuri mai simple sau mai complexe de astfel de filtre în scară, cu utilizarea de cristale montate serie, paralel sau mixt. Realizarea corectă a filtrelor în scară presupune

cunoașterea a doi parametri esențiali la un cristal: rezistența serie și inductanța echivalentă.

Pornind de la aceste valori se poate calcula un asemenea filtru în scară, funcție de lărgimea de bandă dorită și de numărul de cristale de care se dispune (utilizarea programelor de calculator poate ușura considerabil activitatea, un program deosebit de versatil în acest domeniu fiind "X program". În principiu, cu cât sunt mai multe cristale, se obține o caracteristică de selectivitate mai bună. Ca exemplu, la 10 cristale se poate obține un factor de formă $=2$ (raportul selectivităților la 3dB și la 60dB). Mărirea exagerată a numărului de cristale duce însă la creșterea pierderilor de inserție la valori nepractice ($>15-20\text{dB}$). O altă limitare o reprezintă frecvența cristalului. Unui cristal de o frecvență dată nu i se poate "trage" prea mult frecvența prin acord (max. 0.3%). Ar rezulta deci imposibilitatea realizării unui filtru cu lărgimea de bandă de 2.5-3KHz pentru frecvența de 4.43Mhz, frecvență pentru care se pot găsi ușor cristale (utilizate pe scară mare în TV color). Montajul din fig.14B rezolvă această problemă printr-un acord ușor diferit de schemele uzuale. Capacitățile parazite ale cristalelor de intrare și ieșire au fost neutralizate cu transformatoarele inversoare de fază T1 și T2. Întrucât impedanța filtrului este de cca. 2,5Kohmi, au fost utilizate rețelele de adaptare în "L" pentru a aduce impedanța de intrare la cca. 200 ohmi și cea de ieșire la 100 ohmi. Capacitatea semireglabilă permite corecția caracteristicii de

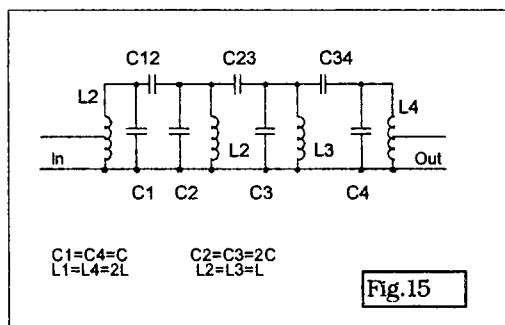
selectivitate. Caracteristica de selectivitate ce se poate obține cu acest filtru simplu este de 2.5KHz/3dB și 5.5KHz/20dB. Valorile date în schemă pentru inductanța de acord a cristalului, precum și pentru capacitățile de acord ale acestora, pot diferi de la un producător de cristale la altul.

Schema prezentată în fig.14A nu ridică probleme deosebite, la această frecvență obținerea unei benzi de trecere de 2.5-3KHz fiind ușoară.

Practic la acest gen de filtre banda de trecere este dată de numărul de cristale și capacitățile folosite. Impedanțele de intrare și ieșire au de asemenea un rol important în obținerea unei caracteristici cât mai bune de selectivitate.

4.2 Filtre cu selectivitate concentrată realizate cu bobine

Acest gen de filtre au fost intens folosite cu ani în urmă în receptoarele de trafic cu performanțe medii și chiar în unele receptoare de radiodifuziune. Astăzi au fost înlocuite cu filtre ceramice care sunt mai mici ca dimensiune, au



un preț aproape comparabil cu cel al bobinelor din filtru, nu necesită acord și sunt foarte stabile în timp. Cu toate acestea în anumite situații este posibil să se prefere un asemenea filtru (ex. pentru o frecvență intermediară nestandard).

Schema din fig. 15 prezintă un astfel de filtru realizat cu 4 bobine. Dacă se dorește o selectivitate mai mare este necesar să se crească numărul de circuite rezonante.

Peste 6-8 circuite, atenuarea în bandă (de inserție) devine nepractică și ca atare utilizarea filtrului devine dificilă. Circuitele de intrare și ieșire după cum se observă, au valori diferite (vezi relațiile din fig.15) față de circuitele interioare. Cuplarea circuitelor se face "în cap" cu condensatorii C12,23,34. Acest gen de cuplaj se utilizează pînă la valori ale frecvenței de 15-20Mhz, la valori mai mari capacitățile devin nepractice (comparabile cu capacitățile parazite ale montajului). Din această cauză se preferă la valori de peste 20Mhz cuplajul în picior.

Intrarea și ieșirea se face pe prize ale bobinelor L1 și L4, pentru a nu șunta bobinele cu impedanța joasă a circuitelor de intrare și de ieșire.

Pentru realizarea circuitelor cu selectivitate concentrată multicelulare este necesar să se utilizeze bobine cu factor de calitate cât mai bun. Practic bobinele uzuale au un Q cu valori de 100-200. Cu dificultate, utilizînd miezuri

de ferită cu inductanță specifică mare de tip oală și liță de RF, se pot realiza bobine cu un Q ce nu depășește 500. Cu cât Q -ul este mai mare, cu atât este mai bună selectivitatea rezultată. Acordul se face pe vobler, sau utilizând un generator RF și un milivoltmetru RF cu care se va trasa caracteristica de selectivitate prin puncte. Practic circuitele se acordă puțin decalat cu scopul de a obține o caracteristică cât mai apropiată de una rectangulară. Evident selectivitatea ce se obține este cu atât mai bună cu cât frecvența de lucru este mai mică, selectivități de ordinul a 3KHz putând fi obținute numai la frecvențe de cca. 100-200KHz.

4.3 Distorsiuni produse de filtre

Filtrele introduc de obicei două categorii de distorsiuni:

- Distorsiuni de intermodulație
- Distorsiuni de fază

Distorsiunile de intermodulație sunt cauzate de supraexcitarea mecanică a elementelor piezo, fie ele din cuarț, ceramice sau metalice. Depășirea unei anumite valori de tensiune aplicate la intrare duce la apariția de intermodulații. Peste o valoare de cca. 1Vef există chiar posibilitatea de distrugere în special la filtrele electromecanice.

Filtrele cu cristal realizate în ultima vreme de firmele consacrate, utilizează un nou tip de tăietură a cuarțului care reduce generarea de intermodulații, fiind net superioare realizărilor anterioare. Trebuie menționat totuși că distorsiunile de intermodulații cauzate de filtre sunt deranjante numai dacă amplificatorul de RF plus mixerul au un IP mai mare de +20dBm (parametru atins de puține receptoare pentru radioamatori).

Distorsiunile de fază apar de regulă pe flancurile filtrelor trece bandă, avînd efecte negative în special în comunicațiile digitale, dar efectele distorsiunilor de fază se pot remarca chiar și la recepția emisiunilor analogice (gen AM (în primul rînd) sau SSB). Este cunoscut efectul de distorsionare a semnalului AF atunci cînd acordăm receptorul decalat pe o emisiune AM. De multe ori, modul defectuos în care sună semnalul este cauzat nu de spectrul limitat de frecvență ci de distorsiunile de fază ce apar pe flancul filtrului. Nu toate filtrele produc distorsiuni de fază în aceeași măsură. Produsele firmelor de marcă sunt riguros caracterizate în acest sens.

O altă problemă cauzată de distorsiunile de fază, afectează sistemul AGC prin întârzierile diferite ale semnalului prin filtru, funcție de componența spectrală. Este unul din motivele pentru care multe receptoare nu pot folosi constante de timp reduse ale sistemului AGC.

4.4 Comutarea filtrelor

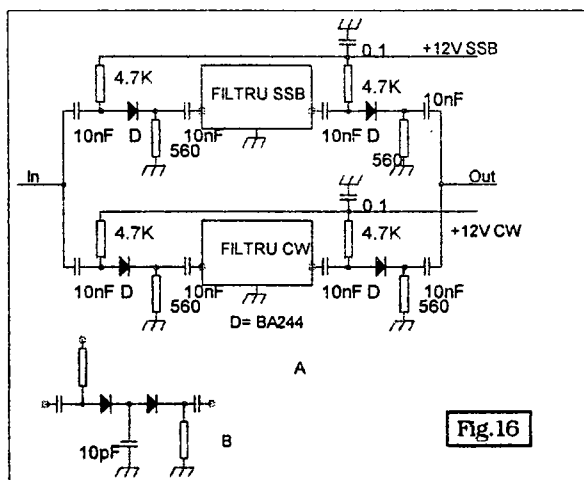
Receptoarele de calitate au mai multe tipuri de filtre, funcție de modul de lucru ales (AM, SSB, CW, RTTY, etc.). Receptoarele de mare performanță au pînă la 5-8 trepte de selectivitate (ca valoare, într-un receptor profesional, doar acestea ajung la 600-1000\$!).

Comutarea filtrelor este o problemă cu multe soluții posibile:

- Comutarea mecanică cu comutatoare. Trebuie avute în vedere cuplajele parazite care pot apare între intrare și ieșire, fiind necesar eventual să se ecraneze galeții comutatoarelor precum și cablurile de legătură. Are inconvenientul că ocupă mult spațiu, obligînd și la o anumită poziționare a filtrelor și comutatorului în receptor.
- Comutarea cu relee miniatură (reed), este o soluție elegantă ce asigură performanțe foarte bune de izolare între filtre cu condiția să se utilizeze relee cu capacitate mică între contacte. Soluția permite și comutarea de la distanță în curent continuu.
- Comutarea statică cu diode sau tranzistoare de comutație FET. Este cea mai modernă soluție, utilizînd scheme adecvate se ajunge la separări între filtrele comutate de 90-100dB.

Cei mai importanți parametri ai unui circuit de comutare pentru filtre sunt:

- Izolarea între filtrele comutate
- Atenuarea de inserție a circuitului de comutare
- Distorsiuni de intermodulație (la circuite cu diode)



O schemă clasică de comutare este prezentată în fig.16A. Dacă filtrele de care dispunem au atenuarea în afara benzii de trecere de 50-60dB, performanțele oferite de această schemă sunt suficiente. Dacă se dispune de filtre performante cu atenuarea în afara benzii de 80 -90 dB, atunci e necesar să se folosească circuitul de comutare din fig.16B. Practic se utilizează două diode înseriate, capacitatea

de 10pF servind ca divizor capacitiv de tensiune. Capacitatea unei diode de comutare fiind de cca. 1pF, rezultă o îmbunătățire a atenuării în starea blocat cu peste 20dB.

Diodele de comutare obișnuite (gen BA243-244) au însă performanțe destul de slabe în ceea ce privește intermodulațiile de ordinul 2. Performanțele la

intermodulațiile de ordinul 2 se pot ameliora întrucâtva, mărind curentul ce trece prin diode la 25-35mA.

O soluție care are parametrii mult mai buni în ceea ce privește intermodulațiile și izolarea între filtre este prezentată în fig.17. Diodele de comutare

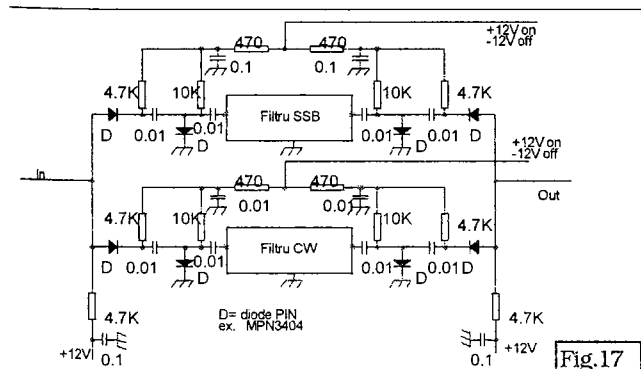


Fig.17

folosite sunt de tipul PIN, MPN3404 (Motorola) sau echivalente.

5. Stabilitatea amplificatoarelor de frecvență intermediară

O cauză frecventă de instabilitate ce duce la autooscilații, o constituie realizarea defectuoasă a cablajului (trasee sau poziționare componente), ce permite prin capacitățile parazite transferul de semnal de la ieșire spre intrare.

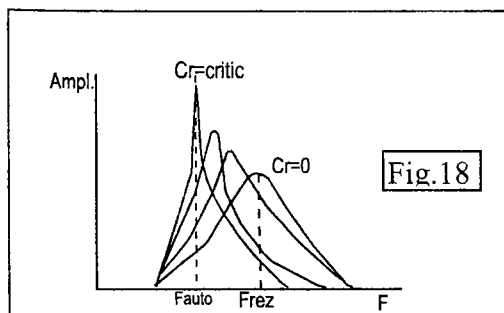


Fig.18

reacție se manifestă prin pătrunderea unei părți din semnalul de ieșire la intrare. Așa cum se vede în fig. 18 pentru $C_r=0$ forma caracteristicii de selectivitate este de tipul "clopot" simetric. Cu cât C_r crește curba de selectivitate se ascute și se

Să presupunem un etaj amplificator, cu circuite acordate la intrare și ieșire, realizat cu BJT, FET sau MOSFET. Componenta activă are totdeauna o capacitate de reacție C_r internă mai mică sau mai mare, ce depinde în primul rînd de tipul și natura componentei, dar și de regimul de lucru (punctul static) ales. Efectele capacității de

deplasează spre frecvențe mai joase. La o anumite valoare pentru C_r se ajunge la autooscilații.

Ca urmare a reacției, amplitudinea semnalului crește la ieșire peste valoarea normală. În această zonă amplificarea este instabilă, amorsarea autooscilației putîndu-se face pentru semnale ce depășesc o anumite valoare. Mai mult, semnalul poate fi puternic distorsionat. Caracteristica de fază a unui etaj ce funcționează la limita de oscilație este de asemenea imprevizibilă.

Fenomenul de autooscilație este periculos numai de la frecvențe de lucru mai mari decît așa numita frecvență critică de autooscilație, sub această valoare funcționarea nefiind afectată. Relația ce dă frecvența de autooscilație depinde de capacitatea de reacție C_r , amplificarea etajului și regimul de lucru al tranzistorului.

Un alt efect al capacității de reacție îl constituie fenomenul de “tragere” al acordului circuitului de intrare cînd se acordă circuitul de ieșire și invers. Practic apare o capacitate reflectată prin capacitatea de reacție ce afectează acordul reciproc al circuitelor de intrare și de ieșire.

Soluțiile ce se practică în această situație sunt:

- alegerea unui tranzistor cu C_r cît mai mic
- șuntarea circuitului de ieșire cu o rezistență ce are valoarea maximă pentru care nu se mai produc autooscilații. (se reduce amplificarea prin reducerea Q -ului circuitului)
- utilizarea unor bobine cu Q mai redus

Sintetizînd se poate spune că efectele negative ale instabilității se manifestă prin:

- autooscilații
- caracteristică de fază imprevizibilă
- funcționare defectuasă a circuitului AGC
- dificultate în alinierea circuitelor de intrare și ieșire
- creșterea nivelului de zgomot
- distorsiuni pe semnal, ce dau un aspect “aspru” recepției, sau de selectivitate exagerată.

În trecut fenomenul de reacție pozitivă a fost folosit în circuitele “multi Q ” cu scopul de a crește selectivitatea la recepție. Instabilitatea în funcționare a limitat însă aplicabilitatea, astăzi asemenea circuite practic nu se mai utilizează.

Avînd în vedere efectele negative ale regimurilor instabile, este necesară prevenirea acestor fenomene printr-o construcție îngrijită și utilizarea unor tranzistoare adecvate scopului și frecvenței de lucru propuse. Ca exemplu de utilizare defectuasă a tranzistorilor se poate da, folosirea în etajele de IF sau chiar RF a tranzistoarelor de tipul BC107, 108, 171..., care deși au o frecvență de

tranziție destul de mare (200-300Mhz) au o capacitate de reacție mare și pot autooscila cu ușurință, avînd un factor de zgomot considerabil în RF.

6. Regimul tranzitoriu în etajele de IF

La receptoarele destinate recepției de semnale în impulsuri, regimul tranzitoriu are o importanță deosebită. Regimul tranzitoriu și distorsionarea semnalelor sunt strîns legate de banda de trecere (selectivitatea) etajelor de IF. Principalele caracteristici ale regimului tranzitoriu sunt:

timpul de creștere (de front)- reprezintă timpul în care amplitudinea ajunge la 90% din tensiunea finală, la excitația în impuls.

Pentru un amplificator IF cu mai multe etaje $t_r \approx 0.8/B$ unde B este banda de trecere în Hz. Evident cu cît banda este mai mică timpul de creștere devine mai mare.

supracreșterea ΔU - depășirea amplitudinii de regim permanent a primului maxim.

Pentru un singur etaj la care circuitele selective sunt cuplate critic, $\Delta U < 0.4\%$, valoarea acestui coeficient crescînd cu numărul de etaje și circuite selective, de regulă nedepășind 10-12% la un receptor uzual.

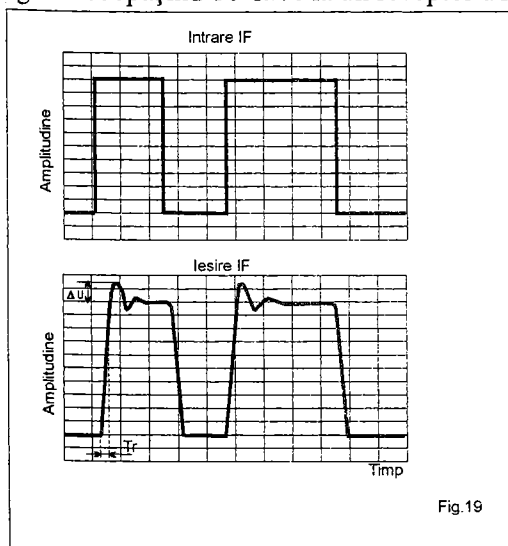


Fig.19

Fig.19 prezintă parametrii specificați anterior, pentru un semnal telegrafic aplicat la intrarea blocului IF (prin filtre), comparativ cu semnalul prezent la detectorul de produs.

La receptoarele destinate comunicațiilor digitale de mare viteză este necesară utilizarea unor filtre selective cu caracteristici bine precizate în ceea ce privește timpul de întârziere de grup în interiorul benzii de trecere. Filtrele ceramice special construite pentru caracteristica de întârziere de grup plată, au timpul de întârziere uzual

15-40 μ s, în timp ce la filtrele ceramice uzuale în banda de trecere variația este de la 100 la 500 μ s.

7. Zgomotul în blocul IF

Zgomotul blocului de frecvență intermediară este dat în principal de zgomotul primului etaj. În situația utilizării amplificatoarelor aperiodice, ce au plasat la intrare filtrul selectiv, tot lanțul de amplificare va amplifica zgomotul primului etaj. Avînd în vedere că în această situație banda de frecvență pînă la detectorul de produs este destul de mare, spectrul întins al zgomotului poate crea probleme. (în fapt apare senzația de recepție zgomotoasă deși receptorul poate avea o bună sensibilitate). Filtrarea în AF poate da unele rezultate, dar rezultate cert mai bune se pot obține plasînd un filtru selectiv de calitate (chiar și medie) cît mai aproape de detectorul de produs. În acest fel numai zgomotul unei singure benzi laterale (cu un spectru limitat) va mai afecta recepția. (într-un fel apare aceeași problemă la receptoarele sincrodină unde ambele laterale se pot suprapune). Efectul practic al unui astfel de filtru terminal este ușor de remarcat prin recepția mai " silențioasă " în ceea ce privește zgomotul.

Bibliografie:

- | | | |
|------------------|--|-------------------|
| Ioan Baci | Radioreceptoare de unde scurte | Ed. Stadion |
| Bill Carver | A High-Performance AGC/IF Subsystem | QST/May/96 |
| Ulrich Rohde | Key Components of Modern Receiver Design | QST/Jun/94 |
| Ulrich Rohde | Recent Advances in Shortwave Receiver Design | QST/Nov/92 |
| Guy M. Gillet... | a complete IF and audio system | QST/Jan/70 |
| B. Gilbert | Low Noise Amplifier with "Linear-dB".. | RF Design/Sept.91 |
| Gh. Maxim | Radiorecepție | curs I.P.I. 1985 |
| ***** | Communication Device Data | Motorola |
| ***** | Murata Products 1997 | Murata |
| ***** | ARRL HandBook 1995-98 | |

DEMODULATOARE

1. Generalități, parametri principali

Demodularea este procedeul prin care semnalul modulator de la emisie este refăcut la recepție. Demodularea este un procedeu neliniar și funcție de tipul de semnal ce se demodulează, se clasifică astfel:

- demodulatoare pentru semnale modulate AM
- demodulatoare pentru semnale modulate FM
- demodulatoare de fază (PM)

Principalii parametri la un demodulator sunt:

- eficiența demodulării (la semnale AM). Reprezintă raportul între amplitudinea a semnalului AF și cea a purtătoarei RF, afectată de gradul de modulație $\mu_d = \frac{U_{af}}{m * U_p}$. Valoarea ideala este 1 (pentru $m=1$), valorile practice fiind între 0.7-0.9.
- panta curbei în "S" (la semnale FM) are valori de la 0.3-0.4V/KHz (pentru demodulatoarele FM de banda îngustă), la 10-20mV/KHz (pentru demodulatoarele FM de banda largă). La demodulatoarele de fază, panta este dată în V/radiani.
- rezistența de intrare în detector, trebuie să fie bine cunoscută pentru o cuplare corectă cu ultimul etaj de IF. Uzual are valori mai mari de 50Ω.
- nivelul distorsiunilor liniare afectează răspunsul în frecvență al demodulatorului și prezintă interes major la receptoarele de înaltă fidelitate.
- distorsiunile neliniare -sunt distorsiuni armonice. Pentru semnale AM, se admit distorsiuni armonice de max.1%, pentru semnale FM putînd ajunge la 0.1-0.2%.
- nivelul reziduurilor de înaltă frecvență - odată cu semnalul util, la ieșirea din demodulator, apar și semnale parazite de înaltă frecvență care pot cauza o funcționare defectuoasă a etajelor de AF. Se elimină prin filtrare adecvată.
- dinamica semnalelor la intrare - de regulă radioreceptoarele au circuit AGC, așa încît dinamica semnalului de intrare este menținută destul de strîns ca limite (10-20dB). Situația se poate schimba substanțial dacă se trece pe reglaj manual al amplificării lanțului

IF-RF, dinamica semnalelor putînd ajunge în acest caz la valori de 80-100dB.

2. Demodulatoare AM

Se mai numesc și demodulatoare de anvelopă, extrăgînd din semnalul RF modulat AM, anvelopa ce conține informația de joasă frecvență. Operația se face cu detectoare de valoare medie sau de vîrf. În fig.1 sunt prezentate cîteva tipuri de demodulatoare AM clasice. Schemele sunt simple, așa cum rezultă din fig.1A, nu sunt necesare decît cîteva componente: o diodă redresoare cu tensiune mică de deschidere (diode cu germaniu, eventual diode Schottky cu tensiune de deschidere redusă), un condensator Cd și o

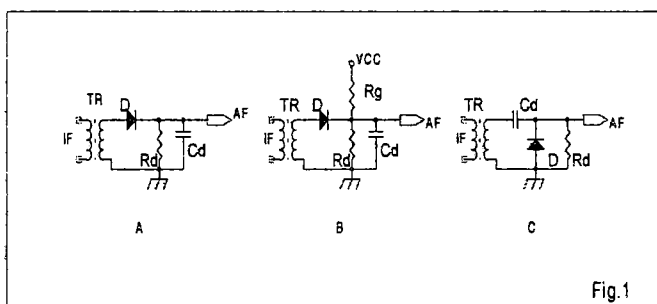


Fig.1

demodulator. Dioda redresoare D are o neliniaritate pronunțată în zona de deschidere, ceea ce va duce la distorsiuni neliniare puternice pentru semnalele cu amplitudini reduse.

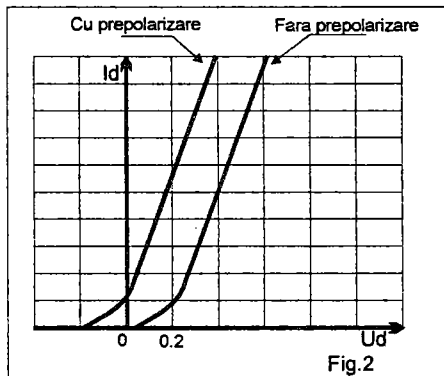


Fig.2

Pentru reducerea acestui fenomen se recurge la prepolarizarea diodei redresoare în curent continuu, așa cum se vede în fig.1B. Deplasarea caracteristicii diodei la prepolarizare se poate vedea în fig 2.

Prepolarizarea diodei se face prin rezistența Rg, care se dimensionează pentru un curent prin dioda de cca. 100μA.

În mod normal prepolarizarea este făcută în cadrul unui circuit ceva mai complex, ce asigură și tensiunea de comandă AGC.

Performanțe optime se obțin de la acest gen de demodulator dacă tensiunea de RF modulată are cel puțin $1V_{ef}$.

O altă schemă de demodulator este prezentată în fig. 1c. Se utilizează detecția paralel, care are însă un dezavantaj în această schemă, în sensul că pentru alternanțele negative, detectorul va prezenta o impedanță foarte redusă, diferită de cea pentru alternanța pozitivă R_d . De regulă acesta reprezintă o problemă pentru ultimul etaj de IF. Frecvența limită de operare a unui asemenea demodulator este dată de dioda utilizată, fiind în general acoperitoare pentru orice aplicație practică în cazul utilizării diodelor cu germaniu de tip EFD sau 1N34A.

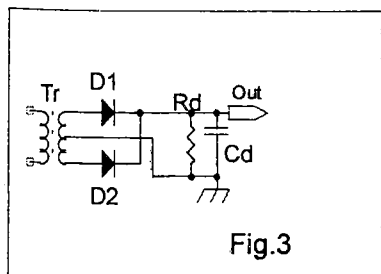


Fig.3

rejecție a purtătoarei depinde de identitatea parametrilor diodelor și a celor două înfășurări.

În scopul măririi tensiunii de ieșire din demodulatorul AM, se pot utiliza

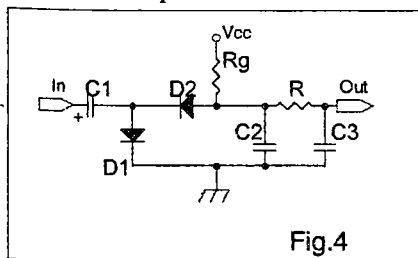


Fig.4

Pentru mărirea eficienței demodulării se poate utiliza un demodulator push-pull ca cel din fig.3. Acest gen de demodulator utilizează ambele alternanțe ale semnalului modulat și permite obținerea unui coeficient de distorsiuni mai mic decât demodulatoarele clasice. Reziduul de purtătoare este, de asemenea mult diminuat prin sumarea în antifază la ieșire. Mărimea gradului de

redresoarele cu dublare de tensiune, ca cel prezentat în fig.4

Există scheme ce folosesc pentru redresare joncțiunile unui tranzistor - de obicei cea mai folosită este joncțiunea B-E. Funcționarea redresoarelor de acest gen este similară cu cea a redresoarelor de mai sus.

O problemă importantă, așa cum menționam mai sus, o reprezintă comportarea necorespunzătoare a demodulatoarelor cu diodă la semnale de

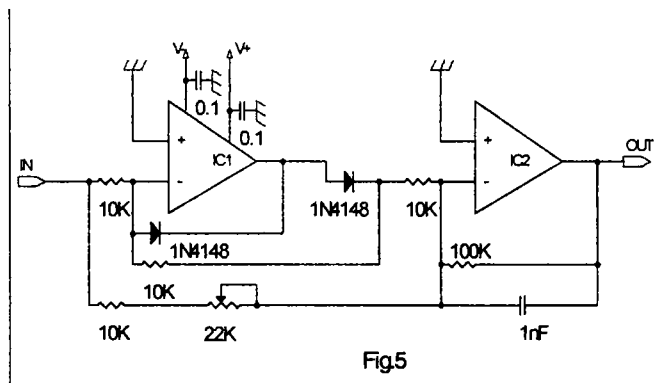


Fig.5

valori mici, aflate sub tensiunea de deschidere a diodei. O soluție o poate constitui utilizarea redresoarelor fără prag, cu amplificatoare operaționale. Problema care apare aici este însă, frecvența maximă de operare a amplificatorului

operațional utilizat. Circuitul operațional $\beta A301A$ poate fi utilizat în astfel de scheme pînă la frecvențe de 100-200KHz, pentru frecvențe mai mari fiind necesare amplificatoare operaționale care să poată lucra cu un câștig rezonabil la frecvența de lucru propusă. O schemă practică de demodulator ce utilizează conceptul de redresor fără prag este prezentată în fig.5.

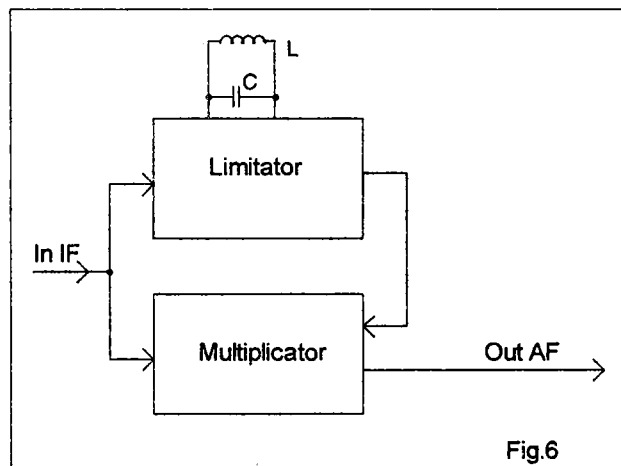


Fig.6

O altă categorie de demodulatoare AM o reprezintă demodulatoarele sincrone, folosite pe larg la demodularea semnalelor cu purtătoare completă sau parțial suprimată. Exemplul clasic de astfel de demodulator este cel folosit la demodularea semnalelor video în receptoarele TV

(TDA440.....TDA8305).

Practic, se recurge la mixarea semnalului IF modulat MA cu un semnal cu frecvență egală cu a purtătoarei semnalului supus demodulării. Semnalul folosit la demodularea sincronă, cu frecvență egală cu frecvența purtătoarei

semnalului, se obține prin amplificarea și limitarea puternică a semnalului modulat AM, cu scopul înlăturării resturilor de modulație. Acest gen de metodă folosită la refacerea purtătoarei, este simplă și eficace. Circuitul acordat L-C permite selectarea fundamentalei din spectrul larg de armonici ce rezultă după limitare. Există situații când se preferă selectarea armonicii a doua pentru demodularea sincronă. Semnalul astfel obținut se mixează cu semnalul IF, la ieșire rezultând semnal demodulat AF. Acest tip de demodulator permite obținerea unor rezultate deosebit de bune în ceea ce privește distorsiunile de liniaritate și banda de frecvență obținută (de mare importanță la receptoarele TV). Pentru demodularea emisiunilor cu purtătoare parțial suprimată, se preferă refacerea purtătoarei cu un circuit PLL în vederea demodulării sincrone.

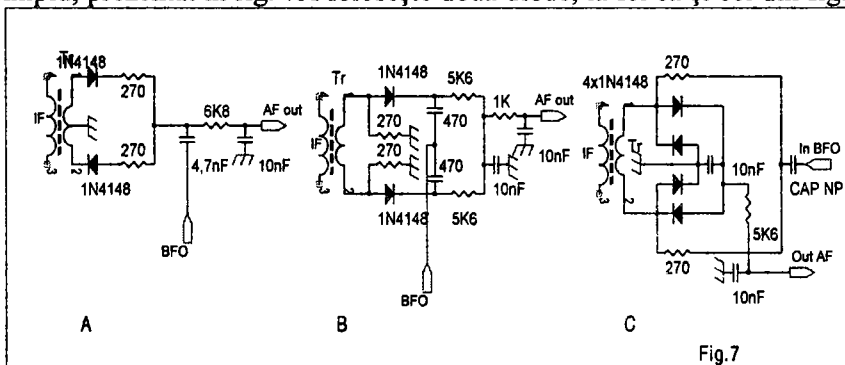
2.1 Demodulatoare pentru semnale cu purtătoare suprimată

Reprezintă o categorie aparte de demodulatoare, destinate recepției semnalelor cu purtătoare suprimată de tipul SSB sau DSB.

Există o mare varietate de detectoare de produs. Sunt utilizate aceleași principii ca la mixere, de regulă fiind preferată mixarea multiplicativă. Dat fiind faptul că detectoarele de produs lucrează cu o dinamică de semnal mai restrânsă decât mixerele de intrare, cerințele în ceea ce privește dinamica și distorsiunile de intermodulație sunt mai lejere. Aceasta datorită circuitului AGC care menține nivelul de ieșire în limita unei variații de 10-20dB. Situația se complică dacă se renunță la controlul AGC și se trece pe control manual al amplificării (MGC), în acest caz dinamica semnalelor de intrare crescând mult. O particularitate o constituie și nivelele mari ale semnalelor de intrare. Nivelele ridicate de semnal pot produce o funcționare defectoasă a detectorului de produs, putând cauza o recepție “aspră”, cu un raport semnal/zgomot redus. Nu trebuie neglijată nici situația când se lucrează cu filtre AF înguste (eventual notch), când e posibil ca semnalul util să fie cu câteva ordine de mărime sub semnalul perturbator, dar plasat cu 1-2KHz mai departe. Această situație în care sunt prezente simultan, în detectorul de produs, mai multe semnale, constituie o grea probă pentru un receptor, semnalul util fiind puternic distorsionat în prezența perturbațiilor în cazul funcționării necorespunzătoare a detectorului de produs. Iată de ce gama dinamică, raportul semnal/zgomot și distorsiunile de intermodulație sunt factori ce trebuie avuți în vedere la un detector de produs.

Altfel spus, calitatea detectorului de produs determină în bună măsură modul cum “sună” receptorul.

În fig.7 sunt prezentate trei tipuri de detectoare de produs cu diode. Cel mai simplu, prezentat în fig. 7A folosește două diode, la fel ca și cel din fig. 7B.

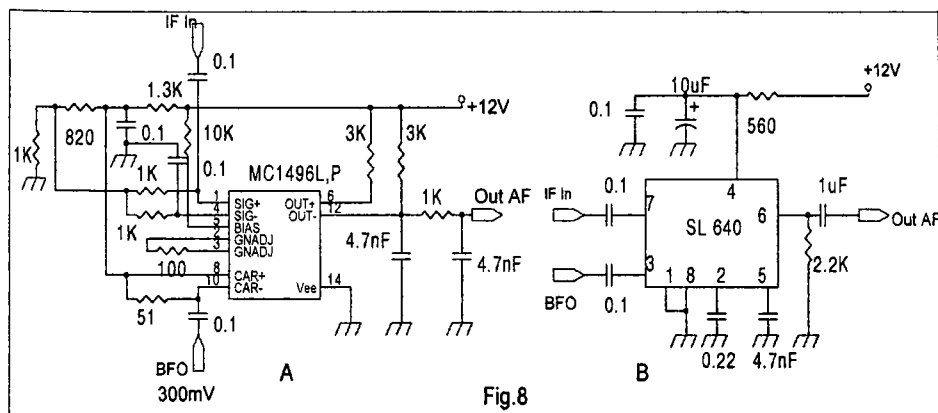


Diferența constă în modul de cuplare cu trafo IF, schema din fig.7A necesitînd un trafo la care secundarul are priză mediană. Fig.7C prezintă o structură echilibrată, care are avantajul unor reziduuri de RF mai mici la ieșire (deci mai ușor de filtrat), permițînd și obținerea unei dinamici mai bune decît la schemele precedente. Grupurile RC prezente la ieșire, înlătură componentele RF (BFO+IF), pentru a nu încărca inutil etajul AF. Evident, cu cît frecvența de lucru este mai mare, cu atît filtrajul este mai ușor. Înfășurarea secundară are circa 30-60% din numărul de spire al primarului. Impedanța de intrare a unui detector de produs cu diode este de 50-100 ohmi. Nivelul de ieșire la mixerele pasive este sub 100 -200mV, peste această valoare distorsiunile crescînd mult. Un inconvenient este nivelul destul de mare al semnalului din oscilator (BFO), 600-1000mV.

O altă categorie de detectoare de produs o reprezintă detectoarele de produs active.

Au avantajul unui oarecare câștig: 0-10dB, ușurînd sarcina amplificatorului de AF., furnizînd la ieșire semnale de 100-500mV, fără distorsiuni importante. Nivelul semnalului din oscilatorul BFO este de 100-300mV, ceea ce poate constitui un avantaj. Există o multitudine de scheme de detectoare de produs active. Cele mai utilizate sunt cele realizate cu circuite integrate ce conțin așa numita structură Gilbert. Dintre acestea, probabil cele mai utilizate sunt circuitele integrate MC1496, SL640 și NE602

Fig. 8 prezintă două aplicații tipice pentru detectoare de produs

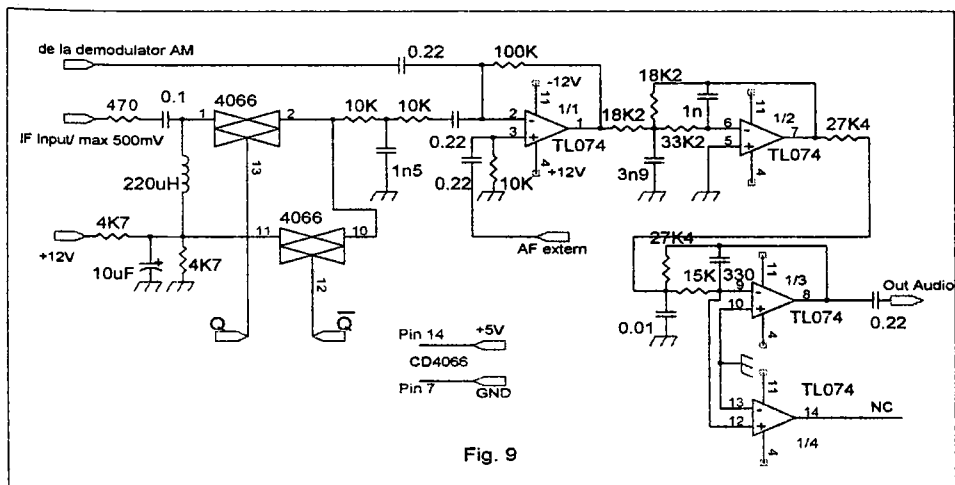


realizate cu circuitele integrate MC1496 și SL640.

Detectorul de produs realizat cu MC1496 are o dinamică de 90dB și o sensibilitate de $3\mu\text{V}$.

Detectorul de produs realizat cu SL640 asigură o dinamică de cca. 95 dB. Nivelul de zgomot este ceva mai mare decât la precedentul circuit integrat, aspect nesemnificativ însă, în acest gen de aplicație.

În fig.9 este prezentat un detector de produs cu performanțe de excepție propus de Ulrich Rohde. După cum se observă din schemă, sunt folosite două circuite "sample & hold" ce utilizează comutatoare analogice CD4066. Cele



două comutatoare sunt comandate în antifază de către BFO. Semnalul de

comandă se poate obține prin triggerarea BFO-ului și utilizarea unui inversor CMOS pentru unul din semnale Q. Nivelul de comandă trebuie să fie suficient pentru realizarea unei bune comutări. Timpii de creștere și descreștere ai semnalului de comandă astfel realizați sunt destul de buni. Pentru frecvențe IF sub 1MHz se pot folosi CMOS-uri obișnuite. Pentru frecvențe pînă la 10MHz se vor folosi circuite din seria HC, HCT.

Iată cîte ceva și despre performanțele acestui detector de produs: raportul semnal/ zgomot realizat este cu cca. 20dB mai bun decît oricare alt detector de produs clasic. Rohde a măsurat un raport semnal/zgomot de 60 dB, mai mult decît poate oferi oricare alt detector de produs! Gama dinamică este de asemenea, superioară cu peste 25dB față de soluțiile clasice, ceea ce-i asigură un comportament excelent la semnale multiple, de amplitudine mare.

Detectorul de produs este urmat de un filtru trece jos în două etaje, cu frecvența de tăiere de cca. 3KHz.

2.2 Detectoare de produs cu suprimarea unei laterale

Acest gen de detector de produs utilizează concepte folosite în construcția receptoarelor cu conversie directă, pentru suprimarea la recepție a lateralei nedorite. Această metodă poate fi folosită și la un receptor

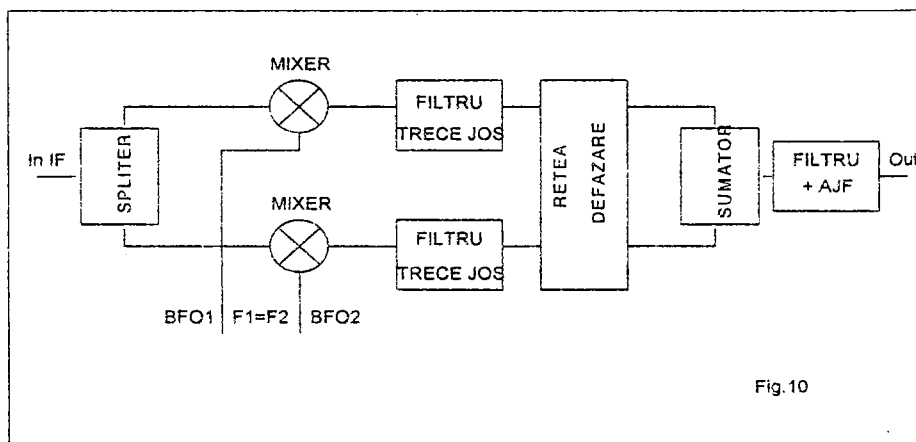


Fig.10

superheterodină ce utilizează un filtru performant imediat după mixer, cu scopul de a reduce banda de zgomot a lanțului IF. Efectul obținut este similar cu cel ce se obține prin utilizarea filtrului de IF terminal (înainte de detectorul de produs). Această metodă permite o îmbunătățire a raportului semnal zgomor cu cca. 3dB. Pare puțin, dar practic la recepție, receptorul “sună” mai silențios. Fig. 10

prezintă schema bloc a unui astfel de detector de produs cu suprimarea unei laterale.

Semnalele BFO1 și BFO2 provin din același oscilator, cele două semnale fiind defazate cu 90°

Rețeaua de defazare AF asigură de asemenea, defazarea unui semnal AF față de celalalt cu 90° . Schema este evident mai complicată decât cea a unui detector de produs clasic, necesitând rețele de defazare RF și AF, două mixere și două filtre trece jos. Comparativ cu soluția evocată mai sus (cu filtru terminal în IF), soluția este evident mai ieftină, dar ceva mai complicată. Probabil cel mai neplăcut lucru este sortarea în limite de toleranță strânse (0.5-1%) a componentelor din rețelele de defazare. Fiind un procedeu mai puțin uzual, nu s-a prezentat decât o schemă bloc.

3. Demodulatoare FM

Emisiunile modulate FM sunt utilizate cu precădere în benzile UUS, pentru comunicații de radioamatori sau profesionale, folosindu-se în primul rând modulația FM de bandă îngustă.

Demodulatorul FM trebuie să asigure la ieșire o tensiune proporțională cu deviația de frecvență. Informația referitoare la amplitudine este dată de deviația de frecvență, iar informația referitoare la frecvența semnalului modulator este dată de viteza de schimbare a frecvenței. Eventuala modulație parazită de AM suprapusă pe semnalul FM, nu trebuie să influențeze semnalul de ieșire.

Parametrii cei mai importanți pentru un demodulator FM îi reprezintă tensiunea de ieșire pentru o deviație de frecvență dată (panta de demodulare) și factorul de distorsiuni. Ultimul parametru în construcțiile de amatori are o importanță mai redusă, un nivel calitativ bun fiind ușor de atins cu orice tip uzual de demodulator FM.

Literatura de specialitate este foarte generoasă la capitolul scheme și tipuri de demodulatoare FM. Din multitudinea schemelor existente probabil cele mai folosite sunt cele clasice cu diode -așa numitul detector de raport- precum și cele în cuadratură ce folosesc structura Gilbert. O categorie aparte o reprezintă demodulatoarele FM realizate cu buclă PLL.

3.1 Detectorul de raport

Fig. 11 prezintă o schemă clasică de detector de raport. Panta de conversie tipică pentru această schemă, este de 10-15mV/KHz. Tensiunea de ieșire fiind redusă (pentru deviație redusă de frecvență), are dezavantajul că necesită o amplificare destul de importantă în etajul AF.

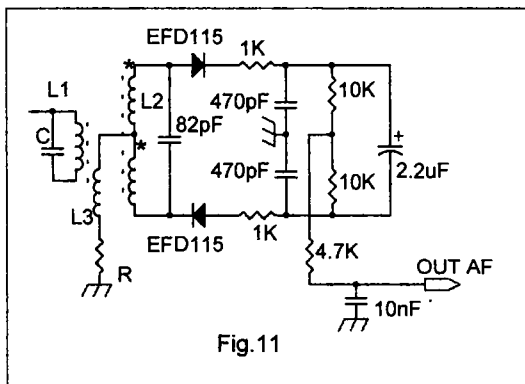


Fig.11

Schema a fost folosită mai mult în receptoarele de radiodifuziune, pentru recepția emisiunilor radiodifuzate cu deviație mare de frecvență, și în primele generații de radiotelefoane. Reglajul acestui gen de demodulator se poate face în mai multe moduri. Cea mai precisă metodă folosește un vobler. Se începe cu acordul pe frecvența de lucru a bobinei L1. Bobina L2 se reglează în așa fel, încât pe ecranul voblerului să apară așa numita curbă în "S", care trebuie să aibă un aspect simetric (ca în fig. 12).

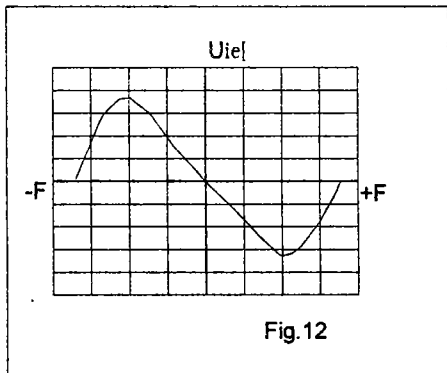


Fig.12

Reglajul se poate face, însă și cu un generator RF uzual. Se scoate temporar din circuit condensatorul de 2,2uF. Se aplică la intrarea circuitului IF-MF din generator un semnal cu valoarea frecvenței intermediare. Se urmărește tensiunea la ieșire, cu un voltmetru electronic. Se reglează L2 pentru indicație minimă la ieșire.

Se presupune L1 corect acordat pe frecvența de lucru. În final se reintroduce în circuit condensatorul scos.

Lă nevoie se poate încerca acordul "după ureche" pe un semnal modulat, pentru semnal cu claritate și nivel maxim. Această metodă se poate aplica doar dacă se dispune de o oarecare rutină în materie și dacă circuitele acordate sunt realizate corect, nefiind necesare decât ușoare ajustări.

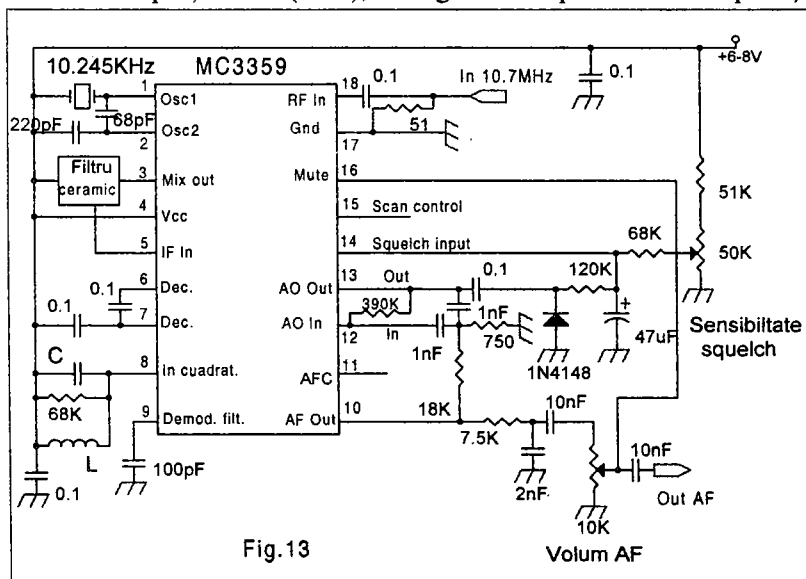
3.2 Demodulatoare în cuadratură.

Demodulatoarele în cuadratură transformă diferența de frecvență în defazaj, măsurînd apoi diferența față de semnalul primar. Acest gen de demodulator conține o rețea de defazaj și un detector de fază. Pentru detectorul de fază se folosește o structură Gilbert, acest gen de demodulator fiind folosit pe scară largă în circuitele integrate. Un avantaj important îl constituie faptul că reglajul se reduce la o singură bobină.

Există multe circuite integrate ce au încorporat un astfel de demodulator. Astfel, circuitele integrate folosite pentru demodularea semnalului MF pentru TV pe 5.5-6.5Mhz gen TBA120 sau în receptoarele de radiodifuziune β M3189, TDA5710-5712 pot fi folosite cu mare ușurință pentru demodulare MF. Dezavantajul major al acestor circuite pentru aplicațiile în FM cu bandă îngustă, îl constituie panta de discriminare. Fiind concepute pentru recepția emisiunilor cu deviație mare de frecvență, panta de discriminare este de 10-30mV/KHz.

Demodulatoarele FM special concepute pentru bandă îngustă, cum este cel conținut de cunoscutul circuit MC3359, au o pantă de discriminare de 300mV/KHz.

Avînd în vedere calitățile deosebite ale circuitului mai sus menționat și datorită faptului că are un preț redus (1-2\$), în fig.13 este prezentată o aplicație tipică



pentru IF-FM de bandă îngustă.

Sensibilitatea globală a circuitului este de $3\mu\text{V}$. Filtrul folosit este un filtru ceramic pe 455KHz cu banda de 15KHz. Circuitul conține un mixer, un oscilator cu cristal, amplificator-limitator, demodulator cuadratură, un amplificator operațional utilizabil ca filtru AF sau preamplificator AF, circuit squelch și AFC (CAF).

Aplicația prezentată mai sus este cea recomandată de producător (Motorola), dar trebuie spus că valorile componentelor din circuitul oscilatorului cu cristal pot diferi de cele indicate, datorită parametrilor intrinseci ai cristalului, care diferă de la un producător la altul. Personal am folosit valori de 390/120pF, pentru a obține o tensiune din oscilator suficientă, în caz contrar sensibilitatea rezultată fiind mult mai mică.

Bobina L și condensatorul C provin de la circuite uzuale de FI pe 455KHz. Circuitul prezentat mai sus nu este singurul existent, MC3361B fiind o altă posibilă soluție "low cost".

3.3 Demodulatoare FM cu circuite PLL

Fără a intra în modul de funcționare a unei bucle PLL, trebuie spus faptul că circuitele PLL, prin modul lor de funcționare, se pretează foarte bine la demodularea semnalelor FM. Întrucât oscilatorul comandat în tensiune oscilează pe frecvența semnalului de la intrare, rezultă că tensiunea de comandă VCO rezultată de la comparatorul de fază-frecvență, va conține informația referitoare la modulația semnalului incident. Avantajul important al unui astfel de circuit demodulator îl constituie faptul că poate lucra și cu semnale puternic degradate (raport semnal/zgomot redus), admițând un nivel de intrare cu pînă la 5-6 dB mai mic decît demodulatoarele clasice.

Cele mai cunoscute circuite PLL utilizate în demodularea MF sunt LM565 ($\beta\text{E}565$), LM567, pentru semnale pînă la 500KHz sau CD4046, pentru semnale pînă la 1.4MHz (versiunea HC a acestuia poate opera corect pînă la cca 10MHz).

În fig. 14 sunt prezentate două aplicații pentru circuitele LM565 și CD4046, ca demodulatoare FM.

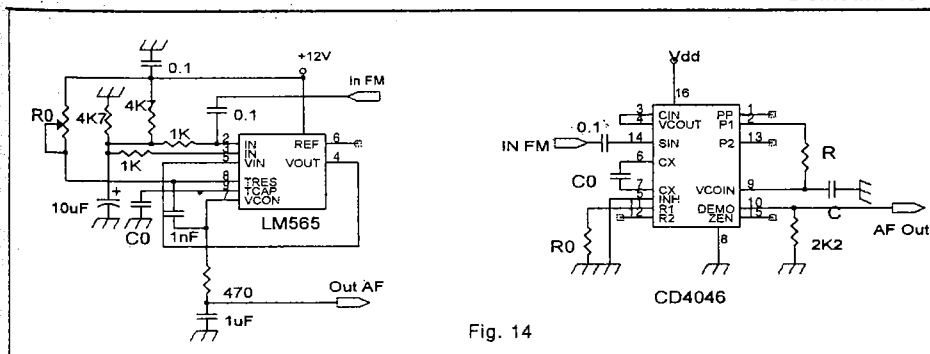


Fig. 14

Relațiile de calcul pentru CD4046B în ceea ce privește frecvența de oscilație liberă a VCO este $f \approx \frac{1}{2RoCo}$ (pentru $Vdd=5V$), pentru banda de captură:

$$B = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2f\pi}{RC}}$$

Frecvența liberă de oscilație pentru LM565 este $f \approx \frac{1}{3.7RoCo}$

4. Demodulatoare digitale

Odată cu apariția circuitelor DSP, modalităților de demodulare clasice li s-a adăugat un nou procedeu de demodulare, deosebit de performant. Semnalul analogic de frecvență intermediară este eșantionat, digitizat și apoi prelucrat în formă digitală de către un procesor puternic. Printr-un soft adecvat pot fi realizate o multitudine de operații, începînd cu demodularea semnalului, temporizările și semnalul de comandă AGC, terminînd cu funcțiuni ca cea de filtru adaptiv, filtru de rejecție (notch) și filtru trece bandă.

Se poate realiza demodularea oricărui semnal modulat, indiferent de clasa de emisie (cu spectru de frecvență îngust). Avantajele sunt certe și au fost imediat exploatate de către producătorii de echipamente profesionale, procedeele fiind introduse apoi și în aparatura performantă pentru radioamatori. Costurile sunt încă mari, chiar și în cazul echipamentelor realizate pentru amatori care utilizează circuite DSP din clasa "low cost".

Problemele care se pun sunt legate de frecvența maximă de operare a circuitelor DSP. Circuitele uzuale operează cu clock în domeniul 25-40MHz, circuitele cu destinații speciale putând opera cu clock de peste 100MHz. Eșantionarea și apoi prelucrarea semnalului de frecvență intermediară necesită un mare număr de tacte, așa încât de regulă valoarea maximă a semnalului de frecvență intermediară ce poate fi prelucrat de către un circuit DSP este de cca. 10-25KHz pentru DSP-urile uzuale, fără a depăși câteva sute de KHz pentru DSP-urile speciale (care costă sute de \$!). Evident, în situația utilizării demodulării cu circuite DSP, arhitectura radioreceptorului va cuprinde 2-3 schimbări de frecvență, pentru a se putea ajunge cu valoarea frecvenței intermediare, la frecvențe ce pot fi prelucrate de către circuitele DSP.

5. Demodulatoare cu circuite TRAC

Circuitele TRAC sunt circuite pentru procesare analogică a semnalului, apărute recent pe piață și care pot efectua o serie de operații matematice simple, cum ar fi: adunare, logaritmare, antilog (exp.), negare sau multiplicare. Cu un asemenea circuit se poate realiza ușor un demodulator AM sau SSB, prin utilizarea operatorilor matematici incluși.

Procedeu nu este nou, dar multitudinea circuitelor ce ar fi trebuit utilizate a fost un impediment major pînă la apariția circuitelor TRAC.

Circuitele TRAC existente pot procesa deocamdată semnale cu frecvența maximă de 4MHz, fiind posibilă utilizarea lor ca demodulatoare sau în receptoare cu conversie directă pentru benzile de 160m și 80m.

Circuitele TRAC sunt deocamdată, destul de puțin răspîndite și scumpe, dar este de așteptat ca în viitor prețul acestora să devină foarte accesibil.

Bibliografie:

1. Floyd Gardner Phaselock Techniques Jon Wiley & Sons
2. Ulrich Rohde Recent Advances in Shortwave Receiver Design
QST/Nov. 92
3. ***** A new demodulator for single sideband
ELECTRONICS WORLD/March. 98
3. Gh. Maxim Radiorecepție Curs IPI 1985
4. ***** ARRL HandBook 1995
5. ***** Communication Circuits MOTOROLA 1996
6. ***** Integrated Circuite Databook PLESSEY

Circuitul AGC

1. Generalități

Circuitul AGC a fost inventat în anul 1926 de Harold A. Wheeler de la firma Hazeltine sub denumirea inițială de AVC (Automatic Volume Control). La momentul apariției a constituit soluția la “recepția cu doua mâini” a stațiilor de radiodifuziune de către numărul mereu crescând de posesori de radioreceptoare (o mână pe butonul de acord și cealaltă pe volum). Trecând peste aspectul hazliu al motivației inițiale, se poate spune că astăzi nu există receptor (serios) care să nu posede circuit AGC.

La borna de antenă a unui receptor, nivelul de semnal poate varia de la sub $1\mu\text{V}$ la peste 100mV . Gama dinamică a unui receptor de calitate depășește $120\text{-}130\text{dB}$, dar cele mai multe din etajele receptoarelor (ca și urechea umană, de altfel) nu pot să lucreze corect decât cu o gamă dinamică mai redusă. Sarcina asigurării unui nivel de intrare corect pentru fiecare etaj al receptorului este realizată de circuitul de control automat al amplificării CAA (AGC -Automatic Gain Control). Circuitul AGC este de fapt, o buclă de reglaj automat, o schemă principală fiind prezentată în fig. 1a. Se observă că semnalul de reacție este preluat dinainte de detectorul de produs. Semnalul este apoi amplificat (pentru a

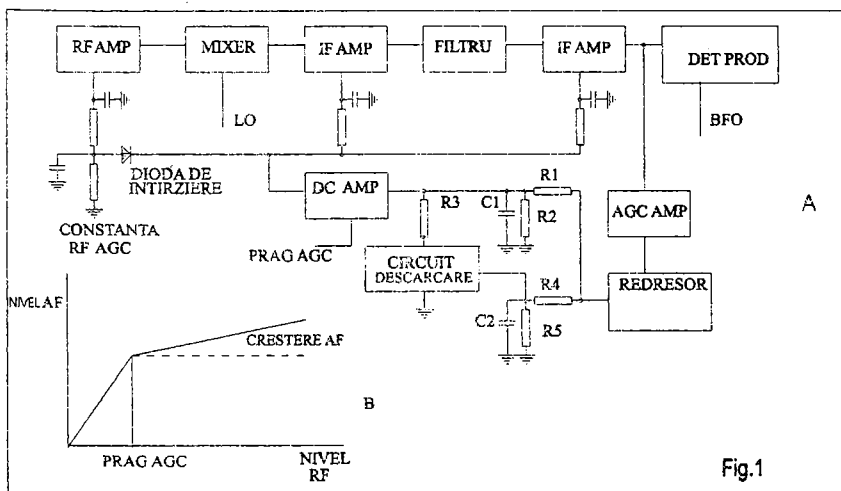


Fig.1

se asigura un câștig al buclei suficient de mare). Semnalul este apoi redresat, filtrat și aplicat printr-un amplificator în curent continuu, etajelor controlate de AGC. Un artificiu tehnic utilizat la receptoarele de calitate (dar și în structura

Circuitul AGC

multor circuite integrate ce funcționează ca amplificatoare IF), este de a începe modificarea câștigului ARF-ului după reducerea prealabilă a câștigului etajelor terminale de IF (apare un decalaj de 0.6V, dioda D intrând în conducție numai pentru semnale foarte mari la borna de antenă). Se asigură în acest fel o îmbunătățire a raportului semnal zgomot la recepție pentru semnale de nivel mare. Uzual, circuitul de RF are o constantă de timp mai mare (1s-2s) decât etajele de IF, din considerente de stabilitate ce vor fi detaliate ulterior. În fig.1b este prezentată caracteristica de reglaj tipică pentru un receptor. Se observă că circuitul AGC intră în funcțiune numai după depășirea unui anumit nivel numit "prag AGC", după care nivelul audio nu crește mai mult de 5-10dB pentru întreaga gamă dinamică. O creștere a nivelului AF prea mare poate fi deranjantă, în timp ce o caracteristică "plată" nu permite operatorului nici un fel de diferențiere auditivă a nivelului semnalelor recepționate.

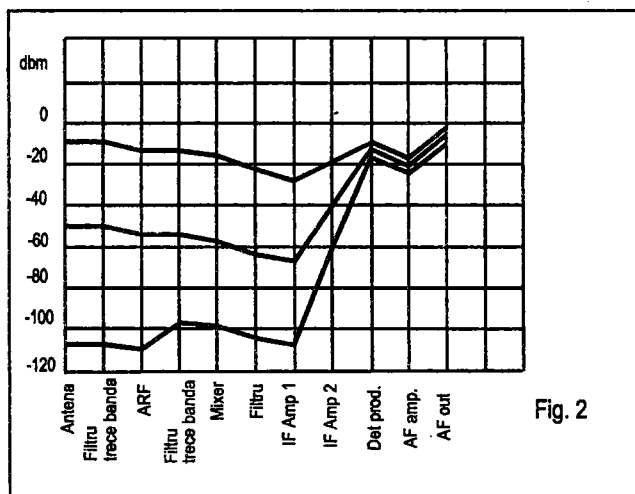


Fig. 2

Fig. 2 prezintă distribuția pe etaje a amplificării într-un receptor, pentru diverse nivele ale semnalului în antenă, ca urmare a acțiunii AGC. Se observă menținerea nivelului de ieșire în limita a cca. 10 dB pentru o variație de peste 100dB a semnalului de intrare.

2. Constantele de timp AGC

În fig. 1, R1 și C1 asigură constanta de timp la "atac", cu scopul de a preveni aplicarea prea rapidă a tensiunii de comandă AGC, din considerente de stabilitate și pentru evitarea apariției distorsiunilor importante pe semnalul util. Uzual, are valori de 2-10ms. La dispariția semnalului ce a activat AGC-ul, C1 se descarcă prin R2, menținând nivelul de comandă AGC pentru etajele aflate sub control pe o perioadă de min. 200ms. Circuitul de descărcare din figură apare doar la receptoarele de performanță. Dacă constanta R2C1 este de ordinul a 2-3s, tensiunea AGC rămâne constantă pînă cînd circuitul R5C2 (cu constantă de timp comutabilă de la 200 la 1000 ms) declanșează circuitul de descărcare care

descarcă prin R3 capacitatea C1, restabilind rapid câștigul receptorului. Acest tip de AGC asigură o foarte bună urmărire a semnalelor cu variații rapide de amplitudine.

Date fiind caracteristicile de modulație diferite, pentru tipuri de emisiune cu voce sau digitale (inclusiv CW), receptoarele performante au posibilitatea de a comuta constantele de timp funcție de necesități.

3. Scheme practice de circuite AGC

Schema din fig.3 reprezintă circuitul AGC utilizat la receptorul profesional NERA. La intrare se aplică un semnal preluat de la finalul lanțului

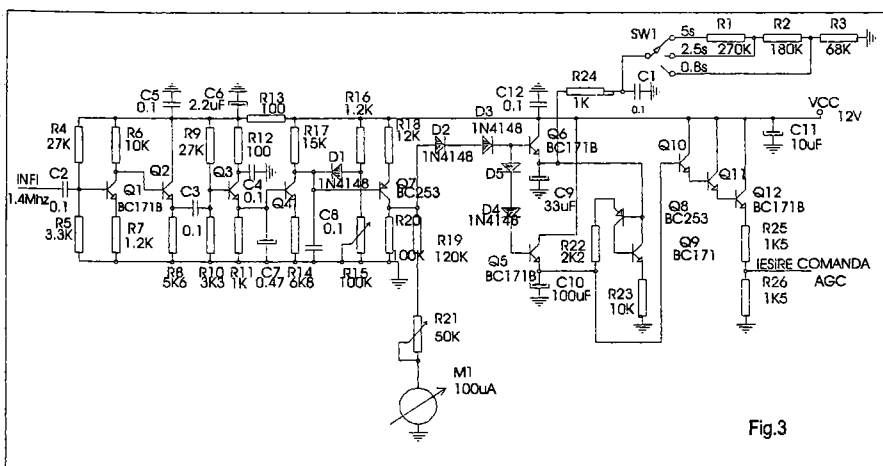


Fig.3

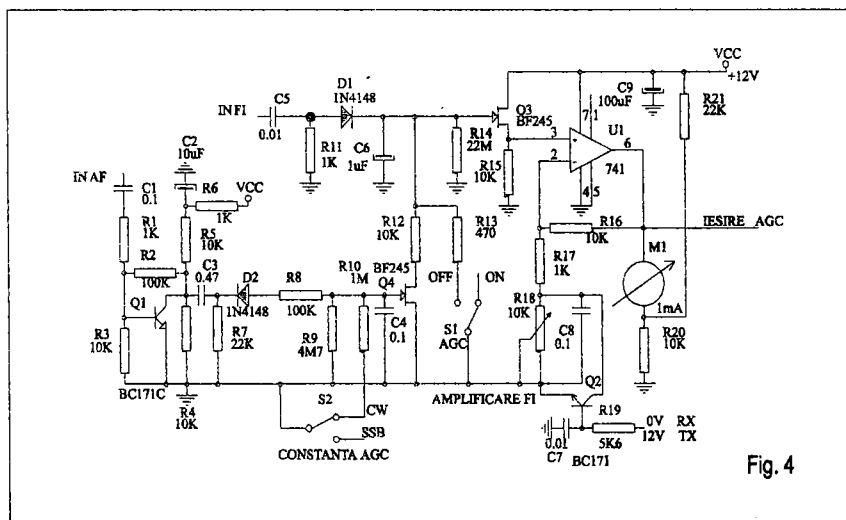
de IF, cu frecvența de 1.4MHz. După ce este amplificat cu Q1 și Q2, semnalul este redresat cu Q3. C4 decuplează d.p.d.v. al RF colectorul tranzistorului. Semnalul filtrat cu C7, este aplicat tranzistorului amplificator în curent continuu Q4 și apoi tranzistorului separator Q7. Cu R15 se stabilește pragul AGC.

Semnalul filtrat cu C7, este aplicat tranzistorului amplificator în curent continuu Q4 și apoi tranzistorului separator Q7. Cu R15 se stabilește pragul AGC. Din colectorul lui Q7 semnalul este aplicat prin intermediul unor grupe de diode la cele două circuite de formare a semnalului AGC. Când la intrarea circuitului (pe C2) nu se aplică nici un semnal, Q5 și Q6 sunt blocate. La apariția unui semnal Q6 se deschide și C9 începe să se încarce. Cu o anumită întârziere dată de diodele D4-D5 (tensiunea trebuie să crească în colectorul lui Q7 cu încă 1,2V), se deschide și Q5 și începe să se încarce și C10. Deoarece C9 se încarcă mai repede decât C10, se blochează Q8, ceea ce permite încărcarea lui

Circuitul AGC

C10. Curentul de descărcare pentru C10 este foarte mic (curentul foarte mic de bază al tranzistorului Q10). Constanta de creștere a semnalului AGC este dată de constanta de încărcare a C10. Când tensiunea în baza lui Q10 atinge o anumită valoare, grupul Q10-11-12 intră în conducție și pe divizorul R25-R26 apare o cădere de tensiune proporțională cu semnalul aplicat la intrarea circuitului AGC. Constanta de încărcare pentru C10 este de cca. 10 ms. În momentul dispariției semnalului de la intrarea circuitului AGC, C9 începe să se descarce prin R24 și prin comutatorul SW1 ce selectează constanta de timp la descărcare ce rezultă cu rezistențele R1,2,3.

Când tensiunea pe C9 scade sub o anumită valoare dată de constanta de timp, Q8 se deschide și descarcă rapid C10 prin R22. Tensiunea pe divizorul R25-R26 scade, determinând creșterea amplificării blocului IF. Semnalul de comandă AGC se aplică direct sau cu inversare de pantă etajului IF (eventual și RF) funcție de circuitele amplificatoare utilizate. Cu rezistența R21 se face etalonarea S- metruului. Deși schema este aparent complicată performanțele realizate sunt pe măsură.



Schema prezentată în figura 4 reprezintă o structură oarecum mai deosebită. Se folosesc semnale preluate din IF pentru obținerea unei constante de timp la atac scurte (sub 10ms), circuitul de descărcare fiind comandat de semnalul preluat din lanțul de AF. Constanta de timp R14-C6 este de cca. 20 secunde, însă timpii globali de întârziere nu vor depăși valorile uzuale de 1-

3secunde, datorită circuitului din grila tranzistorului Q4, (C4-R9). Tranzistorul Q4 este blocat cu tensiune negativă pe perioada recepționării unui semnal de nivel mare, după care (cu întârzierea dată de grupul RC din grilă) FET-ul fiind cu sursa la masă va prezenta o rezistență drenă -sursă invers proporțională cu curentul I_{dss} (este de preferat deci un FET cu I_{dss} cât mai mare BF245C, BF256C, BF247C....), descărcând rapid C6. Q3 poate fi ales cu mai puține pretenții, singurul rol al acestuia fiind de a prezenta o impedanță cât mai mare de intrare ($>100\text{Mohm}$), pentru a nu șunta circuitul de temporizare R14-C6. Circuitul integrat U1 de tipul 741 asigură amplificarea în tensiune și curent, necesară comenzii circuitelor de control a amplificării. Cu potențiometrul R18 se asigură reglajul manual al amplificării blocului IF (eventual și RF). Pe perioada de emisie, cu scopul de a reduce amplificarea blocului IF, R18 este șuntat cu Q2.

Comutatorul S2 servește la alegerea constantei de timp pentru CW sau SSB. Comutatorul S1 servește la blocarea circuitului AGC, reglarea amplificării făcându-se numai cu R18. S-metrul M1 se polarizează funcție de tensiunea de comandă AGC minimă de funcționare (R20, R21). Semnalul de IF se preia înainte de detectorul de produs, de pe un circuit de joasă impedanță. Dacă nivelul semnalului este prea mic, se poate folosi pentru D1 o diodă Schottky cu tensiune mică de deschidere ($<0.14\text{V}$) eventual o diodă cu germaniu dar care trebuie să aibă o rezistență inversă de ordinul zecilor de Mohmi pentru a nu afecta constanta de timp. Capacitatea C6 are o valoare relativ redusă, pentru a se minimiza timpul de încărcare. Din această cauză e necesar pentru atingerea unei constante la descărcare de cca. 20 sec. să se folosească rezistențe de valori mari. Schema prezintă performanțe practice foarte bune asigurând o bună urmărire a semnalelor.

Funcție de locul de unde este preluat semnalul de reacție AGC, se folosesc și titlaturile de IF AGC respectiv AF AGC. Preluarea semnalului din

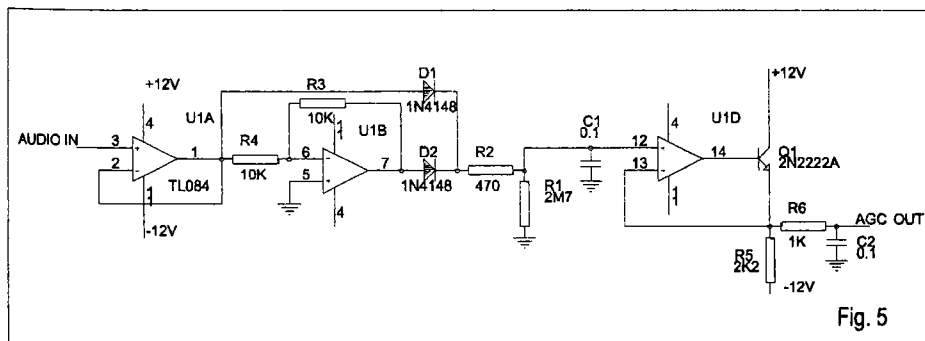
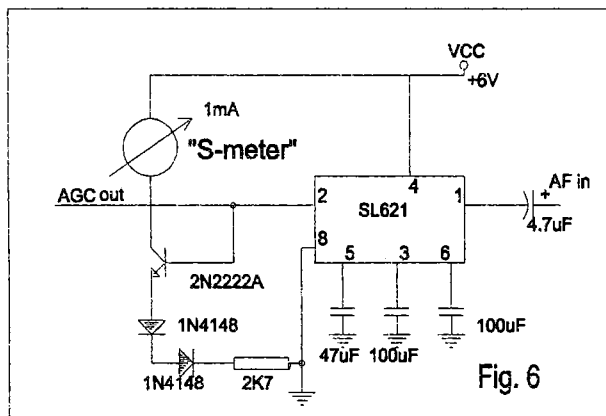


Fig. 5

Circuitul AGC

AF este oarecum mai ușoară dar asigură în final performanțe mai reduse în ceea ce privește constanta de timp la atac. Viteza de creștere a unui semnal de o amplitudine dată scade cu frecvența, fiind necesar deci un timp mai lung pentru atingerea tensiunii finale pe condensatorul ce asigură constanta de timp. Cu scopul de a se minimiza numărul de cicli necesari (deci timpului) atingerii nivelului final de încărcare pentru condensatorul ce asigură constanta de timp, este necesar să se asigure surse de curent cu capacitate suficientă. Cea mai defavorabilă situație este în cazul semnalelor cu frecvențe aflate la limita de jos a spectrului (300Hz), comparativ cu cele având frecvențe de cca. 3KHz. O constantă de timp la atac prea mare va duce la fenomene de saturare a receptorului cu semnale puternice până la intrarea în funcțiune a AGC-ului, creînd o recepție dificilă. Fenomenul este foarte supărător în concursuri sau chiar la traficul DX. Schema din Fig. 5 este un exemplu clasic de AGC derivat din AF. Se utilizează un amplificator în curent cu operaționalul TL084 U1A, cu secțiunea U1B fiind realizat un detector fără prag. Grupul R1-C1 asigură constanta de timp la revenire. U1D și Q1 servesc ca amplificator în curent pentru linia de comandă AGC.

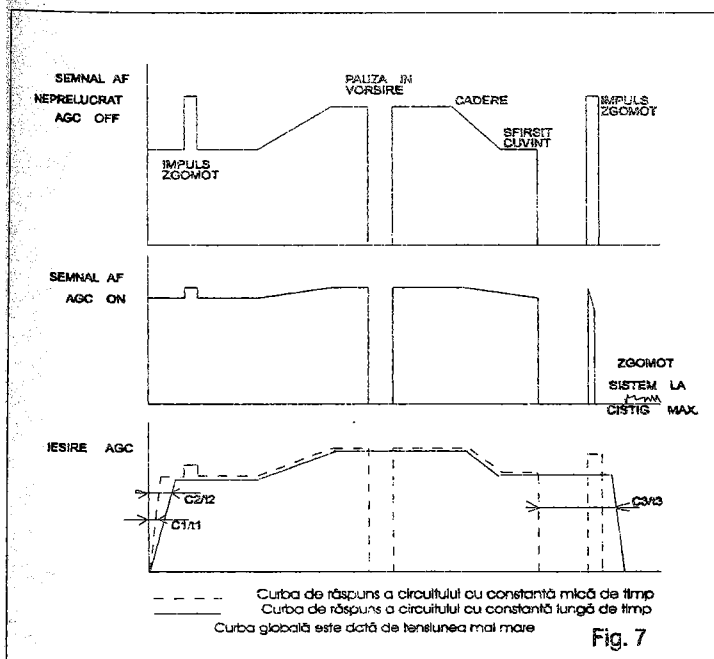
Din considerentele de mai sus acest gen de AGC nu se utilizează decât în construcțiile mai simple, folosirea AGC-ului derivat din IF fiind o soluție utilizată pe larg la receptoarele performante. Cu toate acestea utilizînd o



structură destul de complexă, a fost realizat prin anii '70 un circuit integrat de către Plessey SL621 (SL1621), ce folosește semnal derivat din circuitul AF.

Performanțele ce se obțin sunt foarte bune și după cum se observă și din schemă, nu necesită decît un număr redus de componente externe.

Principal circuitul SL621 conține un amplificator AF, un detector, două circuite distincte de temporizare și un amplificator de curent continuu. Condensatoarele electrolitice ce dau constantele de timp se încarcă cu ajutorul



unor generatoare de curent de capacitate mare, cu scopul de a reduce constanta de timp la atac. Practic este necesară o singură alternanță (pozitivă sau negativă) pentru a încărca condensatoarele electrolitice din circuitele de temporizare.

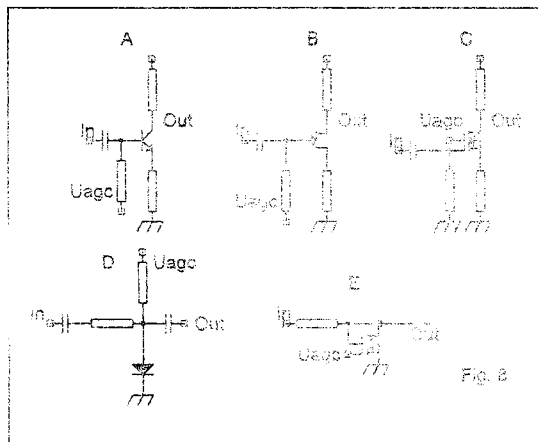
Diagrama de semnal prezentată în figură arată modul cum

lucrează cele două circuite interne care au constante diferite, în prezența unor semnale perturbatoare. Deși circuitul nu mai este în programul curent de fabricație al firmei Plessey (actualmente GEC Plessey), el se mai găsește încă în stocurile marilor angroșiști mondiali de componente.

4. Modalități de control a amplificării

Există mai multe moduri de control al amplificării, funcție de tipul de amplificator sau, atenuator comandat, ce se utilizează.

Fig. 8 prezintă generic principalele metode de control al amplificării, cu utilizarea mai multor tipuri de dispozitive semiconductoare.



Controlul amplificării la etajele realizate cu tranzistori bipolari (fig. 8A) se realizează utilizând transconductanță variabilă a acestora, cu curentul de colector. În acest caz AGC-ul se mai numește și AGC tip transconductanță. Principiul de funcționare este simplu: întrucât amplificarea este proporțională cu transconductanța, care la rândul ei este proporțională cu

curentul de colector, reglajul amplificării se poate face acționând asupra acestuia. Există tranzistori speciali concepuți, destinați să lucreze în etaje cu amplificare variabilă, la care factorul de amplificare variază destul de mult cu curentul de colector. Este cazul cunoscutelor tranzistoare BF214, BF254. Într-un mod analog se reglează amplificarea și la amplificatoarele cu FET-uri (fig. 8B).

Dezavantajele acestui gen de reglaj AGC sunt:

- Când semnalul crește foarte mult, tensiunea de AGC duce tranzistorul spre blocare, impedanțele de intrare și ieșire ale etajului cresc, în acest fel crește Q-ul bobinelor în sarcină, fenomen care se opune scăderii amplificării reducând dinamica AGC.

- La semnale mari (sute de mV) apare fenomenul de detecție parazită.

- La frecvențe mari capacitățile parazite limitează mult gama dinamică de control AGC.

- Cresc distorsiunile de intermodulație când tranzistorul este aproape blocat.

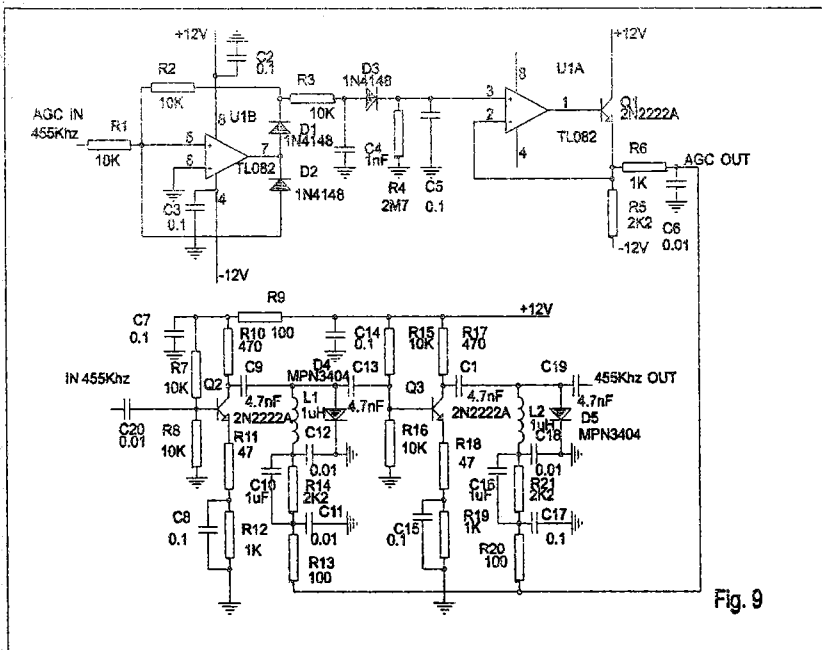
La frecvențe mari (de regulă în tunerele TV) se folosește un alt gen de control al amplificării: se utilizează dependența frecvenței de tranziție de curentul de colector. Cu cât curentul de colector crește, scade frecvența de tranziție (F_t) și se reduce amplificarea tranzistorului. La creșterea curentului se produce și scăderea factorului Q în sarcină, fapt ce duce la scăderea amplificării mai pronunțate a etajului (deci creșterea dinamicii AGC).

Nu se manifestă nici fenomenul de detecție parazită, și nici nu cresc distorsiunile de intermodulație.

Etajele de amplificare realizate cu tetrode MOS (fig.8C), realizează modificarea amplificării, prin polarizarea adecvată a grilei 2 (G2). Practic domeniul de variație al amplificării este mai mare decât în cazul tranzistoarelor FET sau bipolari.

Un caz aparte îl reprezintă atenuatoarele comandate în tensiune. Acestea se pot realiza cu tranzistori bipolari, tranzistori MOSFET (fig. 8E) sau diode PIN (fig. 8D). Cele mai uzuale (și mai performante) sunt cele cu diode PIN. Funcționarea acestora se bazează pe proprietatea diodelor PIN de a funcționa ca o rezistență variabilă, funcție de curentul de polarizare.

Se obțin performanțe bune numai dacă semnalele RF ce se aplică pe diodă sunt de câteva ori mai mici decât tensiunea de polarizare directă a diodei. Schema prezentată în fig.9 este utilizată de receptorul Collins 6S1S. Secțiunea de amplificator pe 455KHz prezentată este precedată și urmată de circuite selective, precum și de alte etaje controlate de AGC. Semnalul preluat dinainte de detectorul de produs este aplicat detectorului fără prag cu TL082, amplificat în curent continuu și aplicat atenuatoarelor cu diode PIN de tipul MNP3404



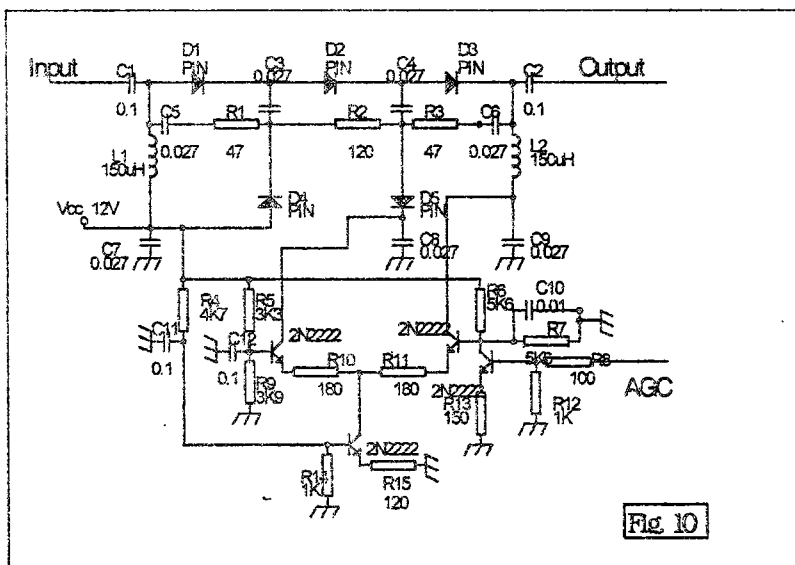
(Motorola). La acest gen de atenuator se face simțită o creștere a intermodulațiilor în vecinătatea intrării în conducție a diodelor, fenomen care

Circuitul AGC

dispare cu creșterea curentului prin diodă. Dacă fenomenul este deranjant (destul de puțin probabil) se pot utiliza două diode înseriate.

O modalitate modernă de control a nivelului de semnal este cea prezentată în figura 8D. Există o multitudine de atenuatoare comandate, realizate cu diode PIN. Schemele uzuale de atenuatoare în T sau Π (cu impedanță constantă) produc intermodulații mai mari cu 1-6dB pentru atenuări cuprinse între 0 și 10dB după care scad la o valoare care se păstrează constantă pe întreg domeniul de lucru. Aceasta datorită fenomenelor ce se produc în dioda PIN la tensiuni de comanda aflate în vecinătatea tensiunii de deschidere. Schema din fig.10 înlătură inconvenientele de mai sus, asigurând un $IP > +30\text{dBm}$ pe un domeniu de frecvențe de la 1.5 la 200Mhz!

Circuitul asigură creșterea atenuării semnalului de intrare cu creșterea tensiunii AGC, fapt ce trebuie avut în vedere dacă se mai comandă și alte etaje ce necesită reducerea tensiunii AGC pentru scăderea amplificării (eventual se utilizează un tranzistor inversor pe circuitul de comanda AGC). Pentru atingerea performanțelor de intermodulații și bandă de mai sus este necesar să se utilizeze diode PIN de calitate cum ar fi: HP5082-3081 (Hewlett-Packard), MPN3700, MPN3404 (Motorola) sau BAR17(Siemens)....



Un asemenea circuit nu se înseriază pe circuitul de antenă, diodele PIN nefiind imune la semnale mari sau intermodulații de ordinul 2. Circuitele cu

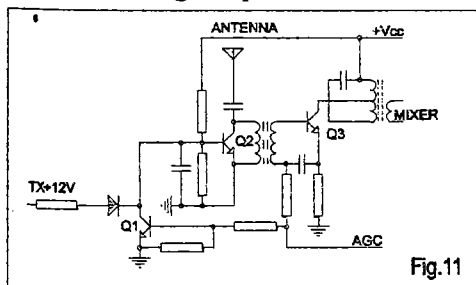
atenuatoare PIN se pot plasa imediat după circuitele selective (filtrele trece banda) ale receptorului.

Proiectanții de radioreceptoare de performanță au căutat la începutul anilor 80 diverse soluții pentru controlul amplificării care să nu implice modificarea punctului static de funcționare al amplificatorului RF. Controlul amplificării prin modificarea curentului prin dispozitivul amplificator în RF (BJT, FET sau MOSFET) duce de regulă, la mari neajunsuri legate de pierderea rapidă a performanțelor la intermodulații și zgomot. Așa cum se știe, performanțe optime la intermodulații și zgomot se obțin numai pentru un regim de lucru destul de strict definit pentru tranzistorul folosit.

Soluțiile la această problemă sunt:

- Amplificator de RF cu câștig fix, ce poate fi scos din circuit
- Atenuator rezistiv comutabil (eventual în trepte) pe circuitul de antenă
- Atenuator cu diode PIN similar celui prezentat în fig. 10.
- Un circuit de control (mai puțin uzual) al nivelului, similar celui din fig. 11

Schema din fig. 11 prezintă o modalitate de control a amplificării pornind chiar



de la antenă. Schema are la bază patentul SUA nr.: 4158814 (expirat), (autori Imasaki K. și Kasami K.)

Schema este simplă (și ingenioasă), modul de funcționare rezultând clar din figură.

Q2 funcționează ca o rezistență comandată, șuntând circuitul de antenă.

Eventual, se poate folosi un FET de medie putere care are parametrii de intermodulație mai buni decât un bipolar. Circuitul din fig.11 are cca. 25 ani vechime și ar putea fi folosit eventual fără modificarea regimului de lucru al ARF-ului (în decursul timpului s-a ajuns la concluzia că e bine să se evite modificarea punctului de funcționare static al ARF-ului). Circuitul Tx blochează semnalul în circuitul de antenă la recepție pe perioada emisiei.

5. Bucle AGC multiple

Receptoarele moderne și performante au de regulă două schimbări de frecvență. Prima frecvență intermediară avînd valori de 35-100Mhz, în timp ce a doua are valori de 1.4-10.7Mhz. Selectivitatea primului filtru este de cca. 10-20KHz (din considerente tehnologice), selectivitatea înaltă fiind obținută în etajele celei de a doua frecvențe intermediare (de regulă sub 3KHz pentru SSB, CW). Există deci posibilitatea ca simultan cu semnalul util ce se recepționează, să apară un semnal puternic, decalat cu 4-10KHz. Acest semnal nu va trece prin filtrele de mare selectivitate, lăsînd complet inactivă bucla AGC, putînd satura deci atît prima IF cît și cel de al doilea mixer. Pentru rezolvarea acestei probleme se utilizează un sistem de control al amplificării local (AGC local).

6. Circuitul AGC la receptoarele FM

La receptoarele FM, circuitul AGC are o serie de particularități față de recepția emisiunilor AM sau SSB. Semnalul de reacție pentru circuitul AGC nu se poate lua dinaintea detectorului (discriminatorului), întrucît la recepția MF semnalul este limitat în amplitudine de către blocul IF. În această situație, semnalul de reacție se ia de pe ultimul etaj care mai funcționează în regim complet liniar. Linia de comandă AGC acționează numai asupra etajelor aflate înaintea mixerelor, pentru a se evita saturarea acestora. Datorită particularității faptului că se lucrează în FM cu purtătoare permanentă (ca și în AM) sarcina circuitului AGC este mult ușurată.

7. AGC digital

AGC-ul digital, numit și DCG (Digital Gain Control), este o apariție de dată mai recentă în receptoarele de trafic. Odată cu creșterea vitezei de lucru, precum și a puterii de calcul înglobate, noile circuite DSP (Digital Signal Processing) au început să asigure, în afara funcțiilor uzuale: filtru adaptiv, filtru zgomot și filtru de rejecție (notch), un număr de funcțiuni suplimentare, cum ar fi: demodulator SSB/ MA/ MF, asigurînd și semnalul de comandă pentru circuitul AGC. Toate întîrzierile sunt controlate digital, semnalul AGC digital fiind furnizat unui convertor D/A care comandă etajele de IF și RF. Asemenea circuite sunt folosite în receptoare de mare performanță de uz profesional.

8. Stabilitatea buclei AGC

Stabilitatea buclei de reglaj AGC este de mare importanță în funcționarea corectă a unui receptor. Există însă un număr de factori care influențează în mod serios funcționarea corectă a buclei. Așa cum se știe,

circuitele selective introduc o întârziere pentru semnalele incidente, întârziere dependentă de banda de trecere a circuitului și factorul Q . Întârzierea maximă se produce datorită filtrelor de mare selectivitate (cu cuarț sau electromecanice). Rezultă de aici că un semnal incident la borna de antenă, va ajunge la valoarea de vîrf decalat în timp la etajele de IF față de cele de RF. Este o problemă ce poate afecta stabilitatea buclei (în afară de saturarea etajelor de intrare pe o perioadă scurtă de timp pînă la sosirea reacției AGC), ducînd la fenomene de instabilitate oscilantă a amplificării pe întregul lanț controlat de AGC. Fenomenul oscilant este cu atât mai periculos cu cît banda de trecere pentru filtrul de IF este mai mică (ex. filtru de telegrafie $<500\text{Hz}$), cînd valoarea selectivității ajunge comparabilă cu banda de captură a buclei. Dacă blocul IF are două astfel de filtre cascade, este mai sigur să se lase în afara buclei AGC ultimul etaj de IF cu filtrul aferent. O soluție de atenuare a problemelor de acest gen o constituie utilizarea de constante de timp diferite pentru etajele dinaintea filtrului și cele de după. Schema din fig. 1 ilustrează modul de realizare a acestui concept pentru amplificatorul de RF, care are un circuit de înîrziere propriu. Se va utiliza deci un AGC cu constantă de descreștere mai redusă în etajele IF și unul mai lent pentru ARF.

O altă problemă cauzată de filtre de mare selectivitate, o constituie distorsiunile mari de fază care apar pe flancurile filtrelor. Semnalele care vor trece pe flancul filtrului vor suferi distorsiuni de fază ce vor îngreuna funcționarea corectă a AGC-ului. În cazul receptoarele foarte sofisticate se recurge din acest motiv, la utilizarea unor circuite de compensare pentru avansarea fazei, cu scopul anulării efectelor nedorite nu numai asupra AGC-ului, dar și asupra unor emisiuni digitale care sunt puternic afectate de acest gen de distorsiuni.

Un alt gen de factori care afectează stabilitatea buclei AGC, îl constituie caracteristica de reglaj a amplificării etajelor controlate de AGC. Dacă aceasta nu este liniară (de fapt log/lin pentru că la o anumită variație a tensiunii de comandă trebuie să corespundă o anumită variație în dB a amplificării, pe tot domeniul de variație a tensiunii de comandă AGC) pot apare probleme de stabilitate. Situația este de altfel foarte uzual la tetrode MOS sau chiar circuite integrate la care se manifestă o valoare mai mare a pantei de reglaj în dB/V la valori mai mari ale reducerii amplificării. Aceasta va duce la un câștig echivalent al buclei de reglaj excesiv, la valori mari ale semnalelor în antenă, ceea ce poate cauza instabilitate.

Creșterea exagerată a câștigului buclei cu scopul de a minimiza creșterea nivelului AF, poate duce de asemenea la instabilitate. Este preferabil să se

accepte o variație a nivelului de ieșire a receptorului de cca. 10 dB, așa cum rezultă și din fig. 2.

Un alt fenomen ce poate cauza instabilitate este determinat de pătrunderea semnalului AF în circuitul AGC. Aceasta duce la modularea parazită a amplificării etajelor controlate de AGC, avînd ca efect distorsiuni puternice pe semnalul de ieșire. De regulă, sistemele AGC ce utilizează așa numitul circuit de descărcare, nu suferă de acest fenomen.

Ultima, dar nu și cea mai puțin importantă, cauză de instabilitate a circuitului AGC o constituie stabilitatea în funcționare a etajelor IF. Un bloc IF care funcționează la limita de autooscilație, va avea timpi de răspuns la semnalul de comandă AGC, complet imprezvizibili. Acest mod nedorit de funcționare, duce la o funcționare defectuoasă a receptorului, cu acroșuri aleatoare care sunt deosebit de supărătoare la recepție.

9. S-metrul

Modalitatea cea mai simplă de a determina nivelul semnalului recepționat este prin măsurarea tensiunii de comandă AGC. Liniaritatea (în dB) a indicației S-metrului este o problemă destul de dificilă, de multe ori chiar și cei mai mari producători de aparatură de radiocomunicații recurgînd la etalonarea scalei S-metrului după cum rezultă caracteristica AGC în practică, fapt care duce la o citire cu acuratețe mai redusă a indicațiilor S-metrului pentru anume domenii de nivele. Pentru a se obține o caracteristică liniară a gradațiilor în dB, ar trebui să se dispună de etaje de IF și RF la care caracteristica de reglaj a amplificării să fie de tipul log/lin. Cele mai multe circuite (cu discrete sau integrate) nu corespund din acest punct de vedere decît pe domenii restrînse (cca. 20dB), motiv pentru care este preferabil controlul AGC asupra mai multor etaje. În ultima vreme au apărut circuite integrate care realizează o caracteristică de reglaj de tipul log/lin pe domenii extinse, permițînd realizarea unei indicații liniare a S-metrului.

O altă problemă o reprezintă pragul AGC (fig. 1B). Este posibil ca în situația în care acest prag este prea ridicat, S-metrul să nu indice nimic pentru semnale care se aud destul de bine. Este o indicație asupra unui AGC defectuos reglat sau chiar prost conceput. În mod normal este necesar ca pragul AGC să se fixeze la valori cu cca. 10dB peste pragul de zgomot al receptorului.

Etalonarea S-metrului se face cu un generator de semnal dotat cu un atenuator precis calibrat. Pe plan internațional, în benzile US, au fost adoptate pentru indicațiile "S" următoarele valori în μV , prezentate în tab.1. Diferența între două puncte S este de 6dB. Referința este 50 μV /50 ohmi pentru S9, peste valoarea S9 gradațiile sunt din 10 în 10 dB.

Tab.1

Grad "S"	Nivel μV	Grad "S"	Nivel μV	Grad "S"	Nivel mV
1	0.15	6	6	9+20dB	0.5
2	0.35	7	12.5	9+30dB	1.6
3	0.75	8	25	9+40dB	5
4	1.5	9	50	9+50dB	16
5	3	9+10dB	160	9+60dB	50

Și în această privință apar probleme: de obicei sensibilitatea unui receptor nu este constată pe toate benzile, deci nici indicațiile S-metrului nu vor fi foarte exacte. Mai mult, la unele receptoare de clasă medie și chiar superioară, introducând preamplificatorul (sau un atenuator) în circuitul de antenă, se observă modificarea indicației. Dacă se păstrează măcar diferența relativă între indicații, tot e ceva..... Receptoarele complexe folosesc un circuit special de compensare pentru toate variantele de lucru (cu sau fără ARF, cu sau fără atenuator pe diverse trepte), acesta complicând considerabil însă schema.

Nefiind un element esențial, la receptoarele industriale realizate pentru radioamatori, etalonarea S-metrului este destul de aproximativ făcută. Este motivul pentru care e greu de găsit două receptoare (uneori chiar de aceeași marcă) care să arate același nivel "S", pentru nivele identice de semnal la intrare. Trebuie spus că orice reglaj asupra circuitelor de IF sau RF poate decalibra S-metrul.

În privința afișajului utilizat, acesta poate fi realizat analogic (cu un μA sau un mA), cu LED-uri, eventual afișaje cu cristale lichide. Modul de cuplare în schemă diferă de la un receptor la altul, funcție de domeniul de variație al tensiunii la linia de comandă AGC.

Bibliografie:

1. Floyd Gardner Phase-Lock Techniques John Wiley & Sons
2. Ulrich Rohde Key Components of Modern Receiver... QST/Jun/94
3. Ulrich Rohde Recent Advances in Shortwave Receiver... QST/Nov/92
4. Bill Carver A High-Performance AGC/IF Subsystem QST/May/96
5. Mark Mandelkern A high performance AGC... QEX/Oct/95
6. ***** ARLL HandBook 1978, 1985, 1995
7. J. Porter AGC Loop Control Design Using System Theory RF Dsgn./Jun/80
8. Gh. Maxim Radiorecepție curs I.P.I. 1985
9. ***** Application of PIN Diodes AN922 Hewlett Pakard
10. ***** Integrated circuits data book Plessey Semiconductors

Etajul de A.F.

Etajul de audio frecvență trebuie să amplifice semnalul furnizat de etajul demodulator, pînă la un nivel suficient unei audiții confortabile în căști sau difuzor. De regulă un receptor poate avea înafară de ieșirea pentru difuzor, o ieșire auxiliară cu nivel neregabil, pentru înregistrare magnetică sau prelucrare digitală, sau uneori o așa numită ieșire de linie telefonică (cazul radioreceptoarelor pentru comunicații maritime, etc.) ce permite cuplarea la o centrală telefonică.

Funcție de tipul echipamentului, puterea de ieșire pe difuzor poate fi de 2-3W, la echipamentele staționare și 50-200mW la echipamentele portabile. Nivelul semnalului de la ieșirea auxiliară este de ordinul a 100mV/10K Ω și de 10mV/600 Ω pe linia telefonică.

Nivelul de intrare în amplificatorul de AF este de cca. 10-100mV, funcție de tensiunea debitată de demodulator. Reglajul volumului se face fie clasic, cu un divizor potențiometric, fie cu ajutorul unui atenuator comandat în curent continuu sau digital. Ultima soluție este de preferat, întrucît asigură următoarele avantaje:

- Eliminarea captării de semnale parazite pe traseele de semnal de la și spre potențiometrul montat pe panoul de control
- Se elimină zgomotele care pătrund pe cablurile ce fac legătura cu potențiometrul și se evită producerea "zgomotului de potențiometru". De altfel potențiometrul este o componentă cu fiabilitate relativ redusă.
- Posibilitatea reglării volumului de la un panou de control asistat de un microcontroler, cu toate avantajele ce decurg de aici: posibilitate de telecomandă, memorie, etc.

Dacă pentru receptoarele destinate recepției de programe radiodifuzate se recurge la corecția benzii de frecvență redată (pentru a se urmări caracteristicile fiziologice de sensibilitate ale urechii umane), la receptoarele dedicate comunicațiilor profesionale nu se utilizează aceste rețele de corecție în frecvență, criteriul esențial în această situație fiind inteligibilitatea și mai puțin fidelitatea. Cel mult se recurge, pentru limitarea zgomotului, la reducerea spectrului AF redat. Oricum, la comunicațiile profesionale spectrul de frecvență transmis este limitat la strictul necesar pentru asigurarea unei comunicații inteligibile. De regulă, spectrul semnalului de joasă frecvență este în limitele 250Hz-3.5KHz. Audiția se face în difuzor atît la receptoarele staționare cît și la

cele portabile (radiotelefoane). Excepție face cazul când condițiile de trafic sunt foarte grele și semnalele sunt la limita de inteligibilitate, caz în care se utilizează căști pentru a se beneficia de capacitățile selective ale urechii umane, cu prețul unui efort suplimentar din partea operatorului.

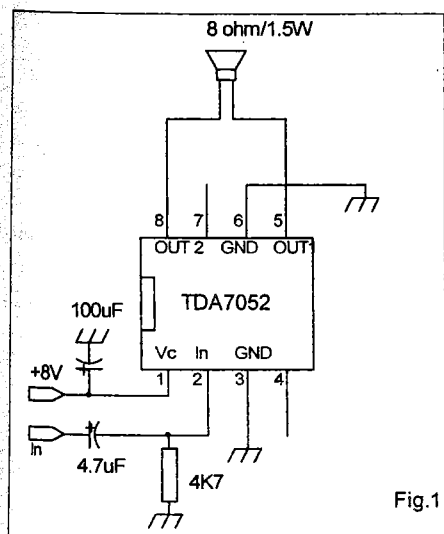


Fig.1

externe, de tipul TDA7052, care are o bună eficiență și ocupă un spațiu redus.

Fig.1 prezintă o schemă de etaj de AF realizată cu TDA7052 (Philips). Circuitul este cu ieșire de tipul "BTL" (Bridge Tied Load). Această structură modernă permite reducerea drastică a numărului de componente externe. După

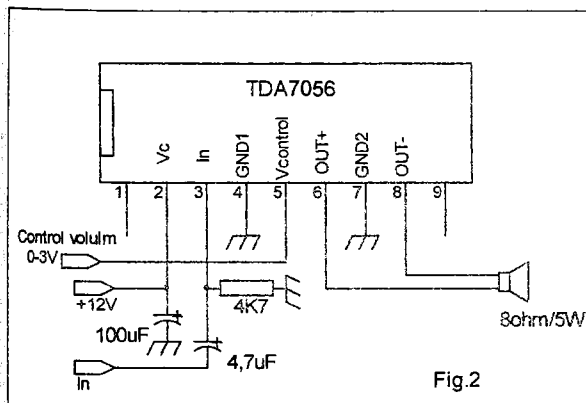


Fig.2

cum se remarcă din schemă, singurii condensatori care rămân sunt cei de decuplare a sursei și pentru cuplajul circuitului de intrare. Este o schemă care se pretează în mod ideal la miniaturizare. Puterea furnizată de circuitul TDA 7052 este de 1W pe sarcină de 8 ohmi, la tensiunea de 8V. Circuitul se poate alimenta la o tensiune minimă de 3V. Amplificarea

circuitului este fixă, de cca. 40dB. Este realizat în capsulă DIP8

Fig. 2 prezintă o schemă realizată cu circuitul TDA7056, care este tot un amplificator "BTL", însă cu puterea de 5W. Este realizat în capsulă SIL cu 9 pini. Circuitul prezintă un pin de control al amplificării, prin aplicarea unei tensiuni cuprinse între 0 și 3V. Amplificarea circuitului variază de la +35dB la -44dB.

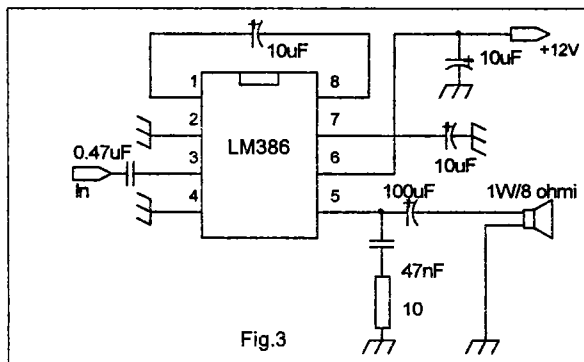


Fig.3

zgomotului foarte mic, mai este încă folosit în numeroase aplicații. Utilizarea circuitului este simplă și nu ridică nici un fel de probleme.

Fig. 4 prezintă o schemă realizată cu cunoscutul TBA 810AS. Circuitul a avut o largă răspîndire, fiind realizat de numeroși producători de circuite integrate. La ora actuală este considerat arhaic(!) și nu se mai utilizează în construcțiile noi. După cum se observă din schemă, circuitul integrat

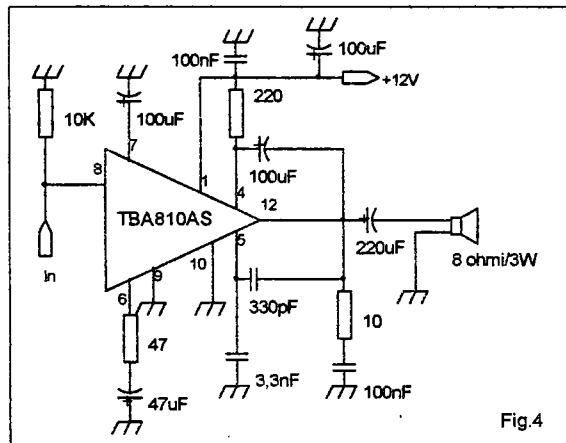


Fig.4

Fig.3 prezintă cunoscutul circuit LM386 realizat de National Semiconductor cu foarte mulți ani în urmă (contemporan cu TBA790) și care datorită robusteții și

TBA810AS necesită un mare număr de componente externe, între care câțiva condensatori electrolitici, care ocupă mult spațiu pentru un cablaj imprimat miniatural.

O categorie aparte de circuite auxiliare o reprezintă atenuatoarele AF comandate digital sau în curent continuu.

Atenuatorii de AF sunt fie circuite integrate special destinate controlului de nivel, ce sunt comandate în

c.c., fie circuite ce sunt comandate pe o magistrală de date serială, de către microcontroler. Un exemplu este circuitul X9313W (Xicor), care este un potențiomtru comandat digital, în 32 de trepte cu o rezistență de 10K.

Oscilatoare și sintetizoare de frecvență

1. Oscilatoare

1.1 Cerințe generale impuse oscilatorului local

Oscilatorul local (LO) produce într-un receptor semnalul necesar mixării cu semnalul util, în vederea obținerii unui semnal cu o frecvență prelucrabilă.

Pentru a asigura performanțe bune în procesul de schimbare de frecvență, este necesar ca oscilatorul utilizat să îndeplinească un număr de cerințe minime:

- Frecvența de oscilație să fie stabilă în timp.
- Condiția de amorsare a oscilațiilor să fie îndeplinită pe întreaga gamă de lucru a oscilatorului.
- Frecvența oscilatorului să poată fi modificată ușor între anumite limite.
- Să nu oscileze și pe frecvențe parazite.
- Semnalul furnizat mixerelor ce nu lucrează în comutație să fie cât mai sinusoidal, pentru evitarea mixărilor parazite.
- Amplitudinea semnalului de ieșire trebuie să varieze cu frecvența în limite cât mai reduse, pentru a nu afecta performanțele mixerului.
- Semnalul furnizat de oscilator trebuie să fie cât mai curat, cu un nivel redus de zgomot de fază, sau fără resturi de modulație parazită de amplitudine.
- Din punct de vedere tehnologic, oscilatorul trebuie astfel realizat încât să fie robust, cu o sensibilitate redusă la vibrații.

Parametrii esențiali ai unui oscilator sunt:

- *Frecvența generată.* Funcție de domeniul de lucru al unui oscilator se alege cea mai convenabilă schemă de oscilator. Domeniul uzual acoperă frecvențe cuprinse de la 100KHz (sau chiar mai puțin) la frecvențe de ordinul GHz-ilor. Nici un oscilator nu poate acoperi o asemenea gamă de frecvență, din care cauză se segmentează în porțiuni convenabile gamele de operare.

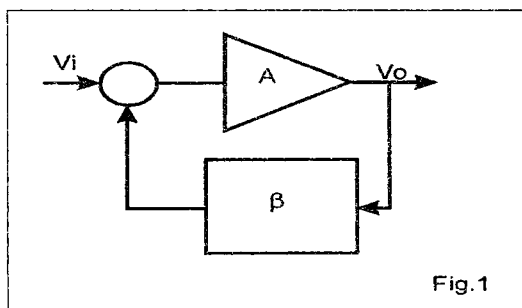
- *Stabilitatea frecvenței.* Necesitățile de stabilitate ale unui oscilator, diferă funcție de aplicația concretă în care este utilizat. Pentru un receptor TV o alunecare de frecvență 200KHz pe oră poate fi considerată acceptabilă, neavînd efecte vizibile asupra emisiunii recepționate, în timp ce o alunecare de mai puțin de 100Hz poate compromite o legătură radio cu transmisie în spectru îngust. Costul și complexitatea unui oscilator cresc considerabil cu cît cerințele de stabilitate sunt mai mari.
- *Puterea de ieșire.* Nivelul de semnal la ieșire trebuie să fie suficient de mare pentru a permite o bună funcționare a mixerului. Pentru un mixer activ cu tranzistori, nivelul de semnal este de cca. 200-300mV_{ef} (..0dBm) în timp ce la un mixer în comutație cu diode de nivel mare sunt necesari între 2 și 7V_{ef} (17-30dBm).
- *Puritatea spectrală (incluzînd zgomotul de fază și modulația parazită de AM).*

Nivelul zgomotului de fază al unui oscilator, reprezintă o mărime mai puțin cunoscută și tratată din punct de vedere practic, din păcate, în literatura noastră tehnică. Deși pentru evidențierea directă a zgomotului de fază este necesar un echipament costisitor și sofisticat, efectele indirecte asupra unui receptor se concretizează în degradarea pragului de zgomot, precum și degradarea selectivității față de canalul alăturat.

Data fiind importanța deosebită a parametrilor referitori la stabilitatea frecvenței și a purității spectrale, acești parametri sunt tratați separat.

1.2 Condiția generală de oscilație

Un oscilator poate fi modelat cu ajutorul unui circuit ca cel din fig.1, care



conține un amplificator cu câștigul $A(j\omega)$ și un circuit de reacție dependent de frecvență β .

Ecuatia generală care descrie sistemul este:
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A}{1 - \beta A}$$

Condiția de oscilație care rezultă din ecuația de mai sus este $\beta A=1$, așa numitul criteriu Barkhausen.

Există și o condiție referitoare la faza semnalului de reacție: la frecvența de oscilație, defazajul trebuie să fie 360° . Un circuit cu tranzistor în emitor comun asigură un defazaj de 180° , așa încît circuitul de reacție trebuie să asigure încă 180° defazaj la frecvența de lucru. Dacă este utilizat un tranzistor în montaj cu

baza comună, rețeaua de defazaj trebuie să asigure un defazaj de 0° sau de 360° , întrucât între semnalul din colector și cel din emitor nu există defazaj.

Analiza unui oscilator poate fi făcută fie pornind de la schema de mai sus, fie de la un model ce utilizează conceptul de rezistență negativă. Aceasta se bazează pe faptul că într-un circuit oscilant, odată inițiată oscilația, circuitul va oscila continuu dacă nu există o rezistență de pierderi pe care să se disipe energia. Rolul amplificatorului este tocmai acela de a asigura o rezistență negativă și să mențină oscilația, injectând în circuit un nivel suficient de energie pentru a compensa pierderile.

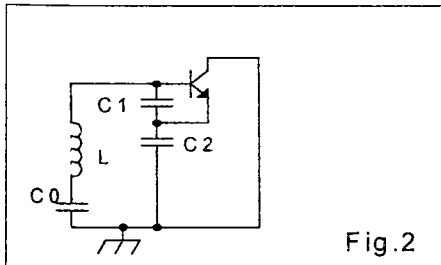
În mare, selecția topologiei unui oscilator este dictată de câțiva factori:

- Necesitățile de stabilitate
- Nivelul de zgomot
- Frecvența de oscilație
- Domeniul de acord
- Tranzistorul folosit
- Tipul rezonatorului

Funcție de factorii de mai sus se alege cea mai adecvată schemă.

1.3 Proiectarea oscilatoarelor; structuri de bază

În fig.3 sunt prezentate câteva scheme de bază pentru oscilatoare. Pentru a exemplifica modul în care se aleg elementele de circuit într-un oscilator, se va utiliza schema simplificată din fig.2. Structura acestui oscilator este de tip Colpitts. Capacitățile C_1 și C_2 constituie divizorul circuitului de reacție, a căror valoare se alege, în principiu, cât mai mare posibil, cu scopul de



a minimiza efectul capacităților interne ale tranzistorului asupra frecvenței de oscilație. Aceasta deoarece, capacitățile interne ale tranzistorului variază în limite destul de mari cu tensiunea de lucru sau cu temperatura. Presupunând $C_1=C_2=C$ condiția de oscilație este îndeplinită dacă:

$$\frac{1}{\omega C} > \sqrt{\frac{r}{G}} \quad (A)$$

unde: r este rezistența de pierderi a bobinei, iar G este valoarea maximă pentru g_m .

Cu ajutorul lui C_0 se poate ajusta frecvența de oscilație la valoarea dorită.

Frecvența de oscilație se poate deduce din relația:

$$\omega_0 - \frac{1}{\omega_0 C_0} - \frac{1}{\omega_0 C_1} - \frac{1}{\omega_0 C_2} = 0$$

Exemplu de calcul:

Considerînd un oscilator pe frecvența de 1MHz, cu un tranzistor ce operează cu $g_m=6mS$, bobina circuitului oscilant avînd $Q=100$ la frecvența de lucru și o impedanță reactivă de 400Ω .

Se calculează rezistența de pierderi cu relația:

$$Q = \frac{X_L}{r} \Rightarrow r = 4\Omega$$

Din relația A rezultă, înlocuind valorile cunoscute: $\frac{1}{\omega C} = 25.8\Omega$

$$\Rightarrow C < 6200pF.$$

Evident, se mai pot alege și alte combinații pentru C_1 și C_2 care pot asigura o tensiune mai mare de ieșire dar care nu vor putea asigura stabilitatea maximă.

Schemele din fig.3 exemplifică cele mai uzuale oscilatoare.

Ca regulă empirică de stabilire a valorii divizorului capacitiv (C_3 și C_4 în fig.3), se poate lua pentru fiecare o valoare care să aibă o reactanță de cca.

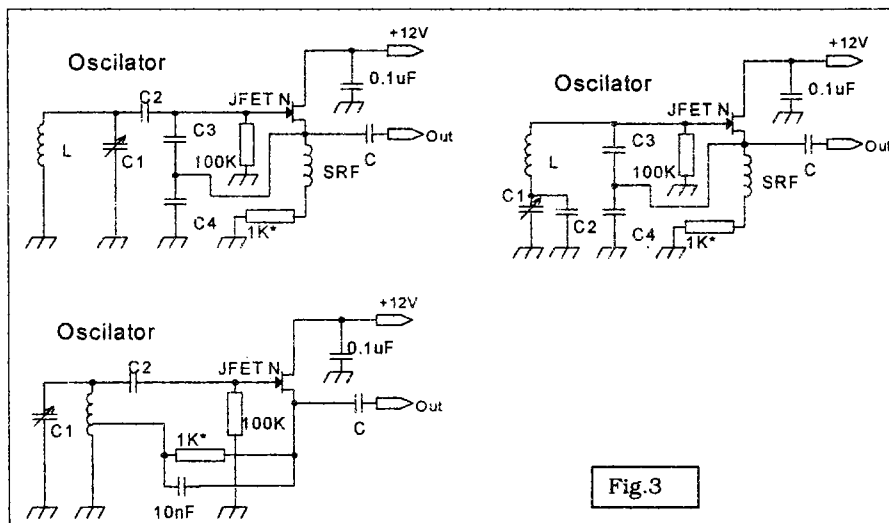


Fig.3

45Ω la frecvența de lucru aleasă. Metoda se poate aplica atât la oscilatorul Clapp cât și la Colpitts. La oscilatorul Colpitts capacitatea de cuplaj cu circuitul oscilant C_2 se ia cu reactanța de cca. 100Ω la frecvența de lucru. Funcție de

factorul de amplificare al tranzistorului folosit, capacitatea poate fi chiar cu valoare mai mică, în ideea de a minimiza efectul de șuntare al tranzistorului asupra circuitului oscilant.

La oscilatorul Hartley, capacitatea de cuplaj C_2 se ia cu valoarea cea mai mică posibil, la care oscilatorul mai amorsează singur. O valoare de cca. 2.7pF este uzuală pentru oscilatoarele de acest gen care operează la frecvențe cuprinse între 3 și 12 MHz.

Performanțele realizate de cele trei tipuri de oscilatoare nu diferă esențial. Trebuie remarcat faptul că oscilatorul Clapp are un oarecare plus de stabilitate în frecvență față de oscilatorul Colpitts, însă are dezavantajul unei variații mari de amplitudine a tensiunii de ieșire, cu frecvența. Pe benzi înguste de frecvență (10-20% din frecvența de lucru), variația de amplitudine nu este însă deranjantă.

Oscilatorul Colpitts este mai puțin stabil, dar are avantajul unei variații reduse a tensiunii de ieșire pe o bandă largă de frecvență (40-60% din frecvența de lucru).

Oscilatorul Hartley este un oscilator foarte stabil dacă este corect realizat. Cuplajul capacitiv la capătul cald al bobinei are valori reduse, iar nivelul reacției inductive este și el redus. Dezavantajul constă în faptul că bobina necesită o priză, ceea ce din punct de vedere tehnologic (la producție de serie), poate fi o problemă.

Punctul static al tranzistoarelor se fixează cu rezistența din sursa tranzistoarelor, în așa fel încât tranzistorul să nu fie blocat sau saturat la vîrfurile semnalului (oscilația să fie sinusoidală). Curentul ce circulă prin tranzistor nu trebuie să fie mai mare de 2-3 mA pentru a nu determina încălzirea tranzistorului și deci fuga de frecvență.

1.4 Criterii de selecție pentru elementele utilizate în oscilatoare.

Condensatoare. Pentru condensatoarele utilizate în oscilatoare există doi parametri deosebit de importanți:

- coeficientul de variație a capacității cu temperatura
- coeficientul de pierderi în dielectric ($\tan \delta$).

Coeficientul termic al condensatoarelor folosite în circuitul oscilant se alege în așa fel încât să compenseze variațiile inductanței bobinei cu temperatura.

Condensatoarele cu mică au fost o perioadă lungă de timp folosite cu precădere în oscilatoare, datorită unei variații de capacitate cu temperatura reduse ($<100 \text{ ppm}^{\circ}\text{C}$) precum și un coeficient de pierderi deosebit de redus. Actualmente foarte puțini producători de componente mai produc acest gen de

condensator, acesta avînd în raport cu alte condensatoare, un preț și un gabarit destul de mare.

Condensatorii cu dielectric styroflex au un coeficient termic redus ($-50-150 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$). Pierderile în dielectric sunt de asemenea reduse, ceea ce face foarte atractiv acest condensator pentru oscilatoare. Neajunsul acestui condensator îl constituie caracterul inductiv al acestora, ceea ce poate crea probleme la frecvențe de peste $20-30\text{MHz}$. Funcție de tipul de folie dielectrică utilizată de fabricant este, posibil ca în timp să apară o îmbătrînire și o degradare a parametrilor inițiali, în special dacă echipamentul unde sunt folosiți funcționează vreme îndelungată la temperaturi ridicate ($>70-80^{\circ}\text{C}$). Prețul acestora este foarte redus, fiind ideal pentru construcțiile ieftine.

Condensatorii ceramici. Există multe tipuri de ceramică folosite pentru condensatoare. Ceramicile de calitate permit obținerea unor coeficienți termici buni. Condensatorii ceramici "IPEE" de tip U sau P se pretează bine la realizarea oscilatoarelor avînd pierderi destul de mici chiar și la frecvențe de 1GHz . Coeficientul termic variază funcție de tip, de la -100 la $-750\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$. Ceramica de tip A are coeficient de temperatură pozitiv, condensatorii fabricați cu acest gen de ceramică plasîndu-se în circuitul oscilant în paralel cu ceilalți condensatori, pentru realizarea unei compensări globale cît mai bune.

Condensatorii ceramici cu capacități mari sunt de regulă realizați cu dielectric cu variație termică nedeterminată, fiind total contraindicați pentru folosirea în circuitul oscilant, uneori chiar și în decuplări (doar pe traseele de alimentare).

Condensatorii multistrat utilizează două tipuri de ceramică: NP0 și X7R.

Dielectricul NP0 sau C0G este astfel realizat încît are pe un domeniu de temperatură destul de întins o variație termică aproape nulă. Coeficientul de pierderi este însă ceva mai ridicat decît cel al unui condensator cu styroflex, ceea ce nu constituie o problemă, de regulă, în utilizarea în oscilatoare. Dimensiunile reduse și faptul că se fabrică și în varianta SMD, îl fac foarte indicat pentru oscilatoare funcționînd în special la frecvențe de peste 100MHz .

Dielectricul X7R este un dielectric cu coeficient termic nedefinit. Condensatoarele realizate cu acest gen de dielectric are de regulă, capacități mari. Ele se pot folosi la decuplări în oscilatoare doar pe traseele de alimentare.

Condensatoarele variabile. Condensatoarele variabile folosite în oscilatoare sunt de două tipuri:

- Cu dielectric solid
- Cu dielectric aer

Condensatoarele variabile cu dielectric solid sunt realizate prin introducerea între lamelele condensatorului a unor folii dintr-un material dielectric. Astfel se obține un gabarit redus pentru o capacitate dată, comparativ cu un condensator cu aer. Dezavantajul major îl constituie coeficientul de pierderi care este mult mai redus decât cel al condensatorilor variabili cu aer. Un alt dezavantaj îl constituie faptul că prin frecare, folia se încarcă electrostatic, descărcările electrice produse fiind percepute apoi în receptor ca niște pocnete în timpul acordului. Acest fenomen depinde de fabricantul condensatorului, de tipul de folie folosit și măsurile de antistatizare luate.

Condensatorul variabil cu dielectric aer ("variabilul cu aer") asigură cele mai ridicate performanțe în ceea ce privește coeficientul de pierderi, cât și în ceea ce privește coeficientul termic. Din aceste cauze, în oscilatoarele echipamentelor mai pretențioase nu se folosesc decât acest tip de condensatori variabili, în ciuda unui gabarit mai mare. La execuțiile foarte pretențioase se folosește uneori dublarea contactului alunecător de masă cu un arc elicoidal pentru reducerea așa numitului zgomot de frecare care poate afecta oscilatoarele cu nivel foarte redus de zgomot.

O măsură importantă este cea de utilizare a unor condensatori cu lamelele foarte curate, fără urme de praf, care afectează drastic coeficientul de pierderi.

Condensatoare semivariabile. Condensatoarele semivariabile folosite în oscilatoare sunt fie cu aer, fie cu dielectric solid din safir. Condensatoarele cu dielectric din safir se folosesc la frecvențe de peste 500MHz, putând fi folosite până la 3-4GHz

Inductanțele. Bobinele folosite în circuitul oscilant trebuie realizate pe carcase care să aibă pierderi dielectrice reduse și un coeficient de dilatare termică redus. Carcasele din polycarbonat au un preț redus și un coeficient de dilatare și pierderi în dielectric acceptabile. O altă soluție o reprezintă carcasele din teflon, material care funcționează bine la frecvențe foarte mari. Cele mai bune realizări se obțin pe carcase din ceramică de RF. Bobina se realizează cât mai strâns posibil, eventual la cald. Pentru obținerea unui Q ridicat, bobinele se realizează din sîrma mai groasă (0.5-0.8mm), eventual din platbandă de CuAg, pentru minimizarea neajunsurilor create de efectul pelicular. La frecvențe de peste 100MHz este indicată utilizarea sîrmei argintate care poate aduce o creștere a Q-ului destul de importantă.

Bobinele cu miez din ferită au neajunsul unui element în plus dependent de temperatură: miezul de ferită. Ferita utilizată trebuie să fie stabilă în timp și să nu vibreze în bobină la șocuri. Utilizarea feritei permite obținerea unor bobine cu Q bun la frecvențe joase (sub 30MHz), însă în oscilatoare miezurile deschise au capacitatea de a capta cîmpuri parazite ce modulează

apoi oscilatorul, necesitînd o ecranare foarte atentă din acest punct de vedere, eventual amplasarea la distanță de sursele de perturbații. Ceva mai bune din acest punct de vedere sunt miezurile toroidale, dar au dezavantajul imposibilității reglării inductanței.

Diodele varicap și de comutare. Există o mare varietate de diode varicap. Diodele folosite în oscilatoare trebuie să aibă rezistență serie echivalentă cît mai mică, diodele moderne avînd cca. 0.5Ω . Bătrîna diodă BB105 sau BB139 sunt diode varicap ce pot fi folosite cu succes în oscilatoarele de unde scurte sau ultracurte, pentru frecvențe mai joase folosindu-se diode de capacitate mai mare cum ar fi MVAM125 sau $\beta 413$.

Diodele de comutare se pot folosi pentru comutarea unor prize pe bobina circuitului oscilant sau a unor condensatori, cu scopul extinderii gamei de frecvență în care poate opera oscilatorul. Vechile diode BA244 sau versiunea mai nouă BA238 pot fi folosite cu succes în comutări de circuite pînă la cca. 1GHz. Parametrul esențial pentru aceste diode este rezistența dinamică serie care trebuie să fie sub 0.5Ω , pentru a nu reduce prea mult Q-ul circuitului.

O soluție modernă o reprezintă utilizarea diodelor PIN pentru comutarea circuitelor. Aceste diode au avantajul unei comportări pur rezistive la frecvențe mari. Cele mai uzuale diode PIN sunt MPN3404 sau BAR17.

Folosirea diodei de comutație reprezintă însă un compromis, care duce la scăderea stabilității și înrăutățirea în oarecare măsură a factorului de zgomot. Soluția cea mai bună (dar și cu cost maxim) este utilizarea unui oscilator pe fiecare bandă de frecvență.

Tranzistorul. Tranzistorii folosiți în oscilatoare sunt de regulă tranzistori de RF. Frecvența de tranziție se alege de cca. 10 ori mai mare decît frecvența de lucru pentru oscilatoarele ce lucrează în conexiune cu emitorul comun, în timp ce pentru schemele în bază comună e necesar să se utilizeze tranzistori cu frecvența de tranziție de 2-3 ori mai mare decît frecvența de operare. Tranzistorii bipolari au componenta de zgomot $1/f$ mai mare decît tranzistorii FET, ceea ce determină un zgomot crescut în imediata zonă a purtătoarei. Nu orice tranzistor de RF se pretează bine în oscilatoare de mare performanță, în ceea ce privește zgomotul. Tranzistorul BFY90 este un tranzistor bun de RF, cu frecvența de tranziție $>1\text{GHz}$, la frecvențe joase însă zgomotul generat de acest tranzistor crește însă considerabil (10-15dB). Un tranzistor foarte bun din acest punct de vedere este BFT66 care are performanțe la zgomot foarte bune în tot spectrul de frecvență. Un alt tranzistor bun pentru oscilatoare este 2N5179 (cu observația că tensiunea de colector maximă este de 12V!!). Componenta $1/f$ a zgomotului la bipolari se poate reduce prin plasarea în serie cu emitorul a unei rezistențe de $10\text{-}30\Omega$, ceea ce duce la reducerea semnificativă a acestui tip de zgomot.

Tranzistorii FET sunt mult mai buni decât tranzistorii bipolari uzuali, în ceea ce privește zgomotul $1/f$, tranzistori ca 2N4416A sau U310(J310) permițând obținerea unor performanțe excelente în oscilatoare cu frecvența pînă la 500-600MHz. Tranzistorii FET mai vechi gen MPF102, BFW10-11 sau 2N3819 au o dispersie parametrică mare, spre deosebire de tranzistorii menționați mai sus, motiv pentru care este bine să se evite folosirea lor.

La frecvențe de peste 700-800MHz se folosesc în oscilatoare tranzistori bipolari cu frecvența de tranziție de 4—7GHz cum ar fi BFR90 sau BFG65...67.

Rezistențele. Cele mai indicate rezistențe pentru a fi folosite în oscilatoare sunt rezistențele volumice sau cu peliculă metalică tubulară (în construcție neinductivă). Aceste rezistențe ar trebui folosite măcar în zona de semnal al oscilatorului. În lipsă, se pot folosi rezistențe cu peliculă cu carbon (IPEE tip RCG1025) care uneori pot fi utilizate în oscilatoare pînă la 800-900MHz (cazul tunerelor TV). Folosirea rezistențelor cu carbon spiralate în oscilatoare cu frecvențe peste 100-150MHz poate crea însă probleme și dacă este posibil, trebuie evitate.

O soluție modernă este să se utilizeze rezistențe SMD la frecvențe mari, acestea avînd inductanța și capacitatea parazită mult mai mici decât componentele clasice. Aceste componente se folosesc la frecvențe de pînă la 10-20GHz.

Diode stabilizatoare de tensiune. Diodele stabilizatoare de tensiune (Zener) sunt frecvent utilizate pentru stabilizarea tensiunii de alimentare a oscilatoarelor. Tensiunea stabilizată depinde însă, de temperatura de funcționare a diodei. Așa numitul coeficient termic al diodei depinde mult de tensiunea pentru care a fost făcută dioda. Acest coeficient este negativ pentru diodele sub 6,2V și pozitiv pentru tensiuni mai mari. Pentru valoarea de 6,2V diodele Zener au un coeficient de variație redus. Este recomandabil ca în situația cînd este necesară o tensiune mai mare, să se înserieze diode cu tensiune mai mare de 6,2V cu diode cu tensiunea sub această valoare, astfel încît să se compenseze reciproc. Există diode speciale termocompensate dar care sunt mult mai scumpe decât diodele obișnuite și nu se folosesc decît în construcțiile pretențioase (cu o singură excepție: dioda ZTC33 folosită la polarizarea diodelor varicap din tunerale TV care asigură o tensiune de cca. 33V cu un coeficient termic de $\pm 0.5 \times 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$)

Diodele Zener au o deficiență majoră însă: generează zgomot ! Din această cauză sunt necesare decuplări care să fie eficiente pe un spectru extins de frecvență, utilizîndu-se de obicei un condensator electrolitic de min. 10 μF în paralel cu un condensator de 0.1 μF . Pentru a funcționa corect, dioda Zener trebuie polarizată cu curentul specificat de fabricant, în caz contrar tensiunea

rezultată va fi mai mică decât cea indicată și stabilizarea tensiunii va fi mai redusă.

1.5 Considerații tehnologice și constructive

Chiar dacă se utilizează o schemă performantă, pentru a se obține maximum de performanțe de la un oscilator este necesară o construcție îngrijită și robustă, cu utilizarea unor piese de calitate. Din punct de vedere constructiv, este necesar să se urmărească cu prioritate o serie de obiective:

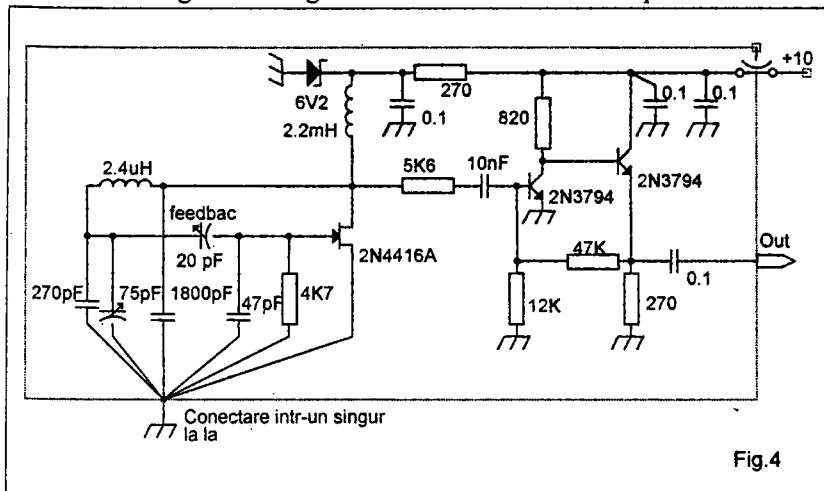
1. Cablajul imprimat va avea traseele în zona circuitului oscilant cu dimensiuni minime.
2. Zona de masă va fi astfel gândită încât componentele din circuitul oscilant și tranzistorul oscilator să fie conectate într-un punct comun (conceptul de masă stelată).
3. Dacă se utilizează cablaj dublu placat se are în vedere reducerea capacităților parazite între traseele de pe straturi diferite ce ar putea influența frecvența de oscilație.
4. Bobina folosită în circuitul oscilant va avea Q-ul maxim posibil, pentru a se obține un semnal cu zgomot redus.
5. Oscilatorul se ecranează cu o carcasă metalică etanșă, intrările pentru tensiunea de comandă varicap și alimentare fiind făcute prin condensatoare de trecere.
6. Ecranul trebuie să fie față de bobină la o distanță mai mare de două ori decât diametrul bobinei pentru a nu influența circuitul oscilant în nici un fel.
7. Oscilatorul se amplasează în echipamentul în care funcționează, cât mai departe de câmpurile electromagnetice puternice (transformatoare, finale de emisie).
8. Oscilatorul se separă în mod obligator de mixer printr-un etaj buffer, pentru a preveni modificarea frecvenței de oscilație cu variația impedanței sarcinii.

1.6 Scheme practice de oscilatoare pentru frecvențe sub 100MHz

În continuare sunt prezentate câteva scheme cu performanțe foarte bune în ceea ce privește zgomotul și stabilitatea de frecvență.

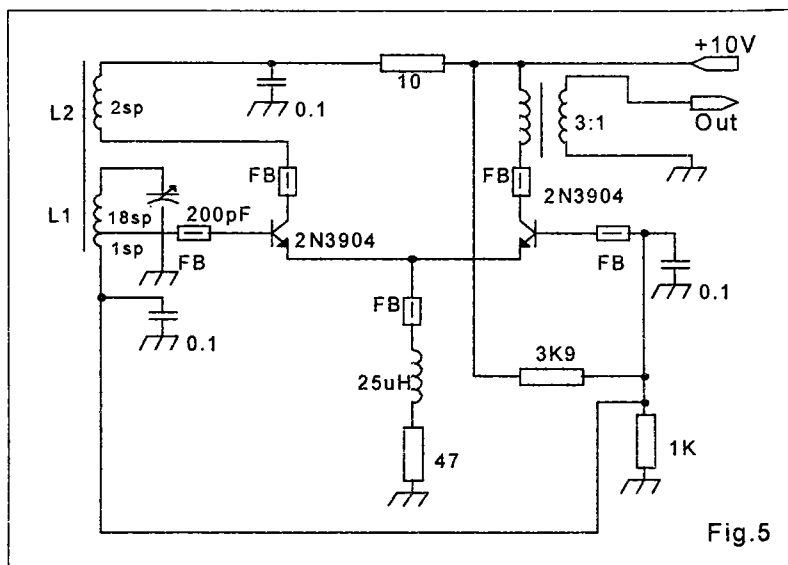
În fig.4 este prezentată schema unui oscilator Vakar-Tesla, așa cum a fost descrisă cu mai bine de 20 de ani în urmă de către Peter Martin –G3PDM.. Se remarcă din modul în care este prezentată schema, faptul că în zona oscilatorului nu se folosește decât un singur punct de masă. În schema originală mai era utilizat un trimer pentru compensare termică de construcție specială,

care este însă greu de găsit. Folosind însă componente de calitate,



performanțele oscilatorului vor fi excelente. Trimerul de reacție (cu aer) se reglează pentru cea mai mică valoare care permite o oscilație stabilă și cu o amplitudine rezonabilă. Întreaga construcție se ecranează, iar ecranul se leagă la masă cu montajul oscilatorului într-un singur punct, în zona condensatorului variabil. Oscilatorul este prevăzut cu un etaj de separare (buffer) realizat cu două tranzistoare ce asigură o bună separare față de sarcină. Circuitul operează pe o frecvență de cca. 6MHz și asigură o stabilitate foarte bună. După primul minut de la conectarea alimentării fuga de frecvență este de cca. 500Hz, după care stabilitatea de frecvență este de cca. 2Hz în 30 min.!

În fig.5 este prevăzut un oscilator de zgomot redus care are mai bine de 20 de ani de la prima publicare. Oscilatorul a fost pus la punct de Linley Gumm K7HFD și prezintă un nivel de zgomot deosebit de redus, însă pentru atingerea acestui obiectiv a fost sacrificată în oarecare măsură stabilitatea oscilatorului. Schema utilizează un circuit diferențial, ce funcționează în regim de limitare pe o alternanță (cu evitarea saturării!!). Oscilatorul funcționează în clasă C, ceea ce înseamnă că tranzistorul conduce doar pe vîrfurile unei alternanțe. Aceasta asigură o șuntare redusă a colectorului asupra înfășurării de reacție și implicit asupra circuitului oscilant. Semnalul de pe circuitul oscilant este luat de pe o priză foarte aproape de capătul rece al circuitului oscilant, ceea ce asigură o șuntare redusă a circuitului oscilant de către intrarea tranzistorului.



Ideea de bază este să se obțină o tensiune cât mai mare în circuitul oscilant, pentru a crește raportul semnal/zgomot. Tensiunea în baza tranzistorului nu poate depăși câțiva volți pentru a nu afecta integritatea tranzistorului oscilator. Cu toate, această tensiune pe întregul circuit oscilant poate ajunge la cca. 50V!

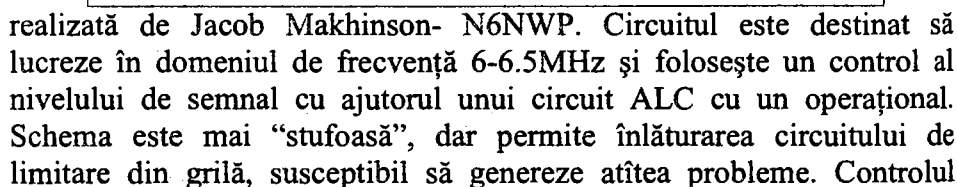
Regimul de lucru al tranzistorului se alege cu grijă pentru a nu permite saturarea acestuia la vîrfuri de semnal. Aceasta pentru că la saturație, tranzistorul prezintă o impedanță de intrare și ieșire redusă, care ar afecta Q-ul circuitului. Atît reducerea Q-ului cît și tranzistorul în regim de saturație, determină scăderea rapidă a performanțelor la zgomot.

Verificare modului de lucru al tranzistorului se poate face ușor cu un osciloscop plasat în colectorul și în emitorul tranzistorului oscilator. O altă cale (indirectă) de a determina dacă regimul de lucru este corect, se poate face variind tensiunea de alimentare. Se observă nivelul semnalului de ieșire, acesta trebuind să rămână aproape constant la variația tensiunii de alimentare.

Modul de lucru al acestui oscilator nu permite obținerea unui semnal foarte curat în ceea ce privește armonicile generate, dar acolo unde este cazul, se poate utiliza la ieșire un filtru trece jos pentru reducerea nivelului armonicilor la valoarea dorită. Oricum, tranzistorii folosiți și eventual miezul circuitului de ieșire nu vor permite armonici pe o întindere spectrală foarte mare.

Un dezavantaj este faptul că tensiunea pe circuitul oscilant fiind mare, nu se pot folosi diode varicap obișnuite pentru controlul frecvenței într-o buclă PLL. O soluție (netestată) ar fi să se utilizeze mai multe diode varicap de

Fig.8 prezintă o versiune a schemei precedente care a fost



nivelului se face prin variația transconductanței tranzistorului la modificarea punctului static de funcționare al acestuia.

Trimerul (cu aer) plasat pe circuitul oscilant permite ajustarea centrului benzii în care lucrează oscilatorul

Bufferul realizat cu J310 și apoi bufferul push-pull realizat cu cei doi bipolari asigură o foarte bună separare a oscilatorului de circuitul de sarcină. Pentru reducerea nivelului armonicilor la ieșire este folosit un filtru trece jos, ce are frecvența de tăiere de 7MHz.

1.7 Scheme practice de oscilatoare pentru frecvențe între 100MHz și 1GHz

Titulatura de mai sus nu înseamnă o încadrare în frecvență foarte strictă în limitele menționate, schemele prezentate putând opera în anumite condiții

foarte bine și la 50MHz sau la 1.2GHz.

Oscilatorul din fig.8 funcționează în domeniul 130-200MHz și este realizat cu un tranzistor ieftin: BF509 (BF506) PNP.

Montajul în bază comună permite o mai

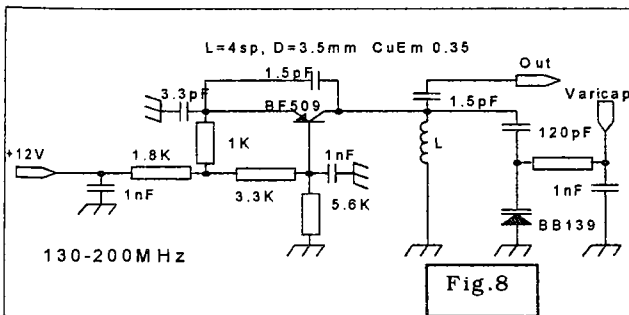


Fig.8

bună exploatarea a caracteristicilor tranzistorului, permițând operarea mai aproape de frecvența de tăiere. Utilizarea acestor tipuri de scheme este o caracteristică pentru frecvențele peste 100MHz, avînd în vedere faptul că în montaj cu emitorul comun frecvența de lucru a tranzistorului nu depășește 1/10 din frecvența de tranziție. Evident se poate utiliza un tranzistor cu frecvențe de

tăiere mult mai mare dar și costurile vor crește, fără a se obține performanțe mai bune. La aceste frecvențe bobinele se realizează de regulă fără carcasă, din această cauză fiind necesară rigidizarea

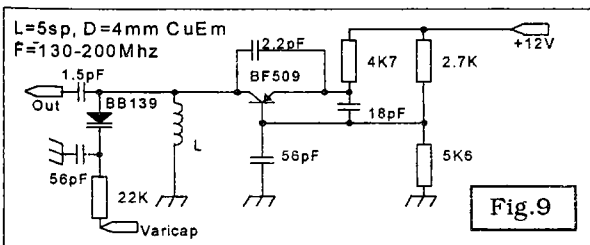
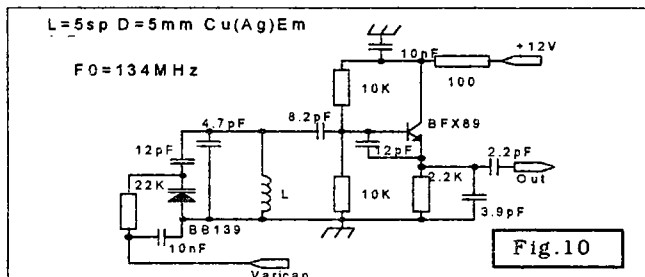


Fig.9

bobinei de cablaj cu ceară de RF, cu scopul de a minimiza efectul vibrațiilor și șocurilor mecanice asupra frecvenței de oscilație. Cu cît crește frecvența, grosimea sîrmei utilizate crește. Utilizarea sîrmei argintate devine obligatorie la frecvențe de peste 300-400MHz datorită creșterii ponderii efectului pelicular.

Toate schemele prezentate se acordă cu ajutorul varicapurilor, ceea ce face ușoară utilizarea acestora într-o buclă PLL. De fapt stabilitatea care se obține la aceste frecvențe nu mai este suficientă pentru emisiunile cu spectru îngust de frecvență, motiv pentru care utilizarea sintezei de frecvență la aceste frecvențe este un fapt comun.

Schema din fig.9 este o variantă a schemei precedente și are performanțe identice.

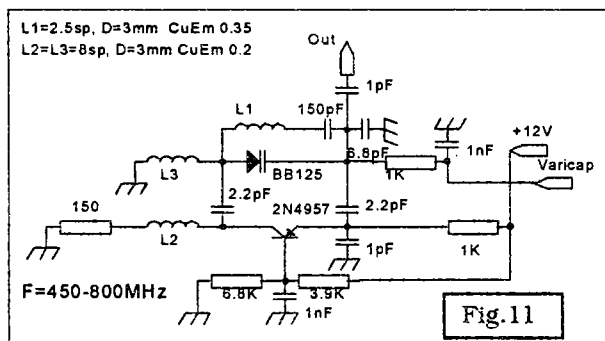


Schema din fig.10 utilizează un tranzistor de tip BFX89, ce are o frecvență de tranziție de peste 1GHz. Performanțele schemei din punct de vedere al zgomotului sunt mai reduse decât la schemele anterioare (cu

tranzistori PNP), schema pretîndu-se în execuțiile puțin pretențioase.

Schema din fig.11 prezintă un oscilator destinat să lucreze în banda de

frecvență 450-800MHz ce folosește un tranzistor de tip 2N4957. Performanțele la zgomot sunt bune.



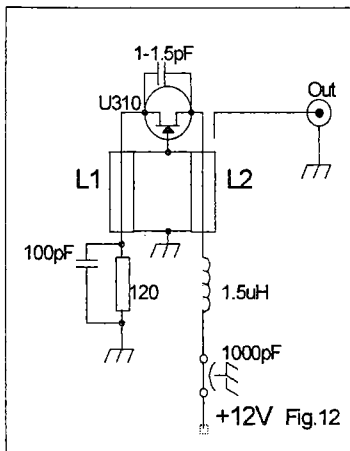
Oscilatorul din fig.12 utilizează un tranzistor de tip FET de tip U310 (J310) într-o structură mai puțin obișnuită. Oscilatorul folosește linii coaxiale.

Tranzistorul folosit are o transconductanță mare în montaj cu grila la masă, ceea ce-i asigură o rezistență redusă de zgomot. Mai mult, punînd la masă grila, zgomotul cauzat de scurgerile de curent prin grilă (sau rezistența din grilă) este redus considerabil. Pentru frecvența de 750MHz la care lucrează acest oscilator, este probabil unul dintre cele mai "curate" în ceea ce privește zgomotul generat.

Schema utilizează două circuite rezonante (linii coaxiale), oscilația fiind asigurată de reacția introdusă de condensatorul de 1-1.5pF dintre drenă și sursă. Calculul lungimii liniei este relativ dificil și se bazează pe utilizarea diagramelor Smith. La frecvența de lucru indicată se folosesc segmente de linie

coaxială de 75Ω cu lungimea de 3.2cm (0.081λ). Prin variația tensiunii de alimentare de la 10V la 25V frecvența variază de la 725MHz la 763MHz. Nivelul de zgomot este de -146dBc/Hz la 5KHz de purtătoare.

Un oscilator integrat este circuitul Maxim MAX2620. Acest circuit acoperă gama 650-1050MHz, funcționând cu alimentare de 3V ceea ce-l face ideal pentru telefonie celulară. Nivelul de zgomot este de -110dBc/Hz la un offset de 25KHz la frecvența de 900MHz. Circuitul necesită doar câteva componente externe și are și două ieșiri bufferate.



Din punct de vedere tehnologic, este necesar să se utilizeze trasee cât mai scurte și toate elementele se plantează pe cablaj cu terminalele cât mai scurte. La frecvențe peste 400MHz, capacitățile suplimentare introduse de circuitul imprimat devin deranjante, motiv pentru care cablajul se

găurește (o gaură $\Phi=3$) în dreptul tranzistorului, pinii acestuia trecând printr-o singură gaură și se lipesc direct la trasee.

Utilizarea rezistențelor și condensatoarelor SMD poate asigura reducerea drastică a cuplajelor parazite între componente, datorită dimensiunilor foarte mici ale acestora.

1.8 Oscilatoare pentru banda 1GHz –2.5GHz

Realizarea oscilatoarelor la frecvențe de peste 1GHz ridică o serie de probleme legate de componentele folosite. Fără a se utiliza materiale de cea mai bună calitate nu este posibilă obținerea unor rezultate acceptabile. Aceasta include atât componentele cât și cablajul imprimat, care trebuie să nu aibă pierderi deranjante la frecvența de lucru. În această bandă de frecvență încă nu este totuși necesar să se folosească cablaj pe suport din teflon sau ceramic care este deosebit de scump, clasicul cablaj FR4 de calitate fiind utilizabil. Condensatorii de decuplare nu mai au terminale, lipindu-se direct pe armături. Aceleași recomandări sunt valabile și pentru ceilalți condensatori și rezistențe folosite. Dacă este posibil se vor folosi componente SMD. În mod obligatoriu zona dintre terminalele tranzistorului se decupează, pentru a nu crește capacitățile parazite dintre terminale. Practic, la aceste frecvențe, cablajul are mai mult rol de suport, fiind utilă montarea

În fig.14 este prezentată schema unui oscilator ce funcționează în aceeași gamă de frecvență. Spre deosebire de precedenta, aici este prezentat și etajul separator, ce lucrează în conexiune cu baza la masă.

Diodele varicap folosite sunt cele indicate în schemă, la nevoie însă se pot folosi și diodele BB125 ce au fost utilizate în selectoarele de canale TV, cu o ușoară scădere a performanțelor la zgomot, precum și reducerea cu cca. 3dB a tensiunii generate la ieșire.

Pentru gama frecvențelor de peste 500Mhz există astăzi un mare număr de producători de oscilatoare realizate în carcase de mici dimensiuni sau chiar SMD (13x13x2.5mm), cu prețuri de 10-20\$ bucata și cu nivele de zgomot acceptabile pentru cele mai multe aplicații de clasă medie.

Bibliografie:

- | | | | |
|----|-----------------|--------------------------------|-------------------------|
| 1. | Ed. Oxner | FET's in low noise oscillators | Siliconix |
| . | | | application note D173-2 |
| 2. | Jacob Makhinson | A Drift Free VFO | QST/dec.96 |
| 3. | Ulrich Rohde | Key Components | QST/Jun. 94 |
| 4. | ***** | ARRL HandBook 1997 | |
| 5. | ***** | VCO Designer HandBook | Mini-Circuits |

2. Oscilatoare cu cristal de cuarț

Cristalul de cuarț este una dintre componentele electronice cu o longevitate ieșită din comun, fiind folosit pe scară mare în aparatura profesională încă din anii '30. Diferențele în timp au apărut în ceea ce privește utilizarea generalizată a cristalului de cuarț sintetic, care permite o mai bună reproductibilitate a rezonatorilor realizați pe scară industrială, comparativ cu cristalul de cuarț natural ce a fost folosit inițial. Capsulele, respectiv monturile cristalelor, au devenit în timp mai mici, pretîndu-se foarte bine la aparatura miniaturizată. Tăierea cristalului se face după anumite axe geometrice, funcție de performanțele dorite de la un cristal. Cele mai uzuale sunt cristalele cu tăietură AT, în ultima vreme impunându-se însă, din ce în ce mai mult, cristalele cu tăietură SC.

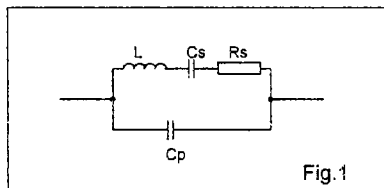
Două sunt calitățile de excepție ale cristalelor de cuarț:

- Factorul de calitate deosebit de mare al rezonatorului
- Stabilitatea termică foarte bună a parametrilor cristalului

De aici rezultă și aplicațiile cele mai uzuale pentru rezonatoarele cu cuarț: oscilatoare cu mare stabilitate a frecvenței și filtre cu selectivitate mare.

Schema echivalentă a unui rezonator cu cuarț este dată în fig.1. Ceea ce îl face deosebit față de un circuit LCR oarecare sunt valorile elementelor echivalente.

L este inductanța echivalentă și are valori uzuale cuprinse între 10-100mH



R_s este rezistența serie echivalentă a rezonatorului și are valori cuprinse între 10Ω și 200Ω . Valoarea depinde de frecvență, dar și de acuratețea tehnologică în realizarea rezonatorului

C_p este capacitatea paralelă a rezonatorului ce depinde de tipul capsulei și a monturii folosite. În cazul capsulelor miniaturale metalice, capacitatea parazită C_p este de 2-10pF (val. tipică: 7pF). În scopul minimizării capacității C_p , la cristalele destinate să lucreze la frecvențe mari se utilizează uneori capsule de sticlă. Avînd în vedere că un rezonator cu cuarț este un dispozitiv rezonant serie, capacitatea parazită C_p introduce o frecvență suplimentară de rezonanță numită frecvență de rezonanță paralel și care este ceva mai mare decît frecvența oscilației de bază (numită și frecvență de oscilație serie). Această capacitate parazită C_p are deci efecte importante în realizarea unui oscilator, dar efecte mai importante se remarcă la realizare filtrelor, unde trebuie folosite metode de compensare a acestei capacități.

Capacitatea serie C_s are valori cuprinse între 8fF (la cristale sub 1,5MHz) și 300fF (la cristale cu frecvența de 100MHz).

Valorile practice pentru un cristal modern sunt:

$R_s = 42$, $L = 0.01H$, $C_s = 0.304pF$, $C_p = 2pF$, pentru un cristal destinat să lucreze pe 91.2MHz

În mod evident, cu un raport atît de mare L/Q și cu o rezistență redusă comparativ cu reactanța mare a bobinei echivalente, Q -ul rezonatorului va fi foarte mare.

Calculînd factorul de calitate $Q = \frac{2\pi fL}{R} = 137000$

Cu scopul de a reduce frecările rezonatorului cu aerul, se realizează și rezonatoare în monturi vidate, ce permit obținerea unui Q de peste două ori mai mare.

La frecvențe joase, (5MHz) în monturi vidate, este posibilă obținerea unui Q de cca. 2×10^6 , pentru cristale destinate referințelor de precizie.

Cu ajutorul cristalelor de cuarț se pot realiza oscilatoare pe frecvențe cuprinse între frecvența de rezonanță serie și cea paralelă.

Cristalele de cuarț se realizează actualmente pentru frecvențe de oscilație cuprinse între cîteva zeci de KHz și 1- 30MHz pentru cristalele cu tăietură AT. Frecvența de oscilație este dată de grosimea cristalului de cuarț, peste 30 MHz cuarțul devenind atît de subțire încît există riscul spargerii. Ca informație, la 30MHz un cristal are 55μm grosime. Peste frecvența de 30MHz se utilizează cuarțuri special tăiate pentru a rezona pe frecvențe armonice. Limita pentru aceste cuarțuri ce pot funcționa pe armonica a treia sau a cincea este de 150-200MHz. Acest mod de operare armonic se mai numește și “overtone”.

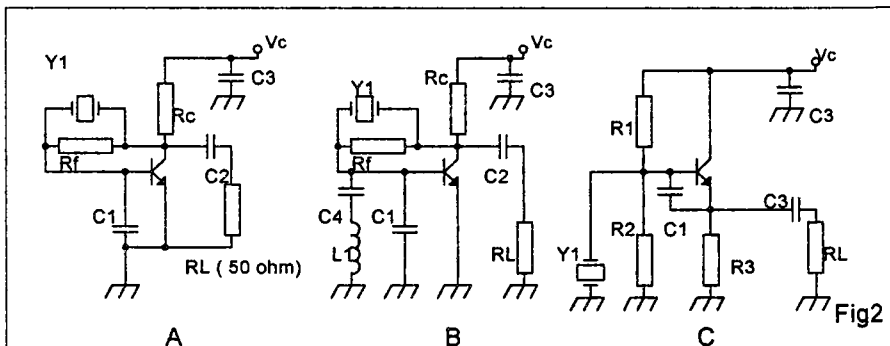
Relativ recent, o nouă tehnologie: Tab-mesa Technology (TmT), a permis obținerea de rezonatori cu dimensiuni extrem de mici, ce oscilează pe fundamentală în domeniul 40-200MHz sau overtone pînă la 600MHz. Dimensiunea acestor cristale este similară rezonatorilor piezo folosiți pentru ceasuri (2x5mm). La aceste frecvențe mari se mai folosesc actualmente rezonatori SAW (cu undă acustică de suprafață), dar care au o stabilitate termică și un Q mult mai redus decît cel al oscilatoarelor cu cristal.

Calitățile de excepție ale oscilatoarelor cu cristal, precum și dimensiunile din ce în ce mai mici la care au ajuns, au dus la utilizarea acestora pe scară generalizată în aparatura electronică: de la aparatura de telecomunicații radio și TV, la tehnica de calcul și echipamente de automatizări.

2.1 Scheme de oscilatoare cu cuarț

Schema principală din fig.2A reprezintă un oscilator Pierce ce lucrează pe fundamentală. Acest circuit este unul dintre cele mai folosite în oscilatoarele cu cristal și operează cu cristalul ca element inductiv. Asigură distorsiuni reduse pe sarcina RL, dacă punctul static al tranzistorului a fost corect ales. Polarizarea circuitului se face simplu: se alege R_c pentru curentul dorit (2-5mA), iar $R_f = 50 \times R_c$. Aceasta va asigura o tensiune în colector de $1/2 V_c$. C_1 se alege pentru a prezenta o reactanță de 50-200 (la frecvența de lucru). La frecvența de oscilație: $X_{c1} + X_{c2} = X_e$, unde X_e este reactanța inductivă a rezonatorului Y, iar X_{c1} și X_{c2} sunt reactanțele capacităților C_1 și C_2 . Pentru ajustări fine ale frecvenței C_1 , poate fi făcut semireglabil. Eventual, în paralel cu C_1 , se poate pune un varicap pentru a permite ajustarea frecvenței sau compensarea termică.

Schema din fig.2B reprezintă un oscilator Pierce overtone. Așa cum s-a mai afirmat, cristalele cu tăietura AT pot fi operate pe armonici mecanice impare, tipic armonica a treia sau a cincea, cu scopul de a se atinge frecvențe de operare mai mari. Comparînd schema cu cea din fig.2A, se observă că pentru a



forța operarea pe o frecvență armonică s-a introdus un circuit acordat pe frecvența armonicii a treia sau a cincea. C_4 este un condensator cu valoare mare, pentru blocarea componentei continue, frecvența de rezonanță a circuitului fiind dată de $L1-C1$.

Se calculează $L1$ și $C1$ astfel încît:
$$\frac{1}{2\pi L_1 C_1} = 3F_1, \text{ unde } F_1 \text{ este}$$

fundamentală cristalului. (în fapt, dacă avem un cristal de 48MHz putem cu siguranță, presupune că e vorba de un overtone, așa încît vom acorda circuitul direct pe frecvența înscrisă pe cristal)

De asemenea raportul: $\frac{X_{L1} X_{C1}}{X_{L1} + X_{C1}}$ trebuie ales astfel ca la 3F1 să aibă valori cuprinse între $-50j$ și $-150j$ (unde $X_{L1}=j(L1)$, $X_{C1}=1/j(C)$)

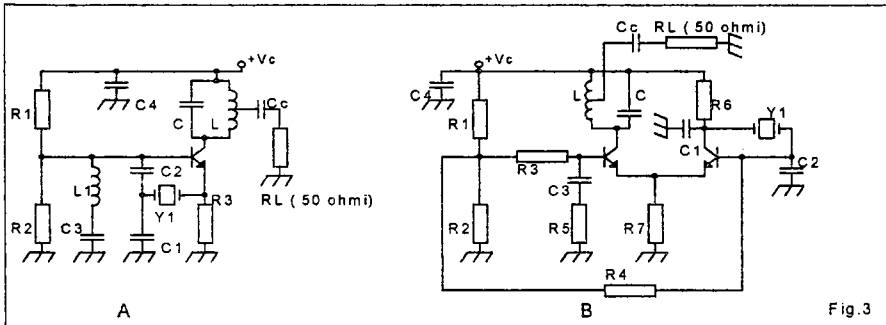
Un alt oscilator foarte popular, prezentat în fig.2C, este oscilatorul Colpitts ce rezonază pe fundamentală. Oscilatorul Colpitts are un pin al cristalului la masă și similar oscilatorului Pierce, rezonază cu ajutorul combinației între C1 și C2.

Reactanța lui C2 este de regulă, mai mică decât R3 dar mai mare decât RL. C1 este de obicei mai mic sau egal cu C2. Ca o curiozitate RL se poate plasa în serie cu rezonatorul, avînd în vedere că impedanța acestuia este semnificativ mai mare decât cea a sarcinii.

Într-un mod similar oscilatorului overtone Pierce și oscilatorul Colpitts poate fi transformat în oscilator overtone.

Oscilatorul Colpitts se pretează ușor (avînd un terminal al cristalului la masă), la controlul frecvenței cu ajutorul unei diode varicap înseriate cu cristalul spre masă. În acest fel se poate ajusta, în limite restrînse, frecvența cristalului.

Fig.3A prezintă un oscilator Butler. La frecvențe ridicate sau în modul overtone, este dificil de asigurat pentru rezonator o impedanță pur inductivă care să-i asigure un Q mare. Este deci necesar ca rezonatorul să poată opera lînga F_s (frecvența de rezonanță serie), unde impedanța rezonatorului are un caracter pur rezistiv. Oscilatorul Butler operează cristalul în modul serie, la un nivel redus, ceea ce-i asigură o bună stabilitate.

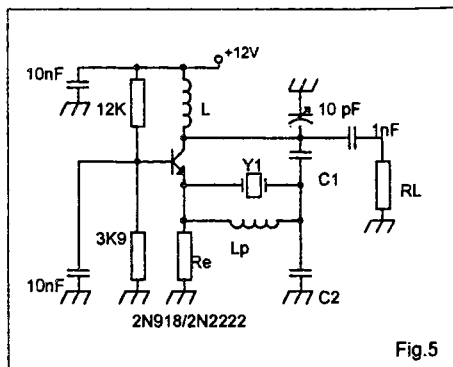
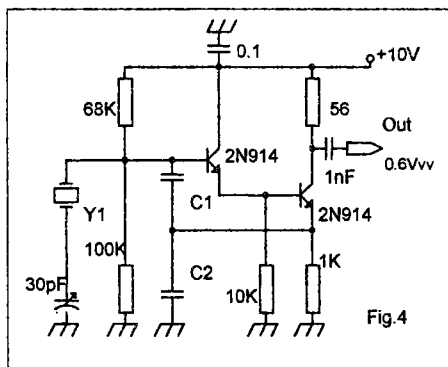


armonici), sarcina RL fiind cuplată prin capacitatea C_c pe o priză a bobinei. În situația operării pe fundamentală, circuitul de ieșire poate fi un transformator de impedanță de banda largă.

Fig.3B prezintă o structură de oscilator Pierce în montaj diferențial. Acest gen de schemă se pretează în mod deosebit la lucrul pe frecvențe armonice. Circuitul de ieșire este acordat pe frecvența armonică dorită (3, 5 sau chiar 7), aceasta datorită proprietăților de multiplicator foarte bune ale montajului diferențial, cînd lucrează în regim de limitare. Pentru a se asigura un nivel mare al semnalului în baza tranzistorului oscilator, C_1 și C_2 au valori egale.

2.2 Scheme practice de oscilatoare cu cristal

Există o multitudine de aplicații posibile pentru oscilatoarele cu cristal. Funcție



de necesitățile aplicației se alege o schemă cu performanțe mai ridicate sau mai reduse. Este neproductiv să se folosească un oscilator cu cristal termostatat cu zgomot de fază redus, în locul unui banal oscilator, într-un echipament de automatizare.

În fig.4 și fig.5 sunt prezentate

Tab.1

Frecvența	C1 (pF)	C2(pF)
3-6MHz	560	470
6-15MHz	560	220
16-30MHz	220	100

Tab.2

	75MHz	120MHz	150MHz	200MHz
C1(pF)	8	8	5	3
C2(pF)	100	50	25	20
Ic(mA)	25	25	5	5
Re	510	390	1K1	1K1
RL	470	300	600	600
Lp(μH)	0.25	0.10	0.08	0.05

două oscilatoare recomandate de firma KVG pentru rezonatorii cu cristal. Sunt prezentate valorile componentelor care se modifică funcție de frecvență. Valorile respective

sunt pentru cristalele produse de această firmă, dar cu mici variații, sunt valabile pentru orice cristal.

Oscilatorul din fig.4 este de tipul Colpitts. Structura Darlington utilizată asigură o impedanță ridicată la intrare, ceea ce permite folosirea unor valori mai mari pentru C1 și C2. Rezultă astfel o influență redusă a tranzistorului asupra frecvenței de oscilație. Pentru ajustarea exactă a frecvenței cristalului de cuarț, a fost prevăzut un trimer serie de 30pF. Nivelul de reacție în acest gen de oscilatoare trebuie să fie doar strictul necesar pentru a se amorsa și întreține oscilația, în caz contrar, existînd pericolul obținerii unui semnal puternic distorsionat, eventual o oscilație pe o frecvență parazită a cristalului de cuarț. Acest gen de oscilatoare aperiodice (care nu folosesc circuite oscilante pentru selecția frecvenței dorite), sunt susceptibile să oscileze ușor pe armonici sau frecvențe parazite ale cristalului, în special la frecvențe peste 10MHz, ceea ce poate constitui un dezavantaj. Asigurarea unui regim de lucru corect pentru tranzistor și a unui nivel de reacție adecvat, este obligatorie pentru obținerea unui semnal “curat”.

Oscilatorul din fig.5 este o schemă foarte cunoscută ca oscilator “overtone”. Structura utilizată este de oscilator Butler cu baza la masă. Prin utilizarea unor cristale adecvate se obțin frecvențe de oscilație de pînă la 200MHz, prin rezonanță pe armonica a treia, a cincea sau chiar a șaptea. Nivelul semnalului furnizat scade însă cu armonica utilizată. La operarea pe frecvență overtone trebuie avută în vedere creșterea rezistenței echivalente serie a rezonatorului cu cuarț de pînă la 10 ori. Q-ul rezonatorului scade și el de tot atîtea ori, ceea ce va duce la o stabilitate mai redusă și un nivel mai ridicat al zgomotului de fază. Cu toate acestea, performanțele oscilatoarelor cu cristal ce lucrează chiar și pe armonica șaptea, rămîn suficient de bune pentru cele mai multe aplicații. Capacitatea paralelă a rezonatorului la frecvențe mari, începe să aibă efecte foarte neplăcute, care pot duce la imposibilitatea oscilației pe anumite frecvențe. În această situație, capacitatea paralelă a cristalului se compensează cu ajutorul unei inductanțe puse în paralel cu cristalul. Valoarea acestei inductanțe se calculează cu formula:
$$L_p = \frac{1}{\omega^2 C_p}$$

Inductanța L_p trebuie să aibă un Q redus, așa încît bobinarea ei pe o rezistență de 10K(0.5W) poate fi o soluție foarte bună.

În tabelul 2 sunt prezentate valorile recomandate pentru elementele variabile ale oscilatorului funcție de frecvența de lucru.

Se observă modul în care este modificat regimul de lucru al tranzistorului la creșterea frecvenței și trecerea de la un ordin de multiplicare la

altul. Capacitatea semireglabilă de 10 pF servește la ajustarea fină a frecvenței de oscilație a cristalului.

Ca regulă generală, frecvența de tăiere necesară pentru tranzistorul folosit se ia de cca. 10 ori mai mare decât frecvența de lucru la montajele în emitor comun și de cca. 3-5 ori la cele în bază comună.

O analiză comparativă asupra diverselor scheme de oscilatoare "overtone", relevă posibilitatea utilizării cu rezultate bune a trei tipuri de scheme, pentru care principalele rezultate sunt prezentate în tab.3

Tab.3

Criteriul	Butler colector comun	Butler baza comuna	Colpitts armonic
Stabilitate	Buna	Buna	Buna
Zgomot de fază	Buna	Buna	Buna
Putere pe fundamentală	Redusa	Redusa	Buna
Putere pe armonici	Redusa	Redusa	Buna
Consum	Mare	Mare	Redus
Ajustabilitate	Redusă	Foarte redusă	Buna

Evident, pentru lucrul în portabil, unde nivelul consumului este de mare importanță, este de preferat oscilatorul Colpitts armonic, cu ieșirea pe colector.

2.3 Oscilatoare cu cristal, de zgomot redus

Pentru obținerea unui nivel de zgomot de fază redus, este necesar să se urmărească cu prioritate câteva obiective:

- Nivelul de excitație trebuie să fie mărit la cca.100-500 μ W
- Șuntarea rezonatorului trebuie să fie minimă, pentru a permite lucrul cu Q maxim.
- Schema și componentele folosite trebuie alese cu grijă

Cerința unui nivel de excitație ridicat, are însă drept efect scăderea stabilității pe termen lung.

Montajul ales nu trebuie să producă o scădere a factorului de calitate cu mai mult de 15-20% din valoarea sa inițială. Din acest punct de vedere, schemele ce permit rezonanța serie a cristalului sunt cele mai indicate.

Componentele folosite trebuie alese cu grijă în ceea ce privește nivelul de zgomot pe care îl pot genera.

- Tranzistoarele bipolare generează zgomot în primul rând în joncțiunea bază-emitor. Tranzistoarele NPN au din acest punct de vedere un nivel de zgomot mai ridicat decât cele PNP. Rezistența intrinsecă a bazei trebuie să fie cât mai mică, condiție îndeplinită de o serie de tranzistori ce lucrează la frecvențe mari.
- Tranzistorii MOS-FET au un nivel de zgomot destul de important în oscilatoare, determinat în principal de zgomotul $1/f$ (la frecvențe joase), dar și de zgomotul termic (la frecvențe mari)
- Tranzistoarele FET au zgomotul cel mai redus, comparativ cu tranzistoarele MOS-FET și bipolare. Practic se constată cele mai bune rezultate la FET-urile ce lucrează la curenți mai mari (ex. CP643 sau chiar KP903b).

Schema aleasă trebuie să nu permită lucrul în regim de saturație pentru tranzistorul oscilator, nici măcar pentru vîrfurile de semnal, deoarece se constată o creștere importantă a nivelului de zgomot cînd tranzistorul ajunge la saturație. Explicația constă în faptul că impedanța de intrare a tranzistorului scade drastic la saturație, cu efecte asupra scăderii Q-ului rezonatorului. De regulă, schemele cu un singur tranzistor nu permit controlul nivelului oscilației și ajung ușor, datorită nivelului mare al oscilației, să satureze măcar la vîrf de semnal tranzistorul oscilator. Buclele de reglaj automat al nivelului pot introduce ele însele zgomot de fază, așa încît cea mai bună soluție o constituie utilizarea unei puternice reacții negative.

O schemă care are parametri foarte buni este prezentată în fig.6. După cum se observă, schema conține două etaje, ce utilizează o reacție negativă puternică. Tranzistorul oscilator lucrează în clasă A, la un curent de cca. 5mA. Tranzistorul T2 lucrează la un curent de 0.8mA și se saturează primul în situația

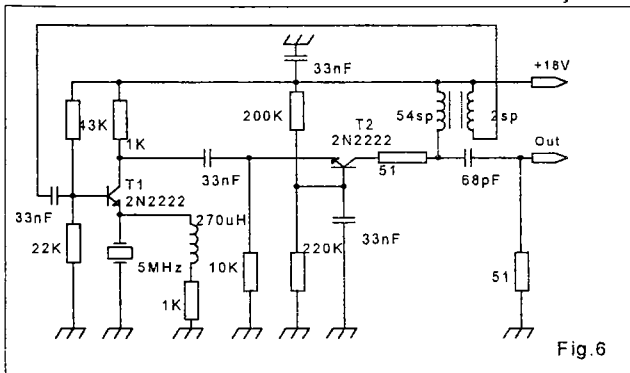


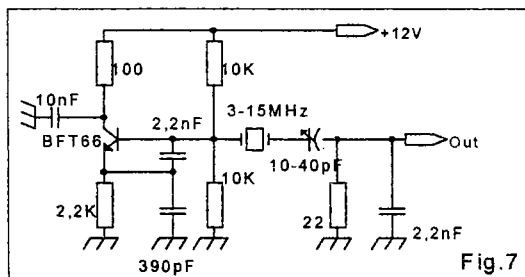
Fig.6

crește nivelul semnalului peste o anumite valoare, ceea ce va determina scăderea amplitudinii oscilației generate de T1. Cristalul disipă aici cca. $85\mu\text{W}$, nivelul de ieșire fiind de cca. $0.4V_{ef}$. Schema duce totuși la o scădere a

factorului de calitate Q al rezonatorului cu cca. 50%. În mod paradoxal, cu cît rezistența serie a cristalului va fi mai mare (deci un cristal mai prost), cu atît nivelul de zgomot generat va fi mai redus, această rezistență introducînd o

reacție negativă proporțională cu valoarea acesteia. Limitarea amplitudinii la ieșirea lui T2 se poate face și cu diode Shottky în antiparalel, datorită nivelului redus al zgomotului 1/f la aceste componente.

Schema de mai sus se poate realiza (cu polarizarea adecvată) și cu



tranzistori FET, ce vor asigura performanțe mai bune în privința zgomotului. Nivelul de zgomot ce se obține cu acest oscilator este de 145dBc/Hz la 100Hz de purtătoare.

O altă schemă cu nivel redus de zgomot este prezentată în fig.7

Schema utilizată, este un oscilator Colpitts la care se înseriază cu rezonatorul de cuarț, o rezistență de 22 ohmi. Semnalul se preia de pe această rezistență, folosindu-se efectul de filtrare al cuarțului pentru reducerea armonicilor și a nivelului de zgomot. Rezistența înseriată cu rezonatorul duce la scăderea Q-ului cu cca. 30%, ceea ce are ca efect scăderea amplitudinii semnalului la ieșire. Semnalul preluat de pe această rezistență are cca. 200mV_{ef}. Polarizarea tranzistorului trebuie să se facă în așa fel încât să se evite saturarea acestuia la vîrfurile de semnal. Aceasta se poate face destul de ușor, prin urmărirea formei de undă cu ajutorul unui osciloscop.

2.4 Oscilatoare atomice

Standardele de frecvență atomice sunt oscilatoare cu o stabilitate de frecvență cu mult mai mare decît stabilitatea ce se poate obține cu oscilatoarele cu cuarț. Există situații cînd o asemenea stabilitate este necesară, cum ar fi în echipamente metrologice sau stații de emisie etalon.

Există trei tipuri de oscilatoare atomice:

- Maserul molecular cu hidrogen
- Standardul de frecvență cu cesiu
- Standardul de frecvență cu rubidiu

Maserul molecular cu hidrogen este un echipament complex, cu dimensiuni mari și care se folosește doar pentru verificarea și etalonarea standardelor de frecvență cu cesiu. Există cîteva cazuri, cînd acest gen de oscilator este folosit la generarea frecvenței de referință pentru emițătoare ce sunt folosite ca referințe de frecvență și timp (cazul emițătoarelor folosite de biroul Elvețian de standarde)

Standardul de frecvență cu cesiu este considerat datorită stabilității de frecvență deosebite, fiind un standard primar. Sunt utilizate principiile fizicii cuantice, pentru folosirea unor frecvențe invariabile în timp.

Standardul cu rubidiu, oferă parametri apropiați de cei ai standardului cu cesiu, fiind mult mai ieftin și mai răspîndit. În mod normal, asemenea standarde ar trebui să se găsească la toate laboratoarele metrologice.... Standardul cu rubidiu (gazul rubidiu 87), utilizează o cavitate rezonantă acordată pe frecvența de 6,8346822641GHz. O buclă PLL este folosită pentru a se sincroniza pe această frecvență, semnalul fiind apoi divizat la valori de ordinul a 5 sau 10MHz.

Standardul cu rubidiu, cu dimensiunile cele mai reduse, (76x35x76mm), este cel produs de TEMEX la filiala sa europeană din Neuchatel.

Iată și specificațiile tehnice ale acestui standard (LPFRS-01):

- Stabilitate termică în domeniul $-5/+50^{\circ}\text{C}$: $\pm 1.5 \times 10^{-10}$
- Stabilitate pe termen lung: $\pm 1 \times 10^{-10}$ /luna
- Stabilitate pe termen scurt: $\pm 3 \times 10^{-12}$ /100sec.
- Zgomot fază: $-70\text{dBc/Hz}@1\text{Hz}$ $-140\text{dBc/Hz}@10\text{KHz}$
- Durată de viață: 15 ani

Standardele cu rubidiu se folosesc din ce în ce mai mult nu numai în metrologie, ci și în aparatură de telecomunicații GSM, SDH, SONET, echipamente de navigație de precizie, transmisii radio sau TV digitale, aparatură de măsură și control.

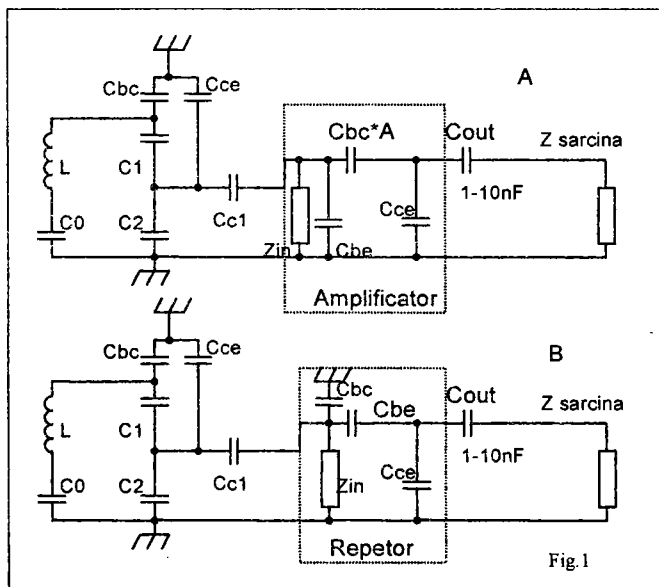
Bibliografie:

1. A. Przedpelski Crystals RF Design /Feb. 98
2. A. Przedpelski VHF and UHF Cristal Osc. RF Design /July 90
3. A. Przedpelski Overtone Crystal Osc. RF Design/Sept.91
4. Kurt Wessendor Oscilator design techniques RF Design/March 98
5. Waitak P. Le A new discourse on cristal osc. RF Design/April 97
- 6 Jose Martin Design metod of low power oscilator RF Design/Jan. 97
7. Ulrich Rohde Digital PLL Frecvency Synthesizer
John Willey&Sun/1983
- 8.***** Manualul inginerului electronist Vol I-III
- 9.***** VCO Designer's HandBook Mini-Circuits
- 10.***** Intermodulation, Phase Noise and Dynamic Range
AN156-2 Gec-Plessey

3. Bufferul

Rareori se întâmplă ca sarcina unui oscilator să fie o rezistență pură, cel mai adesea sarcina fiind o impedanță complexă cu caracter inductiv sau

capacitiv. Mai mult decît atît, impedanța sarcinii oscilatorului nu este constantă în timp, fiind variabilă în limite largi. Sarcina oscilatorului este de regulă mixerul, impedanța acestuia la portul pentru oscilator fiind dependentă de nivelul semnalului de intrare în mixer. Nu toate mixerele se comportă la fel din acest punct de



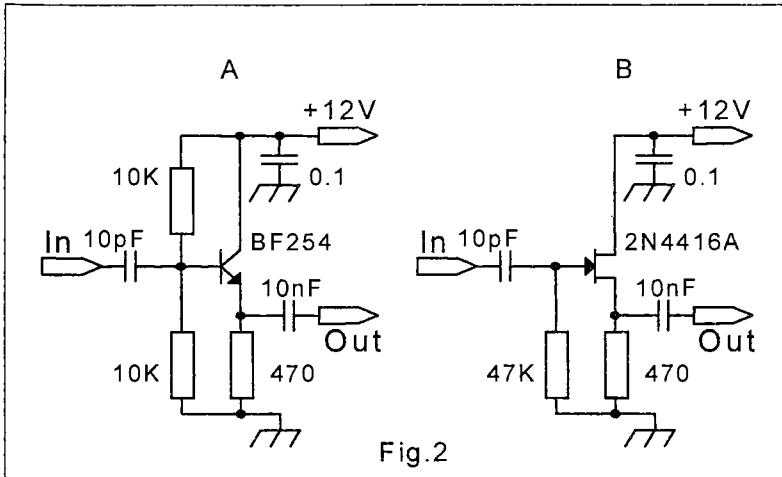
vedere, cele mai multe probleme ridicîndu-le mixerele în comutație cu diode.

Variațiile de impedanță ale sarcinii, sunt percepute de oscilator ca variații de capacitate, prin intermediul condensatoarelor de cuplare sau a capacităților parazite ale tranzistorului.

În final, toate aceste variații de impedanță ale sarcinii se transmit asupra oscilatorului, determinînd modificarea frecvenței acestuia.

Pentru analiza modului în care variațiile de capacitate ale sarcinii se transmit oscilatorului, în fig.1 a fost prezentat cazul unui oscilator urmat de un amplificator și cazul unui oscilator urmat de un repetor pe emitor. Au fost evidențiate capacitățile interne ale tranzistoarelor ce intervin în circuit. În cazul oscilatorului, capacitatea Cbe nu a mai fost figurată, avînd o valoare redusă comparativ cu capacitatea C1. Este evident faptul că în primul caz, capacitatea totală de la sarcină la circuitul oscilant este mai mare decît în cazul utilizării repetorului pe emitor. De fapt, problema amplificatorului este cauzată de efectul Miller, prin care capacitatea bază colector este multiplicată cu coeficientul de amplificare al etajului. Cu cît amplificarea și capacitatea bază-colector a tranzistorului sunt mai mari, cu atît capacitatea echivalentă rezultată va fi mai mare, cu consecințe defavorabile asupra stabilității frecvenței la

variațiile de sarcină. Din analiza schemelor principale de mai sus, rezultă clar că pentru a minimiza efectele variațiilor de sarcină asupra frecvenței



oscilatorului, capacitatea totală între circuitul oscilant și sarcină trebuie să fie cât mai mică.

Cel mai simplu buffer (separator) este clasicul repetor pe emitor. Utilizarea unui repetor pe emitor (sau sursă) este avantajoasă deoarece acesta asigură o impedanță de intrare ridicată (deci capacitatea de cuplaj dintre oscilator și repetor poate fi redusă ca valoare) și nu apare neplăcutul efect de multiplicare a capacității. Este drept că amplificarea obținută nu depășește unitatea (de regulă 0.8-0.9), dar la nevoie semnalul se amplifică ulterior. Un alt avantaj al repetorului este faptul că prezintă o impedanță redusă de ieșire, corespunzătoare impedanței de intrare a mixerului.

În fig.2 sunt prezentate repetoarele realizate cu tranzistor bipolar, respectiv cu efect de câmp. Regimul static al acestor repetoare se fixează în clasă A, cu precauția ca semnalul de intrare să nu determine saturarea tranzistorului, caz în care scade drastic impedanța de intrare a acestuia. Este necesar ca, în situația când se lucrează cu semnale mari ($>1V$), să se asigure un regim de lucru la curent mare, ceea ce va determina încălzirea bufferului și necesitatea eventuală a unui radiator.

În fig.3 este prezentat un buffer cu două tranzistoare ce realizează o amplificare în curent foarte mare. Impedanța de intrare este mare, impedanța de ieșire fiind destul de redusă.

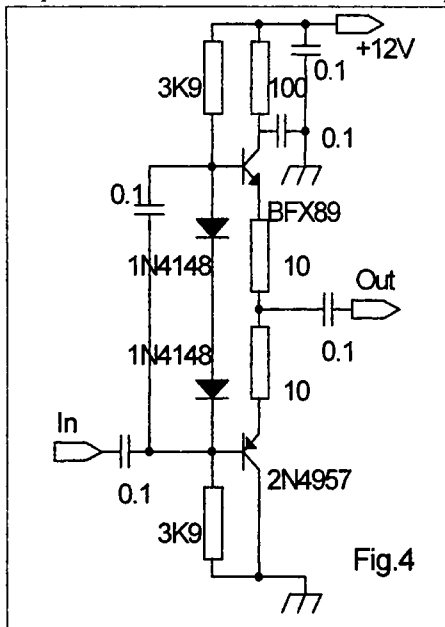


Fig.4

Tranzistorii folosiți permit o funcționare bună pînă la frecvențe de cca. 10-15MHz, la nevoie putîndu-se folosi tranzistori de RF pentru frecvențe mai mari.

În fig.4 este prezentat un buffer mai deosebit. Problemele pe care le ridică funcționarea repetoarelor pe emitor la semnale de nivel mare (riscul de a ajunge la saturare), au dus la soluția de mai sus, în care etajul funcționează în clasă B, în schemă push-pull. Se asigură nivele de semnal mult mai mari, cu un consum redus de curent, lucru important în echipamentele portabile, unde economisirea energiei este de maximă importanță. Tranzistorii folosiți sunt de

RF, complementari, frecvența de tranziție a acestora trebuind să fie aleasă mai mare de cel puțin 10 ori comparativ cu frecvența de lucru.

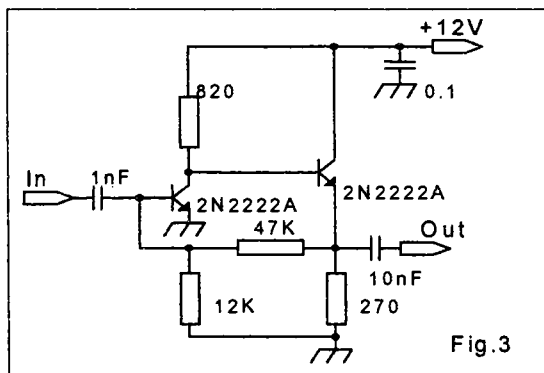


Fig.3

În fig.5A este prezentat un buffer realizat cu o tetrodă MOS. Capacitatea grilă sursă a tetrodelor MOS este ceva mai mică decît la FET-urile uzuale, utilizarea unei tetrode MOS în această schemă putînd duce la o ușoară îmbunătățire a separării. În fig.5B este prezentat un separator lucrînd cu o tetrodă MOS ca

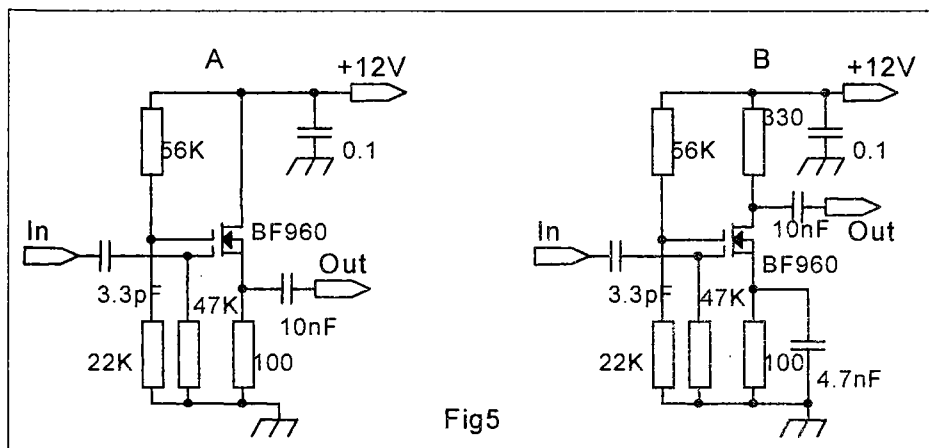
amplificator. Tetroda MOS are o calitate deosebită: capacitatea de reacție grilă drenă este de ordinul a 20-30fP (0.002-0.03pF!). Chiar dacă se lucrează cu o amplificare moderată (2-5) capacitatea echivalentă va fi sub cea a unui repetor pe emitor (C_{be}) la un tranzistor uzual.

Eficacitatea unui buffer depinde de tranzistorii folosiți, fiind în mod evident de preferat tranzistorii cu capacități interne cât mai mici.

În tab.1 sunt prezentate capacitățile interne ale câtorva tranzistoare utilizate curent.

Tab.1

Tranzistor	Cbe (Cgs)	Cbc(Cgd)	Cout
BF199	1.5pF	0.34pF	
BF241	1.5pF	0.34pF	
BC107	9pF	2pF	
BFR91A	1.8pF	0.4pF	
2N4416A	2.2pF	1.1pF	
BF256	2.2 pF	1.5pF	1.2pF
J310	5.5pF	4pF	
BFR84	5.5pF	30fP	3.5pF
BF960	1.8pF	25fP	0.9pF



Din analiza comparativă a capacităților interne ale tranzistorilor de mai sus, apare o constatare interesantă: J310, super FET-ul cu performanțe atât de lăudate, nu este o alegere chiar foarte bună într-un etaj separator. Referitor la capacitățile interne ale tranzistoarelor, în cataloagele obișnuite se prezintă de

regulă capacitatea minimă a tranzistorului, în condiții care însă nu se pot folosi în practică, tabela de mai sus prezentînd valorile pentru condițiile uzuale.

Trebuie menționat faptul că toate capacitățile interne ale tranzistoarelor depind de tensiunea de alimentare, capacitățile crescînd mult odată cu scăderea tensiunii de alimentare, ceea ce crează probleme în circuitele destinate să funcționeze la tensiuni reduse (echipamentele portabile).

Necesitățile de izolare ale unui oscilator depind în bună măsură și de mixerul folosit, cel mai pretențios fiind mixerul cu diode în comutație. Mixerul Gilbert este cu mult mai puțin problematic din acest punct de vedere. Afirmatia este valabilă și pentru mixerele în comutație cu tranzistoare MOS, pretențiile asupra bufferului fiind mult mai reduse.

4. Sinteza de frecvență

Folosită inițial numai de echipamentele profesionale, sinteza de frecvență a ajuns astăzi să fie folosită chiar și la radioreceptoare simple de radiodifuziune portabile. Componentele folosite au evoluat mult și astfel s-a ajuns ca o sinteză de frecvență să poată fi realizată, pentru o aplicație mai puțin pretențioasă, cu doar două circuite integrate: circuitul propriu-zis pentru sinteză și un microcontroler pentru controlul frecvențelor generate. Cu 20 de ani în urmă, asemenea sinteze de frecvență se făceau cu 50-70 de circuite integrate și cîntăreau, cu tot cu ecrane și carcasă, mai mult de 10 Kg...

Utilizarea sintezei de frecvență nu este un simplu mof. Se poate obține astfel o stabilitate de frecvență egală cu stabilitatea unui oscilator cu cristal, pe orice frecvență într-un domeniu dat. În cazul unui radiotelefon, pentru a putea lucra pe toate canalele alocate ar trebui cîte un cristal de cuarț pentru fiecare frecvență..

Așadar, sinteza de frecvență rezolvă problema stabilității de frecvență, precum și problema preciziei la citirea frecvenței generate, eliminîndu-se greoiul sistem de scală.

Există cîteva criterii de selecție în alegerea schemei de sinteză de frecvență:

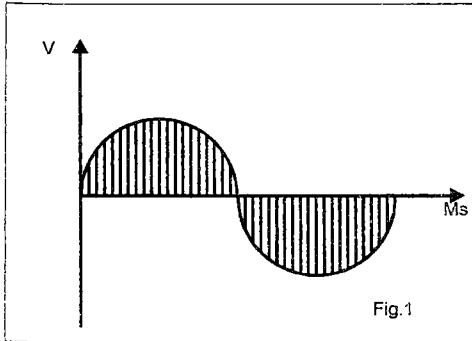
- funcție de domeniul de frecvență
- ecartul (pasul) frecvențelor generate
- performanțele la zgomot ce sunt necesare pentru o aplicație dată.

Actualmente sunt utilizate două tipuri de sinteză de frecvență, ce diferă fundamental din punct de vedere al principiilor folosite:

- Sinteza digitală directă (DDS -direct digital synthesizer)
- Sintetizator cu PLL

4.1 Sinteza digitală directă

Sinteza digitală directă, este o apariție de dată mai recentă, deși bazele teoretice fuseseră puse de mult. Sinteza digitală directă este un beneficiar direct al evoluției circuitelor integrate ce operează la frecvențe tot mai mari.



Fără a intra în teoria acestui tip de circuit, trebuie spus că acest gen de sinteză de frecvență se bazează pe recompunerea unei sinusoide din eşantioane de mici dimensiuni, așa cum este prezentată în fig. 1.

Practic, un circuit specializat asigură un semnal digital unui convertor D/A rapid, care furnizează la ieșire un semnal ce încearcă să reconstituie o sinusoidă. Cu cât crește însă frecvența generată, cu atât este mai dificilă sarcina atât a circuitului de sinteză (digitală) cât și a convertorului D/A. Este motivul pentru care se recurge la un compromis, la frecvențe ridicate fiind redus numărul de eşantioane utilizat pentru reconstrucția sinusoidei. Firește, astfel rezultă o formă de undă cu aspect distorsionat și va avea un puternic conținut armonic. Armonicile pot fi reduse între anumite limite la ieșire, cu ajutorul unui filtru trece jos sau trece bandă. Circuitele cele mai performante ajung astăzi la frecvențe de peste 50MHz, cele uzuale lucrând la 10-20MHz. Au apărut și circuite complexe ce înglobează și convertorul D/A, dar prețul acestora este mult mai ridicat.

Principalele avantaje ale circuitelor DDS sunt:

- Nivelul de zgomot generat de aceste circuite este redus, având valori comparabile cu nivelul de zgomot al referinței!
- Frecvența generată poate fi asigurată în pași de 1/10Hz sau chiar 1/100Hz.
- Nivelul tensiunii generate este constant în toată banda de frecvență generată.
- Timp redus de calare: <20ns ceea ce le face pretabile la aplicațiile în comunicații cu spectru împrăștiat.
- Componente analogice puține.
- Imunitate foarte mare față de câmpuri parazite sau vibrații mecanice.

Problema principală a sintezei DDS este DAC-ul. Convertorul digital-analog trebuie să fie de foarte bună calitate pentru a nu genera "glitch-uri" la trecerea de la un nivel la altul. Aceste "glitch-uri" (supracreșteri) pot produce degradarea accentuată a purității spectrale pentru semnalul generat de

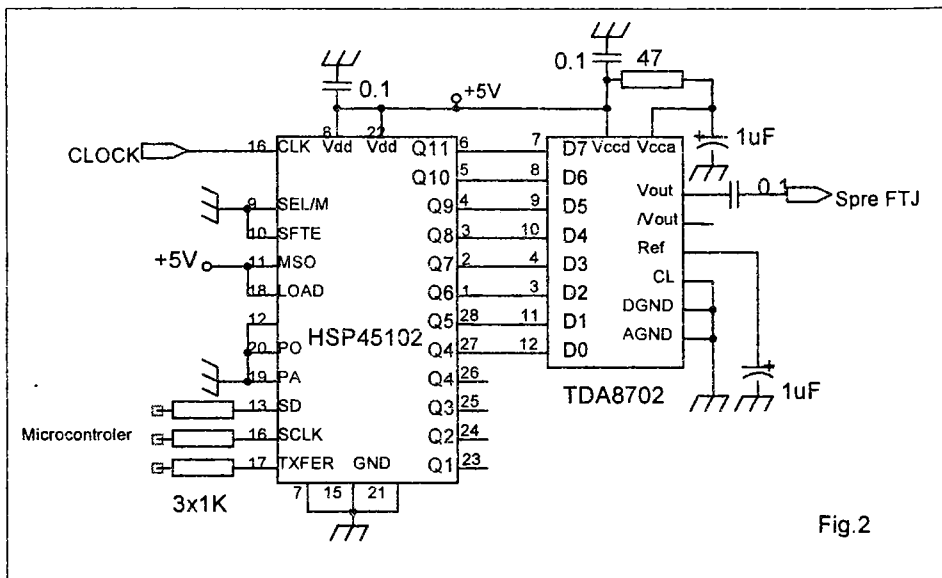


Fig.2

sinteza de frecvență.

Principalele surse de zgomot la o sinteză DDS sunt:

- Zgomotul referinței
- Zgomotul termic al componentelor
- Zgomotul surselor de curent din DAC

Controlul frecvențelor generate se face de regulă, cu ajutorul unui microcontroller.

În mod normal, sinteza digitală directă se utilizează în circuite mai complexe de sinteză, ce conțin și bucle PLL, pentru a se obține sinteze de frecvență cu pași foarte mici.

În fig.2 este prezentată schema unui sintetizor DDS, folosind circuitul integrat specializat HSP45102PC-40 realizat de firma Harris. Circuitul este foarte complex, conținând cca. 32000 de tranzistori, și operează cu un clock maxim de 40MHz, ceea ce permite generarea unei frecvențe maxime de 20MHz, cu o rezoluție mai mică de 0.01Hz!

Evident că pentru aplicațiile uzuale o asemenea rezoluție nu-și are rostul, cele mai multe aplicații nu necesită rezoluții mai bune de 1Hz. Circuitul

folosește un convertor rapid D/A de tip TDA8702 (Philips) de 8 biți. Deși DDS-ul poate asigura o rezoluție de 12 biți, în aplicația prezentată nu se folosesc decât 8 biți, din considerente de cost (un convertor rapid D/A de 12 biți costă dublu sau chiar triplu). Reducerea numărului de biți are ca efect o reconstituire cu acuratețe ceva mai redusă a sinusoidelor generate, ceea ce va duce la o ușoară creștere a nivelului armonicilor generate. Pentru un semnal la ieșire pe 10,7MHz, nivelul armonicilor în aceste condiții nu depășește totuși – 48dB. Nivelul armonicilor crește mult odată cu creșterea frecvenței spre limita superioară a domeniului de operare, motiv pentru care este necesară utilizarea la ieșire a unui filtru trece jos.

Controlul frecvenței se face de către un microcontroler, prin intermediul unei magistrale cu trei fire. Programarea frecvențelor este destul de simplă.

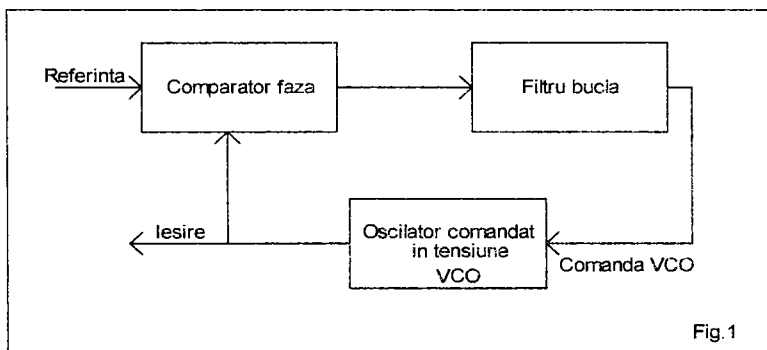
Un alt circuit DDS este circuitul AD7008 (Analog Devices), care conține și convertorul D/A și poate funcționa cu un clock de 50MHz. Prețul acestui circuit este însă mult mai ridicat decât circuitele folosite la schema precedentă.

Un producător important de circuite DDS este Qualcomm, care produce chiar și un DDS dublu (Q2334) la un preț de cca. 20\$. Qualcomm produce și convertoare rapide D/A cum ar fi: Q2510 și Q2520.

Chiar dacă prețul acestor circuite integrate este încă relativ mare, pe viitor este de așteptat ca acest gen de circuite să fie foarte accesibile.

4.2 Sinteza de frecvență cu circuite PLL

Sinteza de frecvență cu circuite PLL (Phase Locked Loop) este relativ simplă, bazele teoretice ale circuitelor PLL fiind puse încă din anul 1932 de



Bellesize, pentru un procedeu de recepție sincronă a emisiunilor AM. De atunci, numeroase tipuri de circuite PLL au fost create, începând din anii '70

impunându-se circuitele PLL integrate. Inițial au fost realizate circuite PLL pentru frecvențe joase, actualmente realizându-se circuite PLL monocip ce funcționează la peste 200MHz, destinate aplicațiilor comerciale.

Schema principală a unui circuit PLL este prezentată în Fig.1

Așa cum se observă, schema conține un circuit comparator de fază, un oscilator comandat în tensiune (VCO) și un filtru de buclă. Comparatorul de fază compară faza (și frecvența uneori) semnalului furnizat de un oscilator de referință (cu cuarț dacă e vorba de un PLL de înaltă frecvență), cu faza semnalului furnizat de VCO. VCO-ul este așadar un oscilator a cărui frecvență poate fi controlată extern, prin aplicarea unei tensiuni de comandă.

La ieșirea comparatorului apare un semnal de eroare, proporțional cu diferența de fază (frecvență) între referință și VCO. Semnalul de eroare este trecut printr-un filtru trece jos, cu scopul de a elimina reziduurile semnalelor incidente la comparatorul de fază, deci în mod evident frecvența de tăiere a filtrului trece jos va fi mai mică decât frecvența de referință. Filtrul de buclă are o mare importanță și dintr-un alt punct de vedere: bucla PLL este un sistem cu reacție, ce poate oscila pe o frecvență proprie (destul de joasă) ce se suprapune peste frecvența VCO-ului, dacă filtrul de buclă este incorect executat.

Semnalul de eroare dat de comparatorul de fază este aplicat apoi intrării VCO-ului, ce va determina modificarea fazei (frecvenței) semnalului furnizat de VCO, în sensul reducerii diferenței de fază între VCO și

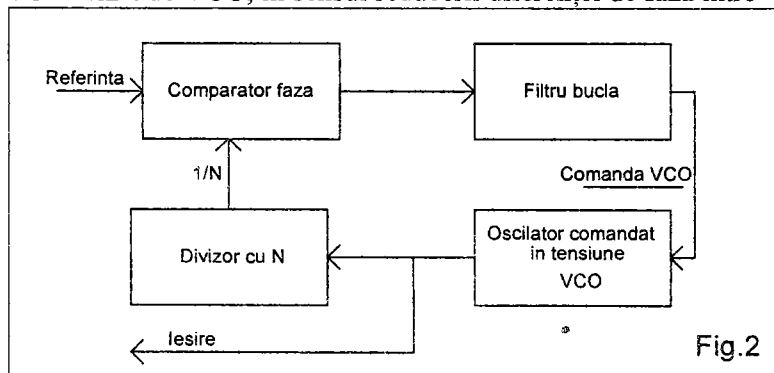


Fig.2

semnalul de referință. În acest mod se obține un semnal de la VCO, cu stabilitatea egală cu cea a referinței cu cristal.

Comparatoarele de frecvență nu funcționează corect la frecvențe prea mari și de aceea se recurge frecvent la divizarea frecvenței VCO-ului până la valoarea frecvenței de referință. Schema din fig.2 prezintă acest procedeu.

Relația ce dă frecvența de lucru a VCO-ului este:

$$f = f_r \cdot N$$

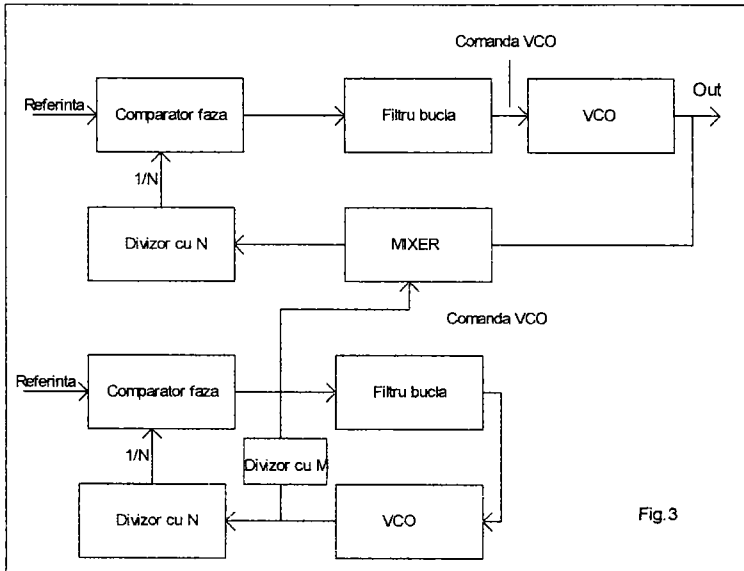
Din relația de mai sus, rezultă că frecvența f poate fi modificată variind factorul de divizare N . Se obțin astfel, un număr de frecvențe, decalate între ele cu valoarea frecvenței de referință f_r . Divizorul prin N poate fi programat să divizeze cu diverse valori întregi (de regulă) și se numește divizor programabil.

Există aplicații când nu este necesar decât un număr redus de frecvențe generate; în acest caz, un simplu circuit bazat pe schema din fig.2, poate satisface ușor cerințele.

Cînd ecartul între frecvențele generate scade, scade și valoarea frecvenței de referință, ceea ce duce însă la probleme legate de valoarea frecvenței de tăiere la filtrul de buclă. Se ajunge practic la valori foarte mici pentru frecvența filtrului trece jos, cu consecințe nefavorabile asupra timpilor de răspuns ai buclei și asupra comportării la regimuri tranzitorii.

Timpul de stabilizare al frecvenței la comutarea unei noi valori, este o mărime importantă pentru un sintetizor de frecvență, de această valoare depinzînd dacă se poate face sau nu un acord rapid în frecvență. Pentru un sintetizor bun, această valoare este de cca. 4-5ms, pentru un salt de frecvență de 1/10 din valoarea frecvenței de operare.

Cu cît factorul de divizare în buclă este mai mare, se ajunge însă la timpi mai mari de stabilizare a frecvenței, bucla fiind mult mai lentă. Dacă factorul de divizare în buclă este mai mare de 1000, de regulă este necesar un amplificator pe semnalul de eroare, întrucît la o asemenea valoare de divizare tensiunea de eroare dată de comparatorul de fază este foarte redusă. Din



nefericire, orice amplificator are un anumit factor de zgomot, care se va suprapune peste semnalul de comandă al VCO-ului și va duce la creșterea nivelului de zgomot generat de VCO. O posibilă soluție o poate constitui un tip de comparator de fază cu câștig mare, care să genereze o tensiune de eroare mare la o diferență de fază (frecvență) redusă. Un comparator digital normal are un câștig de cca. 10V/rad., față de peste 1000V/rad. la un comparator de fază cu eșantionare.

Dacă numărul de frecvențe generate este redus și ecartul între frecvențele generate este mare ($>100\text{KHz}$), o sinteză de frecvență cu o singură buclă poate satisface ușor cerințele de lucru. Situația se complică atunci când este necesar un ecart în frecvență mai mic de 1KHz. În acest caz, de regulă, singura soluție o reprezintă buclele PLL multiple. În fig. 3 este prezentată o buclă PLL multiplă, ce permite obținerea unei rezoluții de 10-100 ori mai bună decât buclele PLL simple. După cum se observă din fig.3, circuitul cuprinde de fapt două bucle PLL ce interacționează prin intermediul unui mixer.

Prima buclă, numită și bucla principală, asigură banda de frecvență necesară, în pași mari (până la 10KHz).

Cea de a doua buclă asigură în principiu aceeași rezoluție, dar printr-o divizare cu ajutorul unui divizor fix (cu M), se asigură practic o rezoluție de M ori mai bună. Practic, cea de a doua buclă asigură toate frecvențele necesare între doi pași ai buclei principale.

Cea de a doua buclă furnizează un semnal unui mixer aflat în prima buclă, semnal care, mixat cu semnalul buclei principale ajunge la divizorul programabil.

În mod practic, la ieșirea mixerului se amplasează un filtru trece bandă, pentru selectarea componentei de mixaj dorite, precum și un formator de semnal TTL (dat fiind nivelul redus de semnal cu care operează de regulă mixerele).

Relația de frecvență la ieșirea sintetizorului de frecvență din fig.3 este:

$$f = N_1 \cdot f_{r1} + \frac{N_2 \cdot f_{r2}}{M}, \text{ dacă se selectează } ^* \text{ componenta de mixaj}$$

obținută prin adiție.

Rezultă la prima vedere că, prin utilizarea adecvată a coeficienților N_1 și N_2 , se poate obține orice frecvență din domeniul acoperit de VCO, cu pași în frecvență de 100Hz sau chiar 10Hz.

Acest gen de schemă are dezavantajul că produce un număr mare de semnale parazite ca urmare a mixării. Filtrul utilizat la ieșirea mixerului trebuie

să atenueze celelalte produse de mixaj cu peste 60-100dB, pentru că produsele

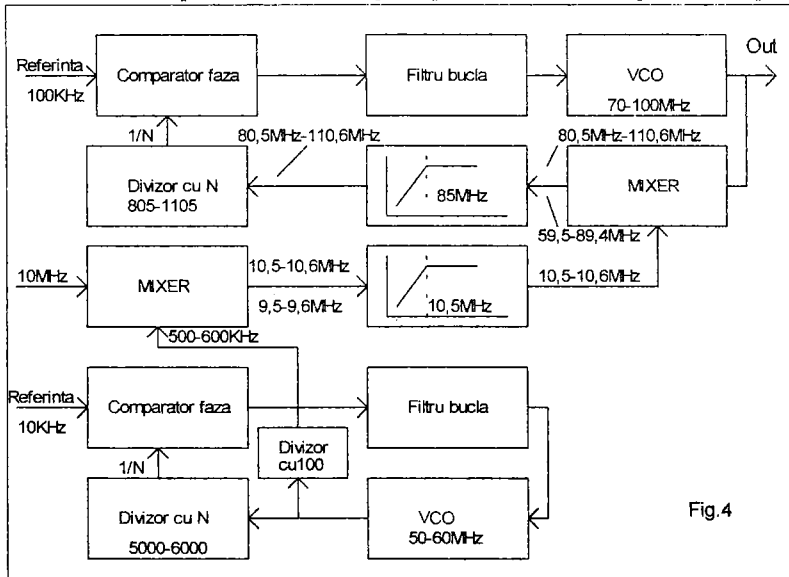


Fig.4

parazite de mixaj se vor regăsi în frecvența finală generată.

Analizînd cu date concrete o sinteză de frecvență cu două bucle PLL, ce folosește schema bloc din fig.3, se constată că dacă frecvența furnizată de cea de a doua buclă este prea mică (ex.500-600KHz), este imposibil de separat cu ajutorul filtrului trece bandă, ce este plasat după mixer, componenta utilă a semnalului de mixaj (frecvența imagine va fi la 1MHz distanță de semnalul util). Din cauza acestor dificultăți, se recurge la un artificiu: se mixează frecvența generată de cea de a doua buclă (ex. 500KHz) cu un oscilator cu cristal pe o frecvență de cca. 10Mhz.

Schema bloc din fig.4 prezintă această metodă, separarea componentei parazite ce apare la 1MHz distanță, se face ușor cu un filtru trece sus, componenta nedorită fiind atenuată cu min. 60dB. Schema prezintă datele concrete pentru o sinteză de frecvență ce acoperă domeniul de frecvență de la 70 la 100MHz, cu pași de 100Hz.

După cum se remarcă, bucla principală asigură pasul de 100KHz, cea de a doua buclă, asigurînd după divizarea cu 100, un pas de 100Hz (cu acoperirea domeniului 500-600KHz). Factorul de divizare al celei de a doua bucle este destul de mare (5000-6000), ceea ce asigură performanțe modeste din punct de vedere al zgomotului, dar prin divizarea cu 100 se asigură reducerea zgomotului generat cu 20dB. Se asigură în acest fel un nivel de zgomot acceptabil, factorul de divizare al buclei principale fiind de max. 1100.

Cîteva cuvinte despre circuitul trece sus aflat la ieșirea mixerului din bucla principală. Așa cum sunt prezentate datele schemei, pentru întreaga bandă de frecvență de la 70 la 100MHz se va recurge la comutarea a două filtre ce au frecvențe de trecere de 85MHz, respectiv 95MHz. Trecerea la al doilea filtru se face cînd frecvența VCO-ului trece de 85MHz. Atenuările frecvențelor de mixaj imagine trebuie să fie de cel puțin 60dB, pentru a nu produce semnale parazite deranjante la ieșirea sintetizorului de frecvență.

Controlul divizoarelor programabile la buclele multiple se face de obicei cu ajutorul unui microcontroler, ce rezolvă și problema afișajului frecvenței (de obicei se afișează nu frecvența de lucru a sintetizorului, ci frecvența receptorului, prin raportare la frecvența intermediară.

Rezoluții mai bune de 100Hz se obțin numai cu utilizarea a trei bucle PLL sau cu ajutorul divizoarelor programabile fracționare. O altă posibilitate, larg folosită în aparatura modernă, este de a se utiliza pentru buclă o sinteză digitală directă DDS, ce va genera de exemplu în domeniul 10.5-10.6MHz, cu pas de pînă la 0.1Hz.

Trebuie menționat faptul că majorarea numărului de bucle PLL într-o sinteză de frecvență duce la creșterea numărului de frecvențe mixate și implicit, la creșterea numărului de frecvențe parazite generate, ceea ce produce mari dificultăți de filtrare.

De regulă, sintetizorul de frecvență dintr-un receptor este astfel conceput încît asigură, în afară de semnalul necesar primului mixer al receptorului, și alte semnale auxiliare ce sunt necesare pentru alte eventuale schimbări de frecvență sau pentru BFO. Eventual prin corelarea frecvenței generate pentru BFO cu frecvența semnalului necesar primului mixer, se asigură așa numitul IF SHIFT la recepție.

4.3 Elementele buclei PLL

Așa cum rezultă din fig.2 principalele elemente ale unei bucle PLL sunt:

- Divizorul programabil
- Comparatorul de fază/frecvență
- VCO-ul
- Filtrul de buclă

Divizorul programabil. Cel mai simplu divizor programabil se poate face cu circuitul TTL 74192 (frecvența maximă de lucru în regim cu programare 15-20MHz), sau cu circuitul CMOS CD40192 (frecvența maximă cu alimentare la 5V, cca.5MHz).

Pentru a face un divizor programabil cu 5000, sunt necesare însă, patru divizoare și eventual cîteva porți suplimentare pentru asigurarea unei operări

normale. Exceptând situația unor bucle PLL simple, cu un factor de divizare redus, divizorul programabil nu se mai face cu circuite discrete, ci cu circuite specializate, ce conțin tot lanțul de divizoare într-un singur cip.

Un circuit mai complex este MC145106 (conține 880 FET-uri și 220 porți echivalente), care conține în afară de divizorul programabil și divizorul pentru referință și comparatorul de fază/frecvență.

Divizorul referinței permite operarea cu un cuarț, cu frecvența de 10.24MHz. Circuitul conține și un oscilator de referință ce permite montarea directă a unui cristal de cuarț sau se poate injecta din exterior o frecvență de la un alt oscilator. Valoarea maximă aplicabilă la intrarea oscilatorului de referință este de cca. 25MHz la 5V (33MHz la 10V).

Divizorul programabil cu 2^9 are accesul paralel, ceea ce permite comutarea factorilor de divizare și cu ajutorul unor switch-uri (intrările au

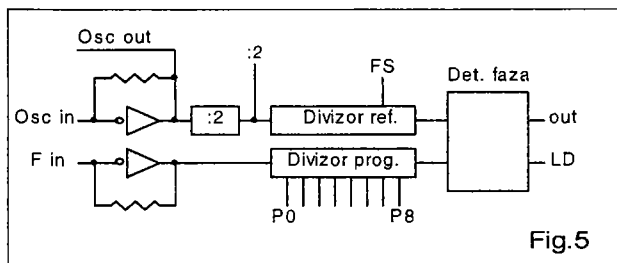


Fig. 5

rezistențe la masă integrate). Frecvența maximă aplicabilă la intrarea divizorului programabil este de 10MHz cu circuitul alimentat la 5V (17.5MHz la 10V).

Circuitul MC154106 conține și un indicator de calare care supraveghează comparatorul de fază/frecvență. Acest circuit furnizează un nivel "0" logic, pentru bucla necalată.

Tab. 1

Pini selecție									Divizare prin:
P8	P7	P6	P5	P4	P3	P2	P1	P0	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	-
0	0	0	0	0	0	0	0	1	-
0	0	0	0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	0	0	0	1	1	3
0	0	0	0	0	0	1	0	0	4
.
0	1	1	1	1	1	1	1	1	255
.

În tabela 1 sunt prezentate diagramele de selecție a factorilor de divizare pentru divizorul programabil. Primele două combinații nu se utilizează, fiind folosite doar cele ce dau factori de divizare mai mari decât 2.

Schema internă bloc este prezentată în fig.5

Circuitul este realizat în două variante de capsule: DIP cu 18 pini și SOG cu 20 pini. În fig. 6 este prezentată capsula DIP cu semnificația pinilor.

În fig.7 este prezentată o aplicație a circuitului MC145106 într-o sinteză de frecvență ce acoperă domeniul 144-146MHz în pași de 12.5KHz.

Dat fiind faptul că circuitul nu acceptă la intrare semnale cu frecvența mai mare de 10 MHz, se recurge la o schemă de mixare ce produce în final un semnal în banda 0.5-2.5MHz. Oscilatorul cu cuarț pe 8.85333MHz este multiplicat cu 3 în colectorul primului tranzistor (26.56MHz) și apoi cu 5 în colectorul celui de al doilea tranzistor (132.8MHz). Mixerul ce urmează este realizat cu o tetrodă MOS și asigură prin mixarea cu semnalul de la VCO, un semnal cu frecvența de la 0,5 la 2,5MHz. Semnalul este amplificat apoi și aplicat la intrarea de semnal a circuitului de sinteză. VCO-ul oscilează în gama 133.3-135.3MHz, specifică pentru radiotelefoanele ce folosesc filtru cu cristal pe 10.7MHz.

Cristalul referinței circuitului MC145106 este pe 6.4MHz. Pentru situația cu pinul FS la +9V, factorul de divizare al referinței va fi de 512, deci valoarea referinței sintezei va fi de 12.5KHz (egală cu pasul sintezei).

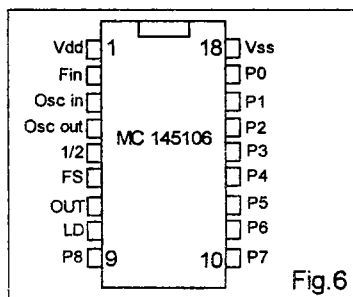


Fig.6

Programarea divizorului programabil se face cu ajutorul unor comutatoare decadică miniatură (BCD). Întrucât se asigura din comutatoare o acoperire de numai 1MHz, trecerea la cel de al doilea MHz al benzii se face prin aplicarea unei tensiuni de 9 V pe intrarea Shift 1MHz. Este posibilă și obținerea unui shift de 600KHz, specifică pentru lucrul pe repetoare (decalajul emisie-recepție la lucrul cu stații radio prin repetoare).

Diodele 1N4148 realizează limitarea acoperirii benzii la 2MHz.

Schema este relativ simplă și permite realizarea unei sinteze de frecvență pe două plăci de circuit imprimat de 75x35mm. Valorile mari ale condensatoarelor din filtrul de buclă asigură o reducere importantă a zgomotului generat de VCO dar crește destul de mult timpul de stabilire a frecvenței la comutare.



programabil a unui bus serial numit "MICROWIRE". În această situație, comanda se face numai cu ajutorul unui microcontroler care rezolvă și problema afișajului frecvenței.

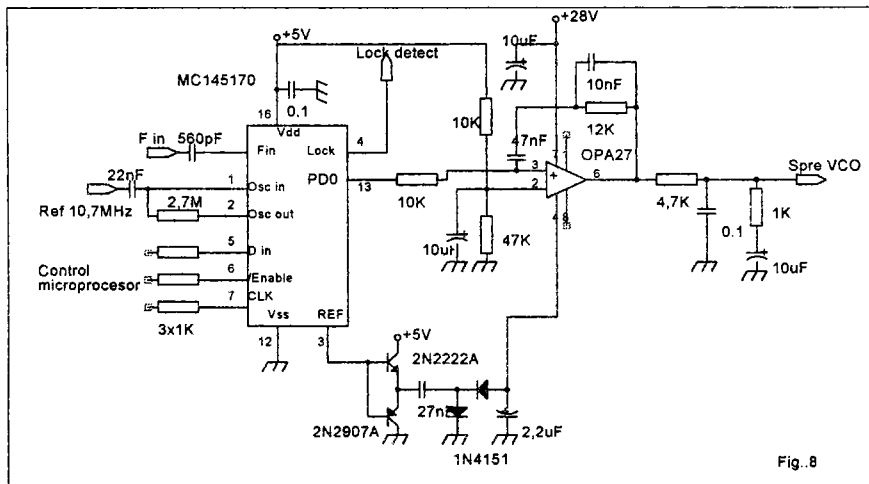


Fig. 8

Utilizarea circuitelor pentru sinteză comandate de microcontrolere duce la reducerea complexității "hard" a circuitului, determinând miniaturizarea sintezei de frecvență odată cu asigurarea unor facilități deosebite privitoare la afișajul frecvenței sau lucrul cu shift de frecvență. Schema prezentată utilizează un artificio pentru alimentarea operaționalului OPA 27, din filtrul de buclă, cu tensiune negativă.

Circuitul MC145170 admite la intrare un semnal de maxim 150MHz.

Cel mai evoluat circuit Motorola din seria MC145xxx este MC 145190. Acest circuit admite la intrare o frecvență maximă de 1.1GHz și nu necesită deci, prescaler extern. Comanda divizorului programabil se face tot cu ajutorul unei magistrale seriale ce este compatibilă atât MICROWIRE cât și SPI. Aceste magistrale au avantajul unei viteze mai mari față de magistrala I²C, permițând controlul mai rapid al frecvenței generate.

Un alt circuit este circuitul MMC382, circuit care conține, în afară de divizorul programabil și un comparator de fază/frecvență.

Circuitul MMC382 (Microelectronica) asigură următoarele facilități:

- Frecvență de intrare maximă <5MHz
- Semnale de control pentru prescaler extern cu două module (128/129) sau patru module (100/101/110/111); selectabile de către utilizator.
- Permite accesul direct, de la comutatoare BCD a frecvenței de lucru cu ajutorul unor multiplexoare externe.
- Comparator fază/frecvență

- Imunitate ridicată la zgomote
- Consum redus

Acest circuit conține un divizor zecimal cu 13 ranguri, programabil prin intermediul unui bus de date de 4 biți multiplexați prin intermediul unei logici de control pe 3 biți. Programarea frecvențelor se face deci, cu ajutorul a 8 cuvinte de câte 4 biți, parte din biți fiind folosiți de divizorul programabil al referinței MMC381. De altfel, MMC381 asigură și semnalele pentru multiplexare, precum și semnalul de scriere.

Circuitul MMC382 este realizat într-o capsulă cu 24 pini, a căror semnificație este prezentată mai jos:

Pin		Descriere
Număr	Nume	
1	Nc	Neconectat
2,3,4,5	D0,D1, D2,D4	Intrări de date- informația se transferă când /WE este 0
6,7,8	A2,A1, A0	Semnale de multiplexare
11	/WE	Semnal de scriere a divizoarelor, activ pe 0
9,10	Nc	Neconectat
12	Vss	GND
13	LD	Circuit de detecție a calării buclei (open drain)
14,15	Fd,Fu	Iesiri open drain de la comp. fază/frecvență
16	Fr	Intrare frecvență de referință pentru comp.
17	/HZL	Pe nivel 0 trece iesirile comp. în Hi Z. Pentru funcționarea comp. intern se conectează Vdd
18	Fv	Iesirea semnlului de la VCO divizat ce se aplică eventual unui comparator extern
19	CNT A	Semnal de control pentru un prescaler extern cu 4/2 module
20	CNT B	Semnal de control pentru un prescaler extern cu 4 module
21	Fin	Intrare semnal de la prescaler
22	Nc	Neconectat
23	CNT A/B	Conectat la Vdd- activează controlul unui prescaler cu două module (semnal de control CNT A) Conectat la Vss- activează controlul unui prescaler cu patru module (semnal de control

		la CNT A și CNT B)
24	Vdd	+3....+18V

Frecvența maximă de operare poate fi (la 5V alimentare) de 500MHz. Aceasta, în situația utilizării unui prescaler capabil să lucreze la această frecvență. Semnalul ce se aplică la intrarea circuitului MMC382 va fi, în această situație, de max. 5MHz. Prescalerul fabricat la IPRS, DP111A (divizor cu patru module) are însă limita superioară de operare la 220MHz (150MHz DP111B)

Circuitul MMC381 este divizorul programabil al referinței. Acesta conține circuitul necesar pentru conectarea directă a unui cristal de cuarț, sau se poate aplica direct semnalul de la un oscilator extern (eventual termostatat). Circuitul conține logica de control pentru multiplexarea busului de date de 4 biți (ce este folosit și de MMC382). O parte din biții de programare ai frecvenței de lucru sunt folosiți pentru programarea divizorului referinței. Factorul de divizare se poate programa în domeniul 6-4098 (numai numerele pare).

Circuitul dispune de o logică internă pentru multiplexarea busului de date (ieșirile A0...A2). Tot acest circuit generează și semnalul /WE pentru validarea scrierii datelor în circuitul MMC382.

Pornirea unui ciclu de scriere a frecvenței de lucru se face printr-un impuls pozitiv aplicat la intrarea INT/EXT. Dacă această intrare este menținută în 0, semnalul de scriere /WE și semnalele de multiplexare vor fi asigurate extern (de un microcontroler).

Acest circuit este realizat într-o capsulă cu 16 pini, a căror semnificație este prezentată mai jos:

Pin		Descriere
Număr	Nume	
1	Xin	Se conectează la cuarț
2	Xout	Se conectează la cuarț
3	Fr	Ieșirea divizată a referinței
4	F/16	Ieșire cu frecvența divizată cu 16 a cristalului de cuarț
5	ME	Semnal pentru controlul alimentării unui circuit extern (EPROM).
6	INT/EXT	Inițiere citire /scriere frecvență sau activare logică externă de control
7	/WE	Validare scriere date
8	Vss	GND

9,10,11	A0,A1,A2	Semnale multiplexare date
12,13,14 ,15	D0,D1,D2, D3	Bus date
16	Vdd	+3...+18V

Divizorul programabil MMC382 poate lucra și fără circuitul MMC381, în situația când este controlat de un microcontroller, care să-i asigure semnalele necesare pentru date, multiplex și validare scriere /WE.

Semnificația biților de programare a divizoarelor programabile sunt prezentate în tabela de mai jos:

Cuvînt	A 2	A1	A0	D3	D2	D1	D0	Latch
1	0	0	0	A3	A2	A1	A0	A
2	0	0	1	B3	B2	B1	B0	B
3	0	1	0	C03	C02	C01	C00	C0
4	0	1	1	C13	C12	C11	C10	C1
5	1	0	0	C23	C22	C21	C20	C2
6	1	0	1	D3	D2	D1	C30	C3
7	1	1	0	D7	D6	D5	D4	
8	1	1	1	D11	D10	D9	D8	

Factorul de divizare realizat de numărătorul programabil și prescaler este:

$$N = 100 \cdot C + 10 \cdot B + A,$$

unde A,B și C sunt numărătoarele programabile conținute de MMC382.

A și B sunt numărătoare programabile pe 4 biți, iar C este un numărător programabil pe 13 biți.

D1 pînă la D11 sunt biții de programare ai divizorului referinței. Se poate folosi și o altă referință, care se programează funcție de cristalul de cuarț de care se dispune.

Probabil cea mai simplă sinteză de frecvență realizată cu circuitele MMC381/382 este prezentată în fig.11. Multiplexarea datelor este făcută cu două mux-uri duble MMC4097. Pentru introducerea frecvenței se folosesc comutatoare rotative cu ieșire BCD. Frecvența de referință poate fi modificată tot cu același gen de comutatoare. De remarcat că în situația utilizării acestor comutatoare, frecvența marcată pe acestea va fi și frecvența generată. Comanda VCO-ului este făcută cu ajutorul unei pompe de curent realizate cu patru tanzistoare (care realizează și trecerea de la tensiunea de 5V la tensiunea de 12V, sau mai mult, necesară pentru comanda varicapurilor), urmată de un filtru de buclă. Valorile filtrului de buclă sunt valabile pentru o frecvență de referință

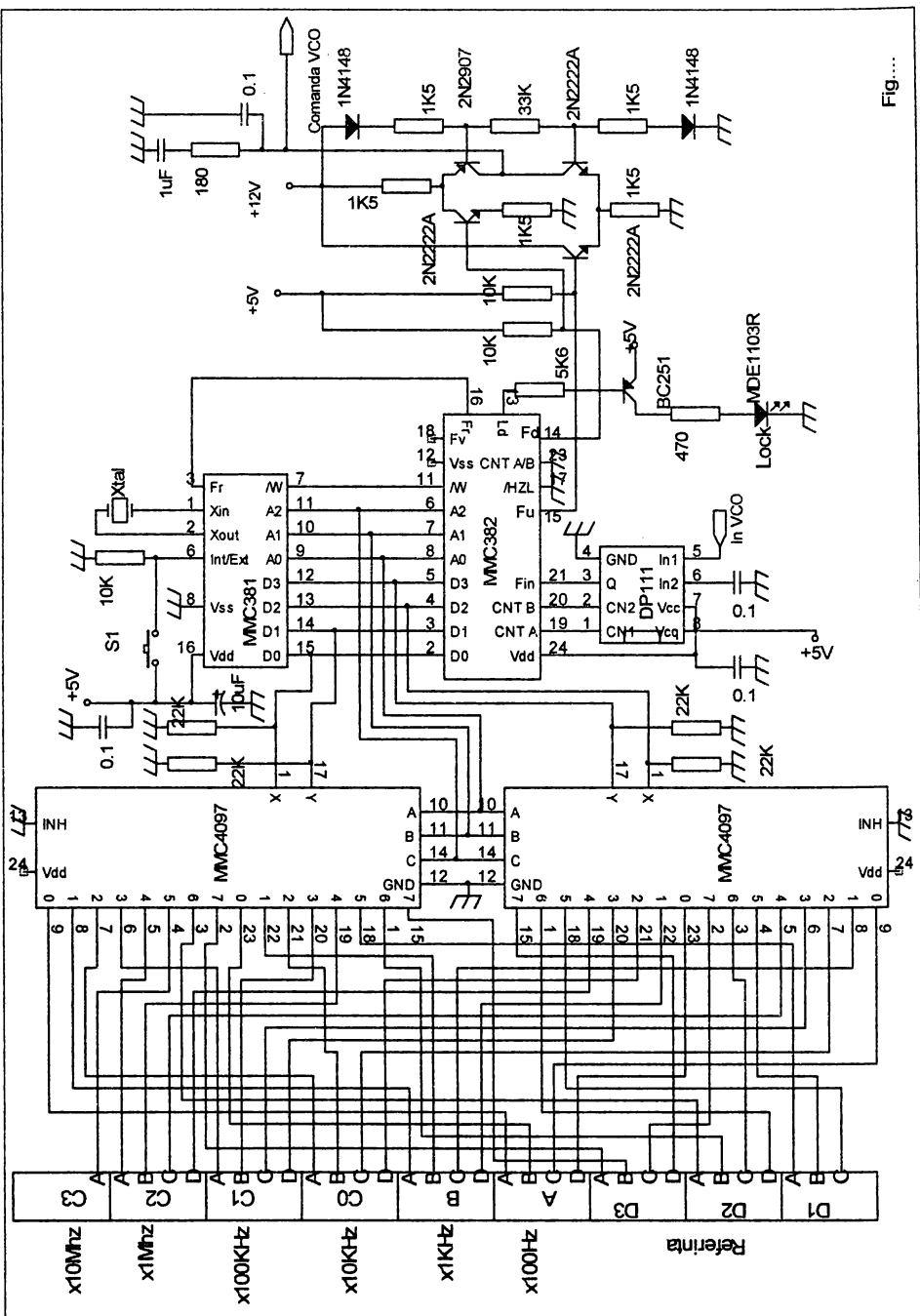


Fig...

de 100Hz. În schemă nu a₁₇₀

fost prezentat și VFO-ul dar acesta poate fi de orice tip. Semnalizarea calării se face cu ajutorul unui LED.

Citirea multiplexoarelor se inițiază printr-o apăsare a tastei S, o modificare a frecvenței programate prin comutatoarele BCD necesitînd o nouă apăsare a tastei S.

Unul dintre cele mai cunoscute circuite ce conține un divizor programabil este circuitul integrat HEF4750 (Philips), circuit care conține și două comparatoare de fază, dintre care unul cu eșantionare și câștig mare. Primul comparator de fază frecvență asigură calarea inițială a buclei într-un timp scurt. Controlul buclei este apoi preluat de al doilea comparator de fază, care asigură un câștig mare și permite obținerea unui zgomot redus chiar și pentru factori de divizare mari în buclă. Sinteza de frecvență este folosită la ora actuală chiar și de radioreceptoarele ieftine, ca bunuri de larg consum. Două exemple de circuite larg integrate, realizate de Philips sunt elocvente în acest sens. Circuitele TSA6057 și TSA 6060 conțin: divizorul programabil, divizorul programabil al referinței, două comparatoare de fază și prescalere interne ce funcționează pînă la 150MHz, respectiv 200MHz (TSA6060), constituind o soluție de cost redus pentru o sinteză de frecvență "one chip". Programarea frecvențelor și a modului de lucru se face prin intermediul unei magistrale seriale pe 2 biți de tip I²C. Aceasta permite reducerea drastică a numărului de pini ai circuitului integrat, simplificarea cablajului și reducerea perturbațiilor generate.

În cele ce urmează este descris circuitul integrat TSA6060. Acest circuit asigură următoarele facilități:

- intrări separate de MA și MF pentru VCO
- un multiplexor pentru selectare MA sau MF
- un divizor programabil pentru controlul frecvenței în gama recepționată
- un comparator de fază frecvență
- pompă de curent, cu două nivele de curent programabile prin soft (pentru acord rapid sau zgomot minim)
- o ieșire de referință cu frecvența de 40 KHz, pentru funcțiuni auxiliare.
- două ieșiri pentru tensiunea de comandă pe diodele varicap. O ieșire este conectată la un filtru de buclă extern MA, iar cealaltă la un filtru MF. Sub control soft, ieșirea MA este trecută pe impedanță ridicată de comutatorul MA/MF în poziția MF, iar ieșirea MF este trecută pe impedanță ridicată prin comutare în poziția MA.

- o interfață cu magistrala I²C pentru registre și controlul logic. Magistrala I²C este utilizată pentru comunicații între microcontroler și diverse blocuri ale sintetizorului.
- Frecvența maximă a semnalelor ce se poate aplica la intrarea de MA este de 30MHz, în timp ce la intrarea MF se poate aplica un semnal cu frecvența maximă de 200MHz. Circuitul este realizat în două variante de capsulă: DIL16 și SO16.

Semnificația pinilor circuitului integrat TSA6060 este prezentată în tabelă:

Pin nr.	Simb.	Descriere func.	Pin nr.	Simb.	Descriere funcțională
1	INLK	Detector calare buclă	9	Fref	Ieșire 40KHz
2	XTAL	Cristal cuarț	10	SDA	Date seriale (I ² C)
3	Vcc1	+5V	11	SCL	Clock serial (I ² C)
4	GND	Masă	12	AS	Selecție adresă
5	FMi	Intrare VCO FM	13	FMo	Ieșire filtru buclă FM
6	DEC	Decuplare	14	Loop	Intrare filtre buclă
7	AMi	Intrare VCO AM	15	AMo	Ieșire filtru buclă AM
8	BS	Selecție bandă lucru	16	Vcc2	+12V

Prin control soft se poate alege o frecvență de referință dintre următoarele valori: 1,5,10 sau 50 KHz.

Tot prin control soft se mai poate asigura alegerea regimului pompei de curent: 25mA sau 500mA.

Pinul BS (band select) permite selecția între două benzi de lucru, ca urmare a unei comenzi primite prin soft.

Cristalul pentru frecvența de referință poate fi de 4MHz sau 8MHz, alegerea făcându-se tot prin soft.

Pinul AS (address select) servește, prin poziționarea la VCC sau GND, la modificare adresei interne de identificare, fiind deci posibilă comanda pe aceeași magistrală a două circuite TSA 6060.

Programarea frecvenței și funcțiunilor circuitului TSA 6060 se face cu o secvență de date transmise serial conform protocolului I²C. Secvența începe cu un bit de start, urmează un octet ce conține identificatorul circuitului comandat, un bit acknowledge, după care urmează patru octeți de date, separați prin bit de acknowledge. Secvența se încheie cu un bit de stop. Secvența de programare este prezentată mai jos:

S	ADD.	A	DATA 0	A	DATA 1	A	DATA 2	A	DATA 3	A	P
A7...A0		D7....D0		D7....D0		D7...D0		D7....D0			

Conținutul octetului de adresă (ADRESS) este:

1	1	0	0	0	1	AS	0
MSB						LSB	

Conținutul primului octet de date este:

S6	S5	S4	S3	S2	S1	S0	CP
MSB						LSB	

Conținutul celui de al doilea octet de date:

S14	S13	S12	S11	S10	S9	S8	S7
MSB						LSB	

Conținutul celui de al treilea octet de date:

REF 1	REF 2	FM- /AM	/FM- AM Op amp	8- /4MHz	BS	S16	S15
MSB						LSB	

Conținutul celui de al patrulea octet de date:

-	-	-	-	T3	T2	T1	-
MSB						LSB	

Programarea frecvenței se face cu ajutorul următoarelor relații:

FM- /AM	Frecvența de intrare	Input
0	$(S2x2^0 + S3x2^1 + \dots + S15x2^{13} + S16x2^{14})x_{f_{ref}}$	AM
1	$(S0x2^0 + S1x2^1 + \dots + S15x2^{15} + S16x2^{16})x_{f_{ref}}$	FM

Bitul CP din primul octet de date controlează regimul pompelor de curent:

CP	Curent
0	25mA
1	500mA

Bitul BS (comandă o ieșire open collector) din cel de al treilea octet de date:

BS	Stare
1	Saturat
0	Blocat

Biții REF1 și REF2 sunt folosiți pentru controlul referinței:

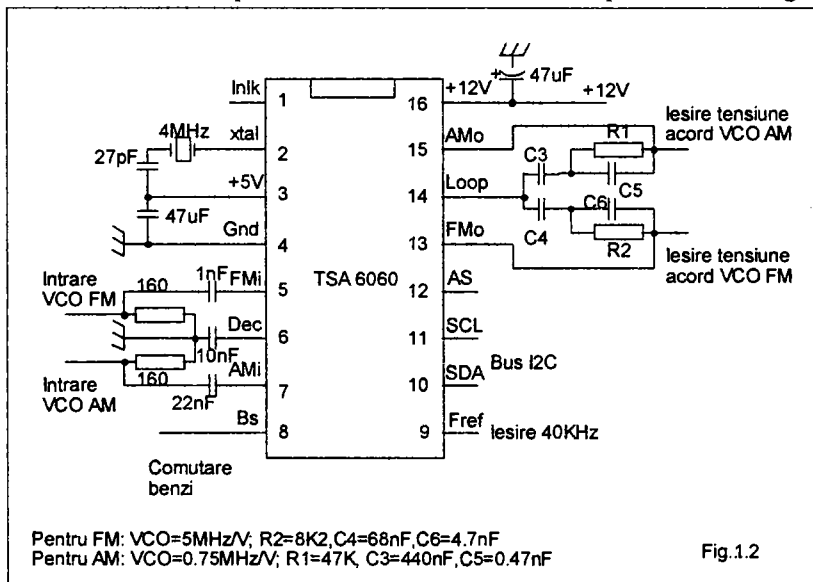
REF 1	REF 2	Frecvență referință
0	0	1
0	1	10
1	0	25
1	1	50

Bitul /FM-AM controlează ieșirea de comandă pentru varicap:

/FM-AM	SWITCH	
	FM/AM	AM/FM
1	Închis	Deschis
0	Deschis	Închis

Biții T1..T3 sunt biți pentru moduri de test. Dintre combinațiile posibile, probabil cea mai interesantă este aceea când ieșirea BS poate fi transformată în ieșire a divizorului programabil (pentru utilizarea unui comparator de fază extern T1=1,T2=1,T3=0)

Schema de utilizare pentru circuitul TSA 6060 este prezentată în fig.12.



Valorile elementelor din filtrele de buclă depind de frecvența de referință, caracteristicile VCO-ului și viteza de acord.

Ieșirea de la pinul 9 (Fref) nu trebuie confundată cu valoarea frecvenței de referință internă ce este folosită de comparatorul de fază/frecvență, aceasta provenind din frecvența cristalului de referință și poate fi folosită pentru diverse scopuri.

Faptul că se pot comanda pe aceeași magistrală două circuite TSA6060 permite crearea unei sinteze de frecvență cu mai multe bucle PLL, cu scopul de a obține o rezoluție îmbunătățită (10 Hz sau 100Hz).

Faptul că circuitul nu asigură, conform specificațiilor de catalog și un pas de 12.5KHz, specific pentru radiotelefoane, se poate rezolva înlocuind cristalul de 4MHz cu unul de 5MHz (evident nu vom mai avea pas de 1KHz ci de 1.25KHz în această situație).

4.4 Filtrul de buclă

Semnalul la ieșirea comparatorului de fază se prezintă ca un semnal digital cu coeficient de umplere variabil. Acest semnal integrat, asigură o tensiune continuă de comandă pentru VCO. Cu cât frecvența de referință este mai mică, cu atât mai dificilă va fi filtrarea semnalului de ieșire. Reducerea zgomotului în buclă se poate face în oarecare măsură prin reducerea frecvenței de trecere a filtrului buclei, însă cu prețul creșterii timpului de calare al buclei. Din acest

punct de vedere, alegerea elementelor filtrului de buclă reprezintă un compromis: zgomot-viteză de calare. De modul cum este calculat filtrul de buclă depinde și stabilitatea buclei, lucru esențial în orice sistem cu reacție.

Cel mai simplu filtru de buclă este prezentat în fig.13.

Filtrele de buclă cu amplificatoare operaționale câștigă din ce în ce mai mult teren, odată cu apariția unor noi

generații de amplificatoare operaționale, capabile să asigure un nivel de zgomot deosebit de redus, cum ar fi ICL7611 sau OPA27.

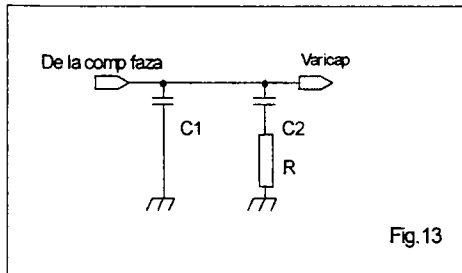


Fig.13

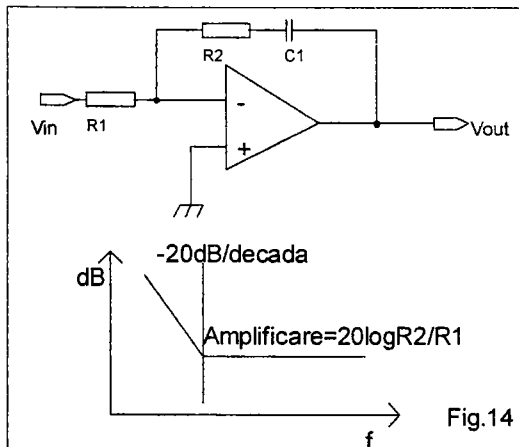


Fig.14

Principal, se utilizează de fapt, un integrator ca în fig.14.

Circuitul realizează o caracteristică ca cea din figură, avînd o pantă inițială de 20dB/decadă. Amplificarea circuitului este dată practic de raportul rezistențelor R2 și R1.

$$\text{Frecvența de tăiere este dată de relația: } f = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

De fapt este așa numitul loc al unui "zero". În practică mai există și rezistența serie prin care este comandată dioda varicap, care împreună cu capacitățile din circuit mai formează un pol parazit. Un alt pol ce apare în 0 Hz este datorat întregii bucle.

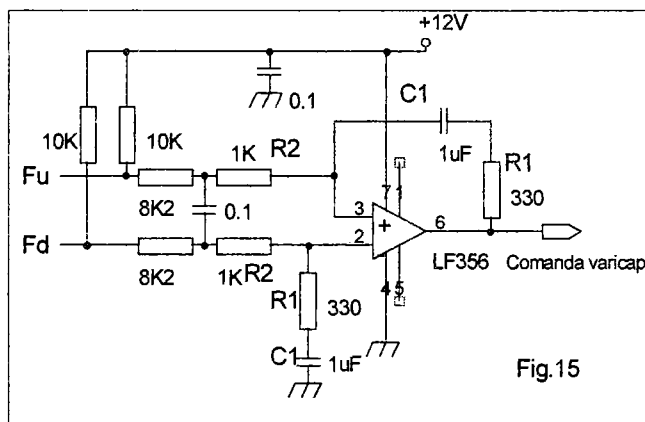


Fig.15

Un filtru mai complex, este prezentat în fig.15. Acesta utilizează un amplificator operațional, prefîndu-se foarte bine la sinteza de frecvență realizată cu MMC382/381.

Este folosit un operațional cu JFET de zgomot redus, de tipul LF356.

Valorile filtrului sunt pentru o frecvență de referință de 12.5KHz.

Calculul elementelor filtrului se fac după următoarele formule:

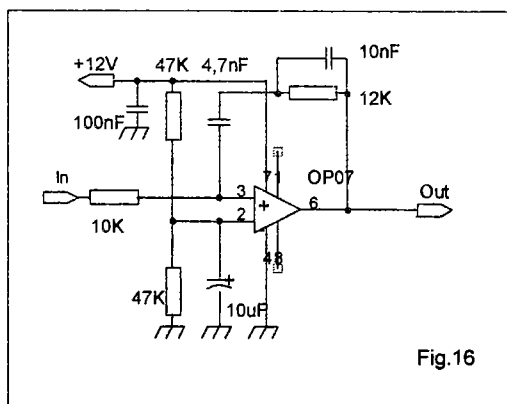


Fig.16

$$R_2 C_1 = \frac{3K_v K_\phi}{N\omega^2}$$

$$R_1 C_1 = \frac{3}{\omega}$$

Unde:

K_v este câștigul VCO-ului în V/Hz

K_ϕ este câștigul comparatorului în V/ciclu

Pentru un comparator digital clasic, câștigul este de cca. 5-10V/ciclu, în timp ce pentru un comparator cu eșantionare, poate

trece de 1000V/ciclu.

N este factorul total de divizare al divizorului programabil.

ω este banda bucle în rad/sec.

În fig.16 este prezentat un filtru de buclă realizat cu operaționalul OP07 (ROB07) ce are un zgomot foarte redus. Acest circuit se pretează foarte bine comparatoarelor de fază/frecvență cu o singură ieșire, cum sunt cele din circuitele pentru sinteză de frecvență fabricate de Motorola.

4.5 Comparatoare de fază/frecvență

Comparatorul de fază asigură compararea semnalului de la referință cu cel sosit de la divizorul programabil. Există două tipuri de comparatoare:

- Comparator de fază/frecvență
- Comparator de fază

Un parametru important al comparatoarelor este câștigul. De regulă, este o valoare dată în V/radiani.

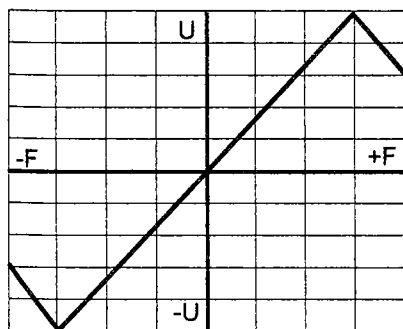


Fig.17.

Comparatoarele de fază/ frecvență sunt sensibile atât la diferența de fază cât și la diferența de frecvență.

Comparatorul de faza este sensibil numai la diferența de fază. Comparatorul de fază se folosește de obicei buclele PLL în conjuncție cu un comparator sensibil la deviația de frecvență.

Comparatorul de fază/frecvență asigură la ieșire un semnal proporțional cu diferența de fază/frecvență între cele două semnale aplicate la intrare. Caracteristica tensiune de ieșire- deviație de frecvență este prezentată în fig.17.

În fig.18 este prezentat cel mai simplu comparator de fază frecvență, realizat cu un circuit logic de tip SAU-exclusiv.

Ieșirea circuitului se conectează prin intermediul unui filtru de buclă la intrarea de comandă a VCO-ului. Acest comparator simplu are dezavantajul că necesită, pentru a funcționa corect, semnale cu coeficient de umplere de 50%. Soluția

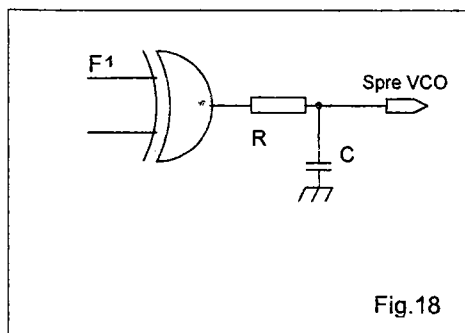
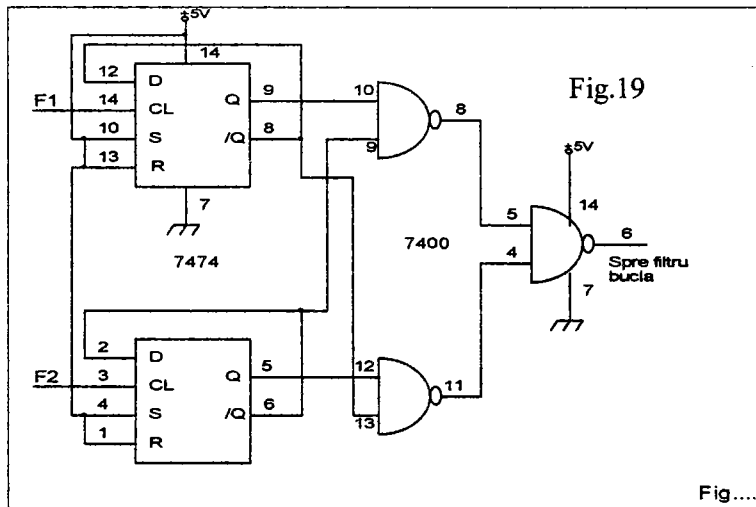


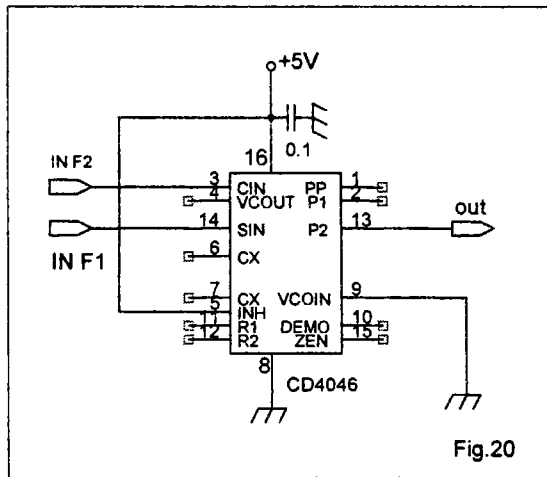
Fig.18

nu se folosește decât în situația în care frecvențele ce se compară sunt prea mari pentru comparatoarele de fază /frecvență (>30MHz).

Un comparator de fază /frecvență performant este prezentat în fig.19 Sunt folosite un circuit integrat de tip 7474 (două bistabile tip D) și un circuit de tip 7400 (porți NAND).



Aceste gen de circuit funcționează foarte bine cu semnalele de la intrare având un coeficient redus de umplere. Trebuie subliniat faptul că de obicei, la ieșirea divizorului programabil, semnalul are un coeficient de umplere foarte redus (sub 1%), motiv pentru care pentru a fi văzut, este necesar un osciloscop performant, dotat eventual și cu lupă de timp.



De un număr de ani însă, au apărut circuite integrare specializate care realizează funcția de comparator de fază /frecvență, cum ar fi circuitul Motorola MC4044 sau MC4344. Un

circuit larg utilizat, ce este de fapt un PLL și care conține un comparator de fază performant este CD4046. O schemă de comparator de fază/ frecvență ce folosește circuitul CD4046 este prezentată în fig.20.

Comparatorul de fază funcționează corect pînă la cca. 1.4MHz, dacă la intrare se aplică semnale cu coeficient de umplere de 50% (situație practic neîntîlnită). O soluție la această problemă poate fi utilizarea unui monostabil, care să asigure prelungirea impulsului pînă la cel puțin 0.6μs. Versiunea HC sau HCT a acestui circuit integrat funcționează bine pînă la cca. 10 MHz. Comparatoarele de fază/frecvență prezentate au un câștig de 5-10 V/ radian.

Din punct de vedere al câștigului, cele mai performante sunt comparatoarele de fază cu eșantionare. Aceste comparatoare nu sunt sensibile decît la diferența de fază și de aceea se folosesc în circuitele de sinteză de frecvență în conjuncție cu un comparator de frecvență clasic. Aceste comparatoare pot atinge câștiguri de pînă la 3KV/ radian (HEF4750).

Circuitele moderne pentru sinteza de frecvență au, de regulă încorporat un comparator de fază/frecvență, așa încît utilizarea unui comparator de fază / frecvență extern se justifică numai în unele cazuri (ex. cînd se dorește un nivel de zgomot cu 5-10dB mai mic decît poate asigura comparatorul de fază intern al circuitului MMC382).

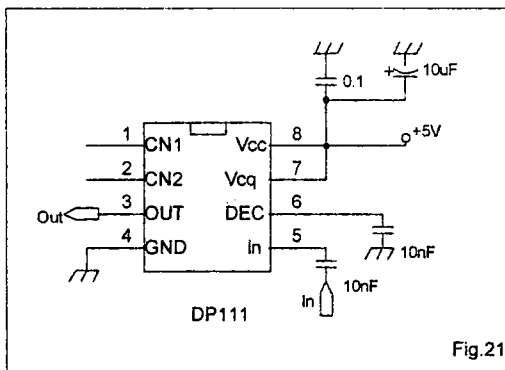


Fig.21

4.6 Prescalere

Circuitul DP111 este un divizor programabil cu patru module: 100/101/110/111.

Circuitul este realizat în capsulă DIP 8 și este realizat în tehnologie ECL permițând lucrul pînă la 200MHz.

Circuitul permite alimentarea la 5V pentru Vcc, și 12V pentru Vcq. În situația cînd se utilizează în continuare circuite CMOS

alimentate la 12V, Vcq se alimentează la 12V, pentru ca ieșirea să furnizeze semnal compatibil ca nivel cu circuitele CMOS.

Tabela de adevăr pentru controlul intrărilor CN (care stabilesc rata de divizare) este prezentată în cele ce urmează:

CN1	CN2	Rata de divizare
0	0	111
0	1	110
1	0	101
1	1	100

Frecvența maximă admisă este de cca. 220MHz pentru DP111B și 150MHz pentru DP111C.

Un alt circuit este DP11. Acesta poate realiza divizări cu 10/11.

Tabela de adevăr pentru rata de divizare este prezentată mai jos:

CN1	CN2	Rata de divizare
0	0	11
0	1	10
1	0	10
1	1	10

O schemă de aplicație pentru DP 11 este prezentată în continuare:

Grupul de polarizare a intrării, prezent la DP11, asigură pe pinii de intrare o tensiune de 3.95V. Circuitul DP 11 este realizat în variantele B și C. Varianta C are o ieșire de cascaderă CO (pinul 11) ce poate fi cuplată la intrarea CN1 a unui circuit DP11B sau DP11C, putîndu-se realiza un divizor cu patru module. Circuitul este realizat în capsulă DIP 14.

Frecvența limită inferioară care se poate aplica la intrare este de 0.1-0.2 MHz. Sub aceste valori nu mai funcționează corect.

Sensibilitatea la intrare a circuitelor din seria DP este de cca. 50mV la 100MHz, ea scăzând la cca. 300mV la 200MHz.

Ca regulă de utilizare generală, alimentarea trebuie decuplată cât mai

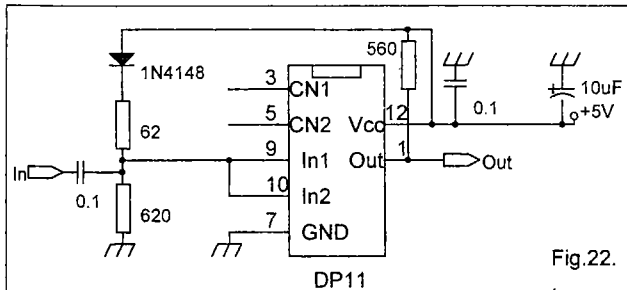


Fig.22.

aproape de pinii integratului, existînd altfel riscul unor autooscilații. Aceeași remarcă și pentru pinul DEC de la DP111 (de fapt acest pin se poate folosi ca o a doua intrare în unele aplicații).

Prescalerul U813BSE a fost conceput pentru tunerle TV, CATV și tunerle SAT TV. Este produs de firma TEMIC (Telefunken Semiconductors). Este realizat în două variante: U813BS cu ieșire compatibilă ECL și U813 BSE cu ieșire pe repetor.

Are trei rate de divizare: 64/128/256 ce se selectează pe un singur pin (pinul 5). Frecvența minimă la intrare nu trebuie să coboare sub 70MHz, iar maxima este de 1.1GHz. Tensiunea de alimentare este de 5V. Nivelul minim al semnalului ce se aplică la intrare este de 10 mV.

Schema de aplicație este dată în fig.23.

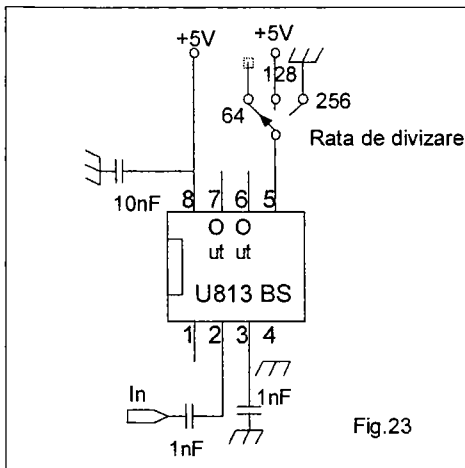


Fig.23

Există un număr mare de producători de prescalere, probabil cea mai completă gamă de fabricație avînd firma GEC Plessey. Această firmă utilizează un procedeu tehnologic bazat pe siliciu ce permite obținerea unui zgomot de fază mult mai mic decît la prescalerle realizate în tehnologie GaAs. (În mod

paradoxal, deși sunt realizate tranzistoare cu GaAs cu un factor de zgomot sub 0.5dB, prescalerle realizate în această tehnologie sunt mai zgomotoase).

Se realizează astfel prescalerle: SP8910 – divizor cu 10 la 5.5GHz (zgomot -140dBc/Hz la 1KHz), SP8833 – divizor cu 32 la 3.5GHz (-150dBc/Hz la 10KHz), SP8830 divizor cu 10 la 1.5GHz, Un alt prescaler este SP8782 ce permite divizarea cu 16/17 și 32/33 la 1GHz.

Un alt producător major de prescalare (și la un cost mai redus) este NEC (filiala din SUA CEL) care produce prescalare pentru tensiuni de alimentare de 3V sau 5V. Cele mai uzuale sunt: UPB1502 (:64/65/128/129) la max. 2GHz, UPB1505 (:64/128/256) la max. 3GHz, UPB588 (:64/128) la max. 2.5GHz

4.7 Comanda sintezei de frecvență cu microcontrolere

Primele sinteze de frecvență comandate de microprocesor au apărut în echipamentele profesionale la sfârșitul anilor '70. La început au fost folosite microprocesoare clasice de tipul 8080 sau Z80. Un asemenea sintetizor consuma cca. 3-5A și producea probleme mari de interferență în radioreceptorul în care trebuia să fie inclus. Actualmente se folosesc noile generații de circuite CMOS care permit consumuri de ordinul a câtorva mA (dacă se folosește un afișaj cu cristale lichide- chiar și cu sursă proprie de iluminare back light-), ceea ce a permis realizarea de echipamente portabile miniaturale, ce pot funcționa timp îndelungat pe baterie. Odată ce consumul a scăzut mult, au scăzut și perturbațiile generate, problemele dificile de ecranare fiind eliminate în bună măsură.

Toate sintezele de frecvență moderne sunt comandate de microcontroler. Se asigură în acest fel reducerea substanțială a numărului de circuite externe, putându-se asigura facilități deosebite de operare, cum ar fi:

- Comanda și controlul afișajului de frecvență
- Memorarea și lucrul cu frecvențe preselectate
- Posibilitate de scanare a benzii de frecvență
- Permite operarea cu shift de frecvență emisie /recepție
- Facilități multiple de automatizare.

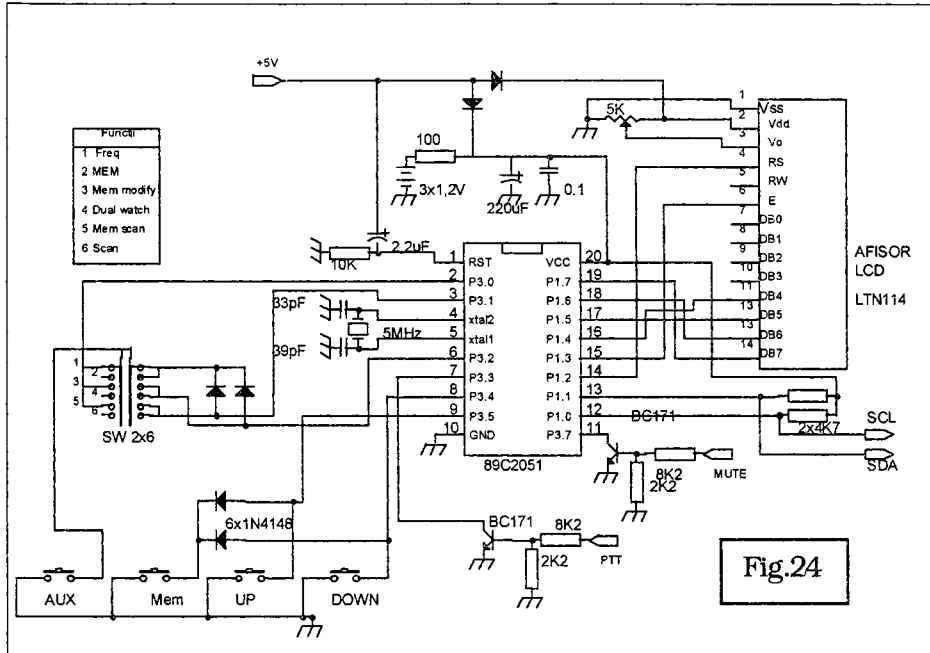
Circuitele complexe de sinteză de frecvență destinate receptoarelor de performanță generează practic toate semnalele necesare mixerelor din receptor, inclusiv semnalul pentru detectorul de produs, sau pentru facilitatea cunoscută sub denumirea de "IF shift" (care permite decalarea caracteristicii de selectivitate a receptorului față de semnalul recepționat, cu scopul de a elimina o perturbație care se află la limita superioară sau inferioară a spectrului de JF a semnalului recepționat în SSB).

Cel mai adesea se folosesc astăzi microcontrolere din seria Intel C51 în diferite variante, funcție de necesitățile hard ale aplicației.

Cele mai versatile circuite par a fi cele realizate de ATMEL care conțin memoria de program sub forma de EEPROM, ce poate fi ușor ștersă sau modificată. 89C2051 este un microcontroler ce conține 2K de EEPROM într-o capsulă cu 20 pini. La aceasta se adaugă și avantajul costului (<4\$). O aplicație pentru sinteză de frecvență, destinată să comande un circuit cu interfață I²C este

prezentată în continuare. Schema se pretează foarte bine pentru comanda circuitului de sinteză Philips TSA6060.

Schema nu utilizează un circuit de memorie RAM pentru memorarea posturilor (frecvențelor) preselectate, aceasta făcându-se în RAM-ul microcontrolerului. Dacă este necesară memorarea unui număr mai mare de frecvențe, atunci devine necesară folosirea unei memorii de tip EEPROM de tip 24C01 sau 24C02 (PCF8581-8582) cu interfață I²C, care se conectează pe



aceeași magistrală ca și circuitul de sinteză TSA6060. La căderea sursei de alimentare circuitul 89C2051 trece în mod "power down" cu consum redus (cîteva zeci de μA) și se alimentează din baterii. Semnalul de PTT permite realizarea diferenței de frecvență emisie-recepție de 600KHz. Semnalul MUT permite blocarea în caz de avarie, sau (funcție de soft) prin supravegherea squelch-ului, se poate realiza funcția de căutarea automată a frecvențelor, cu oprirea pe posturile găsite.

Pentru a se economisi biții disponibili de comandă ai procesorului, s-a ales o variantă de scriere a datelor pe display-ul LCD, pe 4 biți. Procesorul furnizează afișorului și semnalul RS precum și E (ENABLE) pentru validarea scrierii. Nivelul luminozității afișajului se reglează cu ajutorul potențiometrului de 5K.

Modificarea frecvenței se face cu tastele UP și DOWN, rezultatul fiind urmărit pe afișajul cu cristale lichide LTN114 (sau orice alt tip echivalent: un rând x 16 caractere).

Comutatorul de funcții permite selectarea mai multor moduri de lucru după cum urmează:

FREQ- tastele UP și DOWN permit trecerea din canal în canal cu pas de 12.5KHz (corelet cu referința sintezei). Tasta MEM permite schimbarea modului de funcționare: direct/repetor sau invers, asigurând sau nu shiftul de 600KHz emisie/recepție.

MEM- Permite citirea frecvențelor și modurilor stabilite anterior pentru o anume frecvență. Introducerea în memorie, modificarea frecvenței sau a modului de lucru se pot face cu comutatorul funcții pe poziția:

MEM MODIFY

DUAL WATCH permite supravegherea atât a frecvenței de lucru (selectate în modul FREQ) cât și unei alte frecvențe din memorie.

MEM SCAN permite baleierea frecvențelor din memorie

SCAN permite baleierea întregului spectru de frecvență.

Memorarea unei frecvențe se face trecând comutatorul de moduri de lucru pe poziția MEM și apăsând tasta MEM se memorează frecvența afișată.

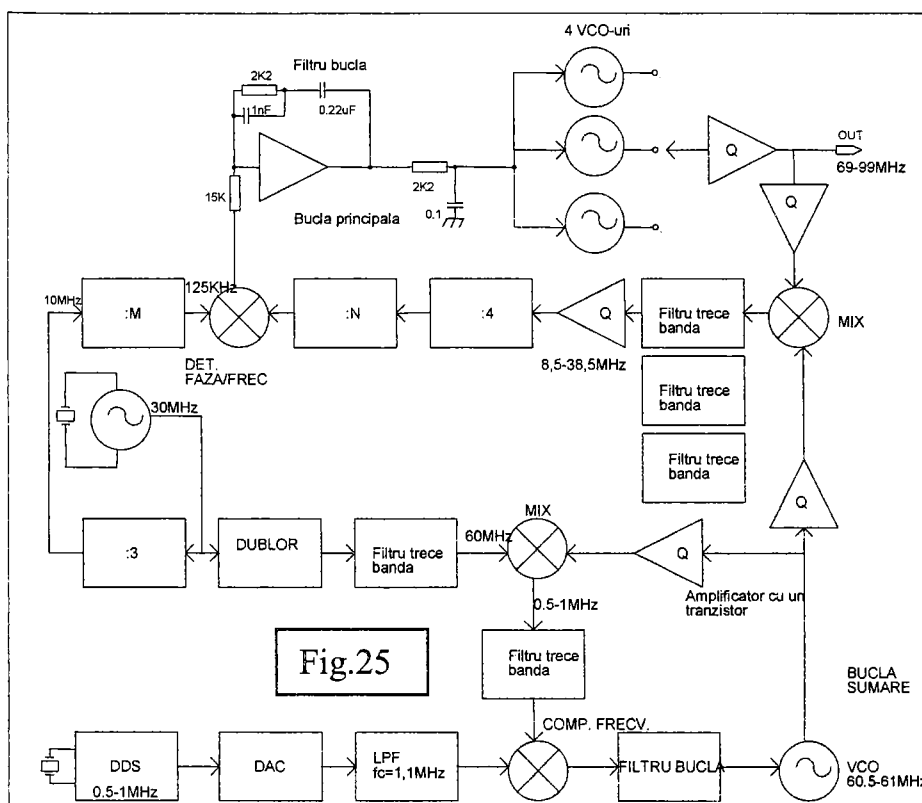
EEPROM-ul microcontrolerului 89C2051 trebuie să fie încărcat cu un soft corespunzător pentru a se putea realiza funcțiunile enunțate mai sus.

Exemplul de mai sus este unul clasic pentru comanda unei sinteze de frecvență pentru radiotelefon.

Evident pentru funcțiuni extinse (introducerea frecvenței prin tastatură numerică, funcții multiple) se complică corespunzător atât hardul utilizat cât și softul.

4.8 Arhitectura modernă a sintezelor de frecvență

Cele mai moderne sinteze de frecvență care necesită rezoluții sub 10Hz sunt realizate în structură hibridă: DDS +PLL. O exemplificare în acest sens este sintetizorul de frecvență realizat de firma ICOM la transceiverul IC765, a cărei schemă bloc este prezentată în fig.25. Se remarcă faptul că se utilizează o sinteză digitală directă (DDS), pentru a se obține o bună rezoluție de frecvență. Circuitul asigură un semnal cu frecvența cuprinsă între cca. 500KHz și 1MHz. Este posibilă obținerea la aceste frecvențe a unor performanțe foarte bune în ceea ce privește puritatea spectrală. Se ușurează mult și sarcina DAC-ului, putând fi utilizat un circuit mai ieftin. Bucla principală necesită un semnal de mixare de cca. 60MHz. Prin mixare directă cu un semnal apropiat de 60MHz,



ar fi deosebit de dificilă filtrarea componentei utile de mixaj (în raport cu “oglinda”). Se recurge din această cauză la o buclă PLL de sumare, care asigură un semnal cuprins între 60.5MHz și 61MHz. VCO-ul are banda de lucru

limitată la 1MHz, pentru a se împiedica calarea acestuia pe frecvențe cuprinse între 59MHz și 59.5MHz.

Bucła principală conține și divizorul programabil. La comparatorul de fază/frecvență se aplică un semnal de la o referință, care prin divizări succesive ajunge la 125KHz. Se utilizează patru VCO-uri, banda de lucru fiind divizată în patru segmente egale. Astfel se obțin performanțe la zgomot mai bune. Semnalul de ieșire, cuprins între 69MHz și 99MHz este mixat cu semnalul ce provine de la DDS (ce acoperă banda 60.5MHz-61MHz în pași de 10Hz). Prin mixare se obține un semnal cu frecvența cuprinsă între 8.5 și 38.5MHz. Funcție de frecvență, se utilizează un filtru selectabil, trece bandă cu scopul de a elimina componentele nedorite. Întrucât pentru divizorul programabil (cu N) frecvența este prea mare, se recurge la divizarea cu 4, înainte de a se ajunge la divizorul programabil. Filtrul de buclă (ce conține și un amplificator de c.c. cu trei tranzistori) asigură o filtrare corespunzătoare a referinței. La momentul apariției sale această sinteză de frecvență a fost considerată a fi deosebit de performantă, datorită utilizării DDS-ului, avînd o complexitate redusă la jumătate față de o sinteză clasică (multi buclă) cu rezoluția de 10Hz. Evident, fiind un produs de serie care trebuia să păstreze un cost redus, au fost făcute și unele compromisuri ce au redus performanțele la zgomot ale sintezei pe ansamblu.

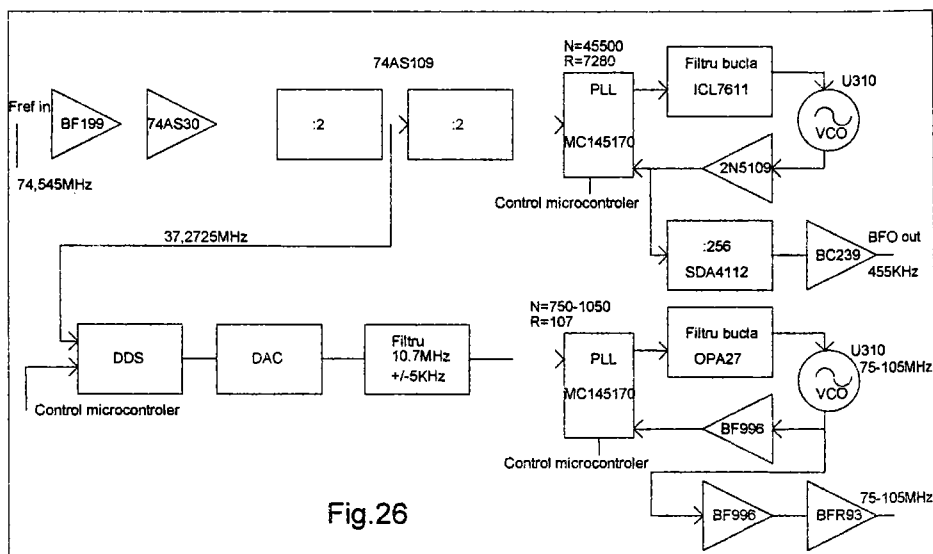


Fig.26

În fig.26 este prezentată o schemă bloc propusă de Ulrich Rohde. Și această schemă folosește un circuit DDS pentru a obține o bună rezoluție a sintezei. DDS-ul folosit este de tipul HSP45102, iar DAC-ul este TDA8702.

Schema asigură semnalele pentru un transceiver sau un receptor cu acoperire pînă la 30MHz, ce are frecvențele intermediare pe 75MHz și 455KHz. Sintetizorul hibrid asigură semnalul pentru oscilatorul local 75MHz - 105MHz cu o rezoluție de 0.07Hz și 450- 460KHz cu o rezoluție de 100Hz. Pentru obținere celei de a doua frecvențe intermediare se folosește un oscilator pe 74.545KHz care este folosit ca referință de frecvență și de sintetizor. În acest fel se reduce numărul de oscilatoare ce se folosesc într-un sintetizor. Sintetizorul mai folosește și două PLL-uri de tip MC145170 (Motorola). Controlul frecvenței se face de către un microcontroler care generează și semnalele necesare displayului. DDS-ul asigură un semnal pe 10.7MHz, și acoperă 10KHz. Filtrarea semnalului se face la ieșirea DAC-ului cu ajutorul unui filtru cu cristal (de tipul folosit în mod uzual în radiotelefoane) pentru a curăța semnalul de armonici cu peste 80dB. Acest semnal este injectat la intrarea de referință a unui PLL cu MC145170.

Acesta este programat să dividă semnalul de la intrarea de referință cu 107, ceea ce duce la o referință internă de 100KHz. Bucla PLL realizată cu MC145170 va asigura deci treptele brute de acord (de 100KHz) în timp ce DDS-ul asigura acordul fin în cadrul unei trepte de 100KHz. Cu o referință internă de 100KHz, coeficientul de divizare al divizorului programabil a VCO-ului va fi de 750 pînă la 1050 pentru a acoperi domeniul de frecvență al VCO-ului de la 75 la 105MHz. Schema folosită pentru PLL (cu MC 145170) și filtrul de buclă (cu operaționalul OPA27) a fost prezentată anterior. VCO-ul este realizat cu U310 într-o schemă cu zgomot redus.

O a doua buclă cu MC145170 este utilizată pentru generarea semnalului de 455KHz. Prin divizarea referinței de 18.63625MHz cu 7280 se ajunge la o referință internă de 25.6KHz. Prin divizarea cu 256 se ajunge la un pas final de 100Hz. Un pas de 100Hz pentru BFO este puțin cam mare, dar folosibil. Această structură de schemă permite așa numitul IF shift, comanda circuitelor de sinteză fiind realizată centralizat de microcontroler.

Performanțele realizate de această sinteză hibridă de frecvență sunt excelente, fiind superioare multor realizări din echipamentele de vîrf ce se vînd pe piață, în ciuda simplității deosebite. Performanțele sunt comparabile din punct de vedere al zgomotului cu generatorul de RF sintetizat SMK Rohde& Schwartz (care costă peste 10000\$). Sinteza realizează un semnal cu o bună puritate, zgomotul fiind de -130dBc/Hz la 10KHz. Timpul de calare este de cca. 5ms, ceea ce permite un acord rapid.

Evoluția viitoare indică trecerea masivă pe structuri integral DDS. Pînă cînd acestea vor ajunge să poată lucra la frecvențe suficient de mari (peste 100MHz), se folosesc în continuare structuri hibride PLL-DDS.

Sinteza de frecvență este o problemă dificilă, a cărei rezolvare necesită multe eforturi, devenind partea cea mai complexă a unui receptor. Proiectarea sintezei de frecvență și evaluarea acesteia înainte de a fi executată, se face pe calculator utilizând programe specializate. Se pot lua astfel din start cele mai bune măsuri pentru a obține performanțe maxime de la un circuit dat.

Bibliografie:

1. Robert Howald Introduction to Analog and DDS F.S. RF Design/Jan. 95
2. W. Keese Dealing with PLL.... RF Design/Aug.97
3. Bogdan Sadowski PLL Speed Up Charge Pump RF Design/Jan. 95
4. ***** Motorola Communication Device

5. Zgomotul oscilatoarelor

Orice bloc electronic produce un anumit nivel de zgomot, nici oscilatorul nefăcînd excepție de la acest neajuns. Pentru evidențierea cauzelor zgomotului este necesară studierea acestui fenomen pornind de la structura schemei de bază a oscilatorului. Oscilatorul este compus dintr-un amplificator și un circuit rezonant cu Q mare. Cel mai important generator de zgomot este evident, amplificatorul. Zgomotul generat are o distribuție spectrală complexă, fiind compus atît din zgomot alb cît și zgomotul 1/f (flicker). Relația lui Leeson evidențiază în mod clar sursele și cauzele zgomotului de fază în oscilatoare:

$$L = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\omega_0^2}{4\omega_m^2} \left(\frac{P_{in}}{\omega_0 W_e} + \frac{1}{Q_{uni}} + \frac{P_{sig}}{\omega_0 W_d} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_m} \right) \frac{FkT_0}{P_{sav}}$$

De aici rezultă că pentru minimizarea zgomotului de fază trebuie luate următoarele măsuri:

1. Maximizarea Q-ului circuitului oscilant
2. Maximizarea energiei reactive pe rezonator, prin obținerea unei tensiuni maxime, concomitent cu utilizarea unui raport L/C redus.

-
3. Trebuie evitată saturarea tranzistorului la vîrfuri de semnal cu orice preț, întrucît aceasta duce la degradarea Q-ului rezonatorului și implicit la creșterea zgomotului. Utilizarea unui circuit de control al nivelului oscilației gen AGC poate fi o soluție.
 4. Trebuie folosit în oscilator un tranzistor cu zgomot redus cum ar fi: tranzistorul bipolar BFT66 sau FET-ul U310
 5. Perturbația de fază poate fi minimizată prin folosirea unui tranzistor cu efect de cîmp care, avînd o impedanță de intrare ridicată, se poate obține un raport foarte mare între tensiunea semnalului util și zgomot.
 6. Reducerea zgomotului de flicker la tranzistorii bipolari (mult mai mare decît la FET-uri) se poate face prin utilizarea unei rezistențe în serie cu emitorul de cca. $10-30\Omega$, ceea ce duce la o reducere a zgomotului flicker cu pînă la 40dB.
 7. Polarizarea adecvată a tranzistorului oscilator este de mare importanță pentru zgomotul generat.
 8. Decuplarea corectă a surselor de alimentare și a diverselor etaje este obligatorie pentru a împiedica pătrunderea semnalelor parazite în oscilator.
 9. Ecranarea oscilatorului se face cu grijă, pentru a nu expune circuitul oscilant în cîmpuri electrice perturbatoare, care ar putea modula parazit oscilatorul.
 10. Cablajul imprimant trebuie realizat îngrijit, cu utilizarea conceptului de masă stelată, pentru a evita apariția buclelor de masă.
 11. Toate componentele folosite în oscilator trebuie să fie de calitate cît mai bună.
 12. Utilizarea diodelor varicap în paralel duce la scăderea rezistenței echivalente serie și implicit la creșterea Q-ului circuitului oscilant, cu efecte favorabile asupra nivelului de zgomot generat de oscilator.

Oscilatoarele comandate în tensiune (VCO-uri) prezintă, suplimentar față de oscilatoarele obișnuite, un zgomot complex care pătrunde pe tensiunea de comandă a frecvenței. Zgomotul ce pătrunde pe tensiunea de comandă a varicapului conține:

- Zgomot alb datorat rezistenței de separare.

- Zgomot alb, $1/f$ și componente determinate specifice sursei care generează tensiunea de comandă: 50 Hz, 100Hz sub frecvența de referință la sintezele de frecvență.

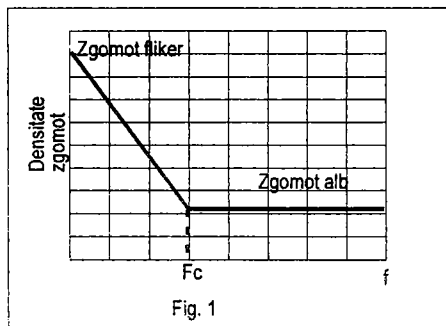


Fig. 1

Figura 1 prezintă distribuția spectrală a zgomotului la un tranzistor

F_c este frecvența pînă la care zgomotul flicker este dominant, în continuare rămînînd cu valoare semnificativă doar zgomotul alb.

La un tranzistor cu efect de câmp la care acest zgomotul flicker este mai redus decît la bipolari, F_c este de cca. 50Hz.

Fig. 2 prezintă distribuția spectrală a zgomotului la un oscilator, cu evidențierea zonelor semnificative.

Se observă dominantă $1/f$ (flicker) la frecvențe joase, după care urmează

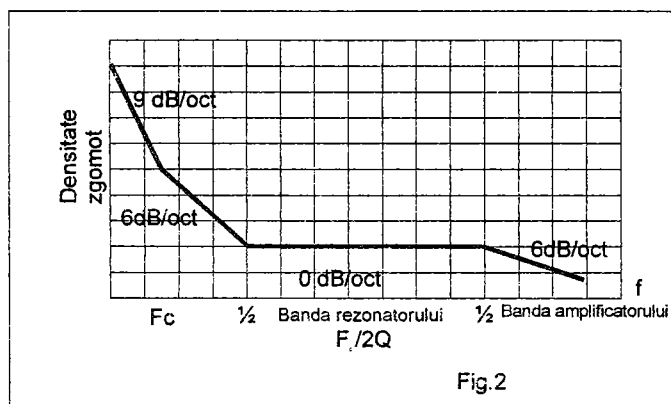


Fig.2

o zonă plată în care zgomotul este menținut redus de efectul de filtru al rezonatorului. În final, banda amplificatorului utilizat reduce în mod natural distribuția zgomotului la frecvențe mari.

Folosind principiile enunțate anterior, se poate obține un oscilator cu un nivel redus de

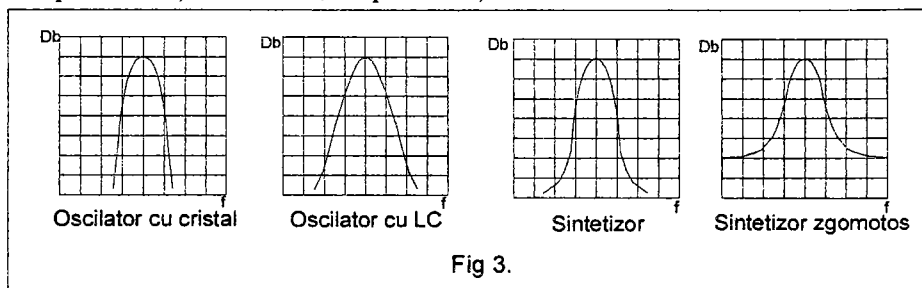
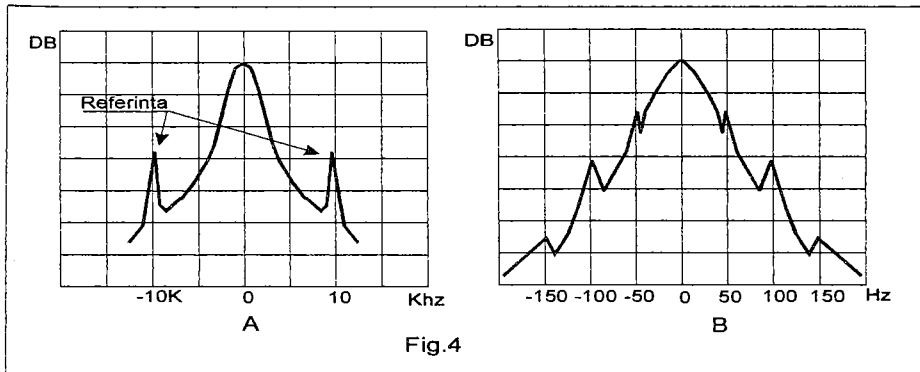


Fig 3.

zgomot, fără de care nu se pot obține performanțele maxime de la un receptor.

Fig. 3. prezintă distribuția spectrală a zgomotului pentru câteva tipuri de oscilatoare. Se remarcă oscilatorul cu cristal, care are cel mai redus zgomot. Un sintetizor de frecvență corect executat are un zgomot destul de redus pe bandă îngustă, pe bandă largă (în afara benzii buclei) zgomotul fiind dat de oscilatorul LC. Se remarcă din figură modul cum crește zgomotul la un sintetizor prost conceput. În afară de componentele nedeterminate ale zgomotului, apar și unele semnale discrete. Astfel, în bandă largă, se observă prezența unor reziduuri ale referinței (fig.4A), iar în bandă îngustă se observă prezența cîmpurilor perturbatoare de 50 sau 100Hz (fig.4B).

În mod evident, componentele spectrale parazite trebuie să fie la un nivel cît mai redus, ele putînd produce mixări parazite. Pentru echipamente de emisie, specificațiile tehnice cer de obicei valori între 54dB și 60dB atenuare pentru componentele discrete.



Cea mai comodă măsurare a zgomotului și componentelor discrete conținute de zgomot la oscilatoare, se face cu ajutorul unui analizor de spectru. Pentru aceasta, analizorul de spectru trebuie să aibă o rezoluție de cel puțin 50Hz/diviziune, banda de trecere <10Hz și dinamica de cel puțin 60dB.

Zgomotul oscilatoarelor se măsoară ca densitate de putere într-o bandă de 1Hz. Se utilizează pentru aceasta decibelul raportat la nivelul purtătoarei dBc/Hz.

Pentru a trece de la zgomotul normal în bandă de 1Hz la zgomotul într-o bandă oarecare se folosește relația:

$$P_z = P_{zg}(\text{dBc/Hz}) - 10 \log B.$$

Exemplu: presupunînd un oscilator cu un nivel de zgomot de -120dBc/Hz, într-o bandă de 3000Hz vom avea: $-120 + 34.77 = -85.22 \text{ dBc}$

Blocul de alimentare

Blocul de alimentare trebuie să furnizeze toate tensiunile necesare într-un receptor. Datorită noilor componente utilizate, consumul unui radioreceptor a scăzut considerabil, nedepășind de regulă 5-10W (cu tot cu iluminare). Pentru echipamentele portabile (radiotelefoane, telefoane celulare) consumul este sub 100mW, pentru a se conserva cât mai mult acumulatorii. De fapt, la radiotelefoanele moderne, cca. 90% din consum revine părții de emisie.

Alimentarea echipamentelor staționare se face cu utilizarea stabilizatoarelor clasice liniare, stabilizatoarele în comutație avînd dezavantajul major că produc perturbații pe un spectru electric deosebit de întins, ce ar putea perturba receptorul.

Alimentarea se face clasic, cu utilizarea unui trafo coborîtor de la rețeaua de 220Vc.a.. Dacă blocul de alimentare este cuprins în aceeași carcasă cu receptorul, trebuie luate o serie de măsuri pentru prevenirea influențelor cauzate de fluxul de scăpări al transformatorului. Se evită în acest fel pătrunderea brumului de rețea prin cîmpuri parazite. Utilizarea unui transformator de rețea toroidal este cea mai bună soluție într-un echipament cu pretenții, datorită fluxului redus de scăpări. În acest fel, măsurile de ecranare și restricțiile de poziționare a transformatorului devin mai lejere. Ca idee generală, transformatorul se poziționează cât mai departe de oscilatorul local (sau VCO) sau blocul de joasă frecvență. La nevoie, în perioada de încercări, se pot testa mai multe poziții pentru care influența transformatorului este minimă.

Cea mai insiduoasă influență este asupra oscilatorului local. Cu ajutorul unui analizor de spectru se poate observa ușor influența cîmpurilor parazite de 50Hz asupra oscilatorului local. În lipsa acestuia, se poate verifica cu ajutorul unui generator RF , ascultînd în difuzor semnalul demodulat. Nu trebuie să prezinte nici un fel de brum de 50 sau 100Hz.

De regulă, tensiunile necesare într-un receptor staționar sunt de: +12V, eventual +5V, mai rar și o tensiune negativă de -12V. Receptoarele din radiotelefoane funcționează cu tensiuni de 9V (generațiile mai vechi), 6V, 4.5V sau 3V în cazul celor mai noi echipamente.

Receptoarele prevăzute să fie alimentate de la baterii utilizează circuite care pot funcționa cu variații mari ale tensiunii de alimentare (+/-25%), fără afectarea performanțelor.

Receptoarele staționare trebuie să atingă performanțe maxime și de aceea utilizează scheme mai complexe și facilități suplimentare față de un echipament portabil. În aceste condiții și pretențiile asupra circuitelor de

alimentare cresc. Se utilizează de regulă stabilizatoare de tensiune cu circuite integrate din ultimele generații care necesită un minim de componente externe. Bătrânele circuite stabilizatoare LM723 sau LM305 sunt total perimate și nu mai sunt folosite în echipamentele noi. Practic s-au generalizat stabilizatoarele în capsulă TO220 pentru curenți de 1-1.5A, de regulă un receptor neavînd neocie de un consum mai mare. Astfel, LM317T este un stabilizator cu trei terminale în capsulă TO220 cu tensiunea de ieșire reglabilă în domeniul: 1.2-37V și un curent maxim de 1.5A. Tensiunea de ieșire se modifică prin alegerea adecvată a divizorului rezistiv ce polarizează pinul Adj. Circuitul are protecție la supracurent și la supratemperatură.

Circuitele din seria LM78xx sunt realizate pentru diverse tensiuni fixe: 5V, 6V, 8V, 9V, 12V, 15V, 18V și 24V. Sunt realizate tot în capsulă TO220 și admit un curent maxim de 1.5A.

Circuitele din seria LM79xx realizează aceleași tensiuni ca și seria LM 78xx, dar pentru tensiuni negative.

Puntea redresoare se alege în așa fel încît să poată suporta în mod accidental o supraîncărcare de 50% față de curentul maxim absorbit de echipament, în funcționare normală. Rezultă de aici că o punte avînd un curent nominal de 3A se poate folosi într-un redresor ce debitează în mod normal max. 2A. Se are în vedere montarea pe un radiator, dacă puntea disipă termic prea mult, cunoscînd faptul că funcționarea îndelungată la temperaturi ridicate reduce drastic fiabilitatea componentelor. Puntea folosită trebuie aleasă cu grijă pentru că se cunosc cazuri cînd această componentă poate produce zgomote electrice, pentru depistarea ulterioară a sursei parazitare fiind necesare ore îndelungate de căutări.

Condensatorii folosiți pentru filtrare sunt electrolitici cu folie de aluminiu, o valoare de 2200 μ F imediat după redresor fiind suficientă pentru un consum de 1-1.5A, în condițiile în care urmează un circuit stabilizator de tensiune.

Pentru a se evita reacțiile cu curenți de înaltă frecvență este necesar să se plaseze pe traseele de alimentare ale diverselor blocuri de RF, șocuri de RF.

În multe situații anumite blocuri din receptor se alimentează cu tensiuni mai reduse decît cea furnizată de blocul de alimentare. Se recurge în această situație la stabilizarea locală a tensiunii la valoarea dorită. În situația utilizării unui stabilizator simplu cu dioda Zener, se are în vedere deriva termică a tensiunii stabilizate la diodele Zener, care poate fi deranjantă la alimentarea oscilatoarelor ce nu sunt prinse în bucle PLL.

Utilizarea stabilizatoarelor integrate moderne, simplifică considerabil realizarea blocului de alimentare, însă trebuie să se țină cont de câteva reguli elementare:

- Puterea disipată de stabilizator este egală cu produsul dintre curentul consumat de sarcină și căderea de tensiune pe stabilizator. Funcție de puterea disipată, se folosește un radiator pentru a menține temperatura capsulei integratului la valori rezonabile ($<80^{\circ}\text{C}$).
- Dacă lungimea traseelor de la electrolicul de filtrare la stabilizator depășește 10cm, este necesară plasarea unui condensator de $0.1\mu\text{F}$ între intrarea stabilizatorului și masă, cât mai aproape de pinii integratului.
- Pentru o funcționare corectă a stabilizatoarelor, este necesar ca între tensiunea aplicată la intrare și tensiunea stabilizată să fie o diferență de cel puțin 2.5-3V (aceasta cu condiția ca tensiunea redresată să nu varieze în sarcină cu mai mult de 0.5V, în caz contrar fiind necesară o tensiune mai mare la intrarea stabilizatorului pentru a funcționa corect).

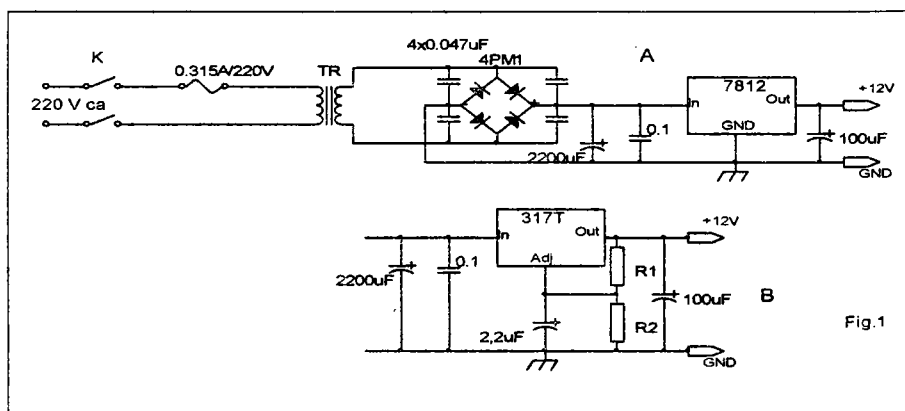


Fig.1

În fig.1A este prezentată o sursă de alimentare realizată cu stabilizatorul LM7812, care furnizează o tensiune fixă de 12V. În fig.1 B este prezentată o variantă de stabilizator realizat cu LM317T. Tensiunea ce se obține la ieșire este funcție de raportul rezistențelor R1 și R2. Pentru curenți mai mari se folosește LM323, care admite până la 3A. Acest circuit integrat este un stabilizator de 5V, însă prin plasarea terminalului GND la un alt potențial decât masa, se ajunge la o tensiune de ieșire egală cu 5V plus tensiunea pe terminalul GND. Tensiunea necesară polarizării terminalului GND se poate obține cu ajutorul unui divizor rezistiv alimentat din tensiunea de ieșire (eventual cu utilizarea unei referințe cu Zener polarizate tot din tensiunea de ieșire).

De fapt aceeași soluție se poate adopta și pentru stabilizatoarele fixe din seria LM78xx, pentru a se obține tensiuni stabilizate mai mari decât valoare nominală a stabilizatorului.

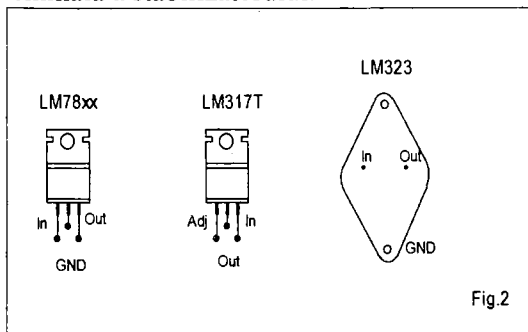


Fig.2 prezintă capsulele și semnificația terminalelor circuitelor integrate comentate anterior.

Pentru curenți stabilizați mai mici, se pot folosi circuitele din seria 78Lxx care sunt în capsulă TO92 și pot furniza curenți de max. 250mA cu condiția să nu se depășească o

putere disipată de 800mW.

Un parametru rareori pomenit este nivelul de zgomot al sursei de alimentare. Trebuie făcută însă o diferență față de ondulația de 50 sau 100 Hz care se regăsește pe tensiunea de ieșire (de regulă nu mai mare câțiva mV la o sursă de calitate) și zgomotul alb la ieșire. O sursă stabilizată cu Zener și insuficient decuplată, generează un nivel de zgomot considerabil ce poate afecta grav un oscilator. O soluție o constituie decuplarea pentru un spectru cât mai larg de frecvență (capacitate electrolitică + capacități ceramice) dar și mai bine, pentru etajele pretențioase se poate recurge la stabilizatoare cu zgomot redus (ex. 78Lxx, sau stabilizator cu FET și referință cu diode cu siliciu înseriate).

Alimentarea în portabil a echipamentelor de telecomunicații este o problemă serioasă, atât din punct de vedere al autonomiei în exploatare (timpul între reîncărcările acumulatorilor), cât și din punct de vedere al întreținerii acumulatorilor. Se adaugă în mod firesc prețul acumulatorilor.

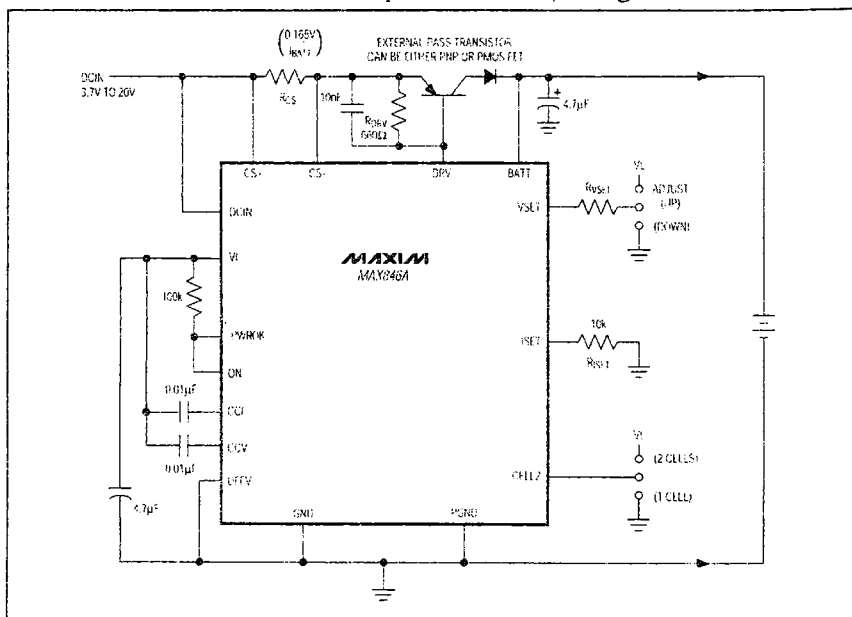
La ora actuală se folosesc cu precădere trei tipuri de acumulatori: vechile acumulatori cu NiCd, acumulatorii cu nichel-metal –hidrid (NiMH) și acumulatorii cu ioni de litiu (Li-Ion). Cele trei tipuri de acumulatori au performanțe diferite în ceea ce privește cantitatea de energie acumulată pe unitate volumică sau în ceea ce privește curentul de descărcare. Ordinea prezentării anterioare este de fapt și ordinea în ceea ce privește parametrii amintiți.

Cele mai bune sunt deci, acumulatorii cu Li-Ion, care au un curent de descărcare propriu de numai 10% din cel al unui acumulator cu NiCd, ceea ce le permite conservarea îndelungată, fără a necesita reîncărcări frecvente. De asemenea, la aceeași energie acumulată sunt de 2-4 ori mai mici decât

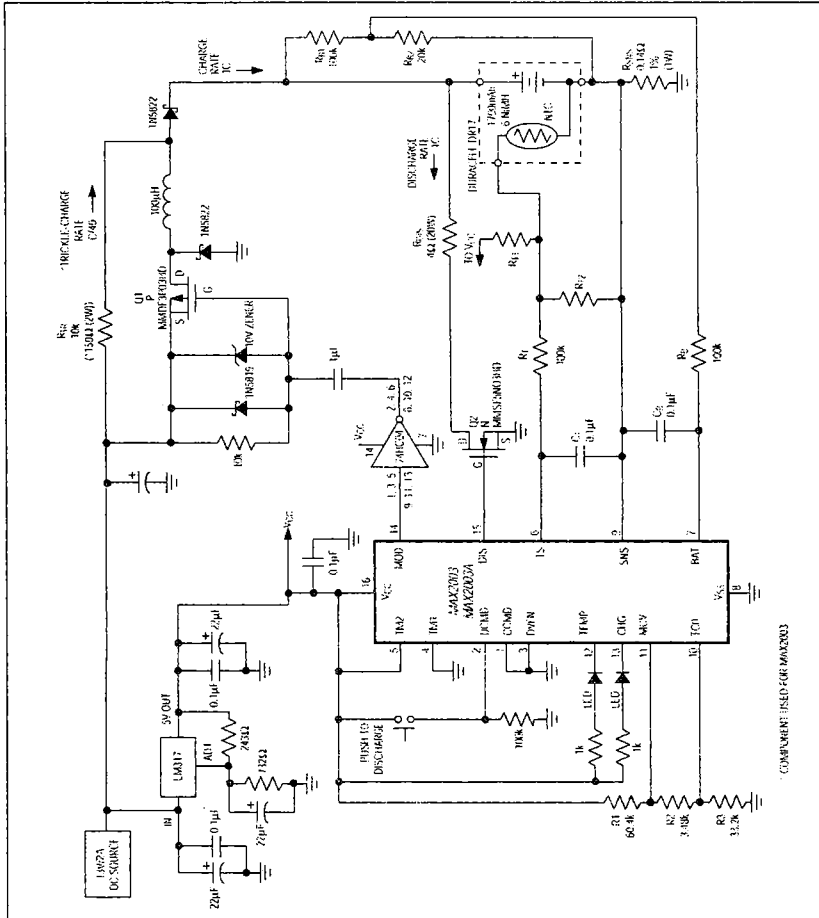
acumulatorii cu NiCd. Din păcate, prețul de cost la momentul actual este de 6-8 ori mai mare decât al acumulatorilor cu NiCd. Pe viitor însă, este de așteptat o corecție favorabilă a actualului raport de preț, pe măsură ce vor apărea mai mulți producători și tehnologiile se vor perfecționa. Acumulatorii NiMH sunt mai buni decât cei clasici cu NiCd, ca performanțe situându-se între NiCd și Li-Ion.

Cei mai uzuali (avînd și un preț redus) sunt acumulatorii cu NiCd. Funcție de producător și acuratețea execuției, permit de la cîteva sute la 1000 de reîncărcări. Tensiunea nominală este de 1,2V pe element (la Li-Ion 3V), și necesită reîncărcări periodice (la descărcări sub 0,8V există riscul compromiterii definitive a acumulatorului, așa încît reîncărcarea se face cînd tensiunea a scăzut la 1V pe element). Acumulatorii cu NiCd au din păcate o caracteristică ciudată, “memorînd” tensiunea pînă la care s-a produs descărcarea, cu timpul fiind imposibilă depășirea acestei valori, dacă reîncărcarea se face în mod automat la aceeași valoare de tensiune.

Există o gamă largă de circuite integrate care realizează o serie de algoritmi sofisticati pentru încărcarea. Firma Maxim este unul din producătorii consacrați de circuite pentru încărcarea acumulatorilor de orice fel. Trebuie spus faptul că fiecare tip de acumulator necesită un alt algoritm de încărcare. Schema de mai jos reprezintă o aplicație cu circuitul MAX846 destinată încărcării acumulatorilor cu Li-Ion. Circuitul permite selecția regimului de încărcare



pentru una sau două celule de Li-Ion și prin tensiunea aplicată pe terminalul



VSET se stabilește regimul de încărcare funcție de curentul nominal al

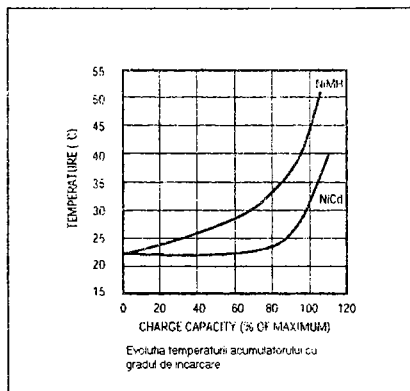
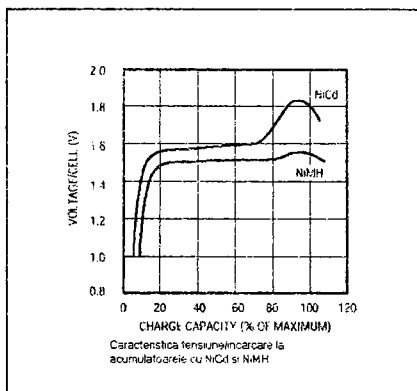
acumulatorului. $R_{VSET} = 20K \left[\frac{4.2}{1.65} \frac{V_X - V_F}{V_F - 4.2} \right]$, unde V_X este GND sau V_L , V_F

este tensiunea per element de acumulator.

Schema de mai sus, realizată cu circuitul MAX 2003 permite încărcarea rapidă a acumulatorilor cu Cd, cu supravegherea temperaturii elementelor de

acumulator, pentru a preveni degradarea acestora. Curentul de încărcare este constant în timp, circuitul integrat supraveghind termic atât nivelul de temperatură maxim, cât și viteza de creștere a temperaturii.

Supravegherea încărcării se poate face funcție de evoluția tensiunii pe acumulator în cursul încărcării, oprirea încărcării făcându-se imediat ce



tensiunea pe acumulator în cursul încărcării începe să scadă. Acesta este momentul în care acumulatorul este încărcat 100%, depășirea capacității ducând la supraîncălzire și în final la distrugerea (explozia) acumulatorului. După cum se vede din graficul alăturat, variația de tensiune la încărcare la acumulatorii NiMH este mai redusă și ca atare informația este mai dificil de utilizat. Supravegherea temperaturii, așa cum rezultă din graficul alăturat, este o altă metodă de a sesiza finalizarea încărcării. Un ciclu corect de încărcare la acumulatorii cu NiCd se face cu descărcarea la limită (din când în când) și reîncărcarea la capacitatea maximă pentru evitarea fenomenului de "memorie". Încărcarea acumulatorilor se face după tipul acumulatorului, parametri variind de la un producător la altul. Cei mai obișnuiți acumulatori sunt în format R6, cu răspîndire mare fiind acumulatorii Panasonic de 700mA/h cu tensiunea nominală de 1,25V și reîncărcare cu curent de 140mA/6h sau Varta de 750mA/h, cu tensiune nominală de 1,2V și reîncărcare cu 75mA/14h sau rapid, cu 210mA/3h (cu reducerea duratei de exploatare). Respectarea curentului de încărcare este una din condițiile esențiale pentru o exploatare îndelungată a acumulatorilor.

Circuite auxiliare

Circuitele auxiliare sunt circuite opționale folosite în radioreceptoare pentru îmbunătățirea calității recepției

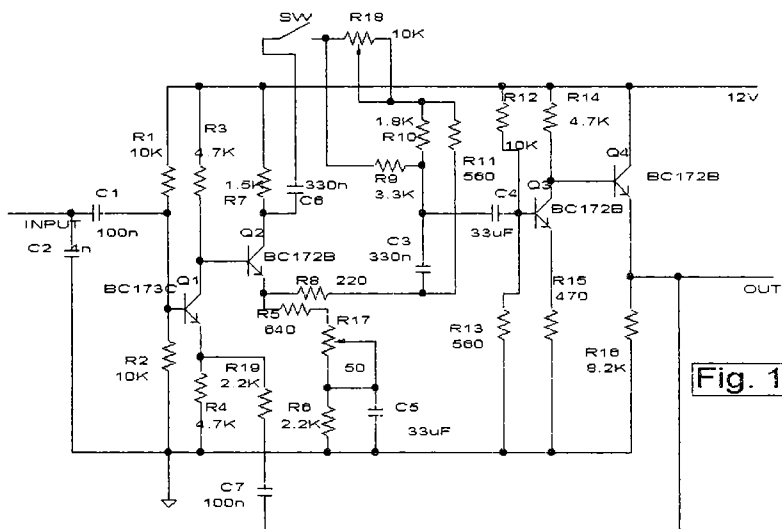
1. Filtre Notch

Circuitele de rejecție, cunoscute și sub denumirea de circuite notch, sunt foarte folosite în radioreceptoarele de unde scurte, unde nivelul interferențelor este ridicat.

Acest tip de circuit permite rejecția unui semnal nedorit aflat în banda semnalului util. Pentru ca inteligibilitatea semnalului util să fie cât mai puțin afectată, este necesar ca lățimea spectrului rejectat să fie cât mai redusă.

Există două tipuri de filtre notch: de AF și RF.

Circuitele notch de AF au avantajul simplității, asigurând o bună rejecție. Dezavantajul mare constă în faptul că semnalul perturbator ce este rejectat, dacă are un nivel ridicat, poate satura etajele anterioare, sau poate determina AGC-ul să reducă amplificarea etajelor receptorului. În această situație, un semnal util



slab poate coborî sub limita de inteligibilitate. Circuitele notch de AF sunt plasate de regulă, între demodulator și amplificatorul de AF.

Circuitele notch de RF, plasate de obicei în etajul IF, permit rejecția timpurie a semnalului perturbator, dar circuitele de acest gen sunt mai greu de pus la punct. În practică se utilizează circuite multi-Q sau chiar un cristal de cuarț, căruia i se modifică în anumite limite frecvența de rezonanță. Lățimea spectrului rejectat este de regulă mai mare decât cea obținută cu circuite de AF. O schemă

simplă de filtru notch de AF, care acoperă spectrul de frecvență de la 230Hz (pentru $R18=10K$), la 4000Hz (pentru $R18=150\text{ ohm}$) și care are un aport redus de zgomot, este prezentată în continuare. Schema a fost utilizată de receptoarele profesionale NERA încă din anii 70. Valorile folosite în schemă au fost optimizate pe calculator. Schema este simplă, utilizând o punte Wien modificată, introdusă într-un amplificator cu reacție. Cu ajutorul semireglabilului $R17$ se reglează nivelul maxim de rejecție. Practic, se injectează un semnal de 1000Hz la intrare, semireglabilul $R17$ reglându-se pentru semnal minim la ieșire. În lipsa unui generator, se poate face reglajul chiar la recepție, pe o purtătoare continuă din bandă, urmărind o rejecție maximă. Valorile $R5, 8, 9, 10, 11$, au o toleranță de 1%, restul putând fi în toleranța de 5%. Condensatorii de 330nF ($C3, C6$) trebuie să fie identici ca valoare, cu o dispersie de max. 5% în jurul valorii recomandate. Scoaterea filtrului de rejecție din circuit, se face cu întrerupătorul de pe potențiometrul $R18$ (cu care se face și acordul filtrului) nefiind necesar un comutator separat. Montajul prezentat în fig.1 se intercalează pe partea de semnal mic între detectorul de produs și amplificatorul AF.

Nivelul de semnal la intrare poate fi de max. 250mV_{ef}, montajul având o amplificare de 2dB.

Performanțele, după simularea pe calculator (cu o valoare pt. $R5+R17$ de 665 ohm), indică o atenuare de 40dB la 230Hz și de 66dB la 4KHz. Valorile măsurate practic sunt de 36dB la frecvența inferioară și de 50dB la cea superioară, utilizând componente cu toleranțele specificate. Caracteristica de rejecție este foarte ascuțită, neafectând decât în mică măsură calitatea recepției.

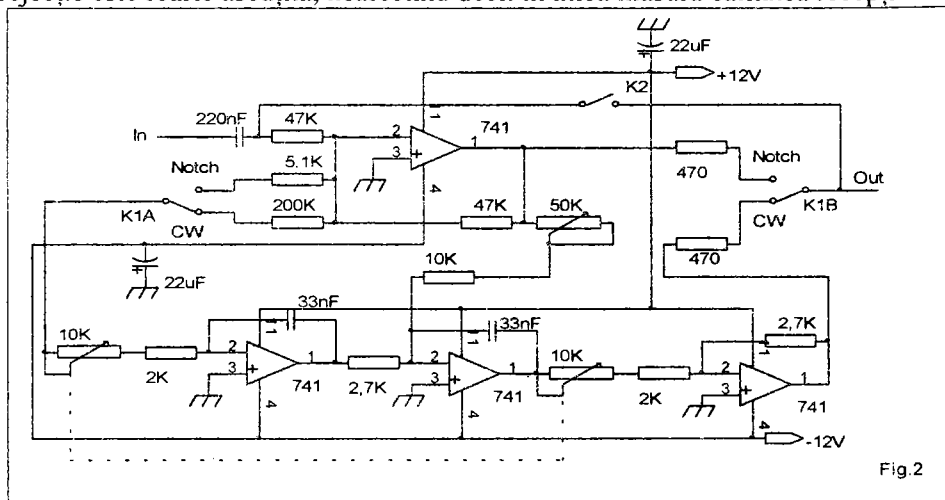


Fig.2

Fig.2 prezintă o altă schemă de filtru notch AF. Spre deosebire de prima, această schemă permite utilizarea și ca filtru trece bandă. Comutatorul K1 permite selecția modului de lucru dorit. Reglarea frecvenței de acord se face cu potențiometrul dublu de 10K. Potențiometrul de 50K servește la reglarea benzii de trecere, respectiv lățimea spectrului de frecvență rejectat. Schema originală a fost realizată cu circuite de tipul 741, însă trebuie spus că zgomotul generat de acestea pe poziția notch este destul de mare, așa încît este preferabilă folosirea altor operaționale ce au un zgomot mai mic. Chiar și așa, zgomotul pe poziția notch va fi ceva mai mare decît la prima schemă. Comutatorul K2 servește la activarea sau dezactivarea circuitului. Alimentarea se face cu o sursă dublă de tensiune +/-12V. Condensatorii de 33nF și rezistențele de 2.7K sunt în toleranță de 1%. Diferența între rezistențele potențiometrului dublu trebuie să fie sub 5%.

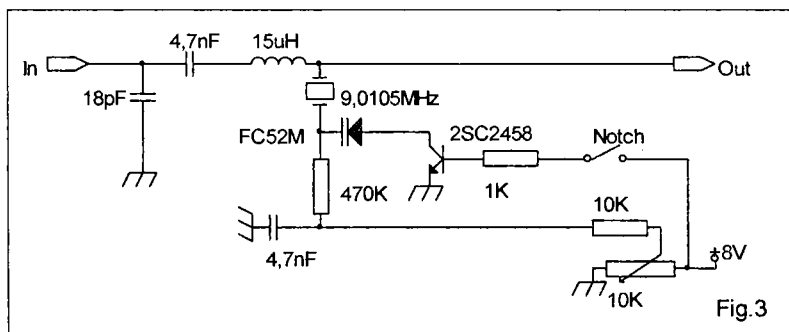


Fig.3 prezintă un circuit notch de RF utilizat în transceiverul IC 735. Cu potențiometrul de 10K se reglează frecvența semnalului rejectat (în limita benzii de trecere a filtrului IF). Comutatorul "notch" permite introducerea sau scoaterea din funcțiune a notch-ului. După cum se observă, frecvența semnalului rejectat este modificată cu ajutorul unei diode varicap. Acest circuit este plasat imediat după primul filtru de IF.

2. Filtru de zgomot (Noise Blanker)

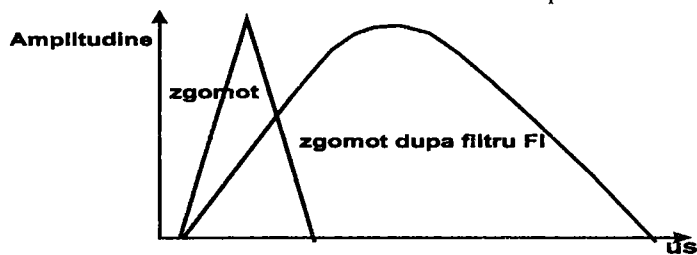
Reducerea zgomotelor ce perturbă recepția poate transforma o recepție foarte dificilă într-una confortabilă. Natura zgomotelor electrice este foarte diversă și cu un comportament aleator. Zgomotul electric poate avea multiple surse de proveniență: zgomot natural cauzat de descărcările electrice atmosferice sau de activitatea solară, zgomot produs de diverse instalații electrice sau electronice aflate în funcțiune.

Studiind natura și efectele diverselor categorii de zgomote electrice, se poate remarca că acestea se caracterizează printr-o amplitudine mare și o durată scurtă (în impuls). Datorită acestor particularități, zgomotele electrice se pot decela cu ajutorul unor circuite specializate, de semnalele utile ce se pot recepționa.

Decelarea și reducerea zgomotelor se face cu ajutorul unor circuite specializate, care pot să anuleze efectele nedorite ale zgomotelor. Prelucrarea semnalelor se poate face analogic sau prin utilizarea soluțiilor moderne de procesare digitală a semnalului (DSP). Ultima soluție, deosebit de modernă și aflată în continuă perfecționare, are dezavantajul unui preț de cost încă ridicat, avînd din această cauză, o răspîndire relativ redusă. Prelucrarea analogică a semnalelor pentru reducerea zgomotelor este o soluție larg răspîndită la producătorii de echipamente profesionale sau pentru radioamatori.

Înainte de a prezenta o metodă practică de reducere a zgomotului, este util să știm ce se produce pe tot lanțul de recepție, de la antenă la difuzor, cu un semnal parazit de natură electrică (zgomot de aprindere auto, motor electric, trăsnete, etc.)

Semnalele parazite care au o durată relativ redusă (impulsuri scurte), la trecerea printr-un circuit cu Q ridicat (ex. filtru cu cuarț) suferă o întârziere care va fi cu atît mai mare cu cît banda de trecere va fi mai mică (selectivitate mare). Amatorii de CW știu că îngustînd foarte mult banda de trecere la recepție, semnalele telegrafice se aud "legate", tot datorită acestui fenomen. Modul în care este deformat un astfel de semnal este prezentat în figura de mai jos.



Un alt efect neplăcut este cel asupra circuitului de AGC, unde astfel de semnale parazite pot provoca reducerea amplificării etajelor ce se află sub

controlul AGC.

Concluzia care apare este: cu cît semnalul parazit este eliminat într-un punct mai aproape de borna de antenă, cu atît efectele lui sunt mai ușor de eliminat. Rezultă de aici că sistemele uzuale de reducere a zgomotului în etajele de joasă frecvență vor avea o eficacitate redusă comparativ cu un sistem de reducere a zgomotului în circuitele de RF. Din considerentele de mai sus rezultă că punctul cel mai indicat de plasare a unui circuit de reducere a zgomotului în

RF este înainte de filtrul cu cuarț, deci înainte ca impulsurile de zgomot să fie deformat la trecerea prin circuitele de mare selectivitate. Modul în care se procedează este relativ simplu: pe calea de semnal se intercalează o poartă de semnal, ce este în condiții normale deschisă. La apariția unui impuls de zgomot poarta este blocată de un circuit specializat, în acest fel efectele ulterioare ale

PI 10

TRAF 13, 24, 1000 PPM, F.4.
300 PPM, RASACRE 0.3

TRAF 12, TRAF F.1, 1000 PPM
CUPAJ-12ap

TRAF 11, TRAF F.1, 10.7MHz
CUPAJ 3ap

TRAF 10, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 9, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 8, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 7, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 6, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 5, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 4, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 3, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 2, TRAF F.1, 10.7MHz

TRAF 1, TRAF F.1, 10.7MHz

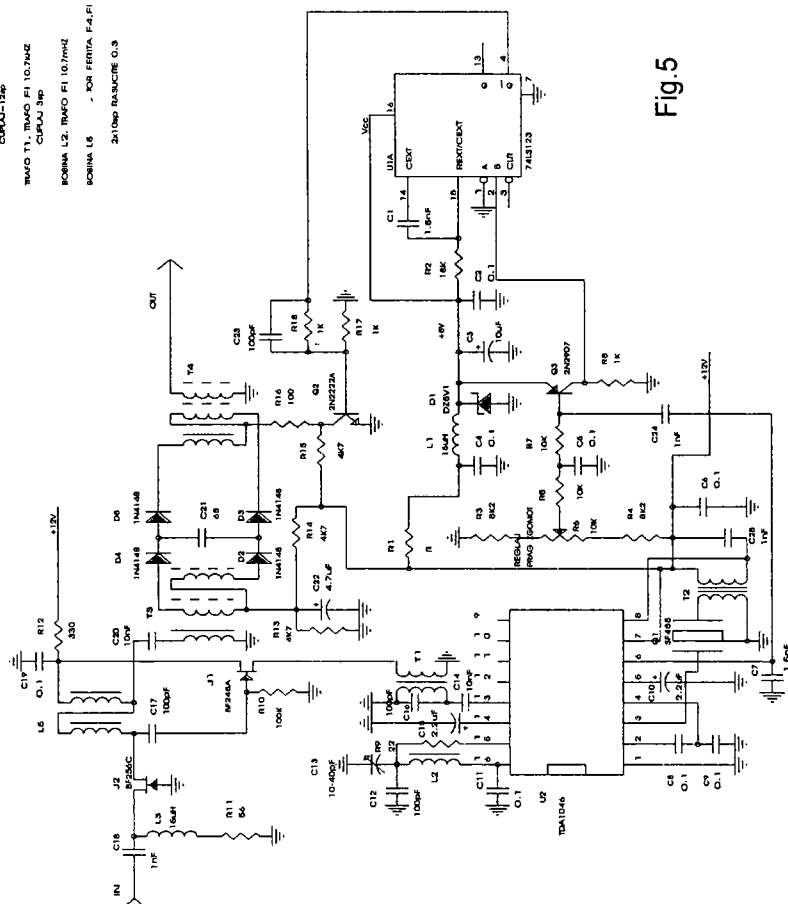


Fig 5

zgomotului fiind eliminate.

Întrebare: un circuit DSP poate fi mai bun?

De regulă DSP-ul și un RF noise blanker sunt complementare, acesta din urmă fiind superior, în situația zgomotelor în impuls (aprinderi auto, descărcări electrice, etc.), lucrând foarte bine cu nivele mari de zgomot.

Un DSP este mai eficace în situația zgomotului cu nivel constant (tip "sîsîit") sau cînd nivelul de zgomot este cu cel puțin 6dB sub semnalul util, în plus DSP-ul poate face și alte lucruri (filtru cu bandă reglabilă, notch, etc.).

Trebuie știut că receptoarele profesionale moderne utilizează procesarea digitală a semnalului în IF, preluat chiar după al doilea mixer, realizînd întreaga gamă de selectivități, constante AGC, filtre de rejecție (notch), filtre zgomot, demodulator, etc..

În cele ce urmează este prezentat un circuit de reducere a zgomotului în RF ce a fost testat cu rezultate foarte bune. Schema prezentată mai jos conține o poartă de semnal cu diode de comutație D2-D5, un amplificator RF cu un circuit integrat, un amplificator de impulsuri, un circuit de prelucrare a impulsurilor și un circuit de comandă a porții de semnal.

Atenuarea semnalului util la trecerea prin poarta de semnal este mai mică de 4dB, în timp ce în starea blocat atenuarea este de peste 60dB.

Amplificatorul de RF este necesar dat fiind nivelul foarte redus al semnalelor în acest punct al schemei. Pentru aceasta a fost folosit un receptor integrat MA de tipul TDA1046, de la care nu a fost folosit etajul ARF. Semnalul de RF intră prin trafo T1 direct în mixer, semnalul este mixat din banda de bază, în 455KHz. Se folosește un filtru ceramic pe 455KHz, cu lărgimea de bandă de 9KHz. Semnalul obținut la ieșirea audio este preluat de un amplificator de impulsuri (cu prag reglabil prin R6) Q₃. Practic, amplificarea realizată depășește 60dB.

Amplificatorul de impulsuri decelează semnalele care au o viteză de creștere ridicată (deci durată mică și amplitudine mult mai mare decît semnalul util).

Circuitul de comandă al porții de semnal conține un monostabil retrigerabil (74LS123), care are rolul de a limita timpul minim de blocare a porții la o valoare ce a rezultat în urma experimentărilor (20-30μS), durata de blocare fiind prelungită în situația unei salve de impulsuri foarte scurte, pe considerentul că efectul la recepție este mai puțin deranjant decît comutarea repetată. Semnalul de la mixerul receptorului este amplificat de tranzistorul J2, ce are rolul de a compensa pierderile în starea ON prin poarta de semnal. Structura aleasă cu poarta la masă asigură intermodulații minime și o adaptare

ușoară la impedanța mixerului. Amplificarea realizată este de 6-9 dB, suficient pentru scopul propus.

Acest gen de circuit se poate insera pe traseul de semnal mic, înainte de filtrul cu cuarț (sau electromecanic), al oricărui transceiver. Chiar dacă circuitul de mai sus pare cam "stufos", rezultatele obținute sunt foarte bune, atenuând considerabil zgomotele produse de aprinderi auto, descărcări electrice atmosferice, etc., ridicând nivelul de inteligibilitate de la neinteligibil la inteligibil.

Reglajul este simplu, și constă în esență în reglarea circuitelor aferente TDA1046 ca la orice receptor, cu ajutorul unui generator de semnal reglându-se trafo T1 și C13, pe maxim de semnal la ieșirea AF (pinul 6).

Un alt tip de circuit este prezentat în fig.6. Este un circuit simplu, destinat limitării nivelului perturbațiilor în AF. Circuitul se montează între detectorul de produs și filtrele sau amplificatorul de AF. După cum se observă, semnalul este amplificat în prealabil (pentru a fi adus în zona de limitare a diodelor) și apoi trecut printr-un circuit de limitare cu diode, cu tensiune redusă de deschidere. Diodele sunt prepolarizate în curent continuu, prin intermediul unui potențiomtru (R3), ce permite reglarea pragului de limitare.

Reglajul este simplu: se introduce în receptor circuitul și se reglează

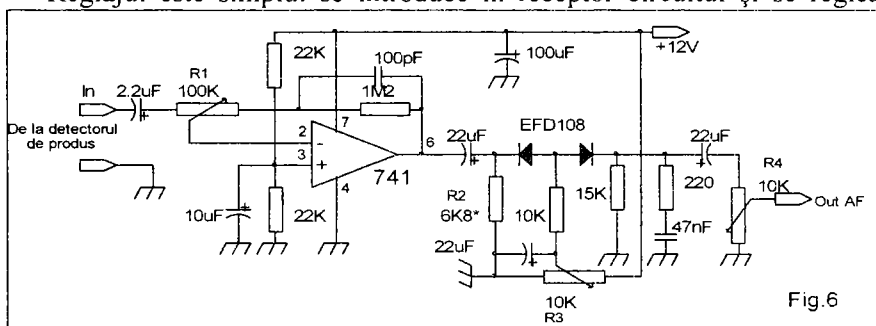


Fig.6

rezistența R1 pe un semnal puternic parazitat. Având R3 în poziție mediană, se reglează R1 pînă cînd efectul de limitare devine evident. R2 are valori cuprinse între 6K8 și 8K2, valoarea alegîndu-se pentru a se obține o limitare simetrică (vizibilă eventual cu un osciloscop, prin observarea unui semnal sinusoidal). R4 se reglează pentru a se obține la ieșire un semnal cu amplitudinea egală cu nivelul semnalului de la intrare (deci amplificarea globală a circuitului de limitare este 1).

Trebuie știut faptul că și sistemul de antene are un rol important în pătrunderea zgomotului în receptor. Paraziții industriali sunt de regulă, polarizați

vertical, utilizarea unei antene verticale la recepție în zonele cu perturbații de acest gen fiind neindicată.

Perturbațiile atmosferice apar de regulă mai supărător pe frecvențele joase (1.8Mhz-7Mhz), dar și zgomotul cauzat de rețelele electrice poate fi redus prin utilizarea antenelor în buclă închisă (pătrat, delta...).

Alte surse de zgomot pot fi chiar în locuința noastră (frigider, aspirator sau chiar TV). O sursă uneori dificil de tratat poate fi un calculator, conexiunea de la calculator la monitor, care deși ecranată, radiază puternic semnale într-un spectru foarte larg.

3.Procesarea digitală a semnalelor (DSP)

Subiectul este destul de vag stăpînit la noi, chiar și de profesioniști din păcate , deși pe plan mondial prelucrarea digitală a semnalelor analogice (audio sau video) a căpătat o largă răspîndire. Timid, în centrele universitare din țară, au apărut cîteva doctorate pe această temă, dar cu toate acestea, realizări spectaculoase în acest domeniu nu sunt notabile la noi. Procesarea semnalelor audio este uzuală la prelucrarea de semnale pentru înregistrări muzicale sau pentru comunicații. Bazele teoretice (și în special algoritmi matematici) au fost puse la punct cu mai bine de 20 de ani în urmă, progresul în domeniu fiind evident în ultimii ani, în special în ceea ce privește componentele folosite. În lume există numeroase colective de cercetători, firme, publicații periodice, cărți și chiar simpozioane ce se ocupă de acest subiect. Domeniul este deosebit de vast, de la procesarea semnalelor radar sau TV, la radiocomunicații, în continuare fiind tratat doar aspectul ce se referă la prelucrare semnalelor audio.

Odată cu dezvoltarea tehnicilor digitale, a devenit posibilă prelucrarea semnalelor audio în vederea îmbunătățirii raportului semnal/zgomot și a creșterii spectaculoase a inteligibilității semnalelor, în condiții de perturbații intense pe canalul de comunicații. Funcțiile uzuale pe care le poate îndeplini un DSP sunt, în general:

- Filtru trece bandă
- Filtru de rejecție (notch)
- Filtru de zgomot

Cum se realizează acest lucru? Semnalele preluate din canalul de AF sunt convertite digital cu ajutorul unui convertor A/D și apoi procesate de un microcontroler specializat. În final, semnalul digital prelucrat este reconvertit în semnal analogic cu un convertor D/A. Microcontrolerele utilizate în DSP au un set de instrucțiuni redus dar foarte puternic în ceea ce privește funcțiile utilizate

cu precădere. De regulă, în tehnica DSP funcțiile utilizate cel mai mult sunt cele de multiplicare (într-un singur ciclu, se realizează multiplicarea a două numere de cel puțin 16 biți), care la un procesor obișnuit necesită mai multe cicluri, de asemenea adăuția sau deplasarea biților. Pe piața producătorilor de componente au apărut un număr mare de ofertanți de asemenea circuite, care ca preț, pot coborî pînă la 5-6\$ pentru cele mai simple sau cca. 100\$ pentru cele mai complexe.

O parte din funcțiile realizate de un DSP se pot realiza și analogic, dar la un cost mai mare. O altă parte a funcțiunilor unui DSP este tipică și de regulă nu se poate realiza cu circuite analogice, aici intrînd funcțiile de filtru adaptiv, atît de tipul trece jos cît și de rejecție.

De remarcat că DSP-urile moderne au început să proceseze semnale nu din canalul de AF, ci direct din FI, dacă valoarea acesteia nu depășește 100KHz. Față de funcțiile uzuale, acestea realizează și funcțiile de demodulator FM, SSB sau AM, precum și AGC. Acesta este cazul echipamentelor profesionale și care au de regulă, costuri ce depășesc 10.000\$.

Un exemplu de DSP care preia semnalele din FI este cel folosit la transceiverul pentru radioamatori TS870S, care procesează semnalul pe 11.3KHz. (lanțul de FI este: 73MHz, 8.83MHz, 455KHz, 11.3KHz, cam multe schimbări de frecvență dar...)

Funcția de filtru trece bandă este foarte utilă la recepția semnalelor tip CW, RTTY sau SSTV, permițînd realizarea unor înalte selectivități, greu de atins chiar și de cele mai bune filtre cu cristal. Avantajul major este lipsa distorsiunilor de fază în interiorul benzii de trecere, lucru important în cadrul comunicațiilor digitale. Este cunoscut faptul că la o selectivitate înaltă pentru semnalele telegrafice apare efectul de "clopoțel", semnalele pîrînd legate între ele. Efectul este cauzat atît de distorsiunile de fază cît și de întîrzierile produse la trecerea semnalelor prin filtre cu Q mare, fronturile crescătoare și descrescătoare ale semnalelor lungindu-se mult. Un filtru DSP rezolvă problema fazei semnalelor reducînd în acest fel efectul de "clopoțel".

Funcția cea mai spectaculoasă este fără îndoială, cea de filtru de zgomot. Un DSP reduce cea mai mare parte a zgomotului tip "sîsîit", permițînd și rejecția unor semnale continue din banda de frecvență, asigurînd o recepție mai confortabilă pentru semnalele slabe. Algoritmii de prelucrare folosiți sunt de tipul LMS (Least Mean Square) sau DFT (Direct Fourier Transform). Ambii algoritmi determină care este zona spectrală cu cea mai mare concentrare de energie, creînd apoi filtre trece bandă în jurul acestor frecvențe. Diferă doar modul cum este realizat acest lucru. Practic se este realizată o așa numită filtrare adaptivă.

- **Algoritmul LMS** se bazează pe proprietățile de repetabilitate a semnalelor vocale, proprietate ce mai este numită și autocorelare.

Un semnal continuu, sinusoidal, are un factor de autocorelare maxim, întrucât fiecare nou ciclu este identic cu precedentul.

Un semnal ce conține numai zgomot are un factor de autocorelare minim, întrucât nu se poate identifica nici un element de repetitivitate.

Un semnal vocal conține mici zone cu oarecare repetitivitate, avînd un factor de autocorelare definit practic între valorile de 15% și 80% din valoarea maximă pentru semnalul sinusoidal.

Pe această bază, algoritmul LMS elimină atît zgomotul cît și semnalele parazite, sub forma unui ton continuu (notch), oricare ar fi frecvența acestora în spectrul audio, semnalul util fiind filtrat cu un filtru adaptiv ce-și modifică frecvența odată cu semnalul.

- **Algoritmul DFT** utilizează substrația spectrală pentru a realiza funcțiile de mai sus. Pentru a face acest lucru, un DSP ce lucrează după acest algoritm trebuie să efectueze o operație de transformare din domeniul timp în domeniul frecvență.. Procesarea este efectuată în domeniul frecvență, în final revenindu-se la domeniul timp. Algoritmul determină, de asemenea, un prag de zgomot (care e variabil în timp) față de care se efectuează procesarea semnalului util.

Dezavantajul esențial al acestui algoritm este complexitatea și multitudinea operațiilor ce trebuie efectuate, ceea ce cauzează întârzieri ale semnalului la ieșirea din DSP (cu efecte ciudate în timpul acordului, cînd deși butonul de acord a fost oprit, în difuzor procedura de acord mai continuă o vreme....)

Trebuie menționat că fiecare algoritm are avantajele și dezavantajele sale, acesta fiind motivul pentru care unele firme au realizat DSP-uri cu ambii algoritmi, selecția făcîndu-se după caz.

Revenind la funcția de filtru de zgomot, trebuie precizat faptul că, dacă pentru unele tipuri de zgomot efectul este absolut spectaculos, pentru zgomote de genul celor produse de liniile electrice, sau zgomotul produs de sarcinile electrostatice atmosferice, efectul este mai redus. În aceste din urmă cazuri, este mai eficace un NOISE BLANKER ce lucrează în circuitele de RF, plasat înainte de filtrele cu cuarț, care introduc deformări cu atît mai mari ale semnalelor, cu cît viteza lor de creștere este mai mare.

Rămîn valabile și observațiile legate de realizarea selectivității pe canalul de AF, care poate provoca o funcționare defectuoasă a circuitului RAA, eventual intermodulații majore în lanțul de RF. Fenomenele de acest gen sunt însă reduse

la un receptor de calitate ce are un nivel redus de intermodulații și o dinamică mare. Altfel spus un lanț de RF de calitate, cu intermodulații reduse, selectivitate ridicată, zgomot propriu redus, este absolut necesar pentru a exploata la maxim calitățile unui DSP.

Dacă pentru receptoarele moderne DSP-ul este inclus din fabricație sau poate fi achiziționat ca accesoriu, pentru echipamentele mai vechi este posibilă utilizarea unui DSP extern ce poate lucra independent de receptorul de bază. Prețul unui astfel de DSP este de ordinul a 250-350\$ pentru o variantă de radioamatori și câteva mii pentru o variantă profesională.

Așa cum am mai spus, procesoarele DSP sunt microcontrolere specializate, un exemplu în acest sens fiind circuitul TMS320C10 (C26, C50, C51), sau circuitul Motorola DSP56002 pentru care există mai multe dezvoltări soft disponibile pe Internet.

4. Selectivitate variabilă (P.B.T.)

Acest concept a apărut în aparatura de radiocomunicații la sfârșitul anilor '70, fiind folosit inițial în aparatura profesională de calitate medie, apoi și în aparatura destinată radioamatorilor (eng. Passband Tuning). Această facilitate permite obținerea unei benzi de trecere cu lățime reglabilă continuu, funcție de necesități. Aparatura profesională de clasă folosește pentru fiecare treaptă de selectivitate câte un filtru. Costul filtrelor de calitate este important, așa încât la aparatura de cost mai redus sau pentru radioamatori, pentru a reduce numărul de filtre, se utilizează o soluție ce necesită în principiu numai două filtre de calitate ceea ce permite obținerea unei benzi de trecere variabile. Soluția selectivității variabile este mai ieftină și permite obținerea acelorași performanțe (d.p.v. al selectivității) ca un echipament dotat cu 5-8 trepte de selectivitate obținute cu filtre de calitate. Problema o constituie o mixare suplimentară, ce poate produce toate neajunsurile specifice mixării: produse de mixaj parazite, intermodulații,

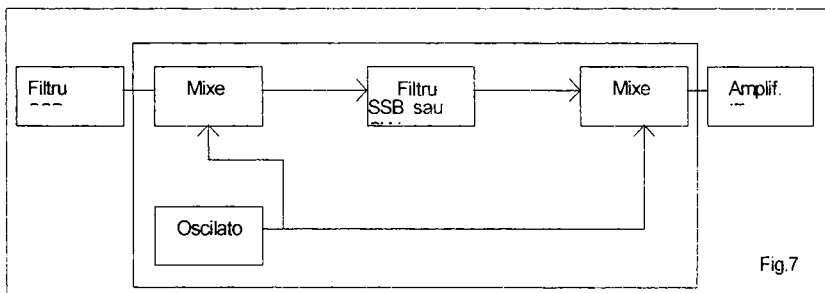


Fig.7

etc... Cu toate acestea, pe ansamblu, performanțele se mențin la un nivel suficient de ridicat.

În fig.7 este prezentată schema bloc a unui circuit cu selectivitate variabilă.

Din fig.7 rezultă că semnalul, preluat imediat după primul filtru de mare selectivitate, este mixat și transpus pe altă frecvență. Frecvența oscilatorului poate fi reglată în limitele a $\pm 3\text{KHz}$, în așa fel încît spectrul semnalului ce trece prin primul filtru să se suprapună peste caracteristica celui de al doilea filtru. Prin reglarea frecvenței oscilatorului, se poate obține ca doar o parte a spectrului ce trece prin primul filtru să treacă și prin al doilea. Fig. 8 prezintă situația în care, prin variația frecvenței oscilatorului, se obțin diverse caracteristici de selectivitate compuse, ce permit evitarea unor interferențe care altfel ar fi căzut în spectrul semnalului recepționat. BFO-ul se plasează în raport cu flancul primului filtru.

Uzual, primul filtru este cu cristal și are frecvențe cuprinse între 8MHz și 10.7MHz, în timp ce al doilea filtru este de regulă electromecanic, cu frecvența pe 455KHz. Filtrele electromecanice au un factor de formă foarte bun, fiind și mai ieftine decît filtrele cu cristal.

Analizînd în continuare schema bloc din fig.7, se observă că după trecerea prin filtru se revine, prin mixaj, la valoarea inițială a frecvenței intermediare, detectorul de produs utilizînd un BFO cu frecvență fixă, pe frecvența primului filtru.

Aceasta nu este singura structură de schemă posibilă. La receptoarele moderne, ce utilizează sinteză de frecvență controlată de microcontroler, este posibilă renunțarea la mixarea necesară pentru revenirea în frecvența inițială. În această situație, BFO-ul lucrează pe o frecvență identică cu cea a ultimului filtru folosit.

Din fig. 8 rezultă că se poate îngusta caracteristica de selectivitate, fie dinspre flancul superior, fie dinspre flancul inferior al filtrului. Exemplificarea a fost făcută pentru un semnal cu bandă laterală superioară. Semnalul vocal rămîne inteligibil chiar și la o lățime de bandă sub 1,8KHz.

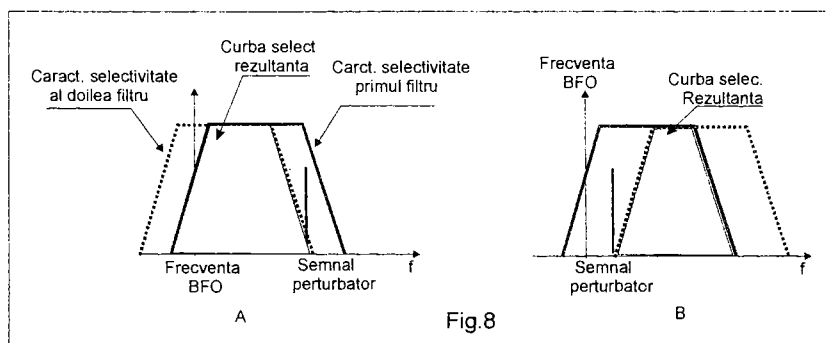
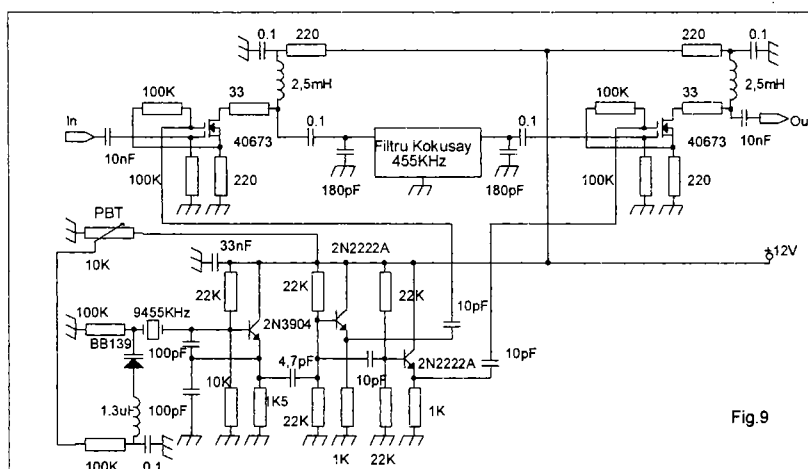


Fig.8

Fig. 9 prezintă o schemă practică de PBT. Pentru oscilator, este folosit un oscilator cu cristal, la care frecvența poate fi modificată între anumite limite. Bufferele realizate cu 2N2222 elimină posibilitatea pătrunderii directe a semnalului de RF (deci cu ocolirea filtrului electromecanic), ce ar duce la degradarea selectivității.

Cele două mixere sunt realizate cu tetrode MOS. Evident se pot folosi tetrode mai noi, gen BF964 sau BF980. Rezistențele de 33Ω din drene, elimină eventualele tendințe de autooscilații. Schema este concepută pentru a fi introdusă într-o construcție existentă, ce folosește o frecvență intermediară pe 9MHz. Lățimea benzii de trecere se reglează cu ajutorul potențiometrului de 10K.



Unele transceivere mai ieftine pentru radioamatori, folosesc un artificiu numit "translație de IF" (IF Shift), pentru a scăpa de semnalele ce interferă.

Practic, caracteristica selectivă a filtrului este deplasată peste spectrul de frecvență. În această situație, banda de trecere a filtrului rămâne aceeași, cu mențiunea că prin translație se poate ajunge ca semnalul interferator să rămână în afara spectrului semnalului util. Pentru a se obține acest efect, este necesar ca frecvența oscilatorului local să se modifice simultan cu frecvența BFO-ului (cu aceeași valoare).

Bibliografie:

- | | | |
|---------------------|--|--------------------|
| 1. Fl. Crețu | Metode de reducere a zgomotului în radioreceptoare profesionale. | Simpozion ICE 1986 |
| 2. ***** | ARRL HandBook 1978,1985, 1997 | |
| 3 U. Rohde | Electrical noise canceling | QST/May/1980 |
| 4 U. Rohde | Key components of Modern Receiver Design | QST/Dec/1994 |
| 5. Dave Hershberger | Low cost DSP... | QST/SEPT/1992 |
| 6. Dave Hershberger | DSP... | QST/FEB. 1996 |
| 7. ***** | Electronic Design | MAY 1993 |
| 8. Mark Wodstok | The DSP total solution | |

Parametrii principali ai radioreceptoarelor

1. Cifra de zgomot și factorul de zgomot

Sursele de zgomot, tipurile de zgomot și natura zgomotului trebuie să fie bine cunoscute pentru ca efectele neplăcute ale zgomotului să fie combătute. Dată fiind ariditatea materialului, pentru mai buna înțelegere s-a recurs la câteva exemple.

În orice domeniu există o doză de aleator. Nici electronica nu face excepție de la acest fenomen. Este știut că nici un sistem electronic nu este lipsit de zgomot, care reprezintă într-un fel, o măsură a fenomenelor aleatoare de natură electrică.

Una dintre cele mai frecvente manifestări ale zgomotului o reprezintă zgomotul termic. Acesta este produs de fluctuațiile de tensiune cauzate de mișcarea aleatoare a purtătorilor de sarcină în orice mediu conductor, la o temperatură peste zero absolut. Acest zgomot nu poate exista la zero absolut, deoarece purtătorii de sarcină nu se mai mișcă liberi la zero K. Așa cum arată și numele, nivelul zgomotului termic într-un circuit este proporțional cu temperatura dispozitivelor conductoare dintr-un circuit.

Cea mai bună reprezentare a zgomotului termic constă în imaginea unui simplu rezistor la o temperatură peste zero absolut. Dacă privim rezistorul ca pe un generator de semnal mic, peste care se suprapune o tensiune de zgomot redusă, este simplu să se creeze un model din care să rezulte nivelul de zgomot. Tensiunea efectivă de zgomot este proporțională cu temperatura rezistorului și mărimea rezistenței. Rezistențele mai mari și temperaturile mai ridicate generează în mod evident un nivel mai mare de zgomot.

Expresia matematică a tensiunii efective de zgomot termic a unui rezistor este:

$$V^2 = 4kTRB \text{ sau } V = \sqrt{4kTRB} \quad (1)$$

unde: k este constanta lui Boltzman 1.38×10^{-23} Joules/Kelvin

T temperatura în grade Kelvin ($273 + ^\circ\text{Celsius}$)

R rezistența în ohmi

B banda de frecvență în care se măsoară zgomotul

Din formulă rezultă dependența tensiunii de zgomot de banda de frecvență în care se face măsurătoarea. Trebuie precizat că nu numai tensiunea dar și frecvența zgomotului este aleatoare! Există o probabilitate egală de apariție a zgomotului pe orice frecvență și în orice moment. Cu un analizor de spectru s-ar putea remarca faptul că zgomotul se întinde pe un larg spectru de frecvență cu amplitudine constantă. Acest tip de zgomot este cunoscut sub

Dacă nivelul de zgomot la intrarea unui amplificator este kTB, atunci se poate scrie: $NF = (\text{raportul semnal/zgomot la intrare} - \text{raportul semnal zgomot la ieșire})$ (în dB).

Un alt mod de a exprima zgomotul este factorul de zgomot. Factorul de zgomot este raportul a două puteri de zgomot. În mod evident între cifra de zgomot și factorul de zgomot este următoarea relație:

$$NF = 10 \log (\text{factorul de zgomot}) \quad (3)$$

$$\text{Factorul de zgomot } F = 10^{NF/10} \quad (4)$$

Calculul nivelului de zgomot într-un lanț de amplificatoare este ceva

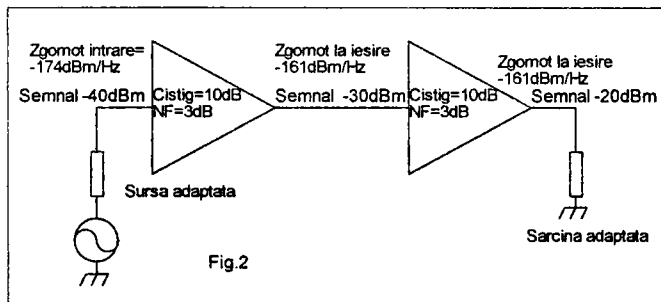


Fig.2

mai complicat, în sensul că la intrarea celui de al doilea amplificator nu vom mai avea un zgomot egal cu kTB (-174dBm/Hz).

Ex.: Se consideră un circuit ca cel din fig.2 care conține un

lanț de două amplificatoare. Fiecare amplificator are un câștig de 10dB și $NF=3\text{dB}$. Semnalul care se aplică la intrarea primului amplificator, are -40dBm cu un nivel de zgomot kTB. Putem calcula nivelul semnalului la ieșirea din primul amplificator: $-40\text{dBm} + 10\text{dB} = -30\text{dBm}$ și nivelul de zgomot: $-174\text{dBm/Hz} (\text{zgomot la intrare}) + 10\text{dB} (\text{câștig}) + 3\text{dB} (NF) = -161\text{dBm/Hz}$

Calculul nivelului de zgomot pentru al doilea amplificator nu se mai poate face după aceeași metodă, întrucât nivelul zgomotului la intrare este mai mare decât kTB. Cea mai simplă metodă de continuare a calculelor este să se utilizeze raportarea la kTB.

Pentru început se determină câți kTB sunt la intrarea celui de al doilea amplificator. -161dBm/Hz reprezintă cu 13dB mai mult decât kTB. 13dB reprezintă un raport în putere de 20 de ori, deci nivelul de zgomot la intrarea celui de al doilea amplificator va fi: 20kTB. Zgomotul celui de al doilea amplificator este 3dB, deci se mai adaugă un kTB.

În final, se calculează creșterea nivelului de zgomot ca un raport și se convertește în dB. $[(\text{zgomot intrare} + \text{zgomot adăugat})/\text{zgomot intrare}]$ $(20\text{kTB} + 1\text{kTB})/20\text{kTB} = 21/20$ Convertit în dB $= 10 \log(21/20) = 0.2\text{dB}$, rezultă că al doilea amplificator are o contribuție de numai 0.2dB la zgomotul ansamblului deși are un zgomot propriu de 3dB. Aceasta se explică prin nivelul mare de zgomot la intrare ce tinde să mascheze zgomotul propriu.

Nivelul de zgomot la ieșirea celui de al doilea amplificator va fi:
 $-161\text{dBm/Hz} + 0.2\text{dB} + 10\text{dB} = 150.8\text{dBm/Hz}$

A doua cale de a calcula zgomotul celui de al doilea etaj este cu ajutorul formulei:

$$\text{Contribuția la zgomot (dB)}: 10\log \left[1 + \frac{NFAC - 1}{10^{\left(\frac{N_{\text{floor}} + 174}{10} \right)}} \right] \quad (5)$$

Unde: NFAC este factorul de zgomot al etajului (conf. (4))

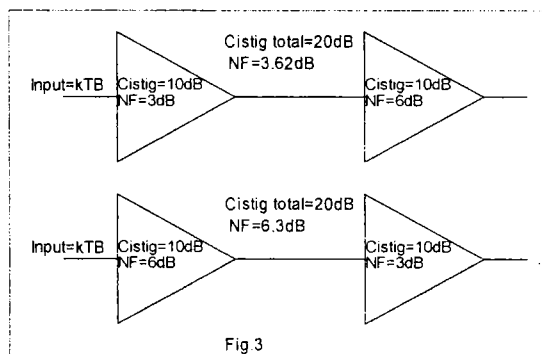
N_{floor} este nivelul de zgomot la intrarea amplificatorului.

Refăcând calculele pentru exemplul anterior, se ajunge la aceeași valoare: 0.2dB

O altă concluzie, extrem de importantă, ce se poate trage din exemplul anterior, este că la un lanț de amplificatoare ce lucrează cu semnale foarte slabe, de maximă importanță este primul amplificator.

Atunci când se calculează zgomotul unui lanț de amplificatoare se poate folosi formula:

$$NFAC_{\text{TOTAL}} = NFAC + \frac{NFAC_2 - 1}{G_1} + \frac{NFAC_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NFAC_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (6)$$



Unde: NFAC este factorul de zgomot al fiecărui etaj

G este câștigul etajului exprimat ca raport (x ori)

Fig.3 prezintă situația unui lanț de două amplificatoare având valori diferite ale cifrei de zgomot. Rezultă de aici importanța ca primul amplificator să fie cu zgomotul cât mai mic.

Pentru amplificatoarele din domeniul microundelor se lucrează frecvent cu noțiunea de temperatură de zgomot. Aceasta pornind de la faptul că kTB conține (dacă se păstrează banda constantă) o singură variabilă: temperatura. Se poate astfel vorbi de un amplificator de 290K sau de 145K.

Cifra de zgomot se poate exprima și pornind de la temperaturile de zgomot:

$$NF = 10 \log \left(\frac{T_S + T_E}{T_S} \right) \quad (7)$$

Unde: T_E este temperatura efectivă de zgomot a amplificatorului,
iar T_S este temperatura de zgomot a sursei de semnal.

Pînă în acest moment s-a vorbit numai despre zgomotul amplificatoarelor. De fapt, toate componentele electronice prin care trece semnalul, au o contribuție la nivelul global de zgomot. Un atenuator care are 10dB atenuare contribuie la nivelul global de zgomot cu 10dB (pentru că raportul semnal-zgomot după trecerea prin atenuator se reduce cu 10dB dacă nivelul zgomotului (sursei) la intrarea în atenuator era de -174dBm/Hz). De regulă, nivelul de zgomot al sursei este mai ridicat decît kTB și atunci și degradarea raportului semnal zgomot este mai mică. Aceeași situație se remarcă și la mixerele pasive unde nivelul de zgomot este egal cu nivelul de pierderi.

2. Distorsiuni produse de etajele radioreceptoarelor

Amplificatoarele și mixerele produc un anumit grad de distorsiuni. În mod ideal, dacă presupunem un amplificator cu un factor de amplificare A , atunci cînd la intrare se aplică un semnal B , la ieșire ar trebui să avem un semnal $C=Ax B$. Relația așa cum este scrisă este una liniară și ar fi adevărată în condițiile unor componente ideale. În practică, apar neliniarități și la ieșirea amplificatorului vor apare și alte componente în afară de cea prevăzută mai sus. Deci $C=Ax B+B^2D+B^3E.....$ altfel spus la ieșire apar și armonicele semnalului aplicat la intrare, cu ponderile $D,E...$ Cu cît neliniaritatea caracteristicii amplificatorului este mai mare, cu atît ponderile armonicilor vor fi mai mari. Acest tip de distorsiune se mai numește și distorsiune armonică, fiind mai deranjantă în etajele de AF, în RF armonicele putînd fi destul de ușor filtrate.

Un alt tip de distorsiuni apare în situația prezenței simultane la intrarea amplificatorului a două sau mai multe semnale. Dacă presupunem semnalele f_1 și f_2 , decalate în frecvență, datorită neliniarității amplificatorului se poate produce un mixaj între cele două frecvențe, rezultînd o nouă componentă $f_3=f_1\pm f_2$. Acest gen de distorsiune se numește intermodulație de ordinul 2.

Intermodulațiile de ordinul 3 sunt cauzate de mixarea parazită a semnalului f_1 cu armonica a doua a semnalului f_2 , $f_3=f_1\pm 2f_2$. Există și intermodulații de ordinul 4 ($f_3=3f_1\pm f_2$) sau chiar 5 ($f_3=3f_1\pm 2f_2$) însă acestea au de regulă, pondere mai mică și nu sunt semnificative.

Modulația încrucișată reprezintă un alt tip de distorsiune. Acest tip de distorsiune se produce atunci cînd modulația de amplitudine a unui semnal se transmite altui semnal. Acest tip de distorsiune se întîlnește frecvent în

sistemele de televiziune prin cablu, unde pot apare suprapuneri de imagine de la canale apropiate.

Toate tranzistoarele au o zonă de operare aproximativ liniară, în care semnalele sunt puțin distorsionate. Mărimea zonei liniare depinde de tipul tranzistorului, dar în primul rând de curentul maxim de colector suportat. Rezultă de aici că prin utilizarea unui tranzistor de putere mai mare, zona de operare liniară se poate extinde.

Depășirea acestei zone (cu semnale de amplitudine mai mare), duce la creșterea rapidă a distorsiunilor.

Trebuie reținut că toate tranzistoarele, diodele, tuburile electronice și bobinele cu miez de ferită produc distorsiuni. Evident, trebuie luate toate măsurile posibile pentru minimizarea distorsiunilor de orice fel. Există un număr de căi prin care distorsiunile produse pot fi aduse la valori acceptabile:

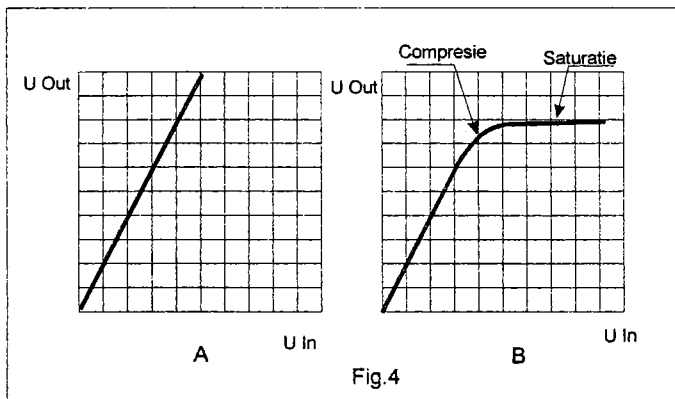
- Utilizarea unui tranzistor capabil să lucreze cu curenți mai mari, chiar cu riscul încălzirii acestuia. Din păcate, aceasta duce la creștere zgomotului generat.
- Reducerea nivelului semnalului de RF ce se aplică la intrare poate fi o soluție de a păstra funcționarea etajului în zona liniară. (utilizarea unui atenuator)
- Utilizarea unei amplificări mai mici pe lanțul de semnal mic. Este o metodă ce nu se poate utiliza totdeauna.
- Utilizarea reacției negative este probabil cea mai sigură metodă de reducere a distorsiunilor, cu utilizare facilă și cu rezultate certe în orice situație.
- Utilizarea unor circuite selective la intrare poate reduce amplitudinea semnalelor perturbatoare care determină intermodulații.
- Utilizarea amplificatoarelor în push-pull duce la reducerea drastică a distorsiunilor de ordin par.
- Utilizarea unor circuite de absorbție a armonicilor (diplexere) la ieșirea amplificatoarelor sau mixerelor.

2.1 Distorsiuni de intermodulație

Caracteristica unui amplificator ideal este prezentată în fig.4A. Un amplificator real are însă o caracteristică ca cea din fig.4B. Se observă că prin creșterea tensiunii injectate la intrare, tensiunea de ieșire nu mai crește liniar, apărând inițial o compresie a semnalului și apoi, odată cu intrarea în saturație, limitarea semnalului.

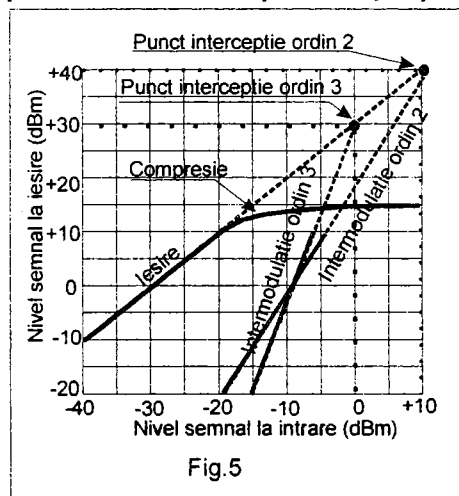
Momentul apariției compresiei este momentul în care are loc o creștere accentuată a distorsiunilor de toate tipurile, deci inclusiv a distorsiunilor de intermodulație (notate în continuare IMD).

Punctul de compresie reprezintă nivelul de semnal aplicat la intrarea circuitului pentru care la ieșire apare o diferență de 1dB față de caracteristica liniară, motiv pentru care se mai utilizează și formularea: punct de compresie la 1dB.



Distorsiunile de intermodulație se măsoară în dB și reprezintă atenuarea la ieșirea amplificatorului sau mixerului a produselor false apărute, raportat la nivelul a două semnale de test

aplicate la intrarea mixerului, pe două frecvențe diferite. Cele mai frecvente distorsiuni de intermodulație sunt cele de ordinul 3 (IMD_3) cauzate de interacțiunea dintre un semnal de test și armonica a doua a celui alt semnal. Distorsiunile de intermodulație de ordinul 2 (IMD_2) sunt cauzate de mixarea parazită între ele a două semnale, care generează produse de intermodulație egale cu suma și diferența acestora. IMD_2 sunt deranjante în primul rând în circuitele de comutare cu diode din intrarea receptoarelor. Întrucât simpla precizare în dB a nivelului produsului de intermodulație nu e suficientă, producătorii de componente și aparatură au adoptat noțiunea de punct de



intercepție IP (introdusă pentru prima dată de specialiștii firmei AVANTEK în 1964), care leagă nivelul intermodulației de nivelul semnalelor de test, constituind cea mai bună bază de comparație între diverse componente sau echipamente.

Din analiza fig.5 rezultă modul în care se determină IP3 sau IP2, prin extrapolarea funcționării circuitului în domeniul liniar (nivelul punctului de intercepție este mult mai mare decât punctul de compresie și saturație). Se observă că pentru o creștere a semnalelor aplicate la

intrare de 10dB, se produce o creștere a produselor de intermodulație de ordinul 3, cu 30dB. Putem deci spune că panta IMD_3 este de 3, deci la o creștere cu 1 dB a semnalelor de intrare, produsul de intermodulație crește cu 3dB. Analog pentru IMD_2 , panta este 2, la o creștere a semnalelor de intrare de 1dB corespunzând o creștere a produsului de intermodulație cu 2dB. În fig.6 se poate observa distribuția spectrală a intermodulațiilor. Se observă cele două produse de intermodulație (care în practică nu sunt egale).

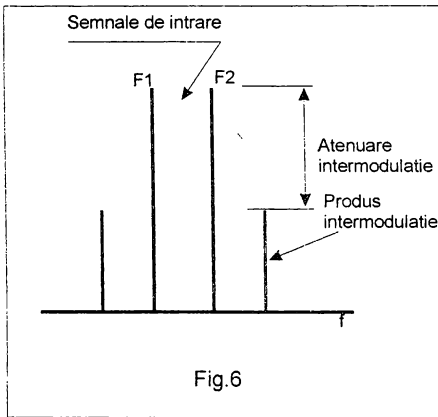
De regulă, se folosește noțiunea de punct de interceptie la intrare, dar dacă se adaugă câștigul amplificatorului sau mixerului, se poate folosi și noțiunea de punct de interceptie la ieșire. De regulă la receptoare se folosește noțiunea de IP la intrare, în timp ce pentru emițătoare se folosește IP la ieșire.

Pentru calculul punctului de interceptie este necesar să se cunoască mărimea semnalelor ce se aplică la intrarea circuitului măsurat, precum și mărimea produselor de intermodulație aferente.

Calculul punctului de interceptie se face ușor cu ajutorul relației:

$$IP_n = \frac{n \cdot P_A - P_{IM_n}}{n - 1}, \text{ unde } n \text{ este}$$

ordinul produsului de intermodulație, P_A este nivelul semnalelor de intrare, iar P_{IM} este nivelul produsului de



intermodulație de ordinul n .

De aici rezultă:

$$IP_2 = \frac{2P_A - P_{IM2}}{2 - 1}$$

$$IP_3 = \frac{3P_A - P_{IM3}}{3 - 1}$$

Nivelul semnalului de intrare și al intermodulației este în dBm.

Mecanismul intim de producere al intermodulațiilor în tranzistoare este destul de complex. Cea mai mare parte a neliniarităților la un tranzistor bipolar sunt cauzate de variația dinamică a amplificării cu excursia de semnal (creșterea și descreșterea pe sinusoidă). Acesta produce distorsiunile armonice și distorsiunile de intermodulație de ordinul 2. Distorsiunile de intermodulație de ordinul 3 sau mai mari sunt produse de neliniaritățile joncțiunilor. Capacitățile joncțiunilor sunt dependente de tensiunea de lucru, dar și de

nivelul semnalului injectat. Capacitatea bază colector este sursa principală de intermodulații la un tranzistor. Tensiunea de colector variază odată cu semnalul, deci și capacitatea va varia în același mod, această capacitate “modulată” producând intermodulații. Capacitățile bază-emitor și colector-emitor nu ridică probleme din acest punct de vedere, joncțiunile fiind în conducție, spre deosebire de joncțiunea colector bază care este polarizată invers (efect de varactor). Acest fenomen este comun pentru tranzistorii bipolari și FET, cu observația că la FET-uri, sub tensiunea de 6V fenomenul este deosebit de pregnant, la tensiuni mai mari fiind de regulă mai redus decât la bipolari. De altfel, caracteristica pătratică a FET-urilor tinde să reducă distorsiunile de intermodulație.

Soluțiile prezentate anterior pentru reducerea distorsiunilor sunt efective pentru orice tip de distorsiune, deci și pentru intermodulații. O soluție care merită toată atenția este însă, reacția negativă. În capitolul despre amplificatoare de RF sunt prezentate câteva metode de implementare a reacției negative în structuri deosebit de performante. Literatura de specialitate prezintă ca elemente de referință realizările lui David Norton și Allen Podell care au brevetat cu peste 20 de ani în urmă (deci patentele sunt acum expirate) mai multe soluții de utilizare a reacției negative cu transformatoare de RF cu trei înfășurări. Este vorba de patentele S.U.A. 3426298, 3624536, 3891934.

Reducerea intermodulațiilor se mai poate face, lucrând cu impedanțe foarte joase (deci reducând tensiunea semnalului de intrare, dar păstrând puterea acestuia intactă) și prin utilizarea unor impedanțe de sarcină adaptate (preferabil cu caracter rezistiv).

3. Sensibilitatea, gama dinamică și zgomotul de fază

Sensibilitatea receptorului este un parametru ce descrie capacitatea unui receptor de a discerne semnale de nivel redus. Există mai multe metode de a determina sensibilitatea unui receptor, Standardele internaționale pentru măsurători (CEI 315) prevăzând măsurarea sensibilității pentru un anumit raport semnal-zgomot. Unii fabricanți și teoreticieni preferă măsurarea semnalului minim discernabil. Indiferent de metoda de măsură, toate metodele se raportează la nivelul de zgomot al receptorului.

Presupunând cifra de zgomot NF în dB, atunci sensibilitatea receptorului este egală cu nivelul semnalului injectat la intrare ce produce o creștere a semnalului la ieșire (semnal util + zgomot) cu 10dB (pentru unele tipuri de emisiuni se măsoară la 20 sau 26dB). Altfel spus se obține un raport semnal zgomot de 10dB.

$$10 \log \frac{S_{\text{semnal}} + Z_{\text{gomot}}}{Z_{\text{gomot}}} = 10 \text{dB}$$

În aceste condiții, raportul (semnal)/(zgomot)=9.54dB (=10log(9))

Pragul absolut de zgomot este -174dBm.

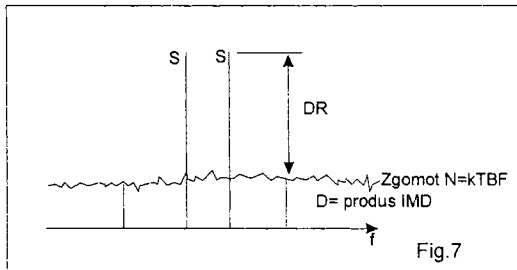
Din acestea putem deduce sensibilitatea unui receptor:

$$S(\text{dBm}) = -174 \text{dBm} + 9.54 \text{dB} + \text{NF}(\text{dB}) + 10 \log(B)$$

unde B este selectivitatea receptorului.

De aici rezultă că pragul de zgomot este cu 9.54dB sub valoarea sensibilității determinate mai sus. Prag zg. = -74dBm + 10log(B) + NF

Nivelul semnalului ce se aplică la intrare, care este egal cu pragul de zgomot,



se mai numește și semnalul minim discernabil (MDS).

Gama dinamică, sau dinamica, reprezintă capacitatea unui receptor de a funcționa corect, cu semnale cuprinse între pragul minim discernabil și valoarea semnalului aplicat la intrare ce determină apariția de

intermodulații peste pragul de zgomot. Acest mod de a determina gama dinamică se mai numește și gama dinamică limitată de intermodulații.

Fig. 7 ilustrează grafic gama dinamică (DR). Calculul gamei dinamice se face egalând nivelul produsului de intermodulație cu pragul de zgomot.

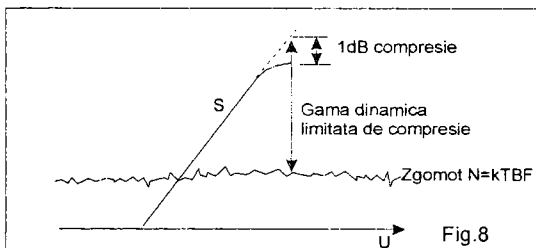
$$IP_3 = \frac{3S - D}{2} = 1.5S - 0.5D$$

$$D = \text{NF} = 10 \log(kTBF)$$

1.5S = IP₃ + 0.5NF, de aici rezultă:

$$DR = S - N = 0.67(IP_3 - \text{NF}) = 0.67(IP_3 - 10 \log(kTBF))$$

Gama dinamică raportată la IP se poate deci scrie ca:



$$DR = \frac{2}{3}(IP_3 - \text{NF})$$

Presupunem un caz real, un receptor care are un IP₃ = +10dB, NF=6dB și o bandă de 1000Hz. Calculînd gama dinamică DR:

$$DR = 0.67(IP_3 - \text{NF})$$

$$DR = 0.67(10 - (-174 + 10 \log(1000) + 6)) = 99 \text{dB}$$

Uneori se mai folosește și noțiunea de gamă dinamică limitată de compresia la 1dB, situație prezentată în fig.8.

Practic, la un receptor gama dinamică este identică cu zona în care receptorul funcționează liniar.

Zgomotul de fază nu este de regulă, printre parametrii specificați la un receptor, fiind un parametru al oscilatorului local (sau VCO-ului). Cu toate acestea, datorită efectelor foarte neplăcute pe care le produce, trebuie cunoscut cel puțin în faza de proiectare. De altfel, luarea în considerație a zgomotului de fază s-a făcut abia când sensibilitatea și selectivitatea receptoarelor au ajuns la valori considerate extreme cu un număr de ani în urmă, dar care astăzi au devenit curențe. Zgomotul de fază a început să fie analizat cu mai multă atenție în momentul în care s-a trecut masiv la utilizarea sintezei de frecvență, care în variantele inițiale era puternic afectată de zgomotul de fază.

Unul dintre cele mai neplăcute efecte ale zgomotului de fază îl constituie mixarea reciprocă.

Mixarea reciprocă, în ciuda denumirii, nu este un fenomen datorat mixerului ci zgomotului de fază al oscilatorului local. În fig. 9 este prezentat modul în care zgomotul de fază al oscilatorului interacționează cu un semnal puternic aflat în afara canalului recepționat și care duce la creșterea

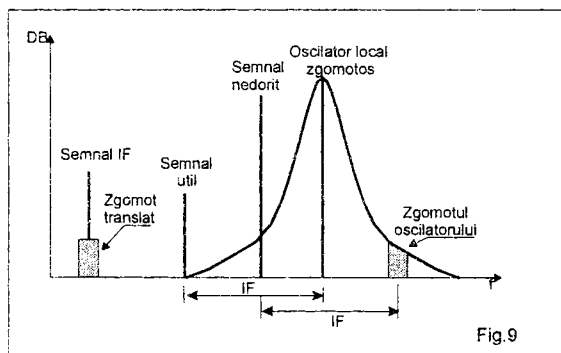


Fig.9

nivelului de zgomot suprapus peste semnalul util în lanțul de IF. Practic, din cauza zgomotului mare al oscilatorului local se ajunge la degradarea caracteristicii de selectivitate precum și a pragului de zgomot la recepție.

Rezultă deci că, gama dinamică a receptorului poate fi limitată de zgomotul de fază al oscilatorului (gama dinamică limitată de zgomotul de fază).

Gama dinamică limitată de zgomotul de fază se poate scrie ca:

$$P_{ZG} = DR_{\Phi} = P_n + 10 \log B \text{ (dB)},$$

Unde: P_n este densitatea spectrală de zgomot în dBc/Hz

B este banda de IF în Hz

Gama dinamică limitată de intermodulații se poate scrie ca:

$$DR_{IM} = \frac{2}{3} (IP_3 - NF)$$

La un receptor corect proiectat, gama dinamică limitată de intermodulații este egală cu gama dinamică limitată de zgomotul de fază.

$$\frac{DR_{\Phi}}{DR_{IM}} = 1$$

În mod evident ambii parametri trebuie tratați cu grijă, pentru a nu se ajunge la degradarea performanțelor receptorului.

Și cum prin exemple se înțelege cel mai bine, să presupunem că avem un receptor dotat cu filtrul XF9B, care asigură la un offset față de flancurile filtrului de 1,2KHz, o atenuare de 80dB. Se calculează nivelul de zgomot de fază acceptabil în această situație:

$P_{ZG} = -P_n$ (egal cu atenuarea filtrului) $-10\log B$

$P_{ZG} = -80 - 20 \log(2 \times 1200) = -113.9 \text{ dBc/Hz}$, o valoare mai ridicată a nivelului de zgomot al oscilatorului ducând deci, la compromiterea selectivității filtrului.

Presupunem acum un receptor cu o dinamică limitată de intermodulații de 112dB și selectivitatea lanțului de IF (egală cu B) de 2.5KHz. Considerând gama dinamică limitată de intermodulații egală cu gama dinamică limitată de zgomotul de fază:

$P_{ZG} = -112 - 10\log 2500 = -146 \text{ dBc/Hz}$, o valoare mai ridicată a zgomotului de fază ducând la reducerea gamei dinamice a receptorului, prin afectarea pragului de sensibilitate.

Importanța deosebită a zgomotului de fază este relevată în această lucrare și prin tratarea cauzelor ce produc zgomotul de fază în mod distinct, în capitolul destinat oscilatoarelor

4. Selectivitatea

Selectivitatea este un parametru important al receptoarelor, acesta precizând în ce măsură un receptor poate diferenția două semnale apropiate în frecvență. De regulă, la un receptor superheterodină, selectivitatea este integral asigurată de blocul de frecvență intermediară care are în compunere cel puțin un filtru selectiv. Selectivitatea unui receptor este prezentată grafic prin așa numita curbă de gabarit. Din această curbă se poate determina cu precizie atenuarea semnalelor perturbatoare funcție de distanța acestora față de semnalul util. Două mărimi caracterizează selectivitatea:

- Banda de trecere
- Factorul de formă al caracteristicii de selectivitate

Banda de trecere necesară diferă funcție de tipul de emisiune ce se recepționează, avînd valori de la cîteva sute de Hz (emisiuni telegrafice) la +/- 7.5KHz pentru emisiuni FM cu bandă îngustă , 300KHz pentru emisiuni FM cu bandă largă (radiodifuziune) sau cca. 6MHz pentru emisiuni TV.

Factorul de formă, reprezintă raportul banda de trecere la 60dB (sau 80dB) și banda de trecere la 3dB. Evident, este de dorit ca factorul de formă să fie cât mai mic, pentru filtre performante ajungînd la 1.6-2.

La receptoarele superheterodină mai apare un parametru: selectivitatea față de frecvența imagine. Selectivitatea față de frecvența imagine este asigurată practic în totalitate de circuitul de intrare al receptorului. Această noțiune nu-și are corespondent la receptoarele cu conversie directă.

5. Impedanța de intrare și coeficientul de reflexie.

Impedanța de intrare, este impedanța circuitului de intrare al receptorului, pe care se aplică semnalul de la antenă. De obicei, impedanța de intrare este de 75Ω pentru receptoarele de televiziune și 50Ω pentru radioreceptoare, în ambele cazuri fiind vorba de intrări asimetrice pentru fider coaxial. Uneori se mai folosesc și intrări simetrice pe 300Ω pentru fider panglică. Impedanța de intrare trebuie să fie pe cât posibil constantă în toată gama de frecvență. Pentru transferul cu pierderi minime între antenă și receptor este necesar ca impedanța antenei să fie egală cu impedanța de intrare a receptorului.

Întrucît față de valoarea nominală a impedanței de intrare apar abateri cu frecvența, pentru a măsura cantitativ aceste abateri (care oricum trebuie menținute în limite strînse) se folosește noțiunea de coeficient de reflexie ρ sau factorul de undă staționară δ .

Apariția reflexiilor datorate neadaptării impedanței de intrare cu impedanța generatorului (antena), duce atît la pierderi de energie (transferul de putere din antenă se face cu randament scăzut) cît și la degradarea imaginilor TV (dublarea sau triplarea imaginii).

Coeficientul de reflexie este definit ca raportul dintre tensiunea reflectată U_R și tensiunea directă U_D :

$$\rho = \frac{U_R}{U_D}, \quad \rho \text{ are valori uzuale cuprinse între } 0 \text{ (cazul ideal) și } 0.25.$$

Coeficientul de undă staționară δ este definit ca raportul între tensiunea maximă și minimă a undei staționare:

$$\delta = \frac{U_M}{U_m}, \quad \delta \text{ are valori uzuale între } 1 \text{ (caz ideal) și } 1.67$$

6. Alți parametri ai receptoarelor

Există un număr destul de mare de parametri la un receptor, trebuind amintiți aici:

- Puterea consumată din sursa de alimentare. Funcție de destinație, puterea consumată variază de la zeci de mW la echipamentele portabile, la 10-15 W pentru un echipament staționar.
- Puterea de AF disponibilă. Ca și în cazul de mai sus, pentru echipamente portabile poate fi de ordinul a 20-100mW și pînă la 3-5W la echipamentele staționare.
- Nivelul distorsiunilor pe semnalul de ieșire. Uzual, nu se acceptă distorsiuni mai mari de 10% pe semnalul de ieșire.
- Impedanța de ieșire. De obicei, echipamentele portabile nu au posibilitatea cuplării unui difuzor extern, așa încît nu se precizează acest parametru. La echipamentele staționare impedanța pentru ieșirea de difuzor este de 4-8ohmi, pentru căști 50-300ohmi iar pentru linie telefonică 600ohmi.
- Rejecția semnalului de IF. Atenuarea semnalului de IF este precizată în dB și are valori de ordinul a 70-90dB. Este un parametru specific receptoarelor superheterodină.

La parametri de mai sus se adaugă și o serie de parametri ce țin de facilitățile și funcționalitatea receptorului: memorii, afișaj, eficacitate noise blanker, eficacitate filtru notch, dimensiuni, greutate, condiții de funcționare mecano-climatice, etc.

Bibliografie:

1. J. Bird An Introduction to Noise Figure RF Design/March 93
2. M. Gruchalla Understanding Noise Figure Ham Radio/April. 87
3. M. Gruchalla Effective Noise Temperature Ham Radio/March. 90
4. J. Pawlan A Tutorial on Intermodulation Distorsion. RF Design/Feb.96
5. G. Breed Test Setup for Mesuring IMD RF Design/Aug.95
6. U. Rohde Testing and calculating IMD in receivers QEX/'88
7. Dick Bain Reducing IMD in CDMA RF Design/Dec.97
8. J. Donohue A Program for Design and Analysis ... RF Design/Oct. 93
9. Floyd Gardne Phaselock Techniques John Wiley&Sons
10. A. Gămulescu Construcții de amplificatoare tranzistorizate...
Ed.Tehnică/1974
11. M. Băsoiu Recepția TV la mare distanță Ed. Tehnică/1989
12. Gh. Maxim Curs radiorecepție I.P. Iași 1985
13. E. Nicolau ș.a. Manualul ing. electronist vol.III Ed Tehnică/1988
14. ***** ARRL HandBook 1997-98
15. ***** Intermodulation, Phase Noise and Dynamic Range
AN156-2/GEC Plessey

Scheme comentate de radioreceptoare

1. Radioreceptoare superheterodină

Receptorul superheterodină constituie la momentul actual, cea mai răspândită structură de receptor. În continuare sunt prezentate câteva scheme practice de radioreceptoare.

În fig.1 este prezentat un radioreceptor cu dublă schimbare de frecvență, destinat recepției emisiunilor MF cu deviație redusă de frecvență. Sunt utilizate două circuite integrate, fapt ce permite reducerea considerabilă a complexității schemei. Circuitul integrat MC3362 (Motorola) este un receptor integrat cu dublă schimbare de frecvență, care conține două mixere, două oscilatoare, un amplificator de IF cu limitare, un discriminator și un comparator (pentru FSK).

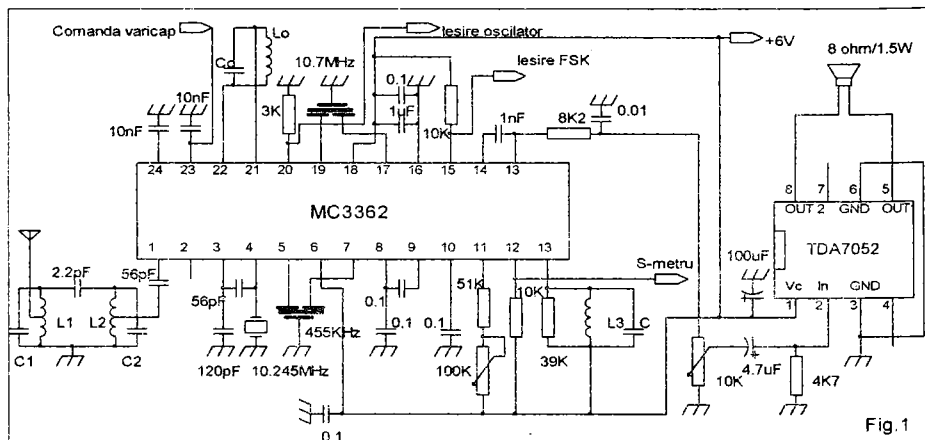


Fig.1

Etajul AF este realizat cu un circuit integrat de tipul TDA7052, într-o schemă ce conține doar câteva componente pasive.

Oscilatorul local este realizat cu circuitul oscilant Lo-Co, frecvența putând fi schimbată cu ajutorul tensiunii ce se aplică diodei varicap interne (pin 23), în domeniul de tensiune 0.7-6V. Circuitul integrat mai conține și o ieșire de semnal de la oscilatorul local ce poate fi utilizată de către o sinteză de frecvență de tipul MC145106 ce permite încărcarea frecvenței de lucru de la switchuri.

Sunt folosite două filtre ceramice de cost redus. Filtul de 10.7MHz este un filtru folosit în receptoarele MF de radiodifuziune, în timp ce filtrul pe 455KHz este de tipul celor folosite la recepția emisiunilor AM.

În ciuda simplității deosebite a schemei, se pot asigura parametri excelenți în ceea ce privește sensibilitatea ($0.6\mu\text{V}$) și selectivitatea. Punctul de

intercepție IP3 este de cca. 0dBm, ceea ce pentru o schemă atât de simplă este acceptabil.

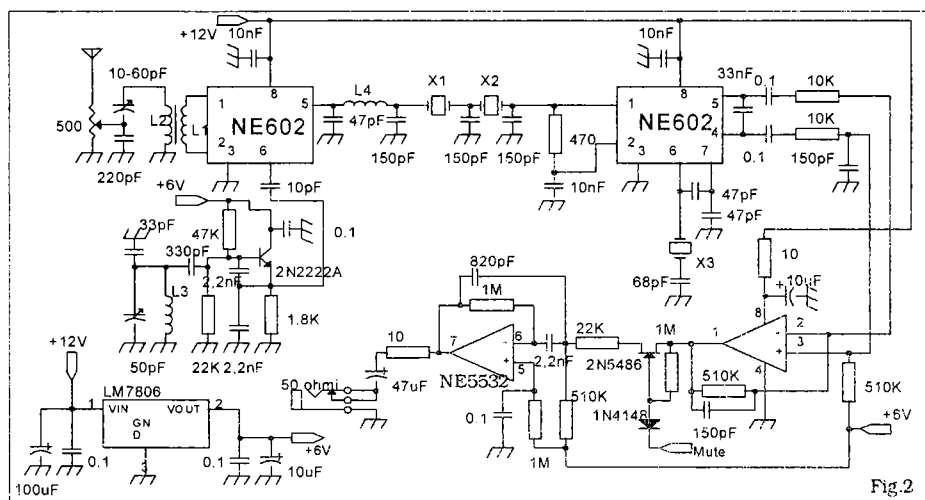
Acest circuit permite operarea pînă la 200MHz.

Bobina L3 este de tipul celor folosite în etajele IF MF de la receptoarele de radiodifuziune, cu condensatorul de acord aferent.

Circuitul de intrare se dimensionează funcție de frecvența de lucru. Priza pentru bobinele L1 și L2 se ia la 1/3-1/4 din numărul total de spire (dinspre masă).

Pentru banda de 27MHz, L1-L2 și Lo au 6 sp Cu em 0.5 pe carcasă cu miez de ferită reglabil, cu diametrul exterior de 6mm. C1=C2=68pF, Co=51pF

În fig.2 este prezentat un alt receptor superheterodină, ce folosește trei circuite integrate. Receptorul permite recepția emisiunilor CW sau RTTY. Semnalul de la antenă trece printr-un atenuator realizat cu un potentiometru



bobinat de 500 ohmi (receptorul neavînd AGC, este singura modalitate de protecție la semnale de amplitudine mare), după care prin circuitul de intrare realizat cu L1/L2 semnalul este aplicat simetric circuitului integrat NE602A. Acest circuit integrat conține un mixer și un oscilator, însă din considerente de stabilitate a frecvenței, s-a optat pentru un oscilator extern, circuitul intern fiind folosit ca buffer. Semnalul de IF este aplicat printr-un circuit de adaptare, unui filtru în scară cu două cristale de cuarț de 4MHz, ce asigură o bandă de trecere de cca. 600Hz. Următorul circuit integrat NE602A realizează funcția de detector de produs și BFO. Cristalul din oscilatorul BFO este de aceeași frecvență cu cristalele folosite în filtru, pentru eventuale reglaje fine ale frecvenței acestuia

putînd fi modificată capacitatea de 68pF plasată în serie cu cristalul. Pentru o recepție corectă, este necesar să se plaseze frecvența BFO-ului pe flancul filtrului IF, lucru ușor de remarcat la recepție, prin prezența semnalelor numai pe o singură laterală (față de poziția 0 bății nu trebuie să se audă nimic pe cealaltă laterală).

Semnalul de la ieșirea detectorului de produs este aplicat diferențial unui amplificator operațional ce joacă și rol de filtru trece jos. Urmează un switch cu JFET ce permite blocarea semnalului la recepție, atunci cînd receptorul lucrează în conjuncție cu un emițător. Urmează un amplificator ce are și rolul de filtru AF, audiția semnalului făcîndu-se în căști cu impedanța de cel puțin 50 ohmi. Operaționalul dublu folosit, de tipul NE5532 poate fi substituit cu orice operaționale de zgomot redus.

Bobinele L1 și L2 sunt realizate pe un tor de ferită F4 18x8.5x10. Pentru banda de 7MHz, L2 are 12 sp Cu em 0.5, iar L1 are 2sp. Bobina L3 are 3.65μH, este realizată pe o carcasă de PVC cu diametrul exterior de 6mm, prevăzută cu miez reglabil de ferită și are 20 sp Cu em 0.35 ; L4 are 22μH.

Reglajele receptorului sunt simple. Dacă se dispune de un generator RF, se aplică un semnal nemodulat în banda de 7MHz cu amplitudinea de 1mV. Se reglează condensatorul variabil aferent oscilatorului local la 1/2 din cursă, după care se ajustează miezul bobinei pînă la recepția în căști a semnalului de la generator. Se reduce amplitudinea semnalului din generator la limita dispariției la recepție a semnalului. Se reglează capacitatea semireglabilă din circuitul de intrare pe maximum de semnal. Se verifică apoi dacă frecvența BFO-ului este corect plasată în raport cu flancul filtrului, pentru recepția semnalului numai pe o singură laterală în raport cu "0 băți". La nevoie, condensatorul plasat în serie cu cristalul din BFO poate fi înlocuit cu un trimer. Pentru ușurința reglajului este bine ca cele trei cristale de cuarț folosite să fie verificate în prealabil într-un oscilator iar frecvența de oscilație să fie verificată cu un frecvențmetru. Diferențele admise între cristale nu trebuie să fie mai mari de 50Hz. Evident, reglajul se poate face cu mult mai simplu și mai precis dacă se dispune și de un vobler.

Performanțele obținute sunt foarte bune pentru această schemă simplă:

sensibilitate 1.5-2μV

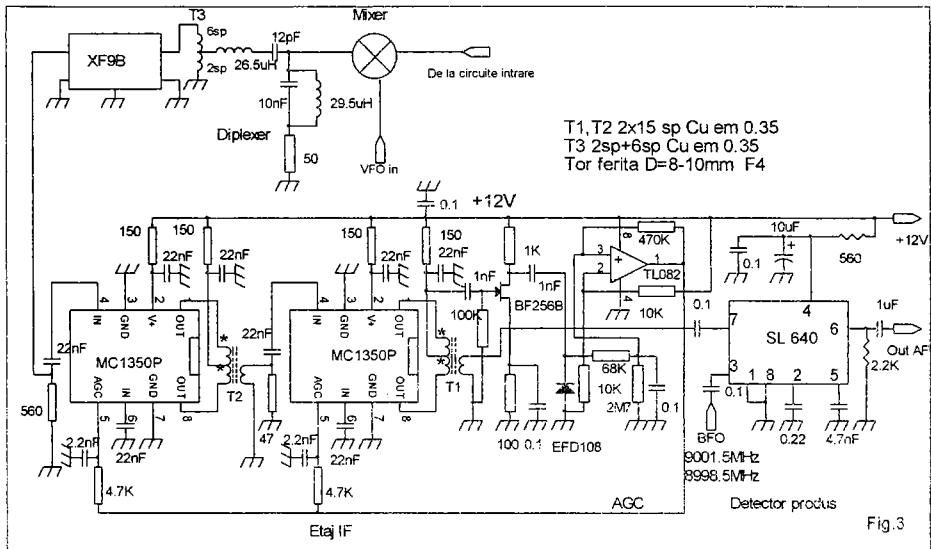
IP3=+2dBm

selectivitate 600Hz/6dB -1,5KHz/20dB

Prin majorarea numărului de cristale folosite în filtru, factorul de formă poate fi îmbunătățit.

Aparent, sensibilitatea nu este prea ridicată, dar trebuie ținut cont de faptul că în banda de 7MHz, nivelul semnalelor și al zgomotului este suficient de mare pentru a nu fi necesară o sensibilitate mai mare.

În fig.3 este prezentat un receptor superheterodină cu simplă schimbare de frecvență, realizat de autor în 1996 și care asigură performanțe comparabile cu cele obținute de multe echipamentele industriale destinate radioamatorilor.



Receptorul permite o recepție “ silențioasă ” și funcționează excelent în benzile aglomerate, nefiind afectat de intermodulații sau alte semnale parazite.

Pentru obținerea unor performanțe bune, a fost utilizat din plin conceptul: “maximum de selectivitate cât mai aproape de borna de antenă”.

Sensibilitatea obținută este suficient de bună pentru a nu utiliza un amplificator de RF (care ar degrada însă IP3-ul). La nevoie, se poate atașa un amplificator de RF comutabil, pentru a fi introdus doar în benzile superioare, unde nivelul semnalelor este redus.

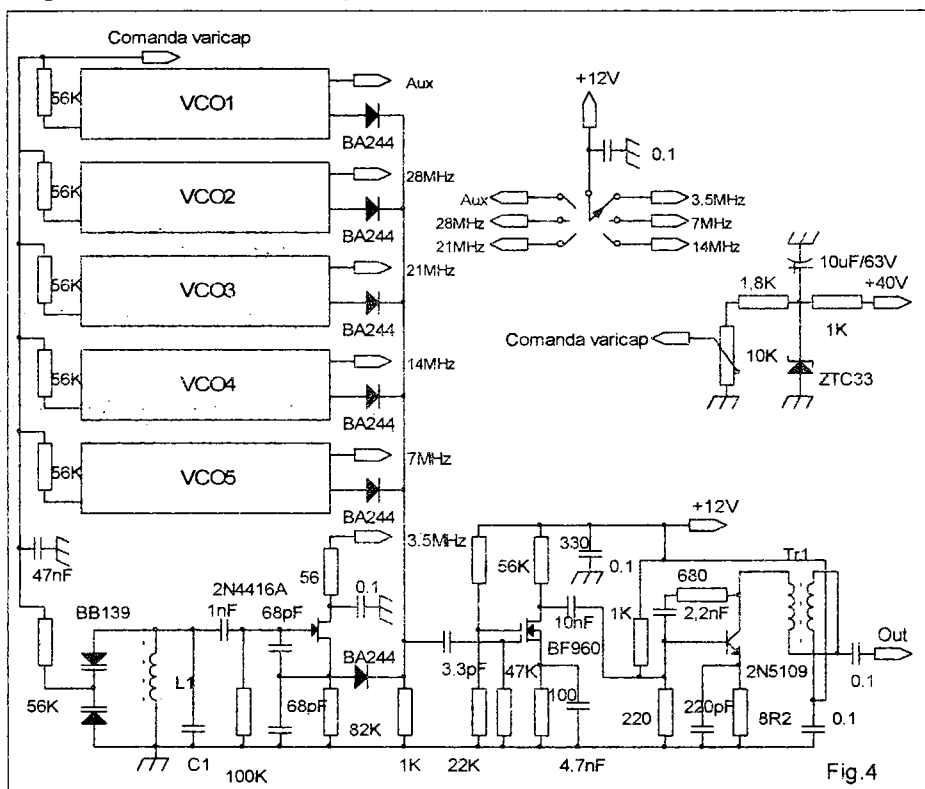
Receptorul permite recepția emisiunilor cu purtătoare suprimată (SSB). Semnalul de la antenă trece prin filtre de bandă, care nu au mai fost figurate, pentru a nu complica schema. Aceste circuite sunt de tipul celor din fig.8 din capitolul destinat circuitelor de intrare. Mixerul folosit este cu diode Shottky în inel, cu performanțe mai reduse putîndu-se folosi și diode 1N4148 sau 1N4151. Pentru asigurarea unei terminații cu caracter rezistiv la ieșirea de IF a mixerului,

a fost utilizat un diplexer. În acest fel se pot obține maximum de performanțe de la un mixer cu diode.

Oscilatorul folosit este de tipul celui prezentat în fig.4, putînd fi folosit orice tip de oscilator cu o bună stabilitate și care asigură la ieșire un nivel de cel puțin 17dBm.

Oscilatorul de tip Colpitts este realizat cu un FET de tipul 2N4416A (sau mai bine J310).

Pentru a nu comuta bobinele din circuitul oscilant al oscilatorului, am recurs la comutarea oscilatoarelor, fiind necesare deci, oscilatoare pentru fiecare bandă în parte. Ieșirile oscilatoarelor sunt comutate printr-un circuit de comutare static, cu diode de comutare BA244. Buferul cu MOS FET-ul BF960 este comun și asigură o bună izolare a oscilatorului de mixer, nesesizîndu-se fenomene de "tragere" a frecvenței nici pentru semnale de 500mV la intrarea mixerului.



Pentru a asigura nivelul de semnal de la oscilator, necesar funcționării corecte a mixerului, este folosit și un amplificator de putere realizat cu 2N5109 (la nevoie

BFW16A sau 2N3866). Se injectează în mixer un semnal de cca. 17-20dBm. Se asigură în acest fel, un nivel ridicat al punctului de intercepție. Oscilatorul folosit asigură un zgomot de fază redus, ceea ce reduce fenomenul de mixare reciprocă și asigură o recepție “curată”.

Filtrul folosit este de tipul XF9B sau echivalent, care asigură o selectivitate de 2.35KHz, cu un factor de formă excelent. Prin comutarea celor două cristale de purtătoare pe frecvențele menționate în schemă, se asigură recepția lateralei superioare sau inferioare, după caz.

Amplificatorul de IF asigură o amplificare de cca. 90dB și este realizat cu ajutorul a două circuite integrate de tipul MC1350. A fost prevăzut și un circuit AGC pentru care semnalul se ia de la intrarea detectorului de produs. A fost folosit un amplificator cu FET, ce asigură o impedanță ridicată la intrare, pentru a nu influența în nici un fel circuitul de pe care se preia semnalul. Urmează detecția semnalului cu constanta de timp adecvată și amplificarea cu un amplificator operațional. Se asigură în acest fel, un control eficace al amplificării blocului de IF. Detectorul de produs este realizat cu circuitul SL640, care are avantajul unui număr redus de componente externe.

Etajul de AF este realizat cu “bătrînul” TBA810AS și nu a mai fost figurat în schemă. Între detectorul de produs și etajul de AF a fost plasat un filtru notch tranzistorizat, de tipul celui descris în capitoul destinat circuitelor auxiliare.

Sensibilitatea obținută este de $0.2\mu\text{V}$, $\text{IP}_3 +22..26\text{dBm}$, funcție de banda recepționată, iar selectivitatea este cea dată de filtrul utilizat. Selectivitatea față de frecvența imagine este de 70dB, pentru banda de 1.8MHz și de 50dB pentru banda de 28MHz. Scăderea selectivității față de imagine pe frecvențe mari este un handicap față de receptoarele cu dublă schimbare de frecvență ce folosesc prima frecvență intermediară pe 70MHz și care pot realiza o rejecție a imaginii de cel puțin 70dB pe toată gama de frecvențe recepționate. Cu toate acestea, dat fiind nivelul redus al semnalelor din benzile superioare, nu am remarcat niciodată interferențe cauzate de semnale aflate pe frecvența imagine. Pentru a proteja circuitele de intrare, în serie cu antena a fost montat un filtru de rejecție LC, pentru suprimarea semnalelor provenite de la o stație locală de radiodifuziune pe unde medii, de mare putere (1MW) ce inducea în antenă un semnal de 2-3V. Acolo unde nu există astfel de probleme, un circuit de acest gen nu are sens.

Schema este destul de simplă și nu necesită reglaje (cu excepția circuitelor de intrare și al VCO-urilor), așa încît dacă montajul este corect executat trebuie să funcționeze la prima conectare a tensiunii de alimentare!

Tabela de mai jos prezintă frecvențele oscilatorului local pe diferite benzi de frecvență și valorile condensatorului C1 și ale bobinei L1. Toate bobinele se realizează pe carcase din PVC cu diametrul exterior de 6mm, cu miez de reglaj din ferită. Bobinarea se face spiră lângă spiră, foarte strâns. Se utilizează sîrmă de Cu em Φ 0.2 pentru bobinele de 4.35 μ H și 16 μ H și 0.35 pentru celelalte bobine.

Condensatorii folosiți pentru C1 sunt multistrat de tipul NP0, restul condensatorilor folosiți în circuitul oscilant sunt fie styroflex fie (mai bine) multistrat NP0.

Pentru acord se poate folosi un potențiometru bobinat multitură (Helipot), eventual un alt potențiometru de bună calitate la care se atașează un mecanism de demultiplicare (minim 15:1). Tensiunea folosită pentru varicap se stabilizează cu un Zener compensat de tipul ZTC33. Se are în vedere să nu se depășească tensiunea de 28V pe varicapuri, pentru a nu produce defectarea acestora. Tensiunea de comandă pe varicapuri este în domeniul 1.5-28V (la tensiuni de comandă sub 1.5V există riscul blocării oscilatorului, iar la valori reduse ale tensiunii de comandă crește și zgomotul de fază generat de oscilator).

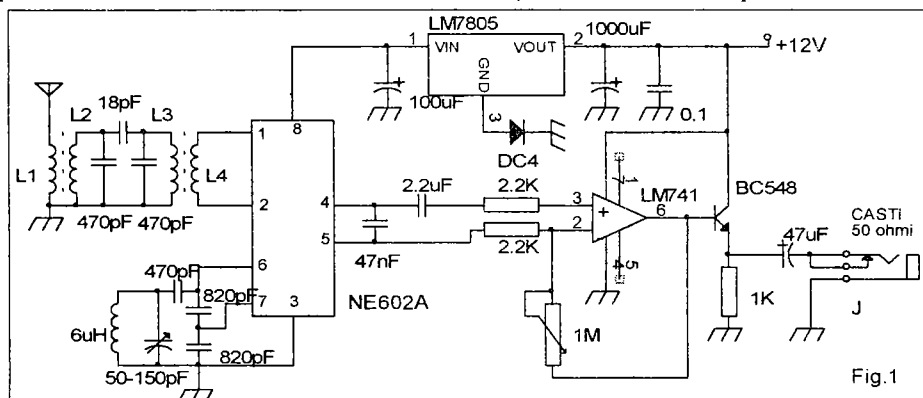
Banda MHz	Frecvența VCO MHz	C1 pF	L1 μ H
1.5-2	10.5-11.5	0	4,25
3.5-4	12.5-13	0	3,3
7-7.5	16-16.5	0	1,85
14-14.5	5-5.5	5.6	16.1
21-21.5	12-12.5	0	3.15
28.28.5	19-19.5	27	0.87

Stabilitatea de frecvență este de ordinul a 200 Hz pe oră după 20 minute de încălzire, pe frecvența de 19MHz (afărentă benzii de 28MHz). Pentru frecvența de 5.5MHz stabilitatea este mai bună de 50Hz pe oră. Sunt valori acceptabile pentru traficul uzual SSB. Evident, o sinteză de frecvență cu afișaj digital este preferabilă însă presupune costuri mai mari.

2. Receptoare sincrodină

Schema din fig.1 este probabil, una dintre cele mai simple scheme posibile de receptor sincrodină. Montajul permite recepția emisiunilor de tip CW sau SSB.

Este utilizat un circuit integrat NE602A care are în componență un mixer echilibrat și un oscilator. Circuitul de intrare este de tip trece bandă și pentru banda de 80m bobina $L_2=L_3$ are $8.8\mu\text{H}$. $L_1=L_3$ are 2 spire. Circuitele de



intrare se pot realiza pe toruri de ferită de tip F4. Bobina oscilatorului are $6\mu\text{H}$.

Circuitul NE602A este alimentat cu o tensiune de cca. 7V. Pentru a nu pune în pericol integritatea acestui circuit nu trebuie depășită tensiunea de 8V pe pinul 8. Condensatorii folosiți în circuitele oscilante sunt cu styroflex.

Amplificatorul de AF este realizat cu operaționalul 741, a cărui amplificare se poate regla cu ajutorul potențiometrului de $1\text{M}\Omega$. Pentru a se putea conecta la ieșire o cască cu impedanță redusă, a fost folosit un repetor pe emitor cu BC548. Banda de frecvență a amplificatorului este liniar căzătoare, neavînd un filtru "adevărat". O îmbunătățire substanțială a selectivității se poate obține prin plasarea unui filtru performant pasiv sau activ la ieșirea mixerului NE602A.

Alimentarea trebuie făcută de la o sursă de tensiune bine filtrată, pentru a nu apărea brum pe semnalul de ieșire. În situația în care se plasează și transformatorul de rețea în aceeași carcasă cu receptorul sincrodină, trebuie căutată poziția pentru care influența (brumul introdus) este minimă.

Sensibilitatea obținută este de cca. $1\text{--}2\mu\text{V}$, iar $IP3=+1\text{dBm}$. Pentru simplitatea schemei, performanțele sunt mai mult decât acceptabile.

Fig.2 prezintă un receptor sincrodină mult mai performant. Prin utilizarea unui mixer cu diode, se poate obține un punct de interceptie $IP3=+10\text{dBm}$, dacă nivelul semnalului de la oscilator este mai mare de $+20\text{dBm}$. $IP3$ ar putea fi chiar mai mare dacă terminația mixerului în AF ar fi mai laborios executată, pentru a prezenta o impedență pur rezistivă, pentru o gamă largă de frecvențe. Pentru un punct de interceptie mai ridicat, trebuie mărit și nivelul semnalului din oscilator, pînă la $+30\text{dBm}$.

Amplificatorul de RF utilizează un J-FET de tipul J310 (care are o comportare excelentă în conexiune cu grila la masă), eventual 2N4416A sau cu rezultate mai slabe, BF256C, BF245C. Prezența amplificatorului RF asigură reducerea radiațiilor oscilatorului în antenă.

Selectivitatea receptorului este asigurată cu ajutorul unui filtru trece jos LC, urmat de un filtru activ complex. Filtrul activ conține un filtru trece sus, cu frecvența de trecere de cca. 300Hz , după care urmează trei celule trece jos, cu frecvența de trecere de 2.7KHz .

Pentru ca receptorul să poată asigura recepția comodă a semnalelor cu amplitudini diverse, a fost prevăzut un circuit AGC, format dintr-un detector fără prag și un amplificator în curent realizat cu un operațional și un tranzistor. AGC-ul acționează prin șuntarea circuitului de intrare cu ajutorul unei diode. În mod normal, ar fi trebuit folosită o diodă PIN, dar și dioda 1N4001 are o comportare acceptabilă. Dinamica AGC este însă destul de redusă ($<30\text{dB}$).

Operaționalele folosite sunt de tipul TL082, care prezintă un zgomot propriu redus.

Etajul de AF este realizat într-o schemă clasică, cu TBA810.

Oscilatorul este de tip Vakar –Tesla și lucrează direct pe frecvența recepționată. Acest gen de oscilator are o mare stabilitate și asigură un nivel de tensiune la ieșire suficient de ridicat.



Sensibilitate obținută este mai bună de $1\mu\text{V}$.

Una din schemele cele mai performante, este cea prezentată în fig.3.



Acest receptor sincrodină a fost realizat de Rick Campbell, KK7B. Autorul a folosit cîteva concepte moderne pentru a obține o bună sensibilitate și distorsiuni

de intermodulație minime. Toate circuitele au fost atent studiate și optimizate pe calculator. O atenție specială a fost acordată asigurării la ieșirea mixerului a unei terminații rezistive pe un spectru larg de frecvență.

Asigurarea unei terminații cu caracter rezistiv, este o problemă dificilă, dat fiind faptul că la un receptor sincrodină, la ieșirea mixerului apar semnale cu un spectru de frecvență întins de la domeniul audio, până zeci de MHz.

Unii autori plasează un atenuator de 3dB la ieșirea mixerului pentru a rezolva această problemă, dar o atare soluție are dezavantajul înrăutățirii raportului semnal/zgomot. Soluția adoptată de autor, utilizează un diplexer complex, care are și rol de filtru trece bandă. Pierderile prin diplexer sunt sub 2dB. Efectul de filtru trece jos are o utilitate mare pentru preamplificatorul care urmează, evitându-se încărcarea acestuia cu semnale nedorite. Diplexerul asigură o terminație de 50 de ohmi, cu un raport de undă staționară (SWR) de max. 1.4, în spectru de frecvență de la 0 la 500MHz!

Rațiunea pentru care diplexerul este realizat cu circuite pasive o constituie dinamica semnalelor acceptate. Dinamica unui inductor corect realizat poate depăși 180dB, depinzând la semnal mare doar de punctul de saturație al miezului utilizat. Un circuit activ nu poate avea nici pe departe, o asemenea dinamică.

Q-ul rețelei este destul de redus, așa încât se poate lucra lejer cu componente în toleranța de 5%.

Preamplificatorul utilizat, are o structură mai puțin uzuală la un amplificator de AF, însă această soluție permite obținerea unui zgomot minim și a unei bune dinamici. Deși sunt folosite tranzistoare banale de AF, zgomotul obținut este de max. 5dB, cu un câștig de 40dB. Amplificatorul poate lucra cu semnale cuprinse între 10nV și 10mV, fără distorsiuni sesizabile.

Filtrul care urmează asigură practic selectivitatea receptorului. Este folosit un filtru eliptic de ordinul 7, capabil să asigure un factor de formă de 1.6 (raportul benzilor de trecere la 6dB și 60dB). Pentru cazul de față, s-a optat pentru o frecvență la 6dB de 3KHz pentru SSB și 1000Hz pentru CW. Componentele folosite în filtru nu vor avea o toleranță mai mare de 5%.

Valorile componentelor filtrului eliptic de ordinul 7

Componenta	Banda de trecere	
	1000Hz	3000Hz
L4,L5,L6	100mH	33mH
C11	0.39uF	0.15uf
C12	0.022uF	6,8nF

C13	0.68uF	0.22uF
C14	0.1uF	33nF
C15	0.56uF	0.18uF
C16	0.068uF	22nF
C17	0.39uf	0.12uf

Preamplificatorul realizat cu LM387 (β M387AN), este o adaptare a amplificatoarelor HI-FI la condițiile concrete pentru un receptor de trafic. Banda de frecvență a fost limitată la strictul necesar, ceea ce ameliorează și parametrii la zgomot ai acestui circuit integrat. Amplificarea acestui etaj este de 27dB. Urmează un switch realizat cu FET-ul 2N5457, ce asigură funcția de muting (prin punere la masă), atunci când se lucrează în conjuncție cu un emițător. Constanta de timp a acestui circuit este dată de rezistența de 1Mohm și capacitatea de 0.1 μ F. Filtrul trece sus care urmează, elimină urmele de brum de 50Hz. Frecvența de tăiere a filtrului este de 300Hz. Urmează un nou amplificator, ce utilizează cea de a doua secțiune a circuitului LM387. Cîștigul acestui etaj este de 35dB. Amplificatorul final de AF este realizat clasic, cu componente discrete.

Cîștigul total al preamplificatoarelor este de 102dB. Este destul de mult, avînd în vedere că toată amplificarea este obținută fără conversii de frecvență. Din cauza amplificării mari, trebuie luate o serie de precauții la realizarea cablajului imprimat. Conductorul de alimentare pentru masă va trebui lipit chiar pe colectorul tranzistorului PNP al finalului AF. Aceasta pentru că la un curent de vîrf al finalului audio de 100mA, pe o rezistență de 1 μ ohm se va produce o cădere de tensiune de 0.1 μ V, ceea ce reprezintă de 10 ori mai mult decît sensibilitatea maximă a lanțului de amplificare.

Circuitele de intrare sunt de tipul trece bandă și nu au mai fost figurare în schemă. Circuitele duble prezentate în capitolul destinat circuitelor de intrare sunt indicate și pentru acest gen de receptor. Domeniul de frecvență în care a fost testat acest receptor este de la 10KHz la 750MHz, evident cu utilizarea unor circuite de intrare adecvate și a unui oscilator care să asigure nivelul de tensiune necesar la frecvența dorită.

Oscilatorul, nefigurat în schemă, poate fi de orice tip, eventual sinteză de frecvență, singurele condiții fiind: stabilitate bună, nivel de tensiune la ieșire suficient pentru mixerul folosit (>+10dBm) și zgomot de fază redus (pentru a nu degrada sensibilitatea receptorului).

Mixerul folosit este cu diode. Autorul a folosit un mixer de tip SBL-1 (Mini Circuits), însă evident se poate folosi și un mixer cu diode în inel, după o schemă clasică.

Zgomotul total (așa cum rezultă din analiza pe calculator) este de 1dB circuitul de intrare, 6dB pentru mixer, 2dB diplexerul, 5dB pentru preamplificator. Aceasta ar duce la un nivel de zgomot de 14dB. Practic, valorile măsurate sunt de 18-20dB.

Diferențele măsurate la zgomot se datorează, se pare, comportării mixerului cu diode la situația în care spectrul de frecvență la ieșire (portul IF) cuprinde frecvențe în spectrul AF. Există destul de puține informații pe această temă, un buletin al firmei Merimac indicând o creștere substanțială a zgomotului $1/f$ la frecvențe sub 10KHz, pentru diodele Shottky. În broșura "Microwave and RF Designers Catalog" al firmei Hewlett Packard, sunt analizate comportările diverselor mixere ce au la ieșire frecvențe cuprinse în spectrul 1MHz-100Hz. Concluziile sunt destul de pesimiste: chiar și cele mai bune mixere au cu 10-14 dB mai mult zgomot la 100Hz decât la 20KHz.

Un receptor cu o cifră de zgomot de 20dB, poate fi suficient de bun pentru benzile de frecvență sub 7-8MHz, dacă se lucrează cu o antenă acordată și corect adaptată. Pentru frecvențe mai mari, unde semnalele sunt mai mici (și zgomotul benzii este de asemenea mai redus), un preamplificator de RF cu un zgomot propriu sub 2dB și o amplificare de 10dB, poate satisface orice exigențe de sensibilitate. Aceleași considerente sunt valabile și pentru lucrul în ultracurte, aici eventual pretîndu-se un amplificator cu zgomot chiar mai mic. Din fericire, IP3- ul fiind suficient de mare, poate fi redus cu 10dB (sau mai mult) de către un amplificator de RF plasat la intrare fără ca în benzile superioare să apară probleme.

Rezultatele măsurărilor efectuate asupra acestui receptor indică o serie de performanțe de excepție:

- Selectivitatea 0.6KHz pentru CW și 2.7KHz pentru SSB, cu un factor de formă de 1.6- similar cu cel al celor mai bune filtre profesionale utilizate în receptoarele superheterodină profesionale.
- Sensibilitatea -119dBm ($0.25\mu\text{V}/50\text{ ohmi}$), ceea ce pentru o construcție fără amplificator de RF este foarte bine.
- Punctul de interceptie IP3: 15dBm cu un mixer cu diode obișnuite, cifră ce poate fi crescută la peste 20-25dBm, prin utilizarea unui mixer cu diode Shottky și un nivel din oscilator de +17dBm.
- Dinamica limitată de produse de intermodulație: 90dB, eventual 98dB pentru un mixer de nivel mare.

Receptorul permite o audiție de o calitate impecabilă, surclasând din acest punct de vedere multe receptoare superheterodină industriale.

Afișarea frecvenței la un receptor sincrodină se poate face simplu cu ajutorul unui frecvențmetru, frecvența măsurată fiind în SSB chiar frecvența de lucru. Trebuie însă luate o serie de precauții. Frecvențmetrul trebuie să fie realizat cu CMOS-uri de consum redus, pentru a nu introduce în receptor semnale parazite. Lanțul de amplificare AF de 100dB poate ușor prelua semnale parazite din baza de timp a frecvențmetrului. Oscilatorul trebuie prevăzut cu un buffer separat pentru ieșirea de frecvențmetru, de asemenea circuitele de alimentare vor fi foarte bine decuplate (șocuri RF și capacități electrolitice și ceramice), eventual cu alimentare complet separată.

Acest receptor cunoscut sub numele de **R1**, a fost realizat în mii de exemplare în toată lumea și a probat pe deplin calitățile modelului inițial.

Cu toate performanțele sale, **R1** rămîne un receptor pentru DSB. Eliminarea unei benzi laterale este posibilă prin utilizarea metodei defazajului.

Receptorul **R2**, realizat tot de Rick Campbell în 1992, utilizează conceptele folosite în receptorul **R1**, realizînd suprimarea unei benzi laterale cu peste 40dB. Suprimarea unei benzi laterale duce și la îmbunătățirea cu 3dB a raportului semnal/ zgomot. Structura bloc a unui Receptor sincrodină, capabil să rejeteze una din laterale a fost prezentată în capitolul destinat prezentării arhitecturii radioreceptoarelor.

Spliterul este destinat împărțirii cu defazaj 0 a semnalului de la antenă, pe cele două căi pe care urmează a fi prelucrat semnalul. De aceeași natură este și spliterul prin care se aplică semnalul de la oscilator. Cele două semnale de la oscilator se aplică mixerelor, după ce în prealabil unul din ele a fost defazat cu 90° . Se obțin două semnale numite I (in phase) și Q (quadrature). Partea de mixer, diplexer și preamplificator este identică pe cele două canale. Se remarcă structura cunoscută și comentată deja, de la receptorul **R1**.

Pentru a se putea obține performanțele dorite, este necesar ca cele două diplexere să utilizeze componente identice, pentru a se obține caracteristici de fază/frecvență identice. Rezistențele și inductanțele folosite pot fi în toleranță de 5 sau chiar 10%, dar față de canalul adiacent vor avea o diferență de maxim 1%. Cele două semnale I și Q sunt apoi aplicate unor rețele de defazare realizate cu amplificatoare operaționale. Față de clasicele rețele Wien RC, care au dezavantajul că nu pot păstra un defazaj constant pe întreg spectrul AF (300-3000Hz), defazoarele cu operaționale pot realiza cu ușurință un defazaj aproape

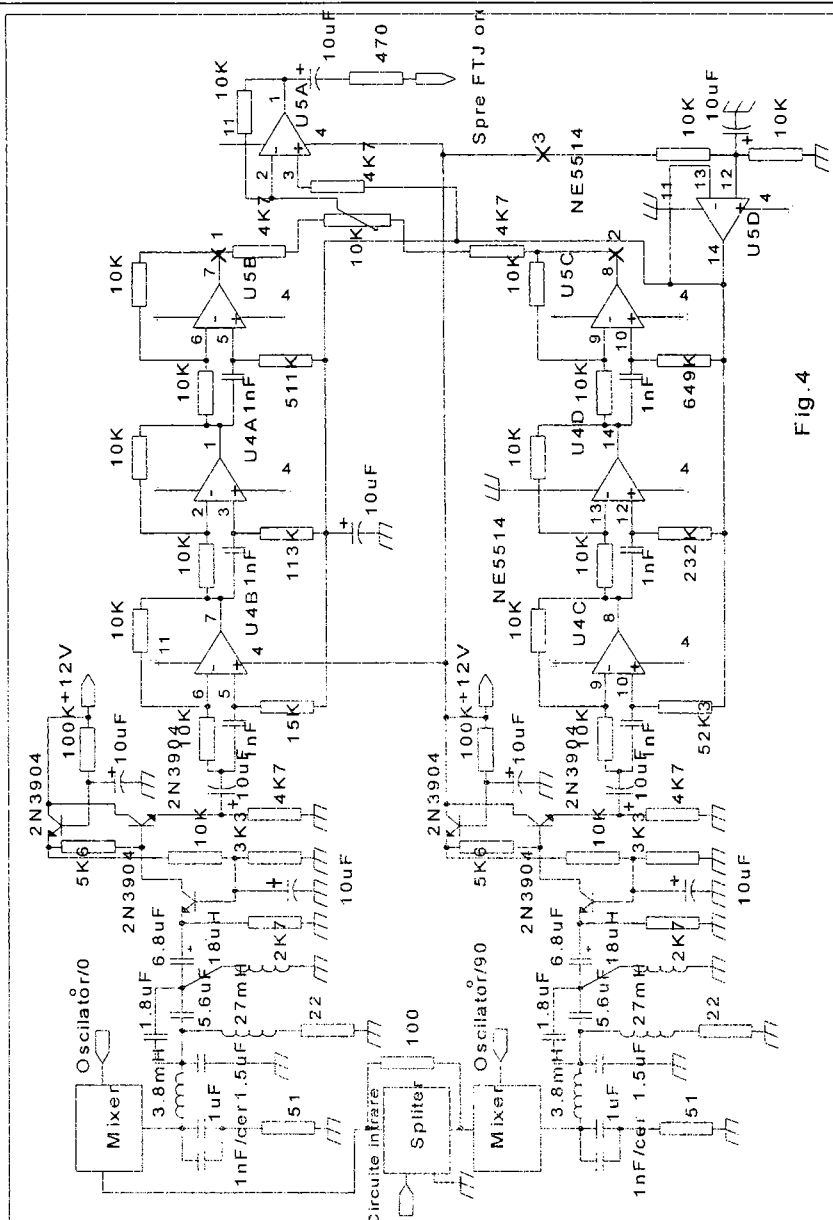


Fig. 4

constat în banda folosită. Capacitățile și rezistențele folosite în rețelele de defazare trebuie să fie de bună calitate, sortate cu o precizie de 1%.

Cele două semnale obținute sunt sumate cu ajutorul unui operațional.

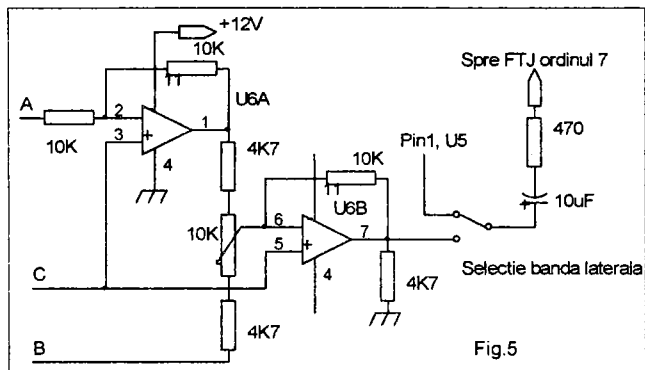


Fig.5

Este prevăzut un reglaj pentru compensarea diferențelor dintre cele două canale (mixere cu pierderi diferite, etc.). Reglajul este eficace atâta vreme cît se referă la diferențe de amplitudine ce sunt constatate în spectrul AF folosit. Reglajul se face urmărind la recepție maximum de atenuare

pe laterala nedorită.

Întregul lanț care urmează este identic cu cel folosit la receptorul R1: filtrul eliptic cu frecvența de tăiere de 3KHz, preamplificatorul cu LM387, circuitul de muting și finalul AF.

Pentru selecția lateralei ce se rejectează, se poate folosi un circuit suplimentar cu un operațional inversor cu 180° pe una din căi, care se introduce sau scoate din circuit funcție de laterala ce se dorește a fi recepționată. Fig.5 prezintă o modalitate de selecție a lateralei dorite. Conexiunea se face la puntele marcate din schemă.

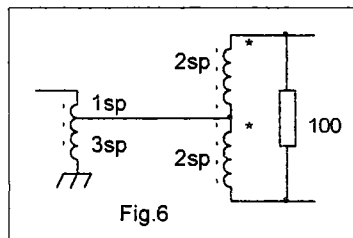


Fig.6

Splitterul folosit are rolul de a separa semnalul de la intrare în două componente, cu defazaj zero în tot spectrul de frecvență folosit. Nivelul pierderilor trebuie să fie cît mai redus, pentru a nu influența negativ cifra de zgomot globală a receptorului. Fig.6 prezintă o modalitate de a realiza un astfel de splitter, utilizînd două bobine pe toruri de ferită Φ 6-

10mm. Ferita trebuie să fie aptă pentru lucru la frecvențele utilizate.

O problemă o constituie rețeaua de defazaj RF prin care trece oscilatorul local. Pentru acoperirea mai multor benzi de frecvență trebuie comutată cîte o rețea pentru fiecare bandă în parte.

Fig.6 prezintă o rețea clasică de defazare pentru RF. Capacitățile și condensatoarele se calculează pentru o reactanță de 50 ohmi la frecvența de lucru.

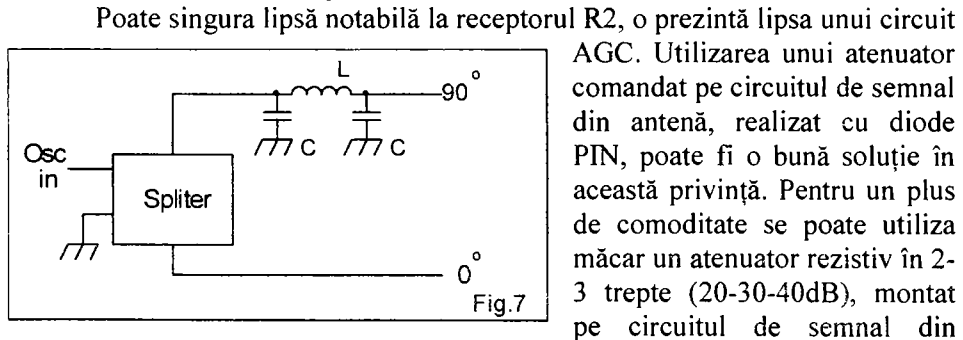
Tabelul de mai jos prezintă valorile capacităților și condensatoarelor folosite în rețeaua de defazare RF pentru diverse frecvențe folosite de radioamatori.

Frecvența MHz	C pF	L μH	Frecvența MHz	C pF	L nH
3.525	903	2.26	28.5	112	279
7.05	452	1.13	50.1	63.5	159
14.05	227	0.566	144.2	22.1	55.2
21.05	151	0.378	222.1	14.3	35.8

O soluție mai elegantă ar fi utilizarea unui divizor cu două bistabile D, cu CMOS, care poate furniza la ieșire semnale defazate cu 90° , chiar dacă aceasta înseamnă să se lucreze cu oscilatorul local pe o frecvență de 4 ori mai mare. Această soluție permite acoperirea benzii de la 0 la 30MHz fără probleme.

Circuitele de intrare sunt de tipul trece bandă, cu comutare pe fiecare bandă. în parte. Se pot folosi circuitele duble prezentate în capitolul destinat circuitelor de intrare.

Dacă este necesară o sensibilitate mai mare (pentru 28MHz sau 144MHz) se poate folosi un preamplificator RF de zgomot redus (1-2dB), care însă nu trebuie să aibă o amplificare mai mare de 10-15dB.



antena.

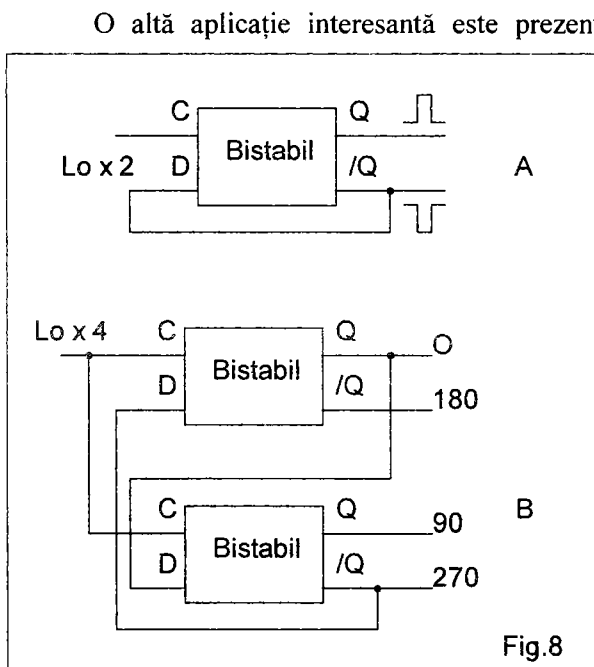
Acest gen de receptor poate părea la fel de complicat ca o superheterodină. Nu trebuie însă omis faptul că performanțele obținute depășesc în multe privințe receptoare industriale de tip superheterodină, realizate cu mai multe schimbări de frecvență și numeroase filtre cu cristal costisitoare. Mai mult, această sincrodină se pretează la miniaturizare, multe firme ce produc echipamente destinate rețelelor de calculatoare cuplate prin radio, utilizând aceleași concepte.

Cele două semnale I și Q pot fi prelucrate destul de ușor de un circuit DSP, care poate realiza și defazajul, filtrajul, raducerea zgomotului, notch adaptiv, etc.

După ani în care părea uitat, receptorul sincrodină pare a deveni după unii autori, în structura cu DSP, receptorul secolului XXI.

Utilizarea circuitelor integrate de tip HC-MOC si AC-MOS în RF

Circuitele integrate din seria AC MOS (Advanced CMOS) permit frecvențe de lucru în domeniul 100-160MHz. Prețul acestor circuite este redus, așa încât au devenit foarte atractive în realizarea circuitelor de RF. Este cunoscut faptul că excitarea mixerelor în comutație cu semnal dreptunghiular duce la creșteri importante în ceea ce privește punctul de interceptie IP și nivelul de compresie. O aplicație simplă care generează doua semnale defazate la 180° este prezentată în fig.8A. Aplicația este utilă la marea majoritate a mixerelor în comutație dublu echilibrate. De remarcat că bistabilul de tip D dividează cu 2 frecvența aplicată la intrare, așa încât VFO-ul va trebui să genereze o frecvență dublă.



O altă aplicație interesantă este prezentată în fig.8B. Putem obține semnale defazate la 90° cu o excelentă simetrie, utilizabile la mixerele în cuadratură. La această aplicație este necesar ca frecvența VFO-ului să fie de 4 ori mai mare decât semnalul ce se injectează în mixer.

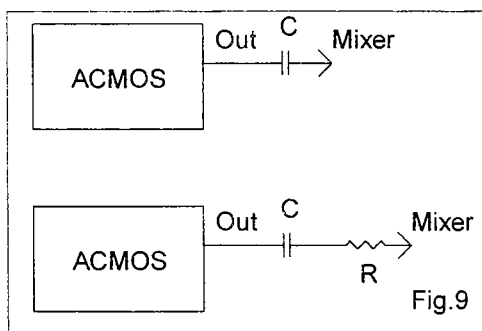
Circuitele din seria AC pot suporta o sarcină de 50 ohm la ieșire, doar prin simpla separare galvanică a ieșirii cu un condensator, așa cum este prezentat în fig.9. În practică, este posibil ca la frecvențe mari să apară fenomene de oscilații amortizate pe

palier (semnal dreptunghiular), datorită componentei inductive a mixerului.

Acest fenomen se minimizează ușor cu o rezistență plasată în serie cu semnalul, ca în fig.9.

Valoarea acestei rezistențe este între 20 și 100 ohmi, avînd practic valoarea minimă la care nu apar oscilații pe semnalul dreptunghiular.

Avînd în vedere faptul că frecvența maximă de operare pentru bistabilele de tip D este de cca. 120MHz, rezultă că în cazul structurii din fig.8A frecvența maximă disponibilă la ieșire este de cca. 60MHz, iar pentru structura din fig.8B, este de 30MHz.



Componente și materiale utilizate în radiotehnică

Tranzistoare

Tranzistoarele care se folosesc astăzi în radioreceptoare sunt de regulă tranzistoarele bipolare cu siliciu și tranzistoarele cu efect de câmp.

Bipolarii cu siliciu au avantajul unui preț de cost redus, fiind de aceea foarte răspândiți. Au o amplificare mare și impedanța de intrare destul de redusă. Tranzistorii cu efect de câmp au o utilizare ceva mai redusă, fiind folosiți de regulă în circuite ce necesită impedanțe mari de intrare. Versiunile noi de tranzistori cu efect de câmp realizate cu GaAs permit obținerea unor performanțe la zgomot excelente, la frecvențe ridicate, fiind posibilă realizarea unor componente de bună calitate capabile să opereze lejer la 10GHz, cu un factor de zgomot sub 0.6dB.

Tranzistoarele, de la apariția lor, au evoluat continuu din punct de vedere tehnologic. Inițial primii tranzistori realizați cu germaniu reușeau cu greu să opereze la frecvențe de câțiva MHz. Astăzi se realizează frecvent tranzistori cu siliciu sau cu GaAs ce operează la cca. 20GHz. Dezvoltarea tehnologică continuă în ritm susținut, noua tehnologie SiGe ce combină avantajele siliciului cu cele ale germaniului permițând depășirea barierei de 100GHz. Această nouă tehnologie utilizată pe scară industrială, începând cu septembrie 1996, a permis deja, realizarea unui divizor cu 128 la 28 GHz, a unui VCO la 30 GHz, sau a unui mixer Gilbert la 12 GHz. Noua tehnologie permite obținerea unor componente cu zgomot redus și cu performanțe foarte bune în ceea ce privește intermodulațiile.

Tranzistorii de RF sunt caracterizați de câteva mărimi esențiale:

- tensiunile maxime pe electrozi
- curentul maxim suportat de tranzistor
- puterea maximă disipată de capsula tranzistorului
- factorul de amplificare
- frecvența maximă de operare (la care amplificarea devine unitară)
- capacitățile între joncțiuni
- factorul de zgomot

Cunoașterea acestor parametri, pentru tranzistorii cu care se lucrează, este esențială pentru a asigura acestora un regim optim de lucru.

Pentru a putea simula pe calculator un circuit ce conține un tranzistor sunt însă necesari mult mai mulți parametri, pe care producătorii de componente îi asigură pe CD-ROM-uri.

Există o mare varietate de tranzistori, neexistând un tranzistor perfect pentru orice aplicație. Funcție de destinație (etajul în care funcționează), se alege cel mai potrivit tranzistor. De menționat faptul că performanțele maxime se obțin de la un tranzistor, pentru un regim de lucru bine definit, operarea în afara acestor limite ducând la degradarea rapidă a performanțelor obținute.

Diode

Timp de mulți ani, principala funcție a diodelor a fost cea de redresor. Astăzi variante ale diodelor pot fi folosite ca:

- referințe sau stabilizatoare de tensiune (diodele Zener)
- diode care sunt folosite la comutarea circuitelor (diode de comutare) care au o rezistență dinamică serie foarte redusă ($<1\Omega$)
- diode ce se comportă ca o rezistență variabilă (dioda PIN) comandată în tensiune
- diode ce prezintă o capacitate mare între joncțiuni, care variază prin aplicarea unei tensiuni de polarizare inverse pe electrozi (diode varicap sau varactor)
- Diode care oscilează pe frecvențe ultraînalte (Gunn, Barit, IMPATT)

Diodele folosite în circuite de radiofrecvență ca mixere, trebuie să aibă timpi de comutație foarte reduși. Există diode cu siliciu pentru curenți reduși ce se comportă bine din acest punct de vedere. Un tip de diodă cu proprietăți excelente în ceea ce privește timpii de comutație, este dioda Shotky.

Funcție de destinație, diodele sunt caracterizate de următorii parametri:

- tensiune inversă maximă admisă pe joncțiuni
- curent maxim
- timpi de comutație
- capacitatea joncțiunilor
- tensiune de referință (pentru diodele Zener)
- rezistența dinamică serie

Rezistențe

Rezistențele au în afară de proprietatea rezistivă și o serie de parametri paraziți care le limitează aria de aplicabilitate. Este vorba de inductanța și capacitatea parazită. Rezistențele obișnuite sunt realizate prin depunerea unei spirale de carbon pe un suport ceramic tubular. Evident această tehnologie duce la apariția unei inductanțe parazite precum și a unei capacități între spire. Din acest motiv acest gen de rezistențe au aplicabilitate limitată la frecvențe mari. Rezistențele utilizate la frecvențe mari sunt volumice, chiar suportul fiind rezistiv. Pelicula de carbon folosită la rezistențele uzuale produce un zgomot de

cca. $3\mu\text{V/V}$, față de $1\mu\text{V/V}$ la rezistențele ce folosesc ca element rezistiv o peliculă metalică.

Condensatori

Condensatorii folosiți în echipamentele de radiorecepție sunt de diverse tipuri funcție de dielectricul folosit.

Pentru capacități mari (filtrări, decuplări), se folosesc condensatorii electrolitici cu folie de aluminiu sau tantal.

Pentru capacități mai mici folosite la decuplări ($10\text{nF} \dots 470\text{nF}$) se folosesc condensatori multistrat. Capacitățile ceramice plachetă cu capacități cuprinse între 10nF și 100nF se folosesc din ce în ce mai puțin datorită dimensiunilor fizice destul de mari.

Capacitățile folosite în circuite acordate ce necesită o bună stabilitate termică sunt cu dielectric styroflex, ceramică cu coeficienți termici reduși sau multistrat termocompensat. Condensatorii cu mică, ce au fost folosiți timp de mulți ani în circuitele de RF, sunt astăzi produși din ce în ce mai puțin, datorită costului și dimensiunilor fizice prea mari pentru echipamentele miniaturale de astăzi. În afară de elementele definitorii pentru un condensator, care sunt capacitatea și tensiunea de lucru maximă, de mare importanță pentru circuitele de înaltă frecvență sunt coeficientul de pierderi în dielectric ($\text{tg}.\delta$) și coeficientul de variație termică al capacității.

Bobine

Există două categorii de bobine folosite în receptoare:

- șocuri de RF
- circuite acordate

Funcție de inductanță, șocurile RF se realizează pe miezuri din ferită sau, fără carcasă, direct pe aer. Șocurile de RF pe miez de ferită se realizează de regulă, prin bobinarea direct pe miez a unui număr de spire. În afară de inductanță, șocurile de RF mai au și o capacitate parazită proprie. Această capacitate duce la fenomenul de rezonanță parazită pe o anumită frecvență, motiv pentru care frecvența de lucru trebuie să fie mult sub valoarea frecvenței proprii de rezonanță. Șocurile de RF au uneori specificate pe carcasă, în afară de valoarea inductanței și curentul maxim suportat. Pentru a se evita saturarea miezului de ferită, acolo unde șocul este străbătut de o componentă continuă importantă, se folosesc miezuri de ferită liniare. Dacă valoarea componentei continue este redusă, se pot folosi și miezuri toroidale, care permit reducerea dimensiunilor șocului RF.

Circuitele acordate se realizează pe carcasă (ce permite eventual și utilizarea unui miez de ferită reglabil) cînd sunt necesare inductanțe relativ mari (zeci sau sute de μH) sau, la inductanțe mai reduse se pot bobina direct pe aer.

În afară de valoarea inductanței, de mare importanță este factorul de calitate al bobinei Q , definit ca: $Q = \frac{\omega L}{R}$, unde ωL este reactanța bobinei la frecvența de măsură, iar R este rezistența bobinei în curent continuu. Evident, este de preferat să dispunem de circuite cu Q cît mai mare, deși nu toate aplicațiile justifică acest lucru.

Tab.1

Sîrmă din:	Tip carcasă						
	Aer	Polistiren	Teflon	Sticlă	Policarbonat	PVC	Porțelan
Argint	412	408	409	390	388	393	380
Cupru	380	377	378	360	359	363	352
Aur	285	282	283	270	272	275	267
Aluminiu	247	245	245	245	237	239	233
Bronz fosforos	60	59	59	59	59	59	58
Oțel	9	9	9	9	9	9	9

Tabelul 1 prezintă orientativ, factorul de calitate “ Q ” realizat pe diverse tipuri de carcase și diferite tipuri de sîrmă folosite. Tabelul este realizat pentru o bobină de 5 sp., cu diametrul de 6.5mm, la 100MHz.

Cablajul imprimat

Cablajul imprimat a devenit de mulți ani indispensabil pentru realizarea circuitelor electronice. Există multe tipuri de cablaj imprimat ce se folosesc, funcție de domeniul de frecvență și destinația montajului. În domeniul echipamentelor de larg consum (radio, audio-video, jocuri) utilizarea cablajului pe textolit FR2, sau sticlotextolit FR4, este o soluție general folosită. Cablajul FR4 care este ceva mai scump decît FR2, are proprietăți mai bune decît FR2 la frecvențe înalte și o mai bună stabilitate termică.

La frecvențe mai mari de 1GHz, proprietățile electrice ale cablajului FR4 nu mai satisfac cerințele, pierderile în material (tg. δ) devenind importante, motiv pentru care se folosesc alte tipuri de cablaj, realizate pe suport din ceramică de alumină, PTFE (teflon), sau combinații de PTFE cu pulberi de ceramică sau sticlă. Toate aceste cablaje sunt foarte scumpe, dar sunt singurele care permit lucrul la frecvențe de peste 10GHz. Parametrii cei mai importanți, electrici și mecanici la cablajele imprimate sunt prezentate în tabelul de mai jos, pentru cele mai cunoscute tipuri de materiale;

Tab.2

Materialul substratului	Constanta dielectrică	Coeficient termic de dilatare pe suprafață	Coeficient termic de dilatare în grosime
FR4	4,8	12-16 ppm/ ^o C	80 ppm/ ^o C
Alumină	9,6	6,2 ppm/ ^o C	6,2 ppm/ ^o C
PTFE-sticlă	2,4	15 ppm/ ^o C	200 ppm/ ^o C
RT/Duroid 5870	2,33	3-5 ppm/ ^o C	30 ppm/ ^o C
RT/Duroid 5880	2,2	2-3 ppm/ ^o C	28,3 ppm/ ^o C
RT/Duroid 6002	2,94	16 ppm/ ^o C	24 ppm/ ^o C
Epsilam 10	10	12 ppm/ ^o C	180 ppm/ ^o C
Diclad...	2,2....10	14 ppm/ ^o C	40 ppm/ ^o C

Coeficientul de pierderi trebuie să fie cât mai redus la frecvența de lucru, ex. Epsilam 10 are $\tan \delta = 0.002/10\text{GHz}$

Coeficienții de dilatare la suprafață, sau în grosime, au importanță mare în situația în care se lucrează cu circuite microstrip la frecvențe mari. Coeficienții de dilatare la suprafață sunt importanți și în situația când se lucrează cu componente SMD. Aceste componente au de regulă, corpul realizat dintr-un material ceramic, cu un coeficient de dilatare foarte redus, ceea ce poate crea tensiuni mecanice în componente după lipire și răcire.

Un alt element important îl reprezintă suprafața conductivă. Aproape invariabil este folosită folia de cupru, cu grosimea standard de 35μm. Pentru circuitele străbătute de curenți mari se mai folosește circuit imprimat cu grosimea foliei de 70μm. La frecvențe mari (>300-400MHz) se recurge la argintarea suprafeței cablajului, datorită efectului pelicular. Aurirea cablajului practică de unele firme (Hewlet-Packard, Texas Instrument), are doar rolul de protecție anticorozivă a circuitului, ceea ce-i conferă o stabilitate a parametrilor excelentă în timp. Acest tip de acoperire nu se folosește la frecvențe foarte mari, aurul fiind mai prost conductiv decât cuprul.

Prelucrarea circuitelor imprimate este uneori o problemă dificilă, găurirea unui material ceramic fiind o operațiune delicată, necesitând o rotație a burghiului de min. 30000 rotații pe minut, precum și suflarea burghiului cu aer pentru răcire.

Creșterea performanțelor și miniaturizarea componentelor electronice au dus la succesele de astăzi din domeniul telefoniei celulare. Fără posibilitatea utilizării unor componente de mici dimensiuni, care să opereze la tensiuni reduse, cu un consum redus și la frecvențe mari, realizarea telefoniei celulare la frecvențe de 1 sau 2GHz, ar fi fost imposibilă.

ANEXA 1

**Tabelul de conversie a diametrelor conductorilor din cupru emailat
din unități AWG (S.U.A) și SWG (U.K) în mm**

Unit. AWG	Unit. SWG	mm	Unit. AWG	Unit. SWG	mm
1	1	7.348	24	26	0.511
2	3	6.543	25	27	0.455
3	4	5.827	26	29	0.404
4	5	5.189	27	30	0.361
5	7	4.620	28	31	0.320
6	8	4.115	29	33	0.287
7	9	3.665	30	34	0.254
8	10	3.262	31	36	0.226
9	11	2.906	32	37	0.203
10	12	2.588	33	38	0.180
11	13	2.304	34	38-39	0.160
12	14	2.052	35	39-40	0.142
13	15	1.829	36	41	0.127
14	16	1.628	37	42	0.114
15	18	1.450	38	43	0.102
16	18	1.290	39	44	0.089
17	19	1.151	40		0.079
18	20	1.024	41		0.071
19	21	0.912	42		0.064
20	22	0.813	43		0.056
21	23	0.724	44		0.051
22	24	0.643	45		0.045
23	25	0.574	46		0.040

**Tranzistoare de radiofrecvență bipolare cu
utilizare uzuală în radioreceptoare**

Tran- zistor	NF (dB)	F (MHz)	F _T (GHz)	I _c (mA)	G (dB)	F (MHz)	V _{ce} (V)	I _c (mA)	P _T (mW)
MRF904	1.5	400	4	15	16	450	15	30	200
MRF571	1.5	1000	8	50	12	1000	10	70	1000
MRF581 A	1.8	500	5	75	15.5	500	15	200	2500
MRF586	4	500	1.5	90	9	500	17	200	2500
2N5109	3	200	1.5	50	11	200	20	400	2500
2N5179	4.5	200	1.4	10	15	200	12	50	200
2N4957*	3	450	1.6	2	12	450	30	30	200
2N918									
BFW92 A	2.7	500	4.5	10	16	500	15	35	180
BFR34A									
BFR90	2	500	5	6	15	500	15	30	200
BFR91	1.9	500	5	30	16	500	12	35	180
BFR96	2	500	4.5	50	14.5	500	15	100	500
BFW16 A	6	200	0.7	30	10	200	15	150	700
BFW17	6	200	0.6	30	10	200	15	150	700
BFX89	5	450	1.3	2	15	450	15	25	200
BFY90	5	450	1.3	2	15	450	15	25	200
BFT66	1.5	200	1.8	4	15	200	15	20	250
BFT97	1.8	500	4.8	5	13	500	15	30	250
BF199	5	200	0.55	7	30	200	25	25	250
BF254	2.5	10	0.15	1	14	10	30	30	160
BF255	2.5	10	0.2	1	13	10	30	30	160
BF272*	5	500	0.7	3	12	500	20	35	200
BF316*	5.5	500	0.6	3	10	500	20	35	200
BF509*	4	200	0.5	3	10	200	30	35	250

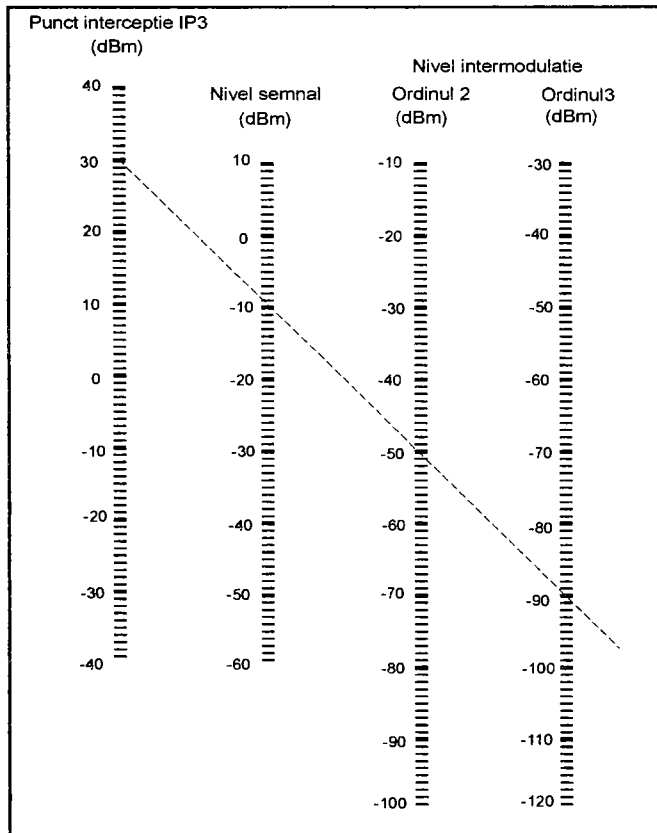
* tranzistoare PNP

Tranzistoare cu efect de câmp

Tran- zistor	Tip	Vds (V)	Gfs (μ S)	Id max (mA)	Fmax (MHz)	NF (dB)@MHz
2N4416A	J-FET	30	4500	15	450	4/400
BF245	J-FET	25	6000	60	450	4.5/200
BF256	J-FET	25	6000	60	700	4.5/200
BFW10	J-FET	25	4500	15	400	6/100
2N3819	J-FET	25	3500	15	400	6/100
J310	J-FET	25	8000	60	1000	1.5/100
40673	MOS FET	20	1200 0	50	400	6/200
3N200	MOS FET	20	1000 0	50	500	4.5/200
BF960	MOS FET	20	1200 0	30	800	2.8/200
BF964	MOS FET	20	1700 0	30	800	1.5/200
BF980	MOS FET	18	1900 0	30	800	2.8/200
BF981	MOS FET	20	1400 0	20	800	1.5/200

ANEXA 3

Nomogramă pentru calculul punctului de intercepție și al produselor de intermodulație



Exemplu de calcul. Presupunem: $IP3 = +30\text{dBm}$, nivelul semnalului = -10dBm . Să se determine nivelul produselor de intermodulație.

Se unește cu o riglă (ca în fig.) punctul $IP3 = +30\text{dBm}$ cu punctul corespunzător nivelului de semnal de -10dBm . Se prelungește dreapta pînă la intersecția cu scara produselor de intermodulație de ordinul 2 sau 3. În exemplul dat rezultă un nivel al produsului de intermodulație de ordinul 3 de -90dBm .

În mod analog se poate determina punctul de intercepție ($IP3$ sau $IP2$) cînd se cunoaște nivelul produsului de intermodulație și nivelul semnalului la intrare.

ANEXA 4

Exprimarea în dB a nivelelor rapoartelor de puteri și tensiuni

Expresia raportului de puteri: $\frac{P_1}{P_2} (dB) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$

Expresia raportului de tensiuni: $\frac{U_1}{U_2} (dB) = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_1}{U_2}$

P1/P2	U1/U2	dB		P1/P2	U1/U2	dB
1.0233	1.0116	0.1		398.11	2.00E+01	26
1.0471	1.0233	0.2		630.96	2.51E+01	28
1.0715	1.0351	0.3		1000.00	3.16E+01	30
1.1220	1.0593	0.5		1584.89	3.98E+01	32
1.2023	1.0965	0.8		3981.07	6.31E+01	36
1.3183	1.1482	1.2		6309.57	7.94E+01	38
1.3804	1.1749	1.4		10000.00	1.00E+02	40
1.4125	1.1885	1.5		15848.93	1.26E+02	42
1.4791	1.2162	1.7		39810.72	2.00E+02	46
1.5488	1.2445	1.9		63095.73	2.51E+02	48
1.5849	1.2589	2.0		1.00E+05	3.16E+02	50
1.6596	1.2882	2.2		1.58E+05	3.98E+02	52
1.7378	1.3183	2.4		2.51E+05	5.01E+02	54
1.8197	1.3490	2.6		3.98E+05	6.31E+02	56
1.9055	1.3804	2.8		6.31E+05	7.94E+02	58
1.9953	1.4125	3.0		1.00E+06	1.00E+03	60
2.2387	1.4962	3.5		1.58E+06	1.26E+03	62
2.5119	1.5849	4.0		2.51E+06	1.58E+03	64
2.8184	1.6788	4.5		6.31E+06	2.51E+03	68
3.1623	1.7783	5.0		1.00E+07	3.16E+03	70
3.5481	1.8836	5.5		1.58E+07	3.98E+03	72
3.9811	1.9953	6.0		2.51E+07	5.01E+03	74
4.4668	2.1135	6.5		3.98E+07	6.31E+03	76
5.0119	2.2387	7.0		6.31E+07	7.94E+03	78
6.3096	2.5119	8.0		1.00E+08	1.00E+04	80
7.9433	2.8184	9.0		3.16E+08	1.78E+04	85

P1/P2	U1/U2	dB		P1/P2	U1/U2	dB
10.0000	3.1623	10.0		1.00E+09	3.16E+04	90
12.5893	3.5481	11.0		3.16E+09	5.62E+04	95
15.8489	3.9811	12.0		1.00E+10	1.00E+05	100
19.9526	4.4668	13.0		3.16E+10	1.78E+05	105
25.1189	5.0119	14.0		1.00E+11	3.16E+05	110
31.6228	5.6234	15.0		3.16E+11	5.62E+05	115
50.1187	7.0795	17.0		1.00E+12	1.00E+06	120
100.0000	10.0000	20.0		3.16E+12	1.78E+06	125
158.4893	12.5893	22.0		1.00E+13	3.16E+06	130
251.1886	15.8489	24.0		3.16E+13	5.62E+06	135

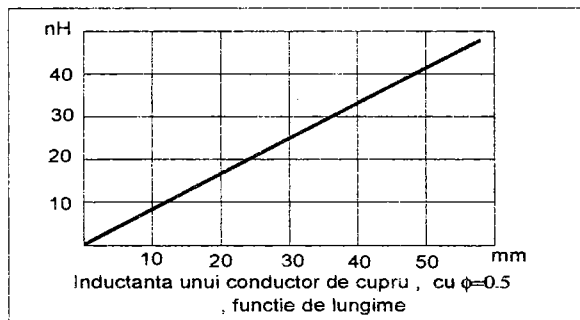
ANEXA 5

Exprimarea tensiunilor în dBm

Se consideră 0dBm tensiunea pentru care se obține o putere de 1mW pe o sarcină de 50 ohmi (uneori se fac exprimări și pentru sarcini de 75 ohmi). Tensiunea corespunzătoare unei puteri de 1mW pe o sarcină de 50 ohmi este: 223,6mV

Tensiune V	dBm	Tensiune V	dBm	Tensiune V	dBm
22.36	40	1.583E-01	-3		
12.574	35	1.411E-01	-4	1.257E-05	-85
7.071	30	1.257E-01	-5	7.071E-06	-90
3.976	25	1.121E-01	-6	3.976E-06	-95
2.236	20	9.988E-02	-7	2.236E-06	-100
1.776	18	8.902E-02	-8	1.257E-06	-105
1.411	16	7.071E-02	-10	7.071E-07	-110
1.121	14	5.617E-02	-12	3.976E-07	-115
1.121	14	4.461E-02	-14	2.236E-07	-120
0.890	12	3.544E-02	-16	1.257E-07	-125
0.707	10	2.815E-02	-18	7.071E-08	-130
0.630	9	2.236E-02	-20	3.976E-08	-135
0.562	8	1.257E-02	-25	2.236E-08	-140
0.501	7	7.071E-03	-30	1.257E-08	-145
0.446	6	2.236E-03	-40	7.071E-09	-150
0.398	5	1.257E-03	-45	3.976E-09	-155
0.354	4	7.071E-04	-50	2.236E-09	-160
0.316	3	3.976E-04	-55	1.257E-09	-165
0.281	2	2.236E-04	-60	7.071E-10	-170
0.251	1	1.257E-04	-65	3.976E-10	-175
0.224	0	7.071E-05	-70	2.236E-10	-180
0.199	-1	3.976E-05	-75	1.257E-10	-185
0.178	-2	2.236E-05	-80	7.071E-11	-190

Inductanțe



Graficele de mai jos prezintă inductanțele unor bobine cu un singur strat (autoportante- fără carcasă) cu diametrul de 2,54mm, respectiv 5.08mm. Lungimea terminalelor bobinei a fost luată în calcul pentru valoarea de 2.54mm.

Pentru calcularea inductanțelor a fost folosit programul Coil 1.19 realizat de Brian Beezley

