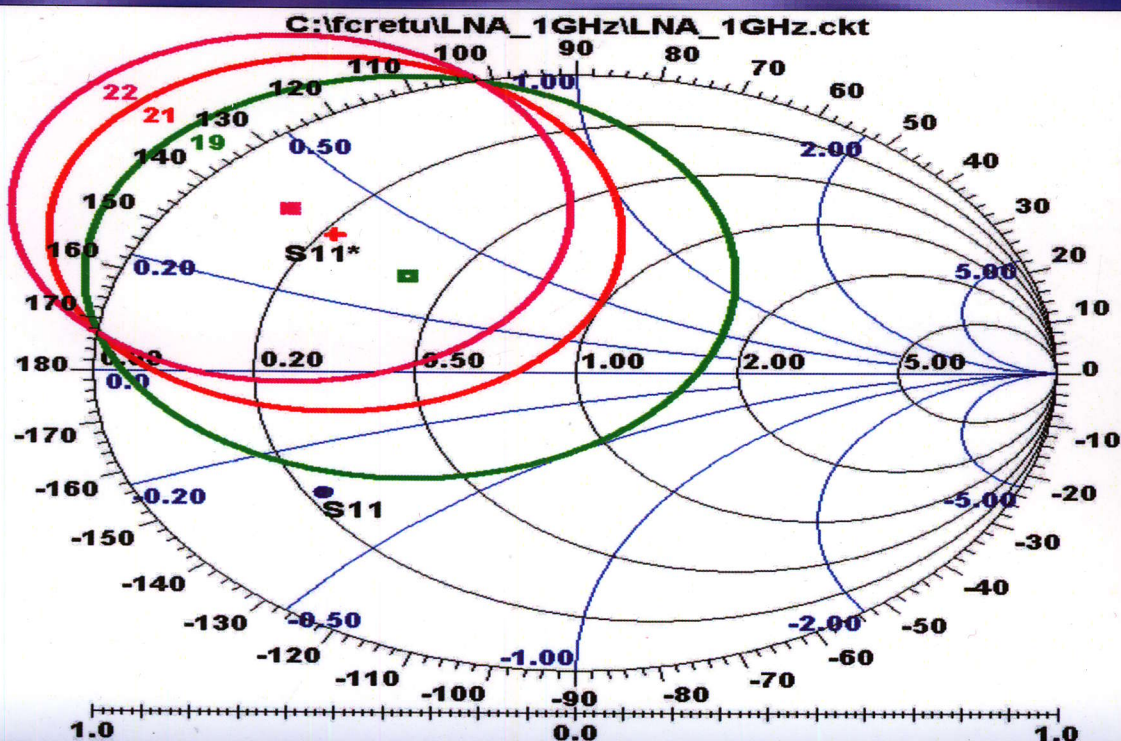


Florin Crețu

RADIORECEPTOARE

Proiectare și scheme comentate



Radioreceptoare

Proiectare și scheme comentate

Ing. Florin Crețu

 editura
Tehnopress
IAȘI – 2007

Referent științific:

Cercetător principal ing. **Mihai ANGHEL**

EDITURA TEHNOPRESS

Str. Zimbrului nr.17

700047 Iași

Tel./fax: 0232 260092

E-mail: office@tehnopress.ro

<http://www.tehnopress.ro>

EDITURĂ ACREDITATĂ CNCIS

**EDITAT CU SPRIJINUL
AUTORITATII NAȚIONALE PENTRU CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ**

ISBN 978-973-702-445-9

Cuvânt înainte	7
Introducere	9
1. Arhitectura internă a radioreceptoarelor	11
1.1 Generalități	11
1.2 Receptorul superheterodină	11
1.2.1 Mixajul în radioreceptoare.....	12
1.2.2 Problematika receptoarelor superheterodină, frecvența intermediară, selectivitatea și sensibilitatea.....	13
1.2.3 Bilanțul amplificării și al zgomotului într-un receptor.....	15
1.2.4 Alegerea planului de frecvență	18
1.3 Receptoare cu conversie directă	19
1.3.1 Receptoare sincrodină cu rejecția unei benzi laterale.	22
1.3.2 Demodulatorul cuadrifazic în comutație.....	23
1.4 Recepția emisiunilor digitale	24
1.5 Receptorul Software	26
1.6 Afișarea frecvenței de acord.....	26
1.7 Facilități uzuale ale receptoarelor performante.....	27
2. Circuitul de intrare în radioreceptoare.....	28
2.1 Generalități	28
2.2 Cerințe generale	28
2.2.1 Dimensionarea elementelor L-C	28
2.3 Bobine.....	29
2.3.1 Carcasa bobinelor.....	30
2.3.2 Bobine pe aer	31
2.3.3 Bobine realizate pe materiale feritice.....	31
2.3.4 Condensatorul variabil.....	32
2.4 Proiectarea și construcția circuitelor de intrare.....	32
2.4.1 Circuite acordabile.....	32
2.4.2 Soluții practice de circuite de intrare	34
2.4.3 Circuite de intrare cu acord automat	35
2.4.4 Circuite de intrare pentru receptoare funcționând în domeniul microundelor.....	37
2.5 Distorsiuni cauzate de circuitele de intrare	37
2.6 Circuite de protecție a intrării.....	39
2.7 Considerații finale	40
3. Amplificatorul de RF.....	42
3.1 Generalități	42
3.2 Parametri esențiali	42
3.3 Circuite practice	42
3.4 Amplificatoare RF echilibrate de zgomot mic.....	47
3.5 Amplificator pentru banda de 1.3GHz	53
3.6 Amplificatoare RF monolitice	56
3.7 Considerații finale	57
4. Proiectarea amplificatoarelor de zgomot mic.....	58
4.1 Adaptarea circuitelor de intrare-ieșire în LNA-uri	58
4.2 Teorema transferului maxim de putere.....	58
4.3 Adaptarea impedanțelor	59
4.4 Pierderile în circuitul de intrare.....	62
4.5 Stabilitatea amplificatoarelor de RF:.....	63
4.6 Polarizarea tranzistoarelor GaAs FET	64
5. Mixere de recepție	74
5.1 Parametrii principali.....	74
5.2 Tipuri de mixere.....	74
5.3 Mixere cu diode	75
5.4 Comportarea mixerului în comutație cu diode, la diferite sarcini de ieșire	79
5.5 Mixere cu terminație nesenzitivă.	80
5.6 Folosirea unui circuit diplexor.....	80

5.7 Amplificator post-mixer.....	81
5.8 Filtre în structură echilibrată.....	82
5.9 Două mixere în structură echilibrată.....	83
5.10 Mixere « exotice » cu diode.....	83
5.11 Mixere cu FET-uri	84
5.12 Mixere în comutație cu tranzistoare FET.....	86
5.12.1 Mixerul "H-Mode"	86
5.13 Mixere cu tranzistoare bipolare.....	90
5.14 Comparații și considerații finale	91
6. Blocul IF	93
6.1 Generalități	93
6.2 Etaje de IF cu tranzistoare.....	93
6.3 Etaje de IF cu circuite integrate.....	94
6.4 Tipuri de filtre folosite în IF și utilizarea acestora.....	97
6.4.1 Realizarea practică a filtrelor cu cuarț.....	99
6.4.2 Filtre cu selectivitate concentrată realizate cu bobine.....	101
6.4.3 Distorsiuni produse de filtre	102
6.4.4 Comutarea filtrelor	102
6.5 Stabilitatea amplificatoarelor de frecvență intermediară	104
6.6 Regimul tranzitoriu în etajele de IF	105
6.7 Alte amplificatoare IF integrate	105
6.8 Zgomotul în blocul IF	106
7. Oscilatoare.....	108
7.1 Cerințe generale impuse oscilatorului local	108
7.2 Condiția generală de oscilație.....	109
7.3 Proiectarea oscilatoarelor, structuri de bază	109
7.4 Criterii de selecție pentru elementele utilizate în oscilatoare	111
7.5 Considerații tehnologice și constructive pentru oscilatoare.....	113
7.6 Scheme practice de oscilatoare pentru frecvențe sub 100MHz.....	114
7.7 Scheme practice de oscilatoare pentru frecvențe între 100MHz și 1GHz.....	117
7.9 Oscilatoare cu cristal de cuarț	119
7.10 Scheme de oscilatoare cu cuarț	120
7.11 Scheme practice de oscilatoare cu cristal	122
7.12 Oscilatoare cu cristal, de zgomot redus.....	123
7.13 Standarde de frecvență atomice	125
7.14 Bufferul.....	126
8. Sinteza de frecvență	134
8.1 Sinteza digitală directă.....	134
8.2 Sinteza de frecvență cu circuite PLL	137
8.3 Exemple de circuite PLL întregi.....	140
8.4 Filtrul de buclă	151
8.5 Comparatoare de fază/frecvență.....	152
8.6 Prescalare	153
8.7 Sintetizoare de frecvență fracționare.....	154
8.7.1 Metode de compensare a semnalelor parazite în PLL-uri fracționare	155
8.7.2 Rezoluția sintetizatoarelor fracționare	158
8.7.3 Calcularea filtrului de buclă.....	158
8.8 Exemplu de folosire a unui PLL fracționar pentru un receptor cu dublă conversie	159
8.9 Comanda sintezei de frecvență cu microcontrolere	162
8.10 Arhitectura modernă a sintezelor de frecvență	163
9. Demodulatoare	167
9.1 Generalități, parametrii principali.....	167
9.2 Demodulatoare AM	167
9.2.1 Demodulatoare pentru semnale cu purtătoare suprimată.....	169
9.2.2 Detectoare de produs cu suprimarea unei laterale	171
9.3 Demodulatoare FM	172
9.3.1 Detectorul de raport	172
9.3.2 Demodulatoare în cuadratură.....	173
9.3.3 Demodulatoare FM cu circuite PLL.....	174
9.4 Demodulatoare digitale	174

10. Circuitul AGC	176
10.1 Generalități	176
10.2 Constantele de timp AGC	177
10.3 Scheme practice de circuite AGC	177
10.4 Modalități de control a amplificării	180
10.5 Bucle AGC multiple	183
10.6 Circuitul AGC la receptoarele FM	183
10.7 AGC digital	183
10.8 Stabilitatea buclei AGC	184
10.9 S-metrul	185
11. Etajul de A.F.	187
12. Blocul de alimentare	189
12.1 Stabilizatoare liniare	189
12.2 Surse în comutație	191
12.3 Alimentarea echipamentelor portabile	192
13. Circuite auxiliare	195
13.1 Filtre Notch	195
13.2 Noise Blanker	196
13.3 Procesarea digitală a semnalelor (DSP)	200
13.4 Selectivitate variabilă (P.B.T.)	201
14. Teoria zgomotului	204
14.1 Natura zgomotului electric	204
14.2 Cifra de zgomot și factorul de zgomot	205
14.3 Zgomotul unui lanț de amplificatoare	206
14.4 Temperatura de zgomot	207
14.5 Zgomotul în rețele pasive	208
14.6 Temperatura de zgomot în sisteme de recepție	209
14.7 Temperatura de zgomot	212
14.7.1 Calculul temperaturii de zgomot într-un sistem de recepție	212
14.8 Câștigul antensă raportat la temperatura de zgomot a sistemului (G/T)	213
14.9 Raportul semnal/zgomot în sisteme criogenice	213
15. Zgomotul în mixere	216
15.1 Surse interne de zgomot care afectează mixerele	216
15.2 Surse externe de zgomot care afectează mixerele	217
15.2.1 Zgomotul cauzat de Frecvența Imagine	217
15.2.2 Zgomotul cauzat de Oscilatorul Local	217
15.2.3 Zgomotul cauzat de mixarea reciprocă	221
16. Măsurarea zgomotului	222
16.1 Sursa de zgomot	223
16.2 Măsurarea temperaturii de zgomot prin metoda coeficientului Y	224
16.4 Măsurarea cifrei de zgomot cu ajutorul analizorului de spectru	226
16.5 Metoda surselor de zgomot stelare	227
17. Parametrii principali ai radioreceptoarelor	229
17.1 Cifra de zgomot	229
17.2 Distorsiuni produse de etajele radioreceptoarelor	230
17.2.1 Punctul de compresie la 1dB	231
17.2.2 Punctul de interceptare IP2 și IP3	232
17.2.3 Nivelul semnalelor parazite interne	234
17.3 Sensibilitatea, gama dinamică și zgomotul de fază	234
17.4 Selectivitatea	236
17.5 Impedanța de intrare și coeficientul de reflexie	236
17.6 Alți parametri ai receptoarelor	237
17.7 Care este cifra de zgomot și gama dinamică de care avem nevoie?	238
18. Problematika EMI în radioreceptoare	240
18.1 Cuplaje parazite	240
18.1.1 Teoria găurilor de trecere -via	243
18.1.2 Filtarea sursei de alimentare	244
18.2 Ecranarea circuitelor lucrând la frecvențe mari	245
18.3 Materiale absorbante pentru microunde	248
19. Scheme practice de radioreceptoare	249

19.1 Radioreceptoare superheterodină.....	249
19.2 Receptoare sincrodină	254
19.3 Receptor pe 432MHz cu circuitul AD607	262
19.4 Receptor sincrodină pentru 1296MHz.....	267
20. Software Defined Radio – SDR	271
20.1 Generalități	271
20.2 Teorema eșantionării	273
20.3 Conversia analog numerică	273
20.4 Subeșantionarea	276
20.5 Supraeșantionarea.....	276
20.6 Cifra de zgomot a convertoarele A/D	278
20.7 Jitter-ul și convertoarele A/D	279
20.8 Amplificatoare utilizate în conjuncție cu convertoarele A/D	280
20.9 Parametrii esențiali ai amplificatoarelor operaționale utilizate în receptoare.....	280
20.10 Zgomotul amplificatoarelor operaționale.....	280
20.11 Distorsiuni în amplificatoarelor operaționale	283
20.12 Procesarea digitală a semnalelor –DSP.....	283
20.13 Folosirea unui calculator PC pentru aplicații Software Defined Radio	285
20.14 Construcții practice pentru SDR	286
20.14.1 Receptor simplu pentru banda de 7MHz	287
20.14.2 Receptor simplu pentru banda de 144MHz.....	288
20.14.3 Receptor cu demodulare în cuadratură cu eșantionare.....	290
21. Componente și materiale utilizate în radiotehnică	293
21.1 Tranzistoare	293
21.2 Diode.....	294
21.3 Rezistențe	295
21.4 Comportarea condensatoarelor la frecvențe mari	295
21.5 Comportarea inductanțelor SMD la frecvențe mari	300
21.6 Cablajul imprimat	304
ANEXA 1	306
ANEXA 2	307
ANEXA 3	310
ANEXA 3	311
ANEXA 4	312
ANEXA 5	314
ANEXA 6	315
ANEXA 7	316
ANEXA 8	317
ANEXA 9	319
ANEXA 10	324

Cartea de față se adresează celor ce lucrează în domeniul radiocomunicațiilor, studenților electroniști, radioamatorilor experimentați, precum și tuturor celor pasionați de acest fascinant domeniu: radiocomunicațiile.

În septembrie 1998 încheiam scrierea primei mele cărți despre radioreceptoare. Au trecut de atunci nouă ani. În nouă ani s-au întâmplat multe în acest domeniu, au apărut noi tehnologii, noi componente și evident noi instrumente de analiză și proiectare.

Atunci când am scris prima carte în 1998, am făcut-o în bună măsură pornind de la constatarea tristă că pe piața românească nu era disponibilă o carte dedicată în primul rând aspectelor practice legate de construcția radioreceptoarelor. De la teoria învățată în facultate până la practica necesară realizării unui receptor este o cale lungă. Atât de lungă, încât prea des încercările se termină cu eșecuri sau realizări mediocre. Prea des reușite sau eșecuri în domeniu au fost puse pe seama "magiei negre".

Chiar dacă punctul de plecare al acestei noi cărți a fost cartea despre receptoare scrisa de mine în 1998, am rescris multe din acele materiale și am adăugat capitole noi. În timp, interesul pentru frecvențele din domeniul microundelor a crescut și acest lucru a fost reflectat în carte prin abordarea multor scheme pentru frecvențe până la 2-3GHz. Problematika zgomotului în receptoare, dat fiind importanța extremă a subiectului, a fost tratată în trei capitole separate. Proiectarea amplificatoarelor de zgomot mic este o altă noutate în această carte. Unele scheme, ce conțineau componente a căror fabricație a fost sistată, au fost înlocuite cu altele ce conțin componente moderne. Noua carte prezintă noi tehnologii și noi componente. Multe din componentele noi prezentate sunt ușor procurabile din surse gen Digi-Key. Dezvoltarea explozivă a componentelor pentru telefonie celulară a făcut ca prețurile componentelor ce funcționează la frecvențe sub 3GHz să scadă drastic și să devină ușor accesibile pe piață.

Lucrul cu frecvențe mari s-a "bucurat" de renumele de greu abordabil sau rezervat doar pentru specialiști. De fapt, este mai simplu decât pare la prima vedere. Este adevărat că pentru performanțe deosebite se cere și aparatură de măsură adecvată, însă în multe cazuri am văzut realizări incredibile făcute cu un minim de aparatură și aceea veche. Există câteva lucruri ce nu se învață din cărți: curajul de a încerca lucruri noi și perseverența. Personal, cred că fără aceste două elemente, progresul este imposibil.

Astăzi sunt mai puțini radioamatori constructori în lume decât acum 30 de ani, atât din cauza apariției echipamentelor de serie pentru radioamatori, la prețuri rezonabile, cât și din cauza performanțelor cerute aparatului, care sunt din ce mai greu de atins cu mijloace amatoricești. Cu toate astea, există destui entuziaști care construiesc aparatură home made. Există în lume multe reviste și cărți de calitate excelentă în domeniu și în plus, internetul, care reprezintă o excelentă sursă de informații. Radioamatorii din întreaga lume uimesc prin nivelul tehnic și realizările practice deosebite, prezentate cu ocazia diferitelor simpozioane internaționale, soluții care sunt apoi citate în cele mai prestigioase publicații profesionale. Cum altfel pot fi catalogate echipamentele realizate de radioamatori lucrând pe 411 GHz, sau munca de pionerat desfășurată în domeniul Software Defined Radio? Apariția receptoarelor software a dat prilejul acelor radioamatori cu cunoștințe de programare, să-și etaleze din plin abilitățile de programator dar și de realizator de hardware. În multe situații, rezultatele deosebite sunt rodul unei munci în echipă.

Scrierea cărții mi-a luat circa un an de munca (nu întotdeauna foarte eficientă, ...). Evident astăzi pot spune că știu mai multe decât am știut cu 8 ani în urmă și de aceea cred că această carte va fi mai bună decât precedenta.

Lucrarea este redactată într-o manieră accesibilă, solicitând însă, un nivel mediu de cunoștințe prealabile în domeniu. Punând accent pe problemele de ordin practic ale proiectării radioreceptoarelor, cartea de față poate reprezenta un instrument deosebit de util tuturor specialiștilor din acest domeniu de vârf al electronicii: radiocomunicațiile. Pentru cei ce vor să aprofundeze mai mult unele aspecte tehnice, am indicat principalele materiale bibliografice folosite la elaborarea fiecărui capitol. Și pentru că cel mai ușor se înțelege prin exemple, am prezentat zeci de exemple de calcul folosite în proiectarea curentă, ce necesită un bagaj matematic minimal.

Cartea se bazează pe experiența practică personală, acumulată în cei peste 20 de ani de muncă în domeniul proiectării echipamentelor de radiocomunicații. Este de asemenea, rezultatul consultării a zeci de cărți de specialitate, cursuri universitare, reviste profesionale, note de aplicații sau cataloage.

Cei care lucrează în acest domeniu sau chiar și radioamatorii care au avut plăcerea și curajul să realizeze o construcție practică, știu că rezultatele nu se obțin ușor și că deseori eșecurile sunt mai numeroase decât rezultatele bune. De eșecuri nu sunt ocoliți nici cei mai buni, indiferent de numărul anilor de experiență. Esențial este să se găsească soluția problemei! Cu toții învățăm din greșeli (mai bine din cele făcute de alții...hi, hi).

Câteva cuvinte despre schemele practice prezentate. Multe dintre acestea conțin componente complexe, din generațiile recent apărute pe piață. Complexitatea acestor circuite este evidențiată și de dimensiunile din ce în ce mai mari ale datelor de catalog. 30-40 de pagini pentru o sinteză de frecvență fracționară este un fapt curent, chiar și un banal GaAs FET poate ajunge la 8-10 pagini. Oricât de plictisitoare și aride ar fi, aceste materiale trebuie citite și înțelese, înainte de a folosi componenta respectivă.

În încheiere, un cuvânt de mulțumire pentru toți cei care m-au ajutat și au crezut în această carte precum și familiei, care încă o dată mi-a acordat timpul necesar.

Vancouver, Februarie 2007

***Ing. Florin Cretu
YO8CRZ***

Introducere

Puține sunt domeniile tehnice în care schimbările se produc cu o viteză comparabilă cu cea din domeniul echipamentelor de telecomunicații. Deseori s-a vorbit de o revoluție în domeniul echipamentelor de telecomunicații odată cu apariția telefoniei celulare. Trecerea de la comunicațiile analogice la cele digitale pe suport radio, a dus la apariția de componente noi, cu performanțe greu de imaginat cu doar 10-15 ani în urmă. Investițiile făcute în infrastructura telefoniei celulare la nivel planetar au fost uriașe, apropiindu-se cu pași repezi de cifra de 1000 miliarde USD. În 15 ani au apărut nu mai puțin de trei generații de echipamente cu performanțe din ce în ce mai ridicate. Numărul tot mai mare de utilizatori, precum și cerințele crescute de viteză pentru transmiterea datelor, au dus la epuizarea rapidă a capacității spectrelor de frecvență din domeniul 800-980MHz și se apropie de saturare benzile de 1800-1990MHz. Benzile de 2100-2200MHz au fost deja alocate pentru noile sisteme 3G în multe țări și se vor extinde rapid la nivel planetar.

Dar telefonía celulara nu este singura care a contribuit la acest progres. Banda de 2.4GHz, folosită în special pentru comunicații digitale, este aproape de limita de saturare în multe regiuni urbane, motiv pentru care au apărut deja echipamente ce lucrează pe 5.8GHz. Utilizarea comunicațiilor cu spectru împrăștiat, cândva folosită doar pentru comunicații militare sau guvernamentale, a devenit un fapt curent chiar și în telefoanele cordless. Să mai amintim de radiodifuziunea digitală prin satelit sau rețele terestre precum și televiziunea digitală care cunosc o dezvoltare explozivă.

Legat de comunicațiile mobile, să mai menționam câteva sisteme ce operează în banda L și S cu acoperire globală: telefoanele portabile prin satelit (sistemele Globalstar și Iridium), sistemul de comunicații prin satelit INMARSAT, precum și receptoarele utilizate pentru determinarea poziției (GPS-USA, GLONASS-Rusia și viitorul sistem Galileo-EU). Comunicațiile prin satelit au ajuns să fie astăzi un fapt banal, fie că e vorba de transmisii de date, programe radio sau TV.

Din cele de mai sus rezultă un lucru clar: suprasaturarea benzilor de comunicații clasice din domeniul undelor scurte a dus la depășirea frecvențelor de interes din domeniul undelor scurte sau UUS în domeniul microundelor. Producătorii de componente au fost nevoiți să dezvolte componente pentru aceste benzi, la un nivel de performanță fără precedent, la prețuri din ce în ce mai mici. Să ne amintim că un telefon celular acum 15 ani putea fi cumpărat cu circa 1000USD, în timp ce astăzi un model ieftin este în jur de 100USD, în condițiile în care performanțele și dimensiunile aproape că nu mai suportă comparație. Să recapitulăm deci: componente cu dimensiuni tot mai mici, ce lucrează la frecvențe tot mai mari, cu tensiuni de alimentare tot mai mici, la care se adaugă microprocesoare tot mai puternice. Acestea sunt ingredientele de bază ale noilor echipamente de comunicații.

Nici echipamentele ce lucrează în unde scurte nu au rămas neatinsse de noile tehnologii. Parametrii pe care le aveau, în urmă cu 15 ani, 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 facilități aproape comune la echipamentele produse în prezent. Firește, există o largă diversitate de echipamente de comunicații. 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. Când privește complexitatea și performanțele echipamentelor de comunicații, trebuie spus că performanța înseamnă totdeauna un preț de cost mai mare. Pentru a alege cea mai bună soluție la un sistem de comunicație dat, totdeauna trebuie făcut clasicul compromis cost/performance. 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.

Progresul tehnologic, duce la înlocuirea treptată a unor tipuri de echipamente de comunicație cu altele noi. Să amintim aici de serviciile telegrafice (Morse) care au fost rând pe rând desființate și înlocuite cu tehnologii digitale. 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 rămâne radioamatorii și unele servicii de comunicații din țările sărace.

Tehnologia în domeniul radiocomunicațiilor se dezvoltă rapid, permanent apar componente noi și noi aplicații. De multe ori, chiar și pentru profesioniști este dificil să țină pasul cu ritmul schimbărilor. Ne obișnuisem ca un tranzistor sau circuit integrat să fie disponibil pe piața 20 de ani sau mai mult. Astăzi unele componente sunt înlocuite la 4-5 ani de la apariție, cu altele mai evolute, așa încât cel ce lucrează în domeniu trebuie să fie în permanență în contact cu noul, pentru a nu fi depășit de vremuri....

Ce ne rezervă viitorul în acest domeniu? Greu de făcut preziceri, însă deja se întrezăresc noile tehnologii legate de receptoarele software, precum și deplasarea frecvențelor de operare actuale pe frecvențe și mai mari. Tehnologii care sunt încă în faza de început, ca Bluetooth, ZigBee, WiFi, WiMax sau RFID se vor maturiza și vor fi utilizate curent.

La începutul anilor 90 a fost lansată ideea receptoarelor software SDR (Software Defined Radio). Aceasta este indiscutabil cea mai profundă schimbare în tehnologia radio de la inventarea superheterodinei în anul 1918. Au trebuit să treacă un număr de ani, până când componentele cerute de acest nou tip de radio să apară pe piața și noul concept să poată fi transpus în practică în mod efectiv. Astăzi există pe piața un număr de realizări comerciale în acest domeniu și în viitor cu siguranță acest tip de receptor va înlocui în bună măsură receptoarele clasice. Să mai amintim de conceptul "Cognitive Radio", care duce SDR un pas mai departe, e vorba de receptoare inteligente capabile să se reconfigureze singure funcții de tipul de emisie și condițiile concrete de trafic.

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 ADS, Eagleware, Serenade sau Microwave Office) sau de realizare a cablajelor imprimare (Pads, Orcad, Pcad, Protel, Eagle) a devenit astăzi indispensabilă, permițând reducerea considerabilă a timpului de lucru de la proiect, la produsul final.

Produsele performante, realizate de firme de marcă, sunt rezultatul muncii în echipă, iar experiența se acumulează cu fiecare nou proiect. În prezent, de la începerea unui nou proiect se ajunge la fabricația de serie în mai puțin de un an. Receptoarele moderne conțin, în afară de clasicele circuite de RF, și multe circuite digitale, precum și microprocesoare specializate. Inevitabil, din colectivele de proiectare fac parte atât proiectanți RF, proiectanți digitali, cât și programatori care scriu firmware-ul specific ca și aplicațiile necesare. Și pentru că prelucrarea semnalelor cu circuite DSP nu este o întreprindere la îndemână oricărui programator, evident că există și programatori specializați în acest domeniu.

Trecerea de la prototipul funcțional, la fabricația de serie este o muncă poate mai puțin pasionantă decât faza inițială de dezvoltare, însă nu e mai puțin intensă. Și aici, programele de analiză sunt de un ajutor neprețuit, de la clasicele analize MonteCarlo, la programele de optimizare de yield. Proiectarea pentru volum mare de fabricație necesită însă tratarea din start a unor etaje delicate, într-un mod specific, ca și prevederea circuitelor necesare testării, reglării și calibrării automate.

Pentru a avea o idee despre volumul de muncă necesar pentru realizarea unui transceiver nou, să amintim aici că una din marile firme japoneze producătoare de echipamente radio a consumat 25000 de ore de proiectare pentru realizarea celui mai nou și performant transceiver HF.

În cele ce urmează este prezentată arhitectura principalelor tipuri de receptoare, blocurile funcționale, parametrii esențiali ca și un număr de scheme comentate.

1. Arhitectura internă a radioreceptoarelor

1.1 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 având 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 capacitatea receptorului de a separa semnale apropiate în frecvență.

La receptorul cu amplificare directă sensibilitatea poate fi în principiu oricât 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 este 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. În plus, se perturba grav utilizatorii aflați pe frecvențe apropiate.

În prezent se folosesc trei categorii de receptoare:

- Receptorul superheterodină
- Receptorul cu conversie directă (sincrodină)
- Receptorul software

1.2 Receptorul superheterodină

Receptorul superheterodină este principala structură de receptor utilizată astăzi. Armstrong este creditat cu crearea acestui gen de receptor în 1918 în US. 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 folosit un

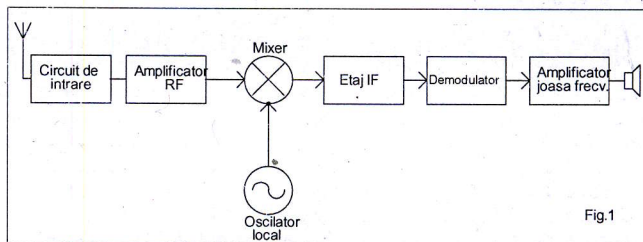


Fig.1

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 etaj 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, mixerului reprezintă un etaj suplimentar care introduce propriile distorsiuni și limitări la recepție. În ciuda acestor dezavantaje, precum și a reglajului mai dificil în fabricație, utilizarea receptorului superheterodină este deosebit de largă.

1.2.1 Mixajul în radioreceptoare

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

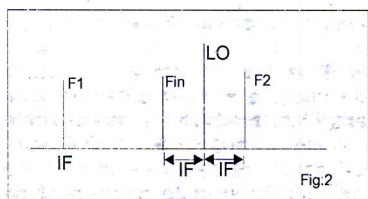
- semnalul de intrare în mixer de tipul: $A \cos(\omega_s t)$ și
- semnalul de la oscilatorul local de tipul: $K \cos(\omega_o t)$,

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.



Aplicând la intrarea unui mixer semnalul F_{in} și la intrarea de oscilator semnalul LO (fig.2), la ieșire rezultă semnalele F_1 și F_2 , unde:

$$LO + F_{in} = F_2 \text{ și } LO - F_{in} = F_1$$

Produsul de mixaj F_1 are frecvența egală cu valoarea frecvenței intermediare IF.

Se observă că, același semnal F_1 se poate obține și prin diferența unui semnal F_2 și LO (aflat la o distanță în frecvență egală cu IF). Din acest motiv F_2

se mai numește și frecvență imagine.

În practică, la ieșirea mixerului, în afară de F_1 și F_2 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.

Datorită imperfecțiunii mixerului, apar și alte produse de mixaj, între armonicile oscilatorului local și armonicile semnalului de intrare. Produsele de mixaj parazite produse astfel au ponderi semnificative până la armonici de ordinul 5 sau chiar 7. Mixerele echilibrate permit reducerea substanțială a produselor parazite de mixaj.

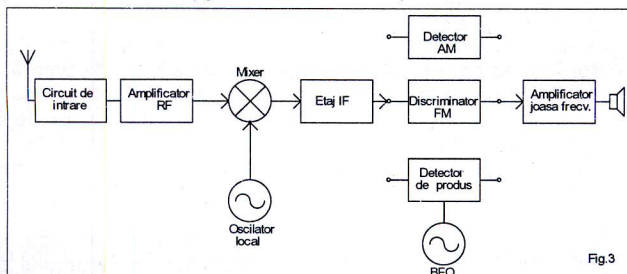
Mixerul este un etaj delicat într-un receptor. Pentru funcționarea la parametrii maximi este necesar să i se asigure o impedanță pur rezistivă la ieșire, într-un spectru larg de frecvență. Din păcate, filtrele plasate imediat după mixer nu îndeplinesc acest criteriu așa încât trebuie să se recurgă la 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: presupunând 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).

O altă problemă cauzată de mixere este translația zgomotului din LO pe frecvența intermediară, ceea ce duce la creșterea dramatică a cifrei de zgomot echivalente a mixerului. Valoarea factorului de zgomot NF dată de catalog pentru un mixer (uzual sub 12dB) ajunge în acest fel să fie de ordinul a peste 20dB. La fel și în cazul ignorării zgomotului de pe frecvența imagine, cifra reală de zgomot poate crește cu până la 3dB. Subiectul va fi tratat mai pe larg în capitolul despre mixere.

1.2.2 Problematika receptoarelor superheterodină, frecvența intermediară, selectivitatea și sensibilitatea

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

Astfel, pentru recepția emisiunilor cu bandă laterală suprimată este necesară refacerea purtătoare la recepție. Pentru aceasta, detectorul folosit este de fapt un mixer ce



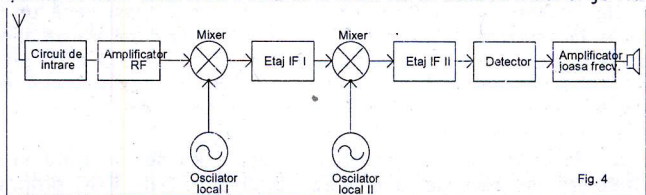
mixează semnalul de IF cu semnalul unui oscilator (BFO) având frecvența egală cu frecvența intermediară.

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

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 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 până la 30MHz, frecvența intermediară să fie de până 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, translându-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 superhetrodină 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.

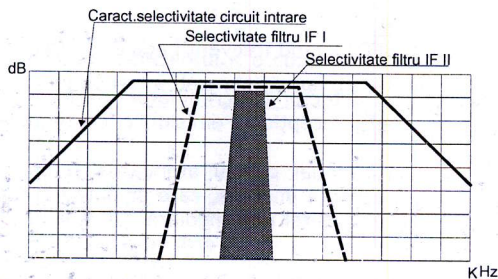


Fig.5

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

Analizând 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

aparitiia produselor de intermodulație. Mărirea 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 cât 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 dinamică largă de semnale este realizată 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 până la intrarea în cea de a doua frecvență intermediară nu depășește 20dB, în acest fel minimizându-se distorsiunile cauzate de semnalele cu amplitudine mare. Mai mult, amplificatorul de RF este comutabil, putând fi introdus în funcțiune numai pentru semnale ce au un nivel foarte mic.

1.2.3 Bilanțul amplificării și al zgomotului într-un receptor

Tabela 1 reprezintă un caz real, pentru un receptor cu dubla conversie de frecvență, destinat a fi folosit pe frecvența de 1296MHz, pentru emisiuni SSB în care amplificarea totală până la difuzor este de 120dB. Un astfel de receptor permite ca un semnal cu o putere la borna de antenă de -120dBm (aprox. 0.23μV/50 ohmi) să poată fi ascultat în căști (50 ohmi) cu un nivel de 0dBm (1mW).

Tabela 1 a fost generată utilizând o foaie de calcul în Excel, metodă curent folosită de proiectanții de receptoare pentru proiectarea sistemică. Acest gen de table de calcul în Excel nu țin cont de obicei de unele fenomene mai subtile în receptoarele superheterodină cum ar fi zgomotul cauzat de imagine sau zgomotul introdus de primul oscilator local. Tabela prezentată nu ia considerare nici pierderile de dezadaptare între etaje, deși pierderile de reflexie sunt evidențiate pentru fiecare etaj în parte. Programe de calcul mai complexe gen Eagleware permit analiza mai în detaliu a acestor fenomene prin estimarea prealabilă a efectelor cauzate de zgomotul de pe imagine sau zgomotului oscilatorului local. În lipsă, se pot folosi și tabele de calcul mai simple în Excel, de genul celei prezentate în Tab.1. În mod normal în acest caz, se poate suplimenta zgomotul la nivelul mixerului sau LNA-ului așa cum se arată în capitolul destinat mixerelor și zgomotului cauzat de mixere.

Astfel de tabele permit determinarea parametrilor necesari pentru fiecare etaj în parte. Se pot determina punctele slabe dintr-un receptor, fie că e vorba de zgomot sau intermodulații. Se poate evita astfel saturarea unor etaje de pe lanțul de recepție. Pe baza rezultatelor obținute, se stabilesc care vor fi rezervele de câștig ce vor fi necesare, pentru a se putea contracara efectele variațiilor de parametrii de la o componentă la alta sau eventuale pierderi neprevăzute. O bună practică este să se compenseze excesul de câștig cu atenuatoare de 1-6dB plasate între blocurile funcționale, metodă ce permite și adaptarea mai bună între etaje. Evident plasarea unui atenuator pe lanțul de recepție trebuie analizată și din punct de vedere al zgomotului adăugat. Revenind din nou la datele din tabela 1, în zona destinată parametrilor etajelor se introduc datele, rezultatele cumulate putând fi văzute în partea dreaptă a tabelului. Se observă în coloana NF (în zona rezultatelor cumulate) modul de evoluție a cifrei de zgomot de la un etaj la altul. Prin alegerea judicioasă a câștigului în etajele receptorului se ajunge la o degradare minimală a cifrei de zgomot totale (<0.1dB) față de ceea ce avem la ieșirea LNA-ului.

Astfel de tabele de calcul permit găsirea unor compromisuri optime între parametrii receptorului, cum ar fi cifra de zgomot și intermodulațiile.

Analizând datele din tabela 1 se poate observa că raportul semnal zgomot (SNR) pentru un semnal injectat la intrare de -120dBm este de cca. 18dB, pentru un filtru SSB cu o bandă de trecere de 2.35KHz. Cifra de zgomot a receptorului (NF) este de 1.88dB, valoare ce poate fi considerată excelentă, fiind întâlnită doar la receptoarele ce funcționează la frecvențe de peste 400MHz. Pentru un receptor de unde scurte, o cifra de zgomot de 12-18dB este uzuală.

Tot din tabelă se poate vedea și care este gama dinamică a semnalelor pe care le poate accepta la intrare receptorul. Se observă că măbind cu 15dB nivelul semnalului aplicat la borna de antenă (-105dBm), se ajunge la saturarea amplificatorului de joasă frecvență. Practic, aceasta ar fi nivelul maxim ce se poate aplica la intrare, în lipsa unui circuit de control automat al câștigului (AGC), fără ca semnalul de ieșire să fie distorsionat.

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 până în acest punct. Se va utiliza un amplificator cu zgomot redus.
- Zgomotul de fază al oscilatorului 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.

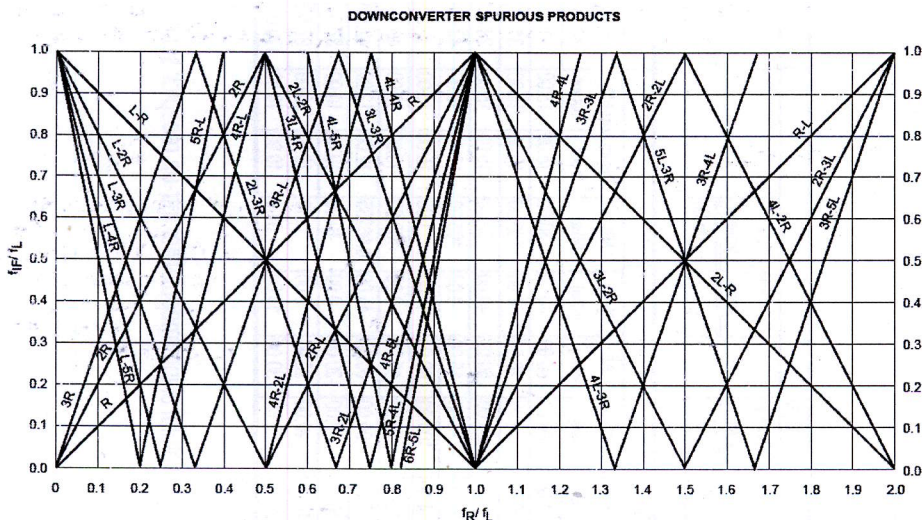
1.2.4 Alegerea planului de frecvență

Alegerea planului de frecvență pentru un receptor superheterodina este esențial pentru obținerea performanțelor optime. Problemele cele mai mari apar de obicei datorită mixajelor parazite, între oscilatoarele folosite în receptor sau între un oscilator și semnale de RF ce sunt aplicate la intrarea receptorului. Din cauza armonicilor unor oscilatoare se poate ajunge fie la blocarea totală a unor frecvențe la recepție fie prin fenomenul de intermodulație, semnale din afara benzii de interes pot ajunge să interfere cu semnalele utile.

Prin alegerea judicioasă a frecvenței intermediare se evită (sau se atenuează mult) problemele legate de frecvența imagine sau pătrunderea directă prin circuitul de intrare a unor semnale cu o frecvență identică cu cea a FI.

Cu cât avem mai multe oscilatoare (superheterodina cu dublă sau triplă conversie), cu atât apar mai multe produse de mixaj parazite. Practica arată că orice masuri s-ar lua, până la urmă armonicile sau mixările parazite tot își găsesc calea de intrare într-un receptor! Este adevărat că luând măsuri speciale de ecranare, nivelul produselor parazite poate fi atenuat însă rareori pot fi eliminate complet (și asta cu eforturi mari!). În aceste condiții singura soluție este calcularea cu grijă a tuturor armonicilor sau combinațiilor între oscilatoare care ar putea să cadă în banda de interes. Lucrurile se complică și mai mult într-un receptor modern unde există și circuite digitale, DSP-uri și microcontrolere, care produc armonici puternice pe un spectru extrem de întins de frecvență.

Metodele de reducere a nivelului produselor parazite includ ecranarea circuitelor dar și controlul formei de undă (filtrarea- acolo unde e posibil).



Se folosesc de obicei trei metode de calcul: tabele în Excel, metode grafice sau programe de proiectare sistemică (gen Eagleware- WhatIF) care furnizează și nivelele orientative ale produselor de mixare parazite.

Metoda grafică prezentată, lucrează cu rapoartele frecvențelor RF/LO (f_R/f_L), respectiv IF/LO (f_{IF}/f_L). Sunt luate în considerație armonicile până la ordinul 5.

Pentru realizări mai pretențioase se vor lua în considerație armonici până la ordinul 10-12 pentru semnale sinusoidale și până la 100 sau mai mult pentru semnale digitale.

Construcțiile profesionale moderne reușesc să reducă nivelul produselor parazite sub pragul de zgomot sau cel mult 1-2dB peste și asta în bună măsură prin alegerea judicioasă a planului de frecvență.

Este dificil ca la o construcție obișnuită să se lucreze doar la "superlativ", motiv pentru care se recurge deseori la clasicul compromis cost/performanță.

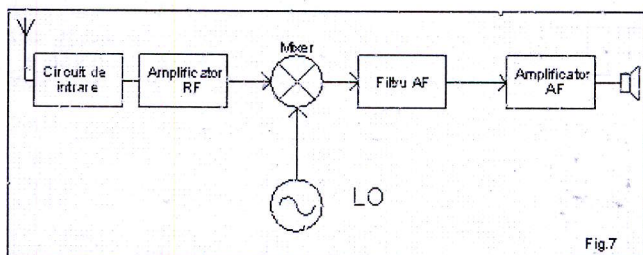
Evident, se are în vedere și destinația receptorului, rareori fiind necesară utilizarea unui receptor cu performanțe maxime în ceea ce privește intermodulațiile, sensibilitatea și selectivitatea.

1.3 Receptoare cu conversie directă

Conceptul de receptor cu conversie directă a apărut se pare pentru prima dată în 1924 când F.M. Colebrook a descris un receptor ce funcționa pe acest principiu pe care la numit homodină. În 1947 D.G. Tucker publica un articol în care descria pe larg un demodulator de precizie destinat aparaturii de măsură. În timp ce receptorul homodină folosește purtătoarea semnalului recepționat pentru demodulare, receptorul sincrodină folosește un oscilator sincronizat cu purtătoarea semnalului recepționat. Astăzi, când se vorbește despre receptoare cu conversie directă se are în vedere în primul rând receptorul sincrodină. Receptorul sincrodină are un număr de avantaje mari față de receptorul superheterodina însă și dezavantaje majore care l-au împiedicat să se afirme ca un competitor serios pentru receptorul superheterodina.

Schema bloc a unui 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 este prezența simultană la ieșire a ambelor laterale, de regulă doar una fiind utilă



Avantajele principale sunt:

- Simplitate - Se utilizează un singur oscilator local și un singur mixer
- Număr redus de componente

- Lipsa intermodulațiilor cauzate de mixări multiple
- Lipsa frecvenței imagine
- Lipsa filtrelor costisitoare în IF
- Cost redus

Dezavantajele principale sunt:

- Radiația oscilatorului prin antenă
- Apariția unui ofset în cc la ieșirea demodulatorului
- Prezența zgomotului flicker (sau $1/f$)
- Sensibilitate la distorsiunile de ordinul 2
- Sensibilitate la câmpuri parazite de joasă frecvență
- Sensibilitate la vibrații (microfonie)
- Recepția simultană a lateralelor unui semnal.

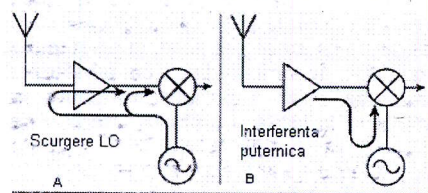
Radiația oscilatorului este cauzată de nivelul finit al rejecției între porturile LO și RF ale mixerului utilizat. În acest fel semnalul din LO pătrunde în circuitul de intrare al receptorului și este radiat prin antenă. La un mixer bine echilibrat se poate conta pe cca. 40dB rejecție între portul LO și portul RF, ceea ce implică faptul că un semnal din LO cu nivelul de +10dBm, va fi radiat în antenă cu un nivel de -30dBm (presupunând că nu există un LNA și circuitul selectiv de intrare este conectat direct la mixer).

La un receptor superheterodină această radiație este atenuată de circuitul de intrare, ce este acordat pe o frecvență diferită de cea a LO.

Multe sisteme de comunicații impun reguli foarte stricte în ceea ce privește nivelul radiațiilor în antenă, așa încât în situația utilizării unui receptor cu conversie directă este necesar să se ia măsuri speciale pentru aducerea acestora la un nivel acceptabil. În mod normal se adaugă amplificatoare, atenuatoare sau la frecvențe mai mari izolatoare.

Un amplificator atenuază semnalul în sens invers cu cel puțin același nivel în dB ca și câștigul. Atunci când se urmărește în mod special atenuarea în sens invers (S12) se pot lua măsuri speciale de îmbunătățire, sacrificând alți parametri ca pierderile de reflexie la intrare sau ieșire. Practic la un receptor cu conversie directă, folosirea unui amplificator de RF este esențială, nu din considerente de sensibilitate ci pentru a asigura izolarea minima necesară. Excesul de amplificare în RF are însă un revers: saturarea mixerului la semnale puternice. Plasarea de atenuatoare care sa aducă câștigul în limite acceptabile pentru mixer, devine deci o necesitate. Prezența atenuatoarelor este însă benefică și din punctul de vedere al creșterii atenuării pentru semnalul LO.

Ofsetul în CC este cauzat de radiația OL spre antenă. Fenomenul este complex și este explicat în fig. 8. Practic se produce mixarea semnalului LO cu el însuși având faza diferită. Diferența de fază ca și amplitudinea semnalului reflectat înapoi spre mixer da nivelul ofsetului în cc.



ofsetului în cc.

Singura cale simplă de reducere semnificativă pentru ofsetul în cc este maximizarea atenuării interport pentru mixer. Se pot utiliza și circuite speciale de compensare a ofsetului care însă sunt destul de complexe.

Sunt multe sisteme de comunicații (GSM, TDMA,...) care necesită o bandă de frecvență demodulată ce începe cu 0Hz. În acest caz prezența unui ofset în cc este foarte dăunătoare. Dacă sistemul de recepție utilizează un DSP, este posibilă corecția acestui ofset în soft.

La receptoarele cu conversie directă ofsetul în cc poate fi provocat și de un semnal foarte puternic aflat în banda de trecere a circuitului de intrare.

Zgomotul flicker este de obicei asociat cu zgomotul din oscilatoare, fiind prezent aproape de purtătoare. La mixere ce lucrează într-un receptor superheterodină, acest tip de zgomot (deși prezent) nu este o problemă dat fiind faptul că frecvența intermediară este foarte departe de banda de frecvență cu densitate spectrală maximă de zgomot flicker. Funcție de

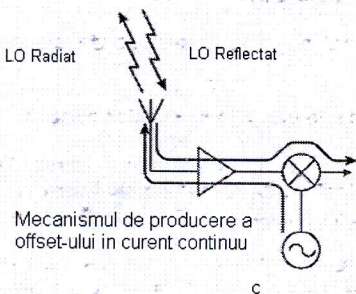


Fig.8

semiconductorul și tehnologia folosită, zgomotul flicker poate fi dominant într-o bandă de frecvență ce se întinde de la 0Hz la 4-5KHz pentru tranzistori bipolari, respectiv 0Hz la 100KHz (sau mai mult) pentru tranzistori CMOS. Tranzistorii FET au zgomotul flicker mai redus decât majoritatea tranzistorilor bipolari. Mixerele cu tranzistori clasici FET funcționează bine până la câteva sute de MHz. La frecvențe mai mari se folosesc tranzistori bipolari sau mixere cu diode. Partea proastă este că tranzistorii bipolari ce sunt construiți special pentru zgomot flicker redus (destinați a fi folosiți în primul rând în oscilatoare) nu funcționează foarte bine în mixere, având intermodulații ridicate.

Mixerele cu diode Schottky asigură un nivel redus de zgomot flicker și pot opera la frecvențe de peste 10GHz. Mixerele de semnal mare, ce folosesc diode de curent mai mare sunt ceva mai afectate de zgomotul flicker decât mixerele de semnal mic.

Mixerele realizate în tehnologie CMOS sunt cele mai afectate de zgomotul flicker. În ultimii ani au fost efectuate multe studii pe aceasta temă (un număr de peste 20 de doctorate în USA au avut ca temă studiul acestui tip de zgomot în mixerele CMOS). Dat fiind faptul ca tehnologia CMOS este o tehnologie ieftină, eforturi considerabile au fost făcute pentru a aduce nivelul de zgomot flicker al acestor mixere la valori comparabile cu cele ale tranzistorilor bipolari. La data scrierii acestor rânduri, deși mult îmbunătățite, mixerele CMOS sunt încă inferioare celor realizate în tehnologie bipolară, însă e posibil ca în timp diferența calitativă să dispară.

Trebuie menționat că problema zgomotului flicker în mixere a început să fie studiată mai serios odată cu încercarea de a impune receptoarele cu conversie directă pe piață, la sfârșitul anilor '90.

De regulă în datele de catalog pentru un mixer vom găsi referiri doar la cifra de zgomot și nu la zgomotul flicker.

Cum afectează zgomotul flicker un receptor cu conversie directă? La cifra de zgomot normală, la frecvențe joase se adaugă zgomotul flicker.

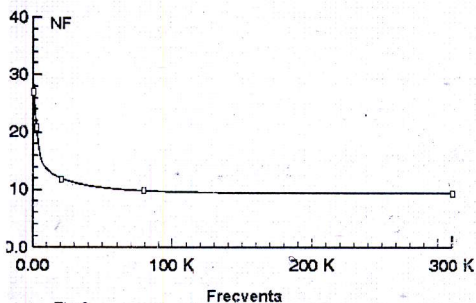


Fig.9

să aibă zgomot mic, zgomotul flicker poate fi o problemă majoră în acest caz.

Distorsiunile de ordinul 2. Un receptor superheterodină poate fi afectat de semnale parazite aflate pe frecvențe ce satisfac relația:

$$N(RF) \pm M(LO) = IF.$$

Un receptor cu conversie directă poate fi afectat de semnale parazite ce satisfac relația:

$$N(RF) \pm M(LO) = 0.$$

În receptoarele superheterodină intermodulațiile de ordinul 3 sunt dominante, producând conversia unor semnale aflate pe frecvențe parazite odată cu conversia semnalului util. În acest caz punctul de interceptie de ordinul 3 (IP3) este cel care caracterizează performanțele la intermodulații ale receptorului.

În receptoarele cu conversie directă distorsiunile de ordinul 2 sunt cele care au cea mai mare probabilitate de a fi convertite odată cu semnalul util. Pentru receptoarele cu conversie directă punctul de interceptie de ordinul 2 (IP2) este cel care caracterizează performanțele la intermodulații.

De menționat că banda de frecvență ocupată de un semnal parazit (după demodulare) la un receptor cu conversie directă se mărește funcție de ordinul semnalului parazit.

Sensibilitatea la câmpuri parazite de joasă frecvență, este cauzată de faptul că aproape toată amplificarea receptorului este obținută în joasă frecvență. Dat fiind faptul că amplificarea necesară în joasă frecvență poate fi de ordinul a 100dB, iar sensibilitatea amplificatorului poate fi mai bună de 1μV (în 3KHz bandă de trecere), sensibilitatea la câmpuri electromagnetice de joasă frecvență este foarte ridicată. Eliminarea zgomotului cauzat de rețeaua de curent alternativ pe 50Hz poate fi foarte dificilă dacă nu se lucrează cu o ecranare eficientă la această frecvență joasă.

Sensibilitatea la microfonie. Sensibilitatea la microfonie, cauzată de vibrații mecanice de joasă frecvență este un alt punct slab al receptoarelor cu conversie directă. Tensiunile

meccanice induse în componente de către vibrații duc la apariția unui zgomot de joasă frecvență, care poate afecta recepția semnalului util în mod grav. Utilizarea circuitelor integrate, a tehnologiei SMD și o construcție mecanică robustă minimizează această problemă, ce apare în special la echipamentele mobile.

Recepția simultană a lateralelor unui semnal. Prin natura modului în care se face demodularea într-un receptor cu conversie directă, ambele laterale ale semnalului vor fi transpuse în banda de bază. Pentru emisiuni AM, acest lucru nu reprezintă un impediment însă atunci când se lucrează cu semnale care au o laterală suprimată, aceasta poate fi o mare problemă. Într-un fel este similar cu rejecția frecvenței imagine într-un receptor superheterodină, cu diferența ca acum imaginea este foarte aproape de semnalul util și nu este atenuată deloc de circuitul de intrare. Soluția în acest caz o reprezintă demodularea în cuadratură și sumarea defazată cu 90° a celor două semnale în joasă frecvență. Prin acest artificiu trigonometric simplu, una din laterale este atenuată.

Multe receptoare cu conversie directă moderne, folosesc un DSP pentru a prelucra semnalul demodulat. În acest caz este simplu ca semnalul demodulat să nu fie adus în banda de bază, ci să se folosească o frecvență intermediară joasă de ordinul a 10-20KHz, DSP-ul făcând apoi conversia de frecvență necesară în banda de bază. Se evită în acest fel problemele cauzate de zgomotul flicker și problemele cauzate de ofsetul în cc.

1.3.1 Receptoare sincrodină cu rejecția unei benzi laterale.

Rejecția benzii laterale este una dintre cele mai importante probleme ale receptoarelor sincrodină. Pentru rezolvarea acestei probleme se recurge la o soluție relativ complexă, ce are la baza patentul US 1666206 al lui R. Hartley din 1928 intitulat: "Single-sideband Modulator"

Fig.10 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 laterală semnalele se sumează. Selecția lateralei ce se rejecțează 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 $m \cos \omega_o$. Făcând produsul

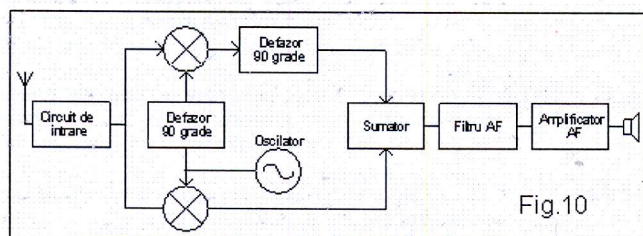


Fig.10

acestor semnale și apoi suma, rezultă în mod clar rejecția unei laterale. Există mai multe scheme posibile ce utilizează acest principiu.

Pentru o rejecție 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 cât 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.11 prezintă modul în care rejecția 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 rețelilor 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 cerută.

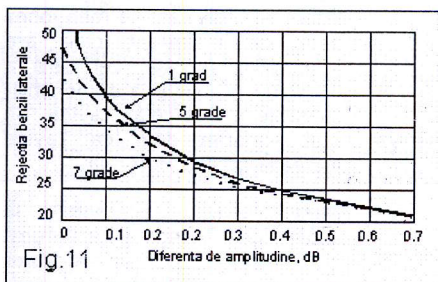


Fig.11

O altă metodă de demodulare a semnalelor cu bandă laterală unică este descrisă de D.K. Weaver în 1956 și e cunoscută ca cea de a treia metodă de generare/demodulare a semnalelor SSB. În esență se recurge tot la defazări multiple ale semnalului, metoda fiind mai complexă nu s-a impus în practică.

Readucerea în actualitate a receptorului cu conversie directă este datorată în bună măsură industriei telefoniei celulare, aflată în permanență în căutarea unor soluții mai ieftine, care să permită miniaturizarea și mai accentuată a actualelor telefoane celulare.

1.3.2 Demodulatorul cuadrifazic în comutație.

Demodularea directă este principiul de bază folosit în receptoarele sincrodină, și calitățile receptorului depind în mod esențial de calitățile mixerului/demodulatorului folosit. Iată în ceie ce urnează un demodulator cu proprietăți excepționale, ce lucrează în comutație. Demodularea în comutație nu este o idee nouă, materiale publicate prin anii '70, descriind în profunzime modul de lucru, performanțele de excepție care se pot obține și simplitatea extraordinară. Demodulatorul în comutație descris în capitolul despre demodulatoare reprezintă un bun exemplu.

O variațiune pe aceeași temă, demodulatorul cuadrifazic, a fost brevetat de Dan Tayloe în 1998. (patentul US 6230000).

În esență este vorba de un demodulator "sample and hold". Însă noutatea adusă de Tayloe este obținerea a patru semnale la ieșire, defazate cu 0° , 90° , 180° , respectiv 270° . Cele patru semnale pot fi combinate cu o rețea de defazare cu 90° polifazică, pentru rejecția unei benzi laterale. O aplicație simplă o reprezintă demodularea directă a semnalelor, gen conversie directă (sau sincrodină). Exista câteva avantaje majore ale acestui gen de demodulator, comparativ cu un mixer clasic:

- Gama dinamică superioară celor mai multe mixere clasice
- Puterea necesară pentru operare extrem de redusă
- Pierderile de demodulare și zgomotul mai mici de 1dB (față de 7-8 dB la un mixer cu diode uzual)
- Simplitate

Ideea de bază este exemplificată în fig.12. Semnalul de intrare este eșantionat cu ajutorul unui comutator, în patru eșantioane pe perioadă. Condensatorul înmagazinează valoarea medie a semnalului pe perioada corespunzătoare. Frecvența cu care se produce comutarea este deci egală cu de patru ori frecvența semnalului eșantionat. Condesatoarele folosite pentru eșantionare, având valoare mare nu vor reține în final decât semnalul modulator. Cele patru faze ale semnalului modulator se pot combina cu ajutorul unor amplificatoare diferențiale, pentru a păstra doar două semnale defazate la 90° , ce pot fi prelucrate apoi în mod clasic pentru rejecția unei laterale. Eventual se poate folosi o rețea de defazare polifazică cu patru intrări care să asigure rejecția. Și pentru că principiul de funcționare nu e chiar departe de un filtru cu capacități comutate, și acest demodulator are o pronunțată caracteristică selectivă. Frecvența de tăiere este dată de valoarea condensatoarelor și rezistența serie echivalentă de pe circuit. Frecvența de tăiere se alege funcție de banda semnalului demodulat.

Puține invenții din domeniul radiotehnicii au stârnit atâtea controverse în ultima vreme ca acest demodulator. Zeci de lucrări apărute pe aceasta temă în ultimii treizeci de ani au fost

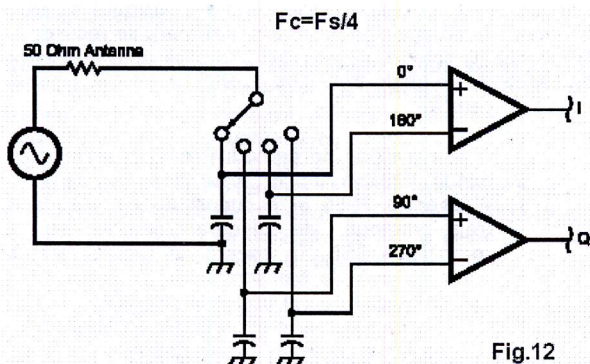


Fig.12

scoase de la naftalină pentru a demonstra că de fapt patentul a fost acordat fie cu prea multă ușurință fie chiar din eroare. Cum polemica nu intră în intențiile mele, am să menționez doar că indiferent cine are întâietatea morală, cel care a construit practic și a demonstrat calitățile a fost chiar Tayloe. Să mai amintim doar ca Tayloe lucrează pentru Motorola.

Dan Tayloe prezenta la conferința "Austin QRP Forum" din august 2005 un receptor care consuma 11mA/12V și care

avea performanțe comparabile sau mai bune decât majoritatea echipamentelor industriale de radioamatori de pe piață. Cu toate acestea, până în acest moment, în afară de un număr de încercări făcute de radioamatorii din toata lumea, răspândirea acestui demodulator este destul redusă. Încă nu se cunosc detalii legate de radiația în antenă a semnalului de la oscilatorul local sau rolul zgomotului flicker. Cu siguranță, în anii care vor veni se vor face mai multe teste și receptoarele construite pe baza acestui tip de demodulator vor deveni mai cunoscute (deși, cel puțin pentru utilizarea comercială, existența respectivului patent reprezintă o piedică imensă).

1.4 Recepția emisiunilor digitale

Toate receptoarele moderne utilizează astăzi prelucrarea digitală a semnalelor, fie că e vorba de telefonie celulară sau de către alte sisteme de comunicații la care emisiunile în format analog sunt digitizate. Trecerea de la sistemele clasice de comunicație bazate pe modulație analogică –gen AM, SSB, FM, etc.- la sistemele cu modulație digitală, a fost determinată în principal de trei deficiențe majore ale modulațiilor analogice:

1. Folosirea ineficientă a spectrului radio
2. Stabilitatea redusă la perturbații
3. Pierdere de calitate cu fiecare retransmisie

Bazele teoretice ale comunicațiilor digitale au fost puse de Claude Shannon și Ralph Hartley în 1948. Cei doi au creat o teoremă care permite determinarea capacității maxime de date ce poate fi transmisă printr-un canal cu o bandă dată, în condiții de zgomot și interferență. Și pentru că discutăm de transmisii de date, evident că prin aplicarea unor corecții de eroare, capacitatea de transmisie a unui canal poate fi crescută. Shannon, nu arată cum trebuie construit echipamentul ci doar stabilește care sunt limitele teoretice.

Formula care dă capacitatea unui canal de comunicație este dată de:

$$C = BW \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right)$$

Pentru valori ale lui $S/N > 1$

$$C = 0.332 * BW * SNR(dB)$$

Capacitatea unui canal depinde deci de banda ocupată și raportul semnal zgomot.

Pentru a se exploata la maxim capacitatea unui canal, au fost concepute diverse tipuri de modulație.

- BPSK, este un tip de modulație digitală de fază, este cea mai simplă și permite transmiterea unui bit pe Hz.
- QPSK permite dublarea numărului de biți transmiși pe Hz, iar 8PSK permite transmiterea a 4 biți per Hz.

- QAM este o modulație mai complexă ce recurge la modulația de fază și amplitudine simultană. Acest tip de modulație se folosește pentru emisiuni de tip 16QAM, 64QAM sau 256QAM. Practic este necesar ca pentru fiecare bit transmis să se asocieze o schimbare de fază sau amplitudine ce este decelabilă la recepție. Cu cât aceste schimbări sunt mai mici (cazul 256QAM), cu atât e necesar un raport semnal zgomot mai bun la recepție pentru a se evita erorile de decodare. Un exemplu de echipament unde acest gen de modulații complexe este utilizat, îl constituie modemul telefonic pentru PC-uri sau mai noile modemi DSL sau ADSL.

Demodularea acestor tipuri de emisiuni se poate face cu ajutorul unui demodulator în cuadratură, ce furnizează la ieșire semnalele I și Q. Cele două semnale conțin informațiile referitoare la fază și amplitudine și prin prelucrarea digitală se poate demodula practic orice tip de modulație.

O schema bloc pentru un sistem de comunicații ce poate prelucra atât transmisii de date cit și semnale analogice este prezentată în fig. 13.

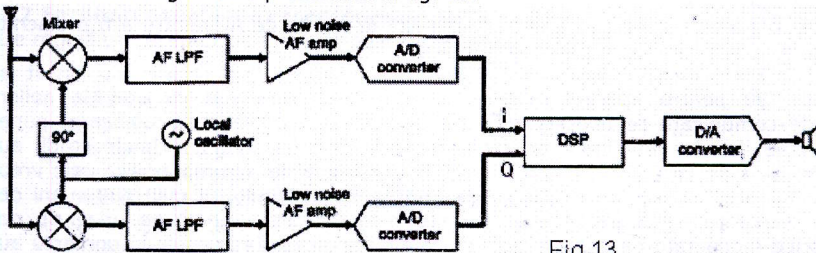


Fig.13

Structura arătată este de tip cu conversie directă, deși uneori se preferă utilizarea unei frecvențe intermediare cu o valoare de la 10KHz la 100KHz, din considerente legate de eliminarea zgomotului flicker precum și a offsetului în cc.

Utilizarea mixării în cuadratură are avantajul eliminării uneia din benzile laterale, fără utilizarea unor filtre costisitoare în RF. Cele două semnale I (In Phase) și Q (Quadrature) sunt filtrate prin filtre trece bandă sau trece jos, apoi sunt amplificate la un nivel convenabil pentru a fi transformate în format digital cu ajutorul a două convertoare analog/digitale. Rezoluția necesară a convertoarelor analog/digitale este dictată de dinamica maximă a semnalelor ce se aplică la intrare.

Dinamica de semnal a unui convertor analog numeric este dată în principal de numărul de biți folosiți precum și de nivelul de zgomot intern care limitează semnalul minim discernabil. Curent se folosesc convertoare A/D cu rezoluții de 12-16 biți.

Dacă sistemul în care sunt folosite este prevăzut cu o buclă de reglaj automat a amplificării atunci gama dinamică a semnalelor văzute de convertorul A/D este mai redusă și în consecință se pot folosi convertoare cu rezoluție mai redusă.

Un alt parametru important pentru convertoarele A/D este frecvența de clock. Conform teoremei eșantionării (Nyquist/Shannon) un semnal sinusoidal se poate digitaliza și apoi reconstitui dacă sunt disponibile cel puțin două eșantioane. În teorie deci, este suficientă utilizarea unei frecvențe de eșantionare de două ori mai mare decât cea a semnalului prelucrat. În practică nu se merge însă mai sus de 40-45% din valoarea frecvenței de clock. Convertoarele A/D disponibile astăzi (2007) ating pentru rezoluții de 16 biți frecvențe de clock de cca. 125MHz și frecvențe mai mari pentru rezoluții mai mici.

La receptoarele de genul celui prezentat în fig. 13, se recurge la limitarea benzii de lucru cu ajutorul filtrelor trece jos atât din considerente legate de frecvența maximă de eșantionare cât mai ales de capacitatea de prelucrare a DSP-ului.

DSP-ul asigură prelucrarea complexă a semnalului, începând de la demodulare, filtrare, eliminarea zgomotelor prin filtrare adaptivă, calcule pentru determinarea raportului semnal/zgomot, implementarea funcțiilor de control automat al frecvenței și a circuitului AGC, decodarea semnalului și în final reconversia semnalului în format analog pentru a fi ascultat în difuzor. Unele din funcțiile menționate necesită un mare volum de calcul, motiv

pentru care chiar și DSP-urile moderne care pot lucra cu frecvențe de clock interne de peste 400MHz cu greu pot prelucra un semnal eșantionat în timp real cu mai mult de 1MSPS. Așa cum aminteam anterior, în receptoarele utilizate în telefonie celulară sau pentru aplicații profesionale, banda semnalului digitalizat este limitată la valori de 10-100KHz ceea ce face ușoară prelucrarea acestor semnale de componentele existente actualmente. O aplicație oarecum surprinzătoare găsită de radioamatori pentru cartele de sunet pentru calculatoare PC, este utilizarea convertoarelor A/D și D/A de calitate cu care dotate, pentru prelucrarea digitală a semnalelor din lanțul AF a unui receptor clasic. Se pot astfel implementa toate funcțiile specifice dintr-un receptor modern cu ajutorul software-ului rulat pe PC. Avantajul enorm al prelucrării semnalului de către calculatorul PC este simplificarea drastică a hardware-ului utilizat, implementarea în software a oricărui tip de demodulator, precum și obținerea unor performanțe greu sau imposibil de realizat prin soluțiile clasice.

1.5 Receptorul Software

De la receptorul prezentat în fig.13 ce aduce semnalul în banda de AF pentru a fi prelucrat digital, la receptorul software nu mai e decât un pas.

Receptorul Software (Software Defined Radio) este un concept relativ nou lansat la începutul anilor '90 pentru aplicații militare. În timp s-a constatat că apariția noilor echipamente de comunicații ce folosesc formate diferite de modulație și codificare, pune serioase probleme de compatibilitate cu echipamentele deja existente. Primele studii au încercat să găsească de fapt o modalitate rezonabil de simplă de a compatibiliza cele vreo zece tipuri de modulații și codificări utilizate de armata SUA. Rezultatul mai multor ani de studii a fost: receptorul software. Acesta permite reconfigurarea rapidă pe orice tip de modulație și orice modalitate de criptare-decriptare a semnalelor. Progresele în domeniu au fost limitate însă nu de dezvoltarea aplicațiilor software necesare cât mai ales de calitățile hardware-ului necesar. În cei mai bine de 15 ani de la apariția primelor încercări și până astăzi, s-au făcut progrese mari în ceea ce privește tehnologia convertoarelor A/D ca și apariția unor circuite DSP suficient de puternice pentru a prelucra semnalele în timp real.

Ideea care stă la baza receptorului software este simplă: digitizarea semnalului cât mai aproape de borna de antenă. Se elimină în acest fel lanțul analog de prelucrare a semnalelor cu toate dezavantajele legate de distorsiuni, complexitate și cost.

În principiu, semnalul de la antenă se aplică, după filtrare, direct convertorului A/D după care un DSP prelucrează semnalul, extrăgând în final informația utilă. Din considerente legate de puterea de calcul a DSP-urilor, cu componentele comerciale disponibile astăzi, nu se poate realiza un receptor software "adevărat" la frecvențe mai mari de 1-2MHz. Întrucât un convertor A/D cu rezoluție mare poate prelucra semnale până la 50-70MHz, se recurge la intercalarea între DSP și convertorul A/D a unui convertor digital (circuit de decimare). În acest fel DSP-ul este alimentat cu o cantitate de date ce poate fi prelucrată în timp real. Performanțele legate de gama dinamică a acestor receptoare sunt date de rezoluția convertorului folosit, astăzi fiind uzuale dinamici de până la 90dB pentru o rezoluție de 16biți. Legat de gama dinamică, să amintim ca la un convertor A/D odată depășită tensiunea de intrare maximă, se produce saturarea, cu blocarea practic a recepției. La receptoarele clasice, chiar dacă se poate vorbi și acolo de saturare, efectele nu sunt nici pe departe atât de dramatice.

Receptorul software a făcut progrese notabile în ultimii ani și în domeniul aplicațiilor civile, probabil cel mai bun exemplu fiind cel legat de tehnologia RFID ce permite identificarea unor produse pe baza unui cod transmis la comanda de către un microemitter.

1.6 Afișarea frecvenței de acord

Frecvența de acord în cazul receptoarelor simple se afișează cu ajutorul unei scale mecanice, 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. Erau utilizate fie sisteme de proiecție de pe film a scalei, fie un sistem de scală pentru citirile brute și vernier pentru citirile de precizie mai ridicată.

Receptoarele moderne sunt dotate cu scale digitale, afișarea frecvenței fiind realizată de microcontrolerul utilizat la programarea sintezei de frecvență. Precizia de citire a frecvenței este de regulă 10Hz la receptoarele performante.

Trebuie menționat ca odată cu apariția de circuite integrate pe scara largă, scăderea dramatică a prețului microcontrolerelor și îmbunătățirea constantă a performanțelor, astăzi chiar și receptoarele simple utilizează afișarea digitală a frecvenței de acord.

Trebuie făcută și o mențiune: nu întotdeauna este utilă afișarea frecvenței de lucru. În situația când se lucrează cu canale prestabilite (în ultracurte), e suficientă doar afișarea canalului.

În multe sisteme de comunicații, utilizatorul nu controlează de fapt frecvența receptorului ci sistemul în sine, care asigură alocarea dinamică a frecvențelor (din spectrul de frecvență aflat în utilizare) funcție de numărul de utilizatori sau alte condiții concrete de trafic. În aceste cazuri nu se afișează nici frecvență nici canalul de operare.

1.7 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

Receptoarele profesionale precum și unele receptoare pentru radioamatori au la această ora toate controalele realizate digital, ceea ce permite cuplarea ușoară a acestora cu un calculator. Aceasta permite extinderea substanțială a performanțelor și funcționalității.

Un caz aparte îl reprezintă receptoarele din categoria „Software Defined Radio”, la care funcțiunile accesibile operatorului sunt configurate în software. La acest gen de echipamente, doar prin upgarde de software se pot adăuga funcțiuni complete noi sau se poate schimba interfața de control grafică, utilizând practic același hardware.

2. Circuitul de intrare în radioreceptoare

2.1 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.

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). Excepțând 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.

2.2 Cerințe generale

Principalele cerințe ale circuitelor de intrare sunt:

- Acord într-o bandă definită $f_{\min}-f_{\max}$
- Pierderile în interiorul benzii de trecere trebuie să fie minime, la fel ca și riplul în bandă.
- Să atenueze cât mai mult frecvențele imagine ($>70\text{dB}$) 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, trimmeri)
- Să nu introducă distorsiuni semnificative de intermodulație (limita admisă pt. $IP_3 > 10-20\text{ dB}$ mai mult decât ansamblul LNA+Mixer)
- Atenuarea de inserție să nu depășească 6dB (tipic 3dB) în US și 2.5dB (tipic 1dB= la frecvențe peste 100MHz)
- Să aibă o bună fiabilitate

2.2.1 Dimensionarea elementelor L-C

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**". Având 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 oricât de mare din rațiuni constructive și de preț, așa încât se ajunge la

soluții de compromis. Receptoarele de trafic utilizează circuite care acoperă cel mult o octavă, cele cu parametri de clasă utilizând împărțiri până 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. Aproximând, (considerând 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} V/V	la	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)	

2.3 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 sârmă sau a altuia făcându-se după frecvența de lucru.

Datorită efectului pelicular, cu acest tip de sârmă se pot obține creșteri ale factorului de calitate Q cu până la 100%. Cu cât crește frecvența însă, capacitatea dintre firele constituente devine mai deranjantă, peste frecvența de 10 -12 MHz avantajul utilizării acestui tip de sârmă dispărând. Practic, pentru frecvențe în jurul valorii de 0.5 MHz se poate utiliza liță RF de tipul 20x0.07 (până 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.

Rezumând, tipurile de sârmă 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 sârmă Cu em, în timp ce la frecvențe cuprinse între 100 și 500 MHz se utilizează sârma de Cu Ag.

- În domeniul 500-1500MHz, pentru creșterea factorului de calitate se folosește în construcțiile pretențioase banda de Cu Ag.
- Peste frecvențe de 1000MHz, 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 sârmei de cupru cu izolație de email (Cu Em). Diametrul sârmei utilizate este de regulă cuprins între 0.1 mm și 0.8 mm. Desigur la frecvențe de ordinul a 1.8MHz se utilizează sârma cea mai subțire (corelat și cu numărul mai mare de spire care altfel nu ar încapa pe carcasă), la frecvența de 28MHz putându-se utiliza sârma 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 până 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 :

$$Q = \frac{\omega L}{R}, \text{ unde } \omega = 2\pi f \text{ (f este valoarea frecvenței în MHz), } L \text{ este inductanța bobinei în } \mu\text{H, iar } R \text{ rezistența ohmică a bobinei în ohmi.}$$

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

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 crescând 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:

$$L = AL * N^2, \text{ unde } AL \text{ este inductanța specifică a materialului feromagnetic în nH/sp}^2, \text{ iar } N \text{ este numărul de spire al bobinei.}$$

Ecranarea circuitelor acordate poate fi necesară în următoarele situații:

- Dacă distanța între circuitele de intrare și ieșire într-un amplificator RF (IF) 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.

2.3.1 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 policarbonatul (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 (implicit 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.

2.3.2 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 sârmă 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 sârmă pentru o inductanță dată se obține pentru un raport $l/D = 2.46$.

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

2.3.3 Bobine realizate pe materiale feritice

Bobinele pe miez feritic constituie cazul cel mai frecvent întâlnit 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, având 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 strânsă 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 prelua abaterile de la parametrii calculați. Q-ul bobinelor realizate pe toruri de ferită poate atinge uzual 200, ajungând 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.

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

2.3.4 Condensatorul variabil

Câteva 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 dublează contactul prin frecare cu un arc elicoidal din CuBe.

2.4 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. 50 Ω -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).

2.4.1 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.

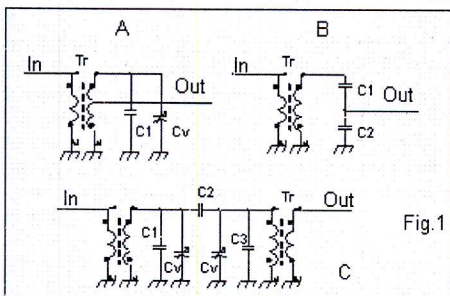


Fig. 1

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

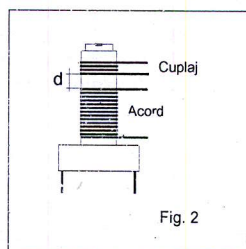


Fig. 2

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 $1-1.5\text{pF}$.

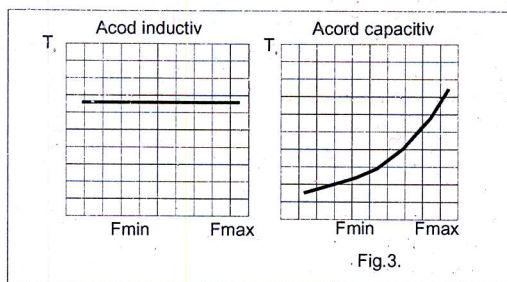


Fig. 3.

Un parametru important al circuitelor de intrare este factorul de transfer în tensiune, $T_0 = \frac{U_{in}}{E_a}$, unde U_{in}

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

Trebuie precizat 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.

2.4.2 Soluții practice de circuite de intrare

În cele ce urmează (fig.4) este prezentat un circuit de intrare dublu cu performanțe foarte bune. 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 2×15 pF. Inductanța pentru circuitul acordat T1 și T2 este de 4.5 μ H. Bobinele de cuplaj au 2 sp.

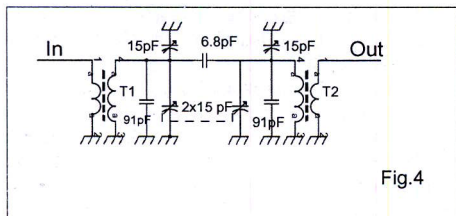


Fig.4

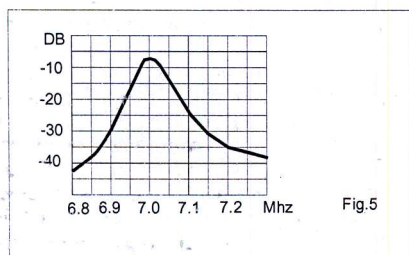
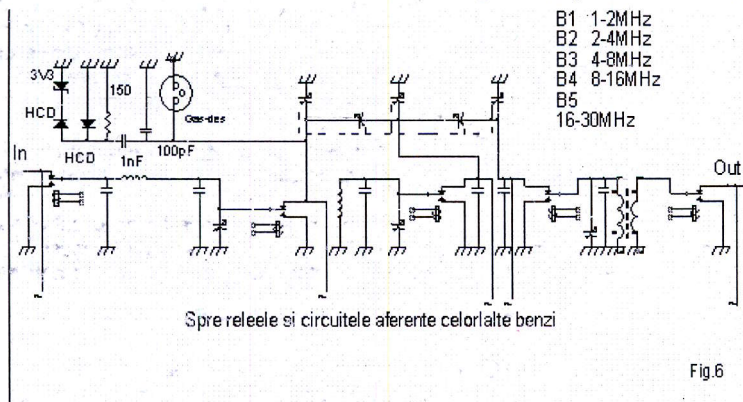


Fig.5

Bobinajul este făcut cu sârmă 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 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.

În fig.6 este prezentat un circuit de intrare utilizat într-un receptor profesional. 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



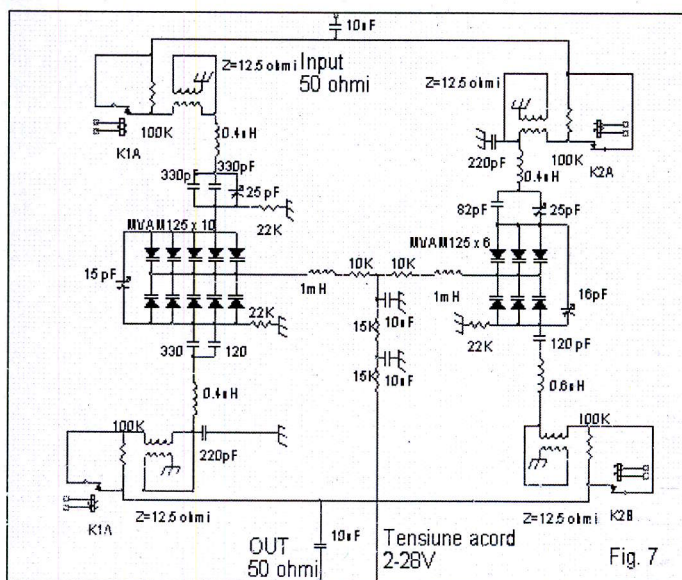
Spre releele și circuitele aferente celorlalte benzi

Fig.6

face cu relele, 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. 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 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 minim, se lucrează cu o



2.4.3 Circuite de intrare cu acord automat

Circuitele de acord cu varicap se pretează la sistemele cu acord automat. De regulă, receptoarele moderne ce au unul sau mai multe microcontrolere pot rezolva cu ușurință problema acordului automat.

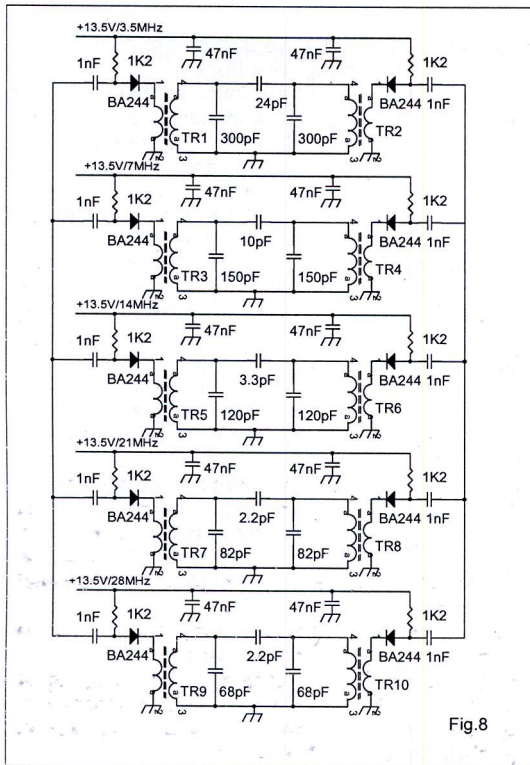
În trecut, au existat și sisteme de acord cu condensatoare variabile ce erau acționate de motoare și mecanisme complicate. Astăzi asemenea soluții greoaie nu se mai folosesc.

Sistemele de acord automat pentru receptoare se folosesc numai în echipamentele profesionale.

2.4.4 Circuite de bandă largă

Circuitele de bandă largă constituie în mod evident cea mai comodă soluție într-un receptor de trafic, prin simplificarea operațiunilor de acord. La receptoarele de trafic general (cu bandă continuă 100KHz-30MHz) se utilizează filtre trece bandă cu acoperire de o octavă. La construcțiile mai pretențioase, la care se folosesc diode de comutare pentru comutarea circuitelor, se folosesc uneori acoperiri de 1/2 dintr-o octavă, cu scopul de a reduce efectele distorsiunilor de intermodulație de ordinul 2. Dată fiind banda destul de mare, sunt folosite combinații de filtre trece sus- trece jos pentru a se putea obține banda de trecere dorită. Problemele sunt mai simple dacă se urmărește numai recepționarea benzilor de amatori care sunt mult mai restrânse, aici utilizându-se filtre trece bandă clasice. Comutarea circuitelor se face cu diode de comutare, eventual diode PIN, sau relee și din ce în ce mai rar, cu comutatoare. Comutatoarele sunt în general destul de sigure, dar introduc numeroase limitări legate de poziționarea componentelor și a circuitelor în raport cu șasiul echipamentului, în afara problemelor legate de dimensiunile destul de importante pe care le au.

În fig.8 este prezentat circuitul de intrare de bandă largă folosit la transceiverul A412, schema este deosebit de cunoscută, așa încât, nu se vor mai face decât câteva comentarii. Tabelul următor conține datele transformatoarelor RF.



Bobinele sunt realizate pe carcase din PVC cu $\phi_{ext}=8\text{mm}$, cu miez de ferită reglabil, capabile să lucreze până la frecvența de 30MHz. Întrucât este posibilă folosirea oricăror carcase și miezuri cu parametri apropiați, iată în continuare și inductanțele bobinelor pentru înfășurarea de acord:

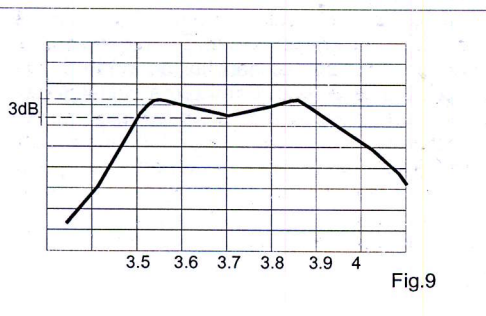
6.3 μH /3.5MHz, 3.4 μH /7MHz, 1 μH /14MHz, 0.6 μH /21MHz, 0.4 μH /28MHz.

Pentru banda de 1.8MHz, inductanța bobinei de acord este de 12.4μH (38/8sp pentru carcasa recomandată mai sus, la o capacitate de acord de 510pF). Bobinele de cuplaj se execută în continuarea bobinei de acord, la o distanță de cca. 2mm de aceasta (vezi detalii fig.2). În situația utilizării de toruri de ferită, este necesar să se dimensioneze numărul de spire după torul folosit. Suplimentar, se prevăd pe bobine și trimeri pentru preluarea diferențelor dintre bobine și ajustarea corectă pe frecvență. Fără a fi o regulă absolută, se utilizează condensatori de acord styro.

Limita de utilizare a condensatorilor styro este de 30MHz, datorită inductanței parazite a acestora. Condensatorii de cuplaj între circuite,

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 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.



2.4.4 Circuite de intrare pentru receptoare funcționând în domeniul microundelor.

Filtrarea semnalului într-un receptor funcționând pe frecvențe mai mari de 800MHz, este de multe ori dificil de realizat în condiții în care miniaturizarea este importantă. Vechile cavități rezonante deși permit obținerea unor performanțe excelente în ceea ce privește atenuarea de inserție și selectivitatea, sunt voluminoase și nu se pot utiliza într-un echipament portabil. Utilizarea circuitelor clasice acordate nu mai este posibilă din cauza capacităților parazite ale inductanțelor. Folosirea filtrelor microstrip, este o soluție la care trebuie avut în vedere spațiul necesar pe cablajul imprimat pentru realizarea acestora. Pentru a se obține selectivitatea necesară este necesară utilizarea unor structuri complicate care necesită o suprafață destul de mare pe cablajul imprimat (de multe ori mai mare decât un LNA!). Obținerea unei atenuări de inserție reduse precum și a unei selectivități acceptabile, implică folosirea unor cablaje imprimate special realizate pentru microunde, având un coeficient de pierderi redus ca și condensatoare de buna calitate, cu Q ridicat.

Pentru frecvențe aflate în domeniul 800MHz-5GHz se realizează în prezent filtre ceramice. Funcție de selectivitatea dorită, se folosesc între 3 și 10 rezonatori ceramici. Acești rezonatori au un Q foarte bun și permit obținerea unor performanțe foarte bune într-un spațiu redus. Atenuarea de inserție este de la 1dB la 3dB pentru o construcție tipică. Primele filtre duplex pentru telefoanele celulare CDMA au fost realizate în aceasta tehnologie. Marea avantaj al filtrelor ceramice față de filtrele SAW a fost ușurința realizării acestora cu impedanțe de intrare /ieșire de 50 ohmi. Dimensiunile uzuale diferă funcție de numărul rezonatorilor ca și dielectricul folosit și este de la 12x12mm la 10x60mm. Mai nou, se realizează și filtre monolitice, ce nu necesită rezonatori individuali, care au dimensiuni mai mici.

Filtrele SAW (cu unda acustică de suprafață) au prin natura lor o impedanță ridicată și necesită de obicei un circuit de adaptare ceea ce complică puțin utilizarea lor.

În ultimii ani au apărut însă filtre SAW care sunt adaptate intern pe 50 ohmi, așa încât circuitul de adaptare extern nu mai e necesar. Evident, frecvențele pe care sunt disponibile sunt doar cele legate de telefonie celulară sau cardurile 802.11. Dimensiunile sunt de 5x5mm sau chiar 2.5x2.5mm. Atenuarea de inserție obținută este de la 1.5 la 3dB.

În unele aplicații, în care se dorește obținerea unei cifre de zgomot a receptorului cât mai mică cu putință (astronomie, comunicații de radioamatori, etc.), se renunță la folosirea unui circuit selectiv specializat la intrarea LNA-ului. În acest fel cifra de zgomot a LNA-ului nu este afectată de atenuarea de inserție a filtrului selectiv. În acest caz selectivitatea la intrare este dată de antenă, ca și de circuitul de adaptare a intrării LNA-ului. Selectivitatea la intrare ce se obține în acest fel nu e impresionantă însă acesta este costul plătit pentru împingerea la extrem a sensibilității receptorului. În acest caz, se suplimentează filtrarea după LNA pe cât posibil, pentru a evita încărcarea mixerului cu semnale din afara benzii de interes.

2.5 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.

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 de regulă, 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 interceptie 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 3 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 4 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 și dată fiind numărul mare de diode ce sunt necesare 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, urmând 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 relele sau comutatoare nu suferă de pe urma acestor neajunsuri. Nu trebuie uitate nici limitările fizice introduse de comutatoarele sau relele, precum și fiabilitatea ceva mai redusă a acestora. Un fenomen negativ care apare la unele

relee, este apariția unui start de oxizi pe contacte ce duce la creșterea semnificativă a pierderilor. De menționat ca la releele de calitate se specifica un curent minim de autocurățire care trebuie rupt de contacte pentru a nu se produce oxidarea ireversibilă. Releele pentru echipamente de telecomunicații au curentul de autocurățire între 10uA și 3mA, evident fiind preferate cele ce necesita un curent de autocurățire mai redus. În unele cazuri, pentru a evita orice fel de probleme de acest gen sau cu scopul de a folosi relele mai ieftine, se recurge la aplicarea unei componente de curent continuu, de câțiva mA.

O problemă serioasă din punct de vedere al intermodulațiilor o cauzează diodele varicap. Utilizarea acestora la acordul unor circuite de impedanță mare, generează intermodulații puternice 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 distorsiuni de intermodulație

Fenomenul apare numai la bobinele cu circuit magnetic închis (toruri sau oale de ferită) și nu la bobinele clasice cu miezuri reglabile care sunt mult mai greu de saturat. 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.

Filtrele SAW folosite în receptoare pe frecvențe de peste 800MHz au performanțe acceptabile din punct de vedere al intermodulațiilor create, vehiculându-se valori de ordinul a 80dBm pentru IP2 și 50dBm pentru IP3. Filtrele ceramice permit obținerea unor performanțe mai bune, fiind preferate în aplicațiile sensibile la acest gen de distorsiuni.

2.6 Circuite de protecție a intrării

În circuitul de intrare apar simultan o multitudine de semnale, de la semnale sub 1μV, la câțiva Volți, în cazul unor semnale generate de emițătoare de mare putere, aflate la distanțe reduse (<20Km). 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 prepoliarizarea 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 prepoliarizarea 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. Evident filtrul duplex trebuie să atenueze și zgomotul produs de emițător care ajunge în receptor, la o valoare care să nu afecteze cifra globală de zgomot a receptorului în timpul transmisiei. Așa numita desensibilizare a receptorului în timpul transmisiei și care este cauzată de zgomotul produs de emițător este comună la sistemele duplex și în practică se acceptă o desensibilizare nu mai mare de 0.1-0.2dB.

O bună rejecție a semnalelor pe frecvența intermediară se poate realiza, în mod suplimentar cu ajutorul unui circuit de rejecție în serie cu circuitul de antenă.

Receptoarele care au prima frecvență intermediară >35MHz, 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 care 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. Având 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, rezultând 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 încât 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).

2.7 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.

Rezumând, se poate spune despre circuitul de intrare că :

- Asigură practic în totalitate performanțele receptorului în ceea ce privește atenuarea frecvenței imagine și rejecția 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 minime 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.
- Pentru ca circuitul de intrare să nu fie el însăși o sursă de intermodulații, se va evita folosirea de bobine cu miezuri de ferită miniaturale care sunt ușor saturabile.
- Diodele folosite la comutarea circuitelor de intrare trebuie să fie de calitate și polarizate corespunzător sau și mai bine pentru comutare se vor folosi relee de semnal mic.

Bibliografie:

1. Ulrich Rohde Communications Receivers McGraw-Hill 2001
2. W. Sabin, E. Schoenike HF Radio Systems & Circuits Noble Publishing 1998
3. K. McClaning, T. Vito Radio Receiver Design Noble Publishing 2000
4. J. Laskar Moder Receiver Front Ends J. Wiley & Sons 2004
5. P. Vizmuller RF Design Guide Artech House 1995
6. K. Chang RF and Microwave Wireless Systems J. Wiley & Sons 2000
7. L. Besser Practical Rf Circuit Design for Modern Wireless Systems, Active
Circuits and Systems Artech House 2003
8. I. Baciú Radioreceptoare de unde scurte Ed. Stadion
9. Ghe. Maxim Radiorecepție Curs IPI 1985
10. Tom Thompson Intermodulation Distortion in RF
Switching and Tuning Diodes QST/Dec. 94
11. U. Rohde Key Components of Modern Receiver Design QST/Dec. 94
12. U. Rohde Recent Advances in Shortwave Receiver Design QST/Nov.92
13. Wes Hayward The Double tuned circuit..... QST/Dec. 91
14. ***** ARRL HandBook 2001-2007

3. Amplificatorul de RF

3.1 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, fiind însă importantă 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 rămâne, cu atât mai mult cu cât sunt influențate și amplificarea și distorsiunile de intermodulație

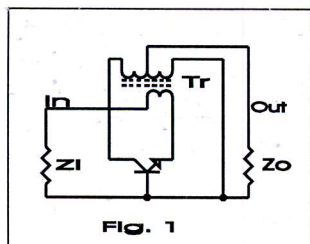
3.2 Parametri esențiali

Cei mai importanți parametri auți 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 nejustificând utilizarea, iar valori mai mari pot provoca supraîncărcarea mixerelor.
- Factorul de zgomot. Are valori cuprinse practic de la 0.3dB (tranzistoare cu GaAs) la 3-4dB.
- Pierderile de reflexie la intrare și ieșire (RL- Return Loss) Valorile uzuale sunt de la -8dB la -15dB la intrare și -10 la -15dB la ieșire
- Punctul de compresie la 1dB. Are valori uzuale de la 1dBm la 27dBm.
- Punctul de interceptie de ordinul 3, IP_3 are valori practice de la 10 la 40dBm.
- Dinamica. Are de regulă valori cuprinse între 90 și 110dB.

3.3 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 optenabile, pentru un tranzistor dat.



Amplificatorul realizat de David Norton are la bază patentul SUA 3891934. După cum se vede în schema din fig. 1, principal 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 încât $n=m^2-m-1$, câștigul în putere este m^2 iar impedanța de sarcină în colector este $(n+m)Z_0$, impedanța în emițător 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 15 Z_0 .

Prezența în emițător 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 impedenței ridicate din colector.

Există două dezavantaje:

- 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 amplificare globală de 18 dB. Banda utilă este de la

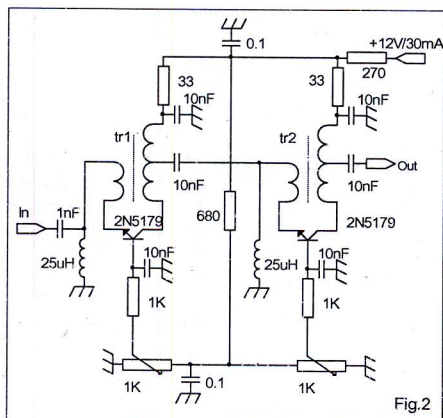


Fig.2

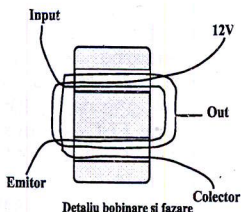
3.5MHz la 30MHz/6dB, depinzând de ferita utilizată pentru cele două transformatoare. Miezul de ferita folosit este de tipul cu două găuri și punct alb (material F4). Schema a fost realizată practic cu tranzistoarele specificate. Factorul de zgomot măsurat a fost sub 2.5dB iar IP-ul 35dBm. Dinamica este 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 gazează conform detaliului din figură. Bobina Input/emitor are 1 sp CuEm 0.5, bobina colector/Out are 5 sp Cu Em 0.5, iar bobina Out/12V are 3sp CuEm 0.5.

Dacă se folosesc tranzistori de tipul 2N5179, nu se va depăși tensiunea de alimentare de 10V, existând 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 până aproape de punctul de compresie la 1dB care este de 18dBm, deci cca. 140dB!

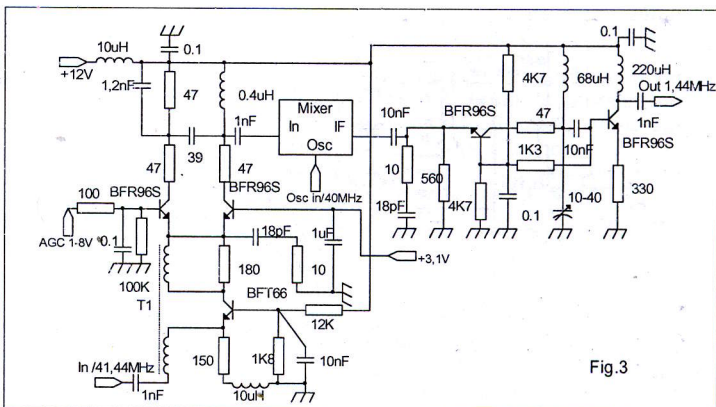


Fig.3

În schema din fig. 3, este utilizată o structură de amplificator NORTON ca amplificator în prima frecvență intermediară a unui receptor superheterodină 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 cascod 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 putând proveni de la un sistem local AGC al primei FI, care să acționeze numai la semnalele puternice care cad în afara 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).

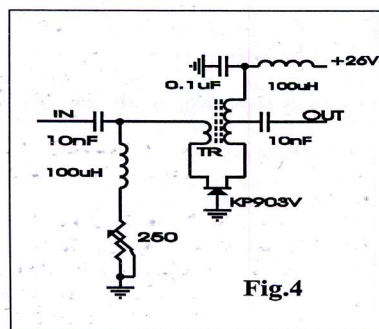


Fig.4

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 având o dispersie parametrică destul de mare, sortarea acestora putând fi o soluție pentru pretenții la zgomot mai ridicate. Dat fiind puterea disipată de tranzistor, acesta trebuie montat pe radiator. Utilizând același tip de transformator ca la montajele anterioare (păstrând raportul de transformare, asigurând 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

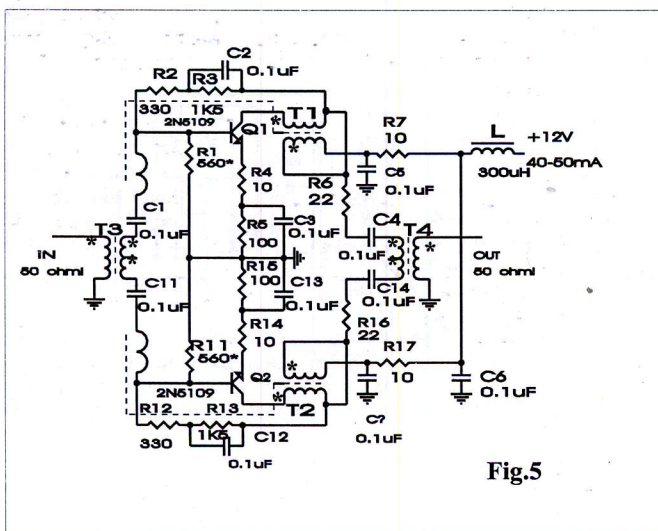


Fig.5

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 reducând 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 interceptie 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 speciale, cu toate acestea este

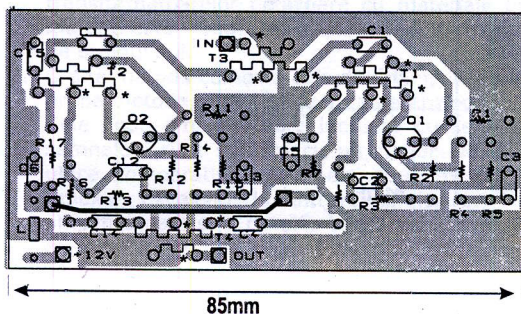


Fig.6

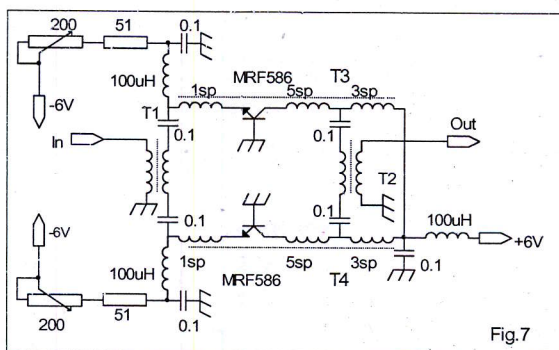


Fig.7

push-pull. Acest gen de amplificator asigură o reducere importantă a distorsiunilor de ordin par. Sunt folosite tranzistoare de medie putere, ce lucrează cu un curent de 25mA/bucată, ceea ce asigură o dinamică mare a semnalelor admise la intrare și implicit distorsiuni reduse. În locul 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. Transformatoarele T1 și T2 se realizează bobinând pe un tor de ferită cu diametrul exterior de 8-10mm din material F4, 8 spire din sârmă de Cu

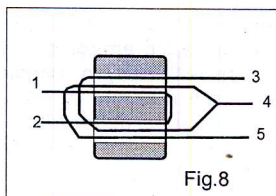


Fig.8

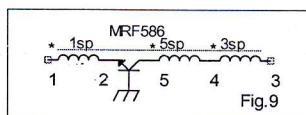


Fig.9

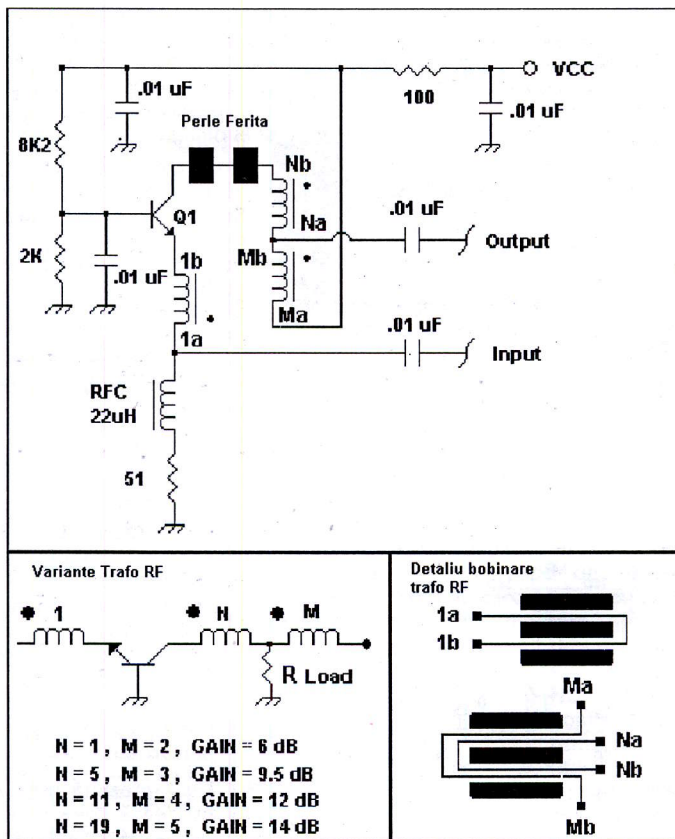
em 0.5 cu două fire torsadate.

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.

Alt amplificator Norton



Amplificatorul din figura de mai sus este o varianta a amplificatorului Norton. Tranzistorul folosit este de tipul 2N5109 sau chiar 2N3866 si funcționează bine în gama de frecvență 1.8-100MHz. Elementul principal îl reprezintă transformatorul RF, realizat pe un miez de ferita cu două găuri. Fazarea corectă a înfășurărilor este critică. Pentru claritate în desenul de mai sus, deși se folosește numai un miez de ferita, au fost arătate separat înfășurările. Câștigul amplificatorului este dat de raportul înfășurărilor din transformator. Câteva variante sunt prezentate în figura, pentru câștiguri de la 6 la 14dB. Numărul de spire din emitor este luat ca bază pentru înfășurările N si M. Pentru un receptor dotat cu un mixer pasiv, în banda de unde scurte, un câștig de cca. 9.5dB este suficient. Câștigul real va fi mai mic cu cca 1dB datorită pierderilor în miezul de ferită. Factorul de zgomot care se poate obține de la un astfel de amplificator cu un tranzistor 2N51009 este de ordinul a 2.5dB. Pentru performanțe maxime la intermodulații, curentul de colector trebuie să fie de cca. 50-100mA si poate fi necesar să se utilizeze un mic radiator. Ca regulă generală, se lucrează cu terminale cit mai

scurte pentru a se evita cuplaje parazite. Pentru minimizarea riscului de autooscilații, se pot plasa 1-2 perle de ferită în circuitul de colector, însă dacă montajul este corect executat în mod normal precauția nu e necesară. Pentru siguranță, se poate totuși controla dacă montajul nu autooscilează, cu ajutorul unui analizor de spectru sau mV-RF.

3.4 Amplificatoare RF echilibrate de zgomot mic

Se folosesc actualmente trei tipuri de amplificatoare echilibrate:

1. Cea mai cunoscută structură de amplificator echilibrat o reprezintă amplificatorul push-pull în care semnalul este amplificat de doua amplificatoare ce lucrează cu semnale defazate la 180 de grade și recombinate la ieșire în fază. Metoda este larg folosită la combinarea/sumarea amplificatoarelor de putere. Metoda este simplă, iar circuitele de defazare cu 180 de grade sunt ușor de realizat. Pentru benzile de unde scurte unde e necesara o bandă largă de frecvență (4 octave), e posibilă realizarea transformatoarelor defazoare cu materiale ușor de găsit. Un alt avantaj al acestei metode este reducerea substanțială a armonicilor pare, precum și a intermodulațiilor de ordinul doi.
2. O altă metodă combină cele două amplificatoare în fază, având aceleași avantaje ca și prima metoda, însă fără atenuarea armonicilor pare.
3. Cele două amplificatoare lucrează cu semnale defazate la 90 de grade și la ieșire semnalele sunt sumate cu un cuplor hibrid 3dB/90°. Această metodă are avantaje unice comparativ cu primele două metode enumerate, asigurând coeficienți de reflexie excelenți la intrare și ieșire. Metoda asigură o bună izolare între amplificatoare și în cazul în care unul dintre cele doua amplificatoare nu mai lucrează, ansamblul va continua să lucreze (furnizând cu 6dB mai puțin). Se asigură de asemenea, reducerea armonicilor de ordinul trei.

În cele ce urmează vor fi prezentate amplificatoarele echilibrate în cuadratură datorită avantajelor prezentate de acest gen de structura.

O problema o constituie rețelele de defazare cu 90°, care sunt ceva mai complexe la frecvențe mici și sunt greu de realizat pe benzi largi de frecvență. Uzual se construiesc defazoare cu o banda de frecvență de 10-25% din frecvența de lucru. Acesta este motivul pentru care astfel de amplificatoare se construiesc de regula la frecvențe de cel puțin 144MHz.

Figura 1 prezintă schema bloc a unui amplificator echilibrat realizat cu două

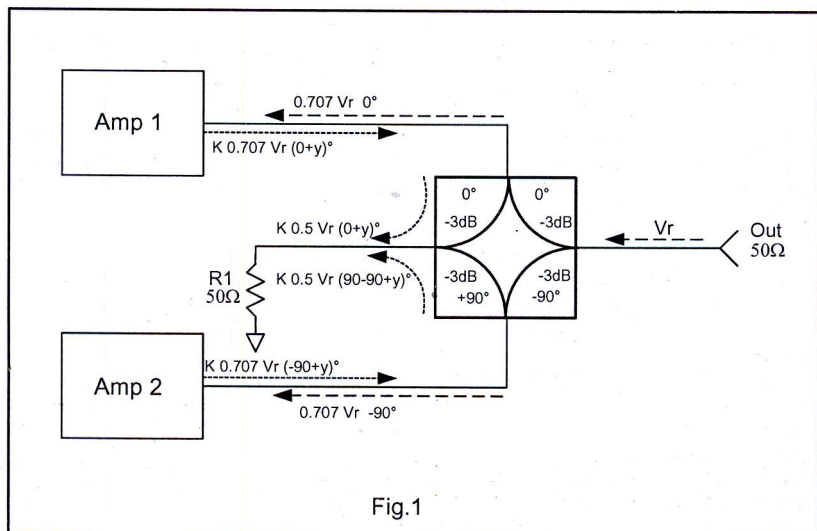


Fig.1

amplificatoare ce lucrează defazat cu 90° . Cele două splittere intrare-ieșire sunt identice.

Pentru înțelegerea mai ușoară a modului cum funcționează un astfel de amplificator a fost prezentat numai circuitul de ieșire în această schema bloc.

În cele ce urmează va fi prezentat un amplificator echilibrat de zgomot mic (LNA) care utilizează splitter $3\text{dB}/90^\circ$. Se pune întrebarea la ce ar putea fi util un asemenea amplificator? Unul din principalele avantaje ale unui asemenea amplificator îl prezintă punctul de interceptie IP₃, ca și punctul de compresie la 1dB. Îmbunătățirea este de cca. 3dB în condițiile în care zgomotul NF nu crește decât foarte puțin. Creșterea NF este cauzată de pierderile de inserție în splitterul de intrare. Funcție de frecvența de lucru și tipul de splitter folosit, pierderile pot fi de la 1.5dB pentru un splitter în unde scurte, la 0.2dB pentru un splitter SMD realizat cu linii de transmisie la 2GHz.

Luând ca exemplu un amplificator de zgomot mic utilizat pentru telefonie celulară în banda de 1.9GHz, dacă zgomotul unuia din amplificatoare este de 0.6dB, zgomotul amplificatorului echilibrat va fi de 0.8dB. Faptul ca zgomotul celor doua amplificatoare nu se sumează la ieșire ar putea să pară ciudat, însă pentru a înțelege mecanismul combinării zgomotului în splitterul de la ieșire trebuie să luăm în considerare că zgomotul este necorelat în fază, pe când semnalul util este corelat așa încât cele doua semnale divizate inițial în două (-3dB) sunt recompuse după amplificare la ieșire și cei 3dB pierduți inițial sunt recăștigați. Practic câștigul unui amplificator echilibrat este identic cu cel al unuia din amplificatoarele componente (din care se scade pierderea de inserție prin splitter). Puterea maxima ce poate fi asigurată la ieșire este dublă, P1dB crește cu 3dB, de asemenea se îmbunătățește punctul de interceptie de ordinul 3.

Recapitulând, se poate spune că acest tip de amplificator permite creșterea punctului de compresie și al punctului de interceptie de ordinul 3 cu 3dB și asigură o adaptare excelentă a impedanței de intrare și de ieșire. În plus amplificatorul astfel realizat este mult mai stabil. Legat de stabilitatea amplificatorului, trebuie menționat faptul ca de regula este bine ca ambele amplificatoare constitutive să fie necondiționat stabile. Asta înseamnă ca trebuie sa fie stabile cu orice impedanță de intrare/ieșire, pe întreaga gamă de temperaturi în care amplificatorul trebuie să opereze. De asemenea, stabilitatea trebuie să fie asigurată pe întreaga gamă de frecvențe pentru care tranzistorul are un câștig mai mare decât unitatea (la un tranzistor modern asta înseamnă ca stabilitatea trebuie verificată de la sute de KHz până la 10-20GHz sau mai mult).

În practică, amplificatoarele de radiofrecvență de zgomot mic nu trebuie să fie stabile chiar pentru orice impedanță de intrare/ieșire pentru motivul că acestea lucrează de regula în sisteme unde impedanțele sunt apropiate de 50 ohmi, așa ca se pot folosi și amplificatoare "condiționat stabile". În structura echilibrată prezentată, cele doua amplificatoare "vad" o impedanță de intrare și ieșire de 50 de ohmi indiferent de impedanța de intrare sau ieșire pe care este conectată structura echilibrată. O mențiune trebuie făcută asupra faptului că banda de frecvență a hibridului nu este infinită, deci și beneficiile structurii de amplificator echilibrat nu se întind pe un spectru de frecvență infinit!

Un alt mare avantaj al amplificatoarelor echilibrate în structura de 90° este imunitatea crescută la intermodulații inverse. Acest gen de intermodulații, mai puțin cunoscut, apare când un semnal puternic este aplicat la intrarea unui amplificator. Cazul poate apare la amplificatoarele de putere conectate la o antena prin care un semnal foarte puternic, cauzat de un emițător apropiat, se mixează în interiorul amplificatorului de putere cu semnalul util și poate genera intermodulații ce însoțesc semnalul util în antena. Mecanismul de producere a acestui gen de intermodulație este arătat în fig.2. Din păcate, acest gen de distorsiune este foarte întâlnit la amplificatoarele de putere tranzistorizate, însă rareori acesta problema este conștientizată de utilizatori...

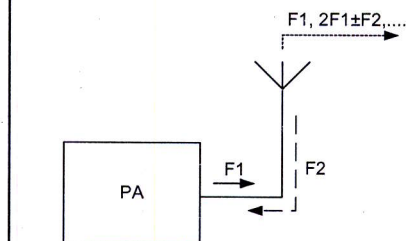
Amplificatorul echilibrat de tipul prezentat se poate folosi și ca amplificator de zgomot mic. Așa cum menționam în prima parte, la un amplificator echilibrat, zgomotul NF va fi egal

cu zgomotul unui amplificator plus pierderile de inserție prin hibridul de intrare. Dacă cele două amplificatoare precum și cele două hibride sunt identice, zgomotul generat de rezistorul

cuplat la portul izolat al hibridului nu va afecta în nici un fel zgomotul amplificatorului echilibrat. Deși zgomotul unui amplificator echilibrat va fi mai mare decât al unui singur amplificator cu cca. 0.2-0.3dB, datorită adaptării la intrare mult mai bune, pierderile între antenă, fider și amplificator pot fi reduse cel puțin cu aceeași mărime.

În interiorul amplificatorului echilibrat, la intrarea fiecărui amplificator vor exista în continuare reflexii, a căror mărime depinde de gradul de dezadaptare dintre sursa de semnal (hibridul în acest caz) și intrarea amplificatorului. Cele două amplificatoare fiind identice, reflexiile se vor aduna în rezistorul de la portul izolat al hibridului, și se vor anula la portul de intrare.

Fig.2



Este cunoscut faptul ca la un amplificator de zgomot mic trebuie făcut un compromis între zgomot, câștig maxim (adaptare optima pentru intrare) și punct de interceptie. Un LNA care are un zgomot de 0.3dB și o pierdere de reflexie (return loss) de -3dB (lucru întâlnit în construcțiile de radioamator) are toate șansele sa lucreze mai prost decât un amplificator cu 1dB zgomot, însă cu pierderi de reflexie de -8dB.

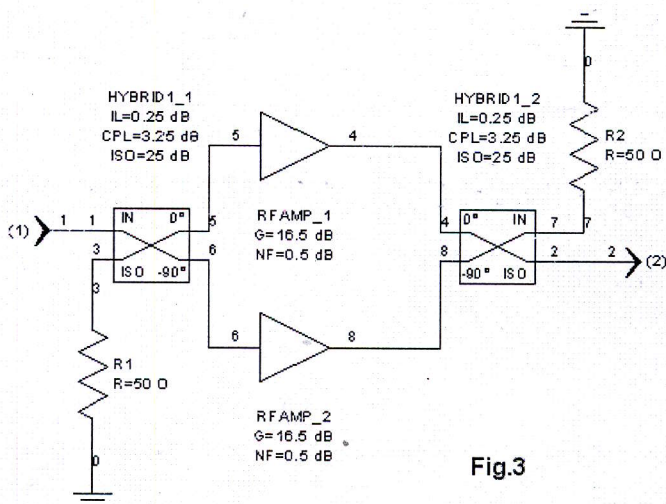


Fig.3

Într-un un amplificator echilibrat se pot utiliza amplificatoare individuale cu reflexii mari la intrare, acestea putând fi optimizate pentru zgomot minim, problema reflexiilor fiind rezolvată de structura echilibrată. Evident, la acest avantaj se adaugă și intermodulațiile

reduce și îmbunătățirea punctului de compresie cu 3dB. Modul de conectare a celor două amplificatoare prin intermediul splitterelor este arătat în figura 3.

Realizarea splitterelor. Funcție de frecvență de lucru se pot realiza splittere (numite și hibride) cu elemente discrete (inductanțe și capacități) la frecvențe <100MHz sau linii de transmisie coaxiale la frecvențe de 100-1000MHz.

Se pot utiliza și linii de transmisie pe cablaj imprimat în tehnologie microstrip sau stripline care au dimensiuni rezonabile la frecvențe peste 400-500MHz și până la frecvențe de 5-6GHz. La frecvențe între 100MHz și 500MHz se pot utiliza linii coaxiale cu lungimi inegale pentru a obține defazajul dorit.

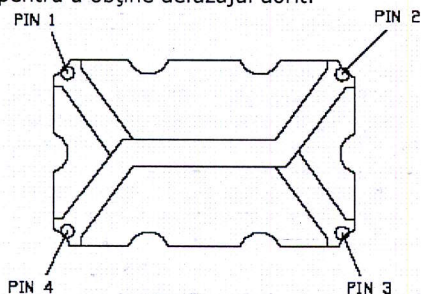


Fig.4

Un exemplu îl constituie hibridul realizat de Anaren 1E1305-3 cu o bandă de frecvență de la 1.2GHz la 1.85GHz. Este realizat în tehnologie SMD, are dimensiuni reduse, pierderile de inserție sunt de 0.25dB, și poate vehicula puteri de până la 100W. Astfel de hibride sunt disponibile și pentru alte frecvențe.

Configurații posibile pentru Cuplor hibrid 90°

	Pin 1	Pin 2	Pin 3	Pin 4
#1	Intrare	Izolată	-3dB/ -90°	-3dB/ 0°
#2	Izolată	Intrare	-3dB/ 0°	-3dB/ -90°
#3	-3dB/ -90°	-3dB/ 0°	Intrare	Izolată
#4	-3dB/ 0°	-3dB/ -90°	Izolată	Intrare

Acest tip de hibrid este un circuit cu patru porturi, oricare port putând fi definit ca port intrare/ieșire, celelalte trei porturi căpătând automat funcții de ieșiri/intrări precum și portul izolat.

Câteva variante ale acestui tip de splitter sunt prezentate în figura. 5

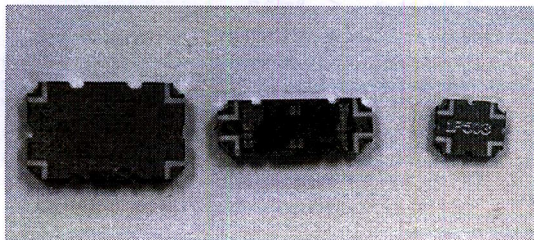
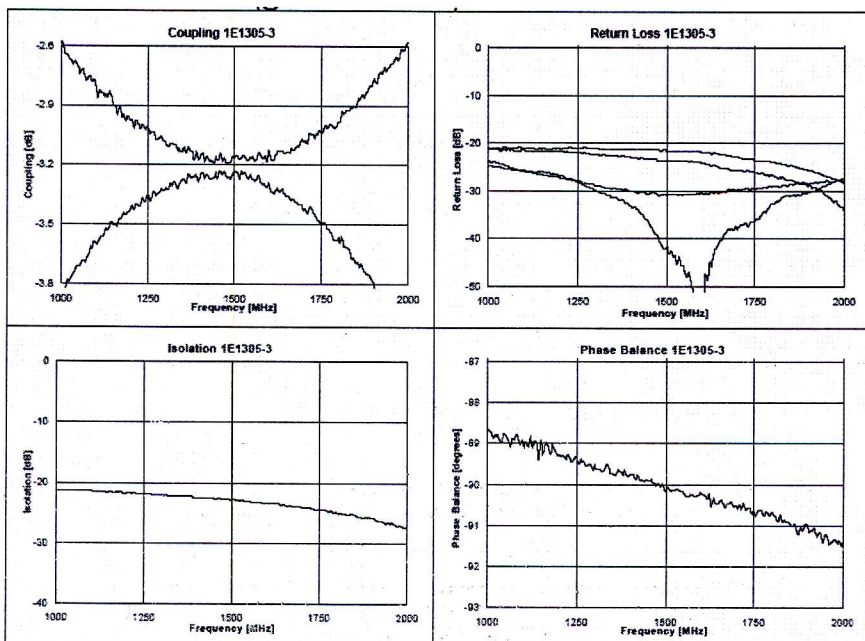


Fig.5

Sunt arătate, de asemenea, și principalele caracteristici ale unuia din splittere (cel mai mare în fotografie).



Hibrid realizat cu componente discrete. Hibridul prezentat în Fig.6 are o bandă de frecvență destul de largă în US

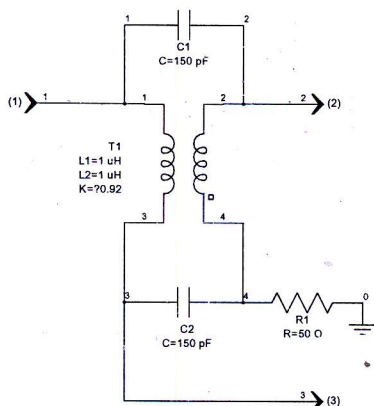
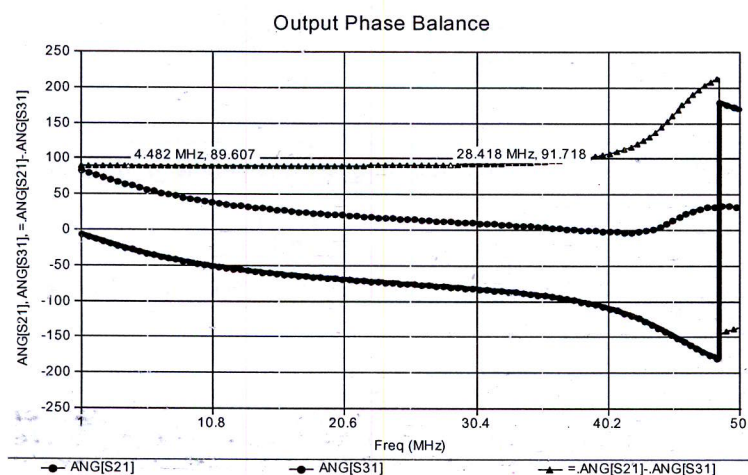
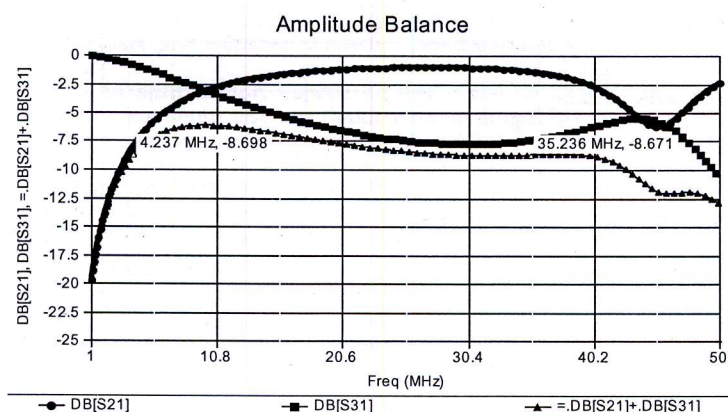


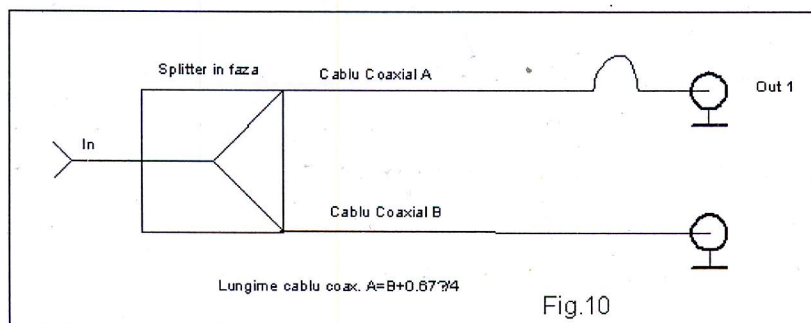
Fig.6

Performanțele circuitului sunt ilustrate în figurile 8 și 9.



Circuit de defazare cu 90° utilizând doua cabluri coaxiale cu lungimi electrice diferite

Circuitul de defazare din Fig. 10 utilizează un splitter in faza, (gen Wilkinson) iar lungimea cablului coaxial $A=B+K\lambda/4$, unde K este factorul de viteza ce depinde de dielectricul utilizat



pentru cablul coaxial (pentru teflon este 0.67).

Acest gen de circuit de defazare este util pentru benzi de frecvență de cca. 10% din frecvența de lucru. În această bandă de frecvență, eroarea de fază este mai mică de 3° , suficient pentru cele mai multe aplicații de sumare de putere.

3.5 Amplificator pentru banda de 1.3GHz

În cele ce urmează este prezentat un amplificator cu zgomot mic ce poate fi folosit într-o structură echilibrată. Pentru simplitate, este prezentată numai schema unui amplificator, celalalt fiind identic. Toate datele și măsurătorile sunt efectuate pe un singur amplificator.

Amplificatorul este construit cu un tranzistor de zgomot mic PHEMT FET (enhancement mode) produs de Agilent. Avantajul acestui gen de tranzistori îl constituie faptul că necesită o tensiune pozitivă pentru polarizarea grilei, spre deosebire de tranzistoarele GaAs FET clasice (depletion mode) care necesită o tensiune negativă pentru polarizarea grilei și implicit o sursă suplimentară de tensiune. Tranzistorul folosit în acest amplificator este ATF-54143 produs de Agilent. Schema este prezentată în fig.11.

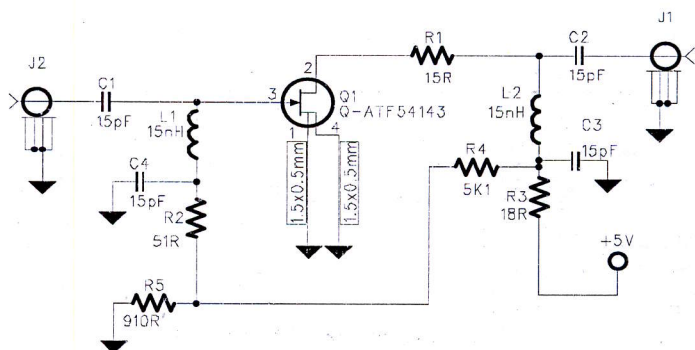


Fig. 11

Chiar dacă cifra de zgomot realizabilă, NF nu este cea mai mică în raport cu tranzistoarele GaAs FET -Super low noise clasice, tranzistorul oferă un zgomot mai bun de 0.4dB la 1.3GHz și 0.3dB la 440MHz, ceea ce constituie cifre demne de luat în considerație. Practic într-un amplificator zgomotul obținut va fi mai mare cu cca. 0.1-0.2dB din cauza imposibilității de a avea adaptarea perfectă pentru cel mai mic zgomot și ca urmare a pierderilor în celelalte elemente de circuit. Este cunoscut faptul că pentru a obține performanțe optime, impedanța de intrare și cea de ieșire a tranzistorului trebuie adaptate. De regulă, la cele mai multe tranzistoare, impedanța optimă de intrare pentru zgomot minim, nu este aceeași cu impedanța optimă pentru amplificare-maxim/ reflexii-minime la intrare. De cele mai multe ori, trebuie făcut un compromis între zgomot minim și amplificare/reflexii la intrare.

Analizând diagrama Smith alăturată se poate vedea diferența între impedanțele optime pentru zgomot și impedanța optimă pentru câștig-maxim/reflexii-minime. Schema folosită utilizează un artificiu tehnic pentru a aduce cele două impedanțe cât mai aproape pe diagrama Smith. Artificiul constă în utilizarea unor inductanțe de valoare mică în serie cu sursele tranzistorului.

Inductanța din sursa tranzistorului este de ordinul a 1nH și este realizată cu un traseu de 1.5mm lungime și 0.5mm lățime. Prin scurtarea (șuntarea la masă) a acestor inductanțe se poate determina combinația optimă între cifra de zgomot și coeficientul de reflexie la intrare. Rezistența din drenă cu valoarea de 15Ω are rolul de a îmbunătăți stabilitatea și de a face mai ușoară adaptarea impedanței de ieșire pe 50Ω.

Rezultatele simulării cu Genesys sunt prezentate în fig.13-16. Se observă rezultatele foarte bune pentru toți parametrii principali ai amplificatorului și o bună concordanță cu valorile măsurate în practică.

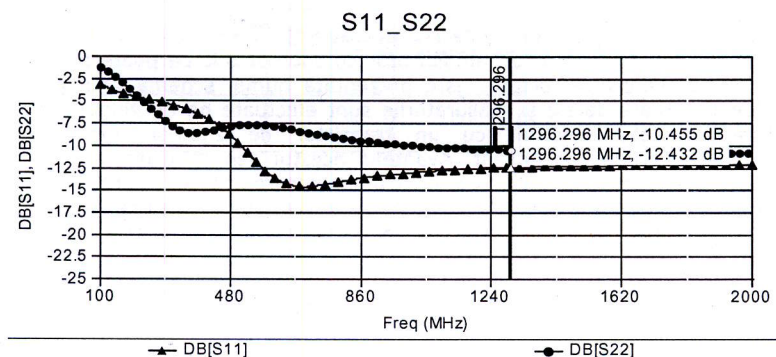


Fig.13

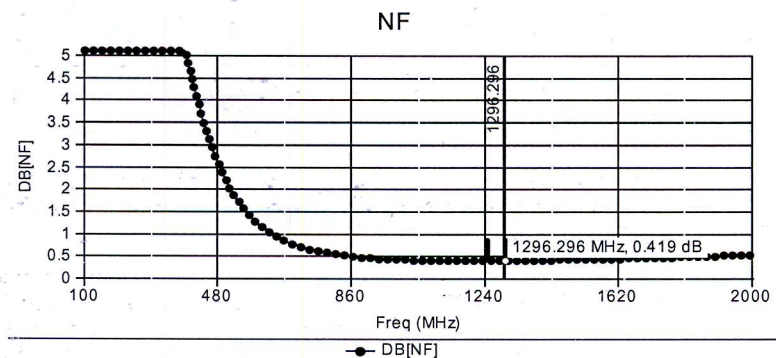


Fig.14

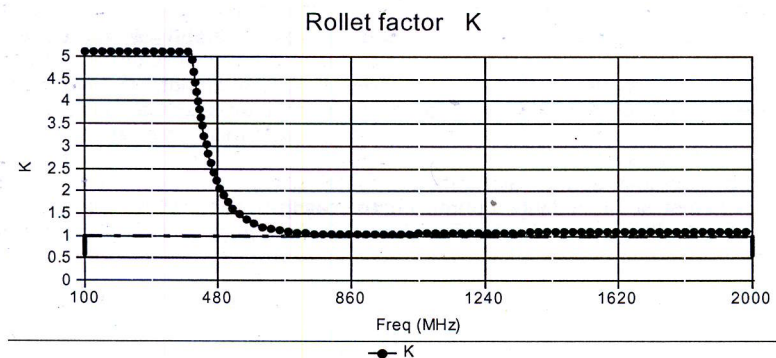
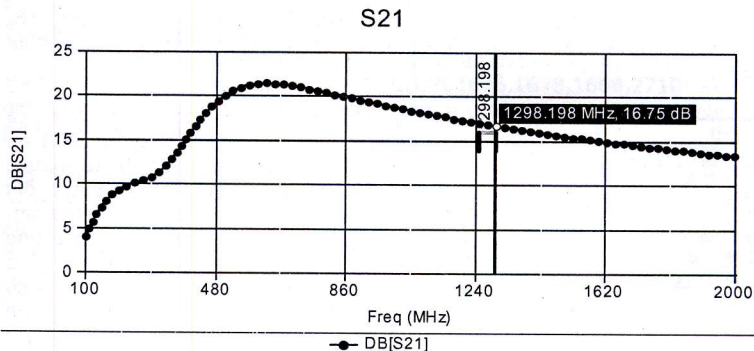


Fig.15

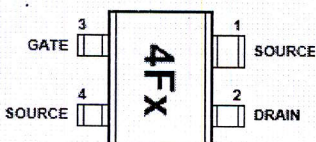
**Fig.16**

Tabelul de mai jos ilustrează concordanța rezultatelor măsurate practic cu simularea în Keysys.

Parametru	Simulat	Măsurat
Câștig (S21)	16.75dB	17dB
Pierderi reflexie intrare (S11)	-10.4dB	-8.2dB
Pierderi reflexie ieșire (S22)	-12.4dB	-9.5dB
Factor de zgomot NF	0.42dB	0.45dB
IP3 intrare	-	+18.5dBm

În structura echilibrată, factorul de zgomot NF crește cu cca. 0.2dB datorită pierderilor în hibridul de la intrare, pierderile din hibridul de la ieșire neavând nici un efect asupra NF total. De asemenea, IP3-ul crește cu 3dB.

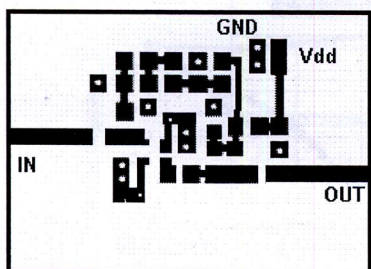
O atenție deosebită a fost acordată stabilității, amplificatorul fiind necondiționat stabil pe întreaga gamă de frecvență unde are câștig mai mare decât unitatea. Factorul $K > 1$ (Rollet). Rețelele de adaptare din grila și din drena sunt de tipul trece sus, aceasta contribuind în mod esențial la limitarea câștigului la frecvențe joase și implicit la problemele de stabilitate la frecvențe joase. Componentele folosite sunt de tip SMD iar cablajul imprimat este de tip FR4 cu grosimea de 0.8mm. Liniile de semnal cu impedanța de 50Ω au lățimea de 0.9mm (pentru FR4 cu $\epsilon_r = 4.6$). Cablajul imprimat este dublu placat, fața inferioară fiind masă. Evident se pot folosi și alte materiale pentru cablajul imprimat, însă traseele cu impedanță controlată vor trebui recalculată funcție de grosimea și constanta dielectrică a cablajului folosit. Toate decuplările se fac scurt, cu via/masă plasate chiar lângă terminalul condensatorului. O mențiune specială despre inductanța L1: Q-ul bobinei afectează pierderile în circuitul de adaptare și implicit cifra de zgomot a amplificatorului. În montajul prezentat a fost folosit un inductor multistrat mărimii 0603 cu un $Q = 30$. Dacă se utilizează un inductor bobinat cu un $Q > 80$, cifra de zgomot se poate îmbunătăți cu 0.025dB. Pentru un sistem EME asta înseamnă o îmbunătățire cu 0.26dB în raportul semnal zgomot (presupunând o antenă ideală cu temperatura de zgomot 0K). Utilizarea unei inductanțe cu $Q < 30$ trebuie privită cu rezerve, pentru că poate afecta în mod semnificativ factorul de zgomot.

**Fig. 17**

Rezistorul R2 asigură o terminare adecvată pentru frecvențele joase și contribuie la îmbunătățirea stabilității. Curentul absorbit de un amplificator este de 60mA.

Capsula pe care o folosește tranzistorul ATF54143 este de tip SOT-343 (SC70). Configurația pinilor este prezentată în Fig.17.

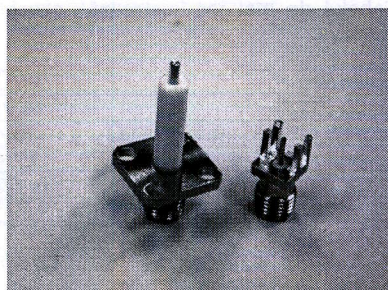
O sugestie în privința realizării cablajului imprimat este prezentată în figura 18. Componentele pasive folosite sunt toate de mărimea 0603 iar cablajul urmărește topologia recomandată de Agilent.



26mm

Fig. 18

Dimensiunea interioară a cutiei de aluminiu trebuie să fie exact cit mărimea plăcii PCB. Dat fiind că mărimea acestei cutii este mică, nu exista pericolul apariției efectului de cavitare ca urmare a reflexiile din interior. Acest fenomen apare de regula când una din dimensiunile cutiei este mai mare de $\lambda/2$ și izolarea intrare/ieșire este compromisă, ducând la autooscilații. Tensiunea de alimentare se poate introduce în cutie printr-un condensator de trecere.



3.6 Amplificatoare RF monolitice

Fig. 1 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 ieșire.

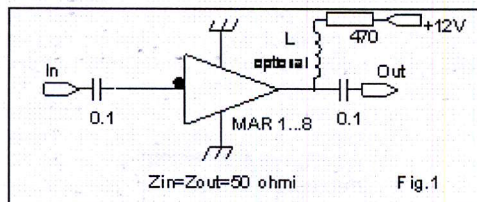


Fig. 1

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

Tip	Amplificare (dB)					NF (dB)	IP3 (dB m)	Curent alimentare mA
	0.1 GHz	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 Sirenza (Seria SGAXxxx), MAXIM (MAX2611), MACOM 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!

3.7 Considerații finale

Este evident că utilizând chiar și scheme foarte bune, fără componente moderne de calitate nu se pot obține performanțe competitive. Cândva, 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. 20 ani de la apariție), ATF54143, (tranzistor GaAs HEMT), FET-uri gen J310 (U310) 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 obicei 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 având 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 cât 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. U. Rohde Communications Receivers McGraw-Hill 2001
2. Stephen Maas Noise in Linear and Nonlinear Circuits Artech House 2005
3. J. Laskar Moder Receiver Front Ends Wiley & Sons 2004
4. Chris Bowick RF Circuit Design Newnes 1997
5. G. Gonzalez Microwave Transistor Amplifiers Prentice-Hall 1997
6. K. McClaning, T. Vito Radio Receiver Design Noble Publishing 2000
7. William E. Sabin HF Radio Systems & Circuits Noble Publishing 1998
8. Ulrich Rohde Digital PLL Frequency Synthesisors Prentice-Hall
9. P. Vizmuller RF Design Guide Artech House 1995
10. K. Chang RF and Microwave Wireless Systems J. Wiley & Sons 2000
11. L. Besser Practical Rf Circuit Design for Modern Wireless Systems, Active Circuits and Systems Artech House 2003
12. Ulrich Rohde "Recent Advances in Shortwave Receiver" Design" QST Nov/92
13. Ulrich Rohde "Key Components Of Modern Receiver" QST/June 1994
14. Jiri Borovicka "Vstupny obvody prijimacii s velkou odolnosti" Amaterske Radio 4/1979 RF DESIGN May/1995
15. Fl. Crețu "Amplificatoare RF de mare performanță" Radioamator YO 3/92
16. Edmond Nicolau Radiotehnica Vol II Ed. Tehnică /88
17. Application Note 1281 Agilent Technologies
18. ***** Anaren Data Book 2003
19. ***** RF-IF Designer's Guide MINI-CIRCUITS
20. ***** ARRL HandBook 2001-2007
21. ***** Dubus Technik V

4. Proiectarea amplificatoarelor de zgomot mic

4.1 Adaptarea circuitelor de intrare-ieșire în LNA-uri

Una dintre problemele cele mai dificile care trebuie rezolvate de proiectantul unui amplificator de zgomot redus este adaptarea impedanțelor atât la intrarea cât și la ieșirea amplificatorului. Este necesar să se obțină simultan un zgomot minim cât și pierderi de reflexie minime la intrarea amplificatorului. Cerințele sunt contradictorii, pentru că de regulă tranzistoarele oferă zgomotul minim la o impedanță care diferă de impedanța optimă pentru transfer maxim de putere (pierderi de reflexie minime). Este necesară găsirea unui compromis între cerințele de zgomot minim și reflexii minime la intrare. Și ca lucrurile să fie și mai complicate, deoarece tranzistoarele nu sunt dispozitive ideale, circuitul de ieșire va interacționa cu cel de intrare și viceversa.

4.2 Teorema transferului maxim de putere

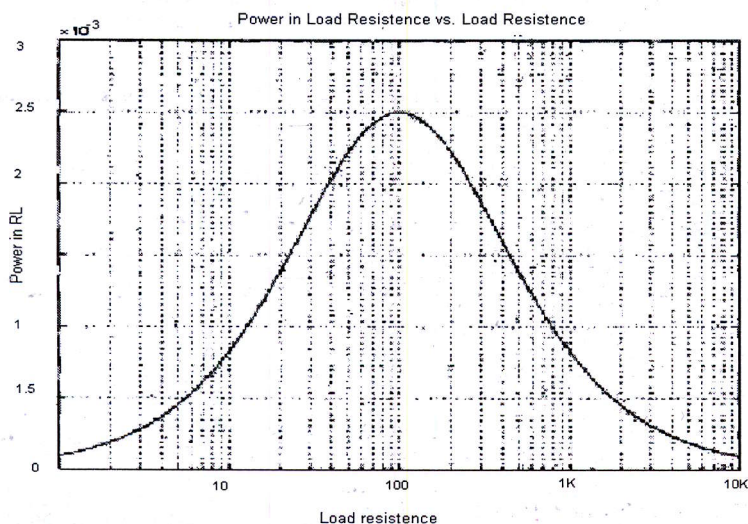


Figura de sus arată variația puterii debitată pe un rezistor, atunci când rezistența internă a generatorului este 100 ohmi iar rezistența de sarcină este variabilă. Se observa că:

Transferul maxim de putere este obținut atunci când rezistența generatorului este egală cu rezistența sarcinii.

Aceasta este teorema transferului maxim de putere; altfel spus: $R_S = R_L$

În cazul când impedanțele sursei și a sarcinii sunt reactive: $R_S + jX_S = R_L - jX_L$

Deci dacă sursa are caracter inductiv, sarcina va trebui să aibă caracter capacitiv, impedanța sarcinii fiind numită impedanța conjugată. Adaptarea pe impedanța conjugată se mai notează și $R_S = R_L^*$

În mod evident atunci când impedanțele sursei și sarcinii sunt egale, randamentul de transfer a puterii va fi de 50%. Jumătate din putere va fi disipată pe rezistența internă a generatorului iar cealaltă jumătate pe sarcină. De menționat că randamentul este calculat numai în baza pierderilor în porțiunea pur rezistivă (așa numită parte disipativă) a impedanțelor generatorului, respectiv sarcinii. La un etaj amplificator de putere de emisie, partea disipativă a impedanței tranzistorului este ținută la minim, în timp ce antena poate fi considerată ca fiind complet disipativă. Pierderile în circuitul de adaptare sunt de obicei neglijabile și în consecință randamentul real este mai bun decât 50%. A nu se confunda în

acest caz randamentul etajului de amplificare, care e dat în principal de clasa de funcționare, cu randamentul de transmisie a puterii către sarcină.

Atunci când eficiența este criteriul principal la transferul puterii, adaptarea impedențelor nu este indicată. În acest caz este imperativ să se obțină o impedență cât mai redusă a generatorului pentru a se evita orice pierderi interne. Este cazul generatoarelor electrice și al consumatorilor aflați pe rețea, unde eficiența este criteriul principal.

Adaptarea impedențelor este critică în multe situații, multe circuite electronice funcționând corect numai dacă impedențele sunt corect adaptate. Este cazul filtrelor, la care funcționarea pe o sarcină neadaptată duce atât la creșterea puternică a pierderilor de inserție cât și la afectarea gravă a performanțelor de selectivitate și atenuare, precum și creșterea riplului în banda de trecere. Practic este necesar să se lucreze cu impedențe corect adaptate în aproape toate împrejurările. O excepție o constituie situația când prin dezadaptare între două amplificatoare se asigura o pierdere de semnal în mod intenționat, în loc să se folosească un atenuator.

4.3 Adaptarea impedențelor

Așa cum am văzut din teorema transferului maxim de putere, maximum de putere este transferat atunci când impedența sursei este egală cu conjugata impedenței sarcinii:

$$R_S + jX_S = R_L - jX_L$$

Atunci când între impedența sursei și impedența sarcinii există o diferență, este necesară utilizarea unui circuit de adaptare, în caz contrar vom avea pierderi de putere.

Există câteva moduri pentru a descrie o impedență complexă:

- Utilizând formatul rectangular al numerelor complexe $R \pm jX$
- Utilizând formatul polar $A \angle B^\circ$ unde A este mărimea și B este faza

Există câteva cai de a rezolva adaptarea impedențelor:

1. Calcul manual- metoda greoaie, care necesită timp și e supusă erorilor umane de calcul.
2. Utilizarea simulării și optimizării pe calculator
3. Folosirea diagramei Smith
4. Intuiție- necesită multă experiență și este supusă erorii...

Proiectarea modernă a amplificatoarelor de zgomot mic este bazată aproape exclusiv pe utilizarea parametrilor S . Simplificând lucrurile putem spune că:

- S_{11} descrie coeficientul de reflexie la intrare.
- S_{22} descrie coeficientul de reflexie la ieșire
- S_{21} câștigul și faza la ieșire
- S_{12} izolarea și faza la intrare când semnalul este aplicat la ieșire.

Fabricanții de semiconductoare oferă date despre parametrii S pentru tranzistoarele de înaltă frecvență. Fișierele de date au de regulă terminația .s2p (dacă este vorba de un dispozitiv cu două porturi). Formatul fișierului este compatibil standardului Touchstone (firma producătoare de soft CAD – electronic în anii '80). Fișierul este un fișier text, ce conține parametrii S la diferite frecvențe, exprimate în format polar. Prima coloană este frecvența în GHz, următoarele conțin mărimea și faza pentru S_{11} , S_{21} , S_{12} , S_{22} .

La sfârșitul fișierului sunt dați parametrii de zgomot la diferite frecvențe. Parametrii de zgomot specifică cifra de zgomot minimă, coeficientul de reflexie la care se obține NF minim și rezistența de zgomot echivalentă. Datele sunt disponibile pentru întreaga gamă de frecvență pentru care tranzistorul ar putea fi folosit.

Un exemplu de fișier s2p este dat în cele ce urmează pentru tranzistorul ATF-35143

!ATF-35143

!S-PARAMETERS at Vds=2V Id=5mA. LAST UPDATED 06-3-99

ghz s ma r 50

0.50	0.99	-17	4.64	166	0.026	78	0.73	-12
0.75	0.98	-26	4.62	158	0.039	71	0.72	-18
1.00	0.97	-35	4.55	151	0.051	66	0.71	-23
1.50	0.94	-51	4.38	137	0.073	55	0.68	-35
1.75	0.91	-58	4.30	130	0.083	50	0.67	-40
2.00	0.90	-66	4.19	124	0.092	44	0.65	-46
2.50	0.85	-81	4.00	111	0.108	35	0.62	-57
3.00	0.81	-95	3.81	99	0.122	25	0.59	-67
4.00	0.72	-126	3.43	76	0.140	7	0.52	-85
5.00	0.66	-156	3.09	54	0.150	-10	0.45	-103
6.00	0.62	-175	2.80	33	0.156	-26	0.38	-120
7.00	0.60	-146	2.53	12	0.157	-41	0.31	-138
8.00	0.60	118	2.29	-7	0.153	-54	0.25	-157
9.00	0.62	93	2.06	-26	0.148	-67	0.20	-178
10.00	0.66	71	1.87	-44	0.143	-78	0.16	158
11.00	0.70	51	1.69	-63	0.139	-89	0.14	122
12.00	0.72	31	1.52	-81	0.133	-100	0.17	82
13.00	0.74	11	1.34	-99	0.124	-111	0.22	53
14.00	0.76	-3	1.18	-116	0.115	-119	0.28	27
15.00	0.82	-14	1.05	-132	0.109	-127	0.34	6
16.00	0.82	-27	0.92	-149	0.105	-135	0.42	-11
17.00	0.84	-39	0.81	-164	0.103	-143	0.49	-22
18.00	0.86	-55	0.71	179	0.098	-152	0.56	-36

!FREQ	Fopt	GAMMA OPT		RN/Zo
!GHZ	dB	MAG	ANG	-

0.5	0.10	0.91	6	0.22
0.9	0.12	0.87	15	0.22
1.0	0.14	0.86	17	0.22
1.5	0.20	0.81	28	0.22
1.8	0.23	0.78	33	0.21
2.0	0.27	0.76	39	0.21
2.5	0.33	0.71	50	0.19
3.0	0.39	0.66	62	0.17
4.0	0.52	0.58	87	0.13
5.0	0.64	0.52	114	0.09
6.0	0.77	0.47	143	0.06
7.0	0.89	0.43	174	0.05
8.0	1.02	0.41	-155	0.07
9.0	1.14	0.40	-123	0.13
10.0	1.27	0.41	-90	0.24

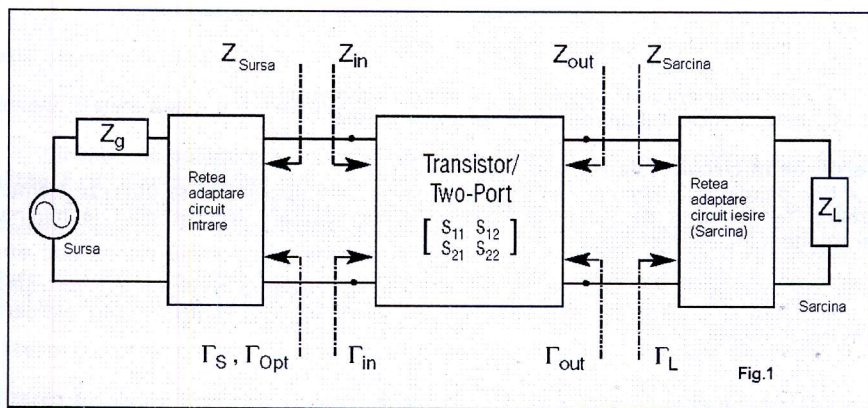
Fabricanții de semiconductori oferă parametrii S pentru diferite tensiuni sau curenți, așa încât prin folosirea corectă a acestora, să se obțină acuratețea maximă în proiectare.

Toate programele CAD pentru circuite electronice pot folosi parametrii S.

Figura 1 prezintă tranzistorul și circuitele de adaptare, precum și impedanțele văzute dinspre tranzistor sau circuitele de adaptare.

Coefficientul optim de reflexie Γ_{opt} pentru intrarea tranzistorului este de regula diferit de valoarea S_{11} care asigură câștigul maxim și reflexii minime la intrare. Din aceasta cauză este necesar să se recurgă la un compromis între zgomotul minim și un coeficient de reflexie

rezonabil. Trebuie menționat ca pentru un amplificator RF modern, coeficientul de reflexie la intrare trebuie să fie de cel puțin -6dB , la construcțiile îngrijite obținându-se valori în jurul a -10dB . Valori sub -6dB pentru coeficientul de reflexie nu sunt acceptabile pentru că pierderile de neadaptare cu antena devin semnificative în raport cu reducerea cifrei de zgomot NF



obtenabila.

Exista câteva metode prin care cele doua impedanțe pot fi aduse mai aproape și a face în acest fel compromisul de adaptare a circuitului de intrare mai ușor. Cea mai eficientă metoda recurge la utilizarea unei inductanțe de valori reduse în sursa ($0.5\text{--}3\text{nH}$). Efectul pe diagrama Smith este o rotație a S_{11} mai aproape de Γ_0 . Câștigul amplificatorului este puțin afectat însă în plus se obține o îmbunătățire a stabilității.

Funcția principală a circuitului de adaptare a intrării tranzistorului este de a asigura transformarea impedanței către sursa de 50Ω (considerată pur rezistivă) cu pierderi minime. Pierderile în circuitul de adaptare de la intrare se adună peste cifra de zgomot a tranzistorului așa încât este evident de ce trebuie ținute aceste pierderi la minimum.

De regulă pentru o analiza sumară a unui circuit de adaptare a unui tranzistor se face o simplificare și se considera tranzistorul unilateral. Asta înseamnă $S_{12}=0$, semnalul se propaga prin tranzistor numai de la intrare la ieșire și sarcina de la ieșire nu afectează în nici un fel circuitul de intrare.

Tranzistorul real are însă S_{12} diferit de zero și ca urmare, între circuitul de adaptare a intrării și cel de la ieșire va exista un anumit grad de interdependență, modificări în impedanța de ieșire (sarcina) afectând impedanța de intrare. Aceasta face ca adaptarea simultană a intrării și ieșirii să fie un lucru laborios.

Utilizarea programelor CAD este de mare ajutor în aceste situații, mai ales când trebuie analizate zeci de variante posibile.

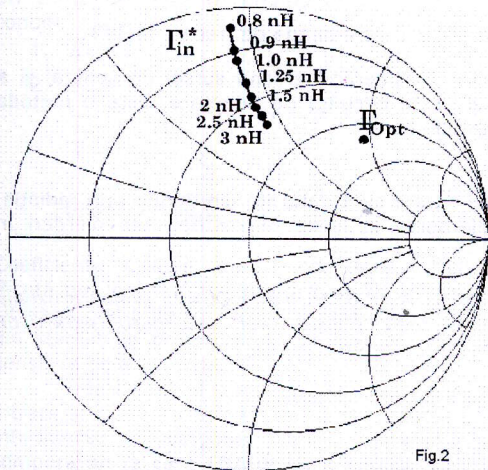


Fig.2

Așa cum menționam anterior, zgomotul unui LNA este dat de zgomotul tranzistorului, plus pierderile din circuitul de adaptare a intrării. Zgomotul tranzistorului într-o aplicație reală este dat de următoarea ecuație :

$$NF = F_{\min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_s - \Gamma_0|^2}{(1 + |\Gamma_0|^2) * (1 + |\Gamma_s|^2)}$$

Unde: $\frac{R_n}{Z_0}$ este rezistența de zgomot normalizată,

Γ_0 este coeficientul de reflexie optim pentru zgomot minim,

Γ_s este coeficientul de reflexie a sursei de semnal

4.4 Pierderile în circuitul de intrare

Pentru a ține pierderile în circuitul de intrare la minim, este necesar să se utilizeze elemente cu Q mare, iar numărul de elemente în circuitul de adaptare trebuie ținut la minimum necesar atingerii impedanței dorite.

Pierderile de inserție în circuitul de intrare depinde de valoarea coeficientului de calitate pentru inductanța ne încărcată (Q_u) și valoare reală în circuit (Q_l). Pentru calculul pierderilor se poate folosi relația:

$$IL = -20 \log \left[\frac{Q_u - Q_l}{Q_u} \right]$$

Factorul de calitate pentru circuitul ne încărcat ,

$$Q_u = \frac{L\omega}{R_s}$$

unde L este inductanța în H, $\omega = 2\pi f$, iar R_s este rezistența ohmică a circuitului în c.c.

Factorul de calitate pentru circuitul încărcat, Q_l depinde de impedanța circuitelor externe care șuntează circuitul de adaptare și are valori uzuale de la 1.1 la 18, funcție de topologia circuitului.

Q_l poate fi estimat în câteva moduri:

- Se măsoară banda de trecere la 3dB pentru LNA utilizând un analizor de rețea (considerând însă și contribuția circuitului de ieșire la selectivitatea globală) și utilizând formula :

$$Q_l = \frac{f}{B} \text{ unde: } f \text{ este frecvența de operare și } B \text{ este banda de trecere la 3dB}$$

- Un alt mod pentru a determina Q_l este considerând efectul sursei de semnal și a intrării tranzistorului aplicate în paralel peste circuitul de adaptare. Este o metodă estimativă care însă dă rezultate suficient de bune.

Alte pierderi care se mai produc în circuitul de intrare sunt datorate pierderilor prin radiație, pierderile în dielectricul condensatoarelor, pierderile în liniile microstrip, alte pierderi în cablajul imprimat

Exemplu: Pentru un circuit având $Q_u=100$ și $Q_l=1$, $IL=0.08\text{dB}$. Dacă $Q_u=25$ (valoare uzuală pentru un inductor multistrat) atunci $IL=0.35\text{dB}$ ceea ce este total inacceptabil pentru un LNA dotat cu un tranzistor de la care așteptăm un $NF < 0.5\text{dB}$.

Calculul inductanței unui inductor pe aer se poate face cu formula :

$$L = \frac{0.394 N^2 r^2}{9r + 10l}$$

Unde:

- N- Număr spire
- r - raza în cm
- l- lungimea bobinei în cm
- L inductanța

Q este maxim atunci când $l=2r$

Exemplu. 5 spire CuEm 0.4, $r=1\text{mm}$ $L\approx 20\text{nH}$, $Q= 100-200$

Circuitul de adaptare a impedanțelor la un LNA lucrând pe frecvențe sub 400MHz se realizează cu circuite discrete (capacități și inductanțe).

La frecvențe între 400MHz și 3GHz se folosesc linii de transmisie pe cablaj sau elemente discrete. Folosirea liniilor de adaptare pe cablaj (microstrip) permite un control foarte bun pentru elementele parazite de circuit însă necesită un cablaj cu pierderi foarte reduse și o execuție precisă. La frecvențe de sub. 1GHz liniile de adaptare pe cablaj sunt destul de lungi, ceea ce poate crea probleme în situația unor construcții miniaturale.

La peste 3GHz se folosesc aproape exclusiv numai circuite de adaptare microstrip. La aceste frecvențe elementele discrete prezintă rezonanțe parazite care fac dificilă utilizarea lor.

Utilizarea topologiei adecvate pentru rețeaua de adaptare este importantă. De obicei există câteva soluții care vor asigura transformarea de impedanță dorită. Trebuie să alegem rețeaua cu valori rezonabile, pierderi minime și cu caracteristica amplitudine-frecvență (bandă de trecere) adecvată.

Cu cât mai mare este diferența între cele două impedanțe ce trebuie adaptate cu atât mai mari sunt pierderile. Tranzistoarele GaAs FET uzuale au de regulă impedanțe de intrare rezonabile pe o bandă de frecvență de 2-3 octave. Trebuie menționat că tranzistoarele GaAs FET sunt construite să lucreze într-o anumită bandă de frecvență. Folosirea unui tranzistor construit pentru banda de 10GHz la frecvențe de 100MHz este o greșeală, adaptarea impedanțelor fiind dificilă în acest caz. Frecvența maximă de tranziție pentru tranzistoarele FET depinde de lățimea canalului grilei, cu cât acest canal este mai subțire cu atât frecvența de operare este mai mare.

4.5 Stabilitatea amplificatoarelor de RF:

Un tranzistor este *necondiționat stabil* dacă sunt îndeplinite simultan următoarele trei condiții:

1. $S_{11} < 1$

2. $S_{22} < 1$

3. $K = \frac{1 + |D|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1$

unde $D = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

Coeficientul K, este numit și coeficientul Rollett. Verificarea criteriilor de stabilitate trebuie făcută nu doar la frecvența la care se intenționează să se folosească LNA-ul respectiv ci pe întreaga gamă de frecvență la care LNA-ul are câștig pozitiv. Verificările trebuie făcute încă din stadiul de proiectare și simulare pe calculator pentru a vedea unde sunt frecvențele sensibile de autooscilație.

Odată LNA-ul construit, în mod normal prototipul se testează cu diferite sarcini la intrare și ieșire (prin montarea unor tunere) pentru a se determina dacă amplificatorul este într-adevăr necondiționat stabil. Verificarea stabilității se face și pe întreaga gamă de temperaturi la care LNA-ul va fi expus în timpul funcționării. Pentru LNA-uri destinate să funcționeze în exterior pe antene directive, testarea se face cu temperaturi de la -40°C la +85°C. Pericolul cel mai mare de autooscilații este la temperaturi scăzute, pentru că se produce o creștere naturală a câștigului amplificatorului.

Verificarea stabilității pentru prototipul construit se poate face folosind una din următoarele metode :

- Cu un analizor de spectru (de departe cea mai sigură și comoda metodă)
- Cu ajutorul unui mW RF

Astăzi se lucrează cu tranzistoare cu frecvența maximă de operare din ce în ce mai ridicată, un tranzistor cu $f_T > 60\text{GHz}$ nefiind o noutate. Aceasta ridică însă probleme legate de aparatura folosită pentru a depista autooscilațiile, în situația când autooscilațiile sunt pe frecvențe foarte înalte.

Producerea autooscilațiilor are ca efect, în majoritatea cazurilor, saturarea amplificatorului. Aceasta afectează puternic câștigul amplificatorului ca și factorul de zgomot.

Creșterea stabilității se face prin schimbarea adaptării la intrare și ieșire, afectând atât cifra de zgomot cât și câștigul amplificatorului. O alta metoda simplă recurge la înserierea în circuitul drenei a unei rezistențe de valoare mică ($< 15\Omega$). Efectele asupra cifrei de zgomot sunt minime, singurul efect negativ fiind reducerea P_{1dB} și creșterea ușoară a distorsiunilor de intermodulație.

Sigur că exista o limita până unde se poate merge cu compromisurile cerute de menținerea stabilității și ca în orice situație, trebuie să avem în vedere care sunt condițiile reale de funcționare ale amplificatorului și ce fel de impedanțe pot fi prezente la intrare.

Impedanța de ieșire este de regula constantă, problema fiind impedanța de intrare, care poate varia în limite destul de largi în special la echipamentele mobile.

Cu grijă se pot folosi și amplificatoare ce sunt doar *condiționat stabile*, pentru aceasta fiind necesar să vedem ce combinații de impedanțe trebuie să evităm a fi folosite la intrare și ieșire. Trasarea cercurilor de stabilitate pentru un LNA este de mare utilitate pentru că permite vizualizarea zonelor de impedanță nestabile pe diagrama Smith.

Cercurile de stabilitate se pot trasa pe diagrama Smith pornind de la parametrii S. Raza și centrul cercului de stabilitate este data de:

$$R = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |D|^2} \right|, \quad C = \frac{(S_{11} - DS_{kk}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |D|^2}, \quad \text{cu } * \text{ fiind notată valoarea conjugată}$$

Unde:

Port	ii	kk
Output	22	11
Input	11	22

Atunci când cercurile de stabilitate sunt în afară diagramei Smith, amplificatorul este necondiționat stabil. Atunci când cercul intersectează diagrama, porțiunea intersectată este instabilă.

Alte cauze care pot influența stabilitatea amplificatoarelor în special la frecvențe din domeniul microundelor sunt elementele parazite de circuit. La frecvențe de peste 400MHz, elementele parazite pot compromite un amplificator ce ar fi trebuit să fie în mod normal stabil. Elementele parazite de circuit sunt atât capacitățile parazite între componente și trasee dar și capacitățile și inductanțele parazite ale elementelor pasive folosite. Să mai amintim și efectul ecranului sau cutiei folosite, care în anumite condiții poate compromite izolarea intrare-ieșire a amplificatorului și implicit vor rezulta oscilații.

4.6 Polarizarea tranzistoarelor GaAs FET

Amplificatoarele de RF ce lucrează pe frecvențe de peste 400MHz folosesc în marea majoritate tranzistori GaAs FET. Dacă polarizarea unui tranzistor bipolar nu ridică nici un fel de probleme, la tranzistorii cu efect de câmp e un pic mai complicat.

Actualmente se fabrică două tipuri de tranzistoare GaAs FET: mai vechile tranzistoare Depletion Mode (cu sărăcire) și mai noile tranzistoare Enhancement Mode (cu îmbogățire). Exista două modalități de polarizare a tranzistoarelor GaAs FET:

Tranzistoarele Depletion necesită o tensiune de polarizare negativă pe grila în raport cu sursa, în timp ce tranzistoarele Enhancement necesită o tensiune de polarizare pozitivă. Amplificatoarele de semnal mic lucrează de regulă în clasă A, operarea în clasa AB fiind atipică și poate apare numai când se lucrează aproape de punctul de compresie. Există două moduri de a polariza tranzistoarele GaAs FET:

- Polarizare cu o rețea pasivă
- Polarizare activă

Polarizarea cu rețea pasivă, așa cum se arată în figura 1a, necesită o sursă negativă de tensiune în situația tranzistoarelor depletion pentru a polariza grila sau o rezistență în sursă ca în figura 1b. Rezistența din sursă este poate o soluție simplă însă la frecvențe mari decuplarea necesară ridică probleme din cauza elementelor parazite care pot afecta grav stabilitatea unui amplificator. Din acest motiv în marea majoritate a cazurilor, la amplificatoare cu frecvența de lucru de peste 400MHz se preferă conectarea la masă a sursei. Aceasta deși soluția ultimă are dezavantajul utilizării unei surse de tensiune negativă. În plus, este necesară secvențierea aplicării surselor de alimentare pentru a se evita distrugerea tranzistorului. Practic, sursa negativă ce se aplica pe grila este prima care trebuie să apară și ultima care dispare. În lipsa sursei negative, tranzistorul tinde să ia curentul maxim I_{DSS} ceea ce poate duce la distrugere.

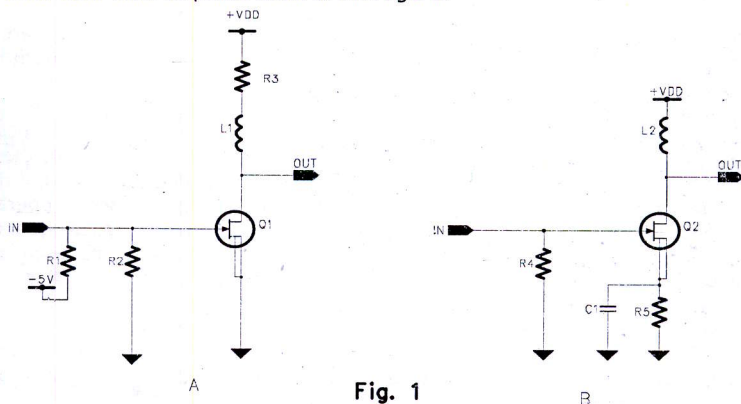


Fig. 1

În situația folosirii unor tranzistori GaAs FET Enhancement, nu e necesară o sursă de tensiune negativă și implicit nici secvențierea surselor de alimentare. Trebuie remarcat că la tranzistorii GaAs FET, pe măsura ce puterea de excitație crește și puterea de ieșire se apropie de P_{1dB} , apar curenți de grilă care pot ajunge la zeci sau sute de μA . La tranzistorii de putere mai mare se ajunge chiar și la câțiva mA. În situația când rezistențele din circuitul de polarizare sunt mari, din cauza curenților de grilă apar căderi de tensiune pe rezistențe și aceasta duce la modificarea punctului static de funcționare a tranzistorului. Fenomenul este util până la un punct, pentru că se mărește curentul de drenă și implicit crește și P_{1dB} însă odată depășită o anumită limită apare o degradare a performanțelor.

Polarizarea cu rețele pasive are un dezavantaj major la GaAs FET-uri: dispersia mare între tensiunile de tăiere a acestor tranzistoare duce la neuniformitatea rezultatelor și în unele cazuri la necesitatea ajustării individuale a curentului pentru fiecare tranzistor. Dacă acest lucru este ușor de făcut atunci când se construiește un prototip, devine imposibil atunci când se lucrează în serii mari.

Polarizarea activă așa cum se vede în fig 2 este o soluție care asigură repetitivitate, prin folosirea unui generator de curent constant. Rețeaua asigură automat tensiunea necesară în

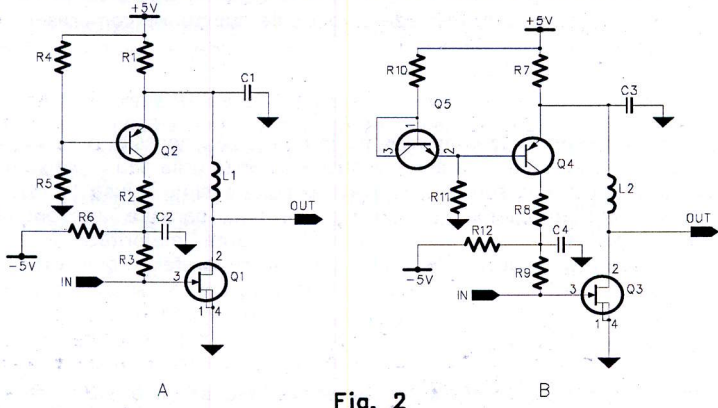


Fig. 2

grilă pentru a se obține curentul de drenă prestabilit. În plus este foarte ușoară și asigurarea unei compensări termice pe o gama largă de temperatură așa cum se vede in fig. 2b. unde Q5 este folosit ca senzor de temperatură.

Polarizarea activă va menține însă curentul constant atunci când tranzistorul este folosit aproape de punctul de compresie. Practic, se vor pierde câțiva dB atât în ceea ce privește P_{1dB} cit și $IP3$, pentru că creșterea curentului de drena nu se mai produce odată cu creșterea semnalului aplicat la intrare. Ca soluție, în cazul în care se va folosi amplificatorul aproape de punctul de compresie se poate recurge la creșterea curentului de drena la care e operat tranzistorul. Dacă eficiența energetică nu e o problemă atunci metoda se poate aplica ușor. O alta probleme poate apare atunci când se lucrează cu tensiuni foarte joase și căderea de tensiune de pe rezistentele R1 sau R7 (fig.2) devine un procent mare din tensiunea de alimentare. În mod tipic căderea de tensiune pe acest rezistor este de ordinul a 0.2-0.4V pentru a se asigura o stabilizare eficientă a curentului de drena. La tensiuni de ordinul a 2.7-3.3V ar trebui sa nu fie o problema, însă dacă se operează la 1.8V atunci pot apare probleme. La aplicațiile mobile trebuie luat în considerație și curentul necesar în rețeaua de polarizare.

În Fig. 2 nu a fost arătat și circuitul de adaptare complet însă trebuie menționat că inductorii L1 si L2 fac parte din circuitul de adaptare. Condensatorii C1, și C3 trebuie să asigure decuplarea pe o bandă extinsă de frecvență, nu doar la frecvența de lucru.

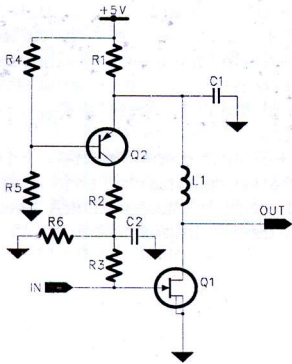


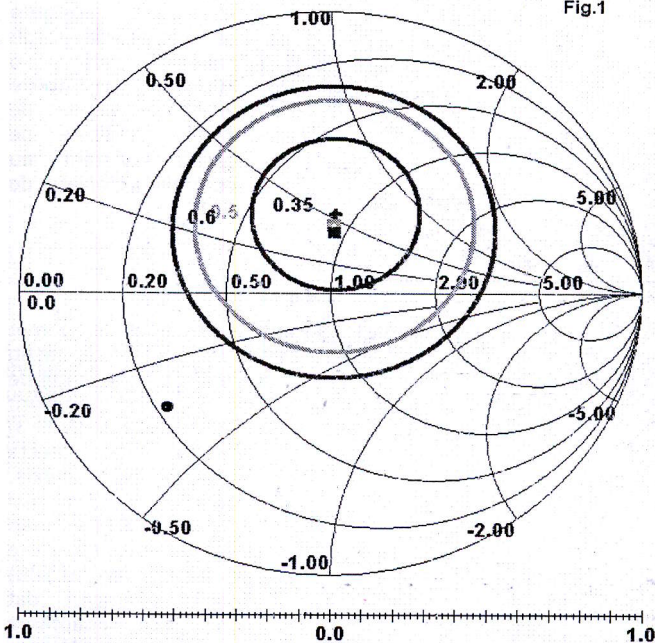
Fig. 3

Decuplarea trebuie sa fie eficace și la frecvențe de ordinul a 1MHz pentru ca performanțele $IP3$ să nu fie afectate. Se previne de asemenea și pătrunderea zgomotului din circuitul de polarizare activă în amplificator. Practic se utilizează doi condensatori in paralel, 0.1uF și 22pF pentru amplificatoare ce lucrează sub 2.4Ghz. Rezistentele R6 si R12 asigură un curent de menținere în tranzistorul bipolar. Pentru a se asigura o operare stabila curentul prin acest rezistor trebuie sa fie de min. 100μA, putând ajunge până la 1mA. R3 si R9 asigură limitarea curentului maxim de grilă și trebuie sa aibă valori suficient de mari pentru a nu afecta impedanța de intrare. Valorile uzuale sunt de la 100Ω la 22K. Figura 3 arată un circuit de polarizare activă pentru tranzistoare Enhancement Mode. Se observă lipsa polarizării negative.

4.7 Construcția circuitelor de adaptare a impedanțelor pentru un LNA

În cele ce urmează va fi prezentată metodologia pas cu pas necesară construcției circuitelor de adaptare intrare/ieșire pentru un amplificator de zgomot mic lucrând pe frecvența de 1.3GHz. Tranzistorul folosit este de tip ATF-54143 însă metoda este aceeași și pentru alte frecvențe sau tranzistoare. Unul din cele mai versatile programe pentru simulare liniară de circuite este ANSOFT DESIGNER, disponibil și în versiunea SV (Student Version) gratuit de pe site-ul firmei. Deși limitată în funcțiuni, versiunea oferă o excelentă cale pentru a exersa pe un produs devenit un standard industrial. Probabil cea mai bună parte a acestui pachet de programe este așa numita "Smith Tool" care permite construcția circuitelor de adaptare pentru un LNA. Se pornește cu alegerea setului de parametri S, pentru curentul și tensiunea de drenă (colector) dorită. Alegerea curentului și tensiunii la care va funcționa tranzistorul este de maximă importanță pentru performanțele la intermodulații ale amplificatorului.

Fig.1



Pentru fiecare curent de drenă sau tensiune de drenă fabricanții de semiconductoare asigură seturi de parametri S. Pentru exemplul de mai sus tranzistorul este polarizat la 2V/60mA. Uneori, după realizarea LNA-ului se poate recurge la ajustarea ușoară a curentului de drenă pentru a se obține adaptarea optimă cu circuitele de adaptare în vederea minimizării zgomotului și a reflexiilor.

Fig.1 reprezintă cercurile de zgomot constant pentru acest tranzistor pentru punctul static dat, la frecvența de 1.3GHz. Diametrul cercurilor de zgomot este dat de valoarea rezistenței normată de zgomot R_n a tranzistorului. Cu cât valoarea este mai mică (în

cazul de față 0.04) cu atât diametrul e mai mare. Rezultă deci că acest parametru este o măsură a sensibilității tranzistorului la dezadaptări. Cu cât cercurile sunt mai mici, cu atât adaptarea necesară este mai critică pentru a se obține zgomotul minim.

În cazul de față avem de a face cu un tranzistor deosebit de permisiv, în privința adaptării impedanțelor.

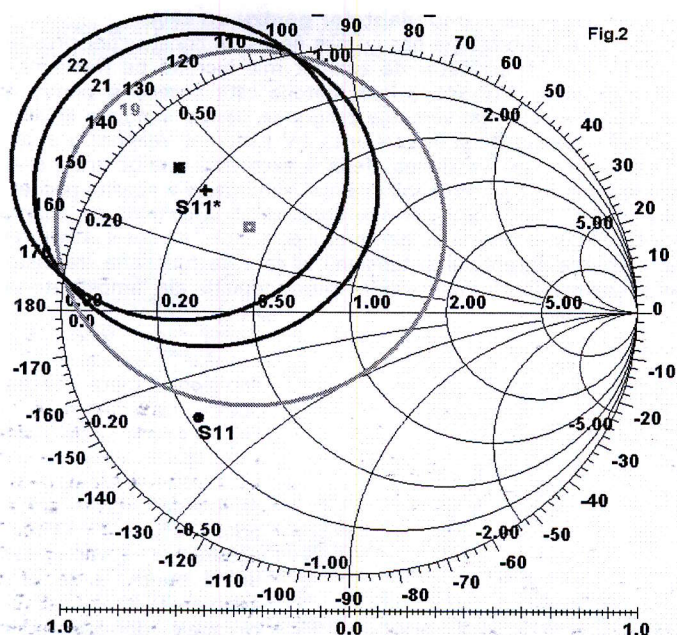
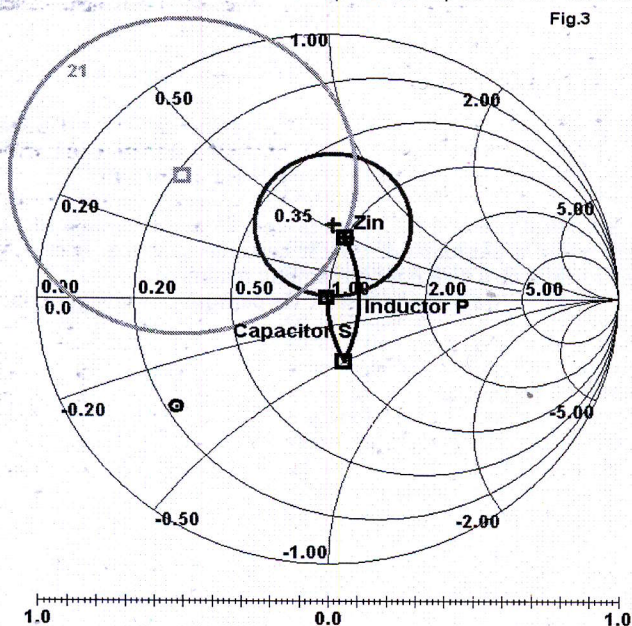


Fig.2 arată cercurile de câștig constant pentru acest tranzistor. Altfel spus tranzistorul asigura un câștig de 21dB dacă vede o impedanță la intrare aflată în cercul de 21dB. Cercurile de câștig constant au centrele apropiate de S11*

Pașul următor îl constituie trasarea pe aceeași diagramă a cercurilor de zgomot și câștig constant. Pentru simplificare în fig.3 au fost reprezentate numai cercul de câștig constant 21dB și cercul de zgomot constant 0.35. Este evident că la alegerea impedanței de intrare Zin pe care se va face adaptarea de impedanță trebuie făcute niște compromisuri. Problema în acest caz particular o reprezintă faptul că Zin este destul de departe de S11* și



aceasta va afecta pierderile de reflexie. Plasarea lui Zin mai aproape de S11 va mari înşă zgomotul (se trece de cercul de 0.5dB) Pentru exemplul dat vom face adaptarea pentru zgomot minim. Circuitul de adaptare se realizează plecând dinspre sursă, din centrul diagramei (50Ω), cu un condensator serie de-a lungul cercului de rezistenţă constantă. Urmează apoi un inductor în paralel (de-a lungul cercului de admitanţă constantă) până în punctul Zin. Avem în acest fel un circuit de adaptare preliminar pentru intrare.

Pasul următor (fig.4) îl constituie realizarea circuitului de ieșire. Cea mai simplă metoda ar fi sa se pornească de la S_{22}^* însă vor apare unele erori cauzate de faptul că nu exista o izolare perfectă între intrarea și ieșirea tranzistorului ($S_{12} \neq 0$) și prin urmare circuitul de intrare afectează impedanța de ieșire optimă ce trebuie adaptată (și viceversa). Se poate demonstra că este posibilă găsirea unei soluții optime, care va asigura o adaptare simultană satisfăcătoare pentru ambele circuite.

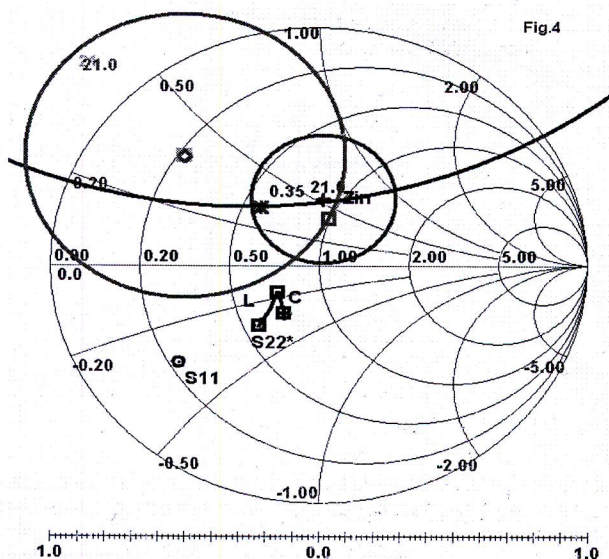


Fig.4

Programul ANSOFT permite cu ajutorul Smith Tool sa se "mapeze" impedanța de ieșire la care trebuie ajuns pentru o impedanță de intrare data. Practic se generează cercul de câștig constant de 21dB pentru ieșire și Smith Tool permite corelarea automata a impedanțelor pentru circuitul de intrare și cel de ieșire. Se observă că mișcând punctul Zin de-a lungul cercului de zgomot constant de 0.35dB se obțin puncte corespunzătoare pe cercul mare care reprezintă

cercul de câștig constant de 21dB pentru ieșire. Se plasează cursorul în dreptul punctului inițial Zin și se observă marcajul de pe cercul mare (aferent S_{22} ce trebuie adaptat). Pasul următor îl reprezintă găsirea S_{22}^* prin simetrie. Acesta este punctul ce trebuie adaptat la impedanța de ieșire de 50Ω. De data asta plecam dinspre tranzistor spre centrul diagramei. Din nou avem un inductor paralel (care va fi folosit și ca bobină șoc pentru aplicarea tensiunii de drenă) și un condensator serie.

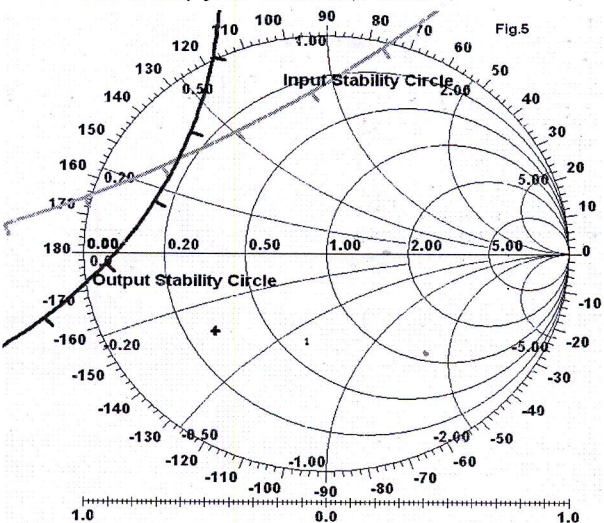


Fig.5

Pasul următor (fig.5) îl reprezintă trasarea cercurilor de stabilitate pentru intrare și ieșire. Interiorul cercurilor reprezintă zona instabilă. Se observa ca exista impedanțe de intrare și ieșire pentru care amplificatorul nu este stabil. În acest caz atunci antena ar prezenta un SWR de cca. 4, amplificatorul poate oscila. Pentru ieșire e nevoie de o impedanță și mai mică, deci SWR și mai mare, pentru a duce amplificatorul în zona instabilă. Acesta este deci un amplificator condiționat stabil și în mod normal poate fi folosit fără pericol de autooscilații. Trebuie

menționat că verificarea stabilității trebuie făcută pe întreaga gama de frecvență unde amplificatorul are câștig. Pentru ușurință se poate trasa un grafic cu factorul de stabilitate K,

K Rollet

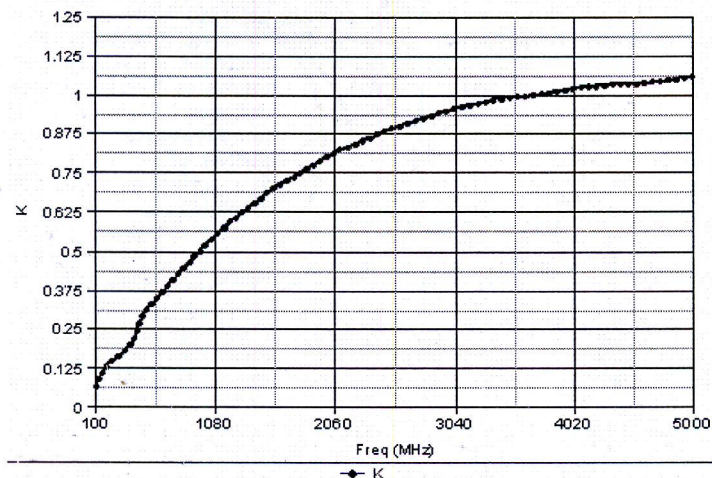


Fig. 7

pentru a vedea unde $K < 1$. Să nu uităm că dacă la frecvența de rezonanță impedanța antenei va fi foarte apropiată de 50Ω , lucrurile se schimbă dramatic pentru alte frecvențe și amplificatorul poate fi instabil din această cauză.

Schema din fig.6 reprezintă topologia și valorile la care s-a ajuns pentru circuitele de adaptare. Se remarcă absența circuitelor de polarizare schema fiind pasivizată pentru simularea liniară.

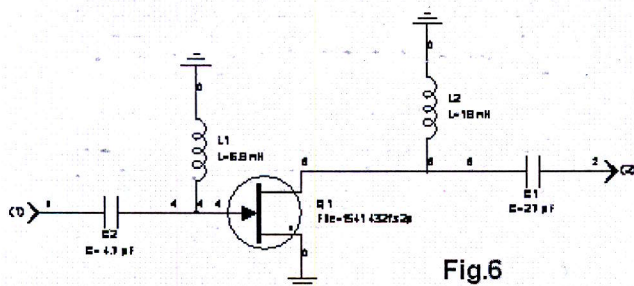


Fig.6

FREQ [GHz]	NF dB	S11	S12	S21	S22
1.30	0.28	-3.35	-24.49	21.07	-10.14

Rezultatele simulării arată valorile din tabel. Așa cum era de așteptat factorul de zgomot este foarte bun însă pierderile de reflexie la intrare sunt modeste (numai -3.3dB). Prudența ne îndeamnă să facem o ultimă verificare a stabilității amplificatorului pe o bandă largă de frecvență.

Rezultatul arată puțin încurajator, pe un spectru mare de frecvență amplificatorul fiind potențial instabil. Din fericire există câteva lucruri simple pe care le putem face pentru a îmbunătăți atât S11 cât și stabilitatea.

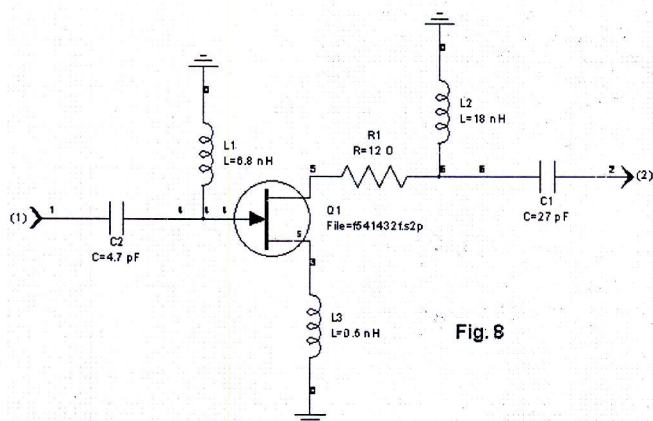


Fig. 8

Se poate înseria în sursa un inductor de valoare foarte mica (ca în fig.8) care deplasează S11 mai aproape de punctul Zin. De asemenea se poate adăuga o rezistență de 12Ω în serie cu drena care va îmbunătăți stabilitatea. Rezultatele simulării sunt în aceste condiții:

FREQ [GHz]	NF dB	S11	S12	S21	S22
1.30	0.29	-13.8	-22	17	-11.9

Se observă afectarea minimală a NF și o oarecare scădere a amplificării (17dB față de 21dB) însă îmbunătățirea substanțială a adaptării la intrare (-13.8dB față de -3dB). O oarecare degradare se produce și în ceea ce privește IP3, din cauza rezistenței din drena care limitează curentul prin tranzistor.

Verificăm stabilitatea în aceste condiții:

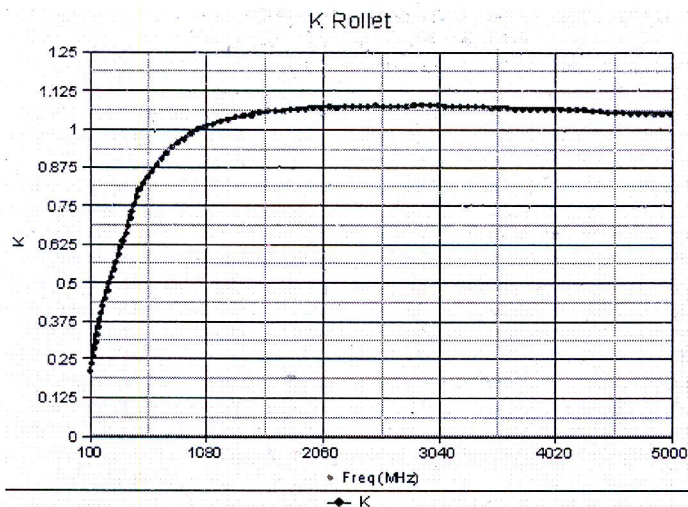


Fig. 9

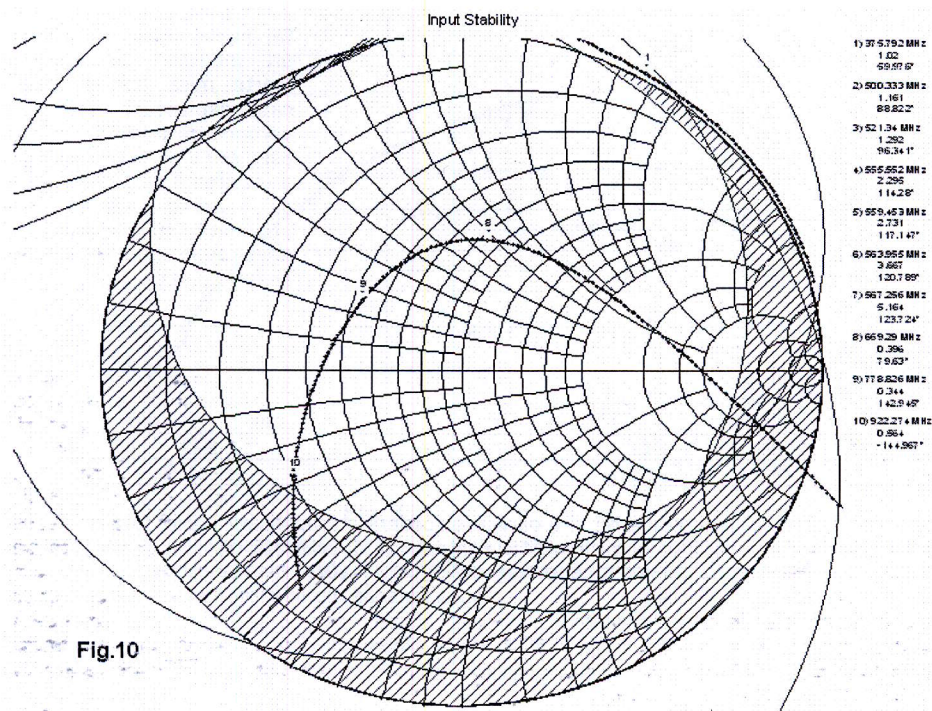


Fig.10

Se observa și îmbunătățirea substanțială a stabilității, de data aceasta la 1.3GHz amplificatorul este necondiționat stabil. Va trebui să avem însă grijă ce sarcina vede amplificatorul la frecvențe sub 1GHz pentru a menține stabilitatea.

Câteva mențiuni despre inductorul din sursă. La frecvențe mari este suficientă o valoare foarte mică, în cazul de față 0.5nH. Tranzistoarele FET de acest gen au două terminale pentru sursă pentru a se minimiza inductanța parazită. Practic în acest caz se înșierază pe fiecare terminal 1nH, realizat cu o linie scurtă pe cablaj (1-1.3mm lungime și 0.2-0.3mm lățime). Stabilitatea la frecvențe joase este afectată și de impedanța văzută în grilă la frecvențe joase. Prin dimensionarea adecvată a circuitului de polarizare a grilei se poate îmbunătăți stabilitatea amplificatorului și la frecvențe joase. Diagrama Smith din fig.10 arată cercurile de stabilitate în planul de intrare. Liniile curbă care se vede în zona centrală a diagramei este locul geometric al centrelor cercurilor de stabilitate pentru frecvențe de la 300 la 1000MHz, zona determinată anterior ca fiind mai sensibilă pentru acest amplificator. Zona hașurată reprezintă zona instabilă, respectiv impedanțe ce trebuie evitate la intrare pentru a păstra stabilitatea. O ultimă mențiune despre cercurile de stabilitate :

- în mod normal zona internă a cercului de stabilitate este zona instabilă
- atunci când însă cercul de instabilitate conține centrul diagramei Smith, zona instabilă este în afara cercului.

În fig.11 este prezentată schema completă cu circuitul de polarizare activ pentru amplificatorul de 1.3GHz.

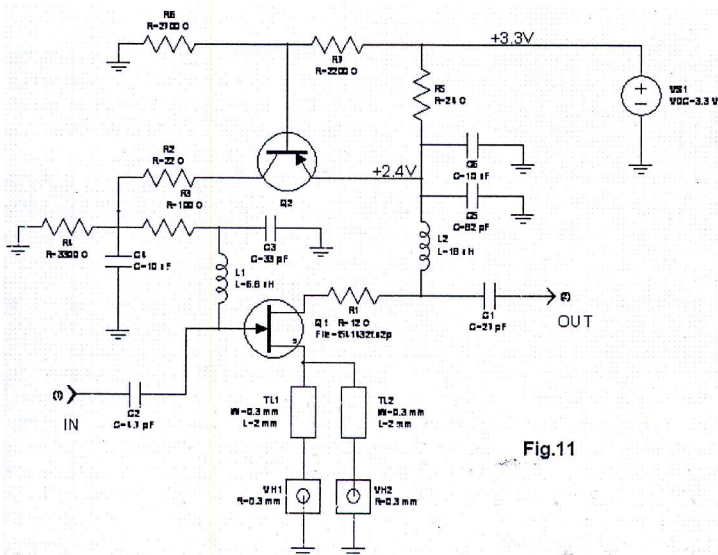


Fig.11

Se observă liniile de transmisie din cele două surse, cu lungimea de 2mm fiecare și lățimea de 0.3mm. Conectarea la masă se face prin două via de 0.6mm diametru.

Metoda prezentată este valabilă pentru orice frecvență și asigură rezultate foarte apropiate de cele obținute în practică. Diferențele care apar sunt legate de omiterea din simulare a unor

capacități și inductanțe parazite. Modul de realizare a cablajului imprimat are de asemenea o mare importanță. La frecvențe de peste 1GHz devine utilă folosirea parametrilor S și pentru condensatori și inductanțe. Programele moderne de simulare pot lua în considerare și interacțiunile electromagnetice între traseele de cablaj.

Polarizarea tranzistorului precum și nivelul distorsiunilor armonice se poate analiza cu ajutorul programelor de analiza neliniară.

Bibliografie:

1. Chris Bowick RF Circuit Design Newnes 1997
2. Ulrich Rohde Communications Receivers McGraw-Hill 2001
3. Ulrich Rohde RF/Microwave Circuit Design... J. Wiley & Sons 2000
4. Guillermo Gonzales Microwave Transistor Amplifiers Prentice Hall 1997
5. Vendelin, Pavo, Rohde Microwave Circuit Design J. Willey & Sons 1990
6. K. McClaning, Tom Vito Radio Receiver Design Noble Publishing 2000
7. W. Sabin, HF Radio Systems & Circuits Noble Publishing 1998
8. Complete Wireless Design Cotter Sayre McGraw Hill, 2001
9. J. Laskar Moder Receiver Front Ends J. Wiley & Sons 2004
10. P. Vizmuller RF Design Guide Artech House 1995
11. K. Chang RF and Microwave Wireless Systems J. Wiley & Sons 2000
12. L. Besser Practical Rf Circuit Design for Modern Wireless Systems, Active Circuits and Systems Artech House 2003
13. "900 and 2400MHz Amplifies Using the AT3 Series Low Noise Silicon Bipolar Transistors" AN 1085 Agilent Technologies
14. "S-Parameter Design" AN 154 Agilent Technologies
15. Dale D. Henkes LNA Design Uses Series Feedback Applied Microwave & Wireless
16. "S-Band Low Noise Amplifier" Agilent Technologies AN G004
17. ***** DUBUS Technik V DUBUS Verlag 1998

5. Mixere de recepție

Mixerul este unul din etajele de bază în aparatura de telecomunicații și în cea de măsură, fiind capabil să asigure translația 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.

5.1 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 45dBm 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 +16dB.
4. **Factorul de zgomot.** Într-un mixer pasiv zgomotul va fi aproximativ 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 cifrei de zgomot pentru un mixer sunt de la 5dB la 15dB.
5. **Nivelul semnalului din oscilatorul local.** Reprezintă nivelul necesar din oscilator pentru care sunt asigurate performanțe optime la mixare. Valorile uzuale sunt de la -10dBm la +30dBm.
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 50dB.

5.2 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 așa cum este prezentat în fig. 1. Pe portul RF se aplică semnalul util, pe portul LO semnalul din oscilatorul local, iar ieșirea este la portul IF. 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

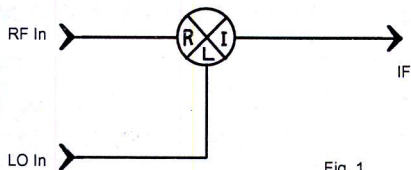


Fig. 1

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.

5.3 Mixere cu diode

Mixerele realizate cu diode folosesc fie neliniaritatea joncțiunii pentru mixare, fie principiul comutației. Neliniaritatea joncțiunii diodei este utilă de obicei la mixerele realizate pe frecvențe foarte ridicate ($>10\text{GHz}$). Mixerele cu diode în comutație sunt foarte întâlnite la frecvențe de ordinul 100KHz - 6GHz . Aceste mixere au avantajul simplității și performanțe deosebite de bune. La un mixer în comutație semnalul de la oscilatorul local trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura trecerea în starea de conducție, respectiv blocare a diodei.

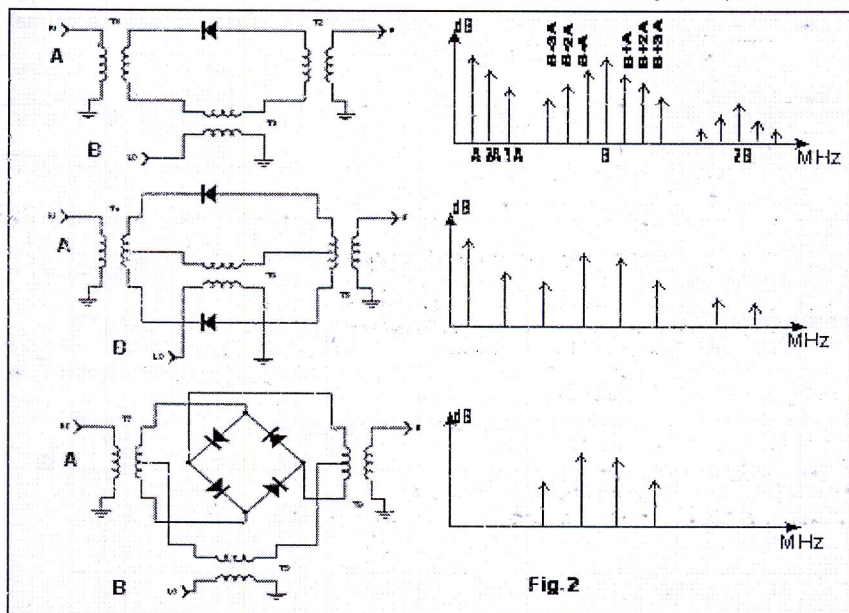


Fig. 2

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 2 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.

Dintre mixerele în comutație cu diode, cel mai popular este mixerul dublu echilibrat. Numărul mai redus de produse de mixaj parazite ca și izolarea interport net superioară față de celelalte mixere, îl fac deosebit de atractiv pentru constructorii de echipamente RF. La acest tip de mixere pierderile sunt aproape identice cu factorul de zgomot și au valori uzuale de la 5 la 8-9dB. De menționat că oscilatorul local trebuie să asigure o putere suficient de ridicată pentru a se asigura deschiderea completă a diodelor și implicit minimizarea

pierderilor. Performanțele la intermodulații depind foarte mult de puterea aplicată la portul LO.

Diodele folosite pentru mixere sunt de regulă 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 diode Schottky este $f=1/2\pi R_s C_{jo}$, asemenea diode putând lucra până la câțiva 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 din seria BATxx fabricate de Infineon (ex. Siemens Semiconductor), sau seria HSMS282x produse de Avago Technologies (ex. Agilent Semiconductor, ex. HP Semiconductor). Alte diode foarte bune pentru mixere sunt produse de Skyworks (ex. Alpha Semiconductor). Rezultate bune se pot obține și cu 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.

Câteva diode Schottky în capsule SMD, foarte populare, sunt prezentate în tabelele de mai jos :

Infineon Schottky Diodes

Tabel 1

Type	Max. Ratings		Characteristics ($T_A=25^\circ\text{C}$)			Pack	Mark	*
	V_R/V	I_F/mA	C_T/pF	V_F/mV	I_F/mA			
BAT14-03W	4	90	0.22	430	1	SOD-323	O	S
BAT14-099	4	90	0.22	430	1	SOT-143		D
BAT14-099R	4	90	0.22	430	1	SOT-143		Q
BAT15-04W	4	110	0.21	230	1	SOD-323	S8s	S
BAT15-099	4	110	0.21	230	1	SOT-143		D
BAT15-099R	4	110	0.21	230	1	SOT-143		Q
BAT17-04W	4	130	0.55	340	1	SOT-323	54	D
BAT64-04W	30	250	4	385	10	SOT-323	64	D
BAT64-07W	30	250	4	385	10	SOT-343	67	Q
BAT68-04W	8	130	0.75	320	1	SOT-323	84s	D
BAT68-07W	8	130	0.75	320	1	SOT-343	87	D
BAT68-08S	8	130	0.75	320	1	SOT-363	83s	
BAT114-099	4	90	0.22	580	1	SOT-143		D
BAT114-099R	4	90	0.22	580	1	SOT-143		Q

* S=Single, D=Dual, Q=Quad

Agilent Schottky diodes families

Tabel 2

Application	Type	Max. Ratings		Characteristics ($T_A=25^{\circ}\text{C}$)	
		V_R/V	I_F/mA	C_T/pF	$V_F(V)@I_F(mA)$
General purpose	HSMS-282x	15	340	1	0.7@30
Clipping/Clamping	HBAT-540x	30	800	3	-
High current	HSMS-270x	15	550	6.7	-
Low Flicker Noise	HSMS-281x	20	400	1.2	1@35
High V_R	HSMS-280x	70	400	2	1@15
Zero Bias Detector	HSMS-285x	-	150	0.3	-
High Frequency up to 14GHz	HSMS-286x	5	250	0.3	-

Alpha/Skyworks Schottky diodes

Tabel 3

Application	Type	Max. Ratings		Characteristics ($T_A=25^{\circ}\text{C}$)		Pack
		V_R/V	I_F/mA	C_T/pF	$V_F(V)@I_F(mA)$	
General purpose	SMS-3923-005	20	200	1	0.33@1	SOT-23
Detector	SMS-7621-005	2	150	0.22	0.25@1	SOT-23
Mixer Quad	SMS-3926-023	4	200	0.33	0.25@1	SOT-143
Mixer Quad*	SMS-3940-026	4	200	0.2	0.55@1	SOT-143

* Octo-Quad

Avantajul esențial al mixerelor cu diode 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).

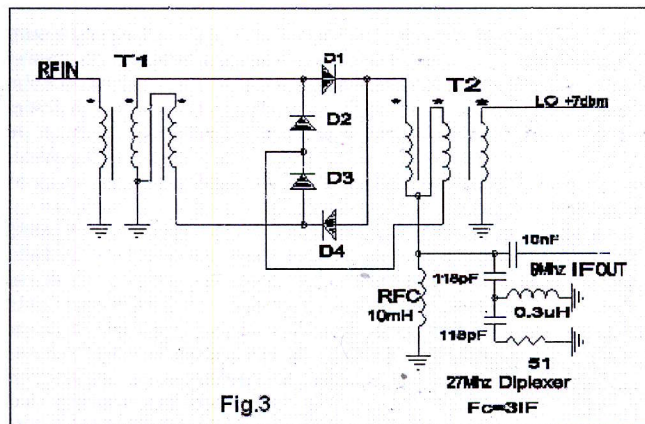


Fig.3

Dezavantajele sunt:

- 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 când sunt necesare performanțe foarte bune la intermodulații tensiunea necesară din oscilatorul local poate ajunge la +20... +30dBm, ceea ce poate fi dificil de realizat uneori).

O schemă tipică de mixer în comutație dublu echilibrat este prezentată în fig. 3.

Transformatoarele de bandă largă sunt realizate pe toruri de ferită cu diametrul exterior de 9-11mm, din material F4 -punct alb- (pentru frecvențe de la 1.5 la 30MHz), D41-punct bleu- (30-80MHz). Se bobinează 10 spire cu o linie realizată din trei fire torsadate din Cu Em 0.3, după care se face fazarea înfășurărilor conform notațiilor de pe schemă. Punctul de

intercepție IP3 este de 20dBm pentru un nivel din oscilator de 7dBm. O creștere a punctului de intercepție 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.d.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. Acest tip de diplexer este unul simplificat si nu asigura o terminație corecta la toate frecventele critice. 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

Cifra de zgomot si câștigul de conversie pentru mixere dublu echilibrate cu diode funcție de puterea injectată în portul LO

Tabel 4

LO Power (dBm)	NF (9dB)	Conversion Gain (dB)
-10	45.35	-45.2
-8	32.77	-32.53
-6	19.86	-19.3
-4	12.12	-11.32
-2	8.86	-8.06
0	7.27	-6.52
2	6.42	-5.7
4	5.86	-5.2
6	5.5	-4.85
8	5.32	-4.67
10	5.2	-4.55
12	5.1	-4.46
14	5	-4.39
16	4.92	-4.33
18	4.86	-4.3
20	4.82	-4.27

După cum se observa din tabelul 4, atât cifra de zgomot NF cit si câștigul de conversie sunt afectate de nivelul de injecție din LO. Un alt parametru care va fi afectat puternic de nivelul de injecție din LO este punctul de intercepție IP3. Ca regula generala la un mixer cu diode, este necesara o putere injectata in mixer la portul LO cu cel puțin 20dB mai ridicata decât semnalul aplicat la portul RF.

CIRCUIT

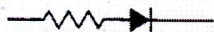
LO POWER FOR DB MIXERS (dBm)



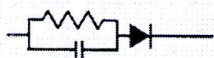
+7 to +13



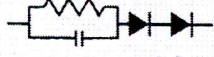
+13 to +24



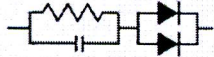
+13 to +24



+20 to +30



+20 to +30



+20 to +30

Fig. 4

Mixerele dublu echilibrate cu diode necesită puteri la portul LO care pot atinge +30dBm. Trebuie menționat ca puterea maximă ce se poate aplica unui mixer cu diode nu poate depăși un anumit nivel, dat de puterea maxima disipată de fiecare diodă. Cum diodele Schottky folosite in mixere sunt in general diode de semnal mic care nu suporta nici tensiuni si nici curenți prea ridicați, este necesara folosirea de diode in serie, paralel sau inserierea unor rezistente, ca in fig.4. Trebuie menționat de asemenea ca pentru

nivele mici este recomandabila utilizarea diodelor Schottky cu tensiune directa joasa (0.25V) in timp ce pentru cele de nivel mare este esențiala folosirea de diode cu tensiune directa medie sau mare (0.5-0.75V). Categorisirea mixerelor dublu echilibrate cu diode se face du-pa nivelul cerut din LO. Se poate vorbi astfel de un mixer de nivel 7 pentru un mixer ce

necesită +7dBm din LO sau de un mixer de nivel 17 pentru unul ce necesită +17dBm din LO.

Punctul de compresie P_{1dB} la intrare pentru un mixer cu diode este de regulă cu cca. 5-8dB mai redus decât semnalul injectat din LO, însă în mod normal mixerul trebuie operat cu semnale mult sub acest nivel pentru a se evita distorsiuni majore.

Punctul de desensibilizare la 1dB. Valoarea se refera la scăderea semnalului util la ieșirea din mixer cu 1dB atunci când se aplica simultan și un semnal parazit. De regula, la un mixer cu diode, aceasta valoare este cu 2-3dB mai mică decât punctul de compresie la 1dB.

Punctul de interceptie de ordinul trei IP_3 , depinde în mod esențial de nivelul de putere injectat din LO și are valori uzuale de la +15dBm pentru un mixer de nivel 7, la +40dBm pentru un mixer de nivel 30. În mod normal pentru diodele cu siliciu este cu cca. 14dB mai mare decât P_{1dB} . Punctul de interceptie este puternic afectat de impedanța pe care o vede mixerul cu diode la ieșire. Orice componentă reactivă pe frecvența IF sau armonice ale acesteia, ca și pe frecvența LO sau armonica a treia a LO, pot degrada punctul de interceptie.

Izolarea interport la un mixer dublu-echilibrat cu diode este data simetria transformatoarelor utilizate precum și gradul de împerechere a diodelor. Pentru o dioda Schottky dubla sau cvadrupla de tip BAT15-099 (sau BAT15-099R) nivelul de împrăștiere pentru tensiunea directă V_F este de sub 20mV, pentru întreaga gama de temperaturi de funcționare. Izolarea interport mai este afectată și de capacitățile parazite din mixer, izolarea fiind mai mică la frecvențe aflate la limita superioară de funcționare a mixerului. În cazul în care se folosesc diode separate pentru performanțe maxime, este necesară împerecherea diodelor.

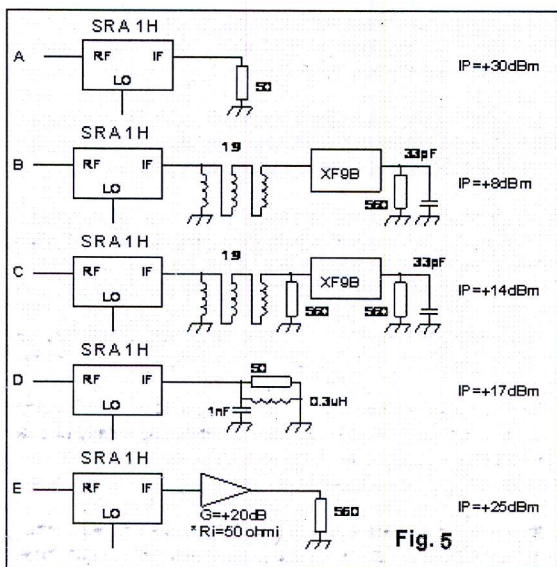
Puterea consumată de mixer. Atunci când se lucrează cu echipamente portabile, consumul de putere este un element deosebit de important. Un mixer pasiv nu consuma în mod direct însă puterea consumată de LO, în special în situația unui mixer de nivel mare, precum și etajul care precede mixerul și care de regula este un amplificator de nivel mare, trebuie luate în considerație la aplicații portabile.

Gama de frecvență pentru un mixer cu diode este data în principiu de transformatoarele utilizate. Limita inferioară de frecvență este data de materialul folosit pentru torurile de ferită și de inductanța minimă necesară a înfășurărilor. Limita superioară este data de pierderile din ferita folosită în transformatoare și de lungimea înfășurărilor folosite. La frecvența mari înfășurările transformatorului se comporta ca linii de transmisie și lungimea acestora devine un impediment.

Mixere subarmonice. Atunci când se lucrează pe frecvențe mai mari de 10GHz nu este foarte ușor să se construiască un LO cu zgomot foarte redus, în special dacă se dorește o acoperire în banda mai mare de 25% din frecvența de operare. În acest caz se recurge la mixere subarmonice, în care oscilatorul are 1/3 din frecvența necesară. Chiar dacă zgomotul oscilatorului este amplificat prin multiplicare cu $\log_{10}N$ (unde N este ordinul de multiplicare, iar rezultatul este în dB) la aceste frecvențe este mai comod de lucrat pe o frecvență mai joasă. A valoare tipică pentru câștigul de conversie la acest tip de mixer cu diode, este de -18dB, iar cifra de zgomot NF este de cca. 20dB. Un alt avantaj al acestei tehnici este nivelul de izolare ridicat între LO și porturile RF și IF ale mixerului.

5.4 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 având 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 560ohmi/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.5 prezintă performanțele obținute de un mixer SRA 1H (MINI-CIRCUITS) cu o valoare de cca. 14\$, la diferite sarcini de ieșire. Se observă la schema B că IP_3 -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 (IP_3) față de mixer. Trebuie reținut faptul că într-un

montaj real rareori se va putea obține valoarea IP -ului dată în catalog pentru sarcină rezistivă.

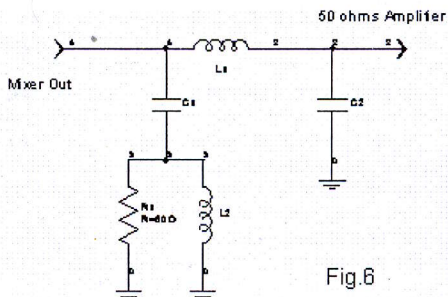
5.5 Mixere cu terminație nesenzitivă.

Terminația pur rezistivă pe un spectru mare de frecvență la un mixer cu diode este esențială în obținerea unor performanțe apropiate de datele de catalog. O terminație reactivă are ca efect, printre altele, reflexia de energie dinspre sarcina înapoi către mixer care poate duce la împingerea diodelor în zona neliniară. În plus transformatoarele de banda largă folosite în mixere funcționează defectuos pe sarcini reactive. Practic este destul de dificil de asigurat o sarcină pur rezistivă pentru un mixer din cauza cerinței de a se asigura selectivitatea imediat după mixer și implicit utilizarea unui filtru. Filtrele sunt notorii pentru variațiile mari de impedanță pe care le pot avea în afara benzii de trecere. Practic se poate conta pe impedanța nominală (fie ea 50Ω, 330Ω, 560Ω sau mai mult) doar pe un spectru redus de frecvență, mixerul văzând la alte frecvențe decât IF, cum ar fi multipli impari ai IF, frecvența LO sau armonice impare ale acestuia precum și pe celalalt produs de mixaj (în imagine) care nu e utilizat, impedanțe total diferite de 50Ω. Diverse soluții au fost imaginate de-a lungul timpului, unele fiind patentate cum ar fi patentul U.S. No.4224572 (Adams-Russell-1980 acum expirat) care folosește o structură echilibrată cu două mixere în inel într-o structură echilibrată.

5.6 Folosirea unui circuit diplexor

Un diplexor asigură o impedanță bine determinată pe o gamă largă de frecvență și este realizat din elemente LC.

Există mai multe topologii posibile, în figura 6 fiind prezentată o schemă tipică. Este o combinație de filtre trece jos-trece sus. Schema se poate utiliza în configurația indicată atunci când imaginea IF este mai mare decât IF. Dacă se lucrează cu up-



converter intrarea și ieșirea trebuie inversate.

Valoarea componentelor se calculează ținând cont că reactanța acestora să fie 70.7Ω la frecvența F_{co}

$$\text{Unde } F_{co} = \sqrt{F_{IF} * F_{IF_img}}$$

Schema prezentată asigură o impedanță constantă pe o gamă largă de frecvențe, de la 1MHz la mai mult de 100MHz.

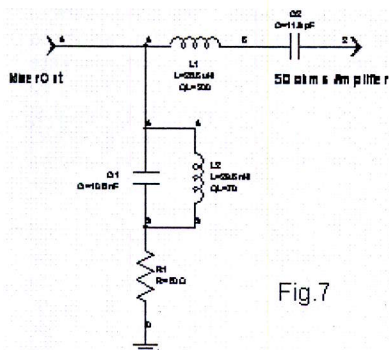


Fig.7

Un alt diplexer este prezentat în fig.7 și cu valorile arătate, funcționează cu o frecvență intermediară de cca. 9MHz dacă frecvența intermediară imagine este mai mare decât frecvența intermediară folosită. Pentru up-converter se inversează intrarea cu ieșirea.

Diplexoarele se pot folosi cu eficiență maximă numai atunci când schema de mixaj folosită este totdeauna aceeași (fie infradină fie supradină), sau trebuie imaginată o metodă de a comuta două diplexoare funcție de soluția de mixaj folosită. În cel mai rău caz se asigură o terminatie corectă numai pe armonica a treia a IF, ca în figura 3.

5.7 Amplificator post-mixer

Altă soluție pentru a face mixerul nesenzitiv la sarcină o reprezintă utilizarea unui amplificator RF de nivel mare, de bandă largă. Acest amplificator va avea o impedanță bine determinată pe o bandă mare de frecvență, ce include frecvențele periculoase menționate anterior. Un asemenea amplificator trebuie să aibă un zgomot propriu redus și să poată funcționa cu semnale mari fără să producă intermodulații deranjante. Problema cea mai mare nu o reprezintă în mod neapărat semnalele RF perturbatoare ce însoțesc semnalul util (care e drept pot fi foarte mari) însă mai degrabă scurgerile LO prin mixer la portul de ieșire IF. Dacă se lucrează cu un mixer de nivel 17 și atenuarea la portul IF este de 27dB vom avea în mod permanent un semnal de -10dBm care va încălca amplificatorul de după mixer. Din aceste considerente amplificatorul folosit trebuie să aibă un câștig redus (cca. 6-8dB) și să aibă un punct de compresie la ieșire de min. +15 la +18dBm. În mod clasic se folosesc pentru amplificatorul post mixer, circuite cu reacție negativă puternică (eventual un amplificator Norton). Schema prezentată în fig.8 arată un mod de soluționare a cuplării sarcinii la ieșirea

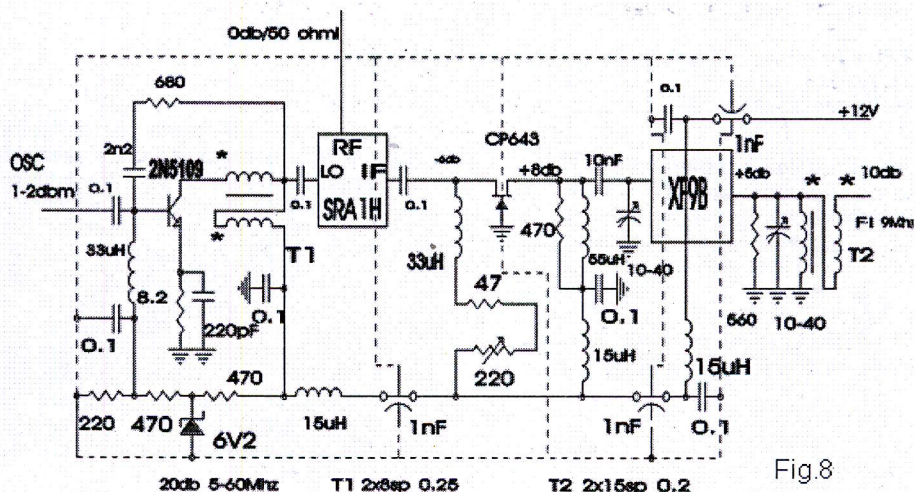
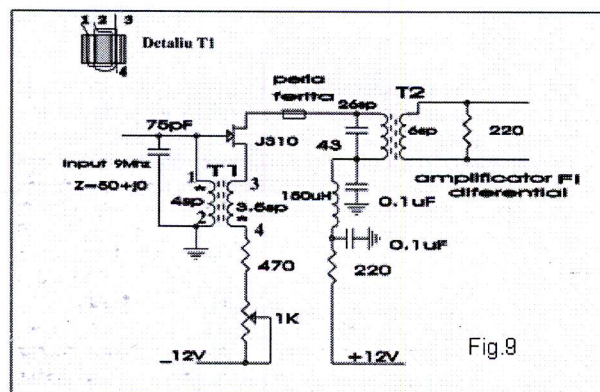


Fig.8

mixerului, cât și modul de obținere a puterii 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 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. 9. 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

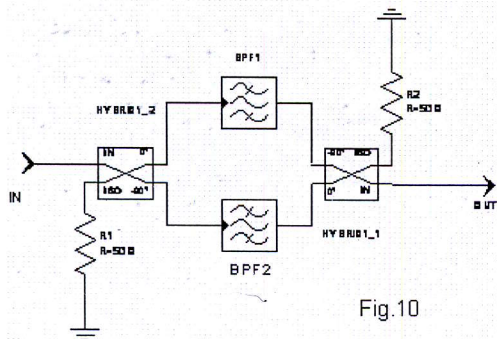
realizează pe un miez cu două găuri F4, trafo.T2 se poate realiza pe un tor de ferită F4 cu diametrul de 8-10mm, numărul de spire fiind dat orientativ, esențial fiind raportul înfășurărilor.

Această structură de amplificator nu este cea mai indicată pentru tranzistoare FET. Datorită caracteristicii pătratice a funcției de transfer la un FET, o cantitate mare de armonici pare va fi injectată în grila având ca rezultat creșterea puternică a nivelului armonicilor la ieșire. Un tranzistor bipolar va da rezultate mai bune din punct de vedere al armonicilor generate având în vedere caracteristica exponențială a acestora într-o asemenea schemă însă polarizarea bazei este ceva mai complicată.

5.8 Filtre în structură echilibrată.

Soluția folosită într-un receptor AEG-Telefunken din anii '80 este destul de costisitoare, întrucât folosește două filtre cu cristal de mare selectivitate. Cele două filtre sunt montate

într-o structură echilibrată cu splitter hibride la 90°. Aceasta structură prezintă avantajul unei impedanțe de intrare ieșire constantă (limitată la banda de frecvență a hibridelor), reflexiile fiind absorbite de rezistențele aflate la porturile izolate. Modul cum funcționează acest gen de structură și cum se poate asigura o impedanță constantă, a fost explicat pe larg în secțiunea despre amplificatoare de zgomot mic echilibrate. Schema prezentată este simplificată, trebuind adăugate și circuitul de adaptare a filtrelor cu cristal în situația în care acestea nu au impedanța caracteristică de 50Ω.



5.9 Două mixere în structură echilibrată

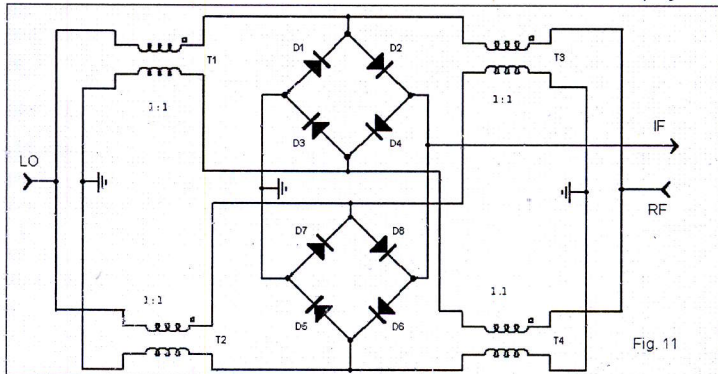
În același mod cum s-a procedat cu filtrele cu cristal folosind hibride de 90° se poate proceda și cu două mixere. LO-ul trebuie injectat defazat la 90° în cele două mixere. La fel, orice dezadaptare de impedanță și implicit reflexie, este preluată pe rezistorul de pe portul izolat.

Soluții mai puțin bune...

Pot fi incluse în această categorie, terminarea mixerului cu un atenuator de 3-6dB (cu efecte corespunzătoare asupra cifrei de zgomot echivalente a ansamblului mixer-atenuator), sau și mai rău șuntarea intrării filtrului cu o rezistență.

5.10 Mixere « exotice » cu diode

În anii '80 au fost create tot felul de mixere mai mult sau mai puțin exotice și de la care s-au



pretins adesea performante fenomenale. Cele mai multe n-au rezistat probei timpului și au rămas doar la nivelul de experimente interesante fie din cauza complicațiilor constructive fie din cauza costului.

În fig. 11 este prezentat un mixer care a rezistat probei timpului și care folosește două

inele de diode și 4 balun-uri. Balunurile sunt 1 : 1 realizate pe toruri de ferită în construcție clasică (două fire torsadate, Φ 0.2mm, 10 spire pe un tor de ferită de 6mm F4 la frecvențe sub 50MHz). Diodele sunt de tip Schottky și fiecare diodă reprezintă de fapt 4 diode înseriate.

În ciuda faptului că puterea necesară din LO este de numai +17dBm (Un mixer VAY1 necesită 27-30dBm pentru aceleași performanțe), performanțele raportate sunt excepționale : $IP3 > +38dBm$! Izolarea interport este mai bună de 35dB pe o bandă de frecvență de la 3 la 50MHz și în plus acest mixer este ceva mai puțin sensibil la sarcini reactive pe portul IF. Ca aspecte negative putem enumera numărul mare de diode (32 de bucăți !) și costul mai ridicat. Evident că se poate folosi și o singură diodă, iar puterea necesară din LO va fi de numai +12dBm însă $IP3$ va scădea la cca. +32dBm.

Acest mixer a fost folosit într-un număr mare de receptoare profesionale de unde scurte.

Simpla conectare a două mixere obișnuite în paralel (utilizând splitteri) duce la reducerea puterii de RF cu 3dB pe fiecare mixer. Ca să avem o imagine cantitativă a ceea ce înseamnă aceasta din punct de vedere a intermodulațiilor la ieșire, să considerăm cazul intermodulațiilor de ordinul 3 : cum panta acestora este egală cu 3, scăderea cu 3dB a semnalului aplicat per mixer va duce la scăderea intermodulației cu 9dB, fără ca prin aceasta puterea semnalului util să fie afectată.

Alte soluții folosesc semnale dreptunghiulare la portul LO. În acest fel trecerea de la starea blocat la conducție se face mai brusc și intermodulațiile care apar la tranziția dintre cele două stări sunt minimizate. Pentru performanțe maxime, timpii on-off trebuie să fie de ordinul a 1ns.

Alte soluții exotice, folosesc excitarea mixerului în impulsuri foarte abrupte, folosind transformatoare de impuls special concepute.

Mixere cu diode triplu echilibrate.

Aceste mixere ating performanțe mai bune decât mixerele clasice dublu echilibrate, atât în ceea ce privește intermodulațiile cât și izolarea interport. Practic aceste mixere sunt realizate folosind două mixere dublu echilibrate. Problema o constituie necesarul dublu de putere din LO (+3dB) și complexitatea sporită.

5.11 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 $G_c \approx G_m/4$.

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 eficientă 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.

O schemă de mixer cu două tranzistoare este redată în fig.12. Această structură de

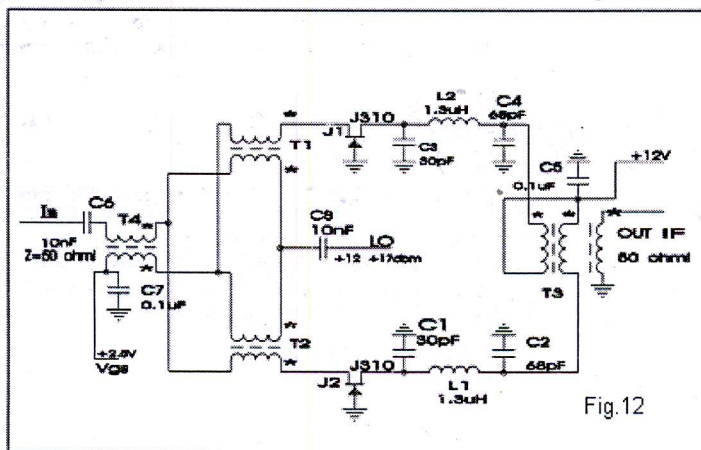


Fig.12

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,

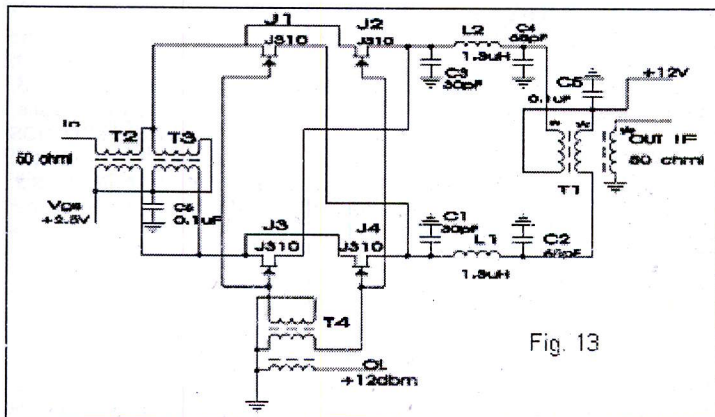


Fig. 13

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

O schemă cu performanțe mai bune este prezentată în fig. 13. 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 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 sârmă 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, introducând 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.

Referitor la tranzistorii folosiți aceștia sunt de tip U310 (J310) pentru a se obține performanțe optime (eventual tranzistorul cvadruplu U350).

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 $IP3=25\text{dBm}$. Având în vedere că aceste mixere sunt simple, realizează un câștig la conversie de 3-4dB și necesită un nivel redus din oscilatorul local, motivația japonezilor devine evidentă. În fig. 14 este prezentat un mixer cu FET-uri push pull extrem de popular în transceiverele pentru radioamatori japoneze. 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.

5.12 Mixere în comutație cu tranzistoare FET

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, atingându-se valori de 40-50dBm! 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 cât mai mică). Schemele sunt relativ complexe și nu au fost folosite decât în aparatura profesională (receptorul AEG-Telefunken E1800)

5.12.1 Mixerul "H-Mode"

Mixerul "H-Mode" este un mixer în comutație, ca elemente de comutație fiind folosite 4 tranzistoare FET. La sfârșitul anilor 1970 și începutul anilor '80, Ed Oxner care lucra pentru Siliconix, a dezvoltat o serie de mixere cu tranzistoare FET cu performanțe foarte ridicate. Din punct de vedere al $IP3$ și al cifrei de zgomot NF, aceste mixere permiteau obținerea de performanțe apropiate de mixerele cu diode în comutație de nivel mare. Unul din dezavantajele mixerelor cu diode de nivel mare este necesitatea injectiei din oscilator a unui semnal cu putere ce poate atinge 1W. E lesne de anticipat cât de dificile devin problemele legate de radiația și ecranarea unor asemenea semnale. Unul din avantajele mixerelor cu FET-uri constă în puterea redusă necesară pentru portul LO.

Mixerele cu FET-uri echilibrate, dezvoltate de Ed Oxner aveau și avantajul obținerii unui oarecare câștig (+6...+8dB). Toate aceste mixere au fost patentate la vremea lor. Astăzi patentele lui Ed. Oxner sunt expirate (cele mai multe din ele) și structuri similare (cu două

sau patru FET-uri) pot fi văzute în mai toate transceiverele japoneze pentru radioamatori. De menționat că toate aceste mixere cu FET-uri nu lucrau în comutație, fiind folosite ca mixere multiplicative clasice.

În 1988 Ed Oxner a realizat primul mixer cu tranzistoare FET în comutație, folosind o arie de tranzistoare FET integrate SD8901. Deși performanțele atinse erau remarcabile pentru acea vreme ($IP3 > +35\text{dBm}$) necesitatea folosirii unei tensiuni ridicate de comandă în grilă (cerință a tranzistoarelor FET

folosite la acea vreme) pentru a asigura trecerea fermă din starea blocat în conducție, a dus la o răspândire foarte redusă a acestui mixer (evident, patentat de Oxner în 1988...).

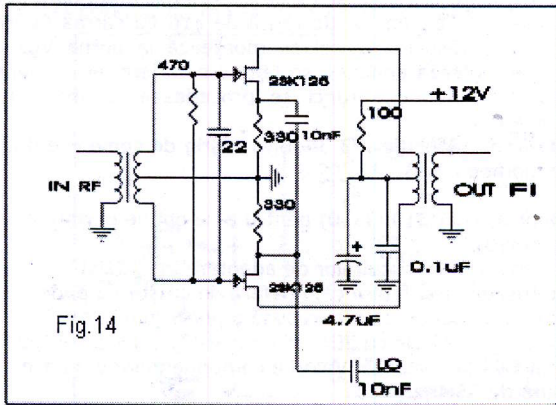


Fig.14

Tensiunea de comandă mare în grilă era necesară pentru a compensa efectul parazit de modulare a tensiunii grilă-sursă cauzată de tensiunea de RF aplicată la intrare. Apariția unei noi generații de tranzistoare FET pentru lucrul în comutație, gen SD5000, a dus la rezolvarea problemelor cauzate de tensiunea de comandă excesivă ce era necesară la vechile tranzistoare. Aceste tranzistoare pot lucra cu sursa la masă, fiind în starea blocat dacă tensiunea de grilă este 0V și intră în conducție când tensiunea de grilă trece de 0.7V. Ulrich Rohde publica în QEX din ianuarie/februarie 2003 un mixer realizat cu SD5000 cu performanțe excepționale. Acest mixer este folosit în receptoarele profesionale R&S EK890/895/896, considerate a fi printre cele mai bune în lume, la momentul respectiv.

Colin Horrabin G3SBI publica în 1993, în revista Radcom, o schemă de mixer în comutație folosind SD5000 (arie de 4 tranzistoare FET integrate) cu o structură destul de complexă și care permitea obținerea unor performanțe incredibile: $IP3 > +50\text{dBm}!!$ Noul mixer a fost denumit "H-Mode" din cauza traseului pe care îl parcurgea semnalul în schema sa. Colin Horrabin lucra pentru un institut de cercetări din UK și în consecință noul mixer a fost patentat. Aceasta nu a împiedicat însă pe alți radioamatori să continue studiile asupra acestui tip de mixer, sa-l simplifice și să-l construiască cu componente mai ieftine.

În 1998 Giancarlo Moda I7SWX, lansa ideea folosirii noilor comutatoare de bus produse de Fairchild FST3125 / FST3126. Aceste circuite (Bus Switch) conțin 4 comutatoare independente, alimentate la +5V si comandate cu nivele logice TTL. Parametrii esențiali ai acestor comutatoare sunt : rezistența în conducție <4 ohmi și timpii de comutație <5ns. De aici și până la apariția unui mixer în comutație realizat cu acest circuit integrat (realizat de Bill Carver W7AAZ) nu a fost decât un pas. Rezultatele obținute au fost deosebit de bune, IP3-ul fiind de ordinul a +45dBm. Chiar dacă aceste cifre sunt ceva mai mici decât cele obținute de Colin Horrabin, având în vedere costul unui FST3125 care este de 20-25 ori mai mic decât al unui SD5000, rezultatele obținute pot fi considerate ca remarcabile. Pierderile

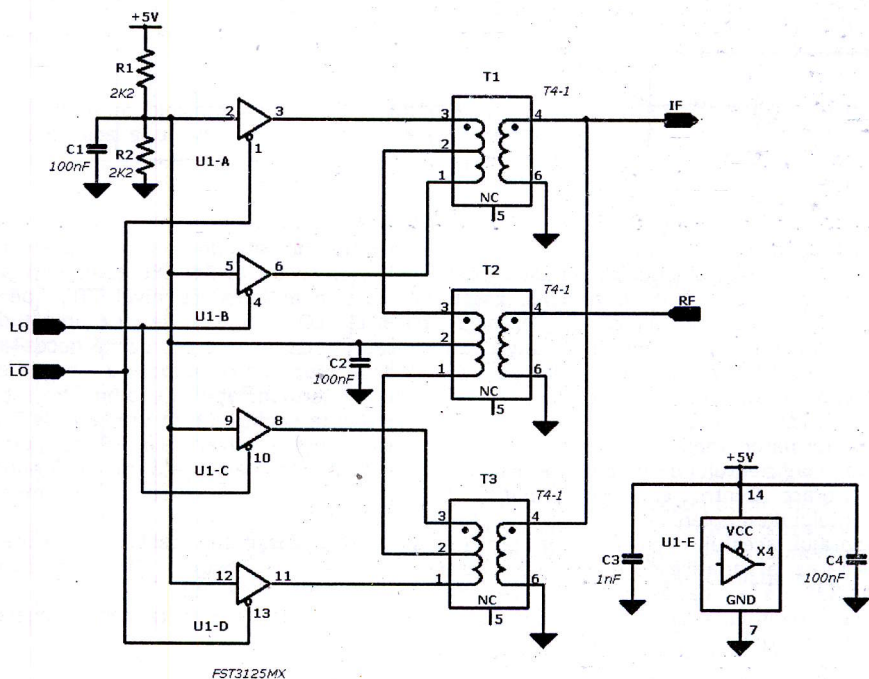


Fig. 1A

Într-un astfel de mixer sunt de ordinul a 5dB, la frecvențe până la 30MHz și 6-7dB la 50MHz.

Fapt este că s-a ajuns în acest moment la IP3-uri atât de mari încât limitările încep să apară nu în elementele de comutație ci în transformatoarele de ferită utilizate în mixer! Au fost obținute valori ale IP3 de la +38dBm la +45dBm funcție de tipul de transformator RF. Evident având un mixer cu un IP3 de peste 40dBm, o atenție deosebită trebuie acordată și celorlalte etaje din receptor, pentru a nu compromite performanțele mixerului.

În 2004 Sergio Cartoceti- IK4AUY, publica în numărul din iulie/august al revistei QEX, un articol despre mixerele "H-mode" realizate cu comutatoare de bus și în care prezenta o analiză foarte riguroasă a acestui mixer precum și a rezultatelor obținute. În Fig.1A este prezentat un mixer "H-Mode" realizat cu ajutorul unui circuit FST3125. O schemă practică este prezentată în fig.1.

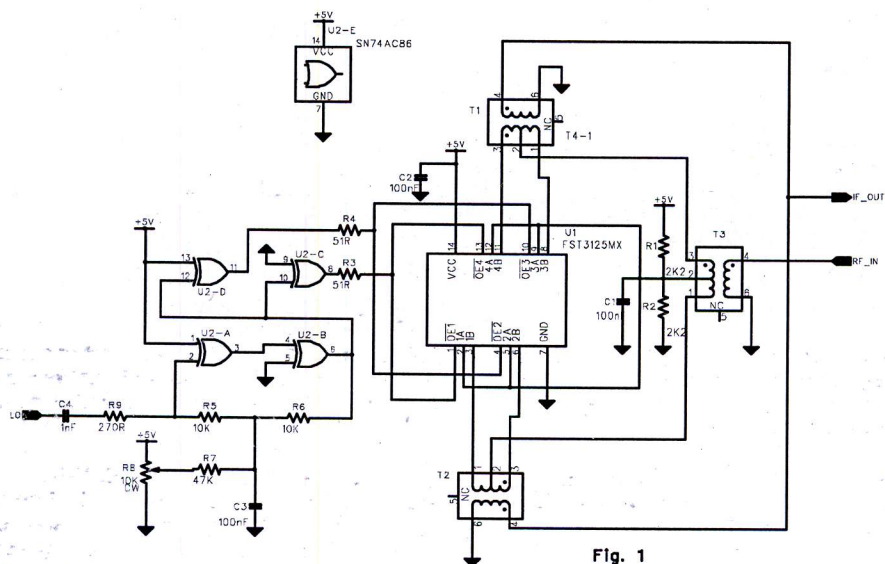
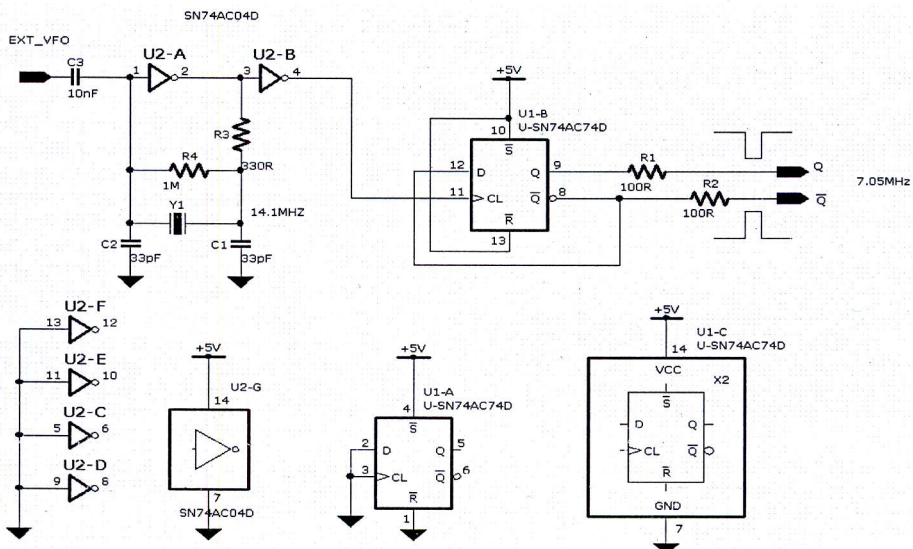


Fig. 1

Practic cele 4 comutatoare sunt activate în grupe de câte două, comanda acestora făcându-se cu ajutorul unui circuit de comandă realizat cu un SN74AC86 (Sau Exclusiv). Acest circuit generează două semnale dreptunghiulare în antifază, cu nivel TTL, pentru comanda comutatoarelor din mixer. Semnalul aplicat din LO trebuie să fie cu o amplitudine de cca. 0... +10dBm. O cerință importantă pentru acest tip de mixer o reprezintă necesitatea realizării unor timpi de conducție egali pentru cele două grupe de comutatoare. Cerința este importantă pentru obținerea de performanțe maxime la intermodulație ca și o bună rejecție a semnalului LO la porturile IF și RF. Pentru a putea realiza coeficienți de umplere de 50%, circuitul formator realizat cu 74AC86 folosește rezistența semivariabilă R8 ce permite ajustarea coeficientului de umplere. Practic componența continuă adăugată, modifică punctul de triggerare pentru circuitul formator, permițând corecția între anumite limite a coeficientului de umplere.

Dezavantajul acestui circuit de formare (în afară de necesitatea calibrării) constă în sensibilitatea la variațiile de tensiune ale LO. Dacă tensiunea de ieșire a LO variază cu mai mult de 3dB de la o bandă la alta, e necesară reajustarea rezistenței R8. Avantajul circuitului este dat de simplitatea lui, ca și de faptul că frecvența LO este egală cu frecvența la care lucrează mixerul.

O metodă care oferă un coeficient de umplere de 50% indiferent de variațiile tensiunii LO necesită folosirea unui bistabil D (tip 74AC74) pe post de divizor cu doi, de la care se folosesc



Nota: Y1, C1 și C2 nu se utilizează dacă se folosește VFO extern

Fig. 2

ieșirile Q și /Q. Dezavantajul acestei metode constă în faptul LO-ul trebuie să funcționeze pe o frecvență de două ori mai mare. În fig. 2 este prezentată o schemă ce permite obținerea a două semnale de frecvență egală, defazate cu 180 grade și care asigură un coeficient de umplere de 50%

Schema permite folosirea unui cristal pe 14.1MHz, de la care se obține în final 7.05MHz.

Se poate folosi și un VFO extern, caz în care cristalul și cele două capacități de 33pF nu se mai folosesc. De menționat că valoarea de 33pF dată pentru cele două capacități este orientativă, funcție de cristalul folosit putând lua valori de la 10pF la 47pF.

Frecvența maximă până la care funcționează circuitul 74AC74 este de cca. 80-90MHz, deci acoperirea benzii de unde scurte +50MHz nu e o problemă. Rezistențele R1 și R2 sunt esențiale pentru a se asigura o comandă fermă (fără "ringing") a elementelor de comutare folosite în mixer.

Care este secretul, performanțelor excepționale ale acestui tip de mixer?

Răspunsul constă în caracteristica $r_{DS} (On)$ a FET-urilor folosite în elementele de comutare. O curba caracteristică, tipică pentru aceste elemente de comutare este dată în figura 3. Se observă că până la tensiuni aplicate la intrarea comutatorului de până la 1V, nu apare nici o schimbare în rezistența drenă-sursă. Acesta este o

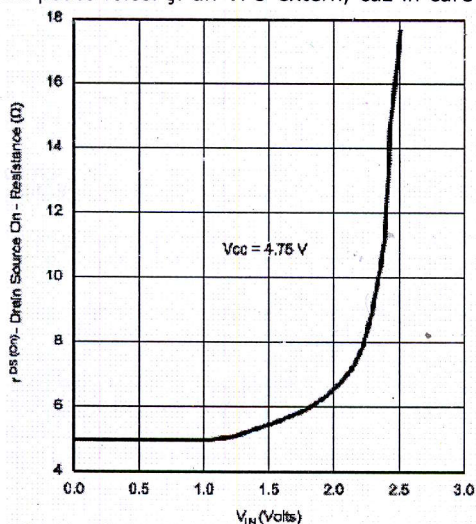


Fig. 3

caracteristică esențială pentru obținerea unor performanțe bune la intermodulații. La aceasta se adaugă rezistența redusă drenă-sursă (<4 ohmi pentru FST3125), care asigură pierderi minime pe elementele de comutație din mixer.

Timpii de comutare reduși (<4 ns) sunt esențiali pentru obținerea de pierderi reduse în acest gen de mixere. Frecvența maximă la care pot opera aceste mixere este dată de timpii t_{on} , t_{off} ai elementelor de comutație. În mod normal perioada semnalului aplicat la intrarea mixerului trebuie să fie de cel puțin două ori mai mare decât suma timpilor t_{on} și t_{off} , caz în care atenuarea mixerului ajunge la 10-12dB (aceasta fiind considerată limita rezonabilă pentru pierderi într-un mixer). De remarcat că pierderile datorate întârzierilor la comutare încep să crească peste valoarea de 5dB (tipic) odată ce timpii t_{on} - t_{off} depășesc 10% din perioada semnalului aplicat la portul RF. Pentru FST3125 creșterea pierderilor de inserție apare la frecvențe mai mari de 20MHz. De remarcat că în afară de creșterea pierderilor de inserție, la frecvențe ridicate mai apare și o scădere a izolării inter-port.

O altă calitate a acestui mixer o reprezintă nivelul rezonabil de putere din LO, necesar pentru comanda acestui mixer comparativ cu vechile mixere în comutație cu diode. De aici, rezultă și scurgeri ale LO în porturile RF și IF mai reduse decât la mixerele cu diode de nivel mare.

De remarcat că și la acest tip de mixer este important să se asigure o sarcină de ieșire bine definită atât la frecvența de lucru cât și pentru frecvența imagine sau LO. Ca la orice mixer, este recomandată folosirea la ieșire a unui buffer sau a unui circuit diplexor.

5.13 Mixere cu tranzistoare bipolare

Cea mai răspândită schemă de mixer echilibrat cu bipolari o constituie structura Gilbert. Aceasta este pe larg folosită fie în integrate special concepute ca mixere (MC1496 (LM1496),

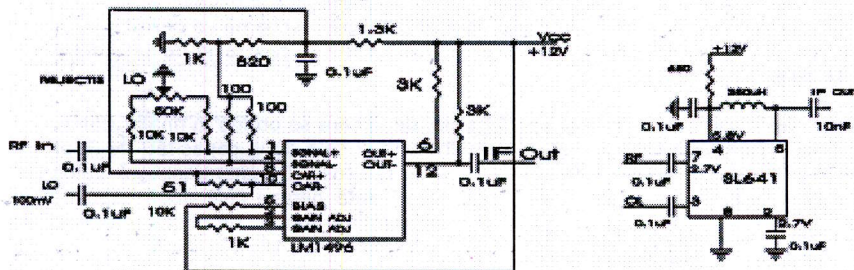


Fig.14

SL641, SL6440) sau întră în componența unor integrate mai complexe, cu funcțiuni multiple. Performanțele realizate cu aceste integrate sunt :

- pentru MC1496 : $IP_3 = +8.5$ 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: $IP_3 = 11.5$ dBm ; Nivel purtătoare: 200mV, Atenuare semnal oscilator la ieșire: 40dB ; Nivel de zgomot 12dB; Câștig la conversie : 0dB; Frecvență maximă: 75MHz.
- SL6440: $IP_3 = 30$ dBm

Parametrii acestora nu sunt la nivelul unui mixer cu diode Schottky de 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. 14 și pentru că sunt în general cunoscute, nu se vor da și alte detalii.

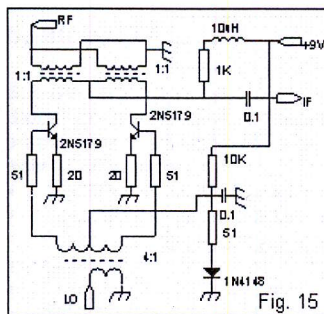


Fig. 15

Mixerele cu tranzistori bipolari păreau să fi pierdut competiția pentru performanță, cu cele cu FET-uri sau cu diode. Iată mai jos o schemă care contrazice pe cei ce gândesc astfel.

Schema din fig. 15 conține două tranzistoare într-o configurație mai degrabă push-pull decât dublu echilibrat. Datorită reacției degenerative din emitor introdusă cu rezistențele de 20 ohmi, 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 $25\text{--}27\text{dBm}$! 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 $7\text{--}8\text{dB}$ iar câștigul la conversie de -6dB (comparabil cu un mixer echilibrat cu diode). Tranzistoarele folosite sunt de tip 2N5179, rezultate chiar mai bune în ceea ce privește intermodulațiile putându-se obține cu tranzistoare de curent mai mare cum ar fi 2N5109.

5.14 Comparații și considerații finale

Tabelul 5 prezintă o comparație între mixerele simple, echilibrate și dublu echilibrate. Diferențele între aceste mixere sunt evidente, structura dublu echilibrată fiind cea mai bună pentru un mixer performant.

Tabel 5

Caracteristica	Tip mixer		
	Neechilibrat	Simplechilibrat	Dublu echilibrat
Banda	Câteva decade	O decada	O decada
Densitate relativă IM	1	0.5	0.25
Izolare interport	Redusa	10-20dB	>30dB
Nivel relativ LO	0dB	+3dB	+6dB

Evident că problemele cele mai dificile se pun la un mixer de recepție, pentru un mixer de emisie cerințele fiind de regulă ceva mai relaxate, cel puțin în privința zgomotului.

Tabelul 6 prezintă câteva date comparative ale unor mixere mai cunoscute, cu scopul de a face mai ușoară alegerea celui mai potrivit mixer.

Tabelul de mai jos demonstrează o oarecare superioritate a mixerelor cu FET-uri, comparativ cu mixerele cu diode, în special la capitolul nivel de semnal necesar de la oscilator. Evident, mixerul H-Mode nu are rivali în acest moment la frecvențe sub 100MHz

Tabel 6

Tip mixer	Câștig dB	Nivel IP_3 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
Simplechilibrat cu	3	+31	7.5	101	15

FET-uri					
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
H-Mode	-5	+45	5	130	0-10*

* foloseste un formator de semnal dreptunghiular

Bibliografie:

1. Ulrich Rohde Communications Receivers McGraw-Hill 2001
2. Ulrich Rohde RF/Microwave Circuit Design... J. Wiley & Sons 2000
3. G. Vendelin, U. Rohde Microwave Circuit Design J. Wiley & Sons 1990
4. K. McClaning, T. Vito Radio Receiver Design Noble Publishing 2000
5. W. Sabin, E. Schoenike HF Radio Systems & Circuits Noble Publishing 1998
6. J. Laskar Moder Receiver Front Ends J. Wiley & Sons 2004
7. P. Vizmuller RF Design Guide Artech House 1995
8. K. Chang RF and Microwave Wireless Systems J. Wiley & Sons 2000
9. L. Besser Practical Rf Circuit Design for Modern Wireless Systems, Active Circuits and Systems Artech House 2003
10. Bert C. Henderson Mixers in Microwave Systems part 1&2 WJ Comp.
11. Ed Oxner "Quad -ring demodulator designed for Double Balanced Mixer" Siliconix
12. Ed Oxner "FETs in Balanced Mixers" Siliconix
13. Ulrich Rohde „Differences Between Tube-Based and Solid State Receiver.." QEX Apr.'93
14. Roland Soohoo "RF and microwawe mixers" RF Design/March '97
15. Louis Pandula Image Rectect and Image Canceling Mixers RF Design/April '95
16. Steve Maas The Diode-Ring Mixer RF Design/Nov.'93
17. G. Breed Mixers: Making the Right Choise RF Design/Aug. 86
18. Chris Trask FeedBack technique improves mixer.. RF Design/Sept.97
19. G.P. Kaniut "Uclady przemiany czestotliwosci o duzej odpornosci na zaclocenia intermodulacyjne " Radioelectronic 2/1988
20. Ulrich Rohde "Key components of modern Receiver Design" QST June/1994
21. Ulrich Rohde "Recent Advances in Shortwawe Receiver Design" QST Nov/1992
22. Ulrich Rohde „Theory of Intermodulation and Reciprocal Mixing..." Part 1 QEX Nov/Dec 2002
23. Ulrich Rohde „Theory of Intermodulation and Reciprocal Mixing..." Part 2 QEX Jan/Feb 2002
24. Sergio Cartoceti „ A Doubly Balanced H-Mode Mixer for HF". QEX Jul/Aug 2004
25. Gary Breed „Understanding Mixers From a Switching Perspective" HFE April 2006
26. Busuioc Cornel " Mixer pentru banda 14KHz -30MHz..." Volum 1 simpozion ICE 1988
27. Dao Integrated LNA and mixer basic National Semiconductor AN 884/1993
28. ***** RF/IF Designer's Guide MINI-CIRCUITS
29. ***** Mixers Synergy Microwave Corporation
30. ***** ARRL HandBook 1995,1998, 2001, 2005, 2007
31. ***** Infineon, Agilent, Skyworks, Mini-Circuits Data Sheet

6. Blocul IF

6.1 Generalități

Blocul de frecvență intermediară reprezintă secțiunea care asigură principalele resurse de amplificare și selectivitate ale unui receptor superheterodina. 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 având 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.

6.2 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

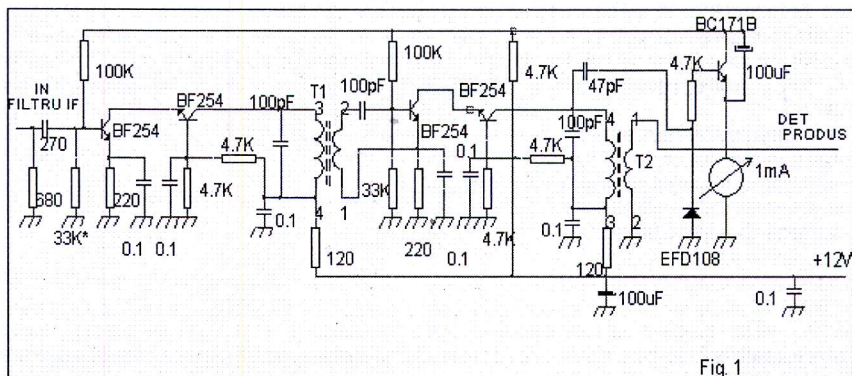


Fig. 1

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

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) având 10-12 sp. în 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.

Schema utilizează trei etaje de amplificare clasice. Adaptarea de impedanță între etaje se face cu divizoare capacitive (120pF//2.2nF). Schema are o stabilitate mai puțin bună

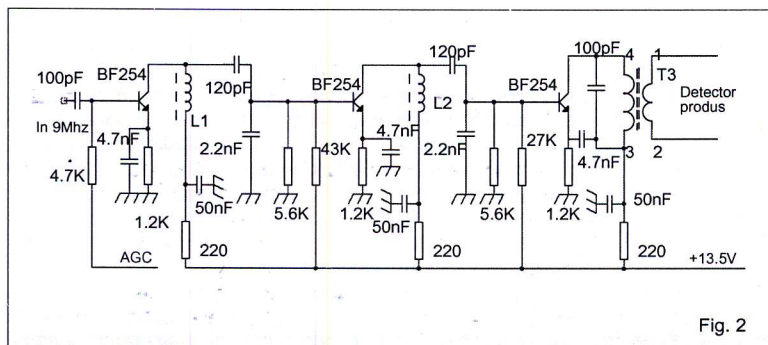


Fig. 2

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 1-2μV. 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.

6.3 Etaje de IF cu circuite integrate

Probabil cel mai bătrân circuit integrat linar care mai există pe piață, **CA3028B** , a fost dezvoltat de firma RCA la sfârșitul 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 răspândire.

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

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 până 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 linar 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 bătrân și exceptând situația când suntem deja în posesia lui, nu

mai merită să fie achiziționat.

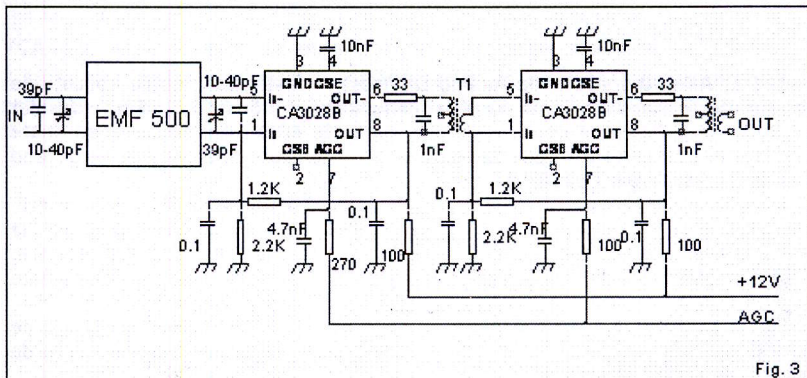


Fig. 3

Unul dintre circuitele integrate, folosite pe scară largă în etajele de IF este **MC1350 P** (Motorola).

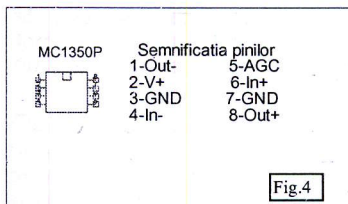


Fig.4

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)

Pini 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 vârf 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.

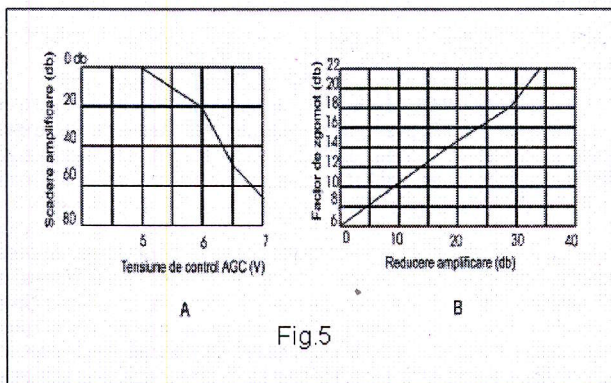


Fig.5

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

(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 $2.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 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.

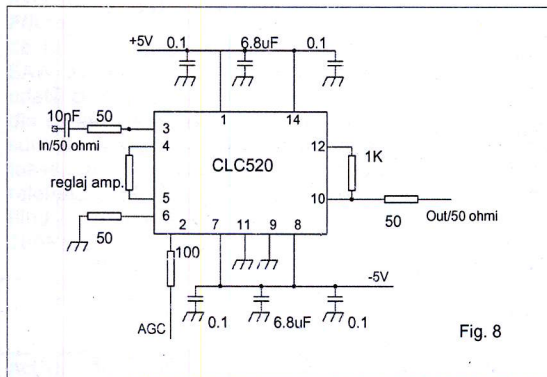


Fig. 8

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. 12\$!

6.4 Tipuri de filtre folosite în IF 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 ai filtrelor de IF:

- 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 3.5.
- Riplul în bandă : de regulă nu depășește 3dB
- Atenuarea de inserție: are valori cuprinse între 3.5dB și 26dB
- 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 (produse 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 riplul 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 20\$ (pentru unul cu performanțe minimale), la 100\$ (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 (purătoare)	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. Se întâlnesc în mod uzual pe frecvențele de 10.7MHz și 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	Impedanță (Ohmi)
KMFC 602G	455KHz	+/-4				+/-10.5	1500
KMFC 601G	455KHz	+/-4.5		+/-11			1500
CFKR455 G1	455KHz	+/-4				+/-11.5	1500
CFK455 I	455KHz	+/-2				+/-5	2000
CFK455 J	455KHz	+/-1.5				+/-4.5	2000
CFKR455 H3	455KHz	+/-3.5				+/-11.2	1500

SFR450H	450KHz	+/-3			+/-9	1500
SFZ450C 3N	450KHz	+/-2.5	+/-9			1500
SFPC450 H	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, având o bandă de trecere de 6-8MHz/38.9MHz. Primele generații de filtre SAW aveau un nivel mare de pierderi, cifre de ordinul 20-25dB fiind uzuale. Mai recent, odată cu dezvoltarea de componente pentru telefonie celulară, s-a ajuns la frecvențe de lucru din ce în ce mai mari (un filtru pe 2.4GHz este astăzi o componentă obișnuită), dimensiunile sunt de ordinul a 5x5mm sau mai mici la frecvențe de 800MHz, sau 5x7mm la frecvențe mai joase, iar atenuarea de inserție este de la 1.5 la 12dB. Filtrele folosite în etajele IF ale telefoanelor celulare sau echipamentele de infrastructură au frecvențe diverse, de regulă fiind în domeniul 70MHz-380MHz. Deosebit de utilizate au fost frecvențele de 210.38MHz și 186MHz.

Tab.4

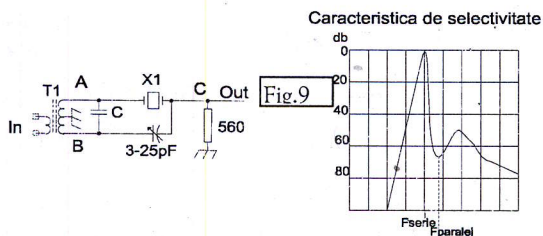
Tip filtru	Domeniu frecvență MHz	Factor de calitate echivalent	Coef. de stabilitate ppm/°C
Activ	0.001.....10	100....1000	50
LC multicelulare	0.05.....10	100....500	50
Piezoceramice	0.01.....10	200....3000	20
Cu undă de suprafață SAW	20.....1000	500...2000	20
Cuarț	0.05.....110	1000...100000	0.1
Electromecanice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

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 în rezumat principalele caracteristici ale filtrelor uzuale.

6.4.1 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, constând 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.

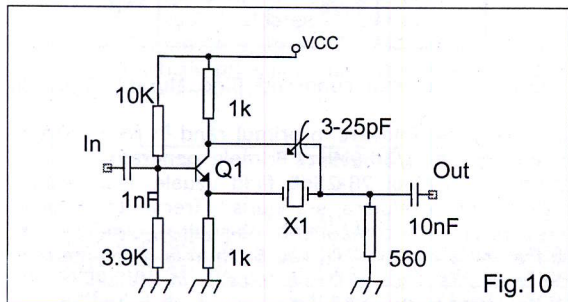


Fig.10

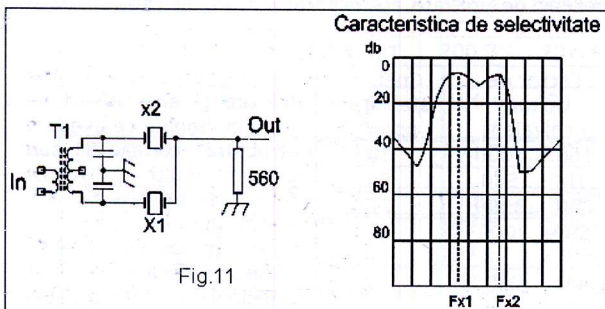


Fig.11

cu banda de 7-10 KHz. Performanțele nu sunt la nivelul unui filtru industrial, dar sunt cert mai bune decât orice alt filtru cu bobine.

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.

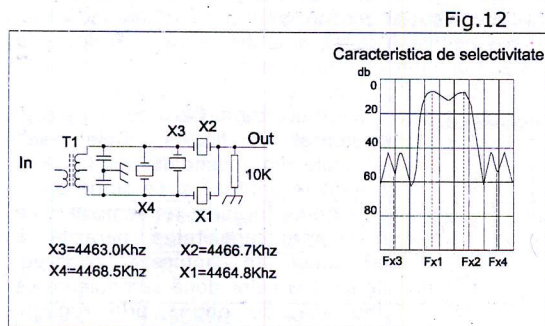


Fig.12

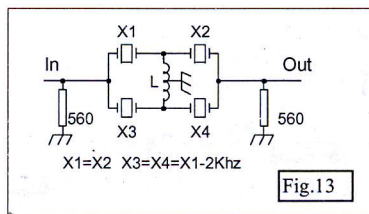


Fig.13

Cele mai performante, dar și cel mai dificile de pus la punct sunt filtrele în punte. Fig.13 prezintă un astfel de filtru realizat cu patru cristale. Cu scopul de a se obține o selectivitate mai bună, se înșeriază 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 riguroase de frecvență între cristale.

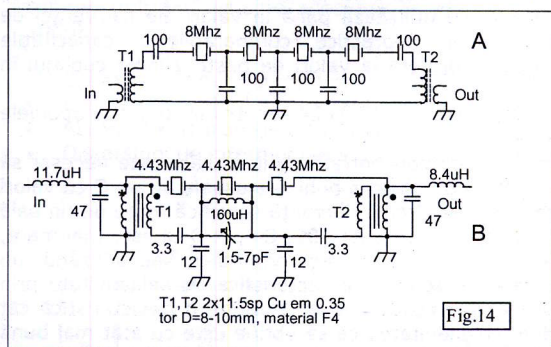


Fig.14

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 (>15-20dB). 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.

6.4.2 Filtre cu selectivitate concentrată realizate cu bobine

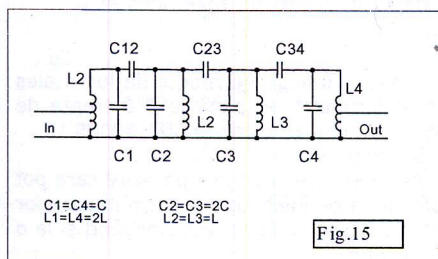


Fig.15

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 până 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, utilizând 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.

6.4.3 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, având 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 rând) sau SSB). Este cunoscut efectul de distorsionare a semnalului AF atunci când 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.

6.4.4 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 până la 5-8 trepte de selectivitate (ca valoare, într-un receptor profesional, doar acestea ajung la 600-1000\$!).

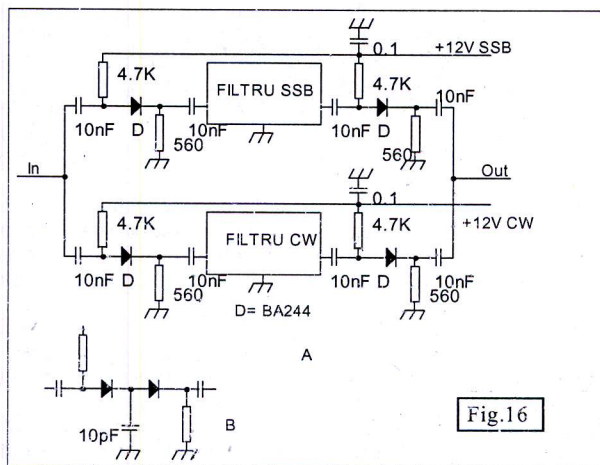
Comutarea filtrelor este o problemă cu multe soluții posibile:

- 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, obligând 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, utilizând scheme adecvate se ajunge la separări între filtrele comutate de 90-100dB.

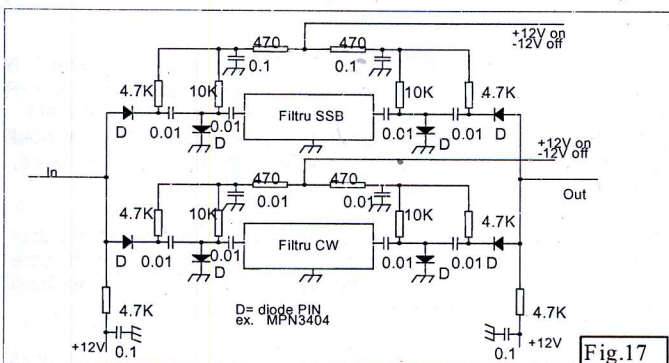
Cei mai importanți parametri ai unui circuit de comutare pentru filtre sunt:

- 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 spune 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

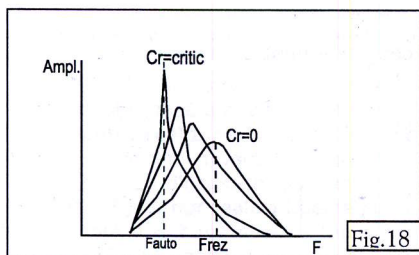


2 se pot ameliora întrucâtva, măbind curentul ce trece prin diode la 25-35mA.

O soluție care are parametri mult mai buni în ceea ce privește intermodulațiile și izolarea între filtre este prezentată în fig.17. Diodele de comutare folosite sunt de tipul PIN, MPN3404 (Motorola) sau echivalente.

6.5 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.



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 rând de tipul și natura componentei, dar și de regimul de lucru (punctul static) ales. Efectele capacității de 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 deplasează spre frecvențe mai joase. La o anumită 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 putându-se face pentru semnale ce depășesc o anumită 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 pericolos numai de la frecvențe de lucru mai mari decât 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 când 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 cât 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

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

- autooscilații
- caracteristică de fază imprevizibilă
- funcționare defectuoasă 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.

Stabilitatea amplificatoarelor fie ele de IF sau RF, este ușor de analizat astăzi cu ajutorul simulatoarelor software. În mod normal o analiza liniară, pe baza parametrilor S este suficientă pentru determinarea coeficientului de stabilitate Rollet, folosind aceleași criterii ca cele prezentate în capitolul despre amplificatoarele de zgomot mic.

Având 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 defectuoasă 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 relativ mare (200-300MHz) au o capacitate de reacție mare și pot autooscila cu ușurință, având un factor de zgomot considerabil în RF.

6.6 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 strâns 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 cât 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 crescând cu numărul de etaje și circuite selective, de regulă nedepășind 10-12% la un receptor uzual.

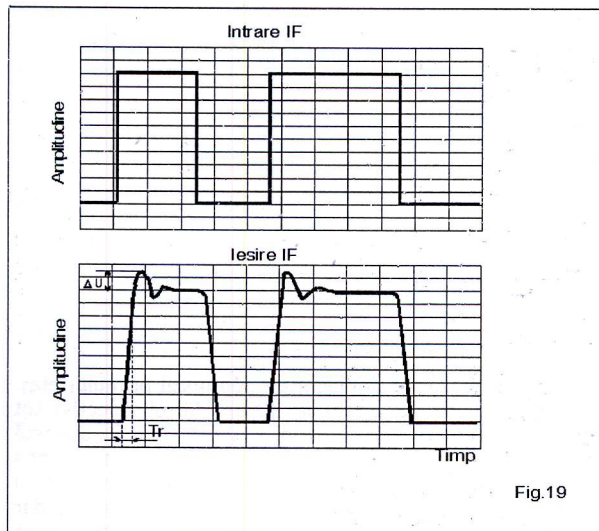


Fig.19

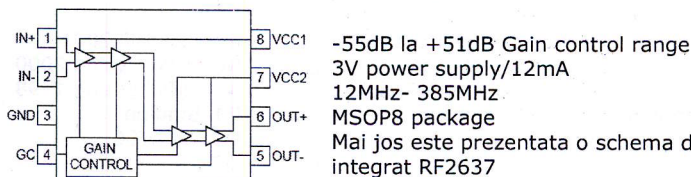
Fig.19 prezintă parametrii specificați anterior, pentru un semnal telegrafic aplicat la intrarea blocului IF (prin filtre), comparativ cu semnalul prezent la detectorul de produs.

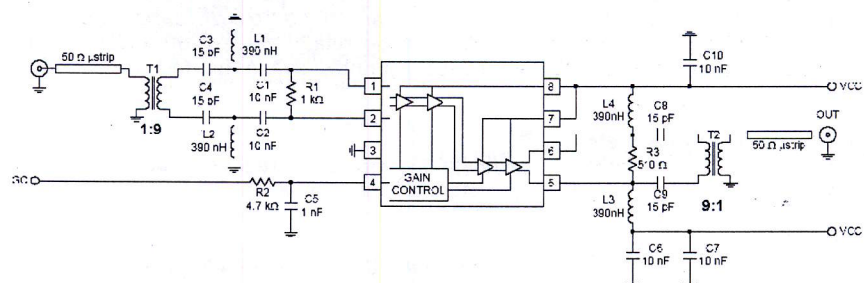
La receptoarele destinate comunicațiilor digitale de mare viteză este necesară utilizarea unor filtre selective cu caracteristici bine precizate în ceea ce privește timpul de întârziere de grup în interiorul benzii de trecere. Filtrele ceramice special construite pentru caracteristica de întârziere de grup plată, au timpul de întârziere uzual 15-40μs, în timp ce la filtrele ceramice uzuale în banda de trecere variația este de la 100 la 500μs.

6.7 Alte amplificatoare IF integrate

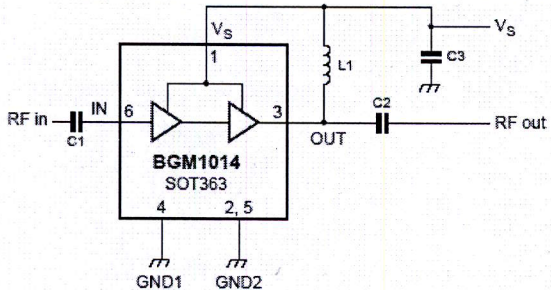
Exista o multitudine de amplificatoare IF integrate. Iată încă doua exemple mai jos:

RF2637 produs de RF MICRO-DEVICES





Amplificatoare MIMIC BGM1014 - Philips



$Z_{in}=Z_{out}=50\Omega$
 $C1=C2=100pF$, $L1=100nH$, $C3=22nF$
 $5V/21mA$
 $P_{1dB} 10dBm/1GHz$ $5dBm/2.2GHz$
 $NF=4.3dB$
 $Gain=30dB$

6.8 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. Având în vedere că în această situație banda de frecvență până 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 plasând un filtru selectiv de calitate (chiar și medie) cât 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:

1. Ulrich Rohde	Communications Receivers	McGraw-Hill 2001
2. K. McClaning, T. Vito	Radio Receiver Design	Noble Publishing 2000
3. W. Sabin, E. Schoenike	HF Radio Systems & Circuits	Noble Publishing 1998
4. Ioan Baci	Radioreceptoare de unde scurte	Ed. Stadion
5. Bill Carver	A High-Performance AGC/IF Subsystem	QST/May/96
6. Ulrich Rohde	Key Components of Modern Receiver Design	QST/Jun/94
7. Ulrich Rohde	Recent Advances in Shortwave Receiver Design	QST/Nov/92
8. Guy M. Gillet	... a complete IF and audio system	QST/Jan/70

- | | | |
|---------------|---|-------------------|
| 9. B. Gilbert | Low Noise Amplifier with "Linear-dB" .. | RF Design/Sept.91 |
| 10. Gh. Maxim | Radiorecepție | Curs I.P.I. 1985 |
| 11.***** | Communication Device Data | Motorola |
| 12.***** | Murata Products 2002 | Murata |
| 13.***** | ARRL HandBook 2001-2007 | |

7. Oscilatoare

7.1 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 minimale:

1. Frecvența de oscilație să fie stabilă în timp.
2. Condiția de amorsare a oscilațiilor să fie îndeplinită pe întreaga gamă de frecvență a oscilatorului.
3. Frecvența oscilatorului să poată fi modificată ușor între anumite limite.
4. Să nu oscileze și pe frecvențe parazite.
5. Amplitudinea semnalului de ieșire trebuie să varieze cu frecvența în limite cât mai reduse, pentru a nu afecta performanțele mixerului.
6. 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.
7. 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 zecilor de GHz. Nici un oscilator nu poate acoperi o asemenea gamă de frecvență, din care cauză se segmentează gamele de operare în porțiuni convenabile.
- *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, neavând 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 cât cerințele de stabilitate sunt mai mari. Oscilatoarele care lucrează într-o buclă PLL, au stabilitatea egală cu stabilitatea referinței de frecvență utilizate, multiplicată cu coeficientul de divizare din buclă.
- *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 (incluzând zgomotul de fază și modulația parazită de AM).* 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.

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

- *"Tragerea" frecvenței* este un alt parametru important ce descrie modul cum este afectată frecvența de oscilație la variația tensiunii de alimentare (de regula +/- 10%) (în eng. Pushing) sau variația impedanței văzute de oscilator la ieșire (în eng. Load Pulling)
- *Nivelul armoniilor.* Funcție de aplicație, nivelul armoniilor poate fi de la -10dBc la -30dBc

7.2 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 .

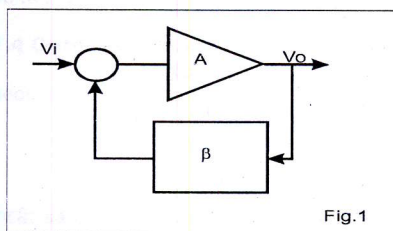


Fig.1

Ecuția 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 încât 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. Altfel spus, pentru a se produce oscilația avem nevoie de un defazaj de 360° și suficient câștig în buclă. O amplificare insuficientă va duce la dificultăți de pornire a oscilatorului la temperaturi ridicate (câștigul tranzistorului scade), în timp ce prea multa amplificare poate duce tranzistorul aproape de saturație, ceea ce va afecta în final Q-ul circuitului rezonant și implicit zgomotul și conținutul de armonici generat. Uzual, câștigul necesar în buclă este de 6-10dB.

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 disipeze 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. Aceasta metoda de analiza se pretează mai bine la oscilatoarele pentru microunde.

Există câteva teorii care explică amorsarea oscilațiilor într-un oscilator. Timp de zeci de ani toți inginerii electroniști din lume au învățat că oscilațiile sunt amorsate de zgomotul inherent din amplificator. Se pare că lucrurile nu mai stau la fel, teoriile moderne punând amorsarea oscilațiilor pe seama impulsului tranzistoriu inițial, la conectarea sursei de alimentare. Multe din simulatoarele software de pe piață folosesc acest principiu pentru a analiza funcționarea oscilatoarelor.

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.

7.3 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: $\frac{1}{\omega C} > \sqrt{\frac{r}{G}}$ (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:

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

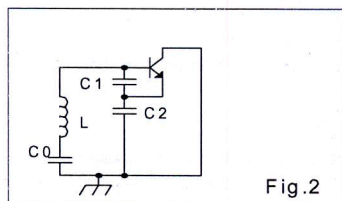


Fig. 2

Exemplu de calcul:

Considerând un oscilator pe frecvența de 1MHz, cu un tranzistor ce operează cu $g_m = 6mS$, bobina circuitului oscilant având $Q=100$ 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. 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.

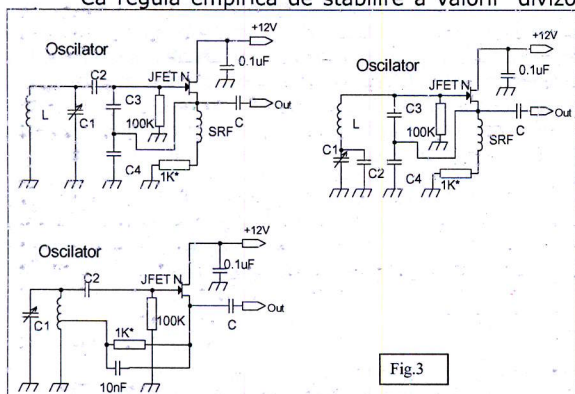


Fig.3

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 vârfurile semnalului (oscilația să fie sinusoidală). Curentul care circulă prin tranzistor nu trebuie să fie mai mare de 2-3 mA pentru a nu determina încălzirea tranzistorului și deci fuga de frecvență.

7.4 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 având 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 fac 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 MHz. Funcție de tipul de folie dielectrică utilizată de fabricant este, posibil ca în timp să apară o îmbătrânire 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 și pierderi reduse la frecvențe până la zeci de GHz.

Coeficientul termic variază funcție de tip, de la $+100$ la $-750 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

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 mai multe tipuri de ceramică: NPO (sau COG), X7R, X5R, Y5V. NPO sunt termocompensați și asigură o variație termică a capacității de ordinul a $\pm 100 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Coeficientul de pierderi este însă ceva mai ridicat decât 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 funcționând în special la frecvențe de peste 100 MHz. La frecvențe foarte ridicate se folosesc și condensatoare cu dielectric porțelan sau chiar safir. Mai nou, au apărut condensatoare ce folosesc ca dielectric siliciu (Vishay - Dale)

Dielectricul X7R este un dielectric cu coeficient termic nedefinit, ca și X5R sau Y5V. În plus toleranțele de realizare sunt de $\pm 10\%$ pentru X7R, ajungând la $-20/+80\%$ pentru Y5V. 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 mare 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. La execuțiile foarte pretențioase se folosea în trecut 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.

Este important să se utilizeze condensatori cu lamelele foarte curate, fără urme de praf, care afectează drastic coeficientul de pierderi.

Astăzi, datorită răspândirii în masă a sintezei de frecvență, folosirea condensatoarelor variabile pentru acordul receptoarelor se mai practică doar la radioreceptoarele forate ieftine.

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.

Condensatoarele semivariabile cu dielectric ceramic trebuie folosite cu prudență datorită coeficienților termici mari.

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 policarbonat 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 sârma 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 sârmei 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 câmpuri parazite ce modulează apoi oscilatorul, necesitând 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 cât mai mică, diodele moderne având cca. 0.5Ω . Bătrânele diode BB105 sau BB139 sunt diode varicap ce pot fi folosite cu succes în oscilatoarele de unde scurte sau ultrascurte, 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 excluderii 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 până 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.

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 decât 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

decât frecvența de operare. Tranzistorii bipolari au componenta de zgomot $1/f$ mai mare decât tranzistorii FET cu siliciu, ceea ce determină un zgomot crescut în imediata vecinătate a purtătoarei. Nu orice tranzistor de RF se pretează bine în oscilatoare de mare performanță, în ceea ce privește zgomotul. Tranzistorul BFT90 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 10-30 Ω , 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 până la 400-500MHz. Tranzistorii GaAs FET, care sunt omniprezenți în amplificatoarele lucrând pe frecvențe mari, sunt contraindicați în oscilatoare din cauza unui zgomot $1/f$ foarte mare. La frecvențe de peste 700-800MHz se folosesc în oscilatoare tranzistori bipolari cu frecvența de tranziție de 4-7GHz cum ar fi BFR92 sau BFG65...67.

Utilizarea tranzistoarelor MOS-FET în oscilatoare nu este indicată din aceleași motive ca și pentru tranzistoarele GaAs FET.

Rezistențele. Cele mai indicate rezistențe pentru a fi folosite în oscilatoare sunt rezistențele volumice sau cu peliculă metalică (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 care uneori pot fi utilizate în oscilatoare până 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 având inductanța și capacitatea parazită mult mai mici decât componentele clasice. Aceste componente se folosesc la frecvențe de până 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 când este necesară o tensiune mai mare, să se însereze diode cu tensiune mai mare de 6,2V cu diode cu tensiunea sub această valoare, astfel încât să se compenseze reciproc. Există diode speciale termocompensate dar care sunt mult mai scumpe decât diodele obișnuite și nu se folosesc decât în construcțiile pretențioase (cu o singură excepție : dioda ZTC33 folosită la polarizarea diodelor varicap din tunelele TV care asigură o tensiune de cca. 33V cu un coeficient termic de $-1/0.5 \times 10^4/^{\circ}\text{C}$)

Diodele Zener au o deficiență majoră însă: generează zgomot ! Din această cauză sunt necesare decuplări care să fie eficace pe un spectru extins de frecvență, utilizându-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.

7.5 Considerații tehnologice și constructive pentru oscilatoare

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. Dacă se lucrează cu doua straturi este preferabil ca sub oscilator sa avem o zona de masa compacta.
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.
9. Pentru a se obține o construcție rigida și cu sensibilitate redusă la vibrații este obligatorie folosirea componentelor SMD

7.6 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.

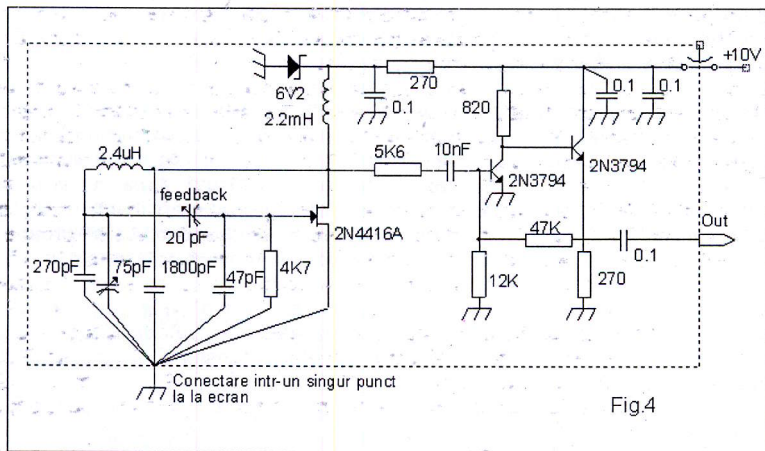


Fig.4

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

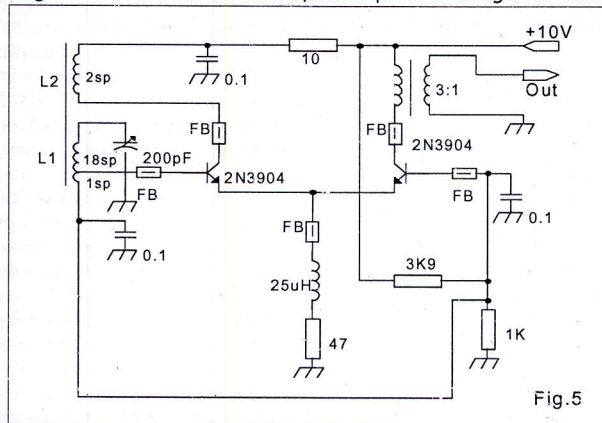


Fig.5

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 vârfurile 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, acestea tensiunea 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 vârfuri de semnal. Aceasta pentru că la saturare, tranzistorul prezintă o impedanță de intrare și ieșire redusă, care ar afecta Q-ul circuitului. Atât reducerea Q-ului cât și tranzistorul în regim de saturare, determină scăderea rapidă a performanțelor la zgomot.

Verificare modului de lucru al tranzistorului se poate face ușor cu un osciloscop plasat în colector 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.

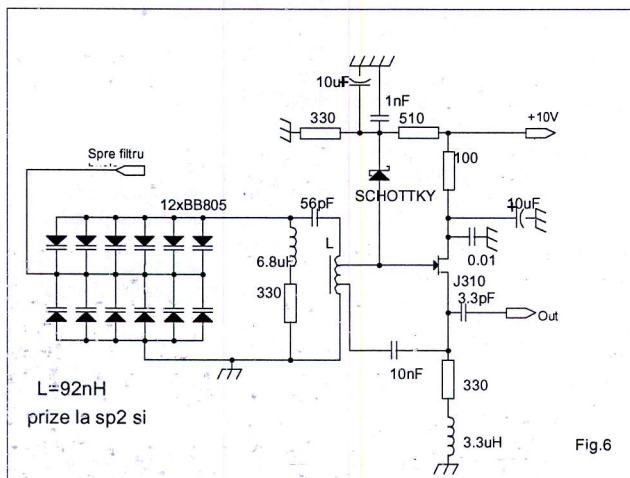
Modul de lucru al acestui oscilator nu permite obținerea unui semnal foarte curat în ceea ce privește armonicile generate, dar acolo unde este cazul, se poate utiliza la ieșire un filtru trece jos pentru reducerea nivelului armonicilor la valoarea dorită. Oricum, tranzistorii folosiți și eventual miezul 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 capacități mai mare înseriate (cu riscul creșterii rezistenței serie echivalente a diodelor varicap).

Tranzistorii folosiți sunt în mod paradoxal (așa cum au fost precizate inițial de autorul schemei), tranzistori de joasă frecvență. Aceasta pentru că unii tranzistori de înaltă frecvență au performanțe de zgomot proaste la frecvențe joase, ceea ce provoacă modularea semnalului generat de oscilator cu zgomot. Tranzistorii care au performanțe mai bune la frecvențe joase, cât și la frecvențe înalte, gen BFT66, nu sunt totdeauna disponibili, așa încât pentru frecvențe de până la 30MHz se pot folosi și unii tranzistori de joasă frecvență ce au capacitățile joncțiunilor mai reduse. Evident că utilizând tranzistori de joasă frecvență cu capacități mai mari, performanțele de stabilitate ale oscilatorului vor fi mai reduse. Acesta a fost unul din compromisurile inițiale pentru obținerea unor performanțe de excepție în ceea ce privește zgomotul generat.

Măsurătorile efectuate arată un nivel de zgomot de -154.8dBc/Hz la 10 KHz de purtătoare. Chiar și pentru echipamentele profesionale un nivel de -140dBc/Hz este considerat excelent!

Schema din fig.6, având performanțe de excepție, a fost descrisă pe larg de Ulrich Rohde. Structura de bază este Hartley, la care cuplajul sursei se face însă capacitiv și nu direct. Oscilatorul funcționează în gama $75\text{--}105\text{MHz}$, fiind utilizat într-o buclă PLL. Circuitul



de limitare a amplitudinii din grila FET-ului nu intră în acțiune decât dacă amplitudinea semnalului depășește $3\text{--}4\text{V}$, ceea ce nu se poate întâmpla în mod normal. Acest circuit de limitare în grilă este net superior din punct de vedere al zgomotului generat față de unele soluții mai vechi ce foloseau o diodă de limitare între grilă și masă. Vechile circuite de limitare produceau o înrăutățire a nivelului de zgomot generat cu peste 20dB . Diodele varicap în paralel asigură reducerea rezistenței serie echivalente, cu efecte pozitive asupra

Q-ului global al circuitului oscilant. Tranzistorul folosit, J310 are performanțe bune la zgomot, atât la joasă frecvență cât și la înaltă frecvență, ceea ce asigură un semnal curat în vecinătatea purtătoare. Faptul că semnalul este preluat în grilă de pe o priză a bobinei asigură o șuntare redusă a circuitului oscilant și lucrul cu Q maxim.

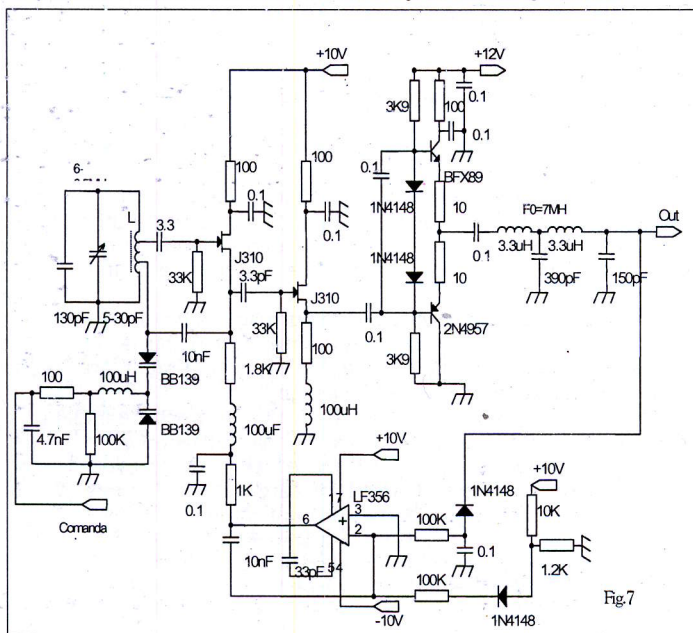


Fig.7 prezintă o versiune a schemei precedente care a fost realizată de Jacob Makhinson- N6NWP. Circuitul este destinat să lucreze în domeniul de frecvență 6-6.5MHz și folosește un control al nivelului de semnal cu ajutorul unui circuit ALC cu un operațional. Schema este mai "stufosă", dar permite înlăturarea circuitului de limitare din grilă, susceptibil să genereze atâtea probleme. Controlul 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.

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

Titulatura de mai sus nu înseamnă limitarea în frecvență foarte strictă la domeniul menționat mai sus, 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 bună exploatarea a caracteristicilor tranzistorului, permițând operarea mai aproape de frecvența de tăiere.

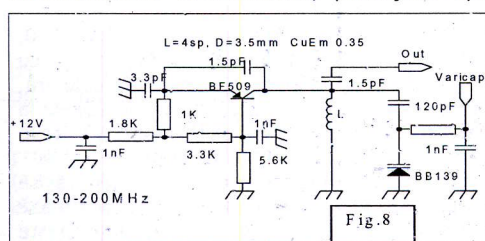


Fig.8

Utilizarea acestor tipuri de scheme este caracteristică pentru frecvențele peste 100MHz, având în vedere faptul că în montaj cu emitorul comun frecvența de lucru a tranzistorului nu depășește 1/5...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 bobinei de cablaj cu ceară de RF, cu scopul de a

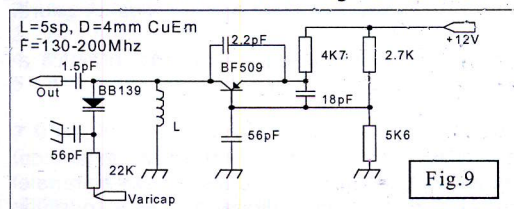


Fig.9

minimiza efectul vibrațiilor și șocurilor mecanice asupra frecvenței de oscilație. Cu cât crește frecvența, grosimea sârmei utilizate crește. Utilizarea sârmei argintate devine obligatorie la frecvențe de peste 300-400MHz datorită creșterii ponderii efectului pelicular.

Toate schemele prezentate se acordă cu ajutorul diodelor varicap, 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.

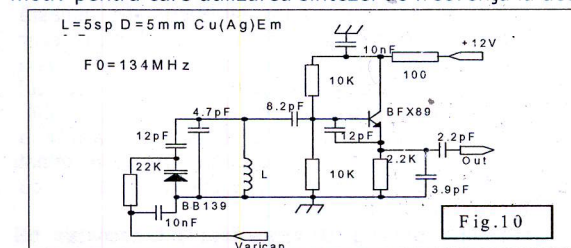


Fig.10

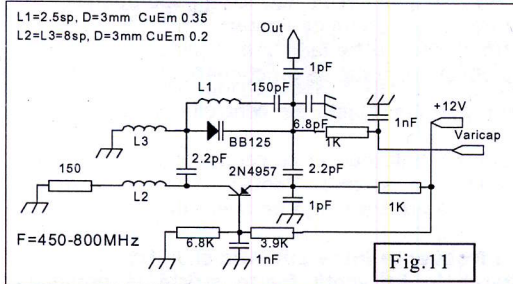
Schema din fig.9 este o variantă a schemei precedente și are performanțe identice.

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 pretându-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, punând 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.

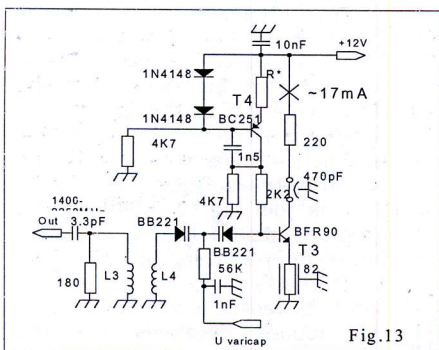
Utilizarea rezistențelor și condensatoarelor SMD poate asigura reducerea drastică a cuplajelor parazite între componente, datorită dimensiunilor foarte mici ale acestora.

7.8 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 încă utilizabil. Folosirea componentelor SMD este obligatorie la aceste frecvențe. Fiecare milimetru de terminal în plus poate crea o inductanță parazită cu efecte necontrolabile.

Schema din fig.13 reprezintă un oscilator ce funcționează în banda 1.4-2.2GHz, specifică pentru receptoarele satelit.

Ca tranzistor oscilator se folosește BFR90 ce are o frecvență de tăiere de peste 5GHz. Polarizarea tranzistorului se face cu ajutorul unui generator de curent, rezistența R* reglându-se pentru un curent de colector de 17mA. Rezistența din emitor se introduce într-un



profil de tablă în "U" cu lungimea egală cu rezistența și care permite modificarea capacității prin apropierea brațelor laterale de rezistență. În acest fel, se introduce o reacție negativă reglabilă, amplificarea tranzistorului reglându-se în acest mod în așa fel, încât să se asigure minimul necesar pentru amorsarea oscilației.

L4 este o linie cu lungimea de 17mm din sârmă CuAg 0.8. L3 are aceeași lungime și se plasează la o distanță de 8mm de L4, paralel cu aceasta.

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.

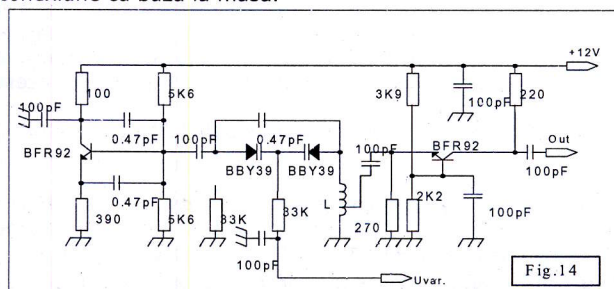


Fig.14

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 sau chiar 5x5mm), cu prețuri de 5-20\$ 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 | App. note D173-2 | Siliconix |
| 2. Jacob Makhinson | A Drift Free VFO | | QST/dec.96 |
| 3. Ulrich Rohde | Key Components | | QST/Jun. 94 |
| 4. ***** | ARRL HandBook 1997-2007 | | |
| 5. ***** | VCO Designer HandBook | | Mini-Circuits |

7.9 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, pretându-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

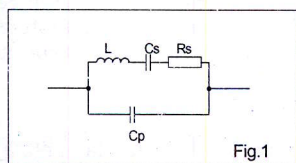


Fig.1

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. Având 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 decât 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 atât de mare L/Q și cu o rezistență redusă comparativ cu reactanța mare a bobinei echivalente, Q -ul rezonatorului va fi foarte mare.

Calculând factorul de calitate $Q = \frac{2\pi f L}{R} = 137000$

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 câteva zeci de KHz și $1-30MHz$ pentru cristalele cu tăietură AT . Frecvența de oscilație este dată de grosimea cristalului de cuarț, peste $30MHz$ cuarțul devenind atât de subțire încât există riscul spargerii. Ca informație, la $30MHz$ un cristal are $55\mu m$ 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 cincia este de $150-200MHz$. Acest mod de operare armonic se mai numește și "overtone".

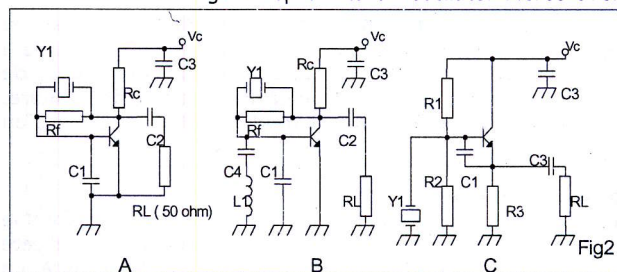
Relativ recent, o nouă tehnologie: Tab-mesa Technology (TmT), a permis obținerea de rezonatori cu dimensiuni extrem de mici, ce oscilează pe fundamentală în domeniul $40-200MHz$ sau overtone până la $600MHz$. Dimensiunea acestor cristale este similară rezonatorilor piezo folosiți pentru ceasuri ($2 \times 5mm$). 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 decât 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.

7.10 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. Comparând 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 armonică a treia sau a cincea.

C4 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 încât: $\frac{1}{2\pi L1 C1} = 3F1$, unde $F1$ este fundamentală

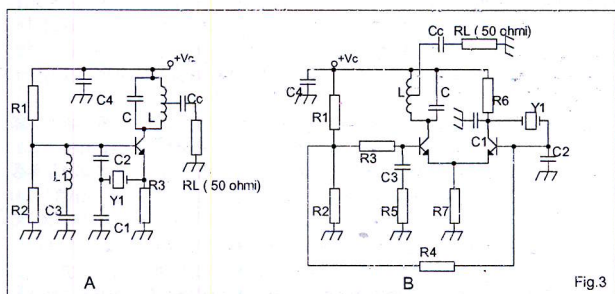
cristalului. (În fapt, dacă avem un cristal de 48MHz putem cu siguranță, presupune că e vorba de un overtone, așa încât vom acorda circuitul direct pe frecvența înscrisă pe cristal)

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 egali cu $C2$. Ca o curiozitate RL se poate plasa în serie cu rezonatorului, având 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 (având 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 restrânse, frecvența cristalului.

Fig.3A prezintă un oscilator Buttlar. 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 rezonator să poată opera lângă Fs (frecvența de rezonanță serie), unde impedanța rezonatorului are un caracter pur rezistiv. Oscilatorul Buttlar operează cristalul în modul serie, la un nivel redus, ceea ce-i asigură o bună stabilitate.

Schema este de fapt un oscilator Colpitts ($L1$, $C1$, $C2$). $C3$ are rol de a bloca componenta continuă și are valoare mare (nF). Reacția oscilatorului se asigură chiar prin cuarțul $Y1$. Circuitul oscilant $L1, C2, C2$ rezonază pe fundamentală cuarțului sau pe o armonică (overtone). Circuitul de sarcină cuprinde un circuit acordat pe frecvența de lucru (pentru reducerea celorlalte armonici), sarcina RL fiind cuplată prin capacitatea Cc pe o

priză a bobinei. În situația operării pe fundamentală, circuitul de ieșire poate fi un transformator de impedanță de bandă 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, când lucrează în regim de limitare. Pentru a se asigura un nivel mare al semnalului în baza tranzistorului oscilator, C1 și C2 au valori egale.

7.11 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.

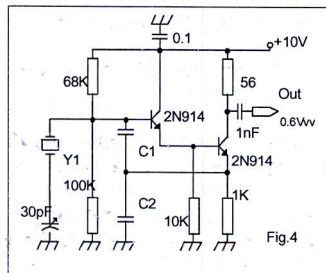


Fig.4

În fig.4 și fig.5 sunt prezentate 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, existând 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

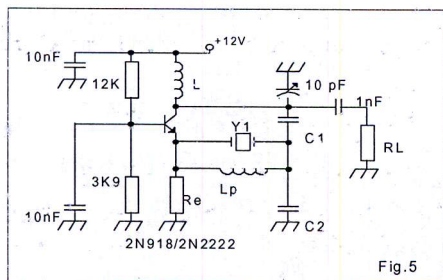


Fig.5

utilizată este de oscilator Buttlar cu baza la masă. Prin utilizarea unor cristale adecvate se obțin frecvențe de oscilație de până la 200MHz, prin rezonanță pe armonică a treia, a cincea sau chiar a șaptea. Nivelul semnalului furnizat scade însă cu armonică utilizată. La operarea pe frecvență overtone trebuie avută în vedere creșterea rezistenței echivalente serie a rezonatorului cu cuarț de până la 10 ori. Q-ul rezonatorului scade și el de tot atâtea 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 armonică șaptea, rămân 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 încât 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

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

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	Buttler colector comun	Buttler bază 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 redusa	Buna

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

7.12 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.100-500μW
 - 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 $1/f$ mai redus, comparativ cu tranzistoarele MOS-FET și bipolare.

Schema aleasă trebuie să nu permită lucrul în regim de saturație pentru tranzistorul oscilator, nici măcar pentru vârfurile de semnal, deoarece se constată o creștere importantă a nivelului de zgomot când 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 vârf de semnal tranzistorul oscilator. Buclele de reglaj automat al nivelului pot introduce ele însele zgomot de fază, așa încât cea mai bună soluție o constituie utilizarea unei puternice reacții negative.

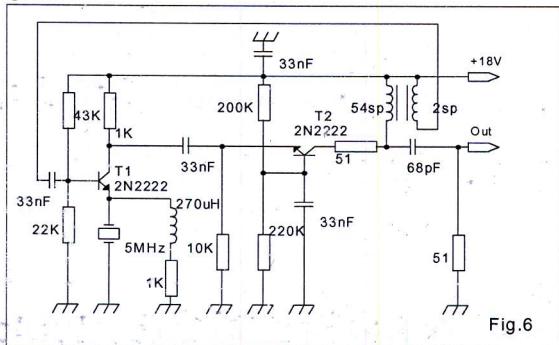


Fig.6

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 creștei nivelului semnalului peste o anumite valoare, ceea ce va determina scăderea amplitudinii oscilației generate de T1. Cristalul disipă aici cca. 85μW, 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 cât rezistența serie a cristalului va fi mai mare (deci un cristal mai prost), cu atât nivelul de zgomot generat va fi mai redus,

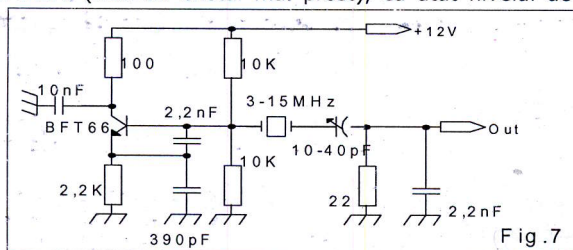


Fig. 7

această rezistență introducând o reacție negativă proporțională cu valoarea acesteia. Limitarea amplitudinii la ieșirea lui T2 se poate face și cu diode Schottky 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

vârfurile de semnal. Aceasta se poate face destul de ușor, prin urmărirea formei de undă cu ajutorul unui osciloscop.

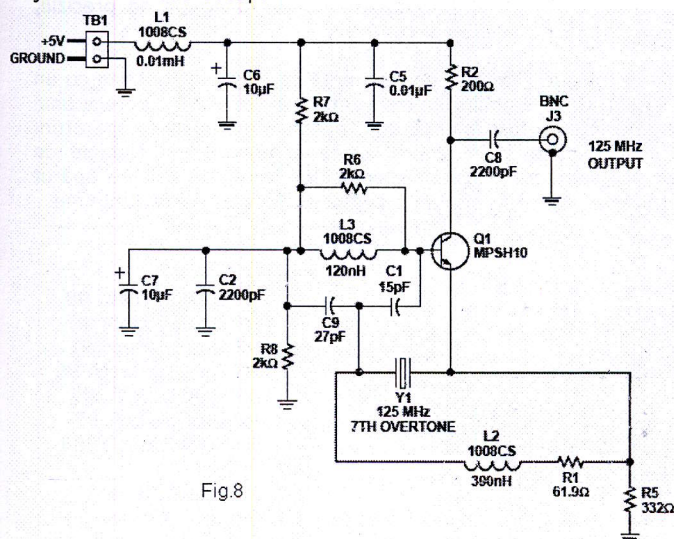


Fig.8

Oscilatorul din Fig.8 reprezintă un oscilator cu cristal overtone, în configurație Butler. Cristalul este forțat să oscileze pe armonica a șaptea cu ajutorul componentelor externe. Tranzistorul Q1, este un tranzistor obișnuit de înaltă frecvență gen BFT66 sau, BFR92 sau mai modernul BFR360. Schema asigură un nivel de zgomot excelent, însă valorile lui L2, L3, C9 și C1 trebuie ajustate după cristalul (fabricantul) folosit.

7.13 Standarde de frecvență atomice

Standardele de frecvență atomice sunt oscilatoare cu o stabilitate de frecvență cu mult mai mare decât stabilitatea ce se poate obține cu oscilatoarele cu cuarț. Există situații când 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 câteva cazuri, când 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 răspândit. Standardul cu rubidiu (gazul rubidiu 87), utilizează o cavitate rezonantă acordată pe frecvența de 6,8346822641 GHz. O buclă PLL este folosită pentru a se sincroniza pe această frecvență, semnalul fiind apoi divizat la valori de ordinul a 5 sau 10 MHz.

Standardul cu rubidiu, cu dimensiunile cele mai reduse, (76x35x76 mm), este cel produs de TEMEX la filiala sa europeană din Neuchâtel.

Iată și principalele specificații 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: $\pm 1 \times 10^{-10}$ /lună
- Stabilitate pe termen scurt: $\pm 3 \times 10^{-12}$ /100 sec.
- 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.

Mai recent, au început să fie folosite referințe de frecvență ce sunt sincronizate cu un semnal primit de la rețeaua de sateliți GPS. Stabilitatea frecvenței este similară cu cea a unui standard cu cesiu. Inițial aceste referințe au fost folosite doar pentru sincronizarea aparaturii de laborator, însă ulterior au fost folosite și în sincronizarea semnalelor în rețelele de telefonie celulară. Prețul acestor echipamente a scăzut spectaculos în ultimii ani. Au apărut chiar și realizări de amatori, ce folosesc în acest sens un receptor GPS cu modificări minime.

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 | Oscillator 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 Frecveny Synthesizer | J. 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 |

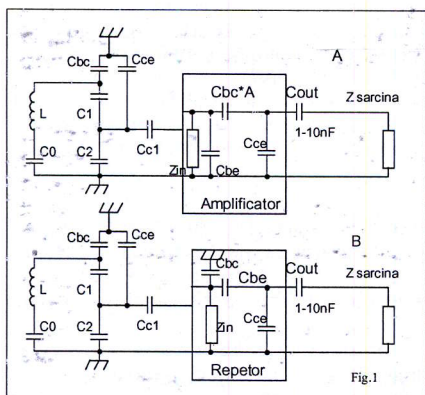
7.14 Bufferul

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 decât atât, 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 ridicându-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, determinând 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 C_{be} nu a mai fost figurată, având o valoare redusă comparativ cu capacitatea C_1 . Este evident faptul că în primul caz, capacitatea totală de la sarcină la circuitul oscilant este mai mare decât 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 cât amplificarea și capacitatea bază-colector a tranzistorului sunt mai mari, cu atât capacitatea echivalentă rezultată va fi mai mare, cu consecințe defavorabile asupra stabilității frecvenței la variațiile de sarcină. Din analiza schemelor principiale 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.



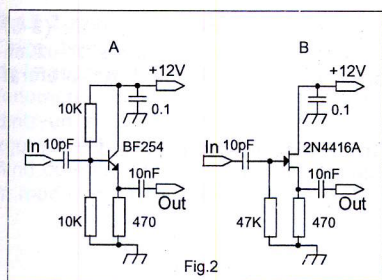


Fig.2

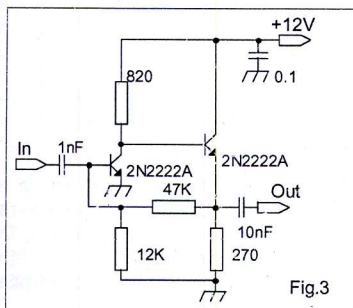


Fig.3

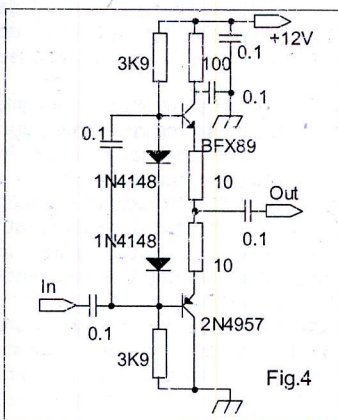


Fig.4

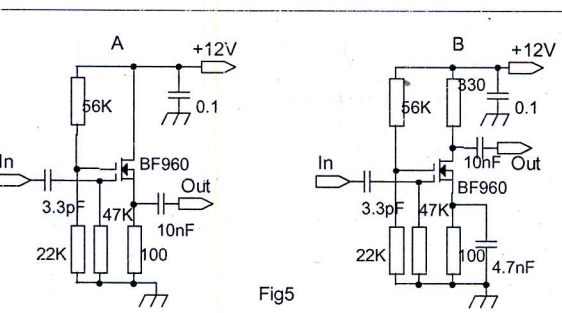


Fig5

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 repetore 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. Tranzistorii folosiți permit o funcționare bună până la frecvențe de cca. 10-15MHz, la nevoie putându-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.

În fig.5A este prezentat un buffer realizat cu o tetrodă MOS. Capacitatea grilă sursă a tetrodelor MOS este ceva mai mică decât la FET-urile uzuale, utilizarea unei tetrode MOS în această schemă putând duce la o ușoară îmbunătățire a separării. În fig.5B este prezentat un separator lucrând 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 amplificarea moderată (2-5) capacitatea echivalentă va fi sub cea a unui repetor pe emitor (Cbe) 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	Ce (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 prezentând valorile pentru condițiile uzuale.

Trebuie menționat faptul că toate capacitățile interne ale tranzistoarelor depind de tensiunea de alimentare, capacitățile crescând 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.

Poate cea mai nefasta manifestare a proastei separări între VCO și mixer se produce în emițătoare. Nivelul mare al semnalului ce se aplica pe un circuit modulator, duce la variații mari de impedanță ale intrării mixerului, care se transmit până la VCO. Rezultatul este, în cazul unei modulații AM (fie ea și cu banda laterala unica), apare și o modulație de frecvență parazita.

În ultima vreme au apărut și o serie de circuite integrate care sunt special concepute ca etaje de separare, asigurând o izolație mai bună de 45dB. Probabil cel mai cunoscut exemplu este circuitul MAX2472 care funcționează până la 2.4GHz și care are două ieșiri. Thompson Semi produce de asemenea cîtea amplificatoare ce au izolare mare și se pretează la lucrul pe post de buffer.

Bibliografie:

*****	Data book FET transistors	Siliconix
*****	Data handBook FET	Philips
*****	Data handBook RF transistors	Philips
*****	AN2019 May 2003	Maxim

7.15 Zgomotul oscilatoarelor

Orice bloc electronic produce un anumit nivel de zgomot, nici oscilatorul nefăcând 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 atât din zgomot alb cât și zgomotul 1/f (flicker). Relația lui Leeson evidențiază în mod clar sursele și cauzele zgomotului de fază în oscilatoare:

$$L = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{\omega_0^2}{4\omega_m^2} \left(\frac{P_{in}}{\omega_0 W_e} + \frac{1}{Q_{unl}} + \frac{P_{sig}}{\omega_0 W_d} \right)^2 \right] \left(1 + \frac{\omega_c}{\omega_m} \right) \frac{FkT_0}{P_{sav}}$$

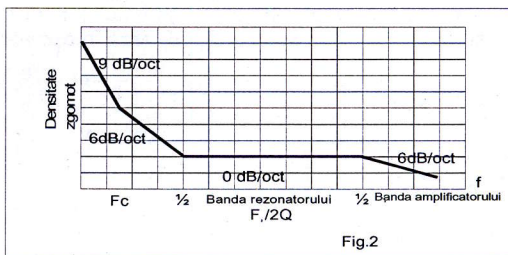
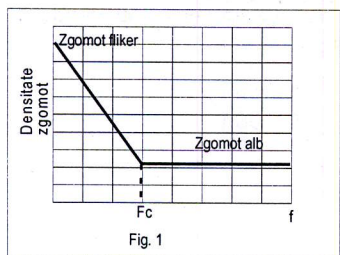
De aici rezultă că pentru minimizarea zgomotului de fază trebuie luate următoarele măsuri:

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 vârfuri de semnal cu orice preț, întrucât 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 câmp mare, având 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 decât la FET-uri) se poate face prin utilizarea unei rezistențe în serie cu emitorul de cca. 10-30Ω, ceea ce duce la o reducere a zgomotului flicker cu până 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 câmpuri electrice perturbatoare, care ar putea modula parazit oscilatorul.
10. Cablajul imprimat trebuie realizat îngrijit, cu utilizarea conceptului de masă stelată, pentru a evita apariția buclilor de masă.
11. Toate componentele folosite în oscilator trebuie să fie de calitate cât 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.

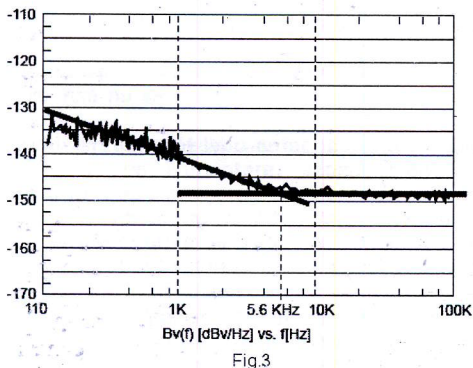
Oscilatoarele comandate în tensiune (VCO-uri) prezintă, suplimentar față de oscilatoarele obișnuite, un zgomot complex care pătrunde pe tensiunea de comandă a frecvenței. Zgomotul ce pătrunde pe tensiunea de comandă a varicapului conține:

- Zgomot alb datorat rezistenței de separare.
- Zgomot alb, $1/f$ și componente deterministe specifice sursei care generează tensiunea de comandă: 50 Hz, 100Hz sub frecvența de referință la sintezele de frecvență.

Figura 1 prezintă distribuția spectrală a zgomotului la un tranzistor



F_c este frecvența până la care zgomotul flicker este dominant, în continuare rămânând cu valoare semnificativă doar zgomotul alb. Zgomotul $1/f$

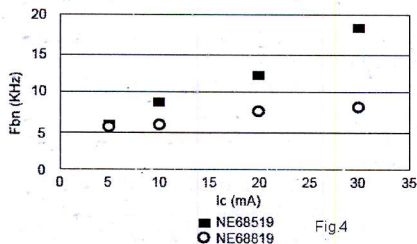


Zgomotul $1/f$ reprezintă zgomotul dominant la frecvențe joase și apare transpus pe semnalul RF generat de un oscilator aproape de purtătoare. Fig. 2 prezintă distribuția spectrală a zgomotului la un oscilator, cu evidențierea zonelor semnificative.

Se observă dominantă $1/f$ (flicker) la frecvențe joase, după care urmează 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.

Fig. 3 reprezintă zgomotul $1/f$ generat de tranzistorul NE58819 produs de NEC-CEL. Punctul de inflexiune (F_c) pentru acest tip de zgomot este de 5.6KHz la 12mA/3V

După cum se observa în figura următoare, zgomotul flicker ($1/f$) depinde de curentul de colector, ca și de tehnologia constructivă.



Tranzistoarele special construite pentru oscilatoare oferă un zgomot de flicker redus. Uzual pentru tranzistori bipolari cu siliciu, F_c este între 3 și 15KHz.

Fig.4 arată dependența punctului de inflexiune pentru zgomotul de flicker de curentul de colector pentru două tranzistoare bipolare diferite.

Exemple de tranzistori cu zgomot $1/f$ redus:

2N4957 $F_c=5\text{KHz}$ @ 1mA/10V

NE685 $F_c=3\text{KHz}$ @ 5mA/5V

NE851 $F_c=5\text{KHz}$ @ 5mA/2V

BFR360 $F_c=15\text{KHz}$ 10mA/3V

BFR460 $F_c=10\text{KHz}$ 8mA/2.7V

Tranzistoarele FET cu siliciu oferă performanțe în ceea ce privește zgomotul $1/f$, mult mai bune decât orice alt tip tranzistor la frecvențe sub 300-400MHz. U310 (sau varianta în

plastic TO92 J310) reprezintă un exemplu tipic. Acest tranzistor realizat prin anii '70, rămâne încă un tranzistor redutabil, fiind încă larg utilizat! Pentru acest gen de tranzistor, F_c este de 50-100Hz.

Tranzistoarele GaAs-FET care lucrează la frecvențe mai mari, au însa performanțe scăzute în ceea ce privește zgomotul flicker. Performanțele variază mult funcție de tehnologia folosită și producător, însă valorile uzuale pentru F_c pot fi de la 100KHz la 100MHz!

Tranzistoarele MOS-FET au de asemenea un zgomot $1/f$ ridicat și nu se folosesc în oscilatoare decât în aplicații ce nu sunt foarte sensibile la acest tip de zgomot (tunere FM, TV). Valorile uzuale pentru F_c sunt de la 20KHz la 1MHz.

Recapitulând, pentru un oscilator de performanță, la frecvențe sub 300-400MHz, FET-urile cu siliciu sunt imbatabile. La frecvențe de peste 0.5GHz tranzistorii bipolari sunt singurii care oferă performanțe acceptabile din acest punct de vedere. Noile tehnologii utilizate permit actualmente obținerea unor transistoare cu siliciu care pot opera în oscilatoare la frecvențe de peste 20GHz.

Tranzistorii realizați cu SiGe și care au ajuns la F_t de cca. 100GHz sunt creditați cu performanțe la fel de bune în privința zgomotului $1/f$ ca și tranzistorii bipolari cu siliciu.

Folosind principiile enunțate anterior, se poate obține un oscilator cu un nivel redus de zgomot, fără de care nu se pot obține performanțele maxime de la un receptor.

Fig. 5. 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.6A), iar în bandă îngustă se observă prezența câmpurilor perturbatoare de 50 sau 100Hz (fig.6B).

În mod evident, componentele spectrale parazite trebuie să fie la un nivel cât mai redus, ele putând 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 a

componentelor discrete 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 80dB.

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: presupunând un oscilator cu un nivel de zgomot de -120dBc/Hz, într-o bandă de 3000Hz vom avea:

$$-120 + 34.77 = -85.22 \text{ dBc}$$

În cele ce urmează este prezentat cazul real al unui oscilator atunci când oscilează liber și când este controlat de bucla PLL. Se observă reducerea dramatică a zgomotului aproape de purtătoare. Este arătat zgomotul de faza la 10KHz și 125KHz depărtate de purtătoare

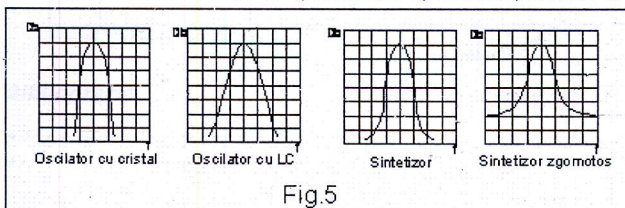


Fig.5

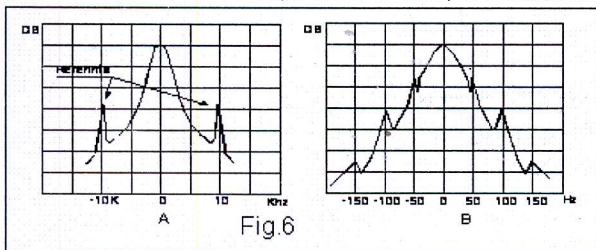
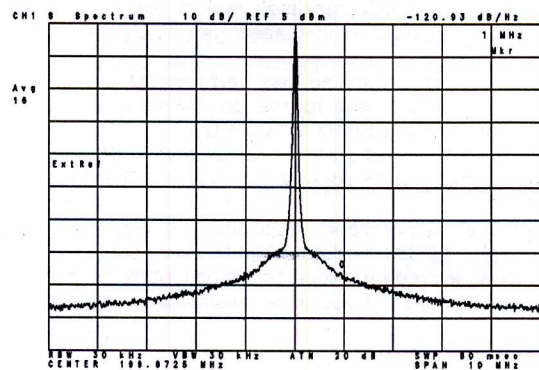
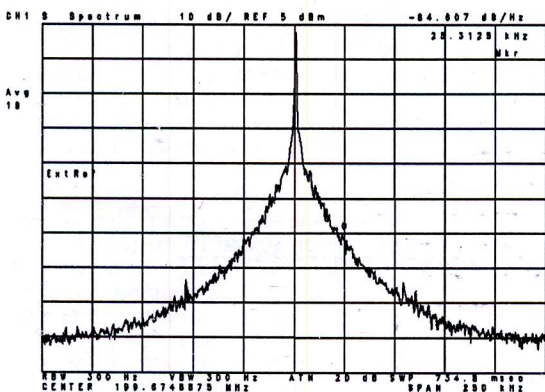
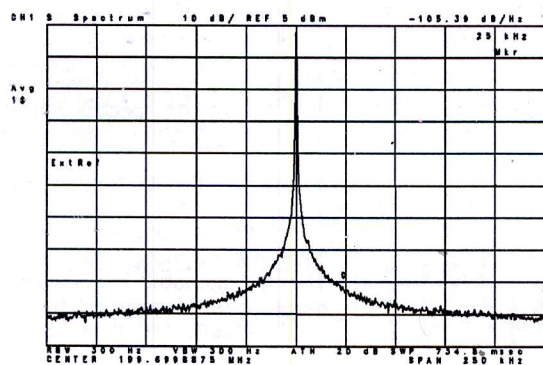


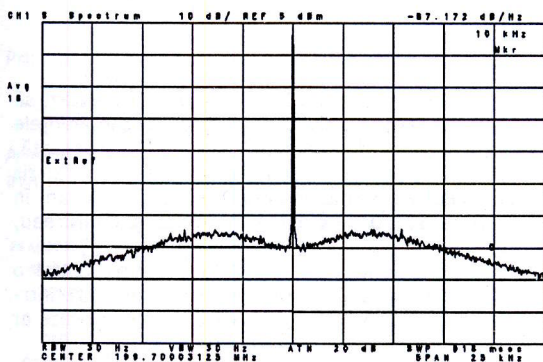
Fig.6



Zgomot VCO în oscilație liberă

Span 10MHz

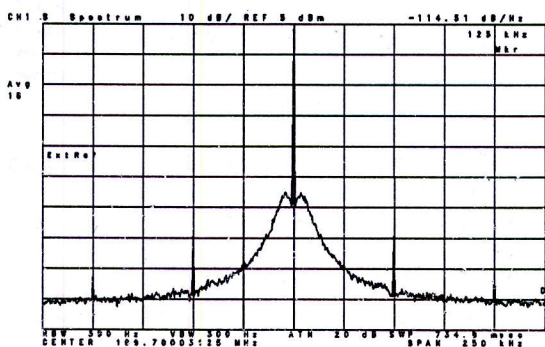
Zgomot VCO în oscilație liberă
aproape de purtătoareComponentele discrete ce se pot
observa pe zgomot sunt datorate
filtrării insuficiente a tensiunii varicap
Span 200KHzZgomotul aproape de purtătoare al
VCO-ului aflat sub control PLL
Span 200KHz



VCO sub control PLL

Span 20KHz

Zgomotul PLL-ului este de -87dB/Hz la 10KHz de purtătoare



Zgomotul PLL-ului este de --
114dB/Hz la 125KHz de purtătoare

Bibliografie:

***** NEC-CEL
***** Siliconix

1/f Noise in transistors
Low Noise JFETs

AN1026
AN106

ISBN 973-702-445-1



9 789737 024459