

RADIORECEPTOARE

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. Oscilatoarele	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, parametri 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-metru	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 antenei 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 interceptie 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 Filtrarea 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 4	311
ANEXA 5	312
ANEXA 6	314
ANEXA 7	315
ANEXA 8	316
ANEXA 9	317
ANEXA 10	319
ANEXA 11	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 aparaturii, care sunt din ce mai greu de atins cu mijloace amatoricești. Cu toate astea, există destul 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 pionier desfășurată în domeniul Software Defined Radio? Apariția receptoarelor software a dat prilejul acelor radioamatori cu cunoștințe de programare, să-și etaleze din plin calitățile 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 menționăm 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 deplasarea 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. Me 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 evoluate, 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 imprimate (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.

8. Sinteza de frecvență

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

Utilizarea sintezei de frecvență nu este un simplu moft. Se poate obține astfel o stabilitate de frecvență egală cu stabilitatea unui oscilator cu cristal, pe orice frecvență într-un domeniu dat. În cazul unui radiotelefon, pentru a putea lucra pe toate canalele alocate ar trebui câte un cristal de cuarț pentru fiecare frecvență.

Așadar, sinteza de frecvență rezolvă problema stabilității de frecvență, precum și problema preciziei la citirea frecvenței generate, eliminându-se greoiul sistem de scală.

Există câteva criterii de selecție în alegerea schemei de sinteză de frecvență:

- funcție de domeniul de frecvență
- ecartul (pasul) frecvențelor generate
- performanțele la zgomot ce sunt necesare pentru o aplicație dată.

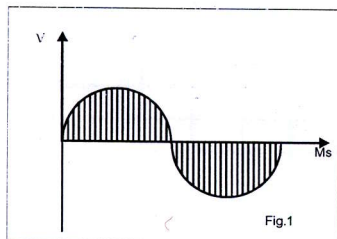
Actualmente sunt utilizate două tipuri de sinteză de frecvență, ce diferă fundamental din punct de vedere al principiilor folosite:

- Sinteza digitală directă (DDS -direct digital synthesizer)
- Sintetizator cu PLL

8.1 Sinteza digitală directă

Sinteza digitală directă, este o apariție de dată mai recentă, deși bazele teoretice fuseseră puse de mult. Sinteza digitală directă este un beneficiar direct al evoluției circuitelor integrate ce operează la frecvențe tot mai mari.

Fără a intra în teoria acestui tip de circuit, trebuie spus că acest gen de sinteză de frecvență se bazează pe recompunerea unei sinusoide din eșantioane de mici dimensiuni, așa cum este prezentată în fig.1.



Practic, un circuit specializat asigură un semnal digital unui convertor D/A rapid, care furnizează la ieșire un semnal ce încearcă să reconstituie o sinusoidă. Cu cât crește însă frecvența generată, cu atât este mai dificilă sarcina atât a circuitului de sinteză (digitală) cât și a convertorului D/A. Este motivul pentru care se recurge la un compromis, la frecvențe ridicate fiind redus numărul de eșantioane utilizat pentru reconstrucția sinusoidei. Firește, astfel rezultă o formă de undă cu aspect distorsionat ce va avea un puternic conținut armonic. Armonicile pot fi reduse între anumite

limite la ieșire, cu ajutorul unui filtru trece jos sau trece bandă. Circuitele cele mai performante pot genera astăzi frecvențe de 500MHz, cele uzuale lucrând la 50-100MHz.

Principalele avantaje ale circuitelor DDS sunt:

- Nivelul de zgomot generat de aceste circuite este redus, având valori comparabile cu nivelul de zgomot al referinței!
- Frecvența generată poate fi asigurată în pași de 1/10Hz sau chiar 1/100Hz.
- Nivelul tensiunii generate este constant în toată banda de frecvență generată.
- Timp redus de calare: <20ns ceea ce le face pretabile la aplicațiile în comunicații cu spectru împrăștiat.
- Componente analogice puține.

- Imunitate foarte mare față de câmpuri parazite sau vibrații mecanice.

Principalele surse de zgomot la o sinteză DDS sunt:

- Zgomotul referinței
- Zgomotul termic al componentelor
- Zgomotul surselor de curent din DAC

Analog Devices este probabil cel mai cunoscut producător de circuite DDS, la ora actuală având în fabricație o gama de cca. 20 de circuite DDS diferite ce pot lucra cu frecvențe de clock de la 25MHz până la 1GHz. Preturile (la 1000 buc.) sunt de la cca. 5USD pentru AD9834 la 45USD pentru AD9858 (1GHz).

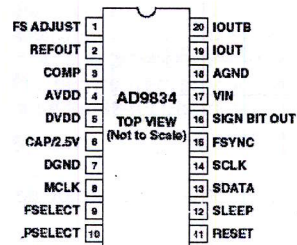


Fig.2

AD9834 este un DDS ce lucrează cu un clock de max. 50MHz, ceea ce asigură o frecvență maximă de ieșire de 25MHz. Este realizat în tehnologie CMOS, tensiunea de alimentare este 2.3 la 5.5V. Puterea consumată este de numai 20mW la 3V. În bandă îngustă SFDR (spurious free dynamic range) este de mai bun de 72dBc. Controlul frecvenței se face pe o magistrală serială de 3 biți (SPI). Rezoluția este dată de mărimea registrului de acumulare de 28 de biți și frecvența de clock folosită. La $F_{clk}=50\text{MHz}$, rezoluția este de 0.2Hz. Capsuia

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

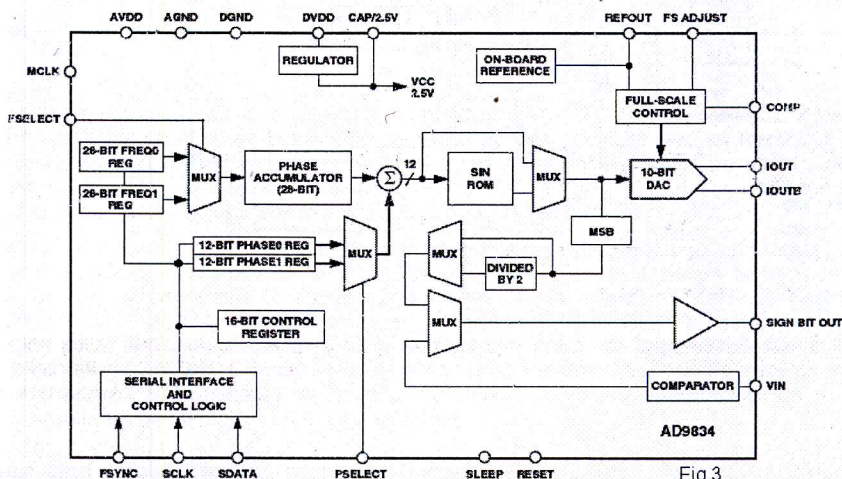


Fig.3

folosita este de tipul TSOP20.

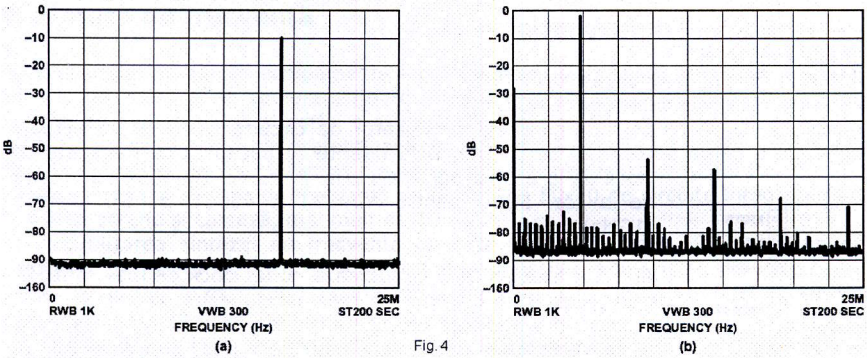
Pinii pentru circuitul DDS AD9834 si schema bloc este prezentată în fig.2 respectiv 3.

AD9834 este un DDS ce conține un DAC pe 10 biți. Considerând armonicile și produsele parazite raportul față de purtătoare (SFDR) este de cel puțin 55dB în banda largă.

Fig.4 arată semnalul la ieșirea AD9834 când $F_{clk}=50\text{MHz}$: a) 16.667MHz, b) 4.8MHz.

Așa cum se observă din fig.4 semnalul util este însoțit la ieșirea DDS-ului de semnale parazite. Compoziția spectrală a semnalelor parazite se schimbă odată cu modificarea frecvenței de ieșire sau a clock-ului. Uneori chiar și modificarea cu numai 100 Hz a frecvenței de ieșire poate duce la modificări importante în conținutul spectral. Utilizarea unui filtru trece jos la ieșire este esențială în eliminarea componentelor armonice sau a rezidului de clock. Eliminarea componentelor foarte aproape de purtătoare este mai dificilă și uneori este necesar să se utilizeze în aplicații pretențioase un filtru cu cristal cu banda de trecere de 10-

12KHz. Fig.5 reprezintă o aplicație tipică pentru un circuit DDS. Semnalul de clock este

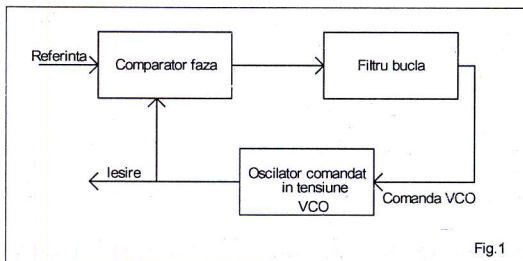


problema. Rezoluția de frecvență, care este mai bună de 1Hz, este suficientă pentru cele mai multe aplicații, iar zgomotul de fază este foarte bun, fiind dat practic de zgomotul referinței utilizate pentru clock, la care se adaugă zgomotul cauzat de DAC. DDS-urile sunt folosite și în circuite mai complexe de sinteza de frecvență, pentru a genera semnale cu o rezoluție ridicată, mai bună de 10Hz, în conjuncție cu un PLL clasic la frecvențe foarte mari.

8.2 Sinteza de frecvență cu circuite PLL

Sinteza de frecvență cu circuite PLL (Phase Locked Loop) este relativ simplă, bazele teoretice ale circuitelor PLL fiind puse încă din anul 1932 de Bellescize, pentru un procedeu de recepție sincronă a emisiunilor AM. De atunci, numeroase tipuri de circuite PLL au fost create, începând din anii '70 impunându-se circuitele PLL integrate. Inițial au fost realizate circuite PLL pentru frecvențe joase, actualmente realizându-se circuite PLL monochip ce funcționează la peste 8000MHz, destinate aplicațiilor comerciale.

Schema principală a unui circuit PLL este prezentată în Fig.1:



Așa cum se observă, schema conține un circuit comparator de fază, un oscilator comandat în tensiune (VCO) și un filtru de buclă. Comparatorul de fază compară faza (și frecvența uneori) semnalului furnizat de referință (cu cuarț dacă e vorba de un PLL de înaltă frecvență), cu faza semnalului furnizat de VCO. VCO-ul este așadar un oscilator a cărui frecvență poate fi controlată extern, prin aplicarea unei tensiuni de comandă.

La ieșirea comparatorului apare un semnal de eroare, proporțional cu diferența de fază (frecvență) între referință și VCO. Semnalul de eroare este trecut printr-un filtru trece jos, cu scopul de a elimina reziduurile semnalelor incidente la comparatorul de fază, deci în mod evident frecvența de tăiere a filtrului trece jos va fi mai mică decât frecvența de referință. Filtrul de buclă are o mare importanță și dintr-un alt punct de vedere: bucla PLL este un sistem cu reacție, ce poate oscila pe o frecvență proprie (destul de joasă) ce se suprapune peste frecvența VCO-ului. Dacă filtrul de buclă este incorect executat, vor exista implicații asupra stabilității buclei PLL și a purității spectrale.

Semnalul de eroare dat de comparatorul de fază este aplicat apoi intrării VCO-ului, ce va determina modificarea fazei (frecvenței) semnalului furnizat de VCO, în sensul reducerii diferenței de fază între VCO și semnalul de referință. În acest mod se obține un semnal de la VCO, cu stabilitatea în frecvență egală cu cea a referinței cu cristal.

Comparatoarele de frecvență nu funcționează corect la frecvențe prea mari și de aceea se recurge frecvent la divizarea frecvenței VCO-ului până la valoarea frecvenței de referință. Schema din fig.2 prezintă acest procedeu.

Relația ce dă frecvența de lucru a VCO-ului este:

$$f = f_r \cdot N$$

Din relația de mai sus, rezultă că frecvența f poate fi modificată variind factorul de divizare N . Se obțin astfel, un număr de frecvențe, decalate între ele cu valoarea frecvenței de referință f_r . Divizorul prin N poate fi programat să divizeze cu diverse valori întregi (de regulă) și se numește divizor programabil.

Există aplicații când nu este necesar decât un număr redus de frecvențe generate; în acest caz, un simplu circuit bazat pe schema din fig.2, poate satisface ușor cerințele.

Există astăzi două tipuri de PLL-uri:

- PLL-uri întregi, la care factorul de divizare este un număr întreg
- PLL-uri fracționare, la care factorul de divizare este un număr fracționar.

PLL-urile fracționare reprezintă o inovație în evoluția circuitelor PLL în general și vor fi tratate într-un paragraf separat, în continuare discutându-se exclusiv de PLL-urile întregi.

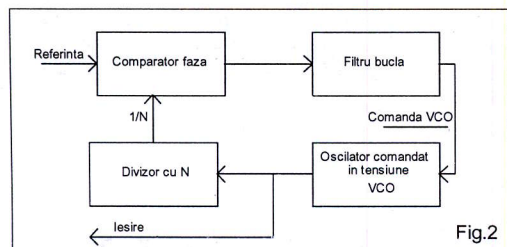


Fig.2

Când ecartul între frecvențele generate scade, scade și valoarea frecvenței de referință, ceea ce duce însă la probleme legate de valoarea frecvenței de tăiere la filtrul de buclă. Se ajunge practic la valori foarte mici pentru frecvența filtrului trece jos, cu consecințe nefavorabile asupra timpilor de răspuns ai buclei și asupra comportării la regimuri tranzitorii.

Timpul de stabilizare al frecvenței la comutarea unei noi valori, este o mărime importantă pentru un sintetizor de frecvență, de această valoare depinzând dacă se poate face sau nu un acord rapid în frecvență. Pentru un sintetizor bun, această valoare este de cca. 1-2ms, pentru un salt de frecvență de 1/10 din valoarea frecvenței de operare. Pentru aplicații de genul comunicații cu spectru împrăștiat (spread spectrum), sunt necesari uneori timpi de comutație de ordinul a 100us sau mai puțin.

Este posibilă atingerea unor timpi de comutație de ordinul a 100us sau mai buni, folosind sinteza fracționară de frecvență ce permite utilizarea unor frecvențe de comparare mari, sau circuitele DDS.

Cu cât factorul de divizare în buclă este mai mare, se ajunge însă la timpi mai mari de stabilizare a frecvenței, bucla fiind mult mai lentă. Dacă factorul de divizare în buclă este mai mare de 1000, de regulă este necesar un amplificator pe semnalul de eroare, întrucât la o asemenea valoare de divizare tensiunea de eroare dată de comparatorul de fază este foarte redusă. Din nefericire, orice amplificator are un anumit factor de zgomot, care se va suprapune peste semnalul de comandă al VCO-ului și va duce la creșterea nivelului de zgomot generat de VCO. O posibilă soluție o poate constitui un tip de comparator de fază cu câștig mare, care să genereze o tensiune de eroare mare la o diferență de fază (frecvență) redusă. Un comparator digital normal are un câștig de cca. 10V/radian, față de peste 1000V/radian la un comparator de fază cu eșantionare.

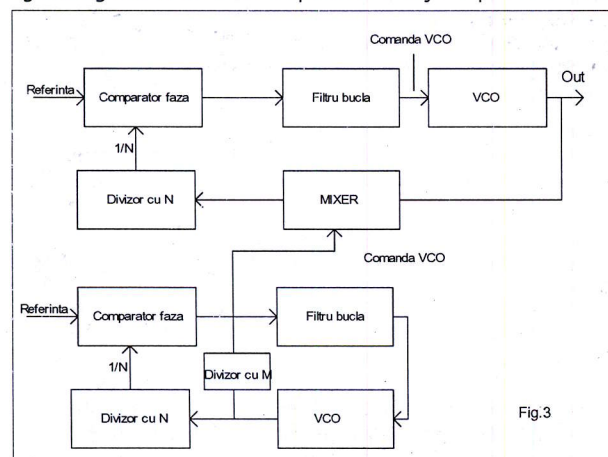


Fig.3

Dacă numărul de frecvențe generate este redus și ecartul între frecvențele generate este mare (>100KHz), o sinteză de frecvență cu o singură buclă poate satisface ușor cerințele de lucru. Situația se complică atunci când este necesar un ecart în frecvență mai mic de 1KHz. În acest caz, de regulă, singura soluție o reprezintă buclele PLL multiple.

În fig. 3 este prezentată o buclă PLL multiplă, ce permite obținerea unei rezoluții de

10-100 ori mai bună decât buclele PLL simple. După cum se observă din fig.3, circuitul cuprinde de fapt două bucle PLL ce interacționează prin intermediul unui mixer.

Prima buclă, numită și buclă principală, asigură banda de frecvență necesară, în pași mari (până la 10KHz).

Cea de a doua buclă asigură în principiu aceeași rezoluție, dar printr-o divizare cu ajutorul unui divizor fix (cu M), se asigură practic o rezoluție de M ori mai bună. Practic, cea de a doua buclă asigură toate frecvențele necesare între doi pași ai buclei principale.

Cea de a doua buclă furnizează un semnal unui mixer aflat în prima buclă, semnal care, mixat cu semnalul buclei principale ajunge la divizorul programabil.

În mod practic, la ieșirea mixerului se amplasează un filtru trece bandă, pentru selectarea componentei de mixaj dorite, precum și un formator de semnal TTL (dat fiind nivelul redus de semnal cu care operează de regulă mixerele).

Relația de frecvență la ieșirea sintetizorului de frecvență din fig.3 este:

$$f = N_1 \cdot f_{r1} + \frac{N_2 \cdot f_{r2}}{M}, \text{ dacă se selectează componenta de mixaj obținută prin adăuție.}$$

Rezultă la prima vedere că, prin utilizarea adecvată a coeficienților N1 și N2, se poate obține orice frecvență din domeniul acoperit de VCO, cu pași în frecvență de 100Hz sau chiar 10Hz.

Acest gen de schemă are dezavantajul că produce un număr mare de semnale parazite ca urmare a mixării. Filtrul utilizat la ieșirea mixerului trebuie să atenueze celelalte produse de mixaj cu peste 60-100dB, pentru că produsele parazite de mixaj se vor regăsi în frecvența finală generată.

Analizând cu date concrete o sinteză de frecvență cu două bucle PLL, ce folosește

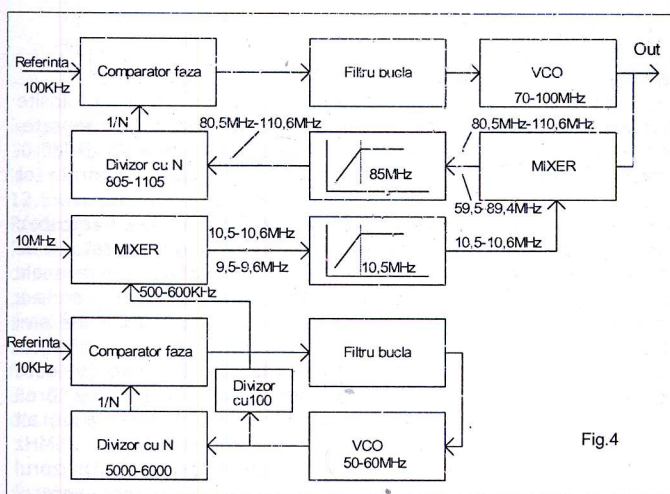


Fig.4

schema bloc din fig.3, se constată că dacă frecvența furnizată de cea de a doua buclă este prea mică (ex.500-600KHz), este imposibil de separat cu ajutorul filtrului trece bandă, ce este plasat după mixer, componenta utilă a semnalului de mixaj (frecvența imagine va fi la 1MHz distanță de semnalul util). Din cauza acestor dificultăți, se recurge la un artificiu: se mixează frecvența generată de cea de a doua buclă (ex. 500KHz) cu un oscilator cu cristal pe o frecvență de cca.

10MHz.

Schema bloc din fig.4 prezintă această metodă, separarea componentei parazite ce apare la 1MHz distanță, se face ușor cu un filtru trece sus, componenta nedorită fiind atenuată cu min. 60dB. Schema prezintă datele concrete pentru o sinteză de frecvență ce acoperă domeniul de frecvență de la 70 la 100MHz, cu pași de 100Hz.

După cum se remarcă, buclă principală asigură pasul de 100KHz, cea de a doua buclă, asigurând după divizarea cu 100, un pas de 100Hz (cu acoperirea domeniului 500-600KHz). Factorul de divizare al celei de a doua bucle este destul de mare (5000-6000), ceea ce asigură performanțe modeste din punct de vedere al zgomotului, dar prin divizarea cu 100

se asigură reducerea zgomotului generat cu 20dB. Se asigură în acest fel un nivel de zgomot acceptabil, factorul de divizare al buclei principale fiind de max. 1100.

Câteva cuvinte despre circuitul trece sus aflat la ieșirea mixerului din bucla principală. Așa cum sunt prezentate datele schemei, pentru întreaga bandă de frecvență de la 70 la 100MHz se va recurge la comutarea a două filtre ce au frecvențe de trecere de 85MHz, respectiv 95MHz. Trecerea la al doilea filtru se face când frecvența VCO-ului trece de 85MHz. Atenuările frecvențelor de mixaj imagine trebuie să fie de cel puțin 60dB, pentru a nu produce semnale parazite deranjante la ieșirea sintetizorului de frecvență.

Controlul divizoarelor programabile la buclele multiple se face de obicei cu ajutorul unui microcontroler, ce rezolvă și problema afișajului frecvenței (de obicei se afișează nu frecvența de lucru a sintetizorului, ci frecvența receptorului, prin raportare la frecvența intermediară).

Rezoluții mai bune de 100Hz se obțin numai cu utilizarea a trei bucle PLL sau cu ajutorul divizoarelor programabile fracționare. O altă posibilitate, larg folosită în aparatura modernă, este de a se utiliza pentru una din bucle, o sinteză digitală directă DDS, ce va genera de exemplu în domeniul 10.5-10.6MHz, cu pas de până la 0.1Hz.

Trebuie menționat faptul că majorarea numărului de bucle PLL într-o sinteză de frecvență duce la creșterea numărului de frecvențe mixate și implicit, la creșterea numărului de frecvențe parazite generate, ceea ce produce mari dificultăți de filtrare.

De regulă, sintetizorul de frecvență dintr-un receptor este astfel conceput încât asigură, în afară de semnalul necesar primului mixer al receptorului, și alte semnale auxiliare ce sunt necesare pentru alte eventuale schimbări de frecvență sau pentru BFO. Eventual prin corelarea frecvenței generate pentru BFO cu frecvența semnalului necesar primului mixer, se asigură așa numitul IF SHIFT la recepție.

8.3 Exemple de circuite PLL întregi

Așa cu rezultă din fig.2 principalele elemente ale unei bucle PLL sunt:

- Divizorul programabil
- Comparatorul de fază/frecvență
- VCO-ul
- Filtrul de buclă

Divizorul programabil. Pentru realizarea divizorului programabil prin anii '70 erau folosite aproape exclusiv circuite discrete ce înglobau un mare număr de circuite integrate. Exceptând situația unor bucle PLL simple, cu un factor de divizare redus, divizorul programabil nu se mai face astăzi cu circuite discrete, ci cu circuite specializate, ce conțin tot lanțul de divizoare într-un singur cip.

Un circuit mai complex este MC145106 (conține 880 FET-uri și 220 porți echivalente), care conține în afară de divizorul programabil și divizorul pentru referință și comparatorul de fază/frecvență. Circuitul a fost produs de Motorola Semiconductors (actualmente Freescale Semiconductors). Deși fabricația circuitului a fost oprită, dat fiind popularitatea de care s-a bucurat și a faptului că încă mai poate fi procurat din diverse stocuri, am considerat util să-l mențin în aceasta carte ca un exemplu de circuit versatil.

Divizorul referinței permite operarea cu un cuarț, cu frecvența de 10.24MHz (valoare uzuală la radiotelefoane). Circuitul conține și un oscilator de referință ce permite montarea directă a unui cristal de cuarț sau se poate injecta din exterior o frecvență de la un alt oscilator. Valoarea maximă aplicabilă la intrarea oscilatorului de referință este de cca. 25MHz

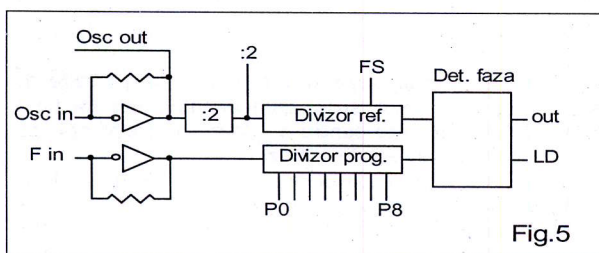


Fig.5

la 5V (33MHz la 10V). Divizorul programabil cu 2^9 are accesul paralel, ceea ce permite comutarea factorilor de divizare și cu ajutorul unor switch-uri (întrările au rezistențe la masă integrate). Frecvența maximă aplicabilă la intrarea divizorului programabil este de cca. 10MHz dacă circuitul este alimentat la 5V (17.5MHz la 10V).

Tab. 1

Pini selecție										Divizare prin:
P8	P7	P6	P5	P4	P3	P2	P1	P0		
0	0	0	0	0	0	0	0	0	-	-
0	0	0	0	0	0	0	0	1	-	-
0	0	0	0	0	0	0	1	0	2	
0	0	0	0	0	0	0	1	1	3	
0	0	0	0	0	0	1	0	0	4	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
0	1	1	1	1	1	1	1	1	255	
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
1	1	1	1	1	1	1	1	1	511	

Circuitul MC154106 conține și un indicator de calare care supraveghează comparatorul de fază/frecvență. Acest circuit furnizează un nivel "0" logic, pentru bucla necalată. Schema internă bloc este prezentată în fig.5

În tabela 1 sunt prezentate diagramele de selecție a factorilor de divizare pentru divizorul programabil.

Primele două combinații nu se utilizează, fiind folosite doar cele ce dau factori de divizare mai mari decât 2.

Circuitul este realizat în două variante de capsule: DIP cu 18 pini și SOG cu 20 pini.

În fig. 6 este prezentată capsula DIP cu semnificația pinilor.

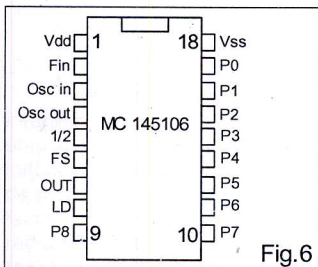


Fig.6

În fig.7 este prezentată o aplicație a circuitului MC145106 într-o sinteză de frecvență ce acoperă domeniul 144-146MHz în pași de 12.5KHz.

Dat fiind faptul că circuitul nu acceptă la intrare semnale cu frecvența mai mare de 10 MHz, se recurge la o schemă de mixare ce produce în final un semnal în banda 0.5-2.5MHz. Oscilatorul cu cuarț pe 8.85333MHz este multiplicat cu 3 în colectorul primului tranzistor (26.56MHz) și apoi cu 5 în colectorul celui de al doilea tranzistor (132.8MHz). Mixerul ce urmează este realizat cu o tetrodă MOS și asigură prin mixarea cu semnalul de la VCO, un semnal cu frecvența de la 0,5 la 2,5MHz. Semnalul este amplificat apoi și aplicat la intrarea de semnal a circuitului de sinteză. VCO-ul oscilează

în gama 133.3-135.3MHz, specifică pentru radiotelefoanele ce folosesc filtru cu cristal pe 10.7MHz. Cristalul referinței circuitului MC145106 este pe 6.4MHz. Pentru situația cu pinul FS la +9V, factorul de divizare al referinței va fi de 512, deci valoarea referinței sintezei va fi de 12.5KHz (egală cu pasul sintezei).

Programarea divizorului programabil se face cu ajutorul unor comutatoare decadică miniatură (BCD). Întrucât se asigură din comutatoare o acoperire de numai 1MHz, trecerea la cel de al doilea MHz al benzii se face prin aplicarea unei tensiuni de 9 V pe intrarea Shift 1MHz. Este posibilă și obținerea unui shift de 600KHz, specifică pentru lucrul pe repetoare (decalajul emisie-recepție la lucrul cu stații radio prin repetoare). Diodele 1N4148 realizează limitarea acoperirii benzii la 2MHz. Schema este relativ simplă și permite realizarea unei sinteze de frecvență pe două plăci de circuit imprimat de 75x35mm. Valorile mari ale condensatoarelor din filtrul de buclă asigură o reducere importantă a zgomotului generat de VCO dar crește destul de mult timpul de stabilire a frecvenței la comutare.

Un alt circuit Motorola destinat sintezei de frecvență este MC145170. Diferența față de precedentele constă în utilizarea pentru comanda divizorului programabil a unui bus serial numit "MICROWIRE". În această situație, comanda se face numai cu ajutorul unui microcontroler care rezolvă și problema afișajului frecvenței. Utilizarea circuitelor pentru sinteză comandate de microcontrolere duce la reducerea complexității "hard" a circuitului, determinând miniaturizarea sintezei de frecvență odată cu asigurarea unor facilități deosebite privitoare la afișajul frecvenței sau lucrul cu shift de frecvență. Schema prezentată utilizează un artificiu pentru alimentarea operaționalului OPA 27, din filtrul de buclă, cu tensiune negativă. Circuitul MC145170 admite la intrare un semnal de maxim 150MHz. Cel mai evoluat circuit Motorola din seria MC145xxx este MC 145190. Acest circuit admite la intrare o frecvență maximă de 1.1GHz și nu necesită deci, prescaler extern. Comanda

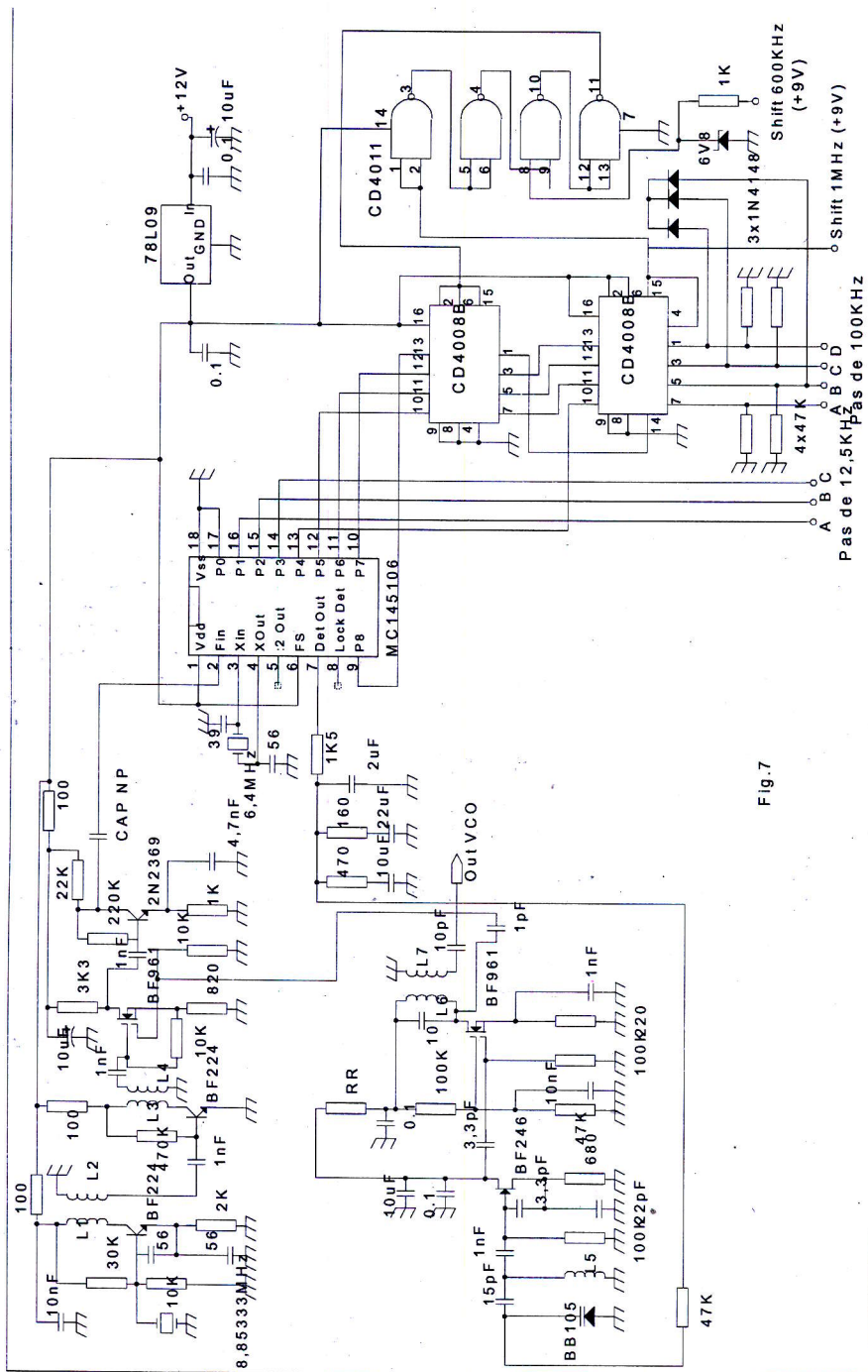


Fig. 7

divizorului programabil se face tot cu ajutorul unei magistrale seriale ce este compatibilă atât MICROWIRE cât și SPI. Aceste magistrale au avantajul unei viteze mai mari față de magistrala I²C, permițând controlul mai rapid al frecvenței generate.

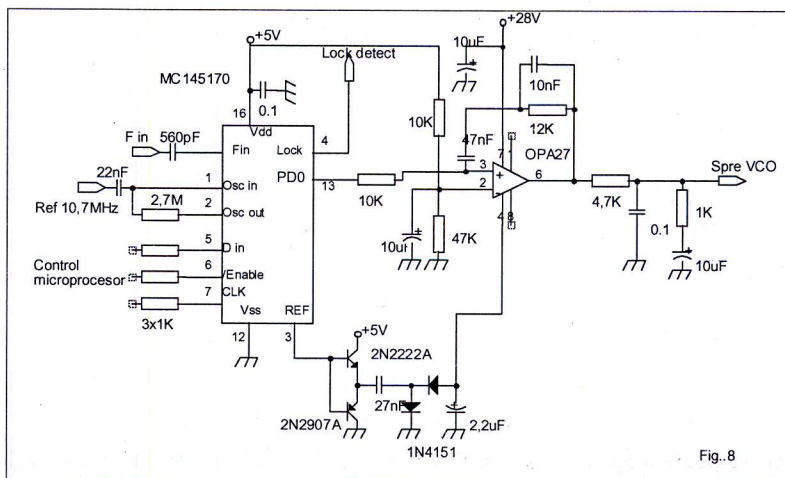


Fig. 8

Unul dintre cele mai cunoscute circuite ce conține un divizor programabil este circuitul integrat HEF4750 (Philips), circuit care conține și două comparatoare de fază, dintre care unul cu eșantionare și câștig mare. Primul comparator de fază frecvență asigură calarea inițială a buclei într-un timp scurt. Controlul buclei este apoi preluat de al doilea comparator de fază, care asigură un câștig mare și permite obținerea unui zgornot redus chiar și pentru factori de divizare mari în buclă. Sinteza de frecvență este folosită la ora actuală chiar și de radioreceptoarele ieftine, ca bunuri de larg consum. Două exemple de circuite larg integrate, realizate de Philips sunt elocvente în acest sens. Circuitele TSA6057 și TSA 6060 conțin: divizorul programabil, divizorul programabil al referinței, două comparatoare de fază și prescalere interne ce funcționează până la 150MHz, respectiv 200MHz (TSA6060), constituind o soluție de cost redus pentru o sinteză de frecvență "one chip". Programarea frecvențelor și a modului de lucru se face prin intermediul unei magistrale seriale pe 2 biți de tip I²C. Aceasta permite reducerea drastică a numărului de pini ai circuitului integrat, simplificarea cablajului și reducerea perturbațiilor generate.

În cele ce urmează este descris circuitul integrat TSA6060. Acest circuit asigură următoarele facilități:

- intrări separate de MA și MF pentru VCO
 - un multiplexor pentru selectare MA sau MF
 - un divizor programabil pentru controlul frecvenței în gama recepționată
 - un comparator de fază frecvență
 - pompă de curent, cu două nivele de curent programabile prin soft (pentru acord rapid sau zgomot minim)
 - ieșire de referință cu frecvența de 40 KHz, pentru funcțiuni auxiliare.
 - două ieșiri pentru tensiunea de comandă pe diodele varicap.
 - O ieșire este conectată la un filtru de buclă extern MA, iar cealaltă la un filtru MF. Sub control soft, ieșirea MA este trecută pe impedanță ridicată de comutatorul MA/MF în poziția MF, iar ieșirea MF este trecută pe impedanță ridicată prin comutare în poziția MA.
 - o interfață cu magistrala I²C pentru registre și controlul logic. Magistrala I²C este utilizată pentru comunicații între microcontroler și diverse blocuri ale sintetizorului.
 - Frecvența maximă a semnalelor ce se poate aplica la intrarea de MA este de 30MHz, în timp ce la intrarea MF se poate aplica un semnal cu frecvența maximă de 200MHz.
- Circuitul este realizat în două variante de capsulă: DIL16 și SO16.

Circuitul este realizat în două variante de capsulă: DIL16 și SO16.

Semnificația pinilor circuitului integrat TSA6060 este prezentată în tabela de mai jos:

Pin nr.	Simb.	Descriere func.	Pin nr.	Simb.	Descriere funcțională
1	INLK	Detector calare buclă	9	Fref	Ieșire 40KHz
2	XTAL	Cristal cuarț	10	SDA	Date seriale (I ² C)
3	Vcc1	+5V	11	SCL	Clock serial (I ² C)
4	GND	Masă	12	AS	Selecție adresă
5	FMI	Intrare VCO FM	13	FMO	Ieșire filtru buclă FM
6	DEC	Decuplare	14	Loop	Intrare filtre buclă
7	AMI	Intrare VCO AM	15	AMO	Ieșire filtru buclă AM
8	BS	Selecție bandă lucru	16	Vcc2	+12V

Prin control soft se poate alege o frecvență de referință dintre următoarele valori: 1,5,10 sau 50 KHz.

Tot prin control soft se mai poate asigura alegerea regimului pompei de curent: 25mA sau 500mA.

Pinul BS (band select) permite selecția între două benzi de lucru, ca urmare a unei comenzi primite prin soft.

Cristalul pentru frecvența de referință poate fi de 4MHz sau 8MHz, alegerea făcându-se tot prin soft.

Pinul AS (address select) servește, prin poziționarea la VCC sau GND, la modificarea adresei interne de identificare, fiind deci posibilă comanda pe aceeași magistrală a două circuite TSA 6060.

Programarea frecvenței și funcțiilor circuitului TSA 6060 se face cu o secvență de date transmise serial conform protocolului I²C. Secvența începe cu un bit de start, urmează un octet ce conține identificatorul circuitului comandat, un bit acknowledge, după care urmează patru octeți de date, separați prin bit de acknowledge. Secvența se încheie cu un bit de stop. Secvența de programare este prezentată mai jos.

S	ADD.	A	DATA 0	A	DATA 1	A	DATA 2	A	DATA 3	A	P
	A7...A0		D7....D0		D7....D0		D7....D0		D7....D0		

Conținutul octetului de adresă (ADDRESS) este:

1	1	0	0	0	1	AS	0
MSB				LSB			

Conținutul primului octet de date este:

S6	S5	S4	S3	S2	S1	S0	CP
MSB				LSB			

Conținutul celui de al doilea octet de date:

S14	S13	S12	S11	S10	S9	S8	S7
MSB						LSB	

Conținutul celui de al treilea octet de date:

REF 1	REF 2	FM-/AM	/FM-AM Op amp	8-/4MHz	BS	S16	S15
MSB						LSB	

Conținutul celui de al patrulea octet de date:

-	-	-	-	T3	T2	T1	-
MSB						LSB	

Programarea frecvenței se face cu ajutorul următoarelor relații:

FM-/AM	Frecvența de intrare	Input
0	$(S2 \times 2^0 + S3 \times 2^1 + \dots + S15 \times 2^{13} + S16 \times 2^{14}) \times f_{ref}$	AM
1	$(S0 \times 2^0 + S1 \times 2^1 + \dots + S15 \times 2^{15} + S16 \times 2^{16}) \times f_{ref}$	FM

Bitul CP din primul octet de date controlează regimul pompelor de curent:

CP	Curent
0	25mA
1	500mA

Bitul BS (comandă o ieșire open collector) din cel de al treilea octet de date:

BS	Stare
1	Saturat
0	Blocat

Biții REF1 și REF2 sunt folosiți pentru controlul referinței:

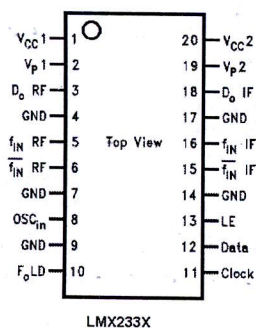
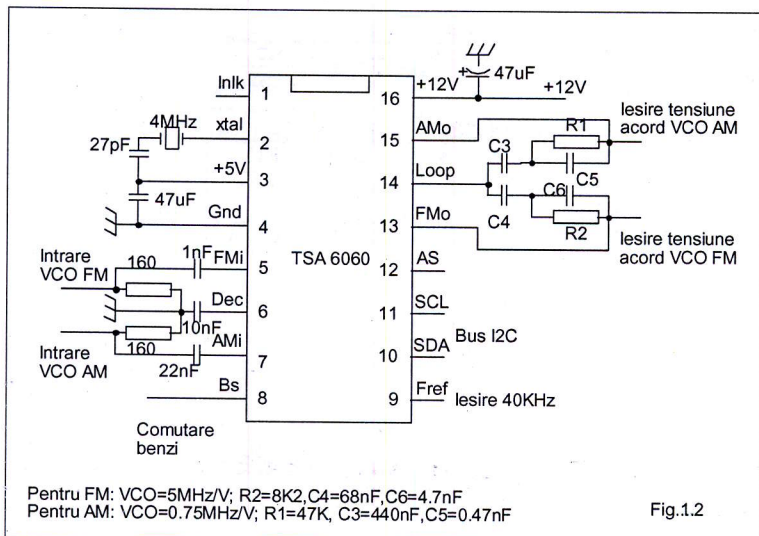
REF 1	REF 2	Frecvență referință
0	0	1
0	1	10
1	0	25
1	1	50

Bitul /FM-AM controlează ieșirea de comandă pentru varicap:

/FM-AM	SWITCH	
	FM/AM	AM/FM *
1	Închis	Deschis
0	Deschis	Închis

Biții T1..T3 sunt biți pentru moduri de test. Dintre combinațiile posibile, probabil cea mai interesantă este aceea când ieșirea BS poate fi transformată în ieșire a divizorului programabil (pentru utilizarea unui comparator de fază extern T1=1, T2=1, T3=0).

Schema de utilizare pentru circuitul TSA 6060 este prezentată în fig.12.



situație).

Valorile elementelor din filtrele de buclă depind de frecvența de referință, caracteristicile VCO-ului și viteza de acord.

Ieșirea de la pinul 9 (Fref) nu trebuie confundată cu valoarea frecvenței de referință internă ce este folosită de comparatorul de fază/frecvență, aceasta provenind din frecvența cristalului de referință și poate fi folosită pentru diverse scopuri.

Faptul că se pot comanda pe aceeași magistrală două circuite TSA6060 permite crearea unei sinteze de frecvență cu mai multe bucle PLL, cu scopul de a obține o rezoluție îmbunătățită (10 Hz sau 100Hz).

Faptul că circuitul nu asigură, conform specificațiilor de catalog și un pas de 12,5KHz, specific pentru radiotelefoane, se poate rezolva înlocuind cristalul de 4MHz cu unul de 5MHz (evident nu vom mai avea pas de 1KHz ci de 1.25KHz în această

PLL realizat cu circuitul integrat LMX2330L

LMX2330L produs de National Semiconductor este un PLL dublu, ce conține un PLL ce poate lucra la frecvențe de până la 2.5GHz și altul de frecvență mai joasă ce poate fi folosit până la 510MHz. Circuitul poate fi folosit într-un transceiver cu dublă conversie, furnizând semnalul necesar atât pentru prima cit și pentru a doua conversie..LMX2330 face parte dintr-o familie de trei PLL-uri duble, compatibile pin la pin și care au limite de operare în frecvență diferite pentru secțiunea de înaltă frecvență (RF):

LMX2330L 0.5- 2.5GHz

LMX2331L 0.2- 2GHz

LMX2332L 0.1-1.2GHz

Pentru secțiunea de joasă frecvență (IF) limitele de operare sunt aceleași pentru toate cele trei PLL-uri, 45-510MHz.

De remarcat ca exista o oarecare interacțiune între cele doua PLL-uri realizate pe același chip de siliciu, izolarea nefiind perfecta așa încit pentru aplicații pretențioase se poate folosi numai unul dintre PLL-uri (de regula cel de RF).

Curentul consumat este de la 3mA la 6mA, iar tensiunea de lucru de la 2.7V la 5.5V.

Frecvența maximă cu care poate lucra comparatorul de faza este de 10MHz.
 La intrarea OSC_{in} se poate aplica semnale cu frecvențe între 5 și 40MHz.
 Pompa de curent poate lucra cu 4mA sau 1mA, controlabile prin software.
 Polaritatea detectorului de faza este de asemenea programabilă, în marea majoritate a cazurilor se folosește însă polaritatea pozitivă pentru a controla VCO-ul
 PLL-ul posedă un circuit Lock Detect, ce permite controlul funcționării corecte a PLL-ului.
 Ieșirea Lock Detect poate însă fi programată să execute și alte funcțiuni, cum ar fi comutarea constantei de timp în filtrul de buclă, ceea ce duce la accelerarea calării PLL-ului.
 Capsula folosită este de tip TSOP20.
 Este un circuit ieftin, prețul de cost (la nivelul lui 2005) este de ordinul a 1.5USD pentru volume de 1K.

Programarea frecvenței, ca și activarea PLL-ului dorit, sau alegerea curentului în pompa de curent se face prin intermediul unui bus SPI clasic.

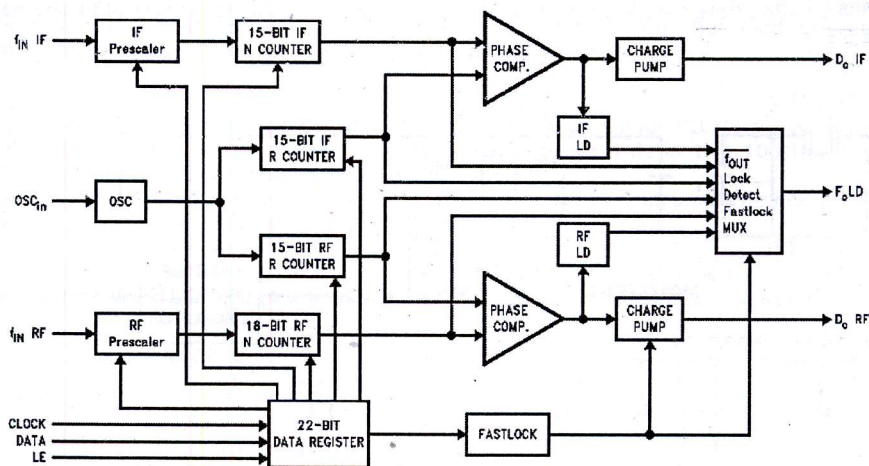
Filtrul de buclă realizat cu componentele C1, C2, C3, R1, R2 a fost calculat pentru o frecvență de referință de 10KHz (comparator), BW=0.8KHz, marginea de fază 45°, raportul polilor T3/T1=35%.

Programarea frecvenței se face ținând cont de următoarea formulă:

$$f_{VCO} = [(P \times B) + A] \times \frac{f_{OSC}}{R}$$

Unde: P este coeficientul de divizare a prescalerului. Pentru secțiunea RF, la circuitul LMX2330, P poate fi 32 sau 64. Pentru LMX2331/2332 P poate fi 64 sau 128.

R este coeficientul de divizare pentru divizorul frecvenței de referință. Poate lua valori de la 3 la 32767 (15 biți)



Schema bloc LMX2330L

f_{osc} este frecvența referinței externe

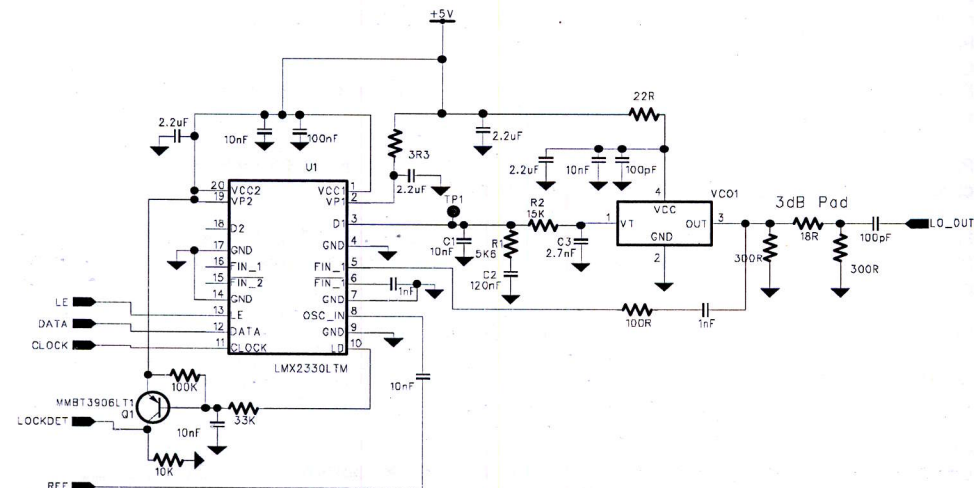
A divizor de 7 biți. Valorile valide sunt de la 1 la 127 pentru PLL-ul RF și 1-15 pentru cel de IF. Există restricția ca $A \leq B$

B divizor programabil de 11 biți 3 la 2047

După cum se observă divizorul principal de 18 biți pentru secțiunea RF, este alcătuit din divizoarele A și B.

Seria LMX233X a apărut la sfârșitul anilor '90. Un circuit PLL mai nou realizat tot de National, apărut în 2003, este LMX2430. Este un circuit cu consum și tensiune de alimentare redusă destinat în primul rând aplicațiilor portabile. Zgomotul propriu și nivelul semnalelor parazite este mai redus decât la seria LMX233X.

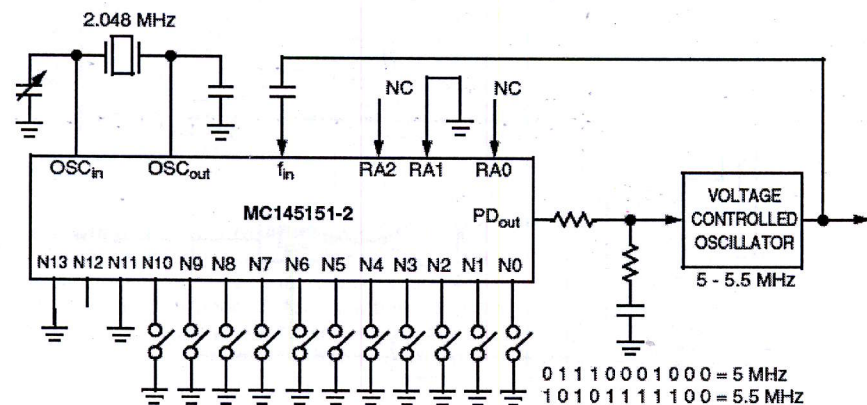
Circuitul lucrează cu tensiuni de alimentare de la 2.25 la 2.75V și consumă între 2.8mA și



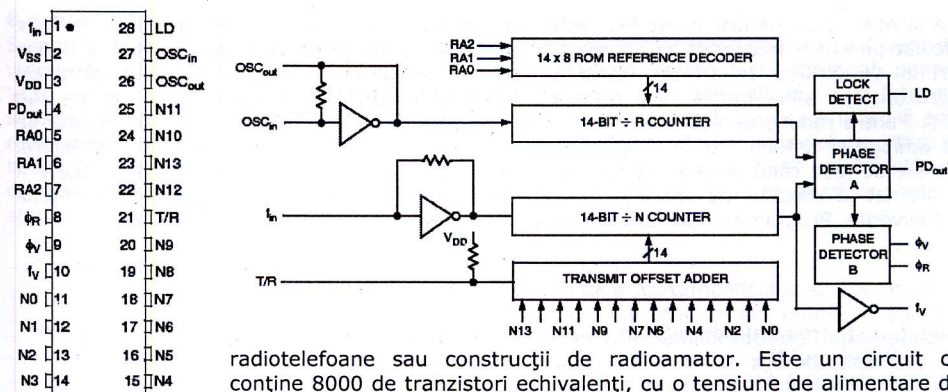
4.8mA. Prețul de cost (la nivelul lui 2005) este de ordinul a 1.7USD pentru volume de 1K

Frecvența de operare este de la 250MHz la 3GHz.

Versiunile LMX2433 are frecvența maximă de operare până la 3.6GHz iar LMX2434 operează până la 5GHz.



MC145151-2 este un PLL cu programare paralelă produs de Freescale Semiconductor (ex Motorola). Este unul din puținele PLL-uri rămase în fabricație astăzi care nu necesită un microcontroller sau un computer pentru programarea frecvenței. Circuitul va fi scos din fabricație în cursul anului 2006, însă în cantități mici va mai continua să fie disponibil un număr de ani. Aplicațiile acestui circuit PLL sunt variate, de la receptoare TV, la



radiotelefoane sau construcții de radioamator. Este un circuit ce conține 8000 de tranzistori echivalenți, cu o tensiune de alimentare de la 3 la 9V. Curentul consumat este de cca. 7mA/5V, ceea ce face circuitul util pentru aplicații portabile. Frecvența maximă de operare este de 20MHz la 5V, așa încât pentru a fi folosit la frecvențe mai mari e necesară folosirea unui prescaler cu coeficient fix de divizare. În acest caz frecvența maximă de operare se extinde până la limita dată de prescaler (evident, menționând ieșirea prescalerului sub 20MHz).

Versiunea MC145152-2 permite folosirea unui prescaler cu două rate de divizare, în rest fiind compatibil cu MC145151-2.

Pinii N0-N10 au rezistențe interne pull-up. Pinul 21 (T/R) asigură un offset între frecvența de emisie și cea de recepție. Practic la numărul setat pe divizorul N se adună 856 când pinul este conectat la masă și zero când pinul este conectat la V_{DD} . Dat fiind frecvența de comparare de 1KHz, filtrul de buclă trebuie să fie mai îngust de 100Hz.

Circuitul PLL PMB2341 este produs de Infineon. Conține un singur PLL ce poate lucra de la 250MHz la 2.5GHz. Utilizează o referință externă ce poate fi de la 1 la 100MHz. Divizorul intern al referinței R poate lua valori de la 3 la 4095. Divizorul semnalului de intrare este alcătuit dintr-un prescaler patru rate de divizare (22/33 și 64/65), divizorul A (0-63) și divizorul N(3-4095).

Tensiunea de alimentare este de la 2.7V la 4.5V. Capsula folosită este de tip M-SOOP10. Programarea se face cu ajutorul unui bus pe 3 biți, cu ajutorul unui microcontroler.

O aplicație tipică pentru acest PLL este data în figura de mai jos. Filtrul de buclă este calculat pentru o frecvență de comparație de 200KHz, marginea de fază este 47° și banda filtrului de 20KHz. În situația când controlul bus-ului pe 3 biți se face de către un microcontroler alimentat la 5V e necesară divizarea semnalelor de control la o valoare sub 3.3V. Pentru reducerea zgomotului care poate fi generat de microcontroler sau computer se pot adăuga și condensatoare de până la 100pF în paralel cu rezistențele de 10K. Transferul de date se face când pinul EN este "low". Pinul MFO este un pin multifuncțional ce poate fi programat ca indicator de calare (Lock Detect) sau pentru a furniza frecvența comparatorului de frecvență. Programarea se face folosind formula precum și restricțiile de mai jos:

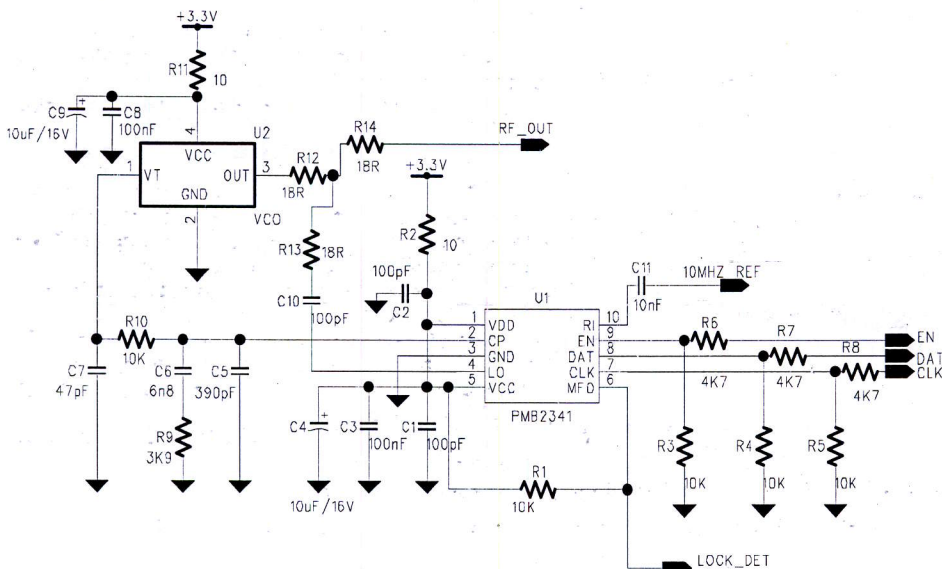
$$F_{VCO} = [(PxN) + A] \times \frac{f_{RI}}{R}$$

Unde f_{RI} este frecvența de referință externă

N divizorul N

A divizorul A

P prescalerul



R divizorul referinței

Următoarele restricții trebuie satisfăcute simultan:

$$(PxN + A) \geq P(P-1)$$

$$A < P$$

$$A \leq N$$

Există multe alte circuite PLL produse de companii ca: Analog Devices, Fujitsu sau Maxim, de multe ori cu performanțe foarte apropiate (rareori însă și compatibile pin la pin), alegerea acestora făcându-se practic numai în baza prețului și a disponibilității pe piață la un moment dat.

Pentru un comparator digital clasic, câștigul este de cca. 5-10V/ciclu, în timp ce pentru un comparator cu eșantionare, poate trece de 1000V/ciclu.

N este factorul total de divizare al divizorului programabil

ω este banda bucle în rad/sec.

În fig.16 este prezentat un filtru de buclă realizat cu operaționalul OP07 ce are un zgomot redus.

8.5 Comparatoare de fază/frecvență

Comparatorul de fază asigură compararea semnalului de la referință cu cel sosit de la divizorul programabil. Există două tipuri de comparatoare:

- Comparator de fază/frecvență
- Comparator de fază

Un parametru important al comparatoarelor este câștigul. De regulă, este o valoare dată în V/radiani.

Comparatoarele de fază/ frecvență sunt sensibile atât la diferența de fază cât și la diferența de frecvență.

Comparatorul de faza este sensibil numai la diferența de fază. Comparatorul de fază se folosește de obicei buclele PLL în conjuncție cu un comparator sensibil la deviația de frecvență.

Comparatorul de fază/frecvență asigură la ieșire un semnal proporțional cu diferența de fază/frecvență între cele două semnale aplicate la intrare. Caracteristica tensiune de

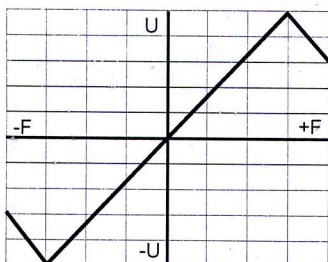


Fig.17.

ieșire- deviația de frecvență este prezentată în fig.17.

În fig.18 este prezentat cel mai simplu comparator de fază frecvență, realizat cu un circuit logic de tip SAU-exclusiv.

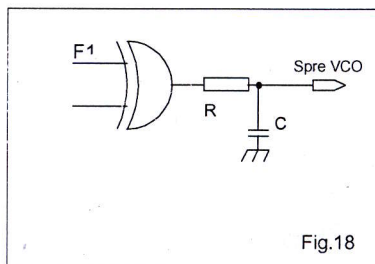


Fig.18

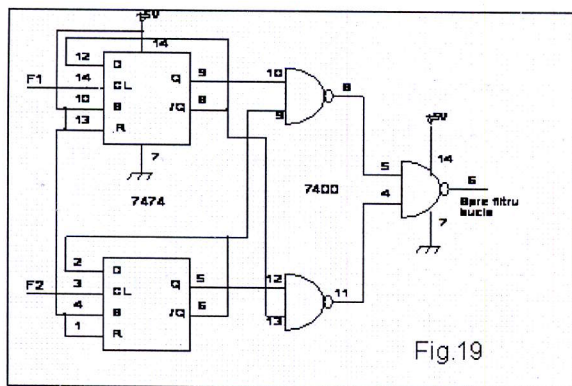


Fig.19

Ieșirea circuitului se conectează prin intermediul unui filtru de buclă la intrarea de comandă a VCO-ului. Acest comparator simplu are dezavantajul că necesită, pentru a funcționa corect, semnale cu coeficient de umplere de 50%. Soluția nu se folosește decât în situația în care frecvențele ce se compară sunt prea mari pentru comparatoarele de fază /frecvență (>30MHz).

Un comparator de fază /frecvență performant este prezentat în fig.19. Sunt folosite

un circuit integrat de tip 7474 (două bistabile tip D) și un circuit de tip 7400 (porți NAND).

Aceste gen de circuit funcționează foarte bine cu semnalele de la intrare având un coeficient redus de umplere. Trebuie subliniat faptul că de obicei, la ieșirea divizorului programabil, semnalul are un coeficient de umplere foarte redus (sub 1%), motiv pentru care pentru a fi văzut, este necesar un osciloscop performant, dotat eventual și cu lupă de timp.

De un număr de ani însă, au apărut circuite integrare specializate care realizează funcția de comparator de fază /frecvență, cum ar fi circuitul Motorola MC4044 sau MC4344. Un circuit larg utilizat, ce este de fapt un PLL și care conține un comparator de fază performant este CD4046. O schemă de comparator de fază/ frecvență ce folosește circuitul CD4046 este prezentată în fig.20.

Comparatorul de fază funcționează corect până la cca. 1.4MHz, dacă la intrare se aplică semnale cu coeficient de umplere de 50% (situație practic neîntâlnită). O soluție la această problemă poate fi utilizarea unui monostabil, care să asigure prelungirea impulsului până la cel puțin 0.6μs. Versiunea HC sau HCT a acestui circuit integrat funcționează bine până la cca. 10 MHz.

Comparatoarele de fază/frecvență prezentate au un câștig de 5-10 V/ radian.

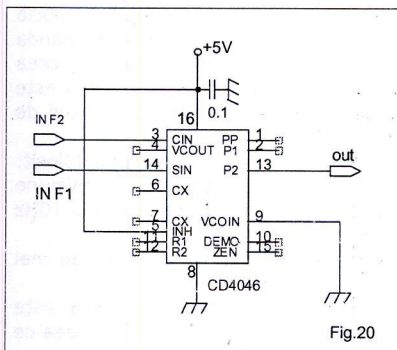


Fig.20

Din punct de vedere al câștigului, cele mai performante sunt comparatoarele de fază cu eșantionare. Aceste comparatoare nu sunt sensibile decât la diferența de fază și de aceea se folosesc în circuitele de sinteză de frecvență în conjuncție cu un comparator de frecvență clasic. Aceste comparatoare pot atinge câștiguri de până la 3KV/ radian (HEF4750).

Circuitele moderne pentru sinteza de frecvență au, de regulă încorporat un comparator de fază/frecvență, așa încât utilizarea unui comparator de fază/frecvență extern se justifică numai în unele cazuri (ex. când se dorește un nivel de zgomot cu 5-10dB mai mic decât poate asigura comparatorul de fază intern al circuitului MMC382).

8.6 Prescalare

Prescalerile fac parte din divizorul programabil și pot funcționa la frecvențe foarte mari. Din tot lanțul de divizare, aceasta este componenta cea mai "delicată" din punct de vedere al frecvenței de lucru. Odată cu perfecționarea tehnologiilor semiconducătorilor, prescalerile au fost integrate pe aceeași pastilă de siliciu cu restul elementelor unui PLL, însă continua să fie folosite ca elemente discrete la frecvențe de peste 4-5GHz. Există astăzi prescalere ce pot funcționa la peste 20GHz.

În cele ce urmează iată un exemplu de prescaler realizat în anii '90 și care încă mai este popular.

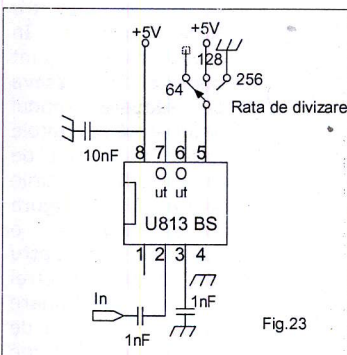


Fig.23

Prescalerul U813BSE a fost conceput pentru tunerele TV, CATV și tunerele SAT TV. Este produs de firma TEMIC (Telefunken Semiconductors). Este realizat în două variante : U813BS cu ieșire compatibilă ECL și U813 BSE cu ieșire pe repetor.

Are trei rate de divizare: 64/128/256 ce se selectează pe un singur pin (pinul 5).

Frecvența minimă la intrare nu trebuie să coboare sub 70MHz, iar maxima este de 1.1GHz. Tensiunea de alimentare este de 5V. Nivelul minim al semnalului ce se aplică la intrare este de 10 mV.

Schema de aplicație este dată în fig.23.

Se realizează astfel prescalerile: SP8910 – divizor cu 10 la 5.5GHz (zgomot -140dBc/Hz la 1kHz), SP8833 –

divizor cu 32 la 3.5GHz (-150dBc/Hz la 10KHz), SP8830 divizor cu 10 la 1.5GHz. Un alt prescaler este SP8782 ce permite divizarea cu 16/17 și 32/33 la 1GHz.

Un alt producător major de prescalare (și la un cost mai redus) este NEC (filiala din SUA CEL) care produce prescalare pentru tensiuni de alimentare de 3V sau 5V. Cele mai uzuale sunt: UPB1502 (:64/65/128/129) la max. 2GHz, UPB1505 (:64/128/256) la max. 3GHz, UPB588 (:64/128) la max. 2.5GHz

8.7 Sintetizoare de frecvență fracționare

Așa cum am văzut în paragraful destinat PLL-urilor întregi, limitările cauzate de mărirea coeficientului de divizare fac imposibilă obținerea unei rezoluții mari la frecvențe ridicate.

Limitarea fundamentală provine din proprietatea unei bucle PLL de a multiplica zgomotul referinței de frecvență cu factorul de divizare a VCO-ului. La o frecvență de 1GHz și o referință de 10KHz (egală cu rezoluția) factorul de divizare în bucla este de 100000. Pentru orice aplicație obișnuită, zgomotul rezultat este mult prea mare.

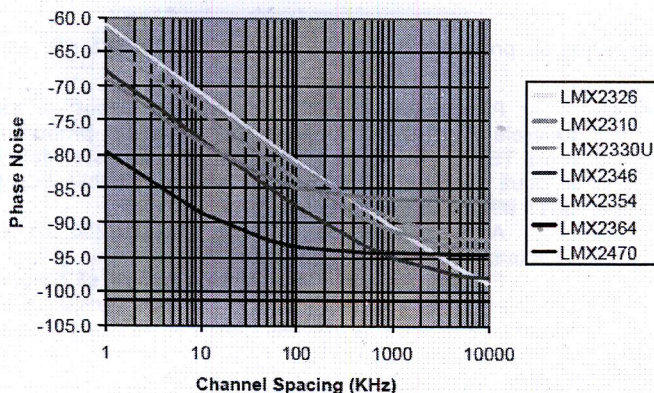
Și lucrurile se complică și mai mult dacă rezoluția necesară este de ordinul a 10Hz la aceeași frecvență.

În afară de coeficientul de divizare enorm, mai apare și problema filtrului de buclă care are un impact puternic asupra timpului de comutație a buclei PLL. De regulă banda filtrului de buclă PLL este de ordinul a 1/10 din frecvența de referință (rezoluția buclei), ceea ce înseamnă ca la o rezoluție de 10Hz o banda filtrului de buclă este de 1Hz. Rezultatul este că la comutarea frecvenței, în special atunci când ecartul este mare, se ajunge la timpi de stabilizare a frecvenței inacceptabil de lungi.

Să menționăm ca rezoluția necesară la acord, depinde de tipul de emisie folosit: 100KHz poate fi suficient pentru o emisie FM de radiodifuziune însă pentru o emisie SSB de bandă îngustă, 10Hz va fi minimum acceptabil. În alte cazuri cerințele ajung la 10Hz sau chiar mai puțin.

Există cel puțin trei metode prin care se poate obține o rezoluție de ordinul a 10Hz sau mai bună la frecvențe de ordinul a 1-6GHz.

- Folosirea de bucle multiple, în care frecvența de referință pentru o buclă este furnizată de alta buclă PLL. Metoda necesită de regulă și un număr de mixări, ceea ce sporește complexitatea.
- Folosirea unui circuit DDS pentru generarea referinței unui PLL. Practic se folosește o referință variabilă. Întrucât rezoluția unui circuit DDS este mai bună de 1mHz, în final se pot atinge rezoluții de ordinul a 10Hz sau mai bune, păstrând un coeficient de divizare în bucla PLL rezonabil (<1000)
- Folosirea PLL-urilor fracționare. În ultimii 6-7 ani au apărut circuite ce folosesc un principiu neconvențional pentru obținerea de rezoluții mari la frecvențe ridicate.



Toate PLL-urile moderne necesită un microcontroler pentru a putea fi programate, precum și pentru afișarea frecvenței. În cele ce urmează sunt prezentate câteva detalii despre modul cum lucrează circuitele PLL fracționare. Cit de bune pot fi PLL-urile fracționare? Figura alăturată prezintă o comparație între patru PLL-uri întregi și trei fracționare

(LMX2354/64 și 2470) în ceea ce privește zgomotul de fază pentru PLL-urile produse de National Semiconductor. Chiar dacă figura de mai jos reprezintă performanțe ce se pot atinge

doar în condiții teoretice, diferența calitativă este evidentă. Așadar: zgomot mai mic aproape de purtătoare și rezoluție net superioară.

Principiul folosit în sinteza de frecvență fracționară nu este nou. Încă din anii '60 se făceau încercări cu astfel de circuite, însă abia recent progresele făcute au făcut posibilă fabricarea unor circuite cu adevărat performante. Se poate spune fără greș că PLL-ul fracționar actual reprezintă un pas evolutiv major al vechilor PLL-uri întregi. Ideea este cât se poate de simplă: presupunând că avem nevoie de un circuit care să divizeze cu 100.1, va trebui ca divizorul să dividă de nou ori cu 100 și a zecea oară cu 101.

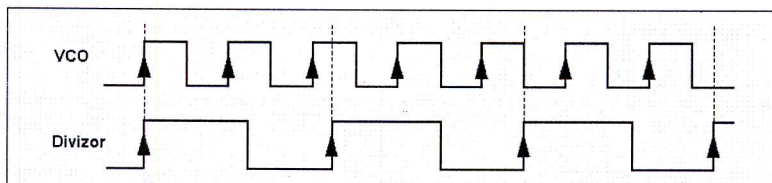


Fig.1

Figura 1 ilustrează o divizare cu 2.25

Ecuția fundamentală de funcționare a unui PLL clasic este:

$$F_{VCO} = N \cdot F_{REF}$$

Ecuția de funcționare a unui PLL fracționar devine:

$$F_{VCO} = (N + 0.F) \cdot F_{REF}$$

Unde 0.F este partea fracționară, pentru cazul din fig.1 $N.F = 2.25$

Construcția unui astfel de divizor este relativ simplă, însă problema majoră este că din cauza acestui mod de lucru, bucla PLL va genera foarte multe semnale parazite.

Deși frecvența rezultată este corectă, apar distorsiuni mari de fază și care generează semnale parazite cu amplitudine mare.

8.7.1 Metode de compensare a semnalelor parazite în PLL-uri fracționare

Au trebuit să fie imaginat diverse metode pentru compensarea produselor parazite. Inițial au fost folosite circuite analogice care erau sensibile la variațiile și toleranțele componentelor însă ulterior s-au impus metodele digitale de compensare.

Trei metode au fost folosite în construcția sintetizatoarelor fracționare de-a lungul timpului:

1. Folosirea unui circuit de întârziere. Întrucât erorile de fază sunt cele care cauzează semnalele parazite, în mod logic, prin adăugarea unor circuite de întârziere se poate compensa eroarea de fază și implicit îmbunătăți rejecția semnalelor parazite. Metoda duce însă la creșterea ușoară a nivelului de zgomot în bucla PLL. Aceasta a fost metoda utilizată inițial în circuitele integrate de acest gen, de către National (LMX2350/51/52/53/54/64) sau Fujitsu
2. Injectarea unui curent controlat în pompa de curent pentru crearea unui offset în frecvență. Metoda nu produce creșterea zgomotului în bucla PLL însă necesită uneori o calibrare manuală a curentului injectat (de obicei o rezistență variabilă externă). Probabil cel mai cunoscut PLL fracționar de acest gen este SA8026 produs de Philips
3. Utilizarea unui modulator $\Delta\Sigma$. Este cea mai modernă metodă și se pare că se va impune ca soluție universală în construcția de PLL-uri fracționare. Exemple ar fi: LMX2470, LMX2471 de la National, CX74038 (sau varianta mai nouă SKY74038-13) de la Skyworks (fost Conexant), MAX2150 (care conține și un modulator I/Q pe același circuit) de la Maxim

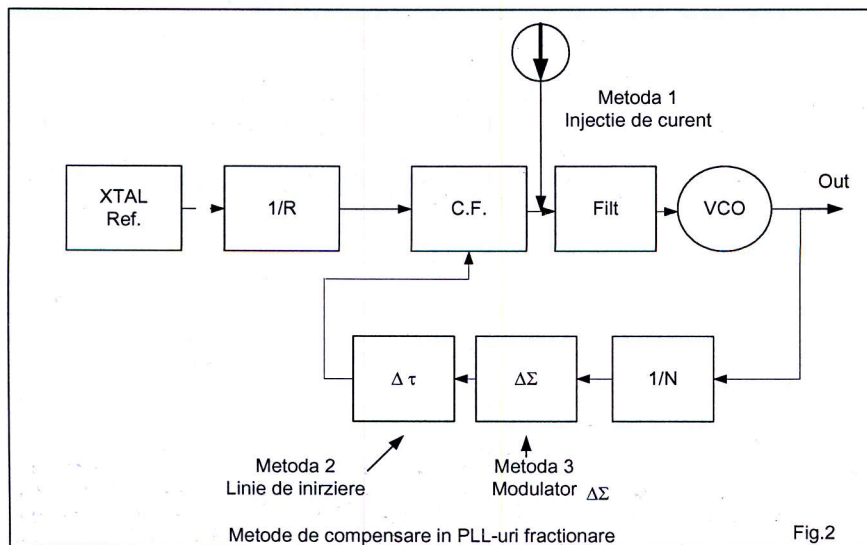


Figura 2 ilustrează cele trei moduri de compensare a semnalelor parazite într-un PLL fracționar.

Fiecare metoda de compensare duce la reducerea semnalelor parazite însă nu și la anularea lor completă. Din această cauză se pot observa diferențe destul de importante în ceea ce privește amplitudinea semnalelor parazite generate funcție de producătorul circuitului integrat.

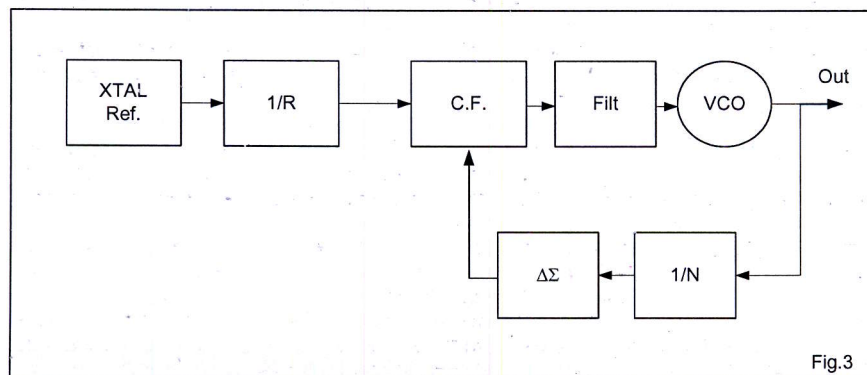


Figura 3 prezintă schema bloc simplificată a unui PLL fracționar cu modulator $\Delta\Sigma$. Teoria care stă în spatele modulatorului $\Delta\Sigma$ este legată de transformata Z (transformatele Laplace sau Fourier sunt ceva mai cunoscute).

Fără a intra în detalii matematice (care par dificile la prima vedere însă care sunt de fapt genial de simple), să menționăm că ordinul modulatorului are o mare importanță în eficiența acestuia. Ordinul modulatorului în principiu poate fi de la 1 la n.

- Un modulator de ordinul 1 alternează factorul de divizare între două valori. Practic nu se asigură nici un fel de compensare a semnalelor parazite. Este cazul unui banal divizor fracționar. (0 și 1)
- Un modulator de ordinul 2 alternează factorul de divizare între 4 valori (2^2). Se produc de patru ori mai multe semnale parazite însă amplitudinea acestora este mult mai mică decât în primul caz. (-2,-1,0,1)

- Un modulator de ordinul 3 alternează între 8 valori, vor apare de opt ori mai multe semnale parazite însă cu amplitudini și mai mici. (-4,-3,-2,-1,0,1,2,3)
- Un modulator de ordinul n alternează între 2^n stări.

Ideea de bază aici este sa se reducă cit mai mult amplitudinea acestor semnale parazite (chiar daca sunt mai multe) pentru a putea fi filtrate mai ușor de filtrul de buclă. În principiu, puterea de zgomot (care înglobează și semnalele parazite) rămâne aceeași însă energia semnalelor parazite este împrăștiată pe un spectru de frecvență mai mare. Filtrul de buclă are un rol esențial aici în atenuarea semnalelor parazite discrete care cad în afara benzii de trecere.

PLL-urile fracționare realizate până acum, folosind tehnica $\Delta\Sigma$, folosesc modatoare de ordinul 2, 3 sau 4.

Utilizarea modatoarelor de ordinul 3 sau 4 duce la apariția de semnale parazite subfracționare, de multe ori impredictibile datorita faptului ca deși secvența de lucru a modulatorului $\Delta\Sigma$ este periodică, punctul de start se schimbă continuu.

Practic la un modulator de ordinul 2, daca dorim un factor de divizare de 1000.2, divizorul va alterna între 998, 999, 1000, 1001

Datorită principiului de funcționare însă, vor apare și semnale parazite care cad în interiorul benzii de trecere a filtrului de buclă și care nu pot fi eliminate. Este cazul așa numitelor "integer boundary spurs" care apar în vecinătatea multiplilor frecvenței de comparare. De exemplu, dacă frecvența comparatorului este de 20MHz și se sintetizează 440.005MHz, iar banda filtrului de buclă este 20KHz, vor putea fi văzute doua semnale parazite la distanță de +/-5KHz de semnalul generat. Acestea pot fi de ordinul a -35, -50dBc și practic fac imposibilă folosirea acestui gen de sintetizor într-o banda de frecvență de câteva zeci de KHz de ambele părți ale $n \cdot F_{REF}$.

Exista câteva metode ce pot fi folosite pentru a "scăpa" de aceasta problemă:

1. Alegerea unei frecvențe de referință mai mare decât banda de frecvență ce trebuie acoperită și trebuie ayut în vedere ca nici un multiplu al frecvenței de referință să nu cadă în interiorul benzii acoperite.
2. Utilizarea a două referințe. Metoda necesită fie doua oscilatoare cu cristal fie utilizarea unei DDS pentru a genera două frecvențe. Folosirea DDS ca referință de frecvență duce la o ușoară degradare a performanțelor la zgomot

Frecvența maxima de comparare pentru PLL-urile fracționare este de ordinul a 30MHz, deși recent National a realizat LMX2471 ce poate opera cu până la 50MHz. În consecință este posibil sa se obțină o banda de frecvența de 30MHz sau chiar 50MHz fără semnale parazite si fără a se comuta frecvența de referință.

O alta limitare, care este însă specifică tuturor PLL-urilor, deci nu numai celor fracționare, rezultă din numărul minim de divizare cu care poate lucra divizorul PLL-ului. Acest gen de limitări nu sunt uneori vizibile la prima lectură a datelor de catalog.

Ca exemplu, pentru PLL-ul LMX2471 numărul minim de divizare valabil este 65. Asta înseamnă ca la frecvența de 1.2GHz valoarea maximă a referinței poate fi $1200/65=18.46\text{MHz}$. O altă limitare la același circuit integrat este circuitul Lock Detect care nu funcționează la frecvențe mai mari de 20MHz (limitarea este menționată in pag. 19 a foi de catalog....). Altfel spus, poți încerca sa lucrezi cu frecvența de comparare de 50MHz însă fără semnalul lock detect nu poți ști dacă buclă este calată (eventual se poate monitoriza tensiunea de acord a VCO)! Este singurul caz de acest gen pe care l-am întâlnit și care va fi corectat probabil în viitoarele modele de la National.

Un alt PLL fracționar produs de Maxim, MAX2150, are numărul minim de divizare $N=35$, ceea ce permite folosirea frecvenței de comparare maxime (care e de 30MHz pentru acest integrat) pentru a genera frecvențe mai joase.

CX74038 produs de Skyworks are factorul de divizare minim de 64 iar frecvența de comparare maxima de 15MHz.

8.7.2 Rezoluția sintetizoarelor fracționare

Rezoluția sintetizoarelor fracționare este dată de numărul de biți ai divizorului fracționar și de frecvența de comparare. Divizoarele fracționare au de regula valori de la 2^{16} la 2^{28} biți. Cu câți mai mulți biți, cu atât rezoluția în frecvență va fi mai bună. Calculul coeficienților de divizare se face simplu:

Exemplu: sa presupunem ca utilizăm MAX2150 care are un divizor fracționar de 28 biți, o frecvență de referință de 20MHz și dorim să generăm 1721.125MHz.

Evident, factorul de divizare va conține o parte întreagă și una fracționară:

$$D = N.F = N + F/2^{28}$$

Pentru exemplul nostru: $D = 1721.125/20 = 86.05625$

Rezultă: $N = 86$, $F = 0.05625/2^{28} = 15099494$

Rezoluția maximă este dată de frecvența de comparare divizată cu valoarea numărătorului fracționar. Pentru 30MHz frecvență de comparare și un numărător de 28 biți rezultă

$$30 \times 10^6 / 2^{28} = 0.111 \text{ Hz}$$

În mod similar pentru circuitul LMX2471 ce utilizează un numărător fracționar de 22 de biți, rezoluția maximă este de cca. 7Hz la aceeași frecvență de comparare de 30MHz.

8.7.3 Calcularea filtrului de buclă

Calculul filtrului de buclă pentru un PLL fracționar se face după aceeași metodă ca și în cazul PLL-urilor întregi. În acest caz banda filtrului nu mai este limitată de frecvența de comparare. Datorită frecvenței de comparare reduse folosite la PLL-urile întregi, banda de frecvență folosită de filtrul de buclă nu putea fi mai mare de $1/10$ din frecvența de comparare pentru a putea asigura o rejecție eficientă a referinței. În cazul PLL-urilor fracționare frecvența de comparare este de ordinul MHz-ilor așa încât banda filtrului PLL poate fi foarte largă, 20-50KHz sau mai mult. O bandă de frecvență largă asigură timpi de comutare foarte reduși, de ordinul zecilor de μs până la 200 μs pe întregul ecart de frecvență. Proprietatea este esențială pentru aplicații gen: comunicații cu spectru împrăștiat sau radar.

Un alt bonus al utilizării unei benzi de trecere largi pentru filtrul de buclă este imunitatea ridicată la efecte de microfonie. Pentru aplicații mobile, este cunoscut faptul că vibrațiile pot afecta grav puritatea spectrală a unui PLL. Dacă banda de trecere a filtrului este suficient de largă, bucla PLL poate corecta erorile instantanee de fază în timp real și menține puritatea spectrală.

Revenind la calculul în sine, în mod normal trebuie avuți în vedere o serie de parametri precum marginea de fază sau raportul între polii filtrului de buclă. Asemenea calcule se fac simplu și rapid cu ajutorul unor programe de calcul (fie ele chiar și tabele de calcul Excel). Unul dintre cele mai accesibile și eficiente programe este disponibil pe site-ul National (<http://webench.national.com/appinfo/webench/EasyPLL>)

În cele ce urmează iată o metodă simplificată de calcul ce asumă o margine de fază de cca. 52° .

Pentru calcul este necesar să se cunoască:

- KV: câștigul VCO în Hz/V (dacă nu se cunoaște KV, trebuie măsurată variația de frecvență pentru o variație a tensiunii de acord de un volt);
- I_p curentul în pompa de curent în A/2 π radian
- UGBW banda filtrului de buclă în Hz
- N_{int} = Frecvența VCO / Frecvența comp (se folosește numai partea întreagă)

$$R1 = \frac{UGBW * N_{INT}}{K_V * I_P} * 7.296,$$

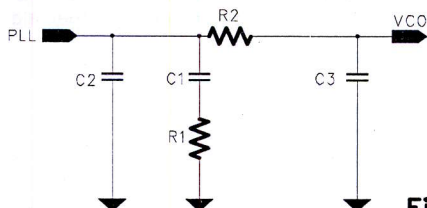


Fig. 4

$$C1 = \frac{0.558}{UGBW * R_1}, \quad R2 = 1.944 * R1$$

$$C2 = \frac{C1}{9.118}, \quad C3 = \frac{C1}{413.34}$$

Multe din circuitele PLL fracționare conțin două PLL-uri: unul fracționar și unul întreg. Aceasta asigură o rezolvare elegantă pentru generarea frecvențelor necesare într-un receptor cu dublă conversie sau un emițător. De regulă, PLL-ul fracționar

asigură funcționarea la frecvențe mari (2-5GHz) în timp ce PLL-ul întreg funcționează la frecvențe de până la 1.8GHz.

PLL-ul întreg este folosit într-o dubla conversie doar pentru generarea unei frecvențe fixe, ceea ce simplifică cerințele de realizare a filtrului de buclă (se poate folosi și o bandă a buclei de 10Hz sau mai puțin) în timp ce PLL-ul fracționar se folosește în prima conversie și asigură și rezoluția maximă la acord.

Tabela 1

PLL	Dual RF/IF	Frecvența Max.	Ref Max	Divizor întreg	Divizor fracționar	
CX74038	Da	2.6GHz	15MHz	$64 \cdot 2^{11}$	2^{21}	Skyworks
MAX2150	Nu	2.3GHz	30MHz	35-251	2^{28}	Maxim
LMX2471	Da	3.6GHz	50MHz	65-2045	2^{22}	National
CX72302	Da	6GHz				Skyworks

Tabela 1 prezintă câteva dintre cele mai populare PLL-uri fracționare. Lista ar putea fi extinsă cu PLL-uri produse de Philips, Analog Devices sau Fujitsu. Exceptând SA8026 care poate atinge o rezoluție mai bună de 100Hz la 1GHz, celelalte PLL-uri produse de AD sau Fujitsu au un divizor fracționar de ordinul a 2^{12} sau 2^{16} biți, ceea ce nu permite obținerea unei rezoluții foarte fine.

8.8 Exemplu de folosire a unui PLL fracționar pentru un receptor cu dublă conversie

Exemplul de mai jos arată cum se poate folosi un PLL fracționar dublu, pentru un receptor cu dublă conversie pentru banda 1250-1300MHz.

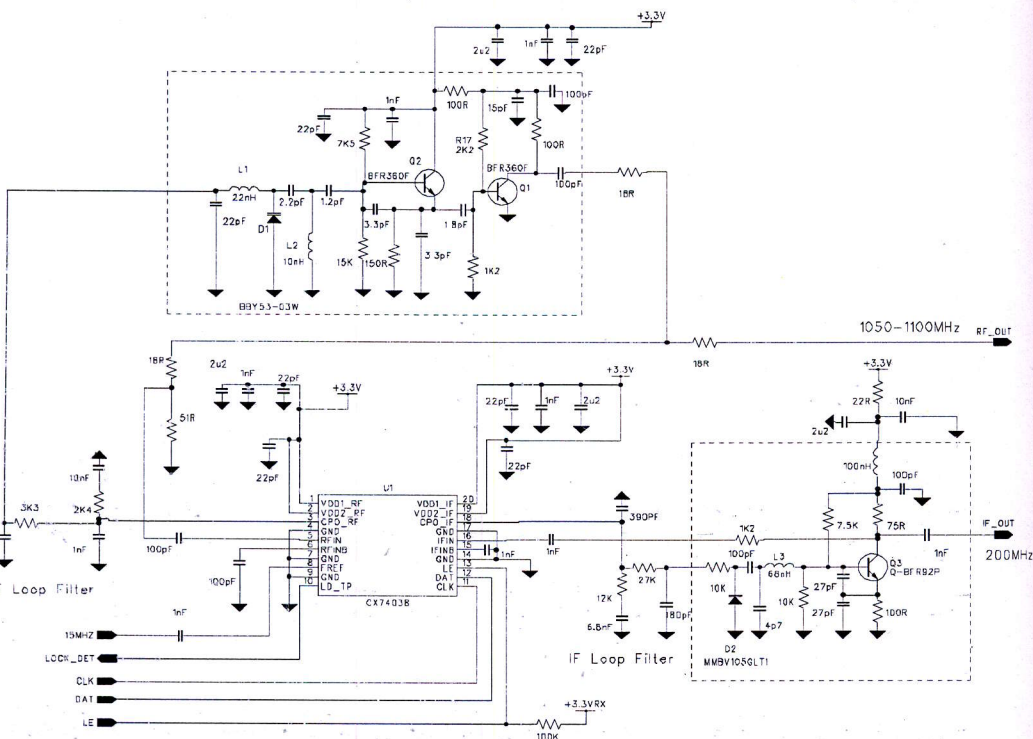
Frecvența generată pentru prima conversie este de 1050 -1100MHz și pentru aceasta se utilizează partea fracționară a PLL-ului CX74038. Pentru cea de a doua conversie de frecvență se folosește secțiunea întreagă a PLL-ului și care va genera o frecvență fixă. Valoarea acesteia depinde de valoarea primei frecvențe intermediare și pentru exemplul de față este în zona 200-300MHz. Alegerea frecvenței intermediare se face ținând cont de eventualele interferențe provenite de la emițătoarele TV ce operează pe canalele 10-12. Un filtru SAW pentru telefoane celulară (din generațiile mai vechi) pe 210.38MHz sau apropiat, este ideal pentru o asemenea aplicație. La nevoie chiar și un filtru cu 3 inductanțe variabile poate fi folosit. Partea întreagă a PLL-ului poate fi programată în pași de 25KHz sau 100KHz (pentru acest PLL valoarea maximă a frecvenței de comparare nu trebuie să depășească 2MHz)

Cele două VCO-uri trebuie ecranate pentru a se evita degradarea pragului de zgomot sau a purității spectrale.

Rezoluția la acord este de ordinul a 10Hz, suficient de bună pentru orice aplicație uzuală.

Programarea frecvenței pentru PLL-ul dublu se face pe un bus serial SPI. Programarea se face cu ajutorul a 32 biți (patru cuvinte a 8 biți). În afară de programarea frecvenței utilizatorul poate programa și curentul în pompa de curent pentru ambele PLL-uri, polaritatea comparatorului de fază, precum și funcționarea pinului Lock Detect.

Pentru un receptor dublă conversie mai este necesară generarea unei frecvențe pentru demodulator. Aceasta poate fi de 9MHz (sau 10.7-21.4MHz) funcție de valoarea celei de a doua frecvențe intermediare. Se poate folosi un cristal sau dacă sunt cerințe speciale



de stabilitate se poate folosi un PLL separat pentru a genera această frecvență sincronizat cu aceeași referință de frecvență ca și PLL-ul dublu fracționar.

Programarea PLL-ului fracționar necesită evident utilizarea unui microcontroler, care rezolvă și problema afișării frecvenței. Pentru testele inițiale, se poate folosi softul de control pentru plăci de evaluare ale acestor PLL-uri. Atât Skyworks cât și National sau Maxim oferă acest soft gratuit pe website-urile lor și necesită utilizarea interfeței paralele a unui calculator PC. (National utilizează **CodeLoader 2** pentru toate PLL-urile produse de ei).

În continuare sunt prezentate câteva imagini produse cu un analizor de spectru și care ilustrează performanțele ce se pot obține cu aceste sintetizoare de frecvență având o rezoluție de 10Hz.

Pentru figura 6 Span=300KHz RBW=3KHz. Pentru fig.7 si 8 Span=25KHz si RBW=300Hz Fig.8 arată semnalele parazite care apar în vecinătatea multiplilor frecvenței de referință

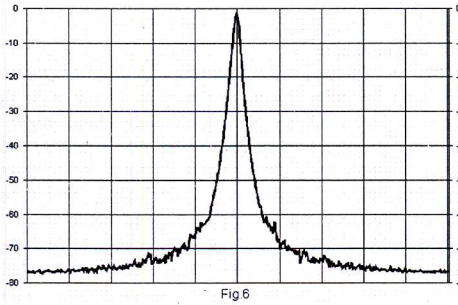


Fig 6

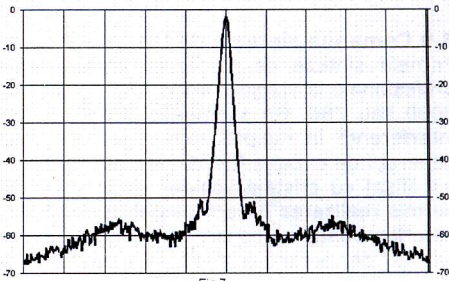


Fig.7

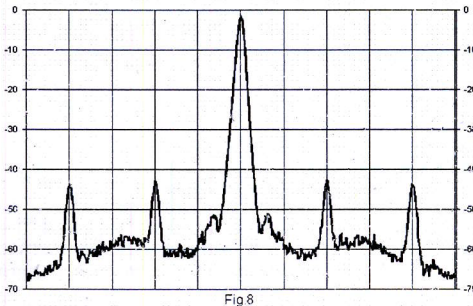


Fig 8

Phase Noise=

-65dBc/300Hz @10KHz=

-89.77dBc/Hz@10KHz

Imaginile au fost luate pentru un sintetizor lucrând pe 1700MHz. La frecvența de 1100MHz zgomotul de fază este cu cca. 3-4dB mai bun dacă VCO-ul este corect realizat. Creșterea ușoară a zgomotului la cca. 7.5KHz de purtătoare în fig.7 este cauzată de filtrul de buclă proiectat pentru o margine de fază de 46° , în ideea de a asigura timpi de comutare minimi și imunitate la vibrații maxima. Cu o margine de fază de ordinul a 56° zgomotul de faza este aproape plat în banda filtrului de buclă. Oricum performanțele oferite sunt suficient de bune pentru cele mai multe aplicații.

Mai toate componentele de acest fel nu sunt din clasa « 5V tolerant », ceea ce înseamnă că dacă pentru control se folosește un microcontroler din generațiile mai vechi cu alimentare la 5V sau interfața paralelă de la un PC, este necesară folosirea unui buffer corespunzător pe toate liniile de control.

Evident, înainte de a utiliza o astfel de componentă studiarea cu atenție a foii de catalog este esențială, atât pentru a înțelege care sunt limitele de funcționare cât și pentru detalii complete de programare. Din punct de vedere al realizării practice, deosebit de important este acuratețea realizării cablajului imprimat. Se aplică precauțiile clasice: decuplări la masa scurte, conectarea la planul de masă se face prin via plasate cât mai aproape de pinul de masă, minimizarea lungimii traseelor, utilizarea traseelor cu impedanță controlată. La aceste frecvențe se folosesc numai componente SMD și realizarea cablajului trebuie făcută cu grijă.

Exemplul de mai sus este elocvent în ceea ce privește simplitatea la care s-a ajuns în generarea unor frecvențe de ordinul a câtorva GHz cu rezoluții de 10Hz sau mai bune. Sigur, când vorbim de simplitate o facem din punct de vedere al utilizatorului, pentru că circuitul integrat în sine este deosebit de complex și înglobează atât circuite digitale cât și analogice. Tehnologia de realizare este de regulă BiCMOS, și conține peste 12000 de tranzistoare (16321 tranzistori pentru MAX2150, care conține și un modulator I/Q !!!).

8.9 Comanda sintezei de frecvență cu microcontrolere

Primele sinteze de frecvență comandate de microprocesor au apărut în echipamentele profesionale la sfârșitul anilor '70. La început au fost folosite microprocesoare clasice de tipul 8080 sau Z80. Un asemenea sintetizor consuma cca. 3-5A și producea probleme mari de interferență în radioreceptorul în care trebuia să fie inclus. Actualmente se folosesc noile generații de circuite CMOS care permit consumuri de ordinul a câtorva mA (dacă se folosește un afișaj cu cristale lichide- chiar și cu sursă proprie de iluminare back light), ceea ce a permis realizarea de echipamente portabile miniaturale, la pot funcționa timp îndelungat pe baterie. Odată ce consumul a scăzut mult, au scăzut și perturbațiile generate, problemele dificile de ecranare fiind eliminate în oarecare măsură. Pe de alta parte, creșterea frecvențelor de lucru pentru microcontrolere, la valori de sute de MHz sau chiar 1-2GHz, generează probleme legate de zgomot la frecvențe mari, ce se pot întinde pe spectre întinse de frecvență.

Toate sintezele de frecvență moderne sunt comandate de microcontroler. Se asigură în acest fel reducerea substanțială a numărului de circuite externe, putându-se asigura facilități deosebite de operare, cum ar fi:

- Comanda și controlul afișajului de frecvență
- Memorarea și lucrul cu frecvențe preselectate
- Posibilitate de scanare a benzii de frecvență
- Permite operarea cu shift de frecvență emisie /recepție
- Facilități multiple de automatizare.

Circuitele complexe de sinteză de frecvență destinate receptoarelor de performanță generează practic toate semnalele necesare mixerelor din receptor, inclusiv semnalul pentru detectorul de produs, sau pentru facilitatea cunoscută sub denumirea de "IF shift" (care permite decalarea caracteristicii de selectivitate a receptorului față de semnalul recepționat, cu scopul de a elimina o perturbație care se află la limita superioară sau inferioară a spectrului de JF a semnalului recepționat în SSB).

Cel mai adesea se folosesc astăzi microcontrolere din seria Intel C51 în diferite variante, funcție de necesitățile hard ale aplicației.

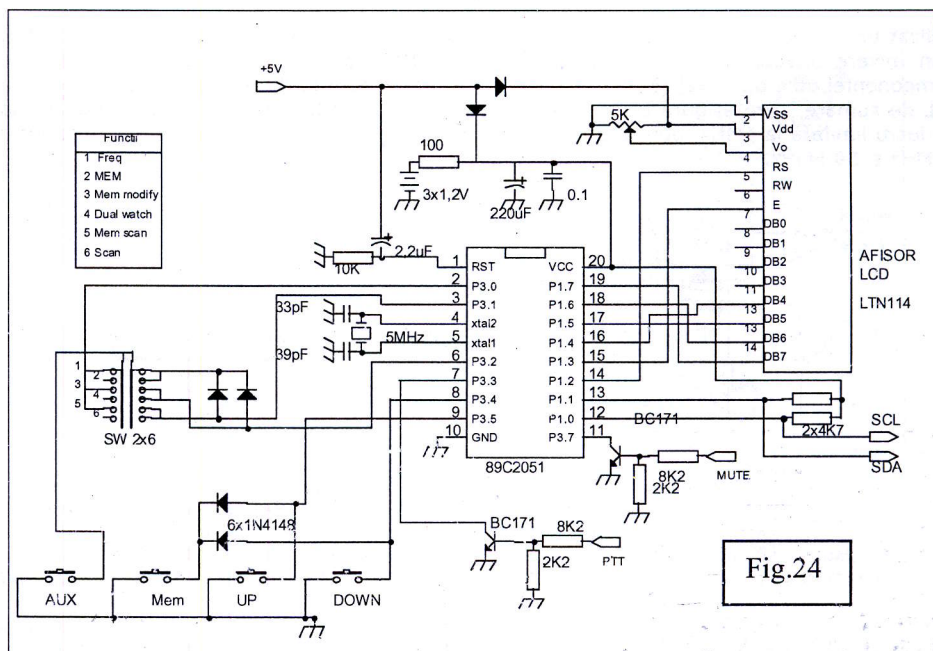
Cele mai versatile circuite par a fi cele realizate de ATMEL care conțin memoria de program sub forma de EEPROM, ce poate fi ușor ștearsă sau modificată. 89C2051 este un microcontroler ce conține 2K de EEPROM într-o capsulă cu 20 pini. La aceasta se adaugă și avantajul costului (<3\$). O aplicație pentru o sinteză de frecvență, destinată să comande un circuit cu interfață I²C este prezentată în continuare. Schema se pretează foarte bine pentru comanda circuitului de sinteză Philips TSA6060.

Schema nu utilizează un circuit de memorie RAM pentru memorarea posturilor (frecvențelor) preselectate, aceasta făcându-se în RAM-ul microcontrolerului. Dacă este necesară memorarea unui număr mai mare de frecvențe, atunci devine necesară folosirea unei memorii de tip EEPROM de tip 24C01 sau 24C02 (PCF8581-8582) cu interfață I²C, care se conectează pe aceeași magistrală ca și circuitul de sinteză TSA6060. La căderea sursei de alimentare circuitul 89C2051 trece în mod "power down" cu consum redus (câteva zeci de μ A) și se alimentează din baterii. Semnalul de PTT permite realizarea diferenței de frecvență emisie-recepție de 600KHz. Semnalul MUT permite blocarea în caz de avarie, sau (funcție de soft) prin supravegherea squelch-ului, se poate realiza funcția de căutarea automată a frecvențelor, cu oprirea pe posturile găsite.

Pentru a se economisi biții disponibili de comandă ai procesorului, s-a ales o variantă de scriere a datelor pe display-ul LCD, pe 4 biți. Procesorul furnizează afișorului și semnalul RS precum și E (ENABLE) pentru validarea scrierii. Nivelul luminozității afișajului se reglează cu ajutorul potențiometrului de 5K.

Modificarea frecvenței se face cu tastele UP și DOWN, rezultatul fiind urmărit pe afișajul cu cristale lichide LTN114 (sau orice alt tip echivalent : un rând x 16 caractere).

Comutatorul de funcții permite selectarea mai multor moduri de lucru după cum urmează:



FREQ- tastele UP și DOWN permit trecerea din canal în canal cu pas de 12.5KHz (corelat cu referința sintezei). Tasta MEM permite schimbarea modului de funcționare: direct/repetor sau invers, asigurând sau nu shiftul de 600KHz emisie/recepție.

MEM- Permite citirea frecvențelor și modurilor stabilite anterior pentru o anumită frecvență. Introducerea în memorie, modificarea frecvenței sau a modului de lucru se pot face cu comutatorul funcții pe poziția :

MEM MODIFY

DUAL WATCH permite supravegherea atât a frecvenței de lucru (selectate în modul FREQ) cât și unei alte frecvențe din memorie.

MEM SCAN permite baleierea frecvențelor din memorie

SCAN permite baleierea întregului spectru de frecvență.

Memorarea unei frecvențe se face trecând comutatorul de moduri de lucru pe poziția MEM și apăsând tasta MEM se memorează frecvența afișată.

EEPROM-ul microcontrolerului 89C2051 trebuie să fie încărcat cu un soft corespunzător pentru a se putea realiza funcțiunile enunțate mai sus.

Exemplul de mai sus este unul clasic pentru comanda unei sinteze de frecvență pentru radiotelefon.

Evident pentru funcțiuni extinse (introducerea frecvenței prin tastatură numerică, funcții multiple) se complică corespunzător atât hardul utilizat cât și softul.

8.10 Arhitectura modernă a sintezelor de frecvență

Cele mai moderne sinteze de frecvență care necesită rezoluții sub 10Hz sunt realizate în structură hibridă: DDS+PLL. O exemplificare în acest sens este sintetizorul de frecvență realizat de firma ICOM la transceiverul IC765, a cărei schemă bloc este prezentată în fig.25.

Se remarcă faptul că se utilizează o sinteză digitală directă (DDS), pentru a se obține o bună rezoluție de frecvență. Circuitul asigură un semnal cu frecvența cuprinsă între cca. 500KHz și 1MHz. Este posibilă obținerea la aceste frecvențe a unor performanțe foarte bune în ceea ce privește puritatea spectrală. Se ușurează mult și sarcina DAC-ului, putând fi

utilizat un circuit mai ieftin. Bucla principală necesită un semnal de mixare de cca. 60MHz. Prin mixare directă cu un semnal apropiat de 60MHz, ar fi deosebit de dificilă filtrarea componentei utile de mixaj (în raport cu "oglinda"). Se recurge din această cauză la o buclă PLL de sumare, care asigură un semnal cuprins între 60.5MHz și 61MHz. VCO-ul are banda de lucru limitată la 1MHz, pentru a se împiedica calarea acestuia pe frecvențe cuprinse între 59MHz și 59.5MHz.

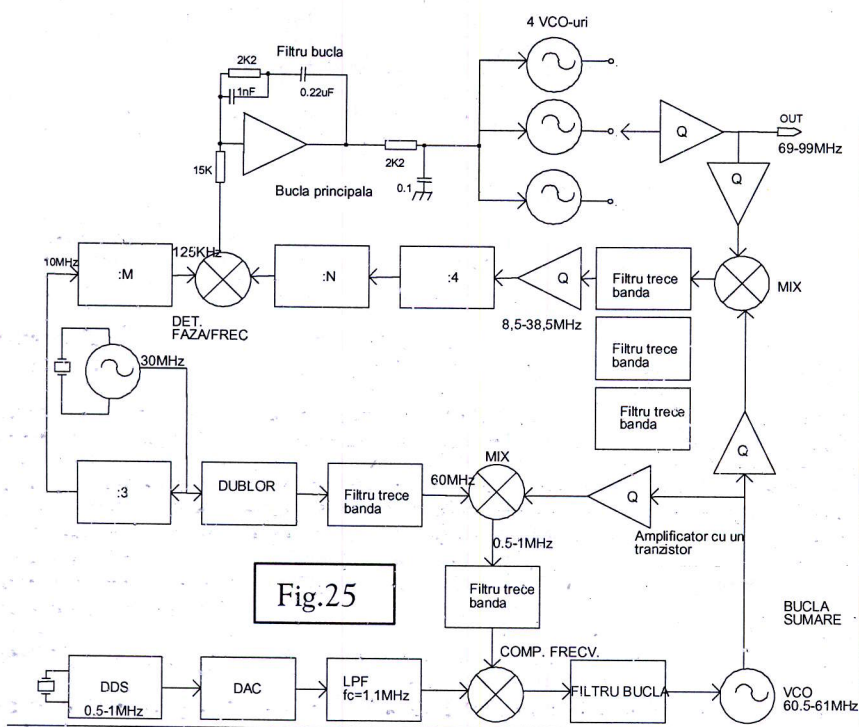


Fig.25

Bucula principală conține și divizorul programabil. La comparatorul de fază/frecvență se aplică un semnal de la o referință, care prin divizări succesive ajunge la 125KHz. Se utilizează patru VCO-uri, banda de lucru fiind divizată în patru segmente egale. Astfel se obțin performanțe la zgomot mai bune. Semnalul de ieșire, cuprins între 69MHz și 99MHz este mixat cu semnalul ce provine de la DDS (ce acoperă banda 60.5MHz-61MHz în pași de 10Hz). Prin mixare se obține un semnal cu frecvența cuprinsă între 8.5 și 38.5MHz. Funcție de frecvență, se utilizează un filtru selectabil, trece bandă cu scopul de a elimina componentele nedorite. Întrucât pentru divizorul programabil (cu N) frecvența este prea mare, se recurge la divizarea cu 4, înainte de a se ajunge la divizorul programabil. Filtrul de buclă (ce conține și un amplificator de c.c. cu trei tranzistori) asigură o filtrare corespunzătoare a referinței. La momentul apariției sale această sinteză de frecvență a fost considerată a fi deosebit de performantă, datorită utilizării DDS-ului, având o complexitate redusă la jumătate față de o sinteză clasică (mulți buclă) cu rezoluția de 10Hz. Evident, fiind un produs de serie care trebuia să păstreze un cost redus, au fost făcute și unele compromisuri ce au redus performanțele la zgomot ale sintezei pe ansamblu.

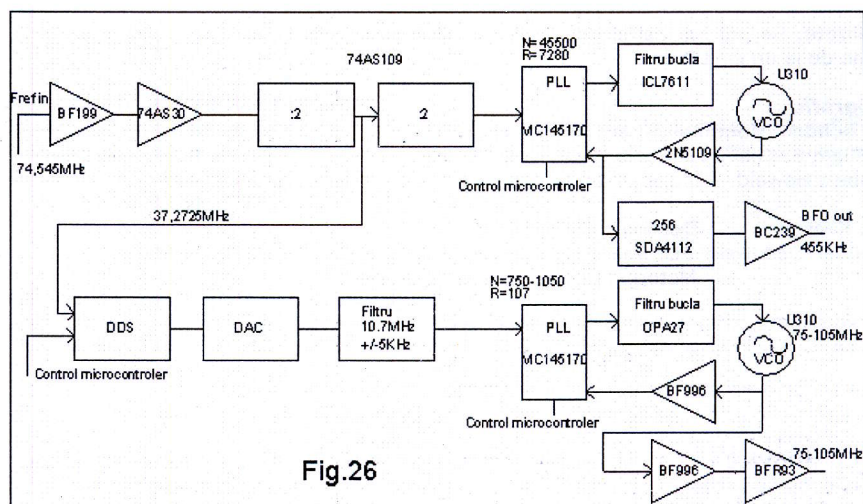


Fig.26

În fig.26 este prezentată o schemă bloc propusă de Ulrich Rohde. Și această schemă folosește un circuit DDS pentru a obține o bună rezoluție a sintezei. DDS-ul folosit este de

tipul HSP45102, iar DAC-ul este TDA8702. Schema asigură semnalele pentru un transceiver sau un receptor cu acoperire până la 30MHz, ce are frecvențele intermediare pe 75MHz și 455KHz. Sintetizorul hibrid asigură semnalul pentru oscilatorul local 75MHz - 105MHz cu o rezoluție de 0.07Hz și 450 - 460KHz cu o rezoluție de 100Hz. Pentru obținere celei de a doua frecvențe intermediare se folosește un oscilator pe 74.545KHz care este folosit ca referință de frecvență și de sintetizor. În acest fel se reduce numărul de oscilatoare ce se folosesc într-un sintetizor. Sintetizorul mai folosește și două PLL-uri de tip MC145170 (Motorola). Controlul frecvenței se face de către un microcontroller care generează și semnalele necesare displayului. DDS-ul asigură un semnal pe 10.7MHz, și acoperă 10KHz. Filtarea semnalului se face la ieșirea DAC-ului cu ajutorul unui filtru cu cristal (de tipul folosit în mod uzual în radiotelefoane) pentru a curăța semnalul de armonici cu peste 80dB. Acest semnal este injectat la intrarea de referință a unui PLL cu MC145170.

Acesta este programat să dividă semnalul de la intrarea de referință cu 107, ceea ce duce la o referință internă de 100KHz. Bucla PLL realizată cu MC145170 va asigura deci treptele brute de acord (de 100KHz) în timp ce DDS-ul asigura acordul fin în cadrul unei trepte de 100KHz. Cu o referință internă de 100KHz, coeficientul de divizare al divizorului programabil a VCO-ului va fi de 750 până la 1050 pentru a acoperi domeniul de frecvență al VCO-ului de la 75 la 105MHz. Schema folosită pentru PLL (cu MC 145170) și filtrul de buclă (cu operaționalul OPA27) a fost prezentată anterior. VCO-ul este realizat cu U310 într-o schemă cu zgomot redus.

O a doua buclă cu MC145170 este utilizată pentru generarea semnalului de 455KHz. Prin divizarea referinței de 18.63625MHz cu 7280 se ajunge la o referință internă de 25.6KHz. Prin divizarea cu 256 se ajunge la un pas final de 100Hz. Un pas de 100Hz pentru BFO este puțin cam mare, dar folosibil. Această structură de schemă permite așa numitul IF shift, comanda circuitelor de sinteză fiind realizată centralizat de microcontroller.

Performanțele realizate de această sinteză hibridă de frecvență sunt excelente, fiind superioare multor realizări din echipamentele de vârf ce se vând pe piață, în ciuda simplității deosebite. Sinteza realizează un semnal cu o bună puritate, zgomotul fiind de -130dBc/Hz la 10KHz. Timpul de calare este de cca. 5ms, ceea ce permite un acord rapid.

Sinteza de frecvență este o problemă dificilă, a cărei rezolvare necesită multe eforturi, devenind partea cea mai complexă a unui receptor. Proiectarea sintezei de frecvență și evaluarea acesteia înainte de a fi executată, se face pe calculator utilizând programe

specializate. Se pot lua astfel din start cele mai bune măsuri pentru a obține performanțe maxime de la un circuit dat.

Bibliografie:

- | | | | |
|---------------------|--|-------------------|------|
| 1. U. Rohde | Communications Receivers | McGraw-Hill | 2001 |
| 2. William E. Sabin | HF Radio Systems & Circuits. | Noble Publishing | 1998 |
| 3. Robert Howald | Introduction to Analog and DDS Frequency Synthesis | RF Design/Jan. 95 | |
| 4. W. Keese | Dealing with PLL | RF Design/Aug.97 | |
| 5. Bogdan Sadowski | PLL Speed Up Charge Pump | RF Design/Jan. 95 | |
| 6. ***** | Motorola Communication Devices | | |

9. Demodulatoare

9.1 Generalități, parametrii principali

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

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

Principalii parametri la un demodulator sunt:

- eficiența demodulării (la semnale AM). Reprezintă raportul între amplitudinea a semnalului AF și cea a purtătoarei RF, afectată de gradul de modulație

$$\mu_d = \frac{U_{af}}{m \cdot U_p}$$
 Valoarea ideală este 1 (pentru $m=1$), valorile practice fiind între 0.7-0.9.
- panta curbei în "S" (la semnale FM) are valori de la 0.3-0.4V/KHz (pentru demodulatoarele FM de banda îngustă), la 10-20mV/KHz (pentru demodulatoarele FM de banda largă). La demodulatoarele de fază, panta este dată în V/radiani.
- rezistența de intrare în detector, trebuie să fie bine cunoscută pentru o cuplare corectă cu ultimul etaj de IF. Ușual are valori mai mari de 50Ω.
- nivelul distorsiunilor liniare afectează răspunsul în frecvență al demodulatorului și prezintă interes major la receptoarele de înaltă fidelitate.
- distorsiunile neliniare -sunt distorsiuni armonice. Pentru semnale AM, se admit distorsiuni armonice de max.1%, pentru semnale FM putând ajunge la 0.1-0.2%.
- nivelul reziduurilor de înaltă frecvență - odată cu semnalul util, la ieșirea din demodulator, apar și semnale parazite de înaltă frecvență care pot cauza o funcționare defectuoasă a etajelor de AF. Se elimină prin filtrare adecvată.
- dinamica semnalelor la intrare - de regulă radioreceptoarele au circuit AGC, așa încât dinamica semnalului de intrare este menținută destul de strâns ca limite (10-20dB). Situația se poate schimba substanțial dacă se trece pe reglaj manual al amplificării lanțului IF-RF, dinamica semnalelor putând ajunge în acest caz la valori de 80-100dB.

9.2 Demodulatoare AM

Se mai numește și demodulatoare de envelopă, extrăgând din semnalul RF modulat AM, envelopa ce conține informația de joasă frecvență. Operația se face cu detectoare de valoare medie sau de vârf. În fig.1 sunt prezentate câteva tipuri de demodulatoare AM clasice. Schemele sunt simple, așa cum rezultă din fig.1A, nu sunt necesare decât câteva componente: o diodă redresoare cu tensiune mică de deschidere (diode cu germaniu, eventual diode Schottky cu tensiune de deschidere redusă), un condensator

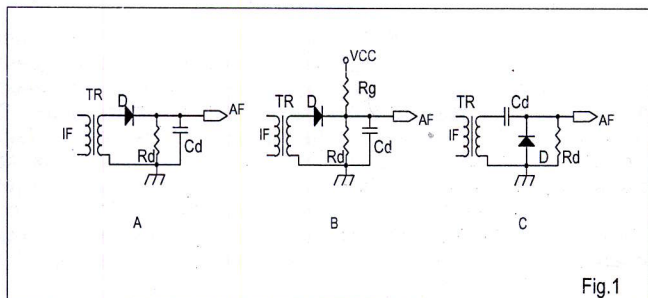
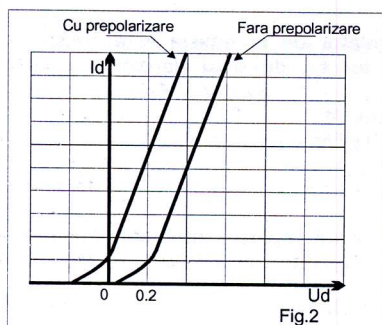


Fig.1

Cd și o rezistență Rd care constituie un grup de filtrare. Grupul de filtrare elimină componenta de înaltă frecvență. Rezistența Rd este simultan și rezistență de sarcină pentru demodulator. Dioda redresoare D are o

neliniaritate pronunțată în zona de deschidere, ceea ce va duce la distorsiuni neliniare puternice pentru semnalele cu amplitudini reduse. Pentru reducerea acestui fenomen se

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

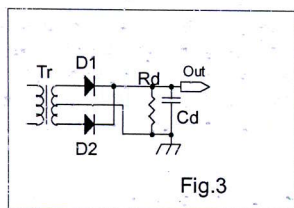


Prepolarizarea diodei se face prin rezistența R_g , care se dimensionează pentru un curent prin dioda de cca. $100\mu A$.

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

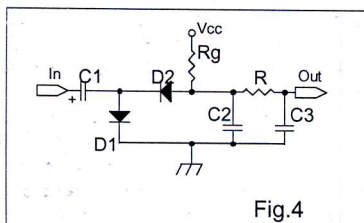
Performanțe optime se obțin de la acest gen de demodulator dacă tensiunea de RF modulată are cel puțin $1V_{ef}$.

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



Pentru mărirea eficienței demodulării se poate utiliza un demodulator push-pull ca cel din fig.3. Acest gen de demodulator utilizează ambele alternanțe ale semnalului modulat și permite obținerea unui coeficient de distorsiuni mai mic decât demodulatoarele clasice. Reziduu de purtătoare este, de asemenea mult diminuat prin sumarea în antifază la ieșire. Mărirea gradului de rejecție a purtătoarei depinde de identitatea parametrilor diodelor și a celor două înfășurări.

În scopul măririi tensiunii de ieșire din demodulatorul AM, se pot utiliza redresoarele cu dublare de tensiune, ca cel prezentat în fig.4



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

O problemă importantă, așa cum menționam mai sus, o reprezintă comportarea necorespunzătoare a demodulatoarelor cu diodă la semnale de valori mici, aflate sub tensiunea de deschidere a diodei. O soluție o poate constitui utilizarea redresoarelor fără prag, cu amplificatoare operaționale. Problema care apare aici este însă, frecvența maximă de operare a amplificatorului operațional utilizat. Circuitul operațional $\mu A301A$ poate fi utilizat în astfel de scheme până la frecvențe de 100-200KHz, pentru frecvențe mai mari fiind necesare amplificatoare operaționale care să poată lucra cu un câștig rezonabil la frecvența de lucru propusă. O schemă practică de demodulator ce utilizează conceptul de redresor fără prag este prezentată în fig.5.

O altă categorie de demodulatoare AM o reprezintă demodulatoarele sincrone, folosite pe larg la demodularea semnalelor cu purtătoare completă sau parțial suprimată. Exemplul clasic de astfel de demodulator este cel folosit la demodularea semnalelor video în receptoarele TV (TDA440....TDA830).

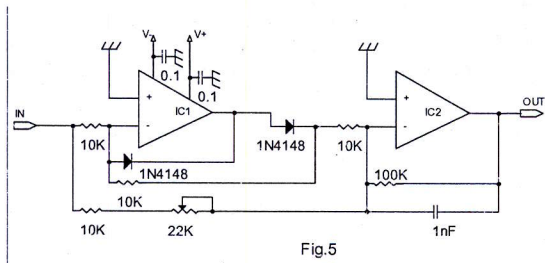


Fig.5

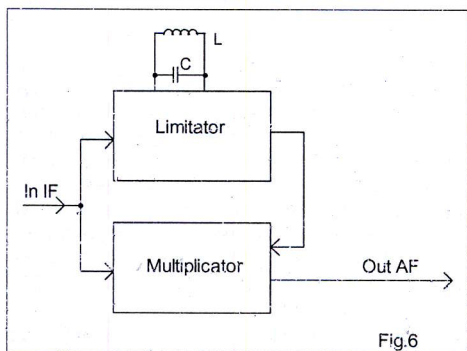


Fig.6

emisiunilor cu purtătoare parțial suprimată, se preferă refacerea purtătoarei cu un circuit PLL în vederea demodulării sincrone.

9.2.1 Demodulatoare pentru semnale cu purtătoare suprimată

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

Există o mare varietate de detectoare de produs. Sunt utilizate aceleași principii ca la mixere, de regulă fiind preferată mixarea multiplicativă. Dat fiind faptul că detectoarele de produs lucrează cu o dinamică de semnal mai restrânsă decât mixerele de intrare, cerințele în ceea ce privește dinamica și distorsiunile de intermodulație sunt mai lejere. Aceasta datorită circuitului AGC care menține nivelul de ieșire în limita unei variații de 10-20dB. Situația se complică dacă se renunță la controlul AGC și se trece pe control manual al amplificării (MGC), în acest caz dinamica semnalelor de intrare crescând mult.

O particularitate o constituie și nivelele mari ale semnalelor de intrare. Nivelele ridicate de semnal pot produce o funcționare defectoasă a detectorului de produs, putând cauza o recepție "aspră", cu un raport semnal/zgomot redus. Nu trebuie neglijată nici situația când se lucrează cu filtre AF înguste (eventual notch), când e posibil ca semnalul util să fie cu câteva ordine de mărime sub semnalul perturbator, dar plasat cu 1-2KHz mai departe. Această situație în care sunt prezente simultan, în detectorul de produs, mai multe semnale, constituie o grea probă pentru un receptor, semnalul util fiind puternic distorsionat în prezența perturbațiilor în cazul funcționării necorespunzătoare a detectorului de produs. Iată de ce gama dinamică, raportul semnal/zgomot și distorsiunile de intermodulație sunt factori ce trebuie avuți în vedere la un detector de produs. Altfel spus, calitatea detectorului de produs determină în bună măsură modul cum "sună" receptorul.

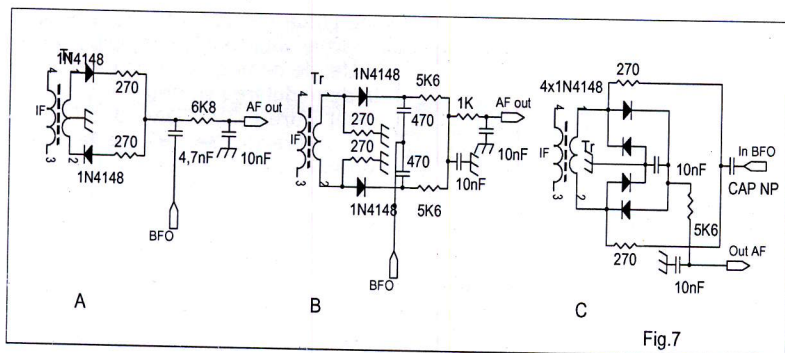


Fig.7

În fig.7 sunt prezentate trei tipuri de detectoare de produs cu diode. Cel mai simplu, prezentat în fig. 7A folosește două diode, la fel ca și cel din fig. 7B. Diferența constă în modul de cuplare cu trafo IF, schema din fig.7A necesitând un trafo la care secundarul are priză mediană. Fig.7C prezintă o structură echilibrată, care are avantajul unor reziduuri de RF mai mici la ieșire (deci mai ușor de filtrat), permițând și obținerea unei dinamici mai bune decât la schemele precedente. Grupurile RC prezente la ieșire, înlătură componentele RF (BFO+IF), pentru a nu încărca inutil etajul AF. Evident, cu cât frecvența de lucru este mai mare, cu atât filtrajul este mai ușor. Înfășurarea secundară are circa 30- 60% din numărul de spire al primarului. Impedanța de intrare a unui detector de produs cu diode este de 50-100 ohmi. Nivelul de ieșire la mixerele pasive este sub 100 -200mV, peste această valoare distorsiunile crescând mult. Un inconvenient este nivelul destul de mare al semnalului din oscilator (BFO), 600-1000mV.

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

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

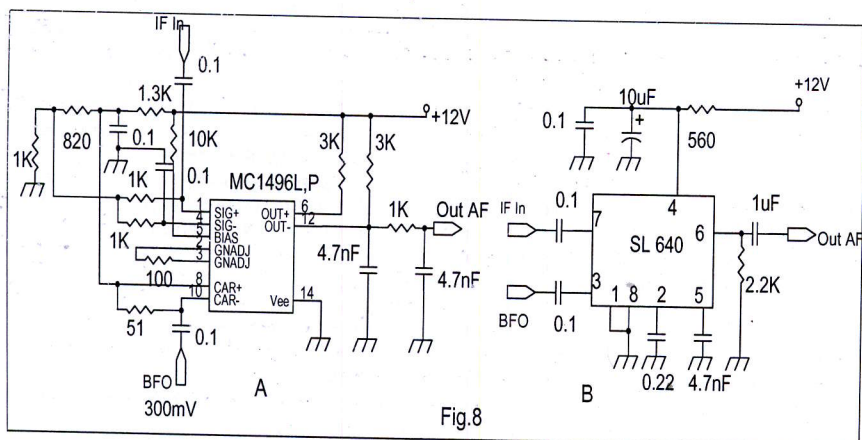


Fig.8

Fig. 8 prezintă două aplicații tipice pentru detectoare de produs realizate cu circuitele integrate MC1496 și SL640. Detectorul de produs realizat cu MC1496 are o dinamică de 90dB și o sensibilitate de 3μV.

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

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

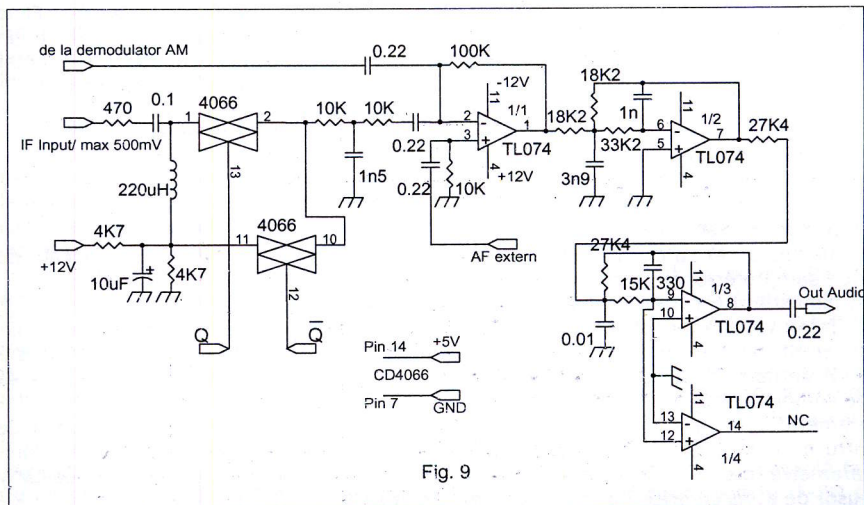


Fig. 9

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

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

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

9.2.2 Detectoare de produs cu suprimarea unei laterale

Acest gen de detector de produs utilizează concepte folosite în construcția receptoarelor cu conversie directă, pentru suprimarea la recepție a lateralei nedorite. Această metodă poate fi folosită și la un receptor superheterodină ce utilizează un filtru performant imediat după mixer, cu scopul de a reduce banda de zgomot a lanțului IF. Efectul obținut este similar cu cel ce se obține prin utilizarea filtrului de IF terminal (înainte de detectorul de produs). Această metodă permite o îmbunătățire a raportului semnal/zgomot cu cca. 3dB. Pare puțin, dar practic la recepție, receptorul "sună" mai silențios. Fig. 10 prezintă schema bloc a unui astfel de detector de produs cu suprimarea unei laterale.

Semnalele BFO1 și BFO2 provin din același oscilator, cele două semnale fiind defazate cu 90°. Rețeaua de defazare AF asigură de asemenea, defazarea unui semnal AF față de celalalt cu 90°. Schema este evident mai complicată decât cea a unui detector de produs clasic, necesitând rețele de defazare RF și AF, două mixere și două filtre trece jos. Comparativ cu soluția evocată mai sus (cu filtru terminal în IF), soluția este evident mai ieftină, dar ceva

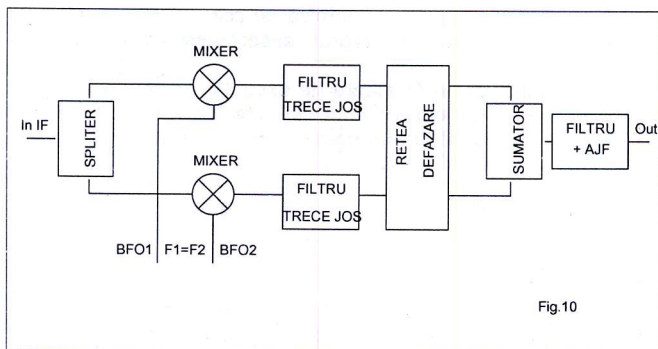


Fig. 10

mai complicată.

Probabil cel mai neplăcut lucru este sortarea în limite de toleranță strânse (0.5-1%) a componentelor din rețelele de defazare. Fiind un procedeu mai puțin uzual, nu s-a prezentat decât o schemă bloc.

9.3 Demodulatoare FM

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

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

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

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

9.3.1 Detectorul de raport

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

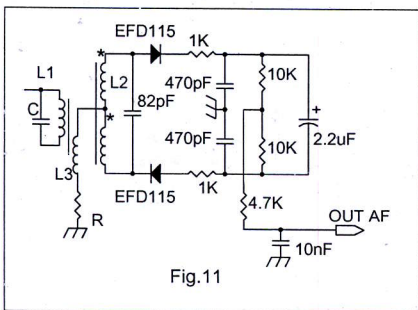


Fig. 11

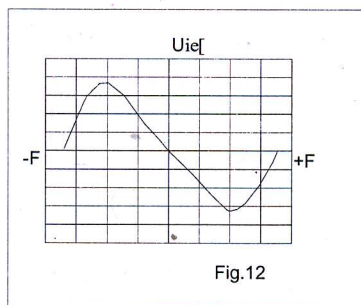


Fig. 12

Schema a fost folosită mai mult în receptoarele de radiodifuziune, pentru recepția emisiunilor radiodifuzate cu deviație mare de frecvență, și în primele generații de radiotelefoane.

Reglajul acestui gen de demodulator se poate face în mai multe moduri. Cea mai precisă metodă folosește un volber. Se începe cu acordul pe frecvența de lucru a bobinei L1. Bobina L2 se reglează în așa fel, încât pe ecranul volberului să apară așa numita curbă în "S", care trebuie să aibă un aspect simetric (ca în fig. 12).

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

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

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

9.3.2 Demodulatoare în cuadratură.

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

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

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

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

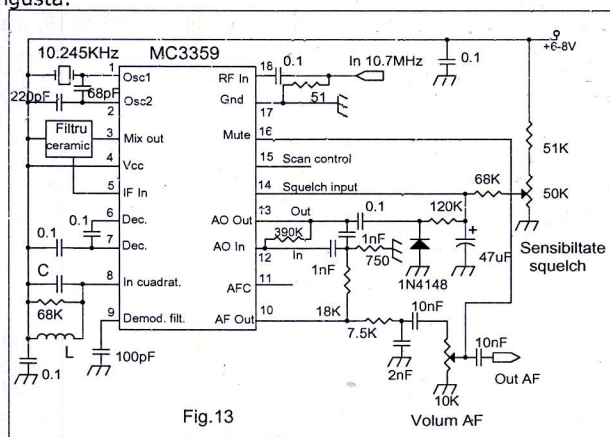


Fig.13

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

Aplicația prezentată mai sus este cea recomandată de producător (Motorola), dar trebuie spus că valorile componentelor

din circuitul oscilatorului cu cristal pot diferi de cele indicate, datorită parametrilor intrinseci ai cristalului, care diferă de la un producător la altul. Personal am folosit valori de 390/120pF, pentru a obține o tensiune din oscilator suficientă, în caz contrar sensibilitatea rezultată fiind mult mai mică.

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

9.3.3 Demodulatoare FM cu circuite PLL

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

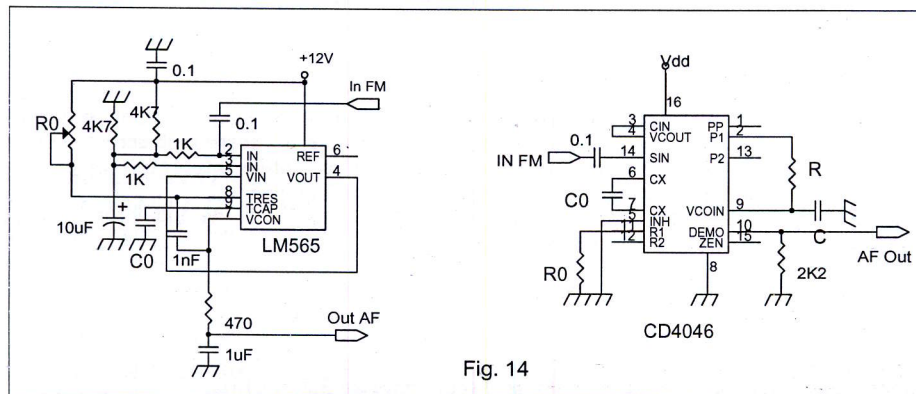


Fig. 14

Cele mai cunoscute circuite PLL utilizate în demodularea MF sunt LM565 (βE565), LM567, pentru semnale până la 500KHz sau CD4046, pentru semnale până la 1.4MHz (versiunea HC a acestuia poate opera corect până la cca. 10MHz).

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

Relațiile de calcul pentru CD4046B în ceea ce privește frecvența de oscilație liberă a VCO

este $f \approx \frac{1}{2R_oC_o}$ (pentru $V_{dd}=5V$), pentru banda de captură: $B = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{2f\pi}{RC}}$

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

9.4 Demodulatoare digitale

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

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

Problemele care se pun sunt legate de frecvența maximă de operare a circuitelor DSP. Circuitele uzuale operează cu clock în domeniul 25-40MHz, circuitele cu destinații speciale putând opera cu clock de peste 100MHz. Eșantionarea și apoi prelucrarea semnalului de frecvență intermediară necesită o putere de procesare destul de ridicată, așa încât de regulă valoarea maximă a semnalului de frecvență intermediară ce poate fi prelucrat de către un

circuit DSP este de cca. 100-250KHz pentru DSP-urile uzuale. Evident, în situația utilizării demodulării cu circuite DSP, arhitectura radioreceptorului va cuprinde 2-3 schimbări de frecvență, pentru a se putea ajunge cu valoarea frecvenței intermediare, la frecvențe ce pot fi prelucrate de către circuitele DSP.

Bibliografie:

1. Floyd Gardner Phaselock Techniques Jon Wiley & Sons
2. Ulrich Rohde Recent Advances in Shortwave Receiver Design QST/Nov. 92
3. ***** A new demodulator for single sideband ELECTRONICS WORLD/March. 98
3. Gh. Maxim Radiorecepție Curs IPI 1985
4. ***** ARRL HandBook 1995-2001-2007
5. ***** Communication Circuits MOTOROLA 1996
6. ***** Integrated Circuite Databook PLESSEY

10. Circuitul AGC

10.1 Generalități

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

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

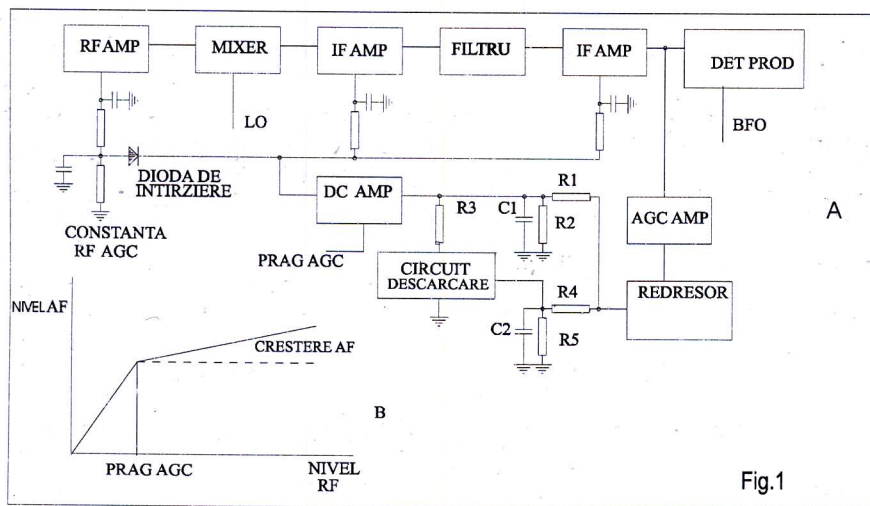


Fig.1

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

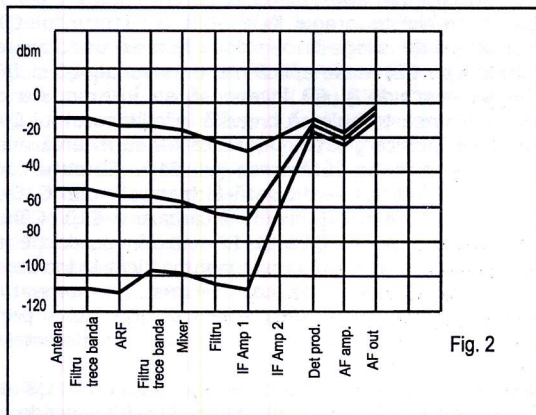


Fig. 2

Fig. 2 prezintă distribuția pe etaje a amplificării într-un receptor, pentru diverse nivele ale semnalului în antenă, ca urmare a acțiunii AGC.

Se observă menținerea nivelului de ieșire în limita a cca. 10 dB pentru o variație de peste 100dB a semnalului de intrare.

10.2 Constantele de timp AGC

In fig. 1, R1 și C1 asigură constanta de timp la "atac", cu scopul de a preveni aplicarea prea rapidă a tensiunii de comandă AGC, din considerente de stabilitate și pentru evitarea apariției distorsiunilor importante pe

semnalul util. Uzual, are valori de 2-10ms. La dispariția semnalului ce a activat AGC-ul, C1 se descarcă prin R2, menținând nivelul de comandă AGC pentru etajele aflate sub control pe o perioadă de min. 200ms. Circuitul de descărcare din figură apare doar la receptoarele de performanță. Dacă constanta R2C1 este de ordinul a 2-3s, tensiunea AGC rămâne constantă până când circuitul R5C2 (cu constantă de timp comutabilă de la 200 la 1000 ms) declanșează circuitul de descărcare care descarcă prin R3 capacitatea C1, restabilind rapid câștigul receptorului. Acest tip de AGC asigură o foarte bună urmărire a semnalelor cu variații rapide de amplitudine.

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

10.3 Scheme pratique de circuite AGC

Schema din fig.3 reprezintă circuitul AGC utilizat într-un receptor profesional. La intrare se aplică un semnal preluat de la finalul lanțului de IF, cu frecvența de 1.4MHz. După ce este

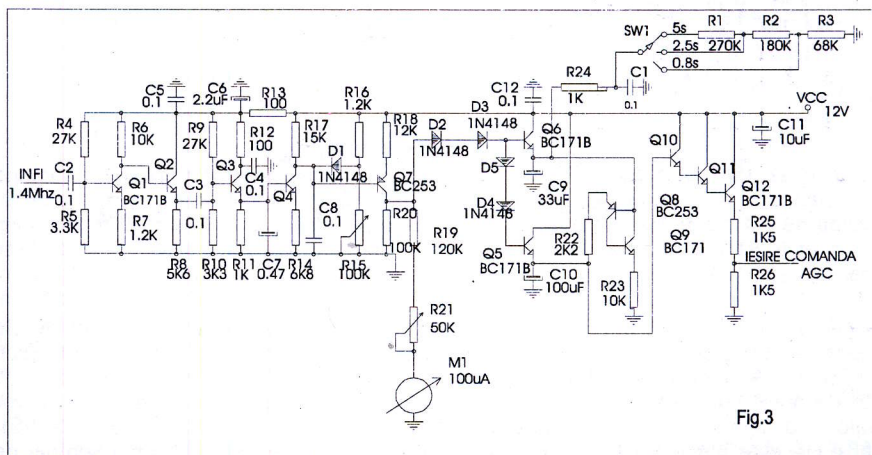


Fig.3

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

Semnalul filtrat cu C7, este aplicat tranzistorului amplificator în curent continuu Q4 și apoi tranzistorului separator Q7. Cu R15 se stabilește pragul AGC. Din colectorul lui Q7 semnalul este aplicat prin intermediul unor grupe de diode la cele două circuite de formare a semnalului AGC. Când la intrarea circuitului (pe C2) nu se aplică nici un semnal, Q5 și Q6 sunt blocate. La apariția unui semnal Q6 se deschide și C9 începe să se încarce. Cu o anumită întârziere dată de diodele D4-D5 (tensiunea trebuie să crească în colectorul lui Q7 cu încă 1,2V), se deschide și Q5 și începe să se încarce și C10. Deoarece C9 se încarcă mai repede decât C10, se blochează Q8, ceea ce permite încărcarea lui C10. Curentul de descărcare pentru C10 este foarte mic (curentul foarte mic de bază al tranzistorului Q10). Constanta de creștere a semnalului AGC este dată de constanta de încărcare a C10. Când tensiunea în baza lui Q10 atinge o anumită valoare, grupul Q10-11-12 intră în conducție și pe divizorul R25-R26 apare o cădere de tensiune proporțională cu semnalul aplicat la intrarea circuitului AGC. Constanta de încărcare pentru C10 este de cca. 10 ms. În momentul dispariției semnalului de la intrarea circuitului AGC, C9 începe să se descarce prin R24 și prin comutatorul SW1 ce selectează constanta de timp la descărcare ce rezultă cu rezistențele R1,2,3.

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

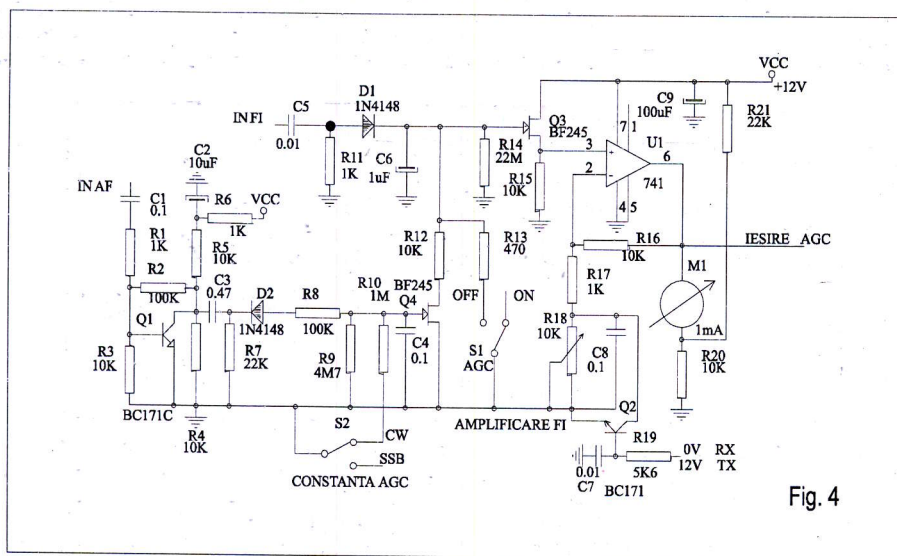


Fig. 4

Schema prezentată în figura 4 reprezintă o structură oarecum mai deosebită. Se folosesc semnale preluate din IF pentru obținerea unei constante de timp la atac scurte (sub 10ms), circuitul de descărcare fiind comandat de semnalul preluat din lanțul de AF. Constanta de timp R14-C6 este de cca. 20 secunde, însă timpii globali de întârziere nu vor depăși valorile uzuale de 1-3secunde, datorită circuitului din grila tranzistorului Q4, (C4-R9). Tranzistorul Q4 este blocat cu tensiune negativă pe perioada recepționării unui semnal de nivel mare, după care (cu întârzierea dată de grupul RC din grilă) FET-ul fiind cu sursa la masă va prezenta o rezistență drenă -sursă invers proporțională cu curentul I_{dss} (este de preferat deci un FET cu I_{dss} cât mai mare BF245C, BF256C, BF247C....), descărcând rapid C6. Q3 poate fi ales cu mai puține pretenții, singurul rol al acestuia fiind de a prezenta o impedanță cât mai mare de intrare ($>100\text{Mohm}$), pentru a nu șunta circuitul de temporizare

R14-C6. Circuitul integrat U1 de tipul 741 asigură amplificarea în tensiune și curent, necesară comenzii circuitelor de control a amplificării. Cu potențiometrul R18 se asigură reglajul manual al amplificării blocului IF (eventual și RF). Pe perioada de emisie, cu scopul de a reduce amplificarea blocului IF, R18 este șuntat cu Q2. Comutatorul S2 servește la alegerea constantei de timp pentru CW sau SSB. Comutatorul S1 servește la blocarea circuitului AGC, reglarea amplificării făcându-se numai cu R18. S-metru M1 se polarizează funcție de tensiunea de comandă AGC minimă de funcționare (R20, R21). Semnalul de IF se preia înainte de detectorul de produs, de pe un circuit de joasă impedanță. Dacă nivelul semnalului este prea mic, se poate folosi pentru D1 o diodă Schottky cu tensiune mică de deschidere ($<0.14V$) eventual o diodă cu germaniu dar care trebuie să aibă o rezistență inversă de ordinul zecilor de Mohmi pentru a nu afecta constanta de timp. Capacitatea C6 are o valoare relativ redusă, pentru a se minimiza timpul de încărcare. Din această cauză e necesar pentru atingerea unei constante la descărcare de cca. 20 sec. să se folosească rezistențe de valori mari. Schema prezintă performanțe practice foarte bune asigurând o bună urmărire a semnalelor.

Funcție de locul de unde este preluat semnalul de reacție AGC, se folosesc și titulaturile de IF AGC respectiv AF AGC. Preluarea semnalului din AF este oarecum mai ușoară dar asigură în final performanțe mai reduse în ceea ce privește constanta de timp la atac. Viteza de creștere a unui semnal de o amplitudine dată scade cu frecvența, fiind necesar deci un timp mai lung pentru atingerea tensiunii finale pe condensatorul ce asigură constanta de timp. Cu scopul de a se minimiza numărul de cicli necesari (deci timpului) atingerii nivelului final de încărcare pentru condensatorul ce asigură constanta de timp, este necesar să se asigure surse de curent cu capacitate suficientă. Cea mai defavorabilă situație este în cazul semnalelor cu frecvențe aflate la limita de jos a spectrului (300Hz), comparativ cu cele având frecvențe de cca. 3KHz. O constantă de timp la atac prea mare va duce la

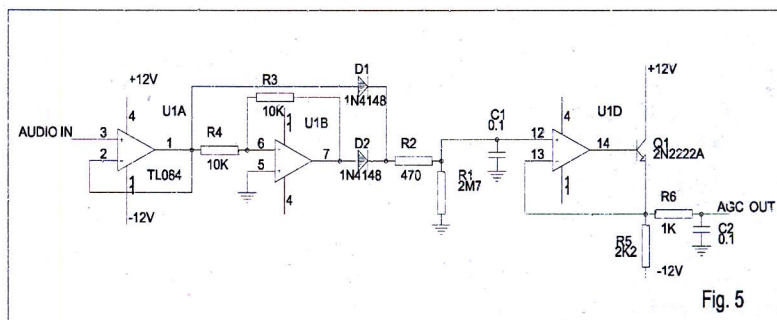


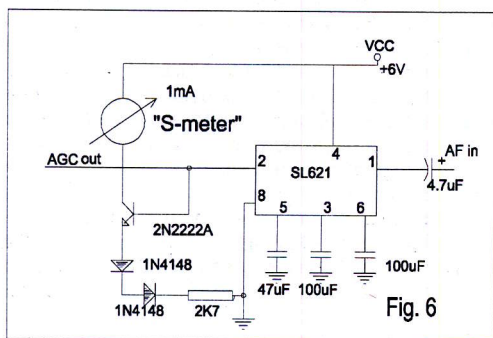
Fig. 5

fenomene de saturare a receptorului cu semnale puternice până la intrarea în funcțiune a AGC-ului, creând o recepție dificilă. Fenomenul este foarte supărător în condiții de trafic aglomerat. Schema din Fig. 5 este un exemplu clasic de AGC derivat din AF. Se utilizează un amplificator în curent cu operaționalul TL084 U1A, cu secțiunea U1B fiind realizat un detector fără prag. Grupul R1-C1 asigură constanta de timp la revenire. U1D și Q1 servesc ca amplificator în curent pentru linia de comandă AGC.

Din considerentele de mai sus acest gen de AGC nu se utilizează decât în construcțiile mai simple, folosirea AGC-ului derivat din IF fiind o soluție utilizată pe larg la receptoarele performante. Cu toate acestea utilizând o structură destul de complexă, a fost realizat prin anii '70 un circuit integrat de către Plessey SL621 (SL1621), ce folosește semnal derivat din circuitul AF.

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

Principalul circuitul SL621 conține un amplificator AF, un detector, două circuite distincte de temporizare și un amplificator de curent continuu.



Principal circuitul SL621 conține un amplificator AF, un detector, două circuite distincte de temporizare și un amplificator de curent continuu. Condensatoarele electrolitice ce dau constantele de timp se încarcă cu ajutorul unor generatoare de curent de capacitate mare, cu scopul de a reduce constanta de timp la atac. Practic este necesară o singură alternanță (pozitivă sau negativă) pentru a încărca condensatoarele electrolitice din circuitele de temporizare.

Diagrama de semnal prezentată în figură arată modul cum lucrează cele două circuite interne care au constante diferite, în prezența unor semnale perturbatoare. Deși circuitul nu mai este în programul curent de

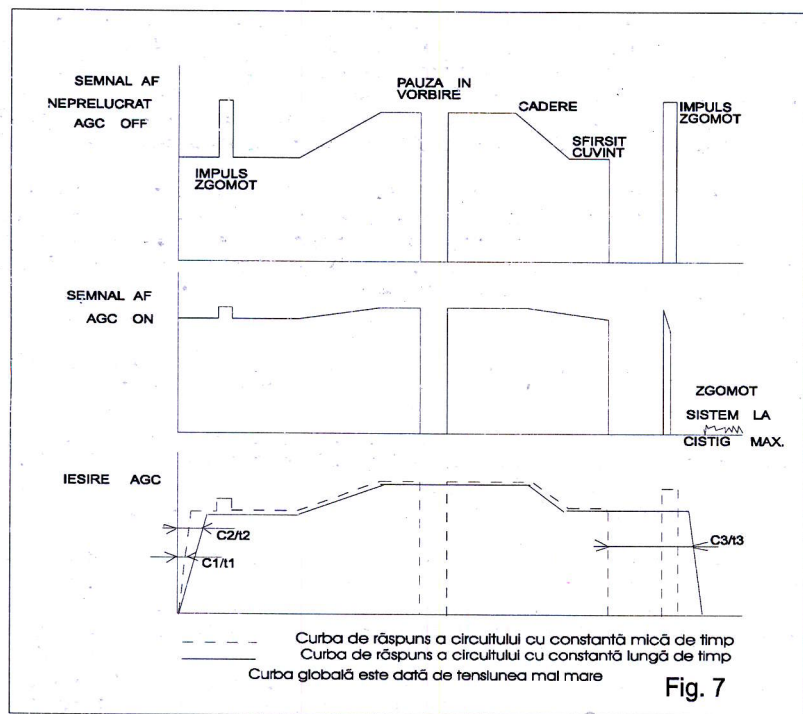


Fig. 7

fabricație, el se mai găsește încă în stocurile marilor angrosiști mondiali de componente.

10.4 Modalități de control a amplificării

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

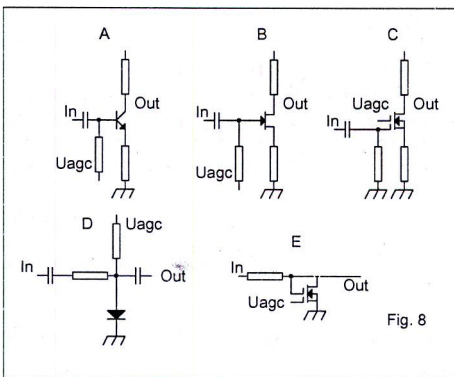


Fig. 8

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

Controlul amplificării la etajele realizate cu tranzistori bipolari (fig. 8A) se realizează utilizând transconductanța variabilă a acestora, cu curentul de colector. În acest caz AGC-ul se mai numește și AGC tip transconductanță. Principiul de funcționare este simplu: întrucât amplificarea este proporțională cu transconductanța, care la rândul ei este proporțională cu curentul de colector, reglajul amplificării se poate face acționând asupra acestuia. Există tranzistori speciali concepuți, destinați să lucreze în etaje cu amplificare variabilă, la care factorul de amplificare variază

destul de mult cu curentul de colector. Este cazul cunoscutelor tranzistoare BF214, BF254. Într-un mod analog se reglează amplificarea și la amplificatoarele cu FET-uri (fig. 8B).

Dezavantajele acestui gen de reglaj AGC sunt:

- Când semnalul crește foarte mult, tensiunea de AGC duce tranzistorul spre blocare, impedanțele de intrare și ieșire ale etajului cresc, în acest fel crește Q -ul bobinelor în sarcină, fenomen care se opune scăderii amplificării reducând dinamica AGC.
- La semnale mari (sute de mV) apare fenomenul de detecție parazită.
- La frecvențe mari capacitățile parazite limitează mult gama dinamică de control AGC.
- Cresc distorsiunile de intermodulație când tranzistorul este aproape blocat.

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

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

Etajele de amplificare realizate cu tetrode MOS (fig. 8C), realizează modificarea amplificării, prin polarizarea adecvată a grilei 2 (G_2). Practic domeniul de variație al amplificării este mai mare decât în cazul tranzistoarelor FET sau bipolari.

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

Se obțin performanțe bune numai dacă semnalele RF ce se aplică pe diodă sunt de câteva ori mai mici decât tensiunea de polarizare directă a diodei. Schema prezentată în fig. 9 este utilizată de receptorul Collins 651S. Secțiunea de amplificator pe 455KHz prezentată este precedată și urmată de circuite selective, precum și de alte etaje controlate de AGC. Semnalul preluat dinainte de detectorul de produs este aplicat detectorului fără prag cu TL082, amplificat în curent continuu și aplicat atenuatoarelor cu diode PIN de tipul MNP3404 (Motorola). La acest gen de atenuator se face simțită o creștere a intermodulațiilor în vecinătatea intrării în conducție a diodelor, fenomen care dispare cu creșterea curentului prin diodă. Dacă fenomenul este deranjant (destul de puțin probabil) se pot utiliza două diode înseriate. O modalitate modernă de control a nivelului de semnal este cea prezentată în figura 8D. Există o multitudine de atenuatoare comandate, realizate cu diode PIN. Schemele uzuale de atenuatoare în T sau Π (cu impedanță constantă) produc intermodulații mai mari cu 1-6dB pentru atenuări cuprinse între 0 și 10dB după care scad la o valoare care se păstrează constantă pe întreg domeniul de lucru. Aceasta datorită fenomenelor ce se produc în dioda PIN la tensiuni de comanda aflate în vecinătatea tensiunii de deschidere.

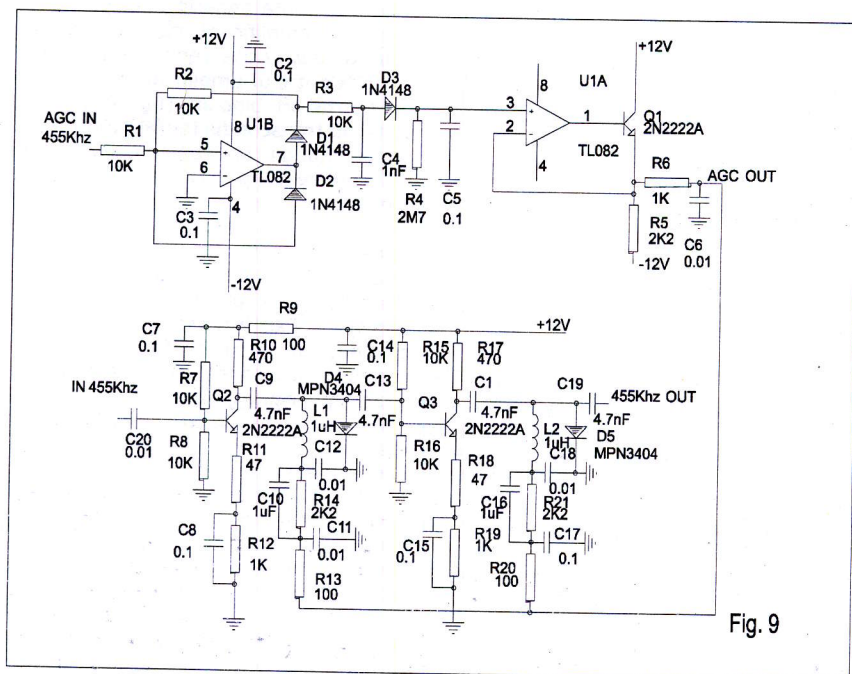


Fig. 9

Schema din fig.10 înlătură inconvenientele de mai sus, asigurând un $IP > +30\text{dBm}$ pe un domeniu de frecvențe de la 1.5 la 200MHz!

Circuitul asigură creșterea atenuării semnalului de intrare cu creșterea tensiunii AGC, fapt ce trebuie avut în vedere dacă se mai comandă și alte etaje ce necesită reducerea tensiunii AGC pentru scăderea amplificării (eventual se utilizează un tranzistor inversor pe circuitul de comanda AGC). Pentru atingerea performanțelor de intermodulații și bandă de

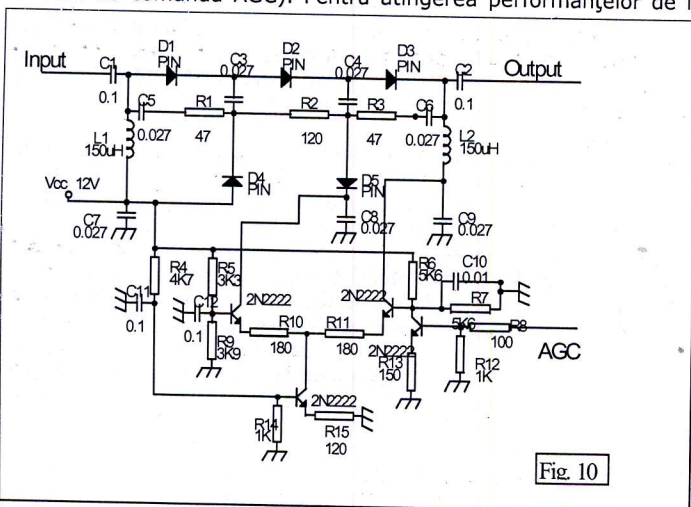


Fig. 10

mai sus este necesar să se utilizeze diode PIN de calitate cum ar IF: HP5082-3081 (Hewlett-Packard), MPN3700, MPN3404 (Motorola) sau

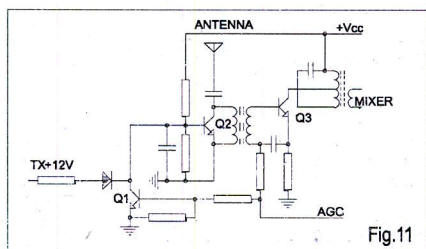
BAR17(Siemens)....

Un asemenea circuit nu se înscriează pe circuitul de antenă, diodele PIN nefiind imune la semnale mari sau intermodulații de ordinul 2. Circuitele cu atenuatoare PIN se pot plasa imediat după circuitele selective (filtrele trece banda) ale receptorului.

Proiectanții de radioreceptoare de performanță au căutat la sfârșitul anilor 70 diverse soluții pentru controlul amplificării care să nu implice modificarea punctului static de funcționare al amplificatorului RF. Controlul amplificării prin modificarea curentului prin dispozitivul amplificator în RF (BJT, FET sau MOSFET) duce degradarea rapidă a performanțelor la intermodulații și zgomot. Așa cum se știe, performanțe optime la intermodulații și zgomot se obțin numai pentru un regim de lucru destul de strict definit pentru tranzistorul folosit.

Soluțiile la această problemă sunt:

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



Schema din fig. 11 prezintă o modalitate de control a amplificării pornind chiar de la antenă. Schema are la bază patentul SUA nr.: 4158814 (expirat), (autori Imasaki K. și Kasami K.)

Schema este simplă (și ingenioasă), modul de funcționare rezultând clar din figură. Q2 funcționează ca o rezistență comandată, șuntând circuitul de antenă.

Eventual, se poate folosi un FET de medie putere care are parametrii de intermodulație mai buni decât un bipolar.

Circuitul din fig. 11 are cca. 25 ani vechime și ar putea fi folosit eventual fără modificarea regimului de lucru al ARF-ului (în decursul timpului s-a ajuns la concluzia că e bine să se evite modificarea punctului de funcționare static al ARF-ului). Circuitul Tx blochează semnalul în circuitul de antenă la recepție pe perioada emisiei.

10.5 Bucle AGC multiple

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

10.6 Circuitul AGC la receptoarele FM

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

10.7 AGC digital

AGC-ul digital, numit și DCG (Digital Gain Control), este o apariție de dată mai recentă în receptoarele de trafic. Odată cu creșterea vitezei de lucru, precum și a puterii de calcul

înglobate, noile circuite DSP (Digital Signal Processing) au început să asigure, în afară funcțiilor uzuale: filtru adaptiv, filtru zgomot și filtru de rejecție (notch), un număr de funcțiuni suplimentare, cum ar fi: demodulator SSB/ MA/ MF, asigurând și semnalul de comandă pentru circuitul AGC. Toate întârzierile sunt controlate digital, semnalul AGC digital fiind furnizat unui convertor D/A care comandă etajele de IF și RF. Asemenea circuite sunt folosite în receptoare de mare performanță de uz profesional însă au început să apară și în echipamente high end destinate radioamatorilor.

10.8 Stabilitatea buclei AGC

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

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

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

Creșterea exagerată a câștigului buclei cu scopul de a minimiza creșterea nivelului AF, poate duce de asemenea la instabilitate. Este preferabil să se accepte o variație a nivelului de ieșire a receptorului de cca. 10 dB, așa cum rezultă și din fig. 2.

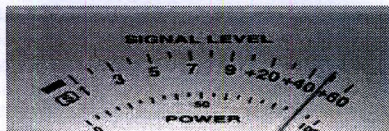
Un alt fenomen ce poate cauza instabilitate este determinat de pătrunderea semnalului AF în circuitul AGC. Aceasta duce la modularea parazită a amplificării etajelor controlate de AGC, având ca efect distorsiuni puternice pe semnalul de ieșire. De regulă, sistemele AGC ce utilizează așa numitul circuit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

Ultima, dar nu și cea mai puțin importantă, cauză de instabilitate a circuitului AGC o constituie stabilitatea în funcționare a etajelor IF. Un bloc IF care funcționează la limita de autooscilație, va avea timpi de răspuns la semnalul de comandă AGC, complet imprevizibili.

Acest mod nedorit de funcționare, duce la o funcționare defectuoasă a receptorului, cu acroșuri aleatoare care sunt deosebit de supărătoare la recepție.

10.9 S-metrul

S-Metrul (*Signal Strength Meter*) este utilizat pentru măsurarea intensității semnalului recepționat și este un accesoriu tipic pentru receptoarele mai complexe. Din punct de vedere istoric, raportarea nivelului semnalului în unități S, provine de la sistemul de raportare RST. Scala cuprinde 9 puncte S, la care se adaugă indicații în dB pentru semnalele care depășesc nivelul S=9.



Diferența relativă de nivel între două puncte S este de 6dB. Uneori se mai folosește și noțiunea de RSSI (*Received Signal Strength Indication*), caz în care scala este gradată în procente (un exemplu tipic este **802.11**).

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

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

Etalonarea S-metrului se face cu un generator de semnal dotat cu un atenuator precis calibrat.

Pe plan internațional, IARU (International Amateur Radio Union), a decis în 1981 să standardizeze indicațiile "S", atât pentru benzile US cât și UUS.

În benzile de US, au fost adoptate pentru indicațiile "S" următoarele valori în μV , prezentate în tab.1. Diferența între două puncte S este de 6dB. Referința pentru S9 este un semnal de **50 μV / 50 ohmi**, injectat la intrarea receptorului. Peste valoarea S9 gradațiile sunt din 10 în 10 dB.

Pentru benzile de unde ultracurte, referința pentru S9 este 5 μV / 50 ohmi. Aceasta pentru ca în benzile de unde ultracurte nivelul de zgomot al benzii este mult mai redus și receptoarele pot lucra cu sensibilități mult mai mari.

Tab.1

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

Etalonarea S-metrului nu e lipsită de probleme: de obicei sensibilitatea unui receptor nu este constantă pe toate benzile, deci nici indicațiile S-metrului nu vor fi foarte exacte. Mai mult, la unele receptoare de clasă medie și chiar superioară, introducând preamplificatorul

(sau un atenuator) în circuitul de antenă, se observă modificarea indicației S-metrului. Dacă se păstrează măcar diferența relativă între indicații, tot e ceva.....

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

În privința afișajului utilizat, acesta poate fi realizat analogic (cu un μA sau un mA), cu LED-uri, eventual afișaje cu cristale lichide.

Receptoarele din ultimele generații și în special receptoarele din clasa "Software Defined Radio", permit calibrarea exactă a S-metrului, indiferent de banda de lucru sau de selecția preamplificatorului sau atenuatorului.

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. Floyd Gardner | Phase-Lock Techniques | John Wiley & Sons |
| 5. Ulrich Rohde | Key Components of Modern Receiver Design | QST/Jun/94 |
| 6. Ulrich Rohde | Recent Advances in Shortwave Receiver Design | QST/Nov/92 |
| 7. Bill Carver | A High-Performance AGC/IF Subsystem | QST/May/96 |
| 8. Mark Mandelkern | A high performance AGC... | QEX/Oct/95 |
| 9. ***** | ARLL HandBook 1997- 2007 | |
| 10. J. Porter | AGC Loop Control Design Using System Theory | RF Dsgn./Jun/80 |
| 11. Gh. Maxim | Radiorecepție | Curs I.P.I. 1985 |
| 12. ***** | Application of PIN Diodes | AN922 Hewlett Pakard |
| 13. ***** | Integrated circuits data book | Plessey Semiconductors |

11. Etajul de A.F.

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

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

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

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

Dacă pentru receptoarele destinate recepției de programe radiodifuzate se recurge la

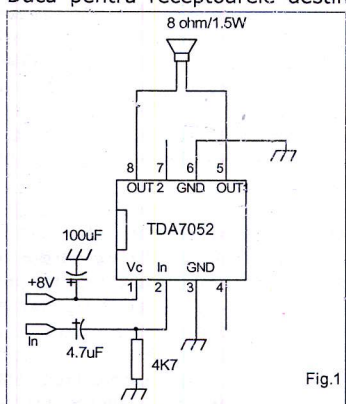
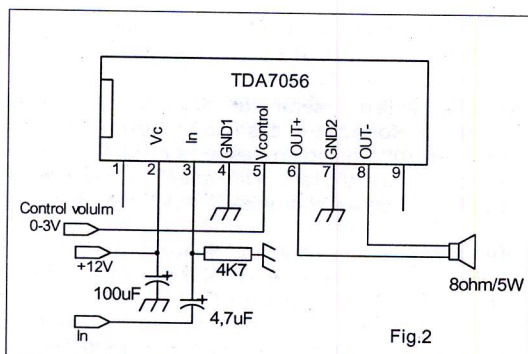


Fig.1

corecția benzii de frecvență redată (pentru a se urmări caracteristicile fiziologice de sensibilitate ale urechii umane), la receptoarele dedicate comunicațiilor profesionale nu se utilizează aceste rețele de corecție în frecvență, criteriul esențial în această situație fiind inteligibilitatea și mai puțin fidelitatea. Cel mult se recurge, pentru limitarea zgomotului, la reducerea spectrului AF redat. Oricum, la comunicațiile profesionale spectrul de frecvență transmis este limitat la strictul necesar pentru asigurarea unei comunicații inteligibile. De regulă, spectrul semnalului de joasă frecvență este în limitele 250Hz-3.5KHz. Audiția se face în difuzor atât la receptoarele staționare cât și la cele portabile (radiotelefoane). Excepție face cazul când condițiile de trafic sunt foarte grele și semnalele sunt la limita de inteligibilitate, caz în care se utilizează căști pentru a se beneficia de capacitățile

selective ale urechii umane, cu prețul unui efort suplimentar din partea operatorului.

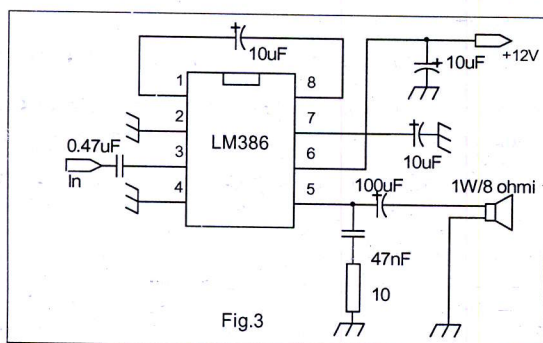
Practic, toate receptoarele moderne utilizează un etaj AF cu circuit integrat, acestea fiind capabile cu ușurință să satisfacă exigențele în ceea ce privește amplificarea și au un nivel de zgomot propriu nesemnificativ (la limita sesizabilului). La receptoarele staționare, unde de obicei este necesară o putere de ieșire mai mare, se folosesc circuite integrate de tipul TDA2030V sau TDA7056. Pentru receptoarele portabile se folosesc circuite integrate cu un număr minimal de componente externe, de tipul TDA7052, care are o bună eficiență și ocupă un spațiu redus. Fig.1 prezintă o schemă de etaj de AF realizată cu TDA7052 (Philips). Circuitul este cu ieșire de tipul "BTL"(Bridge Tied Load). Această structură modernă permite reducerea drastică a numărului de componente externe. După cum se remarcă din schemă, singurii condensatori care rămân sunt cei de decuplare a surse i și pentru cuplajul circuitului de intrare. Este o schemă care se pretează în mod ideal la miniaturizare. Puterea furnizată de circuitul TDA 7052 este de 1W pe sarcină de 8 ohmi, la tensiunea de 8V. Circuitul se poate alimenta la o tensiune minimă de 3V. Amplificarea circuitului este fixă, de cca. 40dB. Este re-



alizat în capsulă DIP8.

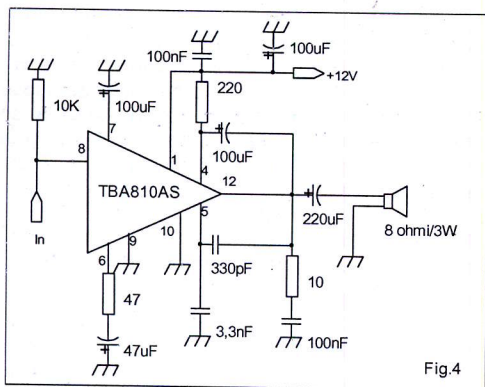
Fig. 2 prezintă o schemă realizată cu circuitul TDA7056, care este tot un amplificator "BTL", însă cu puterea de 5W. Este realizat în capsulă SIL cu 9 pini. Circuitul prezintă un pin de control al amplificării, prin aplicarea unei tensiuni cuprinse între 0 și 3V. Amplificarea circuitului variază de la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

Semiconductor cu foarte mulți ani în urmă (contemporan cu TBA790) și care datorită robusteții și zgomotului foarte mic, mai este încă folosit în numeroase aplicații.



Utilizarea circuitului este simplă și nu ridică nici un fel de probleme.

Fig. 4 prezintă o schemă realizată cu cunoscutul TBA 810AS. Circuitul a avut o largă răspândire, fiind realizat de numeroși producători de circuite integrate. La ora actuală este considerat arhaic(!) și nu se mai utilizează în construcțiile noi. După cum se observă din schemă, circuitul integrat TBA810AS necesită un mare număr de componente externe, între care câțiva condensatori electrolitici, care ocupă mult spațiu pentru un cablaj imprimat miniatural.



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

Atenuatorii de AF sunt fie circuite integrate special destinate controlului de nivel, ce sunt comandate în c.c., fie circuite ce sunt comandate pe o magistrală de date serială, de către microcontroler. Un exemplu este circuitul X9313W (Xicor), care este un potențiometrul comandat digital, în 32 de trepte cu o rezistență de 10K.

12. Blocul de alimentare

Blocul de alimentare trebuie să furnizeze toate tensiunile necesare într-un receptor. Datorită noilor componente utilizate, consumul unui radioreceptor a scăzut considerabil, nedepășind de regulă 5-10W (cu tot cu iluminare). Pentru echipamentele portabile (radiotelefoane, telefoane celulare) consumul este sub 100mW, pentru a se conserva cât mai mult acumulatorii. De fapt, la radiotelefoanele moderne, cca. 90% din consum revine părții de emisie.

Pentru utilizarea mai eficientă a surselor de alimentare, echipamentele de comunicații moderne folosesc o combinație de surse în comutație și stabilizatoare liniare. Eficiența noilor surse în comutație atinge astăzi 90-95%, lucru deosebit de important în special în cazul echipamentelor portabile sau mobile. Stabilizatoarele liniare asigură însă de departe cel mai mic nivel de zgomot. De obicei, se recurge la stabilizarea cu surse în comutație până la o tensiune apropiată de cea necesară funcționării circuitelor electronice, după care se folosesc stabilizatoare liniare, în felul acesta puterea disipată de stabilizatorul liniar poate fi limitată drastic. Noile stabilizatoare liniare realizate cu tranzistoare MOS permit o diferență între tensiunea de intrare și cea de ieșire de ordinul a 50mV-300mV funcție de curentul cerut. Stabilizatoarele liniare sunt încă necesare datorită nivelului de zgomot mult mai mic decât al surselor în comutație. Un stabilizator liniar de zgomot mic are o tensiune de zgomot în banda 10Hz-50KHz sub 50μV.

Tehnica surselor în comutație a făcut progrese notabile atât în ceea ce privește eficiența cât și în privința zgomotului radiat.

Alimentarea echipamentelor staționare se face din ce în ce mai rar utilizând clasicul trafo coborât de la rețeaua de 220Vc.a., sursele în comutație impunându-se și în acest domeniu. Dacă blocul de alimentare este cuprins în aceeași carcasă cu receptorul, trebuie luate o serie de măsuri pentru prevenirea influențelor cauzate de fluxul de scăpări al transformatorului. Se evită în acest fel pătrunderea brumului de rețea prin câmpuri parazite. Atunci când se utilizează un transformator de rețea, transformatorul toroidal reprezintă cea mai bună soluție într-un echipament cu pretenții, datorită fluxului redus de scăpări. În acest fel, măsurile de ecranare și restricțiile de poziționare a transformatorului devin mai lejere. Ca idee generală, transformatorul se poziționează cât mai departe de oscilatorul local (sau VCO) sau blocul de joasă frecvență. La nevoie, în perioada de încercări, se pot testa mai multe poziții pentru care influența transformatorului este minimă.

Cea mai insidioasă influență este asupra oscilatorului local. Cu ajutorul unui analizor de spectru se poate observa ușor influența câmpurilor parazite de 50Hz asupra oscilatorului local. În lipsa acestuia, se poate verifica cu ajutorul unui generator RF, ascultând în difuzor semnalul demodulat. Nu trebuie să prezinte nici un fel de brum de 50 sau 100Hz.

Timp de decenii, tensiunea de 12V a fost tensiunea standard utilizată în echipamentele staționare. Au urmat tensiuni din ce în ce mai reduse: 5V, 3.3V și mai recent 2.7V. Deja au apărut numeroase componente ce lucrează la 1.8V. Deși aceste componente au apărut din necesități legate de telefonie celulară, utilizarea lor s-a extins și la echipamentele staționare. Receptoarele prevăzute să fie alimentate de la baterii utilizează circuite care pot funcționa cu variații mari ale tensiunii de alimentare (+/-25%) sau rezistenței interne, fără afectarea performanțelor.

12.1 Stabilizatoare liniare

LM317T este un stabilizator liniar ce a fost folosit cu succes timp de peste 20 de ani. LM317T este un stabilizator cu trei terminale în capsulă TO220 cu tensiunea de ieșire reglabilă în domeniul: 1.2-37V și un curent maxim de 1.5A. Tensiunea de ieșire se modifică prin alegerea adecvată a divizorului rezistiv ce polarizează pinul Adj. Circuitul are protecție la supracurent și la supra temperatură.

Circuitele din seria LM78xx sunt realizate pentru diverse tensiuni fixe: 5V, 6V, 8V, 9V, 12V, 15V, 18V și 24V. Sunt realizate tot în capsulă TO220 și admit un curent maxim de 1.5A. Pentru a lucra corect, necesită o tensiune de intrare cu 2.5-3V mai mare decât tensiunea de ieșire.

Circuitele din seria LM79xx realizează aceleași tensiuni ca și seria LM 78xx, dar pentru tensiuni negative.

Stabilizatoarele liniare moderne, din clasa LDO, necesită o diferență minimă de tensiune între tensiunea de intrare și cea de ieșire mai redusă de 0.5V chiar și la curenți de 3A.

Un exemplu de stabilizator liniar de curent mic LP3985 produs de National. Capsula folosită este tip SO23 (SMD), curentul maxim este de 150mA. La acest curent diferența de tensiune minimă între intrare și ieșire este de 300mV. Tensiunea de zgomot este de 50μV în banda până la 50KHz. Este realizat atât în versiuni pentru tensiuni fixe cit și cu variabilă. Tensiunea de intrare poate fi în domeniul 2.5-16V.

Puntea redresoare se alege în așa fel încât să poată suporta în mod accidental o supraîncărcare de 50% față de curentul maxim absorbit de echipament, în funcționare normală. Rezultă de aici că o punte având un curent nominal de 3A se poate folosi într-un redresor ce debitează în mod normal max. 2A. Se are în vedere montarea pe un radiator, dacă puntea disipă termic prea mult, cunoscând faptul că funcționarea îndelungată la temperaturi ridicate reduce drastic fiabilitatea componentelor. Puntea folosită trebuie aleasă cu grijă pentru că se cunosc cazuri când această componentă poate produce zgomote electrice, pentru depistarea ulterioară a sursei parazitare fiind necesare ore îndelungate de căutări.

Condensatorii folosiți pentru filtrare sunt electrolitici cu folie de aluminiu, o valoare de 2200μF imediat după redresor fiind suficientă pentru un consum de 1-1,5A, în condițiile în care urmează un circuit stabilizator de tensiune. Importanța este nu atât capacitatea condensatoarelor electrolitice cât și rezistența serie echivalentă ESR. Se preferă condensatoare electrolitice cu ESR cât mai mic. Condensatorii de decuplare cu tantal sau oxid de niobiu, din generațiile moderne pot atinge valori ale ESR de ordinul a 20mΩ sau mai mici. Mai recent au apărut și condensatori ceramici multistrat cu capacități de până la 100μF. Trebuie spus că aceste condensatoare au un ESR extrem de redus, însă folosirea lor poate fi problematică la ieșirea unor surse în comutație. Notele de aplicație ale circuitelor integrate precizează ce fel de componente sunt recomandate pentru a se putea obține performanțe maxime. Dacă echipamentul produs trebuie să funcționeze în condiții diverse de temperatură (-30C la +60C sau mai mult), atunci când se aleg condensatorii de filtrare/decuplare, trebuie avut în vedere că capacitatea unui electrolitic cu aluminiu scade până la 40% din valoarea nominală la temperaturi de ordinul a -30-40C, așa încât se va asigura din start rezerva necesară.

Decuplarea sursei de alimentare în mod adecvat la fiecare bloc funcțional este esențială în prevenirea cuplajelor parazite prin intermediul sursei de alimentare.

În multe situații anumite blocuri din receptor se alimentează cu tensiuni mai reduse decât cea furnizată de blocul de alimentare. Se recurge în această situație la stabilizarea locală a tensiunii la valoarea dorită. Utilizarea unui Zener poate fi o soluție simplă de stabilizare, însă dat fiind costul din ce în ce mai redus al stabilizatoarelor liniare, utilizarea lor este de preferat. În plus se beneficiază și de stabilitatea tensiunii la variațiile de temperatură ca și zgomotul, care la un Zener este deosebit de ridicat. Există circuite într-un receptor care sunt extrem de sensibile la zgomotul de pe tensiunea de alimentare, cum ar fi VCO-urile sau PLL-urile. Pentru a scăpa de bătaia de cap mulți proiectanți folosesc un stabilizator separat pentru aceste circuite.

Utilizarea stabilizatoarelor integrate moderne, simplifică considerabil realizarea blocului de alimentare, însă trebuie să se țină cont de câteva reguli elementare:

- Puterea disipată de stabilizator este egală cu produsul dintre curentul consumat de sarcină și căderea de tensiune pe stabilizator. Funcția de putere disipată, se folosește un radiator pentru a menține temperatura capsulei integratului la valori rezonabile (<80°C).
- Dacă lungimea traseelor de la electroliticul de filtrare la stabilizator depășește 10cm, este necesară plasarea unui condensator de 0.1μF între intrarea stabilizatorului și masă, cât mai aproape de pinii integratului.
- Pentru o funcționare corectă a stabilizatoarelor, este necesar ca între tensiunea aplicată la intrare și tensiunea stabilizată să fie o diferență de cel puțin 2.5-3V (aceasta cu

condiția ca tensiunea redresată să nu varieze în sarcină cu mai mult de 0.5V, în caz contrar fiind necesară o tensiune mai mare la intrarea stabilizatorului pentru a funcționa corect).

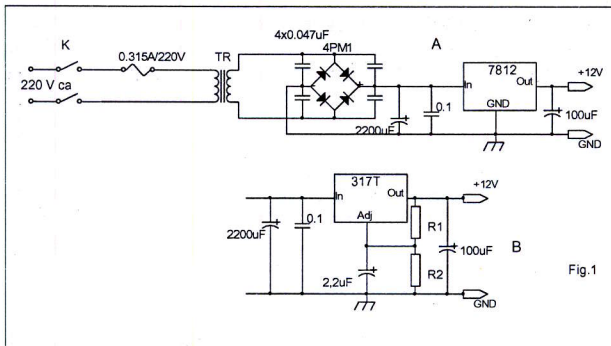


Fig. 1

În fig.1A este prezentată o sursă de alimentare realizată cu stabilizatorul LM7812, care furnizează o tensiune fixă de 12V. În fig. 1 B este prezentată o variantă de stabilizator realizat cu LM317T. Tensiunea ce se obține la ieșire este funcție de raportul rezistențelor R1 și R2. Pentru curenți mai mari se folosește LM323, care admite până la 3A. Acest circuit integrat este un stabilizator de 5V, însă prin plasarea terminalului GND la un alt potențial decât masa, se ajunge la o tensiune de ieșire egală cu 5V plus tensiunea pe terminalul GND. Tensiunea necesară polarizării terminalului GND se poate obține cu ajutorul unui divizor rezistiv alimentat din tensiunea de ieșire (eventual cu utilizarea unei referințe cu Zener polarizate tot din tensiunea de ieșire).

De fapt aceeași soluție se poate adopta și pentru stabilizatoarele fixe din seria LM78xx, pentru a se obține tensiuni stabilizate mai mari decât valoare nominală a stabilizatorului.

Fig.2 prezintă capsulele și semnificația

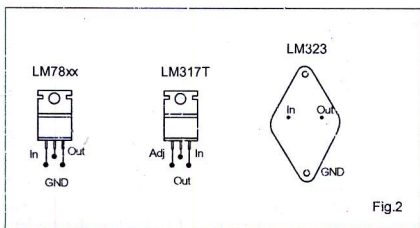


Fig.2

terminalelor circuitelor integrate comentate anterior.

Pentru curenți stabiliți mai mici, se pot folosi circuitele din seria 78Lxx care sunt în capsulă TO92 și pot furniza curenți de max. 250mA cu condiția să nu se depășească o putere disipată de 800mW.

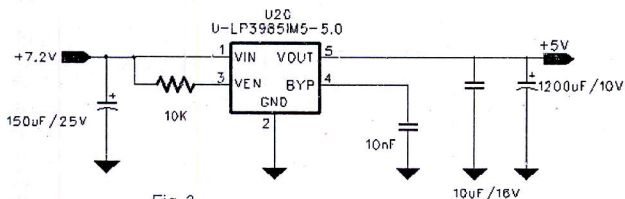


Fig. 3

În fig. 3 este prezentată o aplicație a circuitului LP3985-5

12.2 Surse în comutație.

În Figura 4 este prezentată o sursă în comutație realizată cu circuitul LM2674 produs de

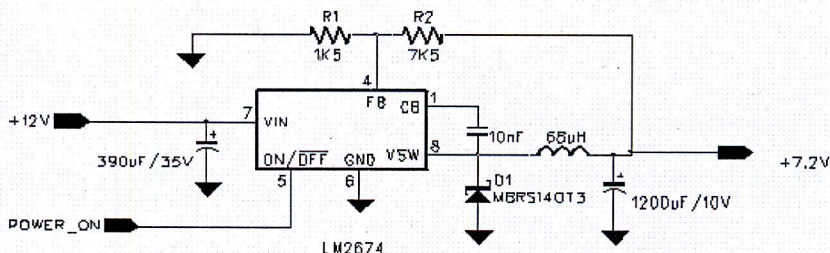


Fig.4

National. Circuitul este realizat într-o capsulă SO8 și permite debitarea unui curent de maximum 0.5A. Este realizat atât în versiuni pentru tensiuni de ieșire fixe cât și cu tensiune variabilă, schema prezentată lucrând cu circuitul LM2664-ADJ. Tensiunea de ieșire se poate regla cu ajutorul rezistențelor R1 și R2. Calculul tensiunii de ieșire se face cu formula:

$$V_{OUT} = 1.21 * (1 + R_2/R_1)$$

Tensiunea de intrare acceptată este de la 8V la 40V, iar tensiunea de ieșire de la 1.2V la 37V. Pentru operare corectă, este necesar ca tensiunea de intrare să fie mai mare decât tensiunea de ieșire cu circa 1.5V. Frecvența de comutație este de cca. 260KHz, iar eficiența realizată este mai bună de 90%. Pentru a minimiza radiațiile electromagnetice este bine să se folosească o inductanță pe miez toroidal, sau cu circuit magnetic ecranat. La nevoie se pot folosi și miezuri tip tambur, dacă sursa de alimentare este la distanță mare de circuitele ce pot fi perturbate (min. 10cm). Realizarea cablajului imprimat este foarte importantă pentru a minimiza zgomotul generat. Nota de aplicație pentru acest circuit integrat, disponibilă pe Website-ul National poate fi deosebit de utilă în acest sens.

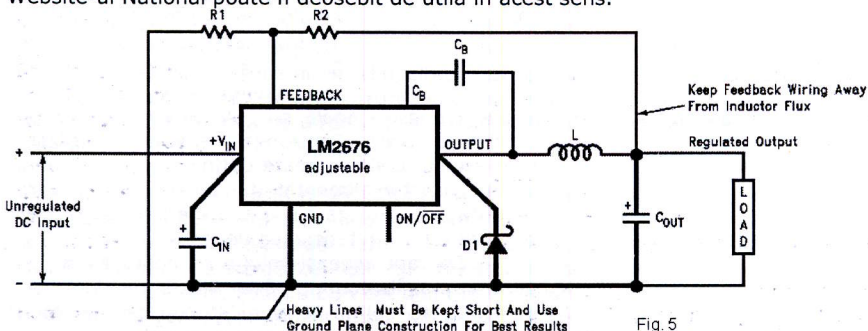


Fig. 5

În Fig. 5 este prezentată o schema cu LM2676, ce permite obținerea unor curenți mai mari la ieșire, de până la 3A. Ca și la schema precedentă, tensiunea de ieșire se calculează cu formula:

$$V_{OUT} = 1.21 * (1 + R_2/R_1)$$

Circuitul admite aceleași tensiuni de intrare - ieșire ca și precedentul, și permite obținerea unei eficiențe de peste 90%

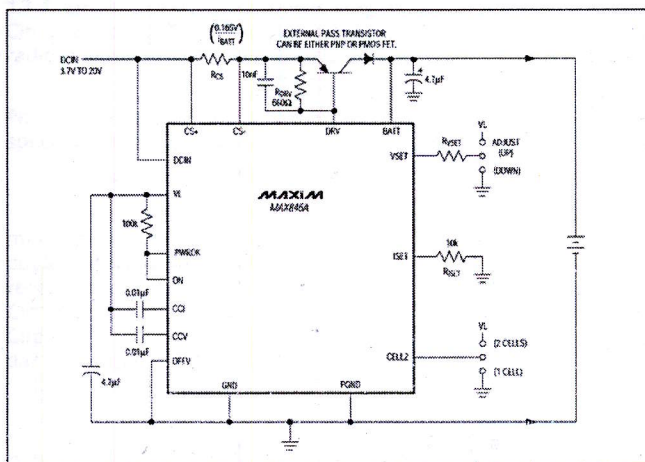
Este disponibil în capsulele: TO263 (SMD) sau TO220. Pe schemă sunt arătate cu linii îngroșate, modul de realizare a conexiunilor la masă, pentru a se obține performanțe optime, în special în ceea ce privește perturbațiile generate.

12.3 Alimentarea echipamentelor portabile

Alimentarea în portabil a echipamentelor de telecomunicații este o problemă serioasă, atât din punct de vedere al autonomiei în exploatare (timpul între reîncărcările acumulatorilor), cât și din punct de vedere al întreținerii acumulatorilor. La aceasta se adaugă în mod firesc prețul acumulatorilor.

La ora actuală se folosesc cu precădere trei tipuri de acumulatori: vechile acumulatori cu NiCd, acumulatorii cu nichel-metal -hibrid (NiMH) și acumulatorii cu ioni de litiu (Li-Ion). Cele trei tipuri de acumulatori au performanțe diferite în ceea ce privește cantitatea de energie acumulată pe unitate volumică sau în ceea ce privește curentul de descărcare. Cele mai bune sunt acumulatorii cu Li-Ion, care au un curent de descărcare propriu de numai 10% din cel al unui acumulator cu NiCd, ceea ce le permite conservarea îndelungată, fără a necesita reîncărcări frecvente. De asemenea, la aceeași energie acumulată sunt de 2-4 ori mai mici decât acumulatorii cu NiCd. Din păcate, prețul de cost la momentul actual este de 4-5 ori mai mare decât al acumulatorilor cu NiCd. Pe viitor însă, este de așteptat o corecție favorabilă a actualului raport de preț, pe măsură ce vor apărea mai mulți producători și tehnologiile se vor perfecționa. Acumulatorii NiMH sunt mai buni decât cei clasici cu NiCd, ca performanțe situându-se între NiCd și Li-Ion. Cei mai uzuali (având și un preț redus) sunt acumulatorii cu NiCd. Funcție de producător și acuratețea execuției, permit de la câteva sute la 1000 de reîncărcări. Tensiunea nominală este de 1,2V pe element

(la Li-Ion 3V), și necesită reîncărcări periodice (la descărcări sub 0,8V există riscul compromiterii definitive a acumulatorului, așa încât reîncărcarea se face când tensiunea a scăzut la 1V pe element). Acumulatorii cu NiCd au din păcate o caracteristică ciudată, "memorând" tensiunea până la care s-a produs descărcarea și cu timpul fiind imposibilă depășirea acestei valori, dacă reîncărcarea se face în mod automat la aceeași valoare de tensiune.



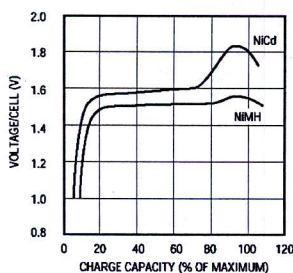
Există o gamă destul de largă de circuite integrate care realizează o serie de algoritmi sofisticati pentru încărcarea eficientă (care să asigure o durată de exploatare maximă). Firma Maxim este unul din producătorii consacrați de circuite pentru încărcarea acumulatorilor de orice fel. Trebuie spus faptul că fiecare tip de acumulator necesită un alt algoritm de încărcare. Schema de mai jos reprezintă o aplicație cu circuitul MAX846 destinată încărcării acumulatorilor cu Li-Ion.

Circuitul permite selecția regimului de încărcare pentru una sau două celule de Li-Ion și prin tensiunea aplicată pe terminalul VSET se stabilește regimul de încărcare funcție de curentul

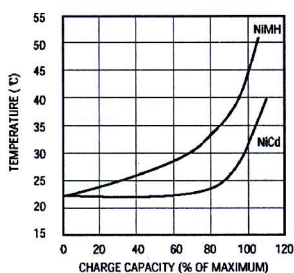
nominal al acumulatorului. $R_{VSET} = 20K \left[\frac{4.2}{1.65} \frac{V_X - V_F}{V_F - 4.2} \right]$, unde V_X este GND sau VL, V_F este

tensiunea per element de acumulator.

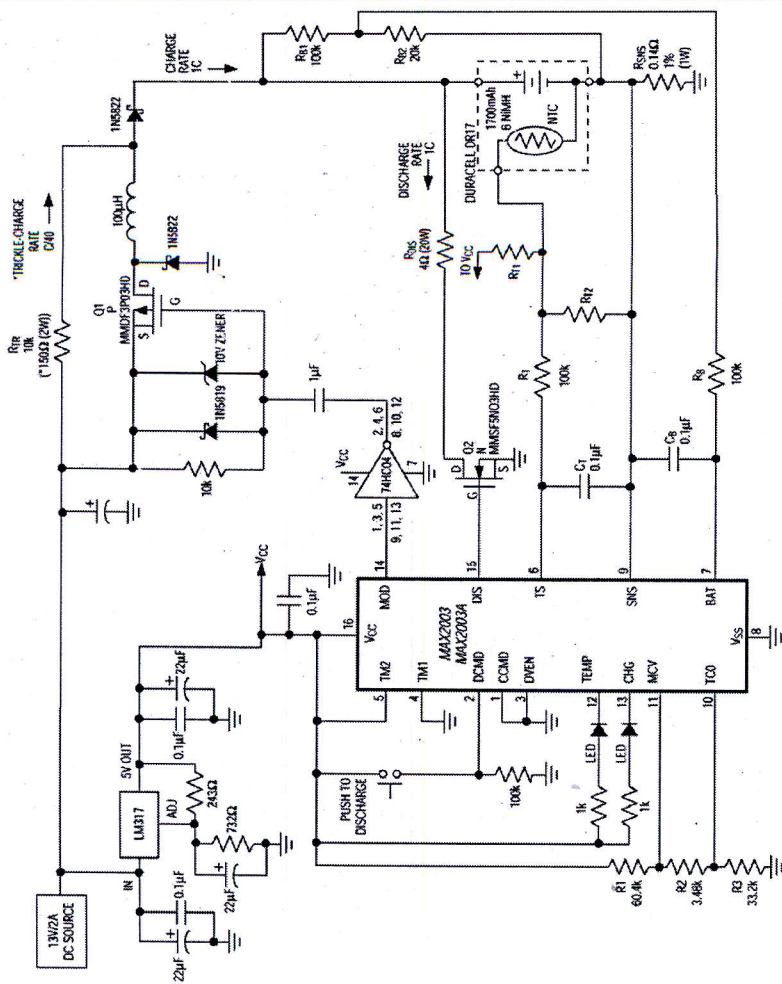
Schema de mai sus, realizată cu circuitul MAX 2003 permite încărcarea rapidă a acumulatorilor cu Cd, cu supravegherea temperaturii elementelor de acumulator, pentru a preveni degradarea acestora. Curentul de încărcare este constant în timp, circuitul integrat supraveghind termic atât un nivel de temperatură maxim, cât și viteza de creștere a temperaturii. Supravegherea încărcării se poate face funcție de evoluția tensiunii pe acumulator în cursul încărcării, oprirea încărcării făcându-se imediat ce tensiunea pe acumulator în cursul încărcării începe să scadă. Acesta este momentul în care acumulatorul este încărcat 100%, depășirea capacității ducând la supraîncălzire și în final la distrugerea (explozia) acumulatorului. După cum se vede din graficul de mai jos, variația de tensiune la încărcare la acumulatorii NiMH este mai redusă și ca atare informația este mai dificil de utilizat. Supraveghere a temperaturii, așa cum rezultă din graficul de mai jos, este o altă metodă de a sesiza finalizarea încărcării. Un ciclu corect de încărcare la acumulatorii cu NiCd se face cu descărcarea la limită (din când în când) și reîncărcarea la capacitate maximă pentru evitarea fenomenului de "memorie". Încărcarea acumulatorilor se face după tipul acumulatorului, parametri variind de la un producător la altul. Cei mai obișnuiți acumulatori sunt în format R6, cu tensiunea nominală de 1,2V cu capacități de curent pana la 2500mA/h și reîncărcare cu curent de 140mA/6h, sau . Respectarea curentului de încărcare este una din condițiile esențiale pentru o exploatare îndelungată a acumulatorilor. Pentru ca există diferențe mari între specificațiile producătorilor în ceea ce privește timpul și reîncărcare cu 75mA/14h curentul de încărcare, e absolut necesar sa se respecte instrucțiunile producătorului pentru tipul respectiv de acumulator, pentru a putea beneficia de întreaga durată de exploatare normală.



Caracteristica tensiune/încărcare I
acumulatorile cu NiCd și NiMH



Evolutia temperaturii acumulatorului cu
gradul de incarcare



* COMPONENT USED FOR MAX2003.

13. Circuite auxiliare

Circuitele auxiliare sunt circuite opționale folosite în radioreceptoare pentru îmbunătățirea calității recepției

13.1 Filtre Notch

Circuitele de rejectie, cunoscute și sub denumirea de circuite notch, sunt foarte folosite în radioreceptoarele de unde scurte, unde nivelul interferențelor este ridicat.

Acest tip de circuit permite rejectia unui semnal nedorit aflat în banda semnalului util. Pentru ca inteligibilitatea semnalului util să fie cât mai puțin afectată, este necesar ca lățimea spectrului rejectat să fie cât mai redusă.

Există două tipuri de filtre notch: de AF și RF.

Circuitele notch de AF au avantajul simplității, asigurând o bună rejectie. Dezavantajul mare constă în faptul că semnalul perturbator ce este rejectat, dacă are un nivel ridicat, poate satura etajele anterioare, sau poate determina AGC-ul să reducă amplificarea etajelor receptorului. În această situație, un semnal util slab poate coborî sub limita de inteligibilitate. Circuitele notch de AF sunt plasate de regulă, între demodulator și amplificator de AF. Circuitele notch de RF, plasate în etajul IF, permit rejectia timpurie a semnalului perturbator, dar circuitele de acest gen sunt mai greu de pus la punct. În practică se utilizează circuite

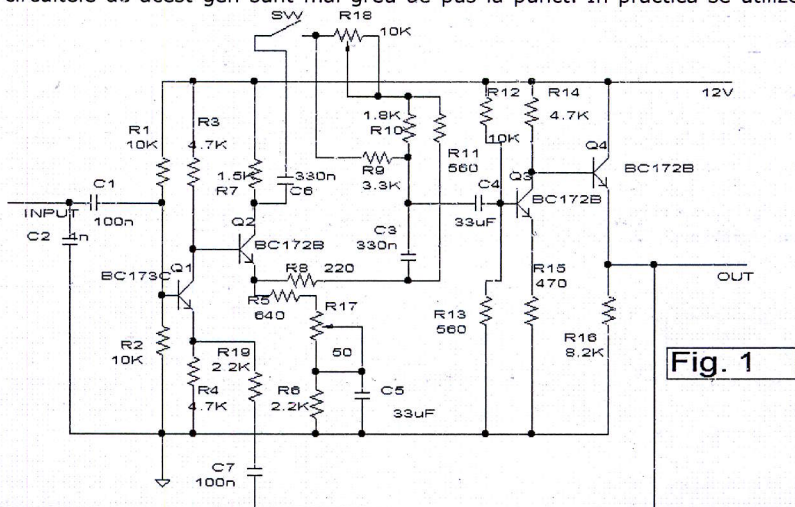


Fig. 1

multi-Q sau chiar un cristal de cuarț, căruia i se modifică în anumite limite frecvența de rezonanță. Lățimea spectrului rejectat este de regulă mai mare decât cea obținută cu circuite de AF. O schemă simplă de filtru notch de AF, care acoperă spectrul de frecvență de la 230Hz (pentru $R_{18}=10K$), la 4000Hz (pentru $R_{18}=150\text{ ohm}$) și care are un aport redus de zgomot, este prezentată în fig.1. Schema a fost utilizată de receptoarele profesionale pentru radiocomunicații marine încă din anii '70. Valorile folosite în schemă au fost optimizate pe calculator. Schema este simplă, utilizând o punte Wien modificată, introdusă într-un amplificator cu reacție. Cu ajutorul semireglabilului R_{17} se reglează nivelul maxim de rejectie. Practic, se injectează un semnal de 1000Hz la intrare, semireglabilul R_{17} reglându-se pentru semnal minim la ieșire. În lipsa unui generator, se poate face reglajul chiar la recepție, pe o purtătoare continuă din bandă, urmărind o rejectie maximă. Valorile $R_{5,8,9,10,11}$, au o toleranță de 1%, restul putând fi în toleranța de 5%. Condensatorii de 330nF (C_3, C_6) trebuie să fie identici ca valoare, cu o dispersie de max. 5% în jurul valorii recomandate. Scoaterea filtrului de rejectie din circuit, se face cu întrerupătorul de pe

potențiometrul R18 (cu care se face și acordul filtrului) nefiind necesar un comutator separat. Montajul prezentat în fig.1 se intercalează pe partea de semnal mic între detectorul de produs și amplificatorul AF. Nivelul de semnal la intrare poate fi de max. 250mV_{efr}, montajul având o amplificare de 2dB.

Performanțele, după simularea pe calculator (cu o valoare pt. R5+R17 de 665 ohm), indică o atenuare de 40dB la 230Hz și de 66dB la 4KHz. Valorile măsurate practic sunt de 36dB la frecvența inferioară și de 50dB la cea superioară, utilizând componente cu toleranțele specificate. Caracteristica de rejecție este foarte ascuțită, neafectând decât în mică măsură calitatea recepției.

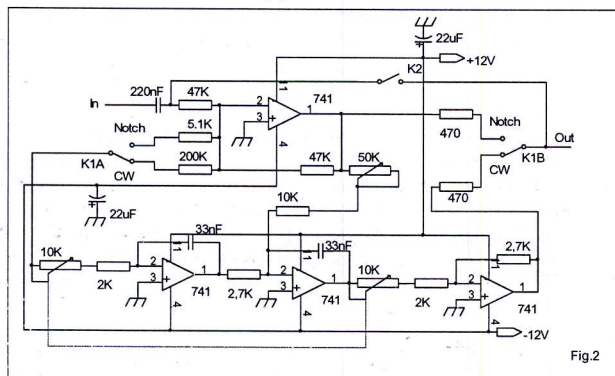


Fig.2 prezintă o altă schemă de filtru notch AF. Spre deosebire de prima, această schemă permite utilizarea și ca filtru trece bandă. Comutatorul K1 permite selecția modului de lucru dorit. Reglarea frecvenței de acord se face cu potențiometrul dublu de 10K. Potențiometrul de 50K servește la reglarea benzii de trecere, respectiv lățimea spectrului de frecvență rejectat. Schema originală a fost realizată cu circuite de

tipul 741, însă trebuie spus că zgomotul generat de acestea pe poziția notch este destul de mare, așa încât este preferabilă folosirea altor operaționale ce au un zgomot mai mic. Chiar și așa, zgomotul pe poziția notch va fi ceva mai mare decât la prima schemă. Comutatorul K2 servește la activarea sau dezactivarea circuitului. Alimentarea se face cu o sursă dublă de tensiune +/-12V. Condensatorii de 33nF și rezistențele de 2.7K sunt în toleranță de 1%. Diferența între rezistențele potentiometrului dublu trebuie să fie sub 5%.

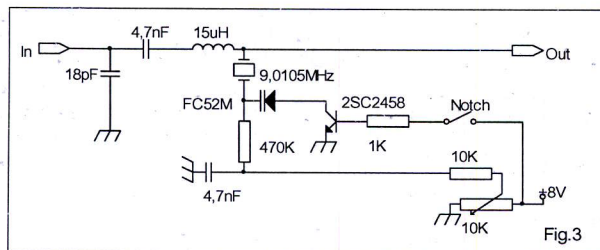


Fig.3 prezintă un circuit notch de RF utilizat într-un transceiver industrial. Cu potențiometrul de 10K se reglează frecvența semnalului rejectat (în limita benzii de trecere a filtrului IF). Comutatorul "notch" permite introducerea sau scoaterea din funcțiune a notch-ului. După

semnalului reiectat este modificată cu ajutorul unei diode varicap. Acest circuit este plasat imediat după primul filtru de IF.

13.2 Noise Blanker

Reducerea zgomotelor ce perturbă recepția poate transforma o recepție foarte dificilă într-una confortabilă. Natura zgomotelor electrice este foarte diversă și cu un comportament aleator. Zgomotul electric poate avea multiple surse de proveniență: zgomot natural cauzat de descărcările electrice atmosferice sau de activitatea solară, zgomot produs de diverse instalații electrice sau electronice aflate în funcțiune.

Studiind natura și efectele diverselor categorii de zgomote electrice, se poate remarca că acestea se caracterizează printr-o amplitudine mare și o durată scurtă (în impuls). Datorită acestor particularități, zgomotele electrice se pot decela cu ajutorul unor circuite specializate, de semnalele utile ce se pot recepționa. Decelarea și reducerea zgomotelor se

face cu ajutorul unor circuite specializate, care pot să anuleze efectele nedorite ale zgomotelor. Prelucrarea semnalelor se poate face analogic sau prin utilizarea soluțiilor moderne de procesare digitală a semnalului (DSP). Ultima soluție, deosebit de modernă și aflată în continuă perfecționare, are dezavantajul unui preț de cost încă ridicat, având din această cauză, o răspândire relativ redusă. Prelucrarea analogică a semnalelor pentru reducerea zgomotului este o soluție larg răspândită la producătorii de echipamente profesionale sau pentru radioamatori.

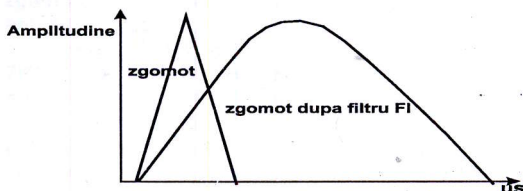
Înainte de a prezenta o metodă practică de reducere a zgomotului, este util să știm ce se produce pe tot lanțul de recepție, de la antenă la difuzor, cu un semnal parazit de natură electrică (zgomot de aprindere auto, motor electric, trăsnete, etc.)

Semnalele parazite care au o durată relativ redusă (impulsuri scurte), la trecerea printr-un circuit cu Q ridicat (ex. filtru cu cuarț) suferă o întârziere care va fi cu atât mai mare cu cât banda de trecere va fi mai mică (selectivitate mare). Amatorii de CW știu că îngustând foarte mult banda de trecere la recepție, semnalele telegrafice se aud "legate", tot datorită acestui fenomen. Modul în care este deformat un astfel de semnal este prezentat în figura de mai jos.

Un alt efect neplăcut este cel asupra circuitului de AGC, unde astfel de semnale parazite pot provoca reducerea amplificării etajelor ce se află sub controlul AGC. Concluzia care apare este: cu cât semnalul parazit este eliminat într-un punct mai aproape de borna de antenă, cu atât efectele lui sunt mai ușor de eliminat. Rezultă de aici că sistemele uzuale de reducere a zgomotului în etajele de joasă frecvență vor avea o eficacitate redusă comparativ cu un sistem de reducere a zgomotului în circuitele de RF. Din considerentele de mai sus rezultă că punctul cel mai indicat de plasare a unui circuit de reducere a zgomotului în RF este înainte de filtrul cu cuarț, deci înainte ca impulsurile de zgomot să fie deformate la trecerea prin circuitele de mare selectivitate. Modul în care se procedează este relativ simplu: pe calea de semnal se intercalează o poartă de semnal, ce este în condiții normale deschisă. La apariția unui impuls de zgomot poarta este blocată de un circuit specializat, în acest fel efectele ulterioare ale zgomotului fiind eliminate.

Întrebare: un circuit DSP poate fi mai bun?

De regulă DSP-ul și un RF noise blanker sunt complementare, acesta din urmă fiind superior, în situația zgomotelor în impuls (aprinderi auto, descărcări electrice, etc.), lucrând foarte bine cu nivele mari de zgomot. Un DSP este mai eficient în situația zgomotului cu nivel constant (tip "sâsâit") sau când nivelul de zgomot este cu cel puțin 6dB sub semnalul util, în plus DSP-ul poate face și alte lucruri (filtru cu bandă reglabilă, notch, etc.). Știut că receptoarele profesionale moderne utilizează procesarea digitală a semnalului în IF, preluat chiar după al doilea mixer, realizând întreaga gamă de selectivități, constante AGC, filtre de rejecție (notch), filtre zgomot, demodulator, etc. Trebuie știut că receptoarele profesionale moderne utilizează procesarea digitală a semnalului în IF, preluat chiar după al doilea mixer, realizând întreaga gamă de selectivități, constante AGC, filtre de rejecție (notch), filtre zgomot, demodulator, etc.



În cele ce urmează este prezentat un circuit de reducere a zgomotului în RF ce a fost testat cu rezultate foarte bune. Schema prezentată mai jos conține o poartă de semnal cu diode de comutație D2-D5, un amplificator RF cu un circuit integrat, un amplificator de impulsuri, un circuit de prelucrare a impulsurilor și un circuit de

comandă a porții de semnal. Atenuarea semnalului util la trecerea prin poarta de semnal este mai mică de 4dB, în timp ce în starea blocat atenuarea este de peste 60dB.

Amplificatorul de RF este necesar dat fiind nivelul foarte redus al semnalelor în acest punct al schemei. Pentru aceasta a fost folosit un receptor integrat MA de tipul TDA1046, de la care nu a fost folosit etajul ARF. Semnalul de RF intră prin trafo T1 direct în mixer, semnalul este mixat din banda de bază, în 455KHz. Se folosește un filtru ceramic pe 455KHz, cu lărgimea de bandă de 9KHz. Semnalul obținut la ieșirea audio este preluat de un

TRAFU T3-T4 - TOR FERTA F4
 3x8 SHIRE RASUCITE 0.3
 TRAFU T2, TRAFU F1 485KHz
 CUPLAJ-12p
 TRAFU T1, TRAFU F1 10.7MHz
 CUPLAJ 3p
 BOBINA L2, TRAFU F1 10.7MHz
 BOBINA L5 - TOR FERTA F4, F1 10mm
 2x10mm RASUCITE 0.3

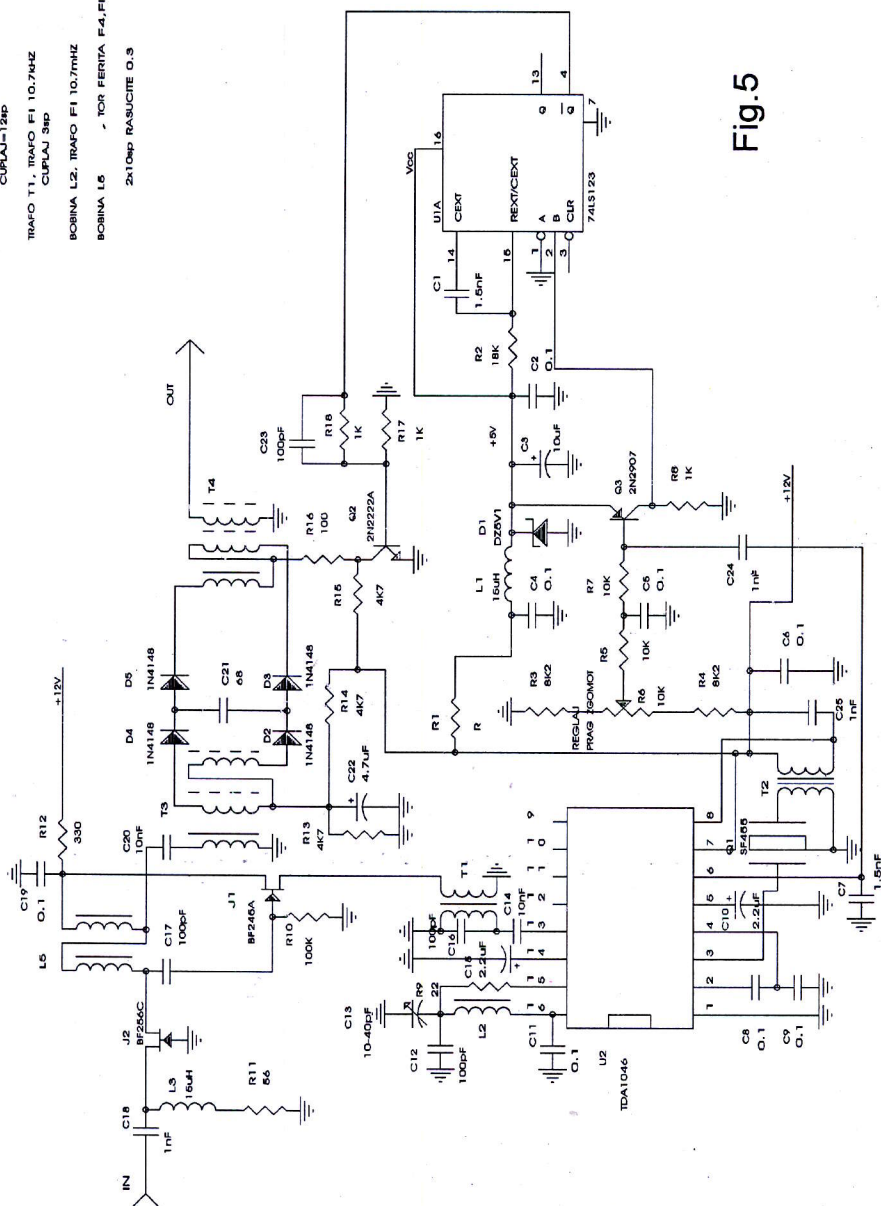


Fig.5

amplificator de impulsuri (cu prag reglabil prin R6) Q₃. Practic, amplificarea realizată depășește 60dB.

Amplificatorul de impulsuri decelează semnalele care au o viteză de creștere ridicată (deci durată mică și amplitudine mult mai mare decât semnalul util). Circuitul de comandă al porții de semnal conține un monostabil retrigerabil (74LS123), care are rolul de a limita tim-

pul minim de blocare a porții la o valoare ce a rezultat în urma experimentărilor ($20\text{--}30\mu\text{S}$), durata de blocare fiind prelungită în situația unei salve de impulsuri foarte scurte, pe considerentul că efectul la recepție este mai puțin deranjant decât comutarea repetată. Semnalul de la mixerul receptorului este amplificat de tranzistorul J2, ce are rolul de a compensa pierderile în starea ON prin poarta de semnal. Structura aleasă cu poarta la masă asigură intermodulații minime și o adaptare ușoară la impedanța mixerului. Amplificarea realizată este de 6-9 dB, suficient pentru scopul propus.

Acest gen de circuit se poate înscrie pe traseul de semnal mic, înainte de filtrul cu cuarț (sau electromecanic), al oricărui transceiver. Chiar dacă circuitul de mai sus pare cam "stufos", rezultatele obținute sunt foarte bune, atenuând considerabil zgomotele produse de aprinderi auto, descărcări electrice atmosferice, etc., ridicând nivelul de inteligibilitate de la neinteligibil la inteligibil.

Reglajul este simplu, și constă în esență în reglarea circuitelor aferente TDA1046 ca la orice receptor, cu ajutorul unui generator de semnal reglându-se trafo T1 și C13, pe maxim de semnal la ieșirea AF (pinul 6).

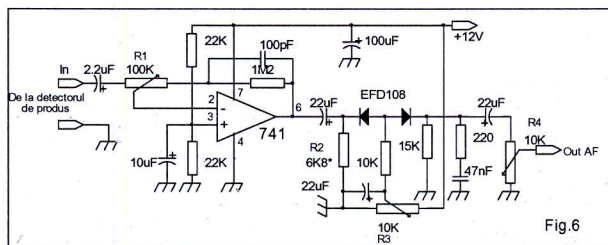


Fig.6

Un alt tip de circuit este prezentat în fig.6. Este un circuit simplu, destinat limitării nivelului perturbațiilor în AF. Circuitul se montează între detectorul de produs și filtrele sau amplificatorul de AF. După cum se observă, semnalul este amplificat în prealabil (pentru a fi adus în zona de limitare a diodelor) și apoi trecut printr-un circuit de limitare cu diode, cu tensiune redusă de deschidere. Diodele sunt prepolarizate în curent continuu, prin intermediul unui potențiometru (R3), ce permite reglarea pragului de limitare.

Reglajul este simplu: se introduce în receptor circuitul și se reglează rezistența R1 pe un semnal puternic parazitat. Având R3 în poziție mediană, se reglează R1 până când efectul de limitare devine evident. R2 are valori cuprinse între 6K8 și 8K2, valoarea alegându-se pentru a se obține o limitare simetrică (vizibilă eventual cu un osciloscop, prin observarea unui semnal sinusoidal). R4 se reglează pentru a se obține la ieșire un semnal cu amplitudinea egală cu nivelul semnalului de la intrare (deci amplificarea globală a circuitului de limitare este 1).

Trebuie știut faptul că și sistemul de antene are un rol important în pătrunderea zgomotului în receptor. Paraziții industriali sunt de regulă, polarizați vertical, utilizarea unei antene verticale la recepție în zonele cu perturbații de acest gen fiind neindicată.

Perturbațiile atmosferice apar de regulă mai supărător pe frecvențele joase (1.8MHz-7MHz), dar și zgomotul cauzat de rețelele electrice poate fi redus prin utilizarea antenelor în buclă închisă (pătrat, delta...).

Alte surse de zgomot pot fi chiar în locuința noastră (frigider, aspirator sau chiar TV). O sursă uneori dificil de tratat poate fi un calculator, conexiunea de la calculator la monitor, care deși ecranată, radiază puternic semnale într-un spectru foarte larg.

13.3 Procesarea digitală a semnalelor (DSP)

Subiectul este destul de vag stăpânit la noi, chiar și de profesioniști din păcate, deși pe plan mondial prelucrarea digitală a semnalelor analogice (audio sau video) a căpătat o largă răspândire. Timid, în centrele universitare din țară, au apărut câteva doctorate pe această temă, dar cu toate acestea, realizări spectaculoase în acest domeniu nu sunt notabile la noi. Procesarea semnalelor audio este uzuală la prelucrarea de semnale pentru înregistrări muzicale sau pentru comunicații. Bazele teoretice (și în special algoritmi matematici) au fost puse la punct cu mai bine de 30 de ani în urmă, progresul în domeniu fiind evident în ultimii ani, în special în ceea ce privește componentele folosite. În lume există numeroase colective de cercetători, firme, publicații periodice, cărți și chiar simpozioane ce se ocupă de acest subiect. Domeniul este deosebit de vast, de la procesarea semnalelor radar sau TV, la radiocomunicații, în continuare fiind tratat doar aspectul ce se referă la prelucrare semnalelor audio.

Odată cu dezvoltarea tehnicilor digitale, a devenit posibilă prelucrarea semnalelor audio în vederea îmbunătățirii raportului semnal/zgomot și a creșterii spectaculoase a inteligibilității semnalelor, în condiții de perturbații intense pe canalul de comunicații. Funcțiile uzuale pe care le poate îndeplini un DSP sunt, în general :

- Filtru trece bandă
- Filtru de rejecție (notch)
- Filtru de zgomot

Cum se realizează acest lucru? Semnalele preluate din canalul de AF sunt convertite digital cu ajutorul unui convertor A/D și apoi procesate de un microcontroler specializat. În final, semnalul digital prelucrat este reconvertit în semnal analogic cu un convertor D/A. Microcontrolerul utilizat în DSP are un set de instrucțiuni redus dar foarte puternic în ceea ce privește funcțiile utilizate cu precădere. De regulă, în tehnica DSP funcțiile utilizate cel mai mult sunt cele de multiplicare (într-un singur ciclu, se realizează multiplicarea a două numere de cel puțin 16 biți), care la un procesor obișnuit necesită mai multe cicluri, de asemenea adăuarea sau deplasarea biților. Pe piața producătorilor de componente au apărut un număr mare de ofertanți de asemenea circuite, care ca preț, pot coborî până la 5-6\$ pentru cele mai simple sau cca. 100\$ pentru cele mai complexe.

O parte din funcțiile realizate de un DSP se pot realiza și analogic, dar la un cost mai mare. O altă parte a funcțiilor unui DSP este tipică și de regulă nu se poate realiza cu circuite analogice, aici intrând funcțiile de filtru adaptiv, atât de tipul trece jos cât și de rejecție.

De remarcat că DSP-urile moderne au început să proceseze semnale nu din canalul de AF, ci direct din FI, dacă valoarea acestuia nu depășește 1MHz. Față de funcțiile uzuale, acestea realizează și funcțiile de demodulator FM, SSB sau AM, precum și AGC. Acesta este cazul echipamentelor profesionale și care au de regulă, costuri ce depășesc 10.000\$.

Un exemplu de DSP care preia semnalele din FI este cel folosit la transceiverul pentru radioamatori TS870S, care procesează semnalul pe 11.3KHz. (lanțul de FI este : 73MHz, 8.83MHz, 455KHz, respectiv 11.3KHz)

Funcția de filtru trece bandă este foarte utilă la recepția semnalelor tip CW, RTTY sau SSTV, permițând realizarea unor înalte selectivități, greu de atins chiar și de cele mai bune filtre cu cristal. Avantajul major este lipsa distorsiunilor de fază în interiorul benzii de trecere, lucru important în cadrul comunicațiilor digitale. Este cunoscut faptul că la o selectivitate înaltă pentru semnalele telegrafice apare efectul de "clopoțel", semnalele părând legate între ele. Efectul este cauzat atât de distorsiunile de fază cât și de întârzierile produse la trecerea semnalelor prin filtre cu Q mare, fronturile crescătoare și descrescătoare ale semnalelor lungindu-se mult. Un filtru DSP rezolvă problema fazei semnalelor reducând în acest fel efectul de "clopoțel".

Funcția cea mai spectaculoasă este fără îndoială, cea de filtru de zgomot. Un DSP reduce cea mai mare parte a zgomotului tip "sășait", permițând și rejecția unor semnale continue din banda de frecvență, asigurând o recepție mai confortabilă pentru semnalele slabe. Algoritmii de prelucrare folosiți sunt de tipul LMS (Least Mean Square) sau DFT (Direct Fourier Transform). Ambii algoritmi determină care este zona spectrală cu cea mai mare concentrare de energie, creând apoi filtre trece bandă în jurul acestor frecvențe. Diferă doar modul cum este realizat acest lucru. Practic se este realizată o așa numită filtrare adaptivă.

Algoritmul LMS se bazează pe proprietățile de repetabilitate a semnalelor vocale, proprietate ce mai este numită și autocorelare.

Un semnal continuu, sinusoidal, are un factor de autocorelare maxim, întrucât fiecare nou ciclu este identic cu precedentul.

Un semnal ce conține numai zgomot are un factor de autocorelare minim, întrucât nu se poate identifica nici un element de repetitivitate.

Un semnal vocal conține mici zone cu oarecare repetitivitate, având un factor de autocorelare definit practic între valorile de 15% și 80% din valoarea maximă pentru semnalul sinusoidal.

Pe această bază, algoritmul LMS elimină atât zgomotul cât și semnalele parazite, sub forma unui ton continuu (notch), oricare ar fi frecvența acestora în spectrul audio, semnalul util fiind filtrat cu un filtru adaptiv ce-și modifică frecvența odată cu semnalul.

Algoritmul DFT utilizează substrația spectrală pentru a realiza funcțiile de mai sus. Pentru a face acest lucru, un DSP ce lucrează după acest algoritm trebuie să efectueze o operație de transformare din domeniul timp în domeniul frecvență. Procesarea este efectuată în domeniul frecvență, în final revenindu-se la domeniul timp. Algoritmul determină, de asemenea, un prag de zgomot (care e variabil în timp) față de care se efectuează procesarea semnalului util.

Dezavantajul esențial al acestui algoritm este complexitatea și multitudinea operațiilor ce trebuie efectuate, ceea ce cauzează întârzieri ale semnalului la ieșirea din DSP (cu efecte ciudate în timpul acordului, când deși butonul de acord a fost oprit, în difuzor procedura de acord mai continuă o vreme....)

Trebuie menționat că fiecare algoritm are avantajele și dezavantajele sale, acesta fiind motivul pentru care unele firme au realizat DSP-uri cu ambii algoritmi, selecția făcându-se după caz.

Revenind la funcția de filtru de zgomot, trebuie precizat faptul că, dacă pentru unele tipuri de zgomot efectul este absolut spectaculos, pentru zgomote de genul celor produse de liniile electrice, sau zgomotul produs de sarcinile electrostatice atmosferice, efectul este mai redus. În aceste din urmă cazuri, este mai eficace un NOISE BLANKER ce lucrează în circuitele de RF, plasat înaintea de filtrele cu cuarț, care introduc deformări cu atât mai mari ale semnalelor, cu cât viteza lor de creștere este mai mare.

Rămân valabile și observațiile legate de realizarea selectivității pe canalul de AF, care poate provoca o funcționare defectuoasă a circuitului RAA, eventual intermodulații majore în lanțul de RF. Fenomenele de acest gen sunt însă reduse la un receptor de calitate ce are un nivel redus de intermodulații și o dinamică mare. Altfel spus un lanț de RF de calitate, cu intermodulații reduse, selectivitate ridicată, zgomot propriu redus, este absolut necesar pentru a exploata la maxim calitățile unui DSP.

Dacă pentru receptoarele moderne DSP-ul este inclus din fabricație sau poate fi achiziționat ca accesoriu, pentru echipamentele mai vechi este posibilă utilizarea unui DSP extern ce poate lucra independent de receptorul de bază. Prețul unui astfel de DSP este de ordinul a 250-350\$ pentru o variantă de radioamatori și câteva mii pentru o variantă profesională.

Așa cum am mai spus, procesoarele DSP sunt microcontrolere specializate, un exemplu în acest sens fiind circuitul TMS320C10 (C26, C50, C51), sau circuitul Motorola DSP56002 pentru care există mai multe dezvoltări soft disponibile pe Internet.

13.4 Selectivitate variabilă (P.B.T.)

Acest concept a apărut în aparatura de radiocomunicații la sfârșitul anilor '70, fiind folosit inițial în aparatura profesională de calitate medie, apoi și în aparatura destinată radioamatorilor (eng. Passband Tuning). Această facilitate permite obținerea unei benzi de trecere cu lățime reglabilă continuu, funcție de necesități. Aparatura profesională de clasă folosește pentru fiecare treaptă de selectivitate câte un filtru. Costul filtrelor de calitate este important, așa încât la aparatura de cost mai redus sau pentru radioamatori, pentru a reduce numărul de filtre, se utilizează o soluție ce necesită în principiu numai două filtre de calitate ceea ce permite obținerea unei benzi de trecere variabile. Soluția selectivității variabile este mai ieftină și permite obținerea aceluiași performanțe (d.p.v. al selectivității) ca un

echipament dotat cu 5-8 trepte de selectivitate obținute cu filtre de calitate. Problema o constituie o mixare suplimentară, ce poate produce toate neajunsurile specifice mixării: produse de mixaj parazite, intermodulații, etc.... Cu toate acestea, pe ansamblu, performanțele se mențin la un nivel suficient de ridicat.

În fig.7 este prezentată schema bloc a unui circuit cu selectivitate variabilă.

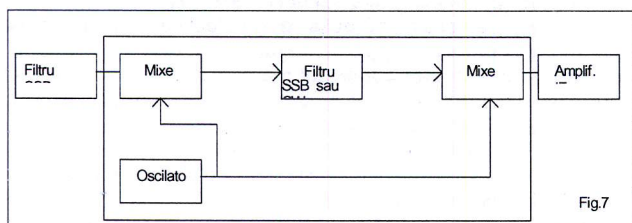


Fig.7

Din figura rezultă că semnalul, preluat imediat după primul filtru de mare selectivitate, este mixat și transpus pe altă frecvență. Frecvența oscilatorului poate fi reglată în limitele a +/- 3KHz, în așa fel încât spectrul semnalului ce trece prin primul filtru să se suprapună peste caracteristica celui de al doilea filtru. Prin reglarea frecvenței oscilatorului, se poate obține ca doar o parte a spectrului ce trece prin primul filtru să treacă și prin al doilea. Fig. 8 prezintă situația în care, prin variația frecvenței oscilatorului, se obțin diverse caracteristici de selectivitate compuse, ce permit evitarea unor interferențe care altfel ar fi căzut în spectrul semnalului recepționat. BFO-ul se plasează în raport cu flancul primului filtru.

Uzual, primul filtru este cu cristal și are frecvențe cuprinse între 8MHz și 10.7MHz, în timp ce al doilea filtru este de regulă electromecanic, cu frecvența pe 455KHz. Filtrele electromecanice au un factor de formă foarte bun, fiind și mai ieftine decât filtrele cu cristal.

Analizând în continuare schema bloc din fig.8 se observă că după trecerea prin filtru se revine, prin mixaj, la valoarea inițială a frecvenței intermediare, detectorul de produs utilizând un BFO cu frecvență fixă, pe frecvența primului filtru.

Aceasta nu este singura structură de schemă posibilă. La receptoarele moderne, ce utilizează sinteză de frecvență controlată de microcontroler, este posibilă renunțarea la mixarea necesară pentru revenirea în frecvența inițială. În această situație, BFO-ul lucrează pe o frecvență identică cu cea a ultimului filtru folosit.

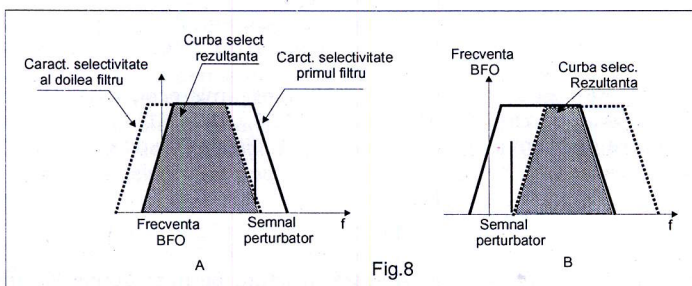
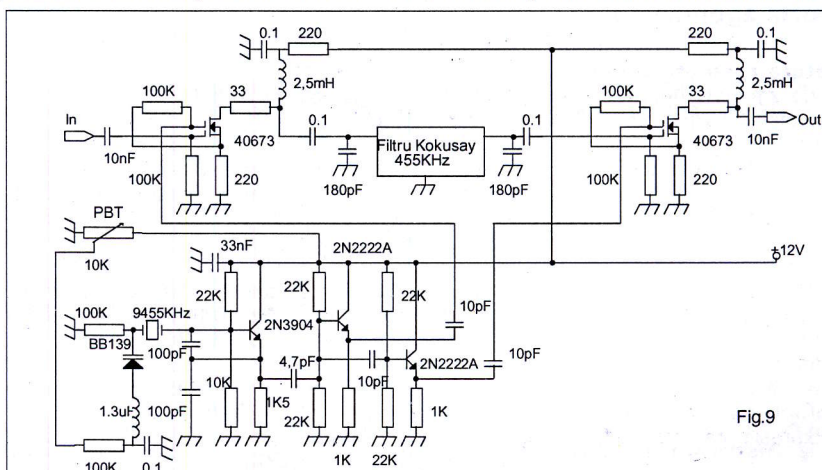


Fig.8

Din fig. 8 rezultă că se poate îngusta caracteristica de selectivitate, fie dinspre flancul superior, fie dinspre flancul inferior al filtrului. Exemplificarea a fost făcută pentru un semnal cu bandă laterală superioară. Semnalul vocal rămâne inteligibil chiar și la o lățime de bandă sub 1,8KHz.

Fig. 9 prezintă o schemă practică de PBT. Pentru oscilator, este folosit un oscilator cu cristal,



la care frecvența poate fi modificată între anumite limite. Bufferele realizate cu 2N2222 elimină posibilitatea pătrunderii directe a semnalului de RF (deci cu ocolirea filtrului electromecanic), ce ar duce la degradarea selectivității.

Cele două mixere sunt realizate cu tetrode MOS. Evident se pot folosi tetrode mai noi, gen BF964 sau BF980. Rezistențele de 33Ω din drene, elimină eventualele tendințe de autooscilații. Schema este concepută pentru a fi introdusă într-o construcție existentă, ce folosește o frecvență intermediară pe 9MHz. Lățimea benzii de trecere se reglează cu ajutorul potențiometrului de 10K.

Unele transeivere mai ieftine pentru radioamatori, folosesc un artificiu numit "translație de IF" (IF Shift), pentru a scăpa de semnalele ce interferă. Practic, caracteristica selectivă a filtrului este deplasată peste spectrul de frecvență. În această situație, banda de trecere a filtrului rămâne aceeași, cu mențiunea că prin translație se poate ajunge ca semnalul interferator să rămână în afara spectrului semnalului util. Pentru a se obține acest efect, este necesar ca frecvența oscilatorului local să se modifice simultan cu frecvența BFO-ului (cu aceeași valoare).

Bibliografie:

- | | | | |
|----|------------------------|--|-----------------------|
| 1. | 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. | Fl. Crețu | Metode de reducere a zgomotului în radioreceptoare profesionale. | Simpozion ICE 1986 |
| 5. | U. Rohde | Electrical noise canceling | QST/May/1980 |
| 6. | U. Rohde | Key components of Modern Receiver Design | QST/Dec/1994 |
| 7. | Dave Hershberger | Low cost DSP... | QST/SEPT 1992 |
| 8. | Dave Hershberger | DSP ... | QST/FEB. 1996 |
| 9. | ***** | ARRL HandBook | 1978-2007 |

14. Teoria zgomotului

14.1 Natura zgomotului electric

Sursele de zgomot, tipurile de zgomot și natura zgomotului trebuie să fie bine cunoscute pentru ca efectele zgomotului să poată fi combătute.

Una dintre cele mai frecvente manifestări ale zgomotului o reprezintă zgomotul termic. Acesta este produs de fluctuațiile de tensiune cauzate de mișcarea aleatoare a purtătorilor de sarcină în orice mediu conductor, la o temperatură peste zero absolut. Acest zgomot nu poate exista la zero absolut, deoarece purtătorii de sarcină nu se mai mișcă liberi la zero K. Așa cum arată și numele, nivelul zgomotului termic într-un circuit este proporțional cu temperatura elementelor componente.

Cea mai bună reprezentare a zgomotului termic constă în imaginea unui simplu rezistor la o temperatură peste zero absolut. Dacă privim rezistorul ca pe un generator de semnal mic, peste care se suprapune o tensiune de zgomot redusă, este simplu să se creeze un model din care să rezulte nivelul de zgomot. Tensiunea efectivă de zgomot este proporțională cu temperatura rezistorului și mărimea rezistenței. Rezistențele mai mari și temperaturile mai ridicate generează în mod evident un nivel mai mare de zgomot.

Expresia matematică a tensiunii efective de zgomot termic a unui rezistor este :

$$V^2 = 4kTRB \text{ sau } V = \sqrt{4kTRB}$$

unde: k este constanta lui Boltzmann 1.38×10^{-23} Joules/Kelvin

T temperatura în grade Kelvin ($273 + ^\circ\text{Celsius}$)

R rezistența în ohmi

B banda de frecvență în care se măsoară zgomotul (Hz)

Din formulă rezultă dependența tensiunii de zgomot de banda de frecvență în care se face măsurătoarea. Trebuie precizat că nu numai tensiunea dar și frecvența zgomotului este aleatoare! Există o probabilitate egală de apariție a zgomotului pe orice frecvență și în orice moment. Cu un analizor de spectru s-ar putea remarca faptul că zgomotul se întinde pe un larg spectru de frecvență cu amplitudine constantă. Acest tip de zgomot este cunoscut sub denumirea de *zgomot alb*. Evident, cu cât se face măsurătoarea într-o bandă mai largă, cu atât tensiunea efectivă de zgomot va fi mai mare.

Exemplu: Să se calculeze tensiunea de zgomot produsă de o rezistență de 1Mohm, într-o bandă de 1MHz, la temperatura de 17°C (290K).

Folosind relația de mai sus, se obține o tensiune de zgomot de $126\mu\text{V}$

Din exemplul de mai sus putem vedea că, dacă rezistența de intrare a unui voltmetru de a.c. a fost 1Mohm și banda de măsură de 1MHz, rezultă un prag de zgomot al instrumentului de $126\mu\text{V}$, semnalele având nivele sub această valoare neputând fi decelate. Un rezistor de 50Ω ar fi produs în aceleași condiții o tensiune de zgomot de $0.9\mu\text{V}$. Este clar de ce sunt preferate impedențele joase în circuitele de zgomot mic!

De regulă, tensiunea de zgomot se raportează la o bandă de 1Hz, pentru mai ușoara comparare a diverselor circuite și dispozitive electronice.

Ex.: 1mV măsurat într-o bandă de 1MHz, devine $1\mu\text{V}$ într-o bandă de 1Hz. Se ajunge în acest fel la exprimarea tensiunii de zgomot în $\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$, relație ce permite determinarea tensiunii de zgomot în orice bandă de frecvență.

În aplicațiile de RF se lucrează de regulă, cu impedențe de intrare și ieșire adaptate, fiind mai comod să se lucreze cu nivele de putere decât cu nivele de tensiune. Se ajunge astfel la exprimarea mai comodă a zgomotului în putere de zgomot.

Din teorema transferului maxim de putere se deduce că:

$$P = \frac{\left(\frac{V_{oc}}{2}\right)^2}{R} = \left[\left(\frac{\sqrt{4kTRB}}{2}\right)^2 / R\right] = kTRB / R = kTB$$

Se observă că nu mai există o referire la rezistența R. Rezultă de aici că puterea de zgomot pentru toate rezistențele (diferite de zero) este aceeași! Dacă se ia în considerare o bandă de 1Hz și o temperatură de 290K, rezultă: $kTB = 4 \times 10^{-21}\text{W}$.

Trecând la dBm (care este o unitate de măsură mai potrivită) se ajunge la:

$$10\log(4 \times 10^{-21} \text{W} / 0.001 \text{W}) = -174 \text{dBm} \quad (\underline{0 \text{dBm} = 1 \text{mW}})!$$

Rezultă de aici că cea mai redusă putere de zgomot pe care un circuit o poate avea la temperatura de 290K, este de -174dBm/Hz și în mod evident singura cale de a reduce zgomotul sub această valoare este reducerea temperaturii.

În afară de zgomotul termic, componentele electronice, în special tranzistoarele, produc și alte forme de zgomot.

Zgomot tip "pocnet" (Shot Noise). Joncțiunile tranzistoarelor și diodelor produc un zgomot cu un conținut spectral similar cu zgomotul termic. Zgomotul de acest tip este produs de emisia aleatoare de purtători de sarcină în timpul conducerii directe.

Zgomotul 1/f (sau Flicker) este un alt tip de zgomot care apare la semiconductori. Este cauzat de recombinarea aleatoare a purtătorilor minoritari în zona joncțiunii bază emitor, la tranzistorii bipolari. Acest tip de zgomot scade cu frecvența cu o pantă de 10dB/decadă.

14.2 Cifra de zgomot și factorul de zgomot

Noțiunea de factor de zgomot și cifra de zgomot se datorează lui Harold Friis, care în anii '40 a definit factorul de zgomot ca fiind raportul rapoartelor semnal/zgomot la intrarea și ieșirea dintr-o rețea.

$$F = \left[\frac{\text{raportul semnal/zgomot la intrare}}{\text{raportul semnal/zgomot la ieșire}} \right]$$

Rezulta deci că, factorul de zgomot într-o rețea arată cu cât se degradează raportul semnal/zgomot pentru un semnal dat ce străbate rețeaua.

Relația care dă factorul de zgomot este bazată pe măsurarea unor puteri exprimate liniar (în mW), de aici rezultă implicit că și factorul de zgomot este o mărime liniară. Altfel spus $F=2$ înseamnă dublarea puterii de zgomot.

Deseori este însă mai convenabil să se lucreze cu zgomotul exprimat în mărime logaritmică și de aceea a fost introdusă noțiunea de cifră de zgomot NF exprimată în dB:

$$NF = 10 \cdot \log_{10} F$$

Conversia de la cifra de zgomot NF la factorul de zgomot F se face cu formula:

$$F = 10^{NF/10}$$

Se poate spune că factorul de zgomot este o mărime calitativă a performanțelor unei rețele, fiind de preferat o rețea cu zgomot mai mic uneia cu zgomot mare.

Factorul de zgomot se aplică în general la rețelele cu două porturi. Mixerul care este o rețea cu trei porturi, poate fi însă asimilat pentru o analiză simplificată cu o rețea biport.

Factorul de zgomot nu se aplică pentru rețele cu un port, neputând deci caracteriza un oscilator sau o rezistență de sarcină. Pentru a defini din punct de vedere calitativ oscilatoarele se folosește noțiunea de zgomot de fază sau raportul purtătoare/zgomot. Pentru a face însă lucrurile și mai complicate, zgomotul de fază cauzat de oscilatoare poate pătrunde prin mixare într-un receptor și poate afecta cifra de zgomot a acestuia.

Un amplificator ideal va amplifica semnalul și zgomotul prezent la intrare fără a degrada cu nimic raportul semnal/zgomot inițial. În practică amplificatorul va degrada

raportul semnal/zgomot inițial, cu un număr de dB egal cu cifra de zgomot a amplificatorului. Zgomotul aplicat la intrarea unui amplificator se va regăsi amplificat la ieșire, la care se adaugă propriul zgomot.

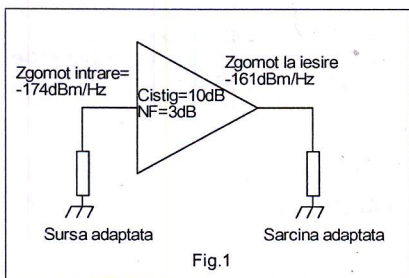


Fig.1

Exemplu: să presupunem că avem un amplificator la temperatura camerei ca cel din fig.1, care are 10dB câștig, cu o cifra de zgomot NF=3dB, iar intrarea și ieșirea sunt adaptate pe impedanțele caracteristice. Zgomotul la intrarea amplificatorului îl asumăm ca fiind -174dBm/Hz

Puterea de zgomot la ieșirea amplificatorului va fi:

$$P_{\text{zgomot}} = -174\text{dBm/Hz (putere zgomot intrare)} + 10\text{dB (câștigul amplificatorului)} + 3\text{dB (cifra de zgomot NF)} = -161\text{dBm/Hz}$$

Această putere de zgomot la ieșirea amplificatorului este numită și pragul de zgomot la ieșirea amplificatorului (Noise Floor)

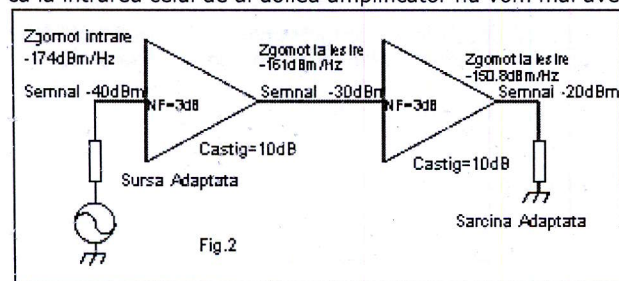
Trebuie reținut faptul că zgomotul introdus de amplificator este fix și nu are legătură cu semnalul ce se aplică la intrare.

Un alt mod de a exprima zgomotul, este direct în kTB, ceea ce poate duce la un calcul mai rapid. În exemplul anterior, -174dBm/Hz tensiune de zgomot la intrare înseamnă kTB. Dacă amplificatorul are cifra de zgomot NF de 3dB, rezultă că puterea de zgomot se va dubla la ieșirea din amplificator și la ieșire vom avea 2kTB.

14.3 Zgomotul unui lanț de amplificatoare

Calculul nivelului de zgomot într-un lanț de amplificatoare este ceva mai complicat, în sensul că la intrarea celui de al doilea amplificator nu vom mai avea un zgomot egal cu kTB

$$(-174\text{dBm/Hz}).$$



Ex.: Se consideră un circuit ca cel din fig.2 care conține un lanț de două amplificatoare. Fiecare amplificator are un câștig de 10dB și NF= 3dB. Semnalul care se aplică la intrarea primului amplificator, are -40dBm cu un nivel de zgomot kTB.

Putem calcula nivelul semnalului la ieșirea din primul amplificator:

$$-40\text{dBm} + 10\text{dB} = -30\text{dBm}$$

pragul de zgomot la ieșirea primului amplificator:

$$-174\text{dBm/Hz (zgomot la intrare)} + 10\text{dB (câștig)} + 3\text{dB (NF)} = -161\text{dBm/Hz}$$

Calculul nivelului de zgomot pentru al doilea amplificator nu se mai poate face după aceeași metodă, întrucât nivelul zgomotului la intrarea celui de al doilea amplificator este mai mare decât kTB. Cea mai simplă metodă de continuare a calculelor este să se utilizeze raportarea la kTB.

Pentru început se determină câți kTB sunt la intrarea celui de al doilea amplificator.

-161dBm/Hz reprezintă cu 13dB mai mult decât kTB. 13dB reprezintă un raport în putere de 20 de ori, deci nivelul de zgomot la intrarea celui de al doilea amplificator va fi: 20kTB. Zgomotul celui de al doilea amplificator este 3dB, deci se mai adaugă un kTB.

În final, se calculează creșterea nivelului de zgomot ca un raport și se convertește în dB. $[(\text{zgomot intrare} + \text{zgomot adăugat}) / \text{zgomot intrare}] (20\text{kTB} + 1\text{kTB}) / 20\text{kTB} = 21/20$. Convertit în dB $= 10\log(21/20) = 0.2\text{dB}$, rezultă că al doilea amplificator are o contribuție de numai 0.2dB la zgomotul ansamblului deși are un zgomot propriu de 3dB. Aceasta se explică prin nivelul mare de zgomot la intrare ce tinde să mascheze zgomotul propriu.

Nivelul de zgomot la ieșirea celui de al doilea amplificator va fi:

$$-161\text{dBm/Hz} + 0.2\text{dB} + 10\text{dB} = -150,8\text{dBm/Hz}$$

A doua cale de a calcula contribuția la zgomotul total al celui de al doilea etaj este cu ajutorul formulei:

$$\text{Contribuția la zgomot (dB): } 10 \log \left[1 + \frac{NF_n - 1}{10^{\left(\frac{N_{\text{floor}} + 174}{10}\right)}} \right]$$

Unde: NF_n este factorul de zgomot al etajului

N_{floor} este pragul de zgomot la intrarea amplificatorului.

Refăcând calculele pentru exemplul anterior, se ajunge la aceeași valoare: 0.2dB

O altă concluzie extrem de importantă, ce se poate trage din exemplul anterior, este că la un lanț de amplificatoare ce lucrează cu semnale foarte slabe, de maximă importanță este zgomotul primului amplificator.

Atunci când se calculează factorul de zgomot pentru un lanț de amplificatoare se poate folosi formula:

$$F_{\text{TOTAL}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}$$

Unde: F_n este factorul de zgomot al fiecărui etaj

G este câștigul etajului exprimat ca raport (x ori)

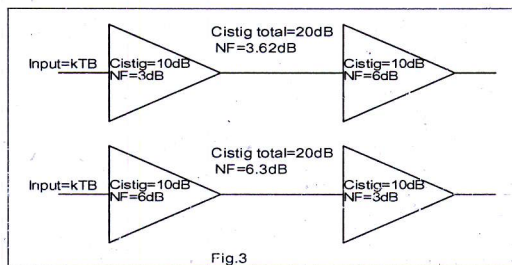


Fig.3

Fig.3 prezintă situația unui lanț de două amplificatoare având valori diferite ale cifrei de zgomot. Rezultă de aici importanța ca primul amplificator să fie cu zgomotul cât mai mic.

14.4 Temperatura de zgomot

Pentru amplificatoarele din domeniul microundelor se lucrează frecvent cu noțiunea de temperatură de zgomot. Aceasta pornind de la faptul că kTB conține (dacă se păstrează banda constantă) o singură variabilă: temperatura.

Se poate astfel vorbi de un amplificator cu o temperatură de zgomot de 290K sau de 145K. Relația cu ajutorul căreia se poate determina temperatura de zgomot este prezentată mai jos :

$$T = 290 * (F - 1)$$

unde F este factorul de zgomot

$$\text{sau } T = 290 * \left(10^{\frac{NF}{10}} - 1 \right)$$

unde NF este cifra de zgomot (în dB)

Temperatura de zgomot este o mărime liniară, cu care e mai ușor de operat, în special atunci când se adună puteri de zgomot.

Exemplu : Un amplificator are o cifra de zgomot de 1dB. Utilizând relația de mai sus, temperatura de zgomot este 75.1K

Cifra de zgomot se poate exprima și pornind de la temperaturile de zgomot:

$$NF = 10 \log \left(\frac{T_s + T_E}{T_s} \right)$$

Unde: T_E este temperatura efectivă de zgomot a amplificatorului,
iar T_s este temperatura de zgomot a sursei de semnal.

Tabela echivalente temperatura de zgomot- cifra de zgomot

T(K)	NF(dB)	T(K)	NF(dB)	T(K)	NF(dB)	T(K)	NF(dB)
6.8	0.1	79.3	1.05	169.6	2	282.0	2.95
10.2	0.15	83.6	1.1	174.9	2.05	288.6	3
13.7	0.2	87.9	1.15	180.3	2.1	295.3	3.05
17.2	0.25	92.3	1.2	185.8	2.15	302.1	3.1
20.7	0.3	96.7	1.25	191.3	2.2	309.0	3.15
24.3	0.35	101.2	1.3	196.9	2.25	315.9	3.2
28.0	0.4	105.7	1.35	202.5	2.3	322.9	3.25
31.7	0.45	110.3	1.4	208.2	2.35	330.0	3.3
35.4	0.5	114.9	1.45	214.0	2.4	337.2	3.35
39.2	0.55	119.6	1.5	219.8	2.45	344.5	3.4
43.0	0.6	124.4	1.55	225.7	2.5	351.8	3.45
46.8	0.65	129.2	1.6	231.7	2.55	359.2	3.5
50.7	0.7	134.0	1.65	237.7	2.6	366.7	3.55
54.7	0.75	138.9	1.7	243.8	2.65	374.4	3.6
58.7	0.8	143.9	1.75	250.0	2.7	382.0	3.65
62.7	0.85	148.9	1.8	256.3	2.75	389.8	3.7
66.8	0.9	154.0	1.85	262.6	2.8	397.7	3.75
70.9	0.95	159.2	1.9	269.0	2.85	405.7	3.8
75.1	1	164.4	1.95	275.5	2.9	413.7	3.85

14.5 Zgomotul în rețele pasive

Până în acest moment s-a vorbit numai despre zgomotul amplificatoarelor. De fapt, toate componentele electronice, chiar și un segment de cablu coaxial sau un releu prin care trece semnalul, au o contribuție la nivelul global de zgomot. Un atenuator care are 10dB atenuare contribuie la nivelul global de zgomot cu 10dB (pentru că raportul semnal-zgomot după trecerea prin atenuator se reduce cu 10dB dacă nivelul zgomotului (sursei) la intrarea în atenuator era de -174dBm/Hz). De regulă, nivelul de zgomot al sursei este mai ridicat decât KTB și atunci și degradarea raportului semnal zgomot este mai mică. Aceeași situație se remarcă și la mixerele pasive unde nivelul de zgomot este aproape egal cu nivelul de pierderi prin mixer.

Exemplu: Fie un atenuator de 3dB la temperatura de 290K. Presupunem temperatura sursei de semnal 290K. Presupunând ca injectăm în atenuator 1mW (0dBm), raportul S/N la intrarea atenuatorului este:

$$\left[\frac{S}{N} \right]_{in} = 0dBm - (-174dBm) = 174dB$$

La ieșirea atenuatorului puterea semnalului scade la -3dBm. Nivelul puterii de zgomot rămâne însă -174dBm (rezistența la temperatura de 290K).

$$\left[\frac{S}{N} \right]_{out} = -3dBm - (-174dBm) = 171dB$$

Deci cifra de zgomot a unui atenuator de 3dB va fi:

$$NF = (S/N)_{in} / (S/N)_{out} = 174dB - 171dB = 3dB$$

Nivelul de zgomot introdus de un circuit pasiv este însă dependent de temperatură. Putem pune semnul egal între atenuarea unui atenuator și cifra de zgomot numai la temperatura de 290K.

Atunci când temperatura la care se afla atenuatorul atinge 0K, cifra de zgomot $NF=0$. Temperatura de zgomot pentru un atenuator aflat la o temperatură diferită de 290K este dată de relația:

$$T_{\text{Atenuator, zgomot}} = \frac{T_{\text{Atenuator, fizica}} (1 - G_{\text{Att}})}{G_{\text{Att}}}$$

Unde: $T_{\text{atenuator, zgomot}}$ este temperatura de zgomot a atenuatorului în Kelvin

$T_{\text{atenuator, fizic}}$ este temperatura fizică la care funcționează atenuatorul în Kelvin

G_{Att} este atenuarea atenuatorului în mărime liniară (exemplu atenuare 3dB=0.5)

Variația cifrei de zgomot cu temperatura pentru un atenuator de 10dB

Temperatura °C	NF	Atenuare
80.00	10.78	10.08
40.00	10.3	10.04
20.00	10.04	10.00
0.00	9.765	9.98
-20.00	9.47	9.96
-40.00	9.155	9.94
-60.00	8.814	9.92

Zgomotul semiconductorilor se modifica cu temperatura însă relația de mai sus nu este aplicabilă în acest caz. Oricum ideea rămâne aceeași: la scăderea temperaturii zgomotul se reduce și crește la creșterea temperaturii. În aceste condiții devine evident de ce amplificatoarele de zgomot mic utilizate în astronomie sunt răcite la temperaturi apropiate de 0K.

Uneori pentru atenuarea unui semnal într-un lanț de amplificare se recurge nu la plasarea unui atenuator rezistiv pe calea de semnal ci la dezadaptarea de impedanță. Se știe că orice neadaptare de impedanță induce pierderi în transferul semnalului. În acest caz cifra de zgomot nu este egală cu atenuarea indusă, fiind cu mult mai mică. Practic zgomotul va fi egal cu pierderile disipative din rețeaua de adaptare și care sunt date de calitatea componentelor folosite, pierderi de regula neglijabile.

Clarificări referitoare la zgomot:

Zgomotul acționează și se comporta ca oricare alt semnal așa încât:

1. Filtrele vor filtra zgomotul;
2. Un atenuator va atenua zgomotul, la fel ca și semnalul util;
3. Zgomotul există și la nivele sub kTB. Atunci când se calculează suma surselor de zgomot într-un circuit se vor lua în considerație și sursele de zgomot sub kTB (sau sub -174dBm/Hz);
4. Un lanț de amplificatoare va amplifica zgomotul primului amplificator, fie ca este prezent un semnal la intrare, fie ca nu.

14.6 Temperatura de zgomot în sisteme de recepție

Raportul Semnal/Zgomot într-un sistem de radiocomunicații este o măsură a calității sistemului respectiv și depinde de:

1. Câștigul antenelor
2. Puterea emițătorului
3. Pierderile de semnal de la emițător la receptor « Path Loss »
4. Temperatura de zgomot a receptorului
5. Temperatura de zgomot a antenei

6. Pierderile prin cablul emițător/receptor – antenă
7. Pierderi datorate neadaptării perfecte între antenă și receptor

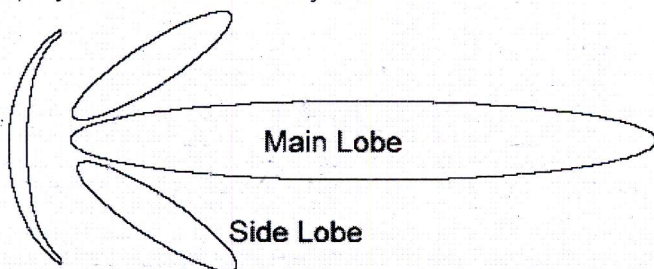
Temperatura de zgomot a antenei:

Temperatura de zgomot a antenei este dată în cea mai mare parte de zgomotul recepționat de antenă de la mediul înconjurător. Zgomotul intrinsec al antenei este cauzat de rezistența de pierderi a antenei și este de regulă neglijabil. Temperatura de zgomot a antenei este de fapt temperatura de zgomot a obiectelor către care este îndreptată antena.

Zgomotul recepționat de antenă poate fi zgomot radiat de pământ, de la soare ori alte corpuri cerești, sau poate fi zgomot industrial. În orașe, zgomotul industrial poate fi principala forma de zgomot întâlnită, depășind cu mult orice altă sursă de zgomot natural.

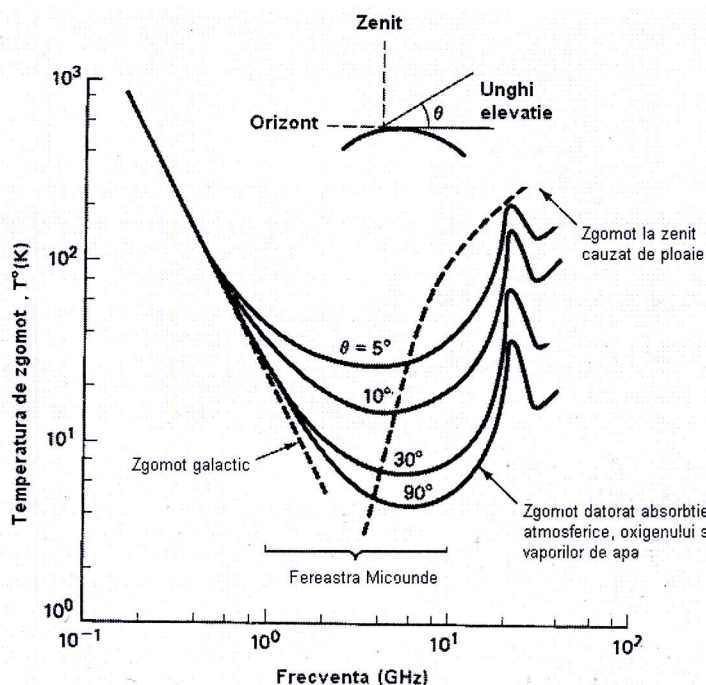
Sursele de zgomot naturale sau artificiale au valori ce diferă funcție de frecvență. Într-un oraș mare, temperatura de zgomot pentru benzile de unde lungi sau medii (UL/UM) poate depăși 10^8K . Cunoșcând particularitățile zonei de amplasare a antenei se pot lua unele măsuri care pot diminua zgomotul recepționat de antenă, cum ar fi înălțimea și tipul antenei folosite. O antenă cu directivitate mare are o temperatură de zgomot mai mică decât o antenă omnidirecțională pentru faptul că « vede » o suprafață mai mică de cer sau pământ. Trebuie menționat ca pot fi doua antene cu câștig identic însă care să aibă performanțe de zgomot total diferite. Minimizarea zgomotului la o antenă este asigurat atât prin creșterea directivității cât și prin suprimarea lobilor secundari. Performanțele unei antene se mai pot exprima și prin raportul G/T (câștig/temperatură de zgomot)

O antenă de înaltă performanță cu temperatura de zgomot redusă va avea deci câștig maxim pe lobul principal și lobii secundari atenuați la maxim.



În sisteme de comunicații prin satelit geostaționari soarele este principala sursă de zgomot. Pentru circa 20 de zile pe an soarele va fi poziționat în spatele satelitului cca. 70 de minute zilnic și cauzează creșterea considerabilă a zgomotului recepționat de antena stației terestre. Evident puterea emițătorului de pe satelit se dimensionează astfel încât să se asigure și în aceste condiții un raport semnal zgomot la recepție suficient pentru continuarea comunicațiilor.

Zgomotul recepționat de antenă din spațiu depinde de frecvență și direcție. Sursele principale de zgomot din spațiu sunt soarele și luna. Zgomotul care vine din aceeași direcție cu semnalul util se numește zgomot de fond (*background noise*). O antenă de recepție pentru satelit va recepționa în același timp și zgomot atmosferic. Zgomotul atmosferic este minim în timpul nopții. Așa cum se poate vedea din figură zgomotul se schimbă cu frecvența dar și cu înclinația antenei. O antenă care este orientată vertical va „vedea” un zgomot evident mai mic decât una care este orientată orizontal. Zgomotul galactic atinge un minim de cca. 2.7^0K , însă numai o antena montată pe un satelit, direcționată către o zonă cu concentrație stelară cât mai redusă va putea vedea un asemenea zgomot redus! Figura de mai jos arată temperatura de zgomot datorată surselor naturale, la nivelul marii și cu un nivel de umiditate moderat. Prezența apei în atmosferă modifică nivelul absorbției în atmosferă și în consecință și temperatura de zgomot. Întrucât temperatura de zgomot se schimbă în decursul zilei, și temperatura de zgomot a antenei se schimbă.



Benzile de frecvență și sursele de zgomot dominante

Banda de frecvență	Lungime de undă	Sursa de zgomot dominantă	Temperatura cerului	Aplicație
30 – 300 kHz	10 km – 1 km	Zgomot atmosferic foarte puternic	$> 10^8$ K	Radiodifuziune AM Balize radio
300 – 3000 kHz	1 km – 100 m	Zgomot atmosferic puternic	$> 10^8$ K	Radiodifuziune AM Radiocomunicații marine
3 MHz – 30 MHz	100 m – 10 m	Zgomot atmosferic	10^8 K – 10^5 K	Radiodifuziune AM Radiotelefonie
30 MHz – 300 MHz	10 m – 1 m	Zgomot galactic puternic	10^5 K – 10^3 K	Radiodifuziune FM, TV, Aviație, Radiotelefoane
0.3 – 3 GHz	1 m – 10 cm	Zgomot galactic	10^3 K – 10 K	TV, Radar, Telefonie celulară, Radio-relee Cuptoare cu microunde

3 GHz – 30 GHz	10 cm – 1 cm	Zgomot atomic, termal, rezonantă Oxigen, absorbție H ₂ O ₂	10 K – 10 ² K	Comunicații satelit, Radar
----------------	--------------	--	--------------------------	----------------------------

Locația antenei are o importanță hotărâtoare asupra temperaturii de zgomot a antenei și implicit asupra performanțelor sistemului de recepție. Nu întâmplător, observatoarele radioastronomice sunt de regula amplasate în zone cu umiditate cât mai redusă, cu vizibilitate perfectă a cerului și departe de zonele locuite

14.7 Temperatura de zgomot

Atunci când se lucrează cu amplificatoare cu zgomot foarte mic este mai convenabilă exprimarea zgomotului în temperaturi de zgomot decât să se utilizeze cifra de zgomot în dB. Conversia de la factorul de zgomot la temperatura de zgomot se face cu formula :

$$T = 290 * (F_n - 1)$$

Unde, F_n este factorul de zgomot exprimat în formă liniară

F_n se poate obține din cifra de zgomot cu formula: $F_n = 10^{\frac{NF}{10}}$

Formula pentru aflarea temperaturii de zgomot cunoscând cifra de zgomot în dB este data de:

$$T = 290 * (10^{\frac{NF}{10}} - 1)$$

Sau invers, $NF = 10 \log\left(\frac{T}{290} + 1\right)$

Exemplu: $NF = 1.8 \text{ dB}$, $F_n = 1.513$, $T = 148.93 \text{ K}$

14.7.1 Calculul temperaturii de zgomot într-un sistem de recepție

Temperatura de zgomot al unui sistem de recepție este dată de următoarea formula :

$$T_{\text{sys}} = T_A + (L - 1)T_L + LT_R$$

Unde:

T_{sys} : temperatura de zgomot a sistemului de recepție

T_A : Temperatura de zgomot a antenei

T_L : Temperatura fizică a cablului dintre antena și LNA

T_R : Temperatura de zgomot a receptorului

L : Pierderile din cablul antenă-LNA exprimate în formă liniară

Zgomotul termic adăugat unui semnal ce trece printr-un sistem este dat de relația:

$$n_0 = kTB$$

unde,

n_0 : Puterea de zgomot în W,

k : Constanta Boltzmann, (1.38×10^{-23})

T : temperatura în Kelvin

B : Banda de frecvență a sistemului (selectivitatea)

Nota : temperatura de referință pentru zgomot este de 290K

Puterea de zgomot se poate exprima în dBm cu relația :

$$n_0 = 10 \log \frac{kTB}{10^{-3}}$$

Dacă puterea de zgomot și cifra de zgomot pentru un receptor este cunoscută, este posibilă aflarea semnalului necesar ce trebuie aplicat la borna de antenă pentru a se obține un anumit raport semnal/zgomot la ieșirea receptorului.

$$S_i = NF + n_0 + S/N$$

Unde,

S_i : semnalul cerut la borna de antenă în dBm

NF: cifra de zgomot a receptorului în dB

n_0 : puterea de zgomot pentru banda de trecere a receptorului în dBm

S/N : Raportul Semnal/Zgomot la ieșirea receptorului în dB

Exemplu: Sensibilitatea receptorului pentru un raport S/N de 10dB este -113dBm (~0.5μV on 50Ω). Selectivitatea este de 2.35KHz.

Zgomotul termic (n_0) într-o banda de 2350Hz este -130.22dB ($T=293K$).

-113dBm = NF - 140.22dBm + 10dB

Rezulta: NF = 17.22dB

14.8 Câștigul antenei raportat la temperatura de zgomot a sistemului (G/T)

Factorul **G/T** reprezintă o cifră de merit care caracterizează un sistem radio, unde G este câștigul antenei în dB și T este temperatura de zgomot echivalentă a sistemului de recepție în Kelvin.

Exemplu:

Temperatura de zgomot antenă:

85 K

Temperatura de zgomot receptor pt. 1.8dB NF :

149 K

Câștig antenă:

10dBi

Temperatura de zgomot pentru sistem: (85+149)K=

234K $10\log 234 = 23.69\text{dBK}$

Sistem G/T:

$10\text{dB} - 23.7\text{dBK} = -13.7\text{dB/K}$

Temperatura de zgomot a sistemului include zgomotul generat de receptor T_R , Zgomotul antenei T_A și pierderile în fiderul antenei T_L .

14.9 Raportul semnal/zgomot în sisteme criogenice.

Atunci când se lucrează cu sisteme de recepție pentru satelit, sau pentru aplicații astronomice, semnalele recepționate sunt foarte reduse.

Deoarece antena este orientată spre cer, temperatura de zgomot echivalentă este mult mai mică decât pentru un sistem pentru comunicații terestre.

Întrucât în acest caz zgomotul dominant este dat de LNA, raportul semnal/zgomot pentru un semnal dat, se poate îmbunătăți considerabil prin reducerea temperaturii de zgomot pentru LNA. Aceste sisteme sunt numite și sisteme criogenice deși temperatura de lucru rămâne cea ambiantă. În cazuri extreme, cum ar fi în radioastronomie, se poate recurge la răcirea LNA la temperaturi apropiate de 0°K. În astfel de sisteme zgomotul nu afectează raportul semnal/zgomot într-un mod liniar. (ex. 1 dB creștere a zgomotului degradează raportul S/N cu mai mult de 1dB). Cu cât zgomotul este mai redus în sistem (antena + fider + receptor) cu atât efectul va fi mai pronunțat pentru schimbări mici în puterea de zgomot. În cele ce urmează este prezentat un grafic care arată îmbunătățirea S/N pentru variații de 0.05dB, 0.1dB, 0.2dB respectiv 0.3dB cifră de zgomot. Trebuie menționat ca temperatura de zgomot a antenei a fost convertită în cifră de zgomot și adunată cu cifra de zgomot a LNA, pentru a face graficul mai ușor de înțeles.

Exemple:

1. *Să presupunem ca avem un LNA cu NF=1dB și că temperatura de zgomot a antenei este 30K incluzând și fiderul.*

Este mai ușor de calculat zgomotul în formă liniară așa ca vom converti NF în temperatura de zgomot.

$$NT = 290 * (10^{\frac{1}{10}} - 1) = 75^{\circ} K$$

$$T_{sys1} = 75 + 30 = 105K$$

Să presupunem ca zgomotul LNA-ului se îmbunătățește la 0.4dB

$$NT = 290 * (10^{\frac{0.4}{10}} - 1) = 27.97^{\circ} K$$

$$T_{sys2} = 28 + 30 = 58^{\circ} K$$

$$\text{Îmbunătățirea S/N este } 10 * \log \frac{T_{sys1}}{T_{sys2}} = 5.7dB$$

Deci obținem o îmbunătățire de 5.7dB deși zgomotul LNA nu s-a îmbunătățit decât cu 0.6dB.

2. Sa presupunem acum că temperatura de zgomot a antenei este de 80K.

În acest caz temperatura de zgomot a celor două sisteme este :

$$T_{sys1} = 75 + 85 = 160K$$

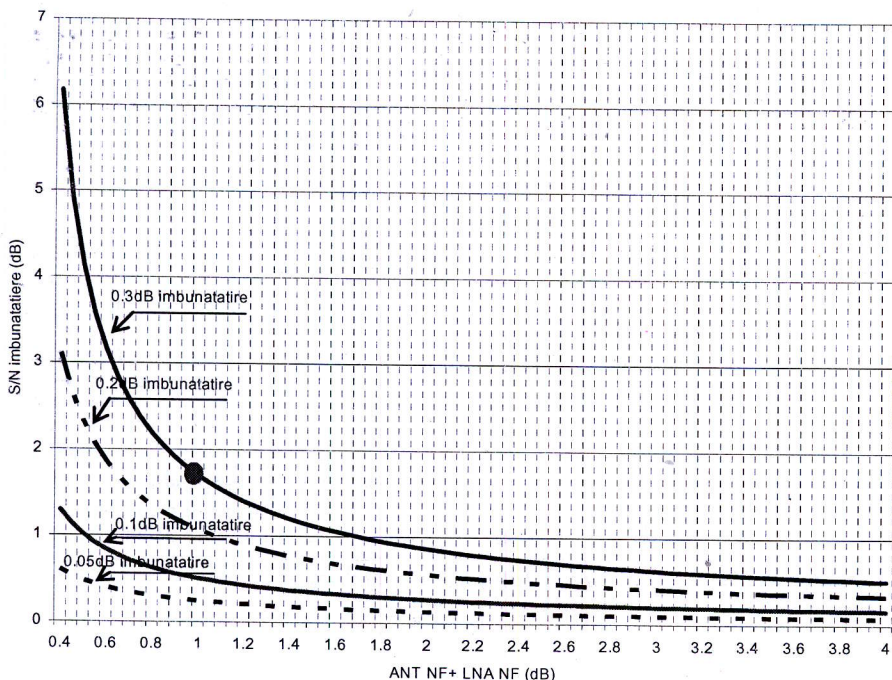
$$T_{sys2} = 28 + 85 = 113K$$

$$\text{Îmbunătățirea S/N este de } 10 * \log \frac{T_{sys1}}{T_{sys2}} = 1.5dB$$

Se observă că pe măsură ce zgomotul sistemului crește, câștigul în S/N devine liniar, pentru 1dB îmbunătățire în NF vom obține 1dB îmbunătățire S/N.

Notă: În formula de mai sus raportul celor două temperaturi de zgomot este de fapt raportul a două puteri de zgomot ($n=kTB$)

S/N improvement for 0.3/0.2/0.1/0.05dB NF reduction



Sistemele de comunicație terestre operând cu nivele de zgomot mult mai mari, lucrează practic numai în zona liniară.

Cunoscând performanțele unui sistem de comunicație dat, se poate vedea dacă echipamentul pe care îl avem este suficient pentru a obține o legătura radio stabilă. Evident este necesar să se cunoască și puterea emițătorului corespondentului, câștigul antenei, precum și pierderile pe calea de la TX la RX. Pierderile de cale « path loss » sunt proporționale cu distanța dintre receptor și emițător și pot fi influențate și de absorbția atmosferică, ploaie, ceata, etc.

Un caz în care performanța echipamentelor trebuie împinsă la extrem este cazul comunicațiilor de radioamator cu reflexie pe lună « EME ». În acest caz luna este folosită ca un satelit reflector. Luna reflectă în media 7% din energia incidentă și considerând și pierderile de dispersie în spațiu, pierderile « path loss » ajung la 243dB pentru frecvența de 50MHz și cresc la 289dB pentru frecvența de 10368MHz. Și pentru că distanța dintre pământ și lună nu e constantă, pierderile pot varia cu cca. 2dB între perigeu și apogeu. Amatorii acestui gen de comunicații trebuie să folosească antene cu câștig mare, receptoare cu zgomot foarte mic și în plus să știe să beneficieze de « ferestrele » de comunicație favorabile. Antena este de regulă telecomandată și urmărește mișcarea lunii (deși nu e obligatoriu, însă scutește reorientarea frecventă a antenei...) Cele mai favorabile condiții sunt evident noaptea, când temperatura de zgomot a cerului este minimă. Zgomotul ceresc nu este însă constant pe toată suprafața cerească, atingând un maxim dinspre Calea Lactee. Altfel spus, de două ori pe lună, când luna trece prin dreptul Căii Lactee, raportul semnal zgomot pentru semnalele recepționate de la lună se degradează. Degradarea este cu atât mai pronunțată cu cât temperatura de zgomot a sistemului de recepție este mai mică, motivele fiind explicate anterior.

Ca exemplu, temperatura cerului, respectiv a antenei, la frecvența de 144MHz este între 180K și 3000K și depinde în mod esențial de amplasament ca și de anotimp. La frecvența de 432MHz temperatura de zgomot a cerului este de cca. 15-25K iar la 1296MHz de numai 5K.

Acest gen de comunicații prezintă și alte « ciudățenii » cum ar fi fadingul selectiv care afectează numai unul din cele două semnale, fading rapid, propagarea unidirecțională, efectul doppler (luna se deplasează !!!) care depinde și de frecvența de lucru și ca să fie și mai interesant, să mai adăugăm și întârzierea de cca. 2 secunde pe care o suferă semnalul de la emițător la receptor....

15. Zgomotul în mixere

De obicei datele de catalog pentru cifra de zgomot a unui mixer se rezumă la zgomotul cauzat intern. Valoarea de catalog se poate obține însă numai în anumite condiții, deseori trecute cu vederea de către proiectanții începători. Consecințele ignorării surselor de zgomot externe mixerelor pot fi absolut dramatice, cifra de zgomot uzuală de 8-9dB putând ajunge la 20dB sau chiar mai mult.

În cele ce urmează vor fi analizate sursele interne și externe de zgomot pentru mixerele dublu echilibrate fie ele active sau pasive.

15.1 Surse interne de zgomot care afectează mixerele

Orice mixer are un zgomot propriu, care va degrada raportul semnal/zgomot pentru un semnal aplicat la intrare. Mărima cifrei de zgomot pentru un mixer variază de la 6 la 16dB, funcție de principiul constructiv folosit.

Pentru mixerele în comutație, cifra de zgomot este de obicei între 6 și 10dB și este aproape identică cu pierderile (câștigul) mixerului. Până la un punct un mixer pasiv se comportă din punct de vedere a zgomotului ca și un atenuator. Pierderile în mixerele pasive sunt date de pierderile pe elementele de comutare fie ele diode sau tranzistoare, precum și pierderile cauzate de mixări parazite cu armonicele oscilatorului local. Pierderile în elementele de comutare depind de calitatea și tipul semiconductorului folosit și sunt de la 0.7dB la 3dB. Să nu uităm că parte din energia semnalului de intrare va fi convertită pe o frecvență mai joasă decât semnalul RF aplicat la intrare (down convertor) iar alta pe o frecvență mai mare (up convertor). Cum numai o singură frecvență este de obicei folosită la ieșirea mixerului (portul IF), energia prezentă pe cealaltă frecvență este pierdută.

Presupunând ca jumătate din puterea de intrare este transferată pe frecvența intermediară de interes, aceasta înseamnă o pierdere de semnal din start de 3dB. Altă sursă de pierdere în mixerele pasive o mai reprezintă adaptările de impedanță imperfecte atât la portul RF (intrare) cât și la portul IF (ieșire). Cele doua transformatoare (intrare și ieșire) ale unui mixer echilibrat cu diode cauzează cca. 0.75dB pierderi fiecare.

La mixerele pasive cu diode mai apare un fenomen de automixare a zgomotului la ieșirea mixerului. Banda de frecvență a zgomotului se întinde pe un spectru de frecvență extrem de mare, în timp ce adaptarea de impedanță la ieșirea mixerului este realizată optim, în multe cazuri, doar pe o bandă redusă de frecvență. Rezultatul este ca o parte din energia de zgomot va fi reflectată înapoi către portul IF și prin mixări interne parazite zgomotul ajunge în banda de trecere IF, crescând în acest fel cifra de zgomot a mixerului. Degradarea cifrei de zgomot cauzată de automixare este evident dependentă de modul în care este făcută adaptarea impedanței la portul IF și poate avea de la 0.25 la 1dB sau chiar mai mult.

Nivelul de putere aplicat la portul LO de către oscilator poate afecta de asemenea pierderile într-un mixer pasiv. Dacă puterea aplicată este insuficientă, deschiderea diodelor nu se face complet și nu se atinge rezistența de inserție minimă. În acest caz, pierderile (zgomotul) din mixer se măresc și în plus vor fi afectate și performanțele la intermodulație.

Mixerele active utilizează tranzistoare cu efect de câmp sau bipolare și amplifică semnalul incident la portul RF. În acest caz zgomotul este dat de dispozitivele active, la care se adaugă pierderile de semnal cauzate de mixările parazite cu armonicele oscilatorului local, dezadaptările de impedanță, precum și alte cauze cu pondere mai mică în cifra de zgomot generală. Fenomenul de automixare a zgomotului lipsește la mixerele active, probabil datorită naturii mai mult sau mai puțin unidirecționale a tranzistoarelor. Cifra de zgomot pentru mixerele active este de regulă între 8dB și 16dB.

Există mixere pasive cât și mixere active care afișează uneori cifre de zgomot de ordinul a 2.5dB la 4dB. Rezultatul este obținut prin plasarea unui amplificator RF la intrarea mixerului. Evident, performanțele la intermodulații precum și punctul de compresie vor fi afectate de prezența amplificatorului.

15.2 Surse externe de zgomot care afectează mixerele

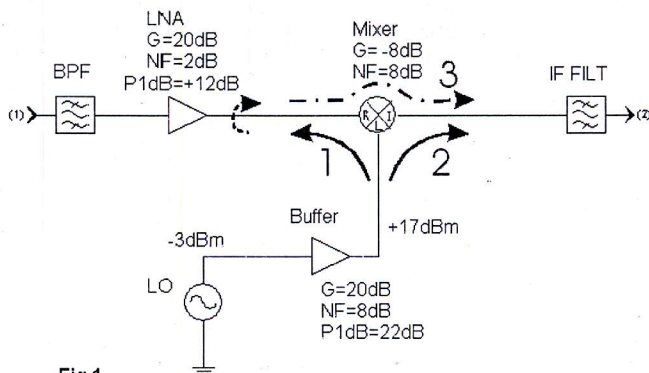


Fig.1

15.2.1 Zgomotul cauzat de Frecvența Imagine.

Există aplicații cum ar fi în receptoarele de unde scurte, unde nivelul relativ ridicat al zgomotului cauzat de un mixer cu diode nu este o problemă, datorită nivelului mare al semnalelor cu care se lucrează și zgomotului de bandă care este mult mai mare decât zgomotul mixerului. La aplicații pe frecvențe mai mari însă, prezența unui LNA este esențială pentru atingerea unui factor de zgomot redus.

Pentru o frecvență dată a oscilatorului local, un mixer « vede » la intrare simultan două frecvențe : frecvența utilă, notată RF, și imaginea IM (aflată la o distanță în frecvență de semnalul util RF egală cu de două ori frecvența intermediară).

Pentru exemplificare vom folosi schema prezentată în figura 1. Se remarcă lipsa unui filtru trece banda la ieșirea LNA.

Presupunând ca la borna de antenă a receptorului avem un rezistor la temperatura camerei, la ieșirea amplificatorului LNA vom avea o putere de zgomot egală cu :

$$-174\text{dBm/Hz} + 2\text{dB (NF)} + 20\text{dB (G)} = -152\text{dBm/Hz}$$

Să presupunem ca LNA-ul are același câștig și cifră de zgomot și pe frecvența imagine. Asta înseamnă ca mixerul « vede » la portul de intrare simultan două puteri de zgomot a câte -152dBm/Hz . Aceasta este echivalent cu o putere de zgomot de -149dBm/Hz și receptorul se va comporta ca și cum LNA-ul ar avea o cifra de zgomot NF de 5dB !

Soluția este simplă, la ieșirea LNA-ului trebuie plasat un filtru trece banda, care să asigure o atenuare suficientă pe frecvența imagine. Atenuarea minimă pentru acest filtru trebuie să fie mai bună decât câștigul LNA-ului.

În exemplul de mai sus am presupus câștigul LNA ca fiind același pe frecvența RF cât și pe imaginea IM. În practică câștigul LNA, și implicit puterea de zgomot la ieșire, pot fi diferite pe cele două frecvențe, funcție de caracteristicile amplificatorului și de soluția de mixaj aleasă (infradină sau supradină). O altă simplificare făcută se referă la faptul că impedanța filtrului trece banda de la intrarea LNA-ului în mod normal nu este aceeași pe frecvența RF și frecvența IM, impedanța diferită afectând atât câștigul cât și zgomotul LNA-ului pe frecvența respectivă.

15.2.2 Zgomotul cauzat de Oscilatorul Local

Izolarea între porturile mixerului este un parametru important, deseori luat în calcul numai atunci când se iau în considerație scurgerile de semnal dinspre portul LO către portul IF sau RF ca și scurgerile de semnal de la portul RF la portul IF. Cunoașterea în special a nivelului de scurgeri a LO în portul IF este esențială în calcularea filtrului necesar la ieșirea

mixerului și a preveni saturarea amplificatorului IF cu acest semnal. De obicei scurgerile de semnal din LO la portul IF sunt mult mai mari decât semnalul util RF convertit în IF.

Izolarea interport la un mixer este importanta și din considerente legate de zgomotul LO care poate afecta grav performantele mixerului. Fenomenul este de obicei întâlnit la mixerele pasive de nivel mare. Pentru a se obține performante deosebite în ceea ce privește intermodulațiile, aceste mixere necesită un nivel foarte ridicat al OL care poate ajunge până la +27dBm ! (vezi mixerul VAY-1, produs de Mini-Circuits) Nici un oscilator nu poate furniza o asemenea putere la ieșire așa încât va trebui folosit un amplificator-buffer. Buffer-ul va amplifica însă odată cu semnalul util și zgomotul de banda larga al LO. Pragul de zgomot pentru un oscilator, la distanță de câțiva MHz de purtătoare, este de ordinul a -130dBm/Hz până la -170dBm/Hz.

Să considerăm acum exemplul din figura 1, unde oscilatorul local asigură -3dBm la ieșire și cu un prag de zgomot departe de purtătoare de -170dBm/Hz (excellent !). Mixerul

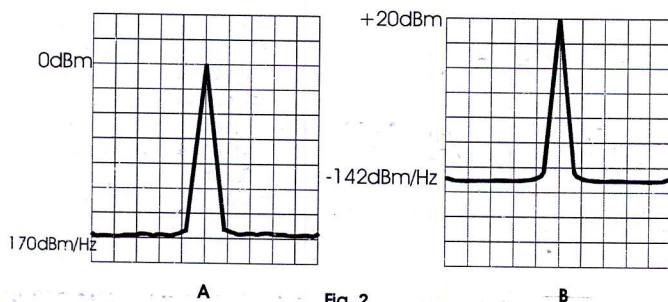


Fig. 2

folosit în exemplul de mai sus este un mixer generic, pasiv cu diode de nivel mare, ce necesită o putere la portul LO de +17dBm. Este deci necesar să se amplifice cu 20dB semnalul injectat în portul LO, pentru aceasta putându-se folosi un amplificator MMIC de nivel mare. Pentru a evita injectia de armonici cu nivel mare în mixer, amplificatorul va trebui să lucreze cât mai liniar cu putință.

Un amplificator care are P1dB cu cca. 3-5dB mai mare decât puterea necesara la ieșire va fi adecvat acestui scop. Vom considera un amplificator care are câștigul de 20dB, NF=8dB și P1dB=+21dBm în acest exemplu. În fig.2 este arătat pragul de zgomot înainte și după buffer.

Pragul de zgomot la ieșirea buffer-ului va fi :

-170dBm/Hz (prag zgomot OL) +20dB (câștigul amplificatorului)+ 8dB (cifra de zgomot a amplificatorului) =-142dBm/Hz

În figura 1 sunt arătate cele 3 cai principale prin care zgomotul aplicat la portul LO al mixerului va ajunge la ieșire (portul IF). Sa revenim la mixerul nostru generic și să definim câțiva parametri esențiali :

Câștigul G	=-8dB
Cifra de zgomot NF	=8dB
Izolarea LO-RF	=32dB
Izolarea LO-IF	=31dB
Izolarea RF-IF	=50dB

În Fig. 3 este prezentată o reprezentare grafică a modului în care zgomotul din oscilator se propagă prin mixer și apare la portul de ieșire IF, suprapunându-se cu zgomotul propriu al mixerului

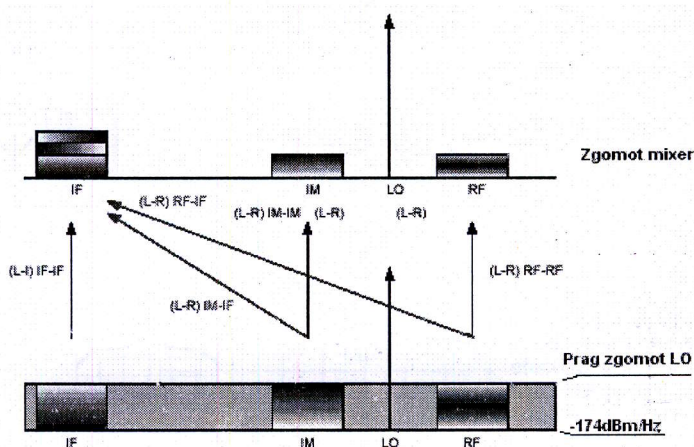


Fig. 3

Analizând figura 3, se poate observa că zgomotul din oscilator ajunge direct la portul de intrare RF precum și la cel de ieșire IF, atenuat cu valoarea izolării LO-RF, respectiv LO-IF. Se știe că pentru o frecvență dată a LO, mixerul « vede » simultan frecvența RF și imaginea IM. În acest fel, zgomotul prezent la intrarea mixerului, atât pe frecvența RF cât și pe imaginea IM sunt convertite simultan pe frecvența intermediară IF. Zgomotul ajuns la portul RF este radiat și către ieșirea LNA-ului, iar în situația în care exista o neadaptare de impedanță, o parte din energia de zgomot va fi reflectată din nou către mixer, agravând și mai mult situația.

O altă cale prin care zgomotul ajuns la portul RF este injectat către portul IF, este direct, zgomotul fiind atenuat în acest caz cu valoarea izolării RF-IF. Întrucât zgomotul injectat de LO la portul RF este deja puternic atenuat, o nouă atenuare cu încă 50 dB (valoarea izolației RF-IF) îl va face complet neglijabil.

Tabela 1

Cale propagare zgomot	Izolare mixer	Putere zgomot dBm/Hz	Putere zgomot mW
RF-RF	32	-182.0	6.310E-19
IM-IM	32	-182.0	6.310E-19
RF-IF	>50	-200.0	1.000E-20
IM-IF	>50	-200.0	1.000E-20
IF-IF>R	23	-173.0	5.012E-18
Total scurgere zgomot LO		-172.0	6.294E-18
Scurgere zgomot LO +kTB		-169.9	1.027E-17

Tabela 1 prezintă un sumar al puterii de zgomot scurse din LO la portul de intrare RF. Pentru simplitate, puterea de zgomot care ar fi apărut direct la ieșirea mixerului, pe frecvența IF, a fost raportată la intrarea RF, ținând cont de pierderile de conversie de 8 dB. Pragul de zgomot al LO considerat pentru exemplul de mai sus a fost de -150 dBm/Hz.

Consecința practică a acestei surse de zgomot este creșterea cifrei de zgomot NF a mixerului. Pentru cazul de mai sus, la calcularea zgomotului unui lanț LNA-Mixer, se intercalează la intrarea mixerului un bloc cu câștig 0dB și $NF=174-169.9=4.1\text{dB}$.

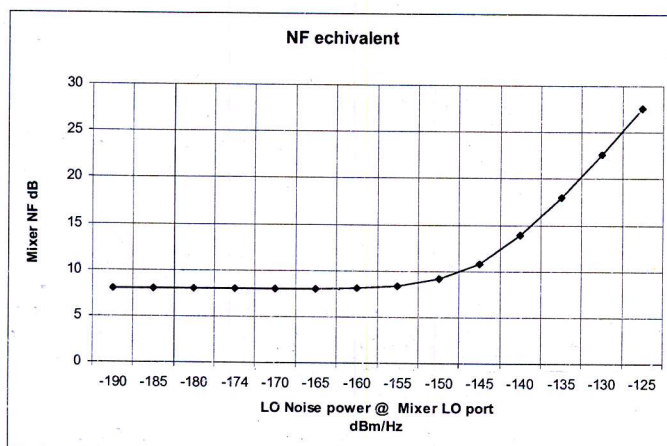


Fig. 4

Figura 4 arată modul cum zgomotul mixerului este afectat de zgomotul oscilatorului local. Se observă că pentru un prag de zgomot al LO sub -155dBm/Hz , zgomotul propriu al mixerului nu este afectat însă odată cu creșterea zgomotului LO peste -150dBm , zgomotul LO devine dominant.

Tabela 2

Etaș	Descriere	Câștig (dB)	Câștig Lin	NF (dB)	F	F cumulat	NF (dB) Cascadă	Câștig (dB) Cascadă
1		0	1.000	4.10	2.57	2.57	4.10	0.00
2	Mixer	-8	0.158	8.00	6.31	7.88	8.97	-8.00

Tabela 2 prezintă modul în care zgomotul cauzat de LO cu nivelul de -150dBm/Hz este raportat la intrarea mixerului. În acest caz cifra de zgomot a mixerului crește de la 8dB la 8.97dB.

Pentru un prag de zgomot al LO de -130dBm se ajunge la o cifră de zgomot echivalentă pentru mixer de 22.6dB !

Câteva explicații sumare despre tabelul 2 : câștigul și zgomotul sunt date atât în formă liniară cât și logaritmică.

Soluția, ca și în cazul zgomotului cauzat de frecvența imagine, este plasarea unui filtru pe semnalul aplicat portului LO. Întrucât zgomotul LO care creează probleme în acest caz este departe de purtătoare, filtrarea și atenuarea zgomotului sunt relativ ușor de realizat.

15.2.3 Zgomotul cauzat de mixarea reciprocă

Spre deosebire de celelalte două forme de zgomot induse în mixere prezentate anterior și care pot fi ușor depistate la o măsurătoare de sensibilitate a receptorului, prin faptul că cifra de zgomot este permanent afectată, zgomotul cauzat de **mixarea reciprocă** apare numai în cazul în care un semnal puternic este în vecinătatea semnalului util, fie chiar și în afara benzii de trecere a filtrului IF.

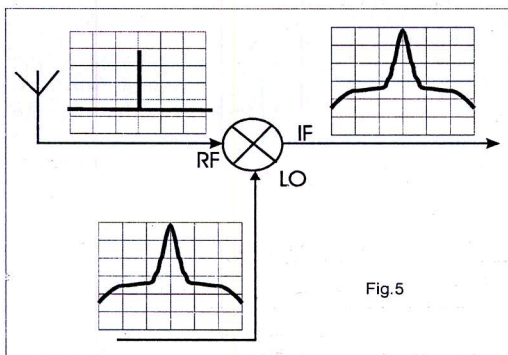


Fig.5

1,25MHz pentru un sistem CDMA.

Figura 6 arată modul în care semnalul util F1 este mascat de zgomotul LO suprapus peste semnalele parazite F2, F3 și F4.

Zgomotul produs de mixarea reciprocă se adună practic peste pragul de zgomot al receptorului. Puterea de zgomot suplimentară produsă de mixarea reciprocă se poate calcula cu formula :

$$P_a = P_c + \mathcal{E}(f)$$

Unde : P_c este puterea semnalului perturbator în dBm, iar $\mathcal{E}(f)$ este zgomotul de fază al LO la distanța f față de purtătoare

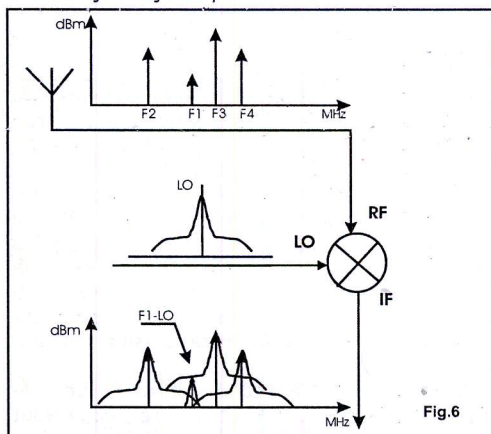


Fig.6

Exemplu : Fie un receptor cu o cifră de zgomot $NF=15dB$. Care este zgomotul echivalent al receptorului în condițiile unui semnal perturbator de $-20dBm$ știind că zgomotul de fază produs de OL la $0.1MHz$ este de $-120dBm/Hz$ ($\mathcal{E}(0.1MHz)$) ?

Pragul de zgomot pentru receptorul de mai sus este :

$$P_n = -174dBm + NF = -159dBm/Hz$$

Puterea de zgomot generată de mixarea reciprocă este :

$$P_o = -20dBm - 120dBm/Hz = -140dBm/Hz$$

Puterea sumată este :

$$P_n + P_o = -139.95dBm/Hz$$

Aceasta înseamnă un zgomot echivalent pentru receptor de :

$$NF = -174 + 139.95dBm/Hz = 34dB !$$

Dacă în cazul zgomotului cauzat de frecvența imagine sau cel cauzat de zgomotul LO la distanță mare de purtătoare, lucrurile se puteau rezolva relativ simplu prin plasarea unor filtre trece bandă, în cazul mixării reciproce problema e mult mai dificilă. Practic, sursa de semnal utilizată pentru LO trebuie să aibă un zgomot de fază suficient de mic pentru a nu perturba recepția semnalelor slabe în prezența unor interferențe puternice. Asta înseamnă un sintetizor de frecvență proiectat cu grijă, din start, pentru a asigura cerințele minime ale sistemului.

16. Măsurarea zgomotului

Există mai multe metode pentru a măsura zgomotul unui circuit electronic, fie el amplificator, mixer sau chiar un atenuator. Cea mai ușoară metodă, care dă rezultate directe, este utilizarea unui echipament specializat. Mai bine de jumătate din echipamentele de măsurare a zgomotului existente în lume sunt construite de AGILENT (fosta HP) și NOISE/COM. Probabil cel mai popular este HP-8970, care deși nu mai e fabricat demult, a fost unul dintre primele echipamente de acest gen complet automat și care a simplificat considerabil modul de măsurare a zgomotului, eliminând în mare măsură incertitudinile și erorile. HP-8970 permite citirea directă și instantanee atât a zgomotului cât și a câștigului, ceea ce permite ajustarea pe bancul de lucru a unui amplificator pentru zgomot minim în timp real. Până la apariția acestui echipament măsurătorile se făceau cu ajutorul unei surse de zgomot calibrate și a unui mW-metru, necesitând calcule și corecții ulterioare.

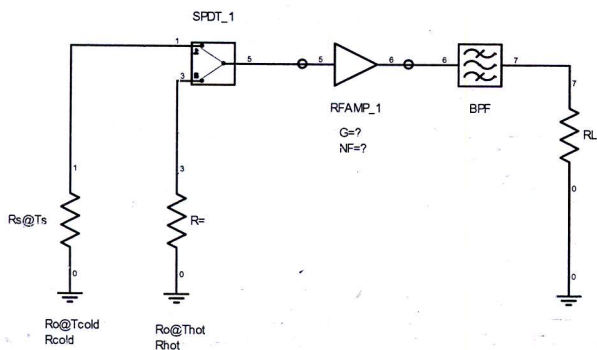


Fig.1

În figura 1 este prezentat principiul utilizat pentru măsurarea zgomotului : O sursă de zgomot care poate comuta între două temperaturi de zgomot diferite este aplicată la intrarea dispozitivului măsurat. Cele două temperaturi de zgomot sunt figurate prin rezistențele de zgomot Rcold și Rhot. Ambele rezistențe au valoarea R_o (impedanța caracteristică a sistemului). Cele două rezistențe asigură temperaturi de zgomot diferite : Rcold are temperatura de zgomot de 290K, iar Rhot are o temperatura de zgomot între 600K și 10000K. Cele două temperaturi de zgomot generate de sursa de zgomot sunt cunoscute cu mare precizie. Ieșirea dispozitivului testat este aplicată unui filtru trece bandă care dă practic banda de zgomot în care se face măsurătoarea. Banda de zgomot pentru HP 8970 este de 4MHz, însă trebuie spus că lărgimea de bandă a acestui filtru nu e esențială atâta timp cât măsurătorile se fac cu același filtru. Rezistența de sarcină R_L este folosită pentru a se măsura puterea la ieșirea dispozitivului testat.

Practic e necesară măsurarea puterii de zgomot pe rezistența R_L aplicând la intrare sursa de zgomot Rhot și apoi Rcold. Puterile de zgomot măsurate pe R_L sunt $N_{out, Hot}$, respectiv $N_{out, cold}$.

Se definește coeficientul Y ca fiind :

$$Y = \frac{N_{out, hot}}{N_{out, cold}}$$

Notă: Atenție la folosirea acestui coeficient pentru că în unele cazuri e necesară forma logaritmică (în dB) iar în altele forma liniară.

16.1 Sursa de zgomot

În trecut cele două rezistențe de zgomot R_{hot} și R_{cold} erau rezistențe de precizie cu coeficienți termici nuli și care erau încălzite sau răcite la temperaturi bine determinate. Metoda era foarte greoaie și necesita mult timp pentru « încălzirea » echipamentului. Astăzi pentru generarea zgomotului se folosește aproape exclusiv o dioda cu avalanșă. Acest tip de dioda generează un spectru de zgomot extrem de întins, de la câțiva MHz la 10-20GHz și mai mult decât atât, puterea de zgomot este relativ constantă pe întreg spectrul de frecvență. Pentru a obține starea R_{hot} , dioda este conectată la o sursă de tensiune de +28V și este deconectată pentru starea R_{cold} . În această din urmă stare, generează foarte puțin zgomot și având în vedere că urmează un atenuator pentru adaptarea impedanței, acest zgomot nu va ridica zgomotul la ieșirea atenuatorului peste 290K.

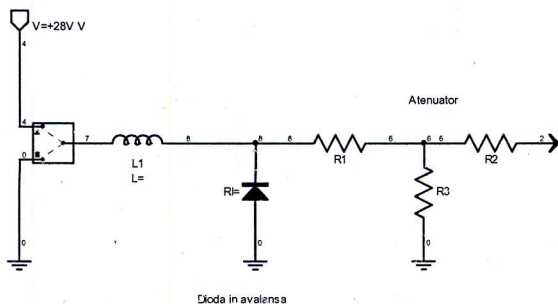


Fig.2

Figura 2 prezintă schema simplificată a unei surse de zgomot. Atenuatorul de la ieșire are rolul de a minimiza schimbarea de impedanță între cele două stări, văzută la ieșire. În plus se asigură și o adaptare adecvată a impedanțelor.

Parametrii principali pentru o sursă de zgomot sunt :

- zgomotul în exces (ENR) ce are valori uzuale de la 5 la 18dB
- coeficientul de reflexie, care este dependent de atenuatorul folosit la ieșire și care afectează implicit și puterea de zgomot ENR furnizată
- variația coeficientului de reflexie între cele două stări

Parametrul esențial este zgomotul în exces ENR și care este legat de T_{hot} , respectiv T_{cold} :

$$ENR_{dB} = 10 \log \left(\frac{T_{hot} - T_{cold}}{T_{cold}} \right)$$

Pentru $ENR=15dB \Rightarrow T_{hot} \approx 10000K$

Două surse de zgomot foarte populare sunt : HP346A cu un $ENR \approx 5dB$ și HP346B cu un $ENR \approx 15dB$. Prima sursă de zgomot este utilă pentru măsurarea amplificatoarelor cu zgomot mic (sub 3dB) în timp ce sursa 346B este folosită la măsurarea amplificatoarelor sau mixerele cu zgomot mare, în plus diferența de impedanță între cele două stări este redusă în așa fel încât amplificatorul măsurat va « simți » variații minime de impedanță între cele două stări.

O filă de calibrare ENR pentru sursă de zgomot 346A este prezentată în continuare :

Filetype ENR
 Version 1.0
 Serialnumber
 Model 346A
 Cal date
 Temperature 24C
 Humidity 40%

Frequency	ENR	Unc	Refl. Coef. ON		Refl. Coef. Off	
MHz	dB	dB	Mag	Phase Deg	Mag	Phase Deg
10	5.424	0.184	0.0025	-101.8	0.0034	-49.4
100	5.283	0.184	0.0009	-158.9	0.0021	-26.9
1000	5.047	0.153	0.0015	89.6	0.0025	-162.7
2000	5.262	0.159	0.0045	-60.5	0.0031	-60.4
3000	5.328	0.16	0.0054	-94.6	0.0086	-94.7
4000	5.384	0.151	0.0092	-114.4	0.0092	-114
5000	5.398	0.153	0.0165	-178	0.0132	-177.6
6000	5.449	0.16	0.0236	123.8	0.0236	131.6
7000	5.542	0.155	0.0244	67.9	0.0276	68.8
8000	5.63	0.178	0.0227	17.1	0.0233	9.3
9000	5.709	0.202	0.0187	-45	0.0157	-48.4
10000	5.689	0.202	0.0154	-135.4	0.0129	-127.1
11000	5.669	0.216	0.0206	124.1	0.0201	132.7
12000	5.702	0.228	0.0325	55.3	0.0353	57.8
13000	5.63	0.196	0.0445	-2.3	0.0463	-5.5
14000	5.677	0.185	0.0542	-61.5	0.0517	-63.6
15000	5.83	0.2	0.0551	-123.1	0.0529	-120.8
16000	5.978	0.222	0.0492	168.5	0.0509	171.4
17000	6.15	0.198	0.0409	90.6	0.0438	89.6
18000	5.948	0.191	0.0402	-3.5	0.0413	-6.8

- Coloana ENR reprezintă valoare raportului de zgomot în exces la diferite frecvențe.
- Coloana Unc prezintă incertitudinea de măsurare la calibrarea sursei de zgomot. Aceasta incertitudine este dată de precizia referințelor de zgomot furnizate constructorilor de echipamente de către United States National Institute of Standards and Technology (NIST) și The United Kingdom National Physics Laboratories (NPL) singurele institute din lume care asigură referințe de zgomot pentru calibrare. Temperatura la care se face calibrarea este importantă și în situația când măsurătorile se fac la o temperatură ce diferă mult de temperatura de referință, sunt necesare corecții.
- Coloanele Refl Coef On și Off dau coeficientul de reflexie pentru cele două stări ale sursei de zgomot pentru temperaturile T_{hot} respectiv T_{cold} .

O sursă profesională de zgomot, nouă, de genul 346A costă cca. 2000 USD. Se pot realiza surse de zgomot și în condiții de amator folosind diode în avalanșă însă este necesară calibrarea acestora prin comparație cu o sursă profesională.

16.2 Măsurarea temperaturii de zgomot prin metoda coeficientului Y

Temperatura de zgomot pentru un sistem dat, se determină prin aplicarea la borna de antenă a unui semnal provenit de la o sursă de zgomot calibrată. Sursa de zgomot poate injecta în receptor două puteri de zgomot cunoscute, ce vor produce puteri de ieșire diferite

la ieșirea receptorului. Atunci când temperatura de zgomot aplicată la intrare este T_{hot} , puterea de zgomot măsurată la ieșirea dispozitivului va fi:

$$N_{out,hot} = G_{p,sys} * k * [T_{hot} + T_{sys}] * B_n$$

Unde :

$G_{p,sys}$ = câștigul în putere al sistemului

T_{sys} = temperatura de zgomot a sistemului

B_n = banda de trecere a sistemului

Atunci când la intrarea dispozitivului se aplică T_{cold} , puterea de zgomot măsurată la ieșire este dată de :

$$N_{out,cold} = G_{p,sys} * k * [T_{cold} + T_{sys}] * B_n$$

Am definit anterior coeficientul Y ca fiind raportul celor două puteri măsurate la ieșirea sistemului.

$$Y = \frac{N_{out,hot}}{N_{out,cold}} = \frac{T_{hot} + T_{sys}}{T_{cold} + T_{sys}}$$

De aici rezultă :

$$T_{sys} = \frac{T_{hot} - Y T_{cold}}{Y - 1}$$

Se observă că putem măsura zgomotul fără să cunoaștem banda sistemului

Exemplu:

Se utilizează o sursă de zgomot cu $ENR = 4.7\text{dB}$ pentru a măsura cifra de zgomot a unui receptor pe 2.7GHz . Temperatura de zgomot $T_{cold} = T_o = 290\text{K}$.

Atunci când la intrarea receptorului se aplică T_{cold} , la ieșire măsurăm un nivel de -70dBm .

Când se aplică la intrare T_{hot} , la ieșirea receptorului se măsoară -68dBm .

Care e factorul de zgomot pentru acest receptor?

Se știe că:

$$ENR = 10 \log \left[\frac{T_{hot} - T_{cold}}{T_{cold}} \right]$$

$$4.7\text{dB} = 10 \log \left[\frac{T_{hot} - 290}{290} \right] \Rightarrow T_{hot} = 1150\text{K}$$

Factorul $Y = N_{out,hot} / N_{out,cold} = -68\text{dBm} - (-70\text{dBm}) = 2\text{dB} = 1.58$ (convertit în liniar)

$$\text{Acesta duce la: } T_{sys} = \frac{T_{hot} - Y T_{cold}}{Y - 1} = \frac{1150 - 1.58 * 290}{1.58 - 1} = 1192.7\text{K}$$

Factorul de zgomot pentru receptor este:

$$F_{sys} = \frac{T_{cold} + T_{sys}}{T_{cold}} = \frac{290 + 1192.7}{290} = 5.11$$

Cifra de zgomot $NF_{sys} = 10 \log F_{sys} = 7\text{dB}$

O formulă simplificată pentru calculul cifrei de zgomot când se cunoaște ENR și Y , este:

$$NF_{dB} = ENR_{dB} - 10 \log(Y - 1)$$

unde Y este raportul puterilor (nu în dB!)

În exemplul de mai sus măsurarea puterii la ieșirea receptorului trebuie făcută în mod evident cu circuitul AGC deconectat pentru a se evita orice eroare. De asemenea, trebuie avut în vedere că nivelul de zgomot să fie cu cel puțin 12dB mai mic decât pragul de

compresie a lanțului de recepție fără AGC. În caz contrar, valorile obținute pentru NF vor fi exagerat de mari.

16.3 Măsurarea cifrei de zgomot pentru un receptor folosind un generator RF

Pentru aceasta măsurătoare este nevoie de un generator RF de calitate, un mW-metru AF sau distorsiometru AF. De regulă un distorsiometru AF poate măsura direct raportul semnal zgomot pentru un semnal AF așa încât se simplifică măsurătoarea.

Se injectează la borna de antenă a receptorului un semnal din generatorul RF, începând cu nivele de putere aflate la limita de jos a generatorului. Se crește nivelul de putere injectată până când la ieșire se obține un raport semnal/zgomot (S/N) prestabilit (de regula 10dB). Se citește nivelul semnalului injectat din generator și se aplica formula :

$$S_i = NF + n_0 + S/N$$

Unde : S_i = Semnalul injectat din generator în dBm

NF = Cifra de zgomot a receptorului

n_0 = Puterea de zgomot termică a receptorului în dBm

S/N = Raportul semnal zgomot la ieșire în dB

Puterea de zgomot într-o bandă de frecvență dată se determină cu formula:

$$n_0 = 10 \log_{10} \frac{kTB}{10^{-3}} \text{ (dBm)}$$

Unde: $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$

T = temperatura ambiantă în Kelvin

B = Banda de trecere a sistemului în Hz (selectivitatea)

Exemplu: Să se calculeze cifra de zgomot pentru un receptor știind că pentru a se obține la ieșire un raport S/N=10dB, e necesar să se injecteze la borna de antenă un semnal de -113dBm (cca. 0.5μV). Se știe că selectivitatea receptorului este de 2.35KHz (tipic pentru SSB).

Puterea de zgomot într-o bandă de 2.35KHz va fi :

$$n_0 = 10 \log \frac{1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 290 \cdot 2350}{10^{-3}} = -140.22 \text{ dBm}$$

Se observă că acesta ar fi pragul de zgomot pentru un receptor fără zgomot propriu

Cifra de zgomot NF va fi :

$$NF = S_i - n_0 - S/N = -113 + 140.22 - 10 = 17.22 \text{ dB}$$

Aceasta este o cifră de zgomot tipică pentru un receptor US în mod SSB. Se observă dependența pragului de zgomot al receptorului de banda de trecere. Metoda aceasta de măsură nu este utilă pentru măsurarea cifrelor de zgomot mai joase de 2-3dB datorită erorilor cauzate de temperatura de zgomot a generatorului.

16.4 Măsurarea cifrei de zgomot cu ajutorul analizorului de spectru

Unele analizoare de spectru moderne pot măsura direct câștigul și cifra de zgomot pentru un amplificator RF, cu unele limitări referitoare la nivelul minim al zgomotului măsurat și câștigul minim pe care trebuie să-l aibă amplificatorul. Marea majoritate a analizoarelor de spectru existente în uz la ora actuală nu oferă aceasta posibilitate de măsurare directă a zgomotului însă în mod indirect este posibilă măsurarea zgomotului cu orice analizor. Pentru rezultate optime raportul RBW (Resolution Bandwidth) la VBW (Video Bandwidth) trebuie să fie 1/3.

Se determină inițial câștigul amplificatorului. Se plasează o rezistență de 50Ω la intrarea amplificatorului și se cuplează ieșirea amplificatorului la analizorul de spectru. Se măsoară pragul de zgomot rezultat și se aplica formula :

$$NF = P_{NOUTD} + 174 \text{ dBm/Hz} - \text{Gain}$$

Unde P_{NOUTD} = puterea de zgomot măsurată cu analizorul de spectru în dBm/Hz

Gain = câștigul amplificatorului

-174dBm/Hz pragul absolut de zgomot la temperatura de 290°K

Exemplu : Sa se determine cifra de zgomot NF cu analizorul de spectru cunoscând câștigul amplificatorului care este de 80dB iar puterea de zgomot măsurată la ieșirea amplificatorului este de -90dBm/Hz.
 $NF = -90\text{dBm/Hz} + 174\text{dBm/Hz} - 80\text{dB} = 4\text{dB}$

Metoda are limitări legate de pragul de zgomot minim măsurabil cu analizorul de spectru, în situația în care câștigul amplificatorului sau zgomotul nu sunt suficiente pentru a produce la ieșire o putere de zgomot suficientă. Se poate recurge în caz de nevoie la un preamplificator extern cu zgomot mic plasat la intrarea analizorului. Zgomotul acestui preamplificator trebuie să fie comparabil cu zgomotul amplificatorului pe care dorim să-l măsurăm pentru a nu apare erori de măsură. Eventual pentru corecție se poate ține cont de formula zgomotului în amplificatoare în cascadă
 Erorile de măsură utilizând aceasta metodă, sunt acceptabile pentru amplificatoare cu NF mai mare de 2dB.

O metodă indirectă de măsură a cifrei de zgomot pentru un LNA, având numai sursa de zgomot și un mW-metru AF, necesită un receptor capabil să funcționeze pe aceeași frecvență cu LNA-ul. Cifra de zgomot pentru receptor trebuie cunoscută, în plus trebuind făcute un număr de calcule pentru a vedea dacă nu e necesară intercalarea unui atenuator între LNA și receptor, în scopul obținerii acurateței maxime.

De menționat că la analizoarele de spectru mai vechi, fără procesare DSP, atunci când se măsoară zgomot, este necesar să se folosească un coeficient de corecție de 2.5dB, din cauza modului în care răspunde circuitul intern de demodulare-detectie la zgomot.

16.5 Metoda surselor de zgomot stelare

O altă metodă de verificare a cifrei de zgomot pentru un receptor în domeniul microundelor recurge la recepția unor semnale de zgomot produse de surse astrale cunoscute. Metoda este utilizată pentru sistemele de recepție satelit, atunci când se dispune de o antenă cu câștig mare, foarte directivă și cu temperatură de zgomot redusă. Pentru T_{cold} se orientează antena spre o zonă de cer cu aglomerare stelară redusă, iar pentru T_{hot} se poate folosi orice sursă stelară cunoscută cu precizie. Stelele emit în mod constant zgomot și astronomii au catalogat de mult aceste radiosurse. Evident trebuie făcute corecții funcție de frecvență, absorbția atmosferică și locație, însă rezultatele obținute sunt de regula suficient de precise. Acesta metoda este o variantă a metodei coeficientului Y descrisă anterior.

Metodele de măsură a zgomotului au fiecare avantaje și dezavantaje, funcție de ceea ce dorim să măsurăm.

Pentru un receptor, cel mai ușor este să se utilizeze un generator RF, acuratețea rezultatului fiind suficient de bună.

Atunci când se măsoară temperatura de zgomot sau cifra de zgomot pentru un LNA, lucrurile sunt un pic mai complicate, dat fiind amplificarea redusă a LNA-ului și implicit dificultatea măsurării puterii de zgomot la ieșire cu un mW-metru RF. În această situație utilizarea unui Noise Figure Meter precum HP-8970 este de mare ajutor pentru că permite citirea directă a zgomotului pentru un LNA ca și câștigul acestuia. În acest fel optimizarea LNA-ului pe bancul de lucru se poate face mult mai ușor. Metoda coeficientului Y este foarte precisă și se poate utiliza dacă se dispune măcar de o sursă de zgomot. Analizorul de spectru poate fi folosit numai în condițiile amintite.

Bibliografie comună pentru capitolele 14, 15 și 16:

1. Stephen Maas Noise in Linear and Nonlinear Circuits Artech House 2005
2. K. McClaning, T. Vito Radio Receiver Design Noble Publishing 2000
3. W. Sabin, E. Schoenike HF Radio Systems & Circuits Noble Publishing 1998
4. Ulrich Rohde Communications Receivers McGraw-Hill 2001
5. P. Vizmuller RF Design Guide Artech House 1995
6. J. Devoldere Low Band Dxing ARRL 2005
7. Guillermo Gonzales Microwave Transistor Amplifiers Prentice Hall 1997
8. Paul Wade Microwave Antenna Book Online 1999
9. Paul Wade Noise Measurement and Generation QEX Nov 1996
10. D.B. Lesson Antenna and Receiver Noise 2002
11. RF RFIC Microwave Theory Design Noise Tutorial www.rfic.co.uk
12. Gert Cuyppers Noise in Satellite Links Belgian Microwave Round Table 2001
13. P. Robbins Looking Into Noise-Figure Measurement Uncertainty EE/Nov 2004
14. P. Robbins Using Noise for Receiver Built-in-Test Applications Microwave Journal Feb/2004
15. L. Cupido Automatic Noise Figure Measurement and Gain with a Spectrum Analyser
16. Crawford Hill Archives AN20 Method For Estimating Receiver Noise Temperature
17. Crawford Hill Archives AN11 Use of Solar Noise in EME-Systems Evaluation
18. R. Bertelsmaier Performance Evaluation for EME-Systems Dubus 3/92
19. J. Randa Thermal Noise Measurements NIST 2003
20. T.Y. Otoshi Antenna System Noise Temperature... IPN Progress Report 2002
21. Fortner Phys 375- Laboratory Electronics I 4.2 Noise
22. R. Poore Noise in Ring Topology Mixers Agilent EE-Soft 2003
23. J Phillips Noise in Mixers, Oscillators, Samplers and Logic Cadence Design 2001
24. D. Leenaerts 1/f Noise in CMOS Mixers for Zero IF Receivers ESSCIRC 2001
25. ***** Agilent Technologies Noise Figure Measurement Accuracy – The Y-Factor Method AN-57-2
26. ***** Noise/Com Improving Noise Figure Measurement AN121
27. ***** Noise/Com Noise Basics "What is Noise"
28. ***** Maury Microwave Corp Noise Theory Of Noise Measurement
29. ***** Maxim/Dallas AN 2875 Three methods of Noise Figure Measurement
30. ***** Maxim/Dallas AN 2632 Wideband LO Noise in Passive TX-RX Mixers
31. ***** ARRL Handbook 2007
32. ***** ARRL Antenna Book 2005
33. ***** DUBUS Technik V DUBUS Verlag 1998

17. Parametrii principali ai radioreceptoarelor

Există un număr destul de mare de parametri care sunt folosiți pentru a caracteriza performanțele unui receptor. Atunci când se urmăresc performanțe extreme, probabil parametrul care caracterizează cel mai bine un receptor este gama dinamică, respectiv abilitatea de a recepționa semnale cu puteri de la nivelul pragului de zgomot până la puteri ce determină saturarea receptorului. Pentru multe din măsurătorile ce se fac pe receptoare există standarde, care descriu exact procedurile utilizate și cum se interpretează datele. Măsurarea gamei dinamice a unui receptor pentru unde scurte nu este însă standardizată ca și modul cum se măsoară intermodulațiile, motiv pentru care este dificil de comparat două receptoare produse de firme diferite, cu atât mai mult cu cât din rațiuni comerciale firmele tind să modifice procedurile de măsurare cu scopul evident de a obține o "image" mai bună în raport cu competitorii. Practica este atât de înrădăcinată încât cumpărătorii se bazează deseori mai mult pe rezultatele măsurătorilor făcute de laboratoare independente decât pe specificațiile de firmă. (vezi măsurătorile făcute de ARRL și WRTN Nederland).

Și pentru că menționam despre reglemente în acest domeniu, trebuie menționat că de regulă standardele acordă atenție maxima emițătoarelor și mai puțin receptoarelor. În Europa standardele naționale în domeniu au fost progresiv retrase după formarea ETSI (European Telecommunication Standards Institute) care a devenit principala autoritate în domeniu la nivel european. Materialul disponibil de pe website-ul **www.etsi.org** este deosebit de vast, accesul e liber, deși e necesară înregistrarea utilizatorului. Unele din aceste standarde sunt deosebit de voluminoase, însă nici unul nu rivalizează nici măcar de departe cu cele cca. 8000 de pagini ale specificațiilor GSM....

Din multitudinea de clasificări ai importanței parametrilor receptoarelor, personal am găsit ca fiind cea mai logică, clasificarea făcută de R. E. Watson de la WJ Communication.

El împarte parametrii în:

- Parametrii primari
- Parametrii secundari

Parametrii primari sunt parametrii esențiali în caracterizarea unui receptor, în timp ce parametrii secundari, deși utili, pot fi deduși din parametrii principali.

Parametrii principali care afectează gama dinamică a unui receptor sunt:

- Cifra de zgomot (NF)
- Nivelul distorsiunilor:
 - Punctul de compresie la 1dB
 - Punctul de interceptie de ordinul 3 (IP3)
 - Punctul de interceptie de ordinul 2 (IP2)
 - Nivelul semnalelor parazite interne
- Banda de trecere (selectivitatea)
- Zgomotul de fază

Parametrii secundari, așa cum menționam deja, se pot deduce din parametrii principali, însă prezența lor dă o descriere mai completă a performanțelor unui receptor. Parametrii secundari sunt:

- Sensibilitatea
- Alte tipuri de distorsiuni:
 - Modulația încrucișată
 - Intermodulații
 - Mixarea reciprocă

Sa vedem pe rând ce sunt acești parametri:

17.1 Cifra de zgomot

Zgomotul este unul din cei mai importanți parametri într-un receptor. De nivelul de zgomot este legată în mod direct sensibilitatea și gama dinamică a unui receptor. O descriere simplistă a zgomotului ar fi, măsura în care un semnal este degradat din punct de vedere al

raportului semnal-zgomot, la trecerea prin etajele receptorului. Cifra de zgomot a unui receptor se exprimă în dB sau în temperatură de zgomot și poate avea valori foarte diverse funcție de banda de frecvență în care funcționează receptorul sau destinația acestuia. Cifra de zgomot exprimată în dB este de fapt puterea de zgomot echivalentă a receptorului raportată la -174dBm/Hz . Se pot întâlni valori pentru cifra de zgomot de la 0.2dB pentru un receptor satelit în banda L, S sau C (sau chiar mai joase pentru aplicații în astronomie unde LNA-ul este răcit la temperaturi foarte joase), la $12\text{--}18\text{dB}$ pentru un receptor US sau 30dB pentru un receptor pe unde medii!

De cifra de zgomot este legat și pragul de zgomot al unui receptor, mărime ce afectează semnalul minim discernabil la recepție. Să mai amintim ca atunci când zgomotul este exprimat ca o putere de zgomot, se face totdeauna referire la banda de frecvență în care se măsoară puterea respectivă de zgomot. În mod logic, cu cât banda de frecvență luată în considerare este mai mare, și puterea de zgomot crește. Pentru simplificare la multe măsurători se recurge la normarea zgomotului pe o bandă de 1Hz . Uneori se folosește și noțiunea de densitate de putere de zgomot pe o bandă de frecvență dată.

Și pentru că am amintit că puterea de zgomot depinde de banda de frecvență, de aici rezultă și sensibilitățile diferite ale unui radioreceptor pentru diverse moduri de lucru ce utilizează selectivități diferite!

Zgomotul este un fenomen complex, cu efecte ce nu sunt totdeauna ușor de înțeles, motiv pentru care am dedicat un capitol aparte pentru tratarea problemelor legate de zgomot.

17.2 Distorsiuni produse de etajele radioreceptoarelor

Amplificatoarele cât și mixerele nu sunt elemente perfect liniare decât între anumite limite. Odată depășite limitele în care comportarea blocului funcțional poate fi descrisă printr-o funcție liniară, se produc distorsiuni de amplitudine.

În mod ideal, dacă presupunem un amplificator cu un factor de amplificare A , atunci când la intrare se aplică un semnal B , la ieșire ar trebui să avem un semnal $C=A \cdot B$. Relația așa cum este scrisă este una liniară și ar fi adevărată în condițiile unor componente ideale. În practică, apar neliniaritățile și la ieșirea amplificatorului vor apare și alte componente în afară de cea prevăzută mai sus. Deci $C=A \cdot B + B^2 D + B^3 E, \dots$ altfel spus la ieșire apar și armonicele semnalului aplicat la intrare, cu ponderile $D, E, \dots$. Cu cât neliniaritatea caracteristicii amplificatorului este mai mare, cu atât ponderile armonicilor vor fi mai mari. Modul în care un semnal sinusoidal este afectat de distorsiune, duce la o anumită pondere a armonicilor pare în raport cu cele impare. Acest tip de distorsiune se mai numește și distorsiune armonică, fiind mai deranjantă în etajele de AF, în RF armonicile putând fi destul de ușor filtrate.

Un alt tip de distorsiuni apare în situația prezenței simultane la intrarea amplificatorului a două sau mai multe semnale. Dacă presupunem semnalele f_1 și f_2 , decalate în frecvență, datorită neliniarității amplificatorului se poate produce un mixaj între cele două frecvențe, rezultând o nouă componentă $f_3=f_1+f_2$. Acest gen de distorsiune se numește intermodulație de ordinul 2.

Intermodulațiile de ordinul 3 sunt cauzate de mixarea parazită a semnalului f_1 cu armonica a doua a semnalului f_2 , $f_3=f_1+f_2$. Există și intermodulații de ordinul 4 ($f_3=3f_1+f_2$) sau chiar 5 ($f_3=3f_1+f_2$) însă acestea au de regulă, pondere mai mică și nu sunt semnificative.

Modulația încrucișată reprezintă un alt tip de distorsiune. Acest tip de distorsiune se produce atunci când modulația de amplitudine a unui semnal se transmite altui semnal cu frecvență apropiată. Acest tip de distorsiune se întâlnește frecvent în sistemele de televiziune prin cablu, unde pot apare suprapuneri de imagine de la canale apropiate.

Toate tranzistoarele au o zonă de operare aproximativ liniară, în care semnalele sunt puțin distorsionate. Mărimea zonei liniare depinde de tipul tranzistorului, dar în primul rând de curentul maxim de colector suportat. Rezultă de aici că prin utilizarea unui tranzistor de putere mai mare, zona de operare liniară se poate extinde.

Depășirea acestei zone (cu semnale de amplitudine mai mare), duce la creșterea rapidă a distorsiunilor.

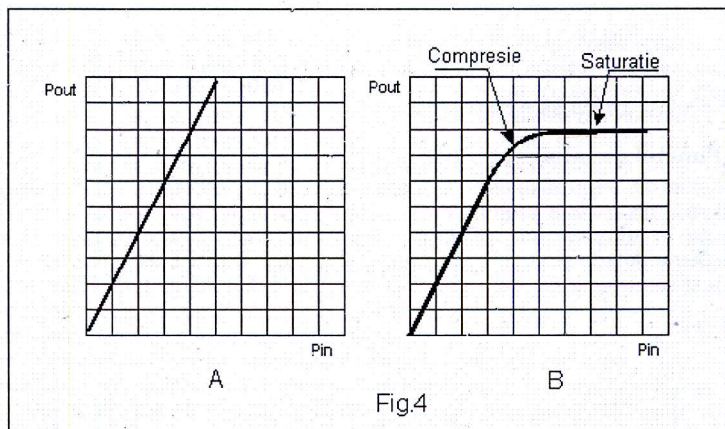
Trebuie reținut că toate tranzistoarele, diodele, tuburile electronice și bobinele cu miez de ferită produc distorsiuni. Evident, trebuie luate toate măsurile posibile pentru

minimizarea distorsiunilor de orice fel. Există un număr de căi prin care distorsiunile produse pot fi aduse la valori acceptabile:

- Utilizarea unui tranzistor capabil să lucreze cu curenți mai mari, chiar cu riscul încălzirii acestuia. Din păcate, aceasta duce la creștere zgomotului generat, ca și a puterii consumate.
- Reducerea nivelului semnalului de RF ce se aplică la intrare poate fi o soluție de a păstra funcționarea etajului în zona liniară. (utilizarea unui atenuator)
- Utilizarea unei amplificări mai mici pe lanțul de semnal mic. Este o metodă ce nu se poate utiliza totdeauna.
- Utilizarea reacției negative este probabil cea mai sigură metodă de reducere a distorsiunilor, cu utilizare facilă și cu rezultate certe în orice situație.
- Utilizarea unor circuite selective la intrare poate reduce amplitudinea semnalelor perturbatoare care determină intermodulații.
- Utilizarea amplificatoarelor în push-pull duce la reducerea drastică a distorsiunilor de ordin par.
- Utilizarea amplificatoarelor în cuadratură duce la reducerea drastică a distorsiunilor de ordin impar.
- Utilizarea unor circuite de absorbție a armonicilor (diplexere) la ieșirea amplificatoarelor sau mixerelor.

17.2.1 Punctul de compresie la 1dB

Caracteristica unui amplificator ideal este prezentată în fig.4A un amplificator real având însă o caracteristică ca cea din fig.4B. Se observă că prin creșterea puterii injectate la



intrare, puterea de ieșire nu mai crește liniar, apărând inițial o compresie a semnalului și apoi, odată cu intrarea în saturatie, limitarea semnalului.

Momentul apariției compresiei este momentul în care are loc o creștere accentuată a distorsiunilor de toate tipurile, deci inclusiv a distorsiunilor de intermodulație (notate în continuare IMD).

Punctul de compresie reprezintă nivelul de semnal aplicat la intrarea circuitului pentru care la ieșire apare o diferență de 1dB față de caracteristica liniară, motiv pentru care se mai utilizează și formularea: punct de compresie la 1dB.

Atunci când se vorbește de punct de compresie la radioreceptoare, în general există două tipuri de compresie:

- Compresia cauzată de însăși semnalul dorit, care este deosebit de puternic
- Compresia cauzată de un semnal util slab, de către un semnal parazit deosebit de puternic, aflat în banda de frecvență a amplificatorului RF sau mixerului.

Măsurarea punctului de compresie pentru un receptor se poate face prin injectarea unui semnal la borna de antenă, cu putere din ce în ce mai mare până când la ieșire, puterea nu mai crește liniar. În acest caz, este necesară blocarea circuitului AGC, pentru a nu afecta rezultatele măsurătorii.

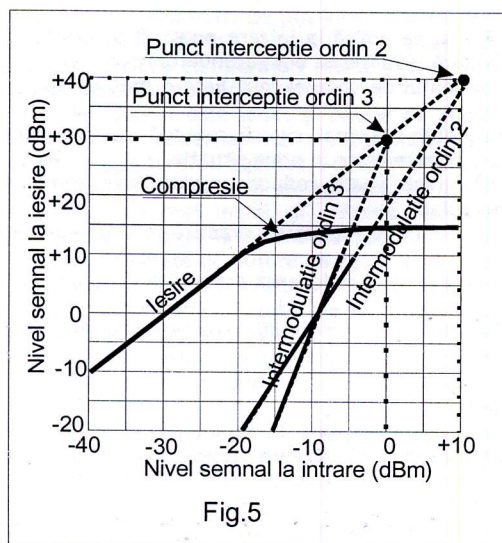


Fig.5

O altă metoda de măsură, utilizează un semnal util slab, ce produce la ieșirea receptorului un SNR de 10dB. Se injectează apoi în paralel, un al doilea semnal (de obicei la 100KHz distanță) și se crește puterea semnalului până când SNR-ul semnalului util scade cu 1dB. Semnalul perturbator în acest caz se mai numește și semnal de blocare, iar nivelul de putere la care se produce degradarea cu 1dB a raportului semnal / zgomot se numește nivel de desensibilizare. Acest parametru este deosebit de important pentru sistemele de comunicație ce lucrează în mod duplex, în care semnalul propriului emițător poate bloca receptorul. Acest tip de desensibilizare a receptorului nu trebuie confundată cu desensibilizarea cauzată de pragul de zgomot al emițătorului în banda de recepție. Deși în acest din urma caz

efectul este același, cauza este complet diferită.

17.2.2 Punctul de interceptie IP2 și IP3

Distorsiunile de intermodulație se măsoară în dB și reprezintă atenuarea la ieșirea amplificatorului sau mixerului a produselor false apărute, raportat la nivelul a două semnale de test aplicate la intrarea mixerului, pe două frecvențe diferite. Cele mai frecvente distorsiuni de intermodulație sunt cele de ordinul 3 (IMD₃) cauzate de interacțiunea dintre un semnal de test și armonica a doua a celui alt semnal. Distorsiunile de intermodulație de ordinul 2 (IMD₂) sunt cauzate de mixarea parazită între ele a două semnale, care generează produse de intermodulație egale cu suma și diferența acestora. IMD₂ 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.

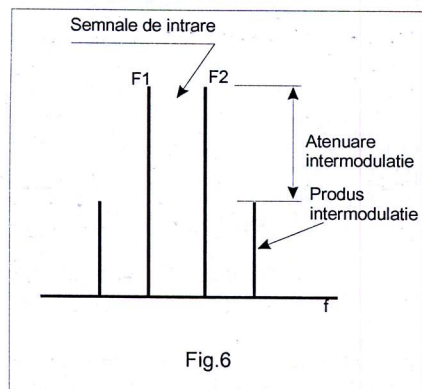


Fig.6

Din analiza fig.5 rezultă modul în care se determină IP3 sau IP2, prin extrapolarea funcționării circuitului în domeniul liniar (nivelul

punctului de interceptie este mult mai mare decât punctul de compresie și saturație). Se observă că pentru o creștere a semnalelor aplicate la intrare de 10dB, se produce o creștere a produselor de intermodulație de ordinul 3, cu 30dB. Putem deci spune că panta IMD₃ este de 3, deci la o creștere cu 1 dB a semnalelor de intrare, produsul de intermodulație crește cu

3dB. Analog pentru IMD_2 , panta este 2, la o creștere a semnalelor de intrare de 1dB corespunzând o creștere a produsului de intermodulație cu 2dB. În fig.6 se poate observa distribuția spectrală a intermodulațiilor. Se observă cele două produse de intermodulație (care în practică nu sunt egale).

De regulă, se folosește noțiunea de punct de interceptie la intrare, dar dacă se adaugă câștigul amplificatorului sau mixerului, se poate folosi și noțiunea de punct de interceptie la ieșire. De regulă la receptoare se folosește noțiunea de IP la intrare, în timp ce pentru emițătoare se folosește IP la ieșire.

Pentru calculul punctului de interceptie este necesar să se cunoască mărimea semnalelor ce se aplică la intrarea circuitului măsurat, precum și mărimea produselor de intermodulație care rezultă.

Calculul punctului de interceptie se face ușor cu ajutorul relației:

$$IP_n = \frac{n \cdot P_A - P_{IM_n}}{n-1}, \text{ [dBm]}$$

unde n este ordinul produsului de intermodulație,

P_A este puterea în dBm a semnalului de intrare,

iar P_{IM} este puterea în dBm a produsului de intermodulație de ordinul n .

De aici rezultă:

$$IP_2 = \frac{2P_A - P_{IM2}}{2-1}$$

$$IP_3 = \frac{3P_A - P_{IM3}}{3-1}$$

Mecanismul intim de producere al intermodulațiilor în tranzistoare este destul de complex. Cea mai mare parte a neliniarităților la un tranzistor bipolar sunt cauzate de variația dinamică a amplificării cu excursia de semnal (creșterea și descreșterea pe sinusoidă). Acesta produce distorsiunile armonice și distorsiunile de intermodulație de ordinul 2. Distorsiunile de intermodulație de ordinul 3 sau mai mari sunt produse de neliniaritățile joncțiunilor. Capacitățile joncțiunilor sunt dependente de tensiunea de lucru, dar și de nivelul semnalului injectat. Capacitatea bază colector este sursa principală de intermodulații la un tranzistor. Tensiunea de colector variază odată cu semnalul, deci și capacitatea va varia în același mod, această capacitate "modulată" producând intermodulații. Capacitățile bază-emitor și colector-emitor nu ridică probleme din acest punct de vedere, joncțiunile fiind în conducție, spre deosebire de joncțiunea colector bază care este polarizată invers (efect de varactor). Acest fenomen este comun pentru tranzistorii bipolari și FET, cu observația că la FET-uri mai vechi gen J310, sub tensiunea de 6V fenomenul este deosebit de pregnant, la tensiuni mai mari fiind de regulă mai redus decât la bipolari. De altfel, caracteristica pătratică a FET-urilor tinde să reducă distorsiunile de intermodulație. Tranzistoarele moderne de înaltă frecvență fie ele bipolare cu siliciu sau siliciu-germaniu precum și FET-urile cu Galiu-Arseniu pot lucra la tensiuni foarte joase (cca. 2V) fără degradarea parametrilor de intermodulație. (vezi GaAs FET-ul ATF54143 ce poate lucra la 2V/50mA)

Problema distorsiunilor de intermodulație și a liniarității este mai gravă în cazul tranzistoarelor de putere de emisie. Unele tipuri de sisteme de comunicații, au cerințe deosebit de severe în privința intermodulațiilor. Pentru sistemul GSM nu sunt probleme mari legate de linearitate datorită raportului redus între puterea de vârf și puterea medie, însă lucrurile stau diferit pentru W-CDMA sau UMTS unde raportul putere medie-putere efectivă este de peste 10dB. Se pot întâlni astfel tranzistori optimizați pentru P1dB maxim sau pentru IP3 maxim.

Există o relație directă între curentul consumat de tranzistor și performanțele la intermodulații. Dacă pentru un echipament staționar consumul de putere nu este o problemă, la un echipament mobil consumul de putere este un parametru critic și în consecință se recurge la optimizarea cu grijă a parametrilor de intermodulație fără sacrificarea eficienței energetice.

Soluțiile prezentate anterior pentru reducerea distorsiunilor sunt efective pentru orice tip de distorsiune, deci și pentru intermodulații. O soluție care merită toată atenția este însă,

reacția negativă. În capitolul despre amplificatoare de RF sunt prezentate câteva metode de implementare a reacției negative în structuri deosebit de performante. Literatura de specialitate prezintă ca elemente de referință realizările lui David Norton și Allen Podell care au brevetat cu peste 25 de ani în urmă (deci patentele sunt acum expirate) mai multe soluții de utilizare a reacției negative cu transformatoare de RF cu trei înfășurări. Este vorba de patentele S.U.A. 3426298, 3624536, 3891934.

Reducerea intermodulațiilor se mai poate face, lucrând cu impedanțe foarte joase (deci reducând tensiunea semnalului de intrare, dar păstrând puterea acestuia intactă) și prin utilizarea unor impedanțe de sarcină adaptate (preferabil cu caracter rezistiv).

17.2.3 Nivelul semnalelor parazite interne

Semnalele parazite interne, degradează pragul de zgomot al receptorului și în consecință afectează valoarea semnalului minim discernabil. Severitatea problemei este dată atât de numărul de semnale parazite cât și de amplitudinea acestora. Nivelul produselor parazite se poate minimiza prin alegerea judicioasă a planului de frecvență al receptorului, precum și ecranarea eficientă a circuitelor. Receptoarele moderne folosesc sinteza de frecvență, metodă foarte comodă și eficientă, însă susceptibilă la generarea de semnale parazite multiple. Circuitele DDS sunt notorii pentru comportamentul lor eratic în privința generării de semnale parazite. Semnalul util poate fi "perfect curat" pe o bandă de frecvență, pentru ca apoi la o modificare minoră de frecvență să apară semnale parazite. Nici sintezele de frecvență fracționare nu sunt lipsite de probleme, "integer boundary spurious" fiind problema cea mai cunoscută (însă cel puțin în acest caz frecvențele cu probleme pot fi prezise cu precizie).

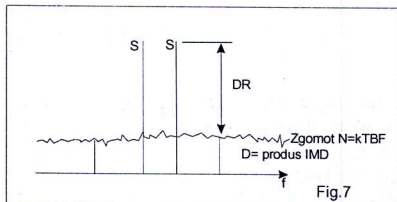
Singura modalitate de testare a receptorului în acest caz rămâne acordul pe fiecare canal în parte și verificarea la ieșirea receptorului. Verificarea se face într-o cameră ecranată, iar borna de antenă a receptorului se conectează pe o rezistență de 50 ohmi ecranată. Pentru un receptor US ce acoperă 30MHz, la o banda de trecere de 2.35KHz, înseamnă peste 12000 de frecvențe diferite de test. În trecut acest test era realizat în întregime manual, și era un lucru obișnuit să dureze câteva zile. Actualmente verificările de acest gen se fac automat și durează câteva ore. Acest gen de test nu se face pe fiecare receptor în parte ci doar în faza inițială de caracterizare și omologare.

17.3 Sensibilitatea, gama dinamică și zgomotul de fază

Sensibilitatea receptorului este un parametru ce descrie capacitatea unui receptor de a discerne semnale de nivel redus. Există mai multe metode de a determina sensibilitatea unui receptor. Standardele internaționale pentru măsurători (CEI 315) prevădând măsurarea sensibilității pentru un anumit raport semnal-zgomot. Unii fabricanți și teoreticieni preferă măsurarea semnalului minim discernabil. Indiferent de metoda de măsură, toate metodele se raportează la nivelul de zgomot al receptorului.

Presupunând cifra de zgomot NF în dB, atunci sensibilitatea receptorului este egală cu nivelul semnalului injectat la intrare ce produce o creștere a semnalului la ieșire (semnal util + zgomot) cu 10dB (pentru unele tipuri de emisiuni se măsoară la 20 sau 26dB). Altfel spus se obține un raport semnal zgomot (SNR) de 10dB.

Pragul absolut de zgomot este -174dBm/Hz.



Din acestea putem deduce sensibilitatea unui receptor:

$$S(\text{dBm}) = -174\text{dBm} + 10\text{dB} + \text{NF}(\text{dB}) + 10\log(B)$$

unde B este selectivitatea receptorului.

De aici rezultă că pragul de zgomot este cu 10dB sub valoarea sensibilității determinate mai sus.

$$\text{Prag zg.} = -174\text{dBm} + 10\log(B) + \text{NF}$$

Nivelul semnalului ce se aplică la intrare, care este egal cu pragul de zgomot, se mai numește și semnalul minim discernabil (MDS).

Gama dinamică sau dinamica, reprezintă capacitatea unui receptor de a funcționa corect, cu semnale cuprinse între pragul minim discernabil și valoarea semnalului aplicat la

intrare ce determină apariția de intermodulații peste pragul de zgomot. Acest mod de a determina gama dinamică se mai numește și **gama dinamică limitată de intermodulații**.

Fig. 7 ilustrează grafic gama dinamică (DR). Calculul gamei dinamice se face egalând nivelul produsului de intermodulații cu pragul de zgomot.

$$IP_3 = \frac{3S - D}{2} = 1.5S - 0.5D$$

$$D = NF = 10 \log(kTBF)$$

$1.5S = IP_3 + 0.5NF$, de aici rezultă:

$$DR = S - N = 0.67(IP_3 - NF) = 0.67(IP_3 - 10 \log(kTBF))$$

Gama dinamică raportată la IP se poate deci scrie ca:

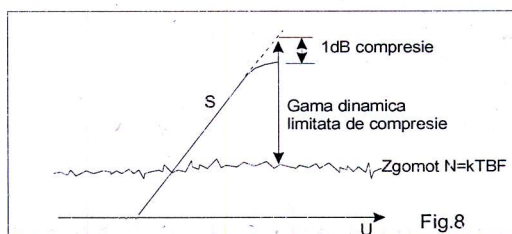
$$DR = \frac{2}{3}(IP_3 - NF)$$

Presupunem un caz real, un receptor care are un $IP_3 = +10\text{dB}$, $NF = 6\text{dB}$ și o bandă de 1000Hz . Calculând gama dinamică DR:

$$DR = 0.67(IP_3 - NF)$$

$$DR = 0.67(10 - (-174 + 10 \log(1000) + 6)) = 99\text{dB}$$

Uneori se mai folosește și noțiunea de gamă dinamică limitată de compresia la 1dB , situație prezentată în fig.8.

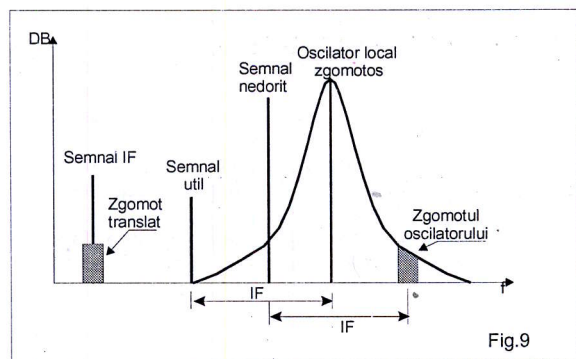


Practic, la un receptor gama dinamică este identică cu zona în care receptorul funcționează liniar.

Zgomotul de fază nu este de regulă, printre parametrii specificați la un receptor, fiind un parametru al oscilatorului local (sau VCO-ului). Cu toate acestea, datorită efectelor foarte neplăcute pe care le produce, trebuie cunoscut cel puțin în faza de proiectare. De altfel, luarea în considerație a

zgomotului de fază s-a făcut abia când sensibilitatea și selectivitatea receptoarelor au ajuns la valori considerate extreme cu un număr de ani în urmă, dar care astăzi au devenit curente.

Unul dintre cele mai neplăcute efecte ale zgomotului de fază îl constituie mixarea reciprocă. Mixarea reciprocă, în ciuda denumirii, nu este un fenomen datorat mixerului ci



zgomotului de fază al oscilatorului local. În fig. 9 este prezentat modul în care zgomotul de fază al oscilatorului interacționează cu un semnal puternic aflat în afara canalului recepționat și care duce la creșterea nivelului de zgomot suprapus peste semnalul util în lanțul de IF. Practic, din cauza zgomotului mare al oscilatorului local se ajunge la degradarea caracteristicii de selectivitate precum și a pragului de zgomot la recepție.

Rezultă deci că, gama dinamică a receptorului poate fi

limitată de zgomotul de fază al oscilatorului (**gama dinamică limitată de zgomotul de fază**).

Gama dinamică limitată de zgomotul de fază se poate scrie ca:

$$P_{ZG} = DR_{\phi} = P_n + 10 \log B \text{ (dB)}$$

Unde: P_n este densitatea spectrală de zgomot în dBc/Hz

B este banda de IF în Hz

Gama dinamică limitată de intermodulații se poate scrie ca:

$$DR_{IM} = \frac{2}{3}(IP_3 - NF)$$

La un receptor corect proiectat, gama dinamică limitată de intermodulații este egală cu gama dinamică limitată de zgomotul de fază.

$$\frac{DR_{\phi}}{DR_{IM}} = 1$$

În mod evident ambii parametri trebuie tratați cu grijă, pentru a nu se ajunge la degradarea performanțelor receptorului.

Și cum prin exemple se înțelege cel mai bine, să presupunem că avem un receptor dotat cu filtrul XF9B, care asigură la un offset față de flancurile filtrului de 1,2KHz, o atenuare de 80dB. Se calculează nivelul de zgomot de fază acceptabil în această situație:

$$P_{ZG} = -P_n \text{ (egal cu atenuarea filtrului)} - 10 \log B$$

$$P_{ZG} = -80 - 20 \log(2 \times 1200) = -113.9 \text{ dBc/Hz,}$$

o valoare mai ridicată a nivelului de zgomot al oscilatorului ducând deci, la compromiterea selectivității filtrului.

Presupunem acum un receptor cu o dinamică limitată de intermodulații de 112dB și selectivitatea lanțului de IF (egală cu B) de 2.5KHz. Considerând gama dinamică limitată de intermodulații egală cu gama dinamică limitată de zgomotul de fază:

$$P_{ZG} = -112 - 10 \log 2500 = -146 \text{ dBc/Hz,}$$

o valoare mai ridicată a zgomotului de fază ducând la reducerea gamei dinamice a receptorului, prin afectarea pragului de sensibilitate.

Importanța deosebită a zgomotului de fază este relevată în această lucrare și prin tratarea cauzelor ce produc zgomotul de fază în mod distinct, în capitolul destinat oscilatoarelor

17.4 Selectivitatea

Selectivitatea este un parametru important al receptoarelor, acesta precizând în ce măsură un receptor poate diferenția două semnale apropiate în frecvență. De regulă, la un receptor superheterodină, selectivitatea este integral asigurată de blocul de frecvență intermediară care are în componență cel puțin un filtru selectiv. Selectivitatea unui receptor este prezentată grafic prin așa numita curbă de gabarit. Din această curbă se poate determina cu precizie atenuarea semnalelor perturbatoare funcție de distanța acestora față de semnalul util. Două măriri caracterizează selectivitatea :

- Banda de trecere
- Factorul de formă al caracteristicii de selectivitate

Banda de trecere necesară diferă funcție de tipul de recepție, având valori de la câteva sute de Hz (emisiuni telegrafice) la +/-7.5KHz pentru emisiuni FM cu bandă îngustă , 300KHz pentru emisiuni FM cu bandă largă (radiodifuziune) sau cca. 6MHz pentru emisiuni TV.

Factorul de formă, reprezintă raportul între banda de trecere la 60dB (sau 80dB) și banda de trecere la 3dB. Evident, este de dorit ca factorul de formă să fie cât mai mic, pentru filtre performante ajungând la 1.6-2.

La receptoarele superheterodină mai apare un parametru: selectivitatea față de frecvența imagine. Selectivitatea față de frecvența imagine este asigurată practic în totalitate de circuitul de intrare al receptorului. Această noțiune nu-și are corespondent la receptoarele cu conversie directă.

17.5 Impedanța de intrare și coeficientul de reflexie.

Impedanța de intrare este impedanța circuitului de intrare al receptorului, pe care se aplică semnalul de la antenă. De obicei, impedanța de intrare este de 75Ω pentru receptoarele de televiziune și 50Ω pentru radioreceptoare, în ambele cazuri fiind vorba de intrări asimetrice pentru fider coaxial. Uneori se mai folosesc și intrări simetrice pe 300Ω pentru fider panglică. Impedanța de intrare trebuie să fie pe cât posibil constantă în toată gama de frecvență. Pentru transferul cu pierderi minime între antenă și receptor este necesar ca impedanța antenei să fie egală cu impedanța de intrare a receptorului.

Întrucât față de valoarea nominală a impedanței de intrare apar abateri cu frecvența, pentru a măsura cantitativ aceste abateri (care oricum trebuie menținute în limite strânse) se folosește noțiunea de coeficient de reflexie ρ sau factorul de undă staționară δ . Apariția reflexiilor datorate neadaptării impedanței de intrare cu impedanța generatorului (antena), duce atât la pierderi de energie (transferul de putere din antenă se face cu randament scăzut) cât și la degradarea imaginilor TV (dublarea sau triplarea imaginii).

Coeficientul de reflexie este definit ca raportul dintre tensiunea reflectată U_R și tensiunea directă U_D :

$$\rho = \frac{U_R}{U_D}, \quad \rho \text{ are valori uzuale cuprinse între } 0 \text{ (cazul ideal) și } 0.25.$$

Coeficientul de undă staționară δ este definit ca raportul între tensiunea maximă și minimă a unei staționare:

$$\delta = \frac{U_M}{U_m}, \quad \delta \text{ are valori uzuale între } 1 \text{ (caz ideal) și } 1.67$$

Actualmente nu se mai utilizează acest mod de a caracteriza calitatea adaptării la nivelul bornei de antenă, preferându-se folosirea noțiunii de pierderi de reflexie. Pierderile de reflexie (Return Loss) se exprimă în dB și sunt mai intuitive decât coeficientul de reflexie. 3dB pierderi de reflexie înseamnă că jumătate din puterea trimisă spre sarcină este reflectată înapoi către sursa de semnal.

Formula de calcul este bazată pe impedanțele sursei de semnal și a sarcinii:

$$R_L = 20 \log \left[\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 - Z_2} \right]$$

Valorile uzuale pentru pierderile de reflexie R_L sunt de la 6 la 15dB

17.6 Alți parametri ai receptoarelor

Există un număr destul de mare de parametri la un receptor, trebuind amintiți aici:

- Rata de eroare pe bit (BER). Este o mărime caracteristică receptoarelor destinate comunicațiilor digitale. Este direct influențată de distorsiunile de fază și amplitudine de pe întregul canal de recepție, ca și de raportul semnal/zgomot SNR. De remarcat ca pentru un SNR dat, se vor obține valori diferite ale BER funcție de tipul de modulație utilizată.
- E_b/N este energia pe bit raportată la zgomot. Este un parametru specific comunicațiilor digitale. Pentru modulațiile simple gen BPSK E_b/N este identic cu SNR. La modulațiile complexe unde avem mai mulți biți pe Hz, apare o diferență de 3dB cu fiecare dublare a numărului de biți pe Hz.
- Puterea consumată din sursa de alimentare. Funcție de destinație, puterea consumată variază de la zeci de mW la echipamentele portabile, la 10-15 W pentru un echipament staționar.
- Puterea de AF disponibilă. Ca și în cazul de mai sus, pentru echipamente portabile poate fi de ordinul a 20-100mW și până la 3-5W la echipamentele staționare.
- Nivelul distorsiunilor pe semnalul de ieșire. Uzual, nu se acceptă distorsiuni mai mari de 10% pe semnalul de ieșire.
- Impedanța de ieșire. De obicei, echipamentele portabile nu au posibilitatea cuplării unui difuzor extern, așa încât nu se precizează acest parametru. La echipamentele staționare impedanța pentru ieșirea de difuzor este de 4-8ohmi, pentru căști 50-300ohmi iar pentru linie telefonică 600ohmi.
- Rejecția semnalului de IF. Atenuarea semnalului de IF este precizată în dB și are valori de ordinul a 70-90dB. Este un parametru specific receptoarelor superheterodină.

La parametri de mai sus se adaugă și o serie de parametri ce țin de facilitățile și funcționalitatea receptorului: memorii, afișaj, eficacitate noise blanker, eficacitate filtru notch, dimensiuni, greutate, condiții de funcționare mecano-climatice, etc.

17.7 Care este cifra de zgomot și gama dinamică de care avem nevoie?

Întrebarea din titlul de mai sus nu are un răspuns simplu deși este o întrebare cât se poate de legitimă din punctul de vedere al unui utilizator. Un răspuns ce ar putea părea evaziv pentru un neinițiat ar putea fi: depinde de aplicație, de frecvența de lucru, precum și de amplasament.

Valorile cifrei de zgomot NF considerate acceptabile pentru un receptor variază mult cu frecvența, din cauza zgomotului atmosferic sau industrial.

Pentru un receptor destinat comunicațiilor terestre valorile NF acceptabile sunt prezentate în tabelul 1.

Tab.1

Frecvență	NF acceptabil
1.8MHz	45dB
3.5MHz	37dB
7MHz	27dB
14MHz	24dB
21MHz	20dB
28MHz	15dB
50MHz	9dB
144MHz	2dB

În tabela 2 sunt prezentate valorile acceptabile pentru cifra de zgomot pentru receptoare destinate comunicațiilor prin satelit. Dat fiind faptul ca temperatura de zgomot a cerului - spre care e îndreptată antena- este mult mai redusă decât în cazul comunicațiilor terestre, este de dorit o cifră de zgomot mai redusă.

Tab. 2

Frecvență MHz	NF acceptabil dB
28	8
50	5
144	1
220	0.7
432	0.35

Sa luăm ca exemplu un receptor pentru banda de 7MHz. Este ușor de construit un receptor cu un factor de zgomot de 2-3dB la această frecvență, însă sensibilitatea obținută este inutilizabilă datorită nivelului mare de zgomot din bandă. Și cum de multe ori, o cifră de zgomot mică se obține măbind amplificarea în RF, rezultatul va fi compromiterea performanțelor la intermodulații, într-o bandă în care nivelul semnalelor ca și al zgomotului este foarte mare. Singurul motiv pentru care ar putea fi necesară o cifră de zgomot mai mică decât cea indicată în table ar fi utilizarea unei antene cu eficacitate redusă.

Gama dinamică necesară pentru un receptor depinde în bună măsură de frecvență. Nivelul mare de zgomot din benzile joase de US obligă utilizatorii să folosească puteri mari și în consecință, receptorul va trebui să suporte la intrare semnale cu dinamică mai mare.

În unele cazuri problema o reprezintă stații de radiodifuziune de mare putere care transmit pe frecvențe apropiate, în alte situații cu mult mai deranjant poate fi un emițător de mai mică putere însă aflat în imediata vecinătate. Puterea efectiv radiată de un emițător ERP este dată de puterea emițătorului multiplicată cu câștigul antenei. Un emițător de 1KW și o antenă de 10dB vor produce 10KW ERP sau 100KW dacă antena are 20dB câștig!

Tabela 3 prezintă puterea aplicată la intrarea unui receptor folosind o antena la recepție de 13dB sau 18dB câștig, pentru un emițător de 3KW sau 100KW ERP, la distanțe de 1, respectiv 10Km. Valorile date asumă propagarea în spațiu liber, la frecvența de 144MHz. În practică apar și reflexii care pot duce la creșterea sau scăderea semnalului la recepție cu câțiva dB. Se poate vedea de ce uneori avem nevoie de un receptor cu un punct de compresie la 1dB, de ordinul a +30dBm sau mai mult! Pentru banda de 7MHz se consideră ca fiind minimum necesar în privința dinamicii, o valoare de cca. 100dB pentru dinamica

Tab.3

Distanță (km)	Tx ERP (kW)	Rx Ant = 13dBd (dBm)	Rx Ant = 18dBd (dBm)
1	3	+2.4	+7.4
1	100	+17.4	+22.4
10	3	-17.6	-12.6
10	100	-2.6	+2

limitată de zgomotul de fază sau 96dB pentru dinamica limitată de intermodulații. Nivelul semnalelor transmise de stațiile de radiodifuziune în această bandă, care folosesc și antene directive cu câștig mare, este foarte ridicat și cauzează cu ușurință supraîncărcarea etajelor de intrare. Chiar dacă în ultimii ani în Europa situația s-a mai îmbunătățit, datorită dispariției sau reducerii timpului de emisie a unui număr de stații de radio de propagandă, cert este că banda de 7MHz reprezintă încă o încercare grea pentru un receptor.

Cât de mare e gama dinamică și IP3-ul de care avem nevoie? Evident cu cât mai mult cu atât mai bine, însă performanța se plătește!

Fapt este că producătorii de echipamente, au îmbunătățit în mod continuu gama dinamică și punctul de interceptie, până la valori ce păreau imposibil de atins nu cu mult timp în urmă. Există pe piață un număr relativ mare de echipamente profesionale și chiar câteva pentru radioamatori care ating game dinamice de peste 110dB și IP3 >+38dBm.

În anii '60 probabil cel mai bun receptor era EK07 (cu tuburi) produs de R&S, cu un IP3 de +30dBm. Această performanță a fost atinsă cu mare greutate de câteva echipamentele profesionale cu semiconductoare abia prin anii '80.

Bibliografie:

1. K. McClaning, T. Vito Radio Receiver Design Noble Publishing 2000
2. W. Sabin, E. Schoenike HF Radio Systems & Circuits Noble Publishing 1998
3. Ulrich Rohde Communications Receivers McGraw-Hill 2001
4. Stephen Maas Noise in Linear and Nonlinear Circuits Artech House 2005
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. J. Bird An Introduction to Noise Figure RF Design/Mar. 93
9. M. Gruchalla Understanding Noise Figure Ham Radio/Apr. 87
10. M. Gruchalla Effective Noise Temperature Ham Radio/Mar. 90
11. J. Pawlan A Tutorial on Intermodulation Distorsion... RF Design/Feb.96
12. G. Breed Test Setup for Mesuring IMD RF Design/Aug.95
13. U. Rohde Testing and calculating IMD in receivers QEX/'88
14. U. Rohde Theory of Intermodulation and reciprocal Mixing QEX/Nov 2002
15. Dick Bain Reducing IMD in CDMA cellular thelephones RF Design/Dec.97
16. J. Donahue A Program for Design and Analysis of Receivers RF Design/Oct. 93
17. Doug Smith Improved Dynamic Range Testing QEX Jul/Aug 2002
18. Leif Asbrink Receiver Dynamic Range Dubus 4/2003
19. R. E. Watson Receiver Dynamic Range Part 1 & 2 WJ- The communication Edge
20. Tadeusz Raczek The DX Prowess of HF Receivers QEX Sept/Oct 2002
21. J. Fisk Receiver Sensitivity, Noise Figure and DR Ham Radio Oct 1975
22. P. Chadwick HF Receiver Dynamic Range.... QEX May/June 2002
23. Gh. Maxim Curs radiorecepție I.P. Iași 1985
24. E. Nicolau ș.a. Manualul ing. electronist -Radiotehnică vol.III Ed Tehnică/1988
25. ***** ARRL HandBook 1997, 2001, 2005
26. ***** Intermodulation, Phase Noise and Dynamic Range AN156-2/GEC Plessey
27. ***** High Dynamic Range Receiver Parameters WJ- The Communication Edge

ISBN 973-702-445-1



9 789737 024459