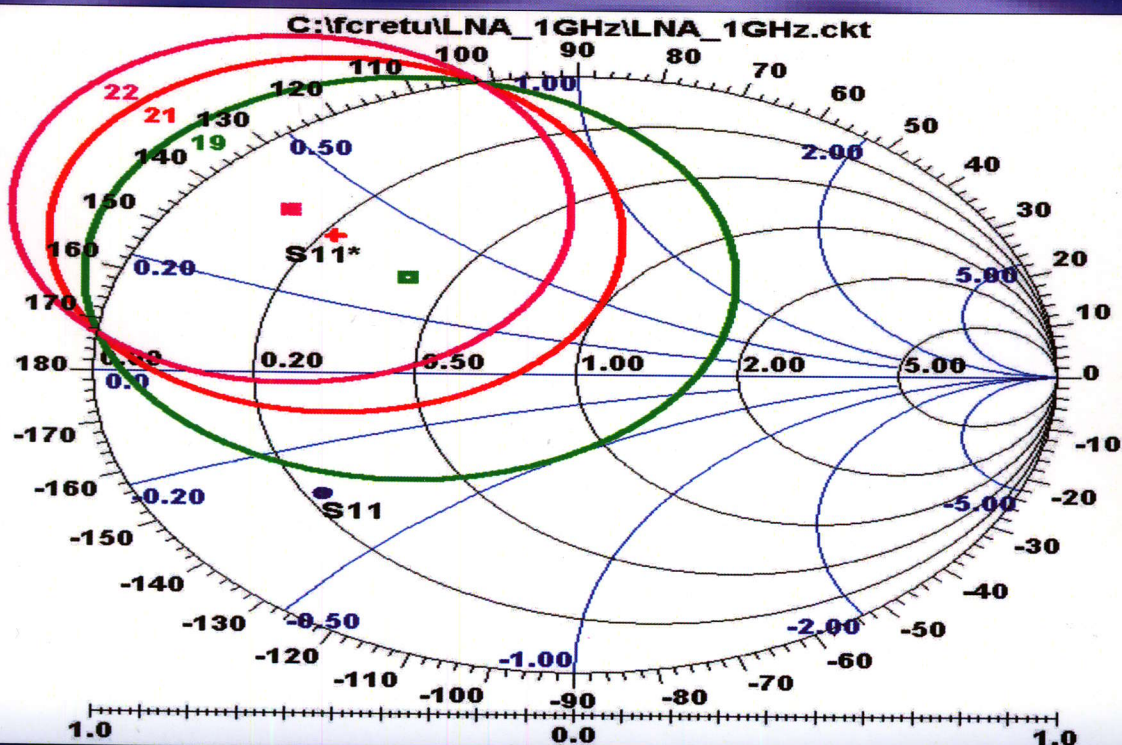


Florin Crețu

RADIORECEPTOARE

Proiectare si scheme comentate



Radioreceptoare

Proiectare și scheme comentate

Ing. Florin Crețu

 editura
Tehnopress
IAȘI – 2007

Referent științific:

Cercetător principal ing. **Mihai ANGHEL**

EDITURA TEHNOPRESS

Str. Zimbrului nr.17

700047 Iași

Tel./fax: 0232 260092

E-mail: office@tehnopress.ro

<http://www.tehnopress.ro>

EDITURĂ ACREDITATĂ CNCIS

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

ISBN 978-973-702-445-9

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

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

10. Circuitul AGC	176
10.1 Generalități	176
10.2 Constantele de timp AGC	177
10.3 Scheme practice de circuite AGC	177
10.4 Modalități de control a amplificării	180
10.5 Bucle AGC multiple	183
10.6 Circuitul AGC la receptoarele FM	183
10.7 AGC digital	183
10.8 Stabilitatea buclei AGC	184
10.9 S-metrul	185
11. Etajul de A.F.	187
12. Blocul de alimentare	189
12.1 Stabilizatoare liniare	189
12.2 Surse în comutație	191
12.3 Alimentarea echipamentelor portabile	192
13. Circuite auxiliare	195
13.1 Filtre Notch	195
13.2 Noise Blanker	196
13.3 Procesarea digitală a semnalelor (DSP)	200
13.4 Selectivitate variabilă (P.B.T.)	201
14. Teoria zgomotului	204
14.1 Natura zgomotului electric	204
14.2 Cifra de zgomot și factorul de zgomot	205
14.3 Zgomotul unui lanț de amplificatoare	206
14.4 Temperatura de zgomot	207
14.5 Zgomotul în rețele pasive	208
14.6 Temperatura de zgomot în sisteme de recepție	209
14.7 Temperatura de zgomot	212
14.7.1 Calculul temperaturii de zgomot într-un sistem de recepție	212
14.8 Câștigul 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 amplificatoarele 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 10	324

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

În septembrie 1998 încheiam scrierea primei 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 destui entuziaști care construiesc aparatură home made. Există în lume multe reviste și cărți de calitate excelentă în domeniu și în plus, internetul, care reprezintă o excelentă sursă de informații. Radioamatorii din întreaga lume uimesc prin nivelul tehnic și realizările practice deosebite, prezentate cu ocazia diferitelor simpozioane internaționale, soluții care sunt apoi citate în cele mai prestigioase publicații profesionale. Cum altfel pot fi catalogate echipamentele realizate de radioamatori lucrând pe 411 GHz, sau munca de pionierat 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 muncă (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 telefonია 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 evolute, așa încât cel ce lucrează în domeniu trebuie să fie în permanență în contact cu noul, pentru a nu fi depășit de vremuri....

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

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

Proiectarea și construcția unui receptor modern este o întreprindere dificilă, fiind necesare informații profunde despre componentele asigurate de producători, o bună informare asupra tehnicilor folosite de principalii producători de echipamente de radiocomunicații, precum și o bună pregătire teoretică și practică. Un sprijin important pentru proiectantul de echipamente de radiocomunicații îl reprezintă tehnica de calcul. Folosirea programelor de analiză pe calculator a circuitelor electronice (gen ADS, Eagleware, Serenade sau Microwave Office) sau de realizare a cablajelor 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.

18. Problematika EMI în radioreceptoare

Interferențele electromagnetice (EMI) și problemele legate de zgomot sunt dificil de soluționat dacă nu sunt avute în vedere încă de la elaborarea circuitelor imprimate, a ecranelor și a carcaselor. Circuitele moderne combină pe aceeași placă de cablaj circuite analogice și digitale. Utilizarea pe scară largă în circuitele de telecomunicații a circuitelor DSP și a μ -controlerelor lucrând cu frecvențe de clock mari (peste 100MHz) ca și a circuitelor de tipul DAC/ ADC creează probleme majore în ceea ce privește compensarea zgomotului produs de acestea. Probleme de interferență apar însă și între circuite analogice, semnalul de la un oscilator putând ajunge în mod cu totul nedorit într-un amplificator sau poate trece dincolo de un filtru.

18.1 Cuplaje parazite

Căile prin care interferențele se propagă sunt complexe și în cele ce urmează vor fi prezentate doar cele mai importante:

- cuplaje parazite prin sursa de alimentare comună
- cuplaje sau scurgeri parazite datorită proximității între circuite
- cuplaje cauzate de radiația unor circuite

Să analizăm pe rând ce se poate face în fiecare caz:

Cuplele prin intermediul sursei de alimentare sunt foarte frecvente și apar atât între circuite analogice și digitale cât și între circuite analogice. O soluție simplă pentru evitarea cuplajelor analog-digital prin intermediul sursei de alimentare este utilizarea a două surse de alimentare separate. În acest mod zgomotul injectat în sursa de alimentare de către circuitele digitale nu va ajunge la circuitele analogice. Acest mod de lucru nu elimină însă propagarea zgomotului și a interferențelor între circuitele analogice. În acest caz, trebuie luate precauții ca fiecare circuit alimentat pe aceeași linie să fie decuplat în mod eficient. De fapt aici problema se pune nu în a evita ca zgomotul din liniile de alimentare să ajungă la circuitele analogice ci viceversa: trebuie evitat cu orice preț ca zgomotul și interferențele cauzate de circuitele analogice să pătrundă în circuitele de alimentare. Același lucru este valabil și pentru circuitele digitale.

În cazul circuitelor analogice, este important să avem o sursă de alimentare "curată".

În situația utilizării unor surse de alimentare în comutație (din rațiuni de eficiență) se impune deseori să se utilizeze un post-stabilizator liniar care va asigura un zgomot cu mult mai redus și timpi tranzitorii mai buni.

Ideea de bază este sa se mențină impedanța sursei de alimentare cât mai redusă pe întreg spectrul de frecvențe. În afară de parametrii intrinseci ai sursei de alimentare, un rol extrem de important îl au condensatorii de decuplare. Rolul acestora este esențial atât pentru circuitele analoge cât și pentru cele digitale. Trebuie menționat că eficiența unei capacități este dată de rezistența serie echivalentă (ESR) la o anumită frecvență. Dacă condensatoarele electrolitice cu aluminiu sunt foarte eficiente la frecvențe până la câteva sute de KHz, condensatoarele ceramice pot acoperi o bandă cu mult mai largă de frecvență. Trebuie spus că din punct de vedere al eficienței la decuplare, un condensator ceramic are un domeniu de utilizare în frecvență ce depinde de capacitatea acestuia. Valorile de ordinul a 0.1 μ F sunt efective până la cca. 10MHz, în timp ce o valoare de 15pF va fi eficientă la 2GHz.

Practic o decuplare pe o bandă largă de frecvențe implică folosirea în paralel a mai multor condensatori, fiecare fiind eficient pe un domeniu limitat de frecvență.

Utilizarea așa numitelor "power plane" este o soluție foarte eficientă în combaterea propagării zgomotului și a interferențelor. Soluția este foarte eficientă însă destul de costisitoare pentru că necesită rezervarea unui strat din cablaj doar pentru acest lucru. Practic soluția este aplicabilă la cablaje ce au cel puțin 4 straturi. În mod obligatoriu un alt strat trebuie rezervat pentru masă și trebuie plasat în imediata vecinătate a stratului "power plane". Grosimea materialului dielectric dintre cele două straturi trebuie să fie cât mai mică, materialele moderne utilizând frecvent grosimi de ordinul a 50 μ m. Materialul utilizat ca dielectric este de regulă o variantă de FR4 cu pierderi în dielectric mărite. Se asigură în acest

fel o capacitate distribuită de câțiva nF între cele două straturi. În plus pierderile din dielectric vor absorbi zgomotul și interferențele.

Cu toate avantajele prezentate de un "power plane", este imperios necesar sa se mențină planul curat. Asta înseamnă decuplări cât mai aproape de sursele de zgomot (în acest caz pini de alimentare).

O altă problema legata de alimentarea circuitelor fie ele digitale sau analogice este planul de masă. Curenții care circula prin planul de masă reprezintă în oglinda curenții ce circula prin planul de putere. De regula acești curenți vor lua calea de rezistență minimă- ceea ce înseamnă drumul cel mai scurt.

La un cablaj convențional se poate lucra cu masă stelată (toate conexiunile de masă se întâlnesc într-un singur punct aflat cât mai aproape de sursa de alimentare). La fel și cu tensiunea de alimentare. Metoda a fost utilizată zeci de ani cu rezultate bune, atâta vreme cât frecvențele de lucru nu au fost peste 30-40MHz. La frecvențe mai mari, și în special peste 100MHz, inductanțele parazite înglobate fie în traseele de masă cât și în cele de alimentare au o importanță deosebită, putând crea fie reacții pozitive și implicit autooscilații cât și cuplaje parazite prin curenții de masă. Acesta este motivul pentru care la peste 100MHz devine imperios necesar să se folosească planele de masă, ideea de masă stelată fiind de-a dreptul periculoasă. Planul de masă ocupă un strat în cablajul imprimat, de regulă sub stratul cu trasee. Conexiunile la masă se fac prin găuri de trecere metalizate "via" ce asigură o inductanță reziduală minimă. Toate decuplările, pentru a fi eficiente la frecvențe ridicate trebuie să aibă via plasata cât mai aproape de padul conectat la masă.

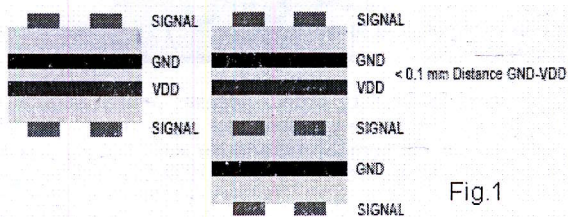


Fig.1

Uneori pentru a evita circulația curenților de masă zgomotoși ce provin de la circuite digitale, în zonele în care se află circuite analogice sensibile se poate recurge la discontinuități în planul de masa. În acest fel

curenții zgomotoși fiind forțați sa ia alt traseu spre sursa de alimentare. Corect utilizată metoda da rezultate foarte bune însă la fel de bine rezultatele pot fi dezastruoase. În mod frecvent trebuie încercate câteva variante diferite de cablaj până se ating rezultatele optime. Trebuie avut în vedere ce se întâmplă cu impedanța planului de masă la frecvențele de interes și exceptând cazul când proiectantul știe exact ce face, metoda trebuie evitata.

Ceva mai devreme menționam

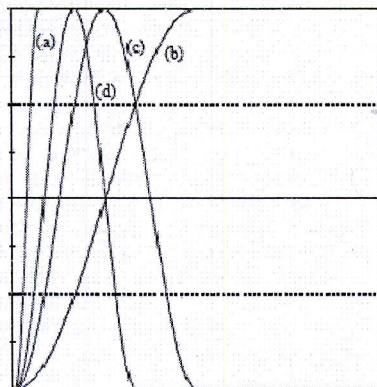


Fig.2

importanța decuplărilor prin faptul că asigură o impedanță scăzută (practic un scurt circuit) pentru semnalele parazite. Condensatorii de decuplare mai au însă un rol important în special în cazul circuitelor digitale și anume rolul de sursă de energie. Viteza de comutare a circuitelor digitale moderne este din ce în ce mai mare și în consecință timpii de creștere au ajuns la valori sub 1ns. Asta înseamnă că circuitul în cauză va absorbi de la sursa de alimentare un curent cu aceeași viteză de creștere.

E clar ca orice inductanța parazita pe traseul de alimentare va afecta capacitatea sursei de a asigura rapid curentul cerut. Pentru exemplificare să privim fig.2. Curba A, reprezintă necesitatea de curent pentru un circuit digital dat. Curba B reprezintă curentul ce poate fi furnizat de sursa de alimentare și planul de putere. Curba C reprezintă curentul ce va fi furnizat de condensatorii de decuplare de valoare mare iar curba D, curentul furnizat de condesatorii de valori

mici (care au și inductanțe mici). Devine evident că mai multe tipuri de condensatori trebuie utilizați.

În situația când sursa de alimentare nu poate răspunde rapid la creșterile de curent, zgomotul digital va afecta lina de alimentare.

Plasarea condensatorilor de decuplare are o mare importanță în eficiența decuplării. Condensatorii de mica valoare trebuie plasați cât mai aproape de circuitul ce trebuie decuplat în ideea de a beneficia la maxim de inductanța parazită redusă a acestora.

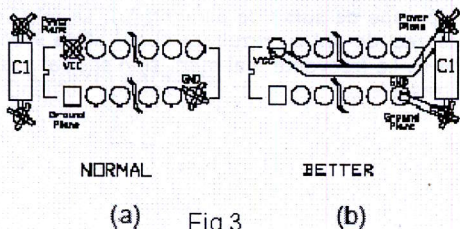


Fig. 3 ilustrează modul de decuplare în situația când se lucrează cu plane de putere. Soluția din fig. 3b este evident de preferat. Inductanța suplimentară a traseului de la pinul Vcc până la punctul de conexiune cu planul de putere poate crea o ușoară problemă dacă acest traseu radiază însă în felul acesta se ține planul de putere "curat". Practic sunt avute în vedere următoarele priorități în ordinea importanței:

1. Trebuie împiedicat zgomotul să se propage în planul de putere
2. Trebuie minimizat zgomotul la nivelul pinului de masă.
3. Trebuie minimizat zgomotul la pinul Vcc

Timpul de creștere la un semnal rectangular este timpul necesar pentru semnal să crească de la 10% la 90% din valoarea finală. Timpul de creștere este egal cu cca. 30% din perioada unui semnal sinusoidal. Rezultă deci că un semnal rectangular care are un timp de creștere de 1ns, va genera un puls tranzitoriu cu frecvența de 300MHz având aceeași amplitudine vârf la vârf.

Această frecvență nu depinde de frecvența semnalului rectangular ci numai de timpul de creștere. La această armonica se adaugă evident și armonicile naturale ale semnalului rectangular ce se pot întinde pe un spectru foarte larg de frecvență. Amplitudinea armonicilor generate scade cu ordinul armonicii, însă dacă această armonică ajunge la intrarea unui receptor, chiar și o armonică de ordinul 100 poate deranja.

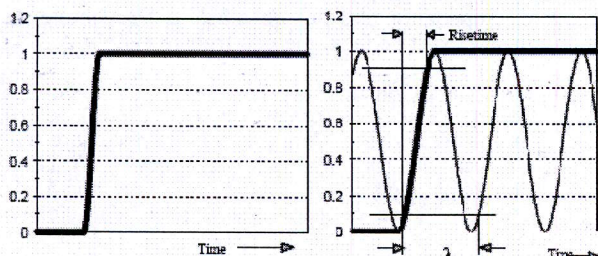


Fig. 4

unor inductanțe toroidale este de preferat în raport cu miezurile deschise gen mosor, pentru că fluxurile electromagnetice externe sunt mult mai reduse. Circuitele cele mai afectate sunt circuitele cu impedanțe mari, în special oscilatoarele. Evident că utilizarea adecvată a ecranelor este de mare ajutor în astfel de cazuri, combinată cu metode de reducere la minim a radiațiilor parazite. Cuplajele parazite datorate proximității nu sunt cauzate numai de radiații.

Trebuie avut permanent în vedere că la fiecare traseu prin care trece un semnal, va exista un traseu în oglindă în circuitul de masă prin care curenții se reîntorc. Plasarea unor circuite sensibile pe un circuit de masă prin care trec astfel de fluxuri de curenți este

neindicată pentru că se ajunge la cuplarea între circuite prin masă. Odată fenomenul produs, nu se mai poate face mare lucru. Practic trebuie refăcut cablajul și refăcut prototipul...

Cuplajele prin radiație sunt cauzate de elemente care radiază, fie ele inductanțe sau trasee. Traseele neadaptate sunt cele mai susceptibile să radieze. Trebuie avut în vedere că și un traseu care are impedanța corectă, sarcina și sursa fiind adaptate, poate radia dacă se folosesc colturi la 90° în liniile de cablaj. Soluția în acest caz este să se evite unghiurile ascuțite, șanfranarea traseelor fiind cea mai indicată. În cel mai rău caz se pot rotunji colturile. Colturile drepte pot radia energie, însă la fel de bine se pot comporta și ca antene de recepție sau altfel spus puncte de intrare pentru perturbații într-un circuit.

Atunci când în planul de masă există o decupare, un traseu de semnal ce trece peste discontinuitatea din masă, devine radiant. Este logic că impedanța traseului se modifică în punctul de discontinuitate, traseul devenind pur inductiv.

Uneori e necesar să se schimbe stratul pe care trece un semnal și trebuie utilizată o via. Aceasta via reprezintă în acest caz o discontinuitate în impedanța traseului și se vor produce reflexii. E util de știut că dacă există mai multe via pe un traseu, cel mai mare efect îl are întotdeauna prima via.

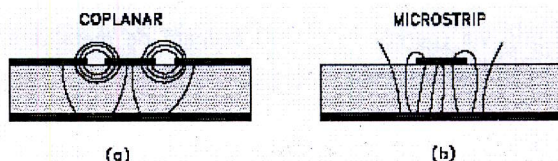


Fig. 5

Utilizarea ghidurilor de undă coplanare (fig.5a) poate fi o soluție la diminuarea radiațiilor produse, comparativ cu traseele microstrip (fig. 5b), datorită faptului că în primul caz câmpurile EM sunt mai bine controlate. Constructiv însă soluția a) necesită un număr mare de via la masă de ambele părți ale traseului de semnal ceea ce crește costul cablajului și folosește spațiu ce ar fi putut fi folosit pentru componente.

18.1.1 Teoria găurilor de trecere – via

Găurile de trecere (via) sunt folosite pentru a trece un semnal de pe un strat pe alt strat. Via sunt utilizate de asemenea într-un cablaj imprimat pentru a asigura conectarea la masă atât din punct de vedere DC cât și RF. În mod ideal via este un scurt circuit. În practică o via conține inductanță, rezistență, precum și o capacitate. Deși valorile sunt mici, la frecvențe ridicate valoarea acestora poate fi o problemă. La frecvențe de peste 1GHz este posibil ca din cauza caracterului reactiv al via să apară cuplaje parazite între via conectate la masă ce aparțin unor circuite diferite. Plasarea în paralel a cel puțin două via este o metodă de a reduce inductanța parazita a via conectate la masă.

Pentru analiza comportării via să considerăm o via conectată la masă. Schema echivalentă este dată în figura 6.

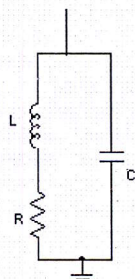


Fig. 6

Capacitatea parazită este capacitatea între masă și padul via și poate fi calculată cu formula:

$$C = \frac{A * \epsilon_r * \epsilon_0}{D} \quad [\text{F/m}]$$

unde:

A= aria padului de pe stratul superior

ϵ_0 = permitivitatea spațiului liber ($8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m)

ϵ_r = Permitivitatea relativă a dielectricului

D= distanța de la padul via la masă.

Capacitatea via este de regulă redusă (0.05pF) și nu va domina comportamentul reactiv al via.

Inductanța via se poate calcula cu formula:

$$L_{via} = \frac{\mu_0}{2 * \pi} \left[h * \ln \left(\frac{h + \sqrt{r^2 + h^2}}{r} \right) + \frac{2}{3} \left(r - \sqrt{r^2 + h^2} \right) \right]$$

unde r este diametrul via iar h este lungimea via.

Rezulta în mod clar dependența inductanței în special de lungimea via.

Să considerăm un exemplu:

Via într-o placă de cablaj FR4 de 1.6mm grosime are o inductanță L=0.43nH

Via într-o placă de RO 4003 de 0.25mm grosime are o inductanță L=0.016nH

Rezistența via este și ea mai mare pentru o via cu lungime mai mare.

Rezistența se calculează cu formula:

$$R = \frac{h}{\rho * A}$$

unde: A este aria secțiunii prin via (pereții cilindrului) ocupată de metalizare, iar ρ este conductivitatea electrică pentru cupru.

Atunci când se lucrează cu curenți mari este utila plasarea în paralel a mai multor via pentru a reduce rezistența de pierdere pe traseele de cablaj.

18.1.2 Filtrarea sursei de alimentare

Sursa externă de alimentare poate injecta într-un echipament zgomot. Dacă în

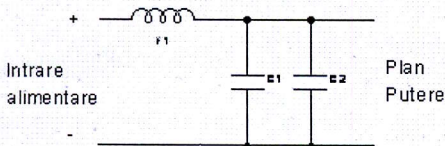


Fig. 7

general o baterie poate fi considerată curată, nu același lucru se poate spune despre un sistem de alimentare auto unde bateria lucrează în tampon cu un alternator. Tot felul de zgomote electrice pot pătrunde în echipamentul electronic dacă nu se iau măsuri de protecție pentru filtrare. Și e valabilă și reciproca, același circuit fiind responsabil cu preîntâmpinarea radiației în exterior a unor a unor semnale parazite. Există standarde foarte severe (CISPR) care reglementează

trebuie plasat la intrare. Fig.7 arată un filtru tipic EMI ce se plasează practic între cablul de alimentare și echipament.

Fig. 8 arată două soluții de cablare, cea din fig.8b fiind de preferat, având avantajul de a ține planele de putere curate.

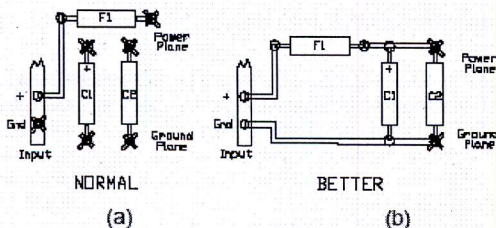


Fig. 8

18.2 Ecranarea circuitelor lucrând la frecvențe mari

Ecranele au ca principal rol protecția circuitelor împotriva radiațiilor electromagnetice externe și în egală măsură să împiedice un circuit să radieze în exterior. Un VCO de exemplu, trebuie ecranat atât pentru a împiedica radiația electromagnetică produsă să afecteze circuite unde nu ar trebui să ajungă, ca amplificatoare sau filtre, ca și protecția la câmpuri electromagnetice externe generate de surse în comutație sau alte oscilatoare care pot produce mixări parazite sau crește nivelul de zgomot al VCO-ului.

Dacă la frecvențe joase (sub 100MHz) ecranele sunt destul de simple și se pot obține relativ ușor, ecranări cu eficiențe de peste 100dB, la frecvențe mai mari lucrurile se complică și trebuie luate măsuri suplimentare. Lucrul cu blocuri funcționale ușurează ecranarea însă duce la creșterea spațiului ocupat de circuite și miniaturizarea devine problematică. Lucrul cu blocuri funcționale este preferat în construcții profesionale lucrând la frecvențe mari din considerente legate atât de flexibilitatea pe care o are proiectantul în alegerea sau schimbarea unor blocuri fără a afecta întregul echipament cât și legate de ecranarea eficientă și evitarea cuplajelor parazite. Funcție de nivelul de ecranare dorit se pot folosi simple ecrane de tablă, se pot adăuga condensatoare de trecere pentru toate semnalele de control și tensiunile de alimentare ce duc spre blocul funcțional pentru a împiedica radiația în exterior a semnalelor generate de blocul funcțional (și în egală măsură protecția la introducerea din exterior pe liniile de alimentare sau de control, a semnalelor parazite externe). Ecrane mai eficiente se realizează din blocuri de aluminiu frezat, circuitul electronic fiind așezat în cavitatea frezată în aluminiu, semnalele de RF intrând sau ieșind prin conectori coaxiali iar tensiunile de alimentare sau semnalele de control prin condensatoare de trecere. La frecvențe de peste 1GHz aceasta este metoda preferată pentru construcțiile pretențioase.

Dacă la frecvențe joase (sub 400MHz) rareori se ia în considerație dimensiunea ecranelor, acestea fiind practic dictată de dimensiunea circuitului electronic, la frecvențe mai ridicate dimensiunea ecranului poate avea influențe nefaste asupra bunei funcționări a circuitului. Ca regulă generală, cu cât ecranele sunt mai mici, cu atât mai bine, și tehnologia modernă cu componente SMD de mici dimensiuni ajută la realizarea unor construcții miniaturale

La frecvențe de peste 400MHz în multe situații lungimea ecranului devine comparabilă cu lungimea de undă și se poate produce așa numitul efect de cavitate. Efectul de cavitate duce la o izolare insuficientă între intrarea și ieșirea circuitului și rezultatul este producerea de autooscilații dacă circuitul în discuție este un amplificator sau degradarea caracteristicii de selectivitate dacă circuitul este un filtru. Apare deci evident că pentru a se limita asemenea efecte nedorite, este obligatorie dimensionarea corectă a ecranului (cavitații) funcție de frecvență (sau banda de frecvență) de lucru. Atunci când circuitul trebuie să funcționeze pe o bandă extinsă de frecvență analiza se face de obicei pentru frecvența cea mai mare.

Pentru o cavitate folosită ca ecran se folosește noțiunea de frecvență de tăiere. Ideea este de a împiedica reflexiile din interiorul cavitații să afecteze funcționarea corectă a circuitului. Frecvența de tăiere a cavitații este dată de:

$$F_c = \frac{c}{2b}$$

unde: F_c este frecvența de tăiere (Hz)

c este viteza luminii $3 \times 10^8 \text{ m/s}$

b este dimensiunea ce mai lungă a cavitații

Ecuția ia în considerare o constantă dielectrică pentru interiorul cavitații de 1 (aer) însă trebuie spus că placa de circuit imprimat aflată în cavitate va afecta constanta dielectrică echivalentă în sensul că frecvența de tăiere reală va fi ceva mai joasă.

Atenuarea semnalului radiat în cavitate (unda evanescentă) se poate calcula cu relația:

$$\alpha = \sqrt{\left(\left(\frac{\pi}{b}\right)^2 - \left(\frac{2 * \pi * f}{c}\right)^2\right)}$$

unde: α este atenuarea în Neper/m

$$n=3.14159$$

b dimensiunea cea mai mare a cavității în m (ghidului de undă)

f frecvența semnalului în Hz

$$c=3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

Convertit în dB,

$$A = 20 * \log e^{\alpha * z}$$

Unde z este lungimea secțiunii ghidului de undă în m, iar $e = 2.7182$

Pentru dimensionarea corectă a ecranului se poate folosi o regulă empirică care cere ca frecvența de tăiere a ghidului de undă să fie de cca. 3-4 ori mai mare decât frecvența de lucru dacă câștigul amplificatorului este de ordinul a 30-40dB. Dacă câștigul este mai mic (sau izolarea cerută este mai mică) se poate muta frecvența de operare mai aproape de frecvența de tăiere a cavității. În stabilirea atenuării necesare, un rol important îl are determinarea eficienței elementelor radiante din interior, lucru care nu este tocmai ușor. Sunt mulți factori care influențează ce procent din semnal va fi radiat:

- Lungimea traseelor ce duc la intrarea, respectiv ieșirea circuitului. Evident, la aceeași lungime un circuit va radia mai mult odată ce crește frecvența de lucru.
- Nivelul de dezadaptare la intrare sau ieșire, știind că un circuit microstrip va pierde mai multă energie dacă lucrează neadaptat.
- Forma traseelor: liniile microstrip curbate sau în unghiuri tind să radieze mai mult decât liniile drepte.

Dacă asimilăm aceste elemente radiante parazite cu niște antene, câștigul tipic este de ordinul a -10 la -20dB

Exemplu 1:

Să considerăm un amplificator de 70dB la 7GHz. Se cere să se verifice dacă riplul câștigului datorat de efectul de cavitare este sub 0.1dB, știind că dimensiunea b (lățimea cavității) este 20mm iar lungimea z este 100mm.

0.1dB riplu în amplificare, necesită un feedback pozitiv sau negativ -40dB sub nivelul semnalului de ieșire.

Frecvența de tăiere a cavității F_c este:

$$F_c = c/2b = 3 \times 10^8 / (2 \times 0.02) = 7.5 \text{ GHz}$$

Acesta este un semnal de alarmă, frecvența de operare de 7GHz fiind mult prea aproape de frecvența de tăiere a cavității care e de 7.5GHz.

$$\alpha = \sqrt{\left(\frac{3.14159}{0.02}\right)^2 - \left(\frac{2 * 3.14159 * 7 * 10^9}{3 * 10^8}\right)^2} = 56.3 \text{ Neper/m}$$

$$A = 20 * \log(2.7187)^{56.3 * 0.1} = 48.9 \text{ dB}$$

Izolația necesară pentru a obține un riplu al câștigului de 0.1dB este de:
70dB (câștigul amplificatorului) + 40dB (nivelul maxim de feedback) = 110dB

Dacă considerăm eficiența de radiație la emisie și recepție egală cu -15dB

Izolarea ce se poate obține în această cavitate la 7GHz este de:

$$48.9 \text{ dB} + 15 \text{ dB} + 15 \text{ dB} = 78.9 \text{ dB}$$

Apare evident că nu se poate asigura riplul cerut inițial, de 0.1dB.

Întrucât nivelul izolării este mai mare decât câștigul amplificatorului, nu se vor produce autooscilații însă izolarea este prea mica pentru a fi considerată sigură. Schimbarea sarcinii de ieșire poate duce la o cantitate mai mare de energie radiată în interior, câștigul amplificatorului se poate mari la temperaturi joase cu câțiva dB, sau fenomenele tranzitorii ce se produc la aplicarea tensiunii de alimentare pot împinge amplificatorul în oscilație. În mod normal pentru a fi siguri ca nu există nici un pericol de oscilație e necesară o izolare cu cel puțin 15dB mai buna decât câștigul amplificatorului. Concluzionând, se poate spune că acest ecran nu este sigur și dimensiunile trebuie schimbate.

O altă formulă empirică care dă direct frecvența maximă până la care se poate utiliza un ecran- cavitare este:

$$F_c = \frac{15}{b} \sqrt{1 + \left(\frac{b}{z}\right)^2} \quad (\text{GHz})$$

Unde b și z sunt în cm

Exemplu 2:

lățimea $b=4\text{cm}$, lungimea $z=5\text{cm}$, rezulta $F_c=4.8\text{GHz}$. Aceasta frecvență devine mai redusă cu 2-3% când se adaugă efectul materialului dielectric folosit pentru cablajul imprimat. Acest mod de rezonanță numit TE101 este valabil dacă

a (înălțimea) $< b$ (lățimea) $< z$ (lungimea)

Un amplificator lucrând în această cavitare pentru a fi stabil va trebui să aibă fie câștig 0 la această frecvență fie să aibă un câștig mai mic decât nivelul de izolare al cavității cu cca. 15dB.

Să considerăm acum un filtru, de la care să presupunem că se așteaptă cel puțin 50dB atenuare în afara benzii de trecere. Este evident că ecranul din exemplul 1 va compromite atenuarea filtrului în afara benzii de trecere.

Exemplul din figura de mai jos arată cuplajul între două rezistențe SMD de 50Ω mărimea 0805, plasate la 1.25cm distanță. Un ecran cu lungimea de 4.5cm și lățimea de

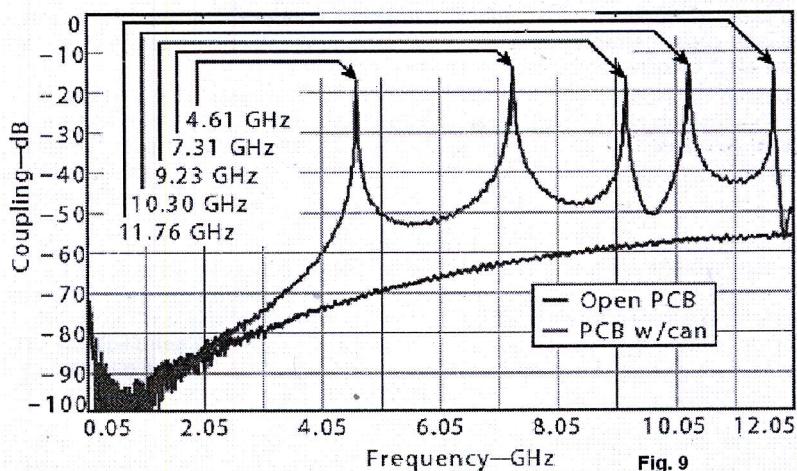


Fig. 9

4mm a fost plasat peste cele două rezistențe. Se observa modul în care cuplajul parazit dintre rezistențe este afectat. Cuplajul maxim apare la rezonanțele ecranului (cavității). Se observă că până la frecvențe egale cu cca. 50% din frecvența de rezonanță a cavității nu exista o degradare semnificativă a cuplajului parazit. Figura ilustrează clar de ce este important să se trateze cu seriozitate dimensiunea ecranelor. Capacele ecranelor frezate (cavități) pentru a fi eficiente trebuie prinse cu un număr de șuruburi nu atât din

considerente de rigiditate mecanică cât din punct de vedere al eficienței ecranării. Șuruburile trebuie plasate la distanță de maximum $\lambda/10$, unul de altul.

Carcasa echipamentului trebuie să asigure și ea o ecranare minimă, în cele mai multe cazuri fiind metalică sau din plastic metalizat. Nu rareori proiectanții au avut surpriza să constate că un circuit care mergea bine pe masa de lucru, odată introdus în carcasa nu mai merge sau performanțele sunt puternic degradate. Efectul carcasei trebuie luat serios în considerare încă din fazele inițiale, pentru a evita cuplajele parazite cauzate de acesta. Orice deschidere (pentru un panou de afișaj LCD, scală, sau instrument de măsură) poate reprezenta o cale de radiație spre exterior sau viceversa care trebuie luată în considerație.

18.3 Materiale absorbante pentru microunde

Uneori fie din necunoștință de cauză sau când dimensiunile mecanice sunt impuse de alte considerente decât cele electrice, se ajunge la funcționare instabilă din cauza ecranului sau a carcasei. În aceste cazuri singura soluție rămâne utilizarea materialelor absorbante, plasate în interiorul cavității.

Materialele absorbante sunt eficiente de la frecvențe de 200-300MHz până la frecvențe de zeci de GHz. Aceste materiale au o constantă dielectrică ridicată și un coeficient ridicat de pierderi în dielectric la frecvențe ridicate. Câmpurile electromagnetice din cavitatea rezonantă se vor îndrepta preponderent spre zonele cu constantă dielectrică ridicată. Practic, un strat de material absorbant plasat pe capacul cavității poate îmbunătăți izolarea internă cu câteva zeci de dB, suficient pentru a elimina instabilitatea.

Compoziția materialelor absorbante este diferită funcție de domeniul de frecvență vizat. La frecvențe mai joase se folosesc materiale ce conțin pulberi feritice, în timp ce la frecvențe de peste 10GHz sunt efectivi polimeri dopați cu carbon. Chiar și cauciucul sintetic (cu conținut ridicat de negru de fum) obișnuit se poate folosi la frecvențe de ordinul a 2.4GHz chiar dacă nu este cel mai eficient material existent actualmente pe piață.

Un alt material cu bune proprietăți absorbante la frecvențe ridicate este spuma poliuretanică (burete) cu conținut ridicat de carbon. Acest material este folosit uneori pentru împachetarea circuitelor semiconductoare sensibile la ESD și are proprietăți conductive. (1-100K Ω)

În mod ideal, ar trebui să nu se ajungă la folosirea acestor materiale, din considerente legate atât de cost cât și de faptul că unele din aceste materiale eliberează în timp gaze ce conțin clor și au efect coroziv pentru componentele electronice.

19. Scheme practice de radioreceptoare

19.1 Radioreceptoare superheterodină

În fig.1 este prezentat un radioreceptor cu dublă schimbare de frecvență, destinat recepției emisiunilor MF cu deviație redusă de frecvență. Sunt utilizate două circuite integrate, fapt ce permite reducerea considerabilă a complexității schemei.

Circuitul integrat MC3362 (Motorola) este un receptor integrat cu dublă schimbare de frecvență, care conține două mixere, două oscilatoare, un amplificator de IF cu limitare, un discriminator și un comparator (pentru FSK). Etajul AF este realizat cu un circuit integrat de tipul TDA7052, într-o schemă ce conține doar câteva componente pasive.

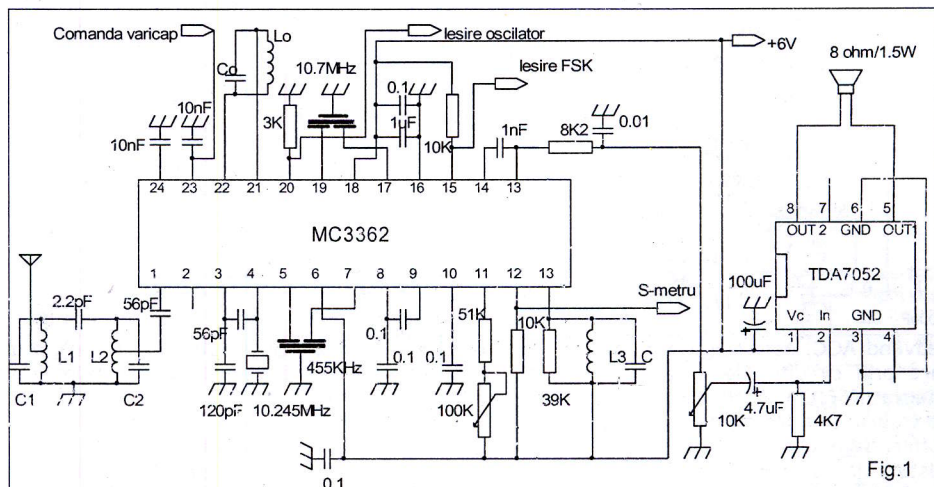


Fig.1

Oscilatorul local este realizat cu circuitul oscilant L_0-C_0 , frecvența putând fi schimbată cu ajutorul tensiunii ce se aplică diodei varicap interne (pin 23), în domeniul de tensiune 0.7-6V. Circuitul integrat mai conține și o ieșire de semnal de la oscilatorul local ce poate fi utilizată de către o sinteză de frecvență de tipul MC145106 ce permite încărcarea frecvenței de lucru de la comutatoare.

Sunt folosite două filtre ceramice de cost redus. Filtrul de 10.7MHz este un filtru folosit în receptoarele MF de radiodifuziune, în timp ce filtrul pe 455KHz este de tipul celor folosite la recepția emisiunilor AM.

În ciuda simplității deosebite a schemei, se pot asigura parametri excelenți în ceea ce privește sensibilitatea ($0.6\mu V$) și selectivitatea. Punctul de interceptie IP3 este de cca. 0dBm, ceea ce pentru o schemă atât de simplă este acceptabil.

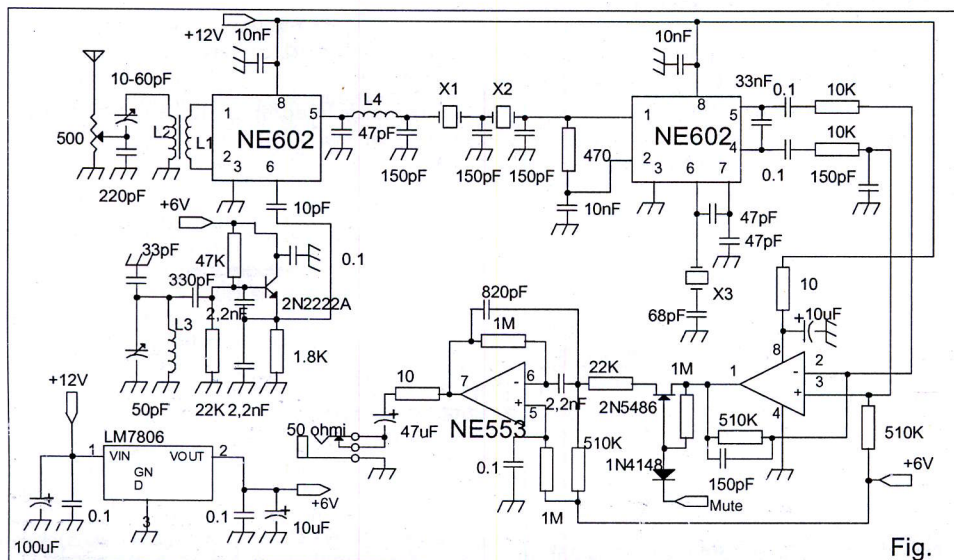
Acest circuit permite operarea până la 200MHz.

Bobina L3 este de tipul celor folosite în etajele IF MF de la receptoarele de radiodifuziune, cu condensatorul de acord aferent.

Circuitul de intrare se dimensionează funcție de frecvența de lucru. Priza pentru bobinele L1 și L2 se ia la 1/3-1/4 din numărul total de spire (dinspre masă).

Pentru banda de 27MHz, L1-L2 și L0 au 6 sp Cu em 0.5 pe carcasă cu miez de ferită reglabil, cu diametrul exterior de 6mm. $C1=C2=68pF$, $C_0=51pF$

În fig.2 este prezentat un alt receptor superheterodină, ce folosește trei circuite integrate. Receptorul permite recepția emisiunilor CW sau RTTY. Semnalul de la antenă trece printr-un atenuator realizat cu un potențiometrul bobinat de 500 ohmi (receptorul



neavând AGC, este singura modalitate de protecție la semnale de amplitudine mare), după care prin circuitul de intrare realizat cu L1/L2 semnalul este aplicat simetric circuitului integrat NE602A. Acest circuit integrat conține un mixer și un oscilator, însă din considerente de stabilitate a frecvenței, s-a optat pentru un oscilator extern, circuitul intern fiind folosit ca buffer. Semnalul de IF este aplicat printr-un circuit de adaptare, unui filtru în scară cu două cristale de cuarț de 4MHz, ce asigură o bandă de trecere de cca. 600Hz. Următorul circuit integrat NE602A realizează funcția de detector de produs și BFO. Cristalul din oscilatorul BFO este de aceeași frecvență cu cristalele folosite în filtru, pentru eventuale reglaje fine ale frecvenței acestuia putând fi modificată capacitatea de 68pF plasată în serie cu cristalul. Pentru o recepție corectă, este necesar să se plaseze frecvența BFO-ului pe flancul filtrului IF, lucru ușor de remarcat la recepție, prin prezența semnalelor numai pe o singură laterală (față de poziția 0 bătăi nu trebuie să se audă nimic pe cealaltă laterală).

Semnalul de la ieșirea detectorului de produs este aplicat diferențial unui amplificator operațional ce joacă și rol de filtru trece jos. Urmează un switch cu JFET ce permite blocarea semnalului la recepție, atunci când receptorul lucrează în conjuncție cu un emițător. Urmează un amplificator ce are și rolul de filtru AF, audiția semnalului făcându-se în căști cu impedanța de cel puțin 50 ohmi. Operaționalul dublu folosit, de tipul NE5532 poate fi substituit cu orice operaționale de zgomot redus.

Bobinele L1 și L2 sunt realizate pe un tor de ferită F4 18x8.5x10. Pentru banda de 7MHz, L2 are 12 sp Cu em 0.5, iar L1 are 2sp. Bobina L3 are 3.65μH, este realizată pe o carcasă de PVC cu diametrul exterior de 6mm, prevăzută cu miez reglabil de ferită și are 20 sp Cu em 0.35 ; L4 are 22μH.

Reglajele receptorului sunt simple. Dacă se dispune de un generator RF, se aplică un semnal nemodulat în banda de 7MHz cu amplitudinea de 1mV. Se reglează condensatorul variabil aferent oscilatorului local la 1/2 din cursă, după care se ajustează miezul bobinei până la recepția în căști a semnalului de la generator. Se reduce amplitudinea semnalului din generator la limita dispariției la recepție a semnalului. Se reglează capacitatea semireglabilă din circuitul de intrare pe maximum de semnal. Se verifică apoi dacă frecvența BFO-ului este corect plasată în raport cu flancul filtrului, pentru recepția semnalului numai pe o singură laterală în raport cu "0 bătăi". La nevoie, condensatorul plasat în serie cu cristalul din BFO

Oscilatorul folosit este de tipul celui prezentat în fig.4, putând fi folosit orice tip de oscilator cu o bună stabilitate și care asigură la ieșire un nivel de cel puțin +17dBm.

Oscilatorul de tip Colpitts este realizat cu un FET de tipul 2N4416A (sau mai bine J310).

Pentru a nu comuta bobinele din circuitul oscilant al oscilatorului, am recurs la comutarea oscilatoarelor, fiind necesare deci, oscilatoare pentru fiecare bandă în parte. Ieșirile oscilatoarelor sunt comutate printr-un circuit de comutare static, cu diode de comutare BA244. Bufferul cu MOS FET-ul BF960 este comun și asigură o bună izolare a oscilatorului de mixer, nesensibilizându-se fenomene de "tragere" a frecvenței nici pentru semnale de 500mV la intrarea mixerului. Pentru a asigura nivelul de semnal de la oscilator, necesar funcționării corecte a mixerului, este folosit și un amplificator de putere realizat cu 2N5109 (la nevoie BFW16A sau 2N3866). Se injectează în mixer un semnal de cca. 17-20dBm. Se asigură în acest fel, un nivel ridicat al punctului de interceptie. Oscilatorul folosit asigură un zgomot de fază redus, ceea ce reduce fenomenul de mixare reciprocă și asigură o recepție "curată".

Filtrul folosit este de tipul XF9B sau echivalent, care asigură o selectivitate de 2.35KHz, cu un factor de formă excelent. Prin comutarea celor două cristale de purtătoare pe frecvențele menționate în schemă, se asigură recepția lateralei superioare sau inferioare, după caz.

Amplificatorul de IF asigură o amplificare de cca. 90dB și este realizat cu ajutorul a două circuite integrate de tipul MC1350. A fost prevăzut și un circuit AGC pentru care semnalul se ia de la intrarea detectorului de produs. A fost folosit un amplificator cu FET, ce asigură o impedanță ridicată la intrare, pentru a nu influența în nici un fel circuitul de pe care se preia semnalul. Urmează detecția semnalului cu constanta de timp adecvată și amplificarea cu un amplificator operațional. Se asigură în acest fel, un control eficace al amplificării blocului de IF. Detectorul de produs este realizat cu circuitul SL640, care are avantajul unui număr redus de componente externe.

Etajul de AF este realizat cu "bătrânul" TBA810AS și nu a mai fost figurat în schemă. Între detectorul de produs și etajul de AF a fost plasat un filtru notch tranzistorizat, de tipul celui descris în capitolul destinat circuitelor auxiliare.

Sensibilitatea obținută este de 0.2μV, IP3 +22...26dBm, funcție de banda recepționată, iar selectivitatea este cea dată de filtrul utilizat. Selectivitatea față de frecvența imagine este de 70dB, pentru banda de 1.8MHz și de 50dB pentru banda de 28MHz. Scăderea selectivității față de imagine pe frecvențe mari este un handicap față de receptoarele cu dublă schimbare de frecvență ce folosesc prima frecvență intermediară pe 70MHz și care pot realiza o rejecție a imaginii de cel puțin 70dB pe toată gama de frecvențe recepționate. Cu toate acestea, dat fiind nivelul redus al semnalelor din benzile superioare, nu am remarcat niciodată interferențe cauzate de semnale aflate pe frecvența imagine. Pentru a proteja circuitele de intrare, în serie cu antena a fost montat un filtru de rejecție LC, pentru suprimarea semnalelor provenite de la o stație locală de radiodifuziune pe unde medii, de mare putere (1MW) ce inducea în antenă un semnal de 2-3V. Acolo unde nu există astfel de probleme, un circuit de acest gen nu are sens.

Schema este destul de simplă și nu necesită reglaje (cu excepția circuitelor de intrare și al VCO-urilor), așa încât dacă montajul este corect executat trebuie să funcționeze la prima conectare a tensiunii de alimentare!

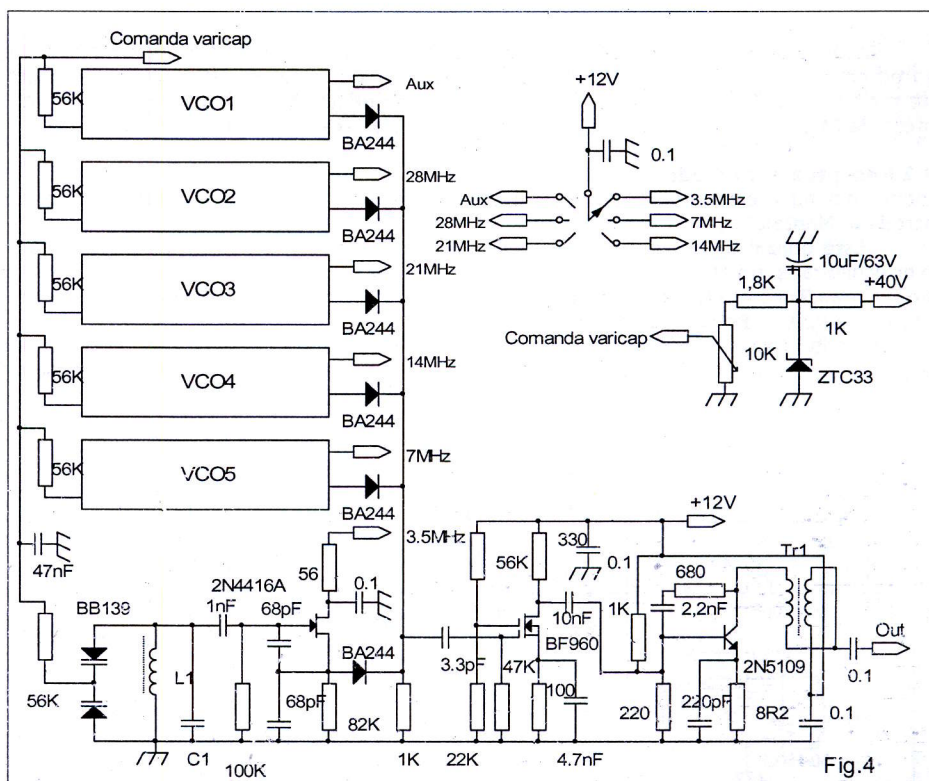


Fig.4

Tabela de mai jos prezintă frecvențele oscilatorului local pe diferite benzi de frecvență și valorile condensatorului C1 și ale bobinei L1. Toate bobinele se realizează pe carcase din PVC cu diametrul exterior de 6mm, cu miez de reglaj din ferită. Bobinarea se face spiră lângă spiră, foarte strâns. Se utilizează sârmă de Cu em Φ 0.2 pentru bobinele de 4.35 μ H și 16 μ H și 0.35 pentru celelalte bobine.

Condensatorii folosiți pentru C1 sunt multistrat de tipul NP0, restul condensatorilor folosiți în circuitul oscilant sunt fie styroflex fie (mai bine) multistrat NP0.

Pentru acord se poate folosi un potențiomtru bobinat multitură (Helipot), eventual un alt potențiomtru de bună calitate la care se atașează un mecanism de demultiplicare (minim 15:1). Tensiunea folosită pentru varicap se stabilizează cu un Zener compensat de tipul ZTC33. Se are în vedere să nu se depășească tensiunea de 28V pe varicapuri, pentru a nu produce defectarea acestora. Tensiunea de comandă pe varicapuri este în domeniul 1.5-28V (la tensiuni de comandă sub 1.5V există riscul blocării oscilatorului, iar la valori reduse ale tensiunii de comandă crește și zgomotul de fază generat de oscilator).

Banda MHz	Frecvența VCO MHz	C1 pF	L1 μ H
1.5-2	10.5-11.5	0	4,25
3.5-4	12.5-13	0	3,3
7-7.5	16-16.5	0	1,85
14-14.5	5-5.5	5.6	16.1
21-21.5	12-12.5	0	3.15
28.28.5	19-19.5	27	0.87

Stabilitatea de frecvență este de ordinul a 200 Hz pe oră după 20 minute de încălzire, pe frecvența de 19MHz (aferentă benzii de 28MHz). Pentru frecvența de 5.5MHz stabilitatea este mai bună de 50Hz pe oră. Sunt valori acceptabile pentru traficul uzual SSB. Evident, o sinteză de frecvență cu afișaj digital este preferabilă însă presupune costuri mai mari.

19.2 Receptoare sincrodină

Schema din fig.1 este probabil, una dintre cele mai simple scheme posibile de receptor sincrodină. Montajul permite recepția emisiunilor de tip CW sau SSB.

Este utilizat un circuit integrat NE602A (SA602A Philips) care are în componență un mixer echilibrat și un oscilator. Circuitul de intrare este de tip trece bandă și pentru banda de 80m bobina $L_2=L_3$ are 8.8μH. $L_1=L_3$ are 2 spire. Circuitele de intrare se pot realiza pe toruri de ferită de tip F4. Bobina oscilatorului are 6μH.

Circuitul NE602A este alimentat cu o tensiune de cca. 7V. Pentru a nu pune în pericol integritatea acestui circuit nu trebuie depășită tensiunea de 8V pe pinul 8. Condensatorii

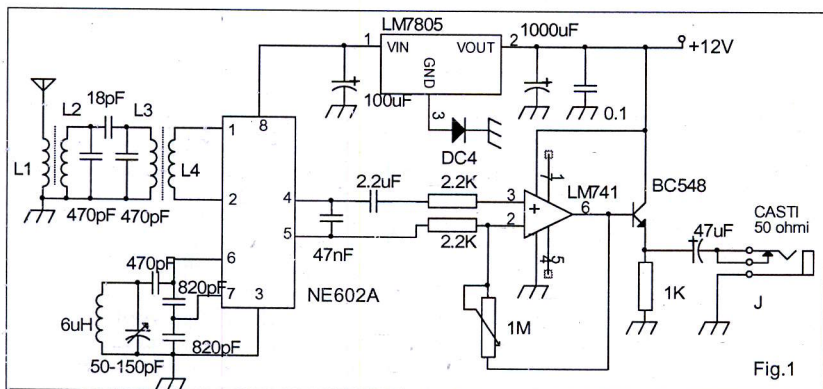


Fig.1

folosiți în circuitele oscilante sunt cu styroflex.

Amplificatorul de AF este realizat cu operaționalul 741, a cărui amplificare se poate regla cu ajutorul potențiometrului de 1MΩ. Pentru a se putea conecta la ieșire o cască cu impedanță redusă, a fost folosit un repetor pe emitor cu BC548. Banda de frecvență a amplificatorului este liniar căzătoare, neavând un filtru "adevărat". O îmbunătățire substanțială a selectivității se poate obține prin plasarea unui filtru performant pasiv sau activ la ieșirea mixerului NE602A. Alimentarea trebuie făcută de la o sursă de tensiune bine filtrată, pentru a nu apărea brum pe semnalul de ieșire. În situația în care se plasează și transformatorul de rețea în aceeași carcasă cu receptorul sincrodină, trebuie căutată poziția pentru care influența (brumul introdus) este minimă. Sensibilitatea obținută este de cca. 1-2μV, iar IP3=+1dBm. Pentru simplitatea schemei, performanțele sunt mai mult decât acceptabile.

Fig.2 prezintă un receptor sincrodină mult mai performant. Prin utilizarea unui mixer cu diode, se poate obține un punct de interceptie $IP3 = +10\text{dBm}$, dacă nivelul semnalului de la oscilator este mai mare de $+20\text{dBm}$. $IP3$ ar putea fi chiar mai mare dacă terminația mixerului în AF ar fi mai laborios executată, pentru a prezenta o impedanță pur rezistivă, pentru o gamă largă de frecvențe. Pentru un punct de interceptie mai ridicat, trebuie mărit și nivelul semnalului din oscilator, până la $+30\text{dBm}$.

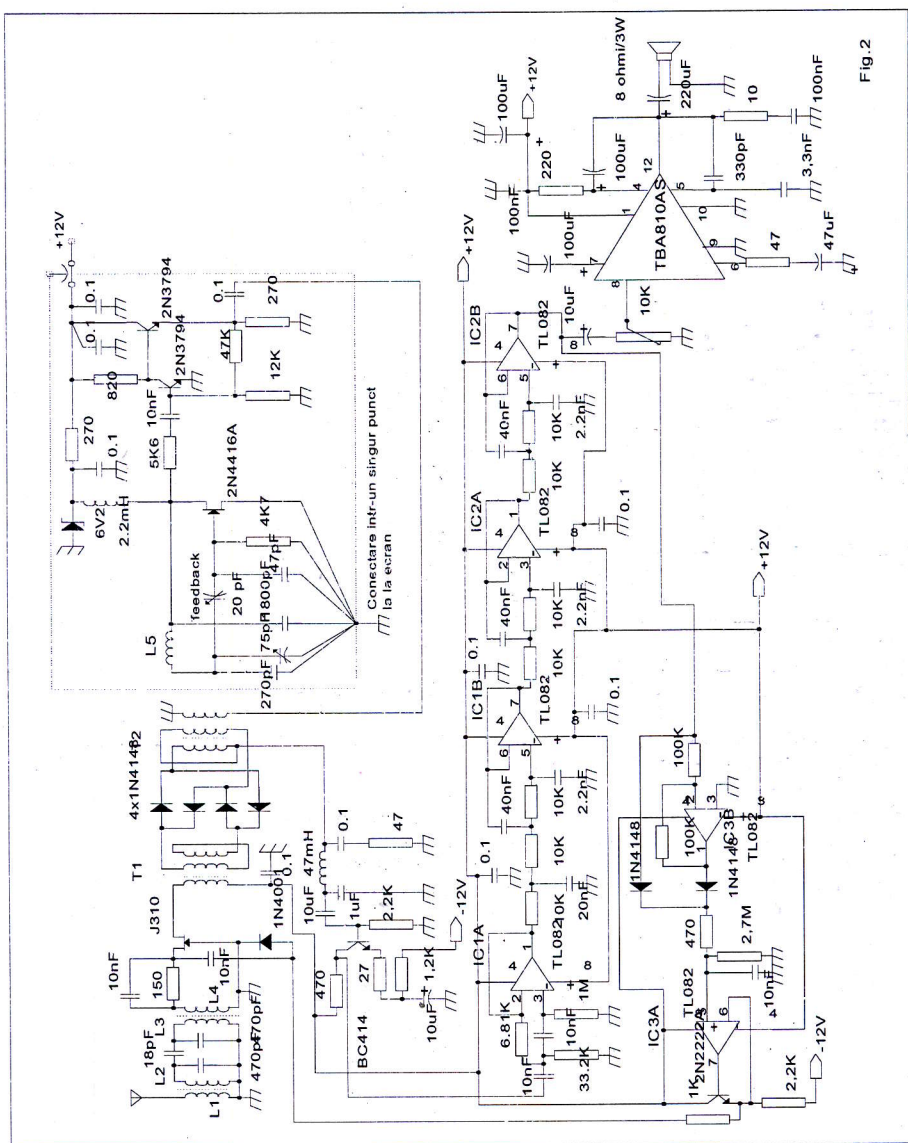


Fig. 2

Amplificatorul de RF utilizează un J-FET de tipul J310 (care are o comportare excelentă în conexiune cu grila la masă), eventual 2N4416A sau cu rezultate mai slabe,

BF256C, BF245C. Prezența amplificatorului RF asigură reducerea radiațiilor oscilatorului în antenă.

Selectivitatea receptorului este asigurată cu ajutorul unui filtru trece jos LC, urmat de un filtru activ complex. Filtrul activ conține un filtru trece sus, cu frecvența de trecere de cca. 300Hz, după care urmează trei celule trece jos, cu frecvența de trecere de 2.7KHz.

Pentru ca receptorul să poată asigura recepția comodă a semnalelor cu amplitudini diverse, a fost prevăzut un circuit AGC, format dintr-un detector fără prag și un amplificator în curent realizat cu un operațional și un tranzistor. AGC-ul acționează prin șuntarea circuitului de intrare cu ajutorul unei diode. În mod normal, ar fi trebuit folosită o diodă PIN, dar și dioda 1N4001 are o comportare acceptabilă. Dinamica AGC este însă destul de redusă (<30dB). Operaționalele folosite sunt de tipul TL082, care prezintă un zgomot propriu redus.

Etajul de AF este realizat într-o schemă clasică, cu TBA810.

Oscilatorul este de tip Vakar - Tesla și lucrează direct pe frecvența recepționată. Acest gen de oscilator are o mare stabilitate și asigură un nivel de tensiune la ieșire suficient de ridicat. Circuitele de intrare sunt identice cu cele de la montajul precedent. Pentru alte benzi de frecvență se pot folosi circuitele descrise în capitolul destinat circuitelor de intrare.

Transformatoarele T1 și T2 sunt bobinate pe toruri de ferită cu diametrul de 6-8mm, din material F4. Se bobinează cu trei sârme de CuEm 0.5 torsadate, 10sp. Fazarea se face ca în figură.

Sensibilitate obținută este mai bună de $1\mu V$.

O schemă cu performanțe ridicate, este cea prezentată în fig.3. Acest receptor sincrodină are la bază o schema realizată de Rick Champbell, KK7B. Autorul a folosit câteva concepte moderne pentru a obține o bună sensibilitate și distorsiuni de intermodulație minime. Toate circuitele au fost atent studiate și optimizate pe calculator. O atenție specială a fost acordată asigurării la ieșirea mixerului a unei terminații rezistive pe un spectru larg de frecvență.

Asigurarea unei terminații cu caracter rezistiv, este o problemă dificilă, dat fiind faptul că la un receptor sincrodină, la ieșirea mixerului apar semnale cu un spectru de frecvență întins de la domeniul audio, până zeci de MHz.

Unii autori plasează un atenuator de 3dB la ieșirea mixerului pentru a rezolva această problemă, dar o atare soluție are dezavantajul înrăutățirii raportului semnal/zgomot. Soluția adoptată de autor, utilizează un diplexer complex, care are și rol de filtru trece bandă. Pierderile prin diplexer sunt sub 2dB. Efectul de filtru trece jos are o utilitate mare pentru preamplificatorul care urmează, evitându-se încărcarea acestuia cu semnale nedorite. Diplexerul asigură o terminație de 50 de ohmi, cu un raport de undă staționară (SWR) de max. 1.4, în spectrul de frecvență de la 0 la 500MHz!

Rațiunea pentru care diplexerul este realizat cu circuite pasive o constituie dinamica semnalelor acceptate. Dinamica unui inductor corect realizat poate depăși 180dB, depinzând la semnal mare doar de punctul de saturație al miezului utilizat. Un circuit activ nu poate avea nici pe departe, o asemenea dinamică.

Q-ul rețelei este destul de redus, așa încât se poate lucra lejer cu componente în toleranța de 5%.

Preamplificatorul utilizat, are o structură mai puțin uzuală la un amplificator de AF, însă această soluție permite obținerea unui zgomot minim și a unei bune dinamici. Deși sunt folosite tranzistoare banale de AF, zgomotul obținut este de max. 5dB, cu un câștig de 40dB. Amplificatorul poate lucra cu semnale cuprinse între 10nV și 10mV, fără distorsiuni sesizabile.

Filtrul care urmează asigură practic selectivitatea receptorului. Este folosit un filtru eliptic de ordinul 7, capabil să asigure un factor de formă de 1.6 (raportul benzilor de trecere la 6dB și 60dB). Pentru cazul de față, s-a optat pentru o frecvență la 6dB de 3KHz pentru SSB și 1000Hz pentru CW. Componentele folosite în filtru nu vor avea o toleranță mai mare de 5%.

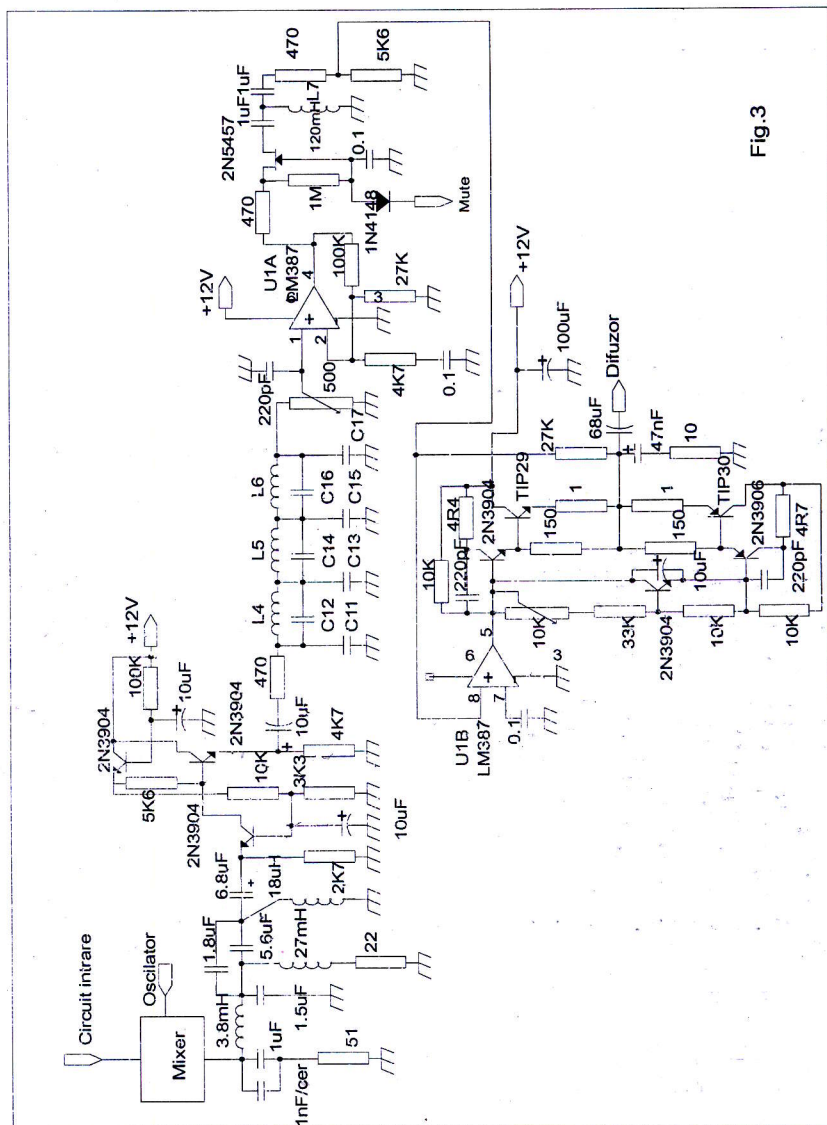


Fig. 3

Valorile componentelor filtrului eliptic de ordinul 7

Componenta	Banda de trecere	
	1000Hz	3000Hz
L4,L5,L6	100mH	33mH
C11	0.39uF	0.15uf
C12	0.022uF	6,8nF

C13	0.68uF	0.22uF
C14	0.1uF	33nF
C15	0.56uF	0.18uF
C16	0.068uF	22nF
C17	0.39uf	0.12uf

Preamplificatorul realizat cu LM387 (β M387AN), este o adaptare a amplificatoarelor HI-FI la condițiile concrete pentru un receptor de trafic. Banda de frecvență a fost limitată la strictul necesar, ceea ce ameliorează și parametrii la zgomot ai acestui circuit integrat. Amplificarea acestui etaj este de 27dB. Urmează un switch realizat cu FET-ul 2N5457, ce asigură funcția de muting (prin punere la masă), atunci când se lucrează în conjuncție cu un emițător. Constanta de timp a acestui circuit este dată de rezistența de 1Mohm și capacitatea de 0.1 μ F. Filtrul trece sus care urmează, elimină urmele de brum de 50Hz. Frecvența de tăiere a filtrului este de 300Hz. Urmează un nou amplificator, ce utilizează cea de a doua secțiune a circuitului LM387. Câștigul acestui etaj este de 35dB. Amplificatorul final de AF este realizat clasic, cu componente discrete.

Câștigul total al preamplificatoarelor este de 102dB. Este destul de mult, având în vedere că toată amplificarea este obținută fără conversii de frecvență. Din cauza amplificării mari, trebuie luate o serie de precauții la realizarea cablajului imprimat. Conductorul de alimentare pentru masă va trebui lipit chiar pe colectorul tranzistorului PNP al finalului AF. Aceasta pentru că la un curent de vârf al finalului audio de 100mA, pe o rezistență de 1 μ ohm se va produce o cădere de tensiune de 0.1 μ V, ceea ce reprezintă de 10 ori mai mult decât sensibilitatea maximă a lanțului de amplificare.

Circuitele de intrare sunt de tipul trece bandă și nu au mai fost figurate în schemă. Circuitele duble prezentate în capitolul destinat circuitelor de intrare sunt indicate și pentru acest gen de receptor. Domeniul de frecvență în care a fost testat acest receptor este de la 10KHz la 750MHz, evident cu utilizarea unor circuite de intrare adecvate și a unui oscilator care să asigure nivelul de tensiune necesar la frecvența dorită.

Oscilatorul, nefigurat în schemă, poate fi de orice tip, eventual sinteză de frecvență, singurele condiții fiind : stabilitate bună , nivel de tensiune la ieșire suficient pentru mixerul folosit (>+10dBm) și zgomot de fază redus (pentru a nu degrada sensibilitatea receptorului).

Mixerul folosit este cu diode. Autorul a folosit un mixer de tip SBL-1 (Mini Circuits), însă evident se poate folosi și un mixer cu diode în inel, după o schemă clasică.

Zgomotul total (așa cum rezultă din analiza pe calculator) este de 1dB circuitul de intrare, 6dB pentru mixer, 2dB diplexerul, 5dB pentru preamplificator. Aceasta ar duce la un nivel de zgomot de 14dB. Practic, valorile măsurate sunt de 18-20dB.

Diferențele măsurate la zgomot se datorează, se pare, comportării mixerului cu diode la situația în care spectrul de frecvență la ieșire (portul IF) cuprinde frecvențe în spectrul AF. În broșura "Microwave and RF Designers Catalog" al firmei Hewlett Packard , sunt analizate comportările diverselor mixere ce au la ieșire frecvențe cuprinse în spectrul 1MHz-100Hz. Concluziile sunt destul de pesimiste: chiar și cele mai bune mixere au cu 10-14 dB mai mult zgomot la 100Hz decât la 20KHz.

Un receptor cu o cifră de zgomot de 20dB, poate fi suficient de bun pentru benzile de frecvență sub 7-8MHz, dacă se lucrează cu o antenă acordată și corect adaptată. Pentru frecvențe mai mari, unde semnalele sunt mai mici (și zgomotul benzii este de asemenea mai redus), un preamplificator de RF cu un zgomot propriu sub 2dB și o amplificare de 10dB, poate satisface orice exigențe de sensibilitate. Aceleași considerente sunt valabile și pentru lucrul în ultrascurte, aici eventual pretându-se un amplificator cu zgomot chiar mai mic. Din fericire, IP3- ul fiind suficient de mare, poate fi redus cu 10dB (sau mai mult) de către un amplificator de RF plasat la intrare fără ca în benzile superioare să apară probleme.

Rezultatele măsurătorilor efectuate asupra acestui receptor indică o serie de performanțe de excepție:

- Selectivitatea 0.6KHz pentru CW și 2.7KHz pentru SSB, cu un factor de formă de 1.6- similar cu cel al celor mai bune filtre profesionale utilizate în receptoarele superheterodină profesionale.
- Sensibilitatea -119dBm ($0.25\mu\text{V}/50\text{ ohmi}$), ceea ce pentru o construcție fără amplificator de RF este foarte bine.
- Punctul de interceptie IP3 :15dBm cu un mixer cu diode obișnuite, cifră ce poate fi crescută la peste 20-25dBm, prin utilizarea unui mixer cu diode Schottky și un nivel din oscilator de +17dBm.
- Dinamica limitată de produse de intermodulație: 90dB, eventual 98dB pentru un mixer de nivel mare.

Receptorul permite o audiere de o calitate impecabilă, surclasând din acest punct de vedere multe receptoare superheterodină industriale. Afișarea frecvenței la un receptor sincrodină se poate face simplu cu ajutorul unui frecvențmetru, frecvența măsurată fiind în SSB chiar frecvența de lucru. Trebuie însă luate o serie de precauții. Frecvențmetrul trebuie să fie realizat cu CMOS-uri de consum redus, pentru a nu introduce în receptor semnale parazite. Lanțul de amplificare AF de 100dB poate ușor prelua semnale parazite din baza de timp a frecvențmetrului. Oscilatorul trebuie prevăzut cu un buffer separat pentru ieșirea de frecvențmetru, de asemenea circuitele de alimentare vor fi foarte bine decuplate (șocuri RF și capacități electrolitice și ceramice), eventual cu alimentare complet separată. Acest receptor cunoscut sub numele de **R1**, a fost realizat în mii de exemplare în toată lumea și a probat pe deplin calitățile modelului inițial.

Cu toate performanțele sale, **R1** rămâne un receptor pentru DSB. Eliminarea unei benzi laterale este posibilă prin utilizarea metodei defazajului.

Receptorul **R2**, realizat tot de Rick Champbell în 1992, utilizează conceptele folosite în receptorul **R1**, realizând suprimarea unei benzi laterale cu peste 40dB. Suprimarea unei benzi laterale duce și la îmbunătățirea cu 3dB a raportului semnal/ zgomot.

Structura bloc a unui receptor sincrodină, capabil să rejeteze una din laterale a fost prezentată în capitolul destinat prezentării arhitecturii radioreceptoarelor.

Spliterul este destinat împărțirii cu defazaj 0 a semnalului de la antenă, pe cele două căi pe care urmează a fi prelucrat semnalul. De aceeași natură este și spliterul prin care se aplică semnalul de la oscilator. Cele două semnale de la oscilator se aplică mixerelor, după ce în prealabil unul din ele a fost defazat cu 90° . Se obțin două semnale numite I (in phase) și Q (quadrature). Partea de mixer, diplexer și preamplificator este identică pe cele două canale.

Se remarcă structura cunoscută și comentată deja, de la receptorul **R1**. Pentru a se putea obține performanțele dorite, este necesar ca cele două diplexere să utilizeze componente identice, pentru a se obține caracteristici de fază/frecvență identice. Rezistențele și inductanțele folosite pot fi în toleranță de 5 sau chiar 10%, dar față de canalul adiacent vor avea o diferență de maxim 1%. Cele două semnale I și Q sunt apoi aplicate unor rețele de defazare realizate cu amplificatoare operaționale. Față de clasicele rețele Wien RC, care au dezavantajul că nu pot păstra un defazaj constant pe întreg spectrul AF (300-3000Hz), defazoarele cu operaționale pot realiza cu ușurință un defazaj aproape constatat în banda folosită. Capacitățile și rezistențele folosite în rețelele de defazare trebuie să fie de bună calitate, sortate cu o precizie de 1%.

Cele două semnale obținute sunt sumate cu ajutorul unui operațional. Este prevăzut un reglaj pentru compensarea diferențelor dintre cele două canale (mixere cu pierderi diferite, etc.). Reglajul este eficient atâta vreme cât se referă la diferențe de amplitudine ce sunt constatate în spectrul AF folosit. Reglajul se face urmărind la recepție maximum de atenuare pe laterala nedorită.



Pentru selecția lateralei ce se rejectează, se poate folosi un circuit suplimentar cu un operațional inversor cu 180° pe una din căi, care se introduce sau scoate din circuit funcție

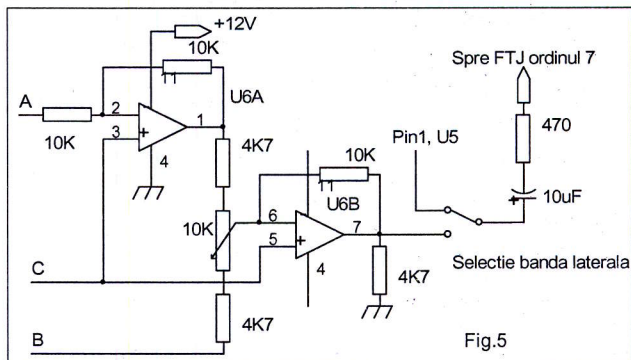


Fig.5

de laterala ce se dorește a fi recepționată. Fig.5 prezintă o modalitate de selecție a lateralei dorite. Conexiunea se face la punctele marcate din schemă.

Spliterul folosit are rolul de a separa semnalul de la intrare în două componente, cu defazaj zero în tot spectrul de frecvență folosit. Nivelul pierderilor trebuie să fie cât mai redus, pentru a nu influența negativ cifra de zgomot globală a receptorului. Fig.6 prezintă o modalitate de a realiza un astfel de spliter, utilizând două bobine pe toruri de ferită Φ 6-10mm. Ferita trebuie să fie aptă pentru lucru la frecvențele utilizate.

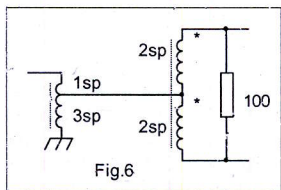


Fig.6

Fig.6 prezintă o rețea clasică de defazare pentru RF. Capacitățile și condensatoarele se calculează pentru o reactanță de 50 ohmi la frecvența de lucru.

Tabelul de mai jos prezintă valorile capacităților și condensatoarelor folosite în rețeaua de defazare RF pentru diverse frecvențe folosite de radioamatori.

Frecvență a MHz	C pF	L μ H	Frecvență MHz	C pF	L nH
3.525	903	2.26	28.5	112	279
7.05	452	1.13	50.1	63.5	159
14.05	227	0.566	144.2	22.1	55.2
21.05	151	0.378	222.1	14.3	35.8

O soluție mai elegantă ar fi utilizarea unui divizor cu două bistabile D, cu CMOS, care poate furniza la ieșire semnale defazate cu 90° , chiar dacă aceasta înseamnă să se lucreze cu oscilatorul local pe o frecvență de 4 ori mai mare. Această soluție permite acoperirea benzii de la 0 la 30MHz fără probleme.

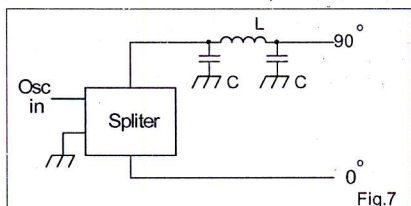


Fig.7

Circuitele de intrare sunt de tipul-trece bandă, cu comutare pe fiecare bandă, în parte. Se pot folosi circuitele duble prezentate în capitolul destinat circuitelor de intrare.

Dacă este necesară o sensibilitate mai mare (pentru 28MHz sau 144MHz) se poate folosi un preamplificator RF de zgomot redus (1-2dB), care însă nu trebuie să aibă o amplificare mai mare de 10-15dB.

Poate singura lipsă notabilă la receptorul R2, o prezintă lipsa unui circuit AGC. Utilizarea unui atenuator comandat pe circuitul de semnal din antenă, realizat cu diode PIN, poate fi o bună soluție în această privință. Pentru un plus de comoditate se poate utiliza măcar un atenuator rezistiv în 2-3 trepte (20-30-40dB), montat pe circuitul de semnal din antenă.

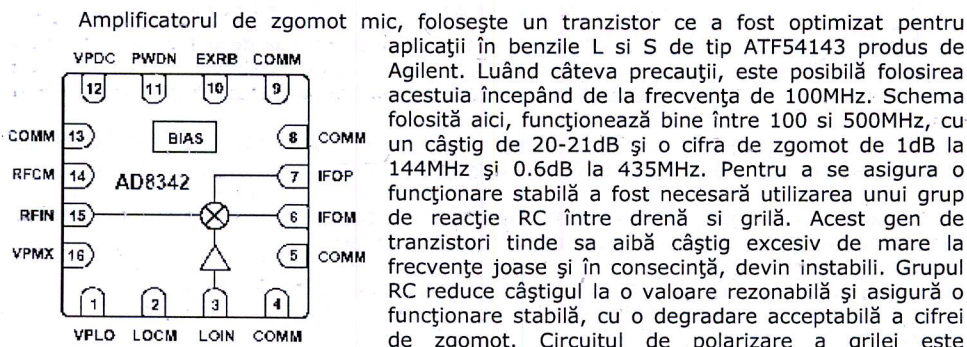
Acest gen de receptor poate părea la fel de complicat ca o superheterodină. Nu trebuie însă omis faptul că performanțele obținute depășesc în multe privințe receptoare industriale de tip superheterodină, realizate cu mai multe schimbări de frecvență și numeroase filtre cu cristal costisitoare. Mai mult, această sincrodină se pretează la miniaturizare, multe firme ce produc echipamente destinate rețelelor de calculatoare cuplate prin radio, utilizând aceleași concepte.

Cele două semnale I și Q pot fi prelucrate destul de ușor de un circuit DSP, care poate realiza și defazajul, filtrajul, reducerea zgomotului, notch adaptiv, etc.

După ani în care părea uitat, receptorul sincrodină pare a deveni, împreună cu circuitele DSP, receptorul secolului XXI.

19.3 Receptor pe 432MHz cu circuitul AD607

Schema prezentată în figura 1 este destinată a fi folosită pe frecvența de 432MHz, însă se poate folosi cu modificări minore și pe 144MHz. Sunt folosite câteva componente moderne. AD607 (sau mai noul AD61009) este produs de Analog Devices, la fel ca și AD8342. LNA-ul este realizat cu un tranzistor GaAs-FET Enhanced Mode- care nu necesită polarizare negativă pe grilă. Circuitul AGC poate fi comandat digital prin intermediul unui microcontroler, și folosește un DAC.



asupra stabilității la frecvențe înalte. Cu valorile indicate în schema, curentul de drenă este stabilizat de sursa de curent, la o valoare de 60mA. Aceasta, asigură performanțe excelente de intermodulație. Tensiunea pe drenă este de cca. 3V. Punctul de interceptie IP3 este de +33dBm la +36dBm în banda de la 100MHz la 500MHz, iar punctul de compresie la 1dB este de +16dBm!

Între borna de antenă și intrarea LNA-ului este necesar să se adauge un filtru selectiv. Este imperios necesar ca pierderile de inserție ale acestui filtru să fie mai mici de 1dB pentru a nu degrada semnificativ cifra de zgomot a receptorului.

Mixerul folosit este de tip AD8342 și este un mixer performant ce se poate folosi până la frecvențe de 500MHz. (a apărut pe piața în 2005).

Îată pe scurt parametrii cei mai importanți:

- Câștigul de conversie este de cca. 3.7dB
- Cifra de zgomot NF este de 12dB
- Punctul de interceptie IP3 la intrare este de +22.7dBm
- P1dB la intrare este de +8.3dBm

- Puterea necesară la portul LO este de 0dBm
- Consumul este de cca. 100mA/5V
- Atât intrarea cât și ieșirea se poate folosi în mod diferențial.

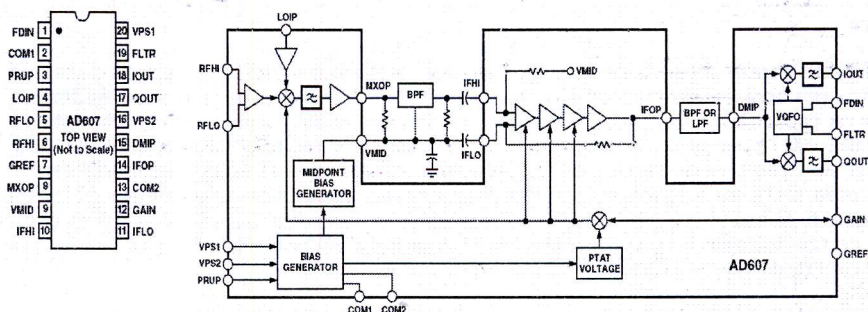
AD8342 permite obținerea unui IP3 comparabil cu un mixer cu diode, însă asigură un câștig de cca. 3dB și nu necesită un nivel de injecție din LO ridicat, datorită buffer-ului intern. Ca dezavantaj putem menționa consumul de 100mA/5V!

Prezența bufferului intern ușurează sarcina oscilatorului care nu trebuie să furnizeze decât 0dBm la intrarea LOIN. Așa cum a fost arătat în paragraful referitor la zgomotul și efectele lui în mixere, pragul de zgomot al VCO-ului este amplificat de buffer. Ținând cont că izolarea oferită de acest mixer între porturile LO-IF este de 27dB, este necesar să se asigure o filtrare a semnalului LO. Filtrul Π C17, L5, C16 asigură o atenuare a zgomotului LO pe frecvența IF de cel puțin 25-30dB, suficient chiar și în cazul unui oscilator mai zgomotos.

Ieșirea mixerului este făcută diferențial. Impedanța diferențială a acestui mixer este de cca. 100ohmi. Circuitul de adaptare a impedanțelor utilizat asigură atât polarizarea circuitului cât și adaptarea la impedanța filtrului. Ca la orice mixer, dezadaptările de impedanță vor afecta IP3-ul sau punctul de compresie și în oarecare măsură zgomotul (prin reducerea câștigului).

Filtrul folosit în schemă pe 70MHz este un filtru de tip SAW cu impedanța de intrare de cca. 2.5K. Este un filtru mai vechi folosit în radiotelefoanele celulare GSM. Evident se pot folosi și filtre pe alte frecvențe, cu reevaluarea planului de frecvență. Un filtru cu cristal cu banda de trecere de 20KHz ar fi ideal, pentru a evita supraîncărcarea mixerului din a doua conversie de frecvență cu prea multe semnale care cad între curbă selectivă a primului și celui de al doilea filtru.

Piesa centrală a acestei scheme o reprezintă circuitul AD607. Varianta mai nouă a acestui circuit este AD61009, care este compatibilă pin la pin cu AD607 și nu are decât diferențe minore legate de limitele tensiunii de alimentare. Circuitul AD607 produs de Analog Devices conține un receptor monocip cu o singură schimbare de frecvență și demodulare în cuadratură.



Dat fiind complexitatea circuitului AD607, și pentru o înțelegere mai ușoară a funcționării, a fost prezentată schema bloc internă.

Consumul de curent a fost optimizat pentru aplicații gen telefonie celulară, nedepășind 10mA la 3.3V. Punctul de interceptie IP3 este de -8dBm, în timp ce punctul de saturare la 1dB este de -15dBm. Circuitul accepta la intrare semnale cu frecvență maximă de 500MHz. Demodulatorul de cuadratură poate lucra cu semnale IF de la 400KHz la 12MHz.

Circuitul conține un amplificator RF, un mixer dublu echilibrat Gilbert, buffer pentru LO, trei etaje de amplificare în IF, precum și demodulatorul de cuadratură. Demodulatorul de cuadratură utilizează un circuit PLL intern, calat pe o frecvență de referință externă, pentru a obține semnalele defazate cu 90° care se aplică celor două mixere. De menționat că, semnalul IF este disponibil la un pin, pentru a putea fi folosit un alt tip de demodulator dacă cel folosit în

circuitul integrat nu este adecvat unei anumite aplicații specifice. Puterea necesară la pinul LO este de numai -16dBm.

Circuitul AGC are o gamă dinamică remarcabilă, asigurând controlul pe 90dB. Panta este de 20mV/dB pe o gamă de circa 80dB. Tensiunea AGC se aplică pe pinul 12, gama dinamică fiind de la 0.15V la 2V. Generarea tensiunii AGC se face fie clasic cu ajutorul unui circuit de detecție în joasă frecvență fie digital, prin intermediul unui DAC, dacă se folosește prelucrarea digitală a semnalului cu un DSP sau microprocesor puternic.

AD607 asigură toate funcțiile necesare celei de a doua conversii și demodulării în cuadratură a semnalului. Filtrul IF folosit în acest caz este pe 10.7MHz, de tip ceramic ieftin, cu bandă de trecere de cel mult 20KHz. (gen Mutata SFKLA10M7NF00). La prima vedere, o selectivitate de 20KHz este inutilizabilă pentru o emisiune SSB, însă în acest caz selectivitatea finală se obține prin filtrarea liniilor I & Q în joasă frecvență, cu filtre active. Prin utilizarea unor rețele defazoare de joasă frecvență, se înlătură și laterala nedorită așa încât selectivitatea obținută este suficient de bună pentru un receptor pe 432MHz. În mod ideal, filtrul ceramic pe 10.7KHz se înlocuiește cu un filtru cu cristal (fie și pe 9MHz) cu selectivitate adecvată. În acest fel se poate renunța la filtrele și rețelele de defazare din joasă frecvență.

Trebuie menționat că performanțele de intermodulație ale circuitului AD607 nu sunt "scritoare" însă dacă filtrul folosit în prima frecvență intermediară nu este prea larg, rezultatele finale sunt mai mult decât acceptabile.

De menționat că circuitul AD607 poate lucra singur la frecvența de 432MHz, fără a fi necesară încă o conversie de frecvență, însă selectivitatea pe frecvența imagine este redusă. Practic atenuarea dată de circuitele de intrare la o distanță în frecvență de 21.4MHz (2xIF) nu va depăși 15dB în cazul unui circuit selectiv obișnuit, ceea ce poate fi insuficient dacă pe frecvența imagine se află perturbatori puternici. (Sigur că nu pun în discuție aici folosirea unor filtre cu cavități rezonante sau rezonatori ceramici!) La 144MHz însă, pentru o construcție simplă și fără pretenții deosebite la intermodulații sau rejecția imaginii, circuitul este perfect folosibil.

Generarea celor două frecvențe necesare dublei conversii se face cu ajutorul unei sinteze de frecvență ce poate folosi ca referință, frecvența de 10.7MHz, necesară pentru demodulare.

Blocul de filtrare și conversie analog numerică prezentat în fig.2, reprezintă o schemă tipică pentru prelucrarea semnalelor I & Q cu un DSP. Semnalul este filtrat cu ajutorul a două filtre cu capacități comutate. În acest fel se reduce numărul mare de componente cu toleranța strânsă ce trebuiau folosite într-un filtru clasic. Circuitele folosite sunt de tipul MAX7414 și sunt produse de Maxim. Datorită faptului că ieșirea circuitului nu suportă sarcini capacitive prea mari, au fost folosite circuite buffer realizate cu două operaționale cu câștig unitar. Poate fi folosit orice operațional pentru această aplicație (LMV821 în acest caz). Frecvența de tăiere poate fi ajustată prin variația frecvenței Fclk aplicate pe pinul 8. Relația care dă frecvența de tăiere a filtrului este dată de:

$$F_c = F_{clk} / 100$$

Frecvența de tăiere poate fi deci reglată continuu de la 1Hz la 15KHz aplicând un clock cu frecvență mai mare de 100 de ori decât frecvența de tăiere. În schema prezentată, clockul este divizat din frecvența de referință de 10.7MHz utilizată pentru sinteza de frecvență și pentru demodulator. Pentru o frecvență de 535KHz, frecvența de tăiere a filtrului $F_c = 5.35KHz$. Acest circuit permite folosirea la nevoie și a unui oscilator intern, ajustarea frecvenței făcându-se prin schimbarea unui condensator, conectat între pinul 8 și masă. Calculul frecvenței de oscilație se face cu formula:

$$F_{osc}(KHz) = 30 \times 10^3 / C_{osc}(pF)$$

Convertoarele analog digitale (ADC) sunt de tipul MCP3201 ce asigură o rezoluție de 12biti. Gama dinamică pentru tensiunea aplicată la intrare este deci de 72dB. Având în vedere că acest circuit este folosit într-un receptor ce conține un circuit AGC, gama dinamică a semnalului aplicat la intrarea convertorului va fi mult mai redusă și nu vor exista probleme de saturare.

Controlul circuitului se face prin intermediul unei magistrale clasice SPI.

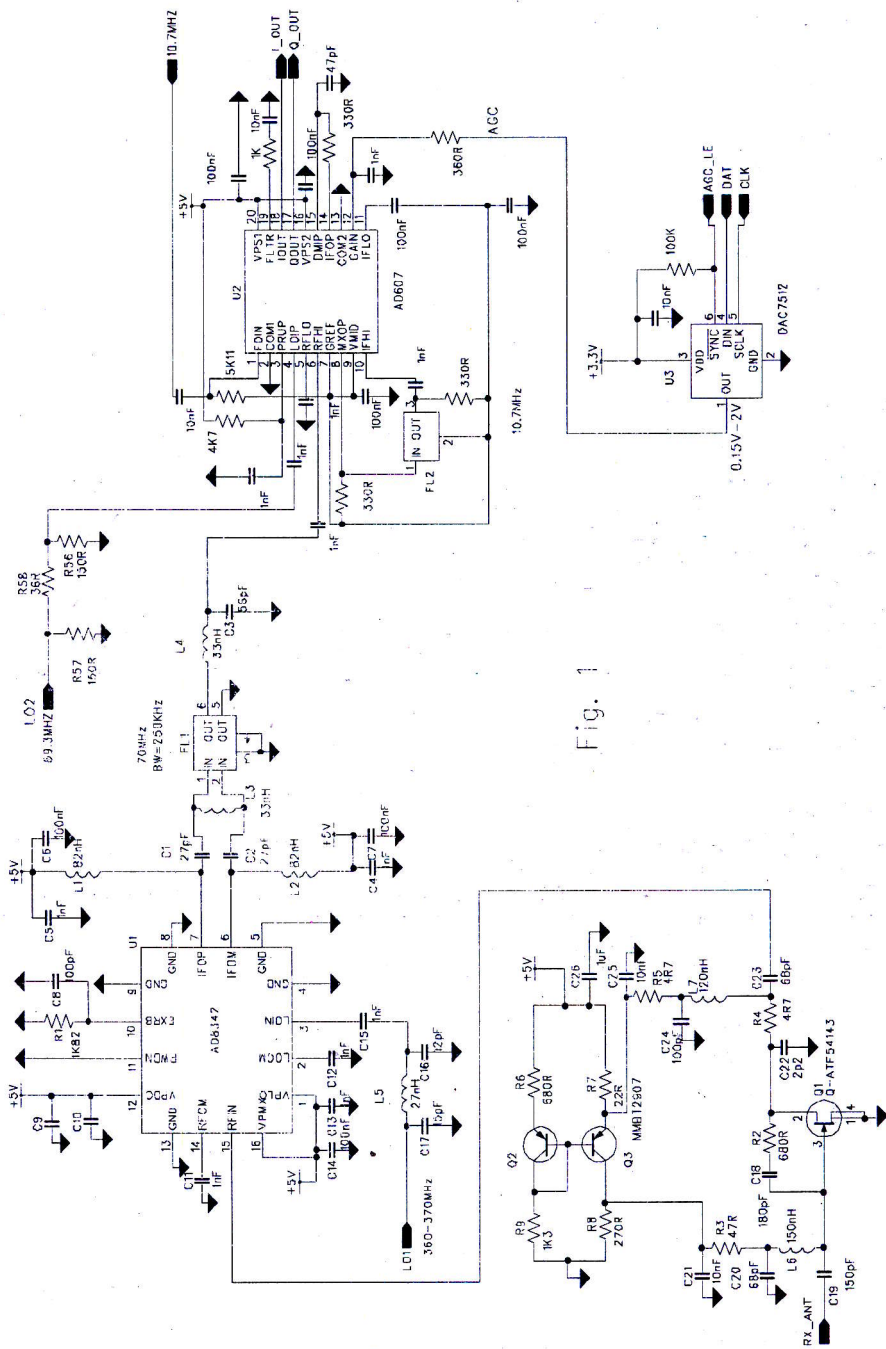


Fig. 1

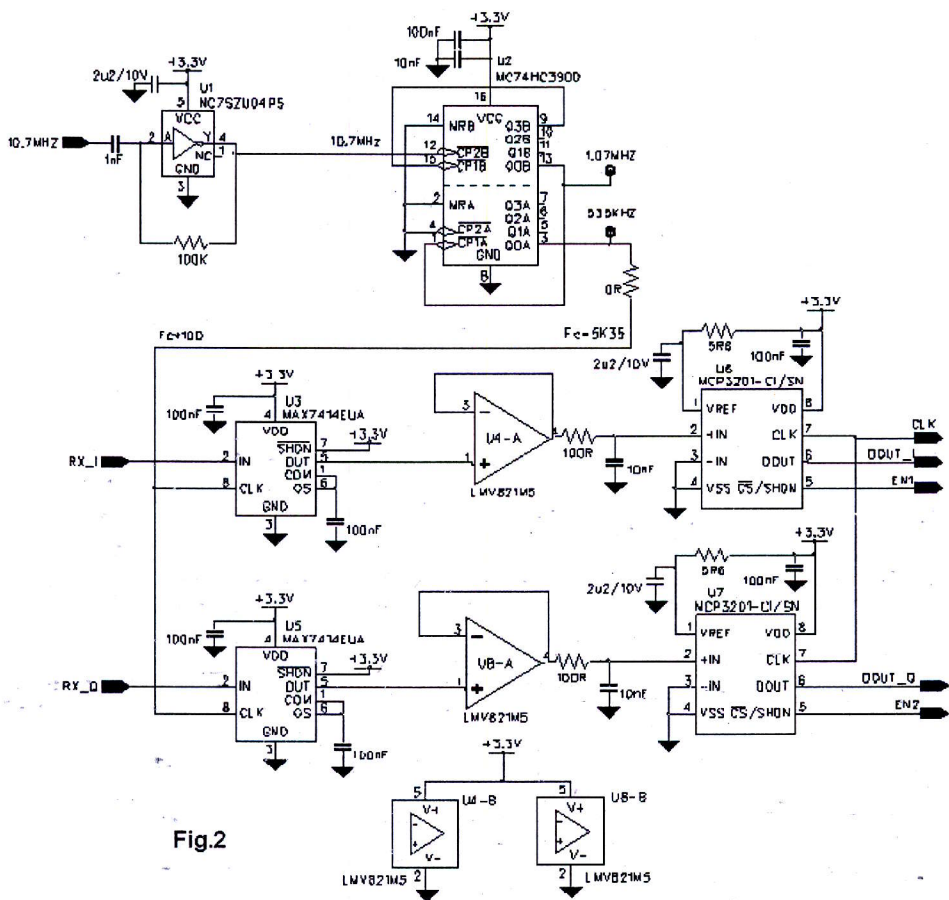


Fig.2

19.4 Receptor sincrodină pentru 1296MHz

Receptor pentru banda de 1296MHz cu circuitul integrat AD8347

Acest circuit integrat conține un receptor sincrodină complet, la care trebuie adăugată doar sinteza de frecvență și filtrele necesare în banda de bază. Schema bloc este prezentată în fig.1.

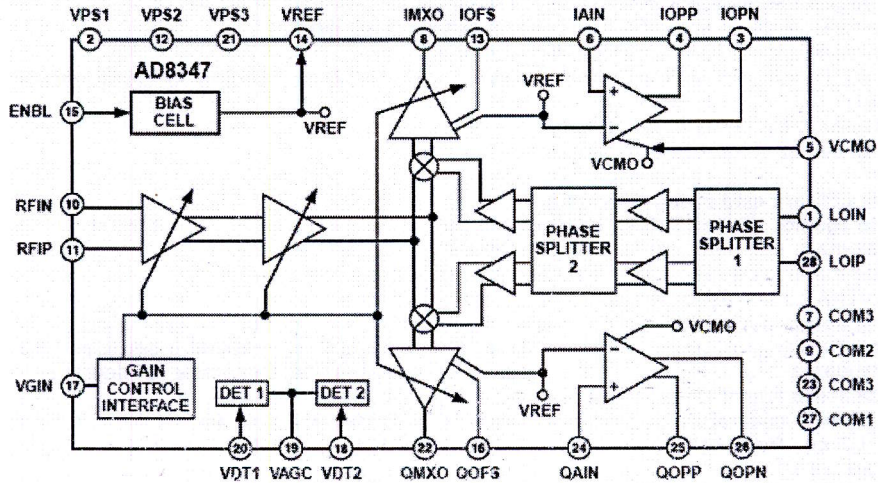


Fig.1

Circuitul conține două etaje de amplificare în RF, cu câștig variabil, un demodulator cuadratură, circuitul de defazare cu 90° a semnalului de la oscilatorul local. două

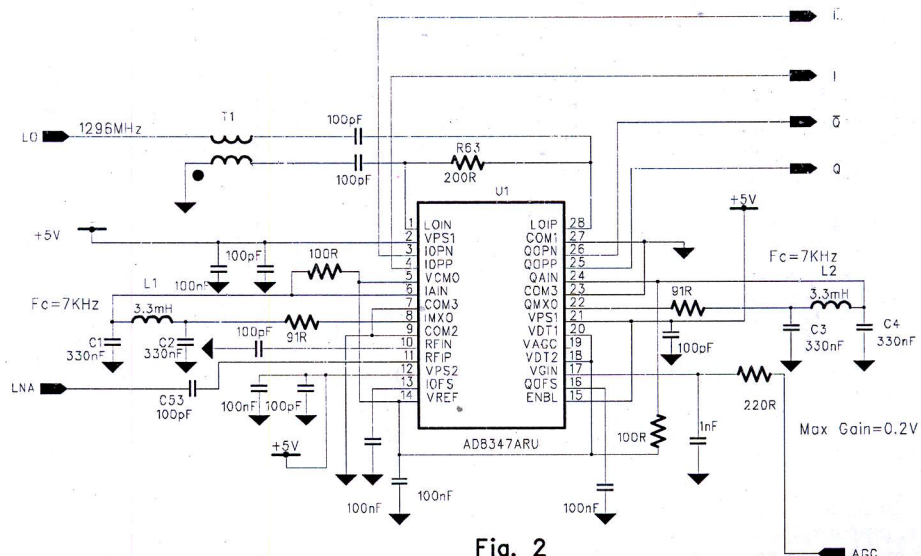


Fig. 2

amplificatoare operaționale cu ieșire diferențială și cu câștig fix, un circuit detector dublu (pentru semnalele I și Q) precum și circuitul de control al amplificării. Circuitul este dotat cu

un sistem automat de compensare pentru ofsetul în cc, așa încât această problemă care afectează marea majoritate a receptoarelor cu conversie directă nu mai este deranjantă. Banda de frecvență în care poate lucra este de la 800MHz la 2.7GHz. Alți parametri importanți sunt: cifra de zgomot NF de 11dB (la câștig maxim) Gama dinamică AGC 69.5dB. Tensiune de alimentare 2.7 la 5.5V

Punctul de întrecere de ordinul 3 este de +11.5dBm (câștig minim)
Punctul de întrecere de ordinul 2 este de +22.5dBm
P1dB la intrare este de -2dBm câștig minim ($V_{gin}=1.2V$) și -30dBm la câștig maxim ($V_{gin}=0.2V$)
Puterea necesară din LO este de -8dBm
Curentul consumat la 5V este de cca. 80mA

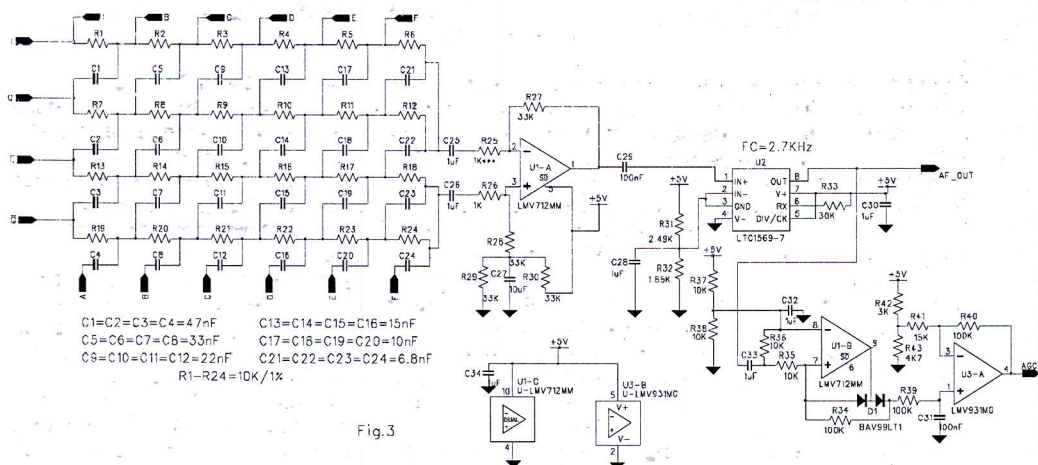
Schema de utilizare este prezentată în fig. 2

Factorul de zgomot NF de 11dB este un pic cam ridicat, amplificatorul fiind optimizat pentru izolare maximă și mai puțin pentru zgomot. Nivelul de scurgeri de semnal din LO la borna de antena este mai mic de -60dBm. Evident, pentru a se obține performanțe mai bune, se poate adăuga un LNA cu un câștig de cca. 25-30dB. LNA-ul va contribui în afară de reducerea cifrei echivalente de zgomot și la creșterea izolării între LO și antenă. În mod normal nu trebuie să fie o problema atingerea unei radiații parazite în antenă de cca. -100dBm sau chiar mai puțin. Adăugarea LNA-ului duce însă la scăderea punctului de compresie și degradarea IP3/IP2, de aceea amplificarea în LNA nu poate fi oricât de mare.

Între mixerele în cuadratură și amplificatoarele de pe canalele I și Q au fost folosite filtre trece jos LC cu, frecvența de tăiere de 7KHz. Filtul este calculat pentru impedanțe de intrare/ieșire de 100 ohmi.

Circuitul dispune de ieșiri diferențiale pentru semnalele I&Q.

Semnalul de la LO se aplică prin intermediul unui balun și are puterea de -8dBm



(-15dBm la -5dBm). LO se poate aplica și asimetric (pinul de intrare nefolosit decuplându-se la masa cu 100pF), însă scurgerea de semnal în antenă crește cu cel puțin 10dB.

În figura 3 este arătată rețeaua de defazare cu 90° de joasă frecvență, circuitul de filtrare, precum și detectorul și amplificatorul de AGC. Există multe tipuri de rețele de defazare cu 90° în joasă frecvență. De data aceasta am ales o rețea de defazare polifazică.

Acest tip de rețea a fost brevetat în 1968 (deci patentul e expirat), de Mike Gingell - KN4BS, pentru firma ITT. Ulterior au mai fost și alții care au adus contribuții importante la analiza și utilizarea acestui tip de rețele, ca A. Gschwindt- HA5WH. Una din cele mai bune analize pe care am văzut-o despre acest gen de circuite aparține lui Kevin Schmidt, W9CF (publicat în QEX Aug. 1994). Unul din inconvenientele rețelelor clasice de defazare îl reprezintă toleranța componentelor, ca și banda limitată de frecvență în care eroarea de fază este menținută în limite rezonabile. A existat multă vreme mitul ca o rețea polifazică poate lucra cu componente cu toleranță de 10% fără degradarea performanțelor. De fapt lucrurile nu stau chiar așa. Rețelele polifazice uzuale au 4,6 sau 8 poli, cea arătată în fig. 3 având 6 poli. Cu cât mai mulți poli (secțiuni) are rețeaua, cu atât eroarea de fază și amplitudinea este mai mică, pe o bandă mai mare de frecvență.

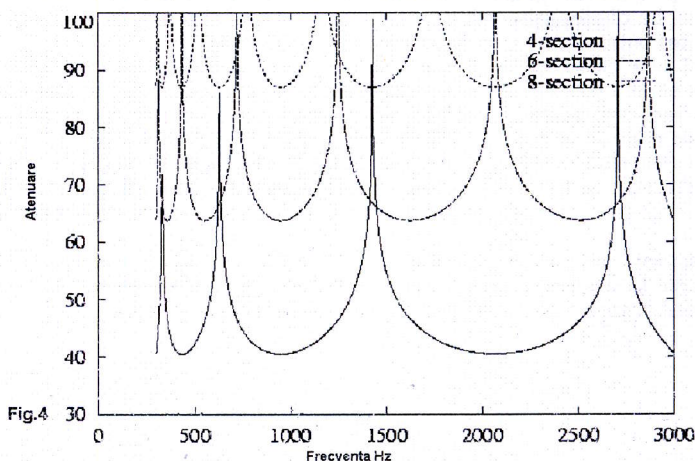


Figura 4 arată atenuarea teoretică ce poate fi obținută cu rețele cu 4, 6 sau 8 secțiuni. Toleranța componentelor va afecta însă performanțele. Simulări pe calculator arată că dacă se utilizează componente cu toleranța de 10% (greu de găsit astăzi....), atenuarea lateralei este de cca. 20dB. Dacă toleranța componentelor este de 1%, atenuarea obținută este mai bună de 40dB. Analizele arată ca este mai important să se mențină o strânsă toleranță (împerechere) pentru componentele de pe aceeași secțiune, decât valoarea în sine. Valoarea în sine, dă frecvența polilor și dacă aceasta se schimbă chiar și cu 10%, atenuarea lateralei nu este mai mică de 50dB, dacă împerecherea pe fiecare secțiune este de 0.5%. Concluzia este că atâta vreme cât împerecherea componentelor este corect făcută, rezultatele obținute în privința atenuării lateralei nedorite sunt comparabile cu cele obținute cu un filtru cu cristal. Pentru compensarea diferențelor de amplitudine, poate fi necesar să se ajusteze R25, în așa fel încât să se obțină atenuarea maximă a lateralei nedorite. Practic, un semireglabil multitură poate fi folosit pentru acest reglaj care e deosebit de sensibil. După filtrul polifazic, urmează un amplificator cu intrare diferențială și un filtru cu capacități comutate, realizat cu circuitul LT1569-7 de la Linear Tech. Acest filtru cu capacități comutate conține propriul oscilator intern, prin schimbarea unei rezistențe externe putându-se schimba frecvența de tăiere a filtrului.

Frecvența de tăiere a filtrului se poate determina cu formula:

$$F_c = (128 * (10 / R_{33})) / K$$

Unde K poate lua valorile 1, 4 sau 16 după cum pinul 5 este conectat la masă, printr-un condensator de 100pF la masă, respectiv la +5V. În principiu, prin comutarea pinului 5 se pot obține 3 benzi diferite de trecere, în rapoarte 1, 4 sau 16. Rezistența R33 nu trebuie să aibă o valoare mai mare de 40K.

LTC1569-7 este un filtru cu 10 poli, ce permite obținerea unei atenuări de cel puțin 50dB la 1.5Fc, 60dB la 2Fc și 80dB la 6Fc. Filtrul are distorsiuni de fază extrem de mici în bandă, lucru util în cazul comunicațiilor digitale.

Zgomotul acestui filtru este de ordinul a $125\mu V_{ef}$ măsurat într-o bandă de frecvență de două ori mai mare decât banda de trecere a filtrului. ($BW=2F_c$)

Întrucât nu se utilizează o sursa de alimentare diferențială, pinul GND trebuie alimentat printr-un divizor rezistiv cu tensiunea de 2V.

Selectivitatea totală a acestui receptor este data de filtrul în Π (dintre demodulator și amplificatorul operațional intern din AD8347) precum și de selectivitatea data de filtrul cu circuitul LTC1569-7.

Sigur că se poate pune întrebarea : de ce F_c pentru primul filtru este 7KHz când de fapt urmărim să obținem 2.7KHz? În cazul de față am considerat că pentru această aplicație este util să se păstreze distorsiunile de faza la minimum în interiorul benzii de trecere pentru performante maxime în transmisii de date. Filtrul Π nu este deosebit de liniar în fază în apropierea frecvenței de tăiere, așa încât aceasta a fost mutată mai sus, cu riscul de a avea semnale (interferențe) puternice care să cadă între cele două filtre.

Circuitul AGC este clasic, și conține un detector ideal precum și un amplificator. Prin variația tensiunii pe pinul 3 (U3-A) se poate regla punctul de start pentru circuitul AGC.

Sinteza de frecvență pentru acest receptor poate fi cu un circuit PLL fracționar, așa încât va mai fi nevoie doar de VCO și circuitul PLL, cu o rezoluție de 10Hz.

Referința de frecvență pentru PLL trebuie să fie un oscilator cu cristal, în mod ideal termo-compensat (TCXO) pentru a se atinge o stabilitate de frecvență superioară. Dacă stabilitatea de frecvență a oscilatorului este de ordinul a $\pm 5\text{ppm}$, driftul de frecvență va fi de $\pm 6.45\text{KHz}$.

Din schemă lipsește amplificatorul final audio, care poate fi de orice fel, ca și LNA-ul. LNA-ul trebuie să asigure o amplificare de 25-30dB, și poate avea la bază schemele prezentate în capitolul despre proiectarea amplificatoarelor de zgomot redus.

20. Software Defined Radio – SDR

20.1 Generalități

Există la ora actuală două sisteme utilizate în tehnica SDR:

1. Conversia A/D a semnalului chiar pe frecvența de lucru (aceasta corespunde cu definiția receptorului SDR ideal data de SDR Forum) (fig.1)
2. Conversia de frecvență a semnalului RF pe o frecvență intermediară joasă, unde este apoi prelucrat de un convertor A/D de mare performanță, de 24 biți. (fig.2, fig.3) Se utilizează în acest scop o cartelă de sunet performantă. Pană acum aceasta a fost metoda preferată de radioamatori, datorită simplității hardului și a ușurinței cu care se poate găsi software performant pentru aceste aplicații.

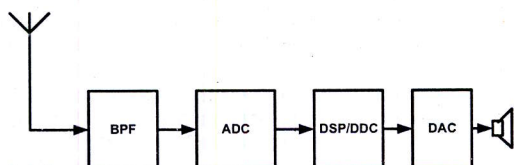


Fig. 1

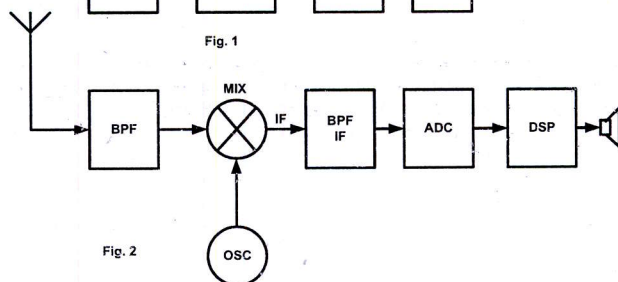


Fig. 2

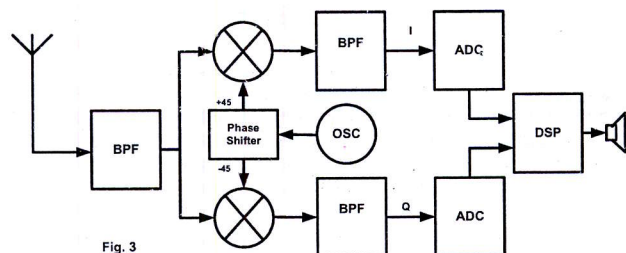


Fig. 3

Conform definiției acceptate pentru un SDR ideal, așa cum este data de SDR FORUM, un receptor sau emițător din această categorie nu recurge la conversia frecvenței; trecerea din domeniul analog în cel digital sau invers se face cu convertoare A/D, respectiv D/A, toate funcțiile fiind controlate sau efectuate în software.

La receptoarele din vechea generație, componenta critică din sistem era mixerul, de a cărui calitate depinde în bună măsură performanța la recepție. La receptoarele SDR, componenta critică este convertorul A/D.

Din punct de vedere tehnic, limitarea principală o constituie frecvența maximă până la care poate lucra convertorul A/D, cu o rezoluție acceptabilă. Sunt disponibile astăzi în mod curent, convertoare cu o rezoluție de 16 biți la 130Mps sau 12 biți la 250Mps. Acestea permit în principiu, construcția unui receptor complet digital, care poate opera până la 65, respectiv 125MHz. Izolat, au fost obținute viteze și mai mari, folosind convertoare care pot opera la 4-5GHz, care însă folosesc tehnici criogenice și ca atare au aplicații doar în

radioastronomie. În anul 2005, Techno Concepts anunța primul convertor capabil să lucreze la temperatura camerei cu frecvențe de peste 2GHz, deci utilizabil în echipamentele de infrastructura pentru telefonie celulară. Deocamdată, prețurile sunt foarte mari, încă persistă numeroase probleme tehnice și răspândirea acestora este extrem de redusă, însă cu certitudine în câțiva ani lucrurile vor arata altfel.

Parametrii definitorii pentru un convertor A/D sunt:

- Rezoluția convertorului - dată de numărul de biți cu care lucrează. Întrucât nu toți biții unui convertor A/D sunt folosiți în practică, se mai folosește și noțiunea de număr de biți efectivi.
- Frecvența maximă de eșantionare - samples per second (sps)
- Gama dinamică limitată de semnale parazite SFDR (Spurious Free Dynamic Range) - este raportul între valoarea semnalului aplicat la intrare și nivelul maxim al semnalelor parazite rezultate în urma conversiei. În acest caz, valoarea se măsoară în dBc (Carrier). Dacă se consideră capul de scală, atunci exprimarea este dBFS (Full Scale)
- Raportul semnal/zgomot - SNR - de obicei definit într-o bandă oarecare de frecvență, este raportul între valoarea semnalului util și pragul de zgomot în banda respectivă de frecvență. Atât SFDR cât și SNR sunt afectate în primul rând de numărul efectiv de biți cu care lucrează convertorul, dar și de semnalele parazite generate intern în timpul conversiei.
- Nivelul distorsiunilor armonice - raportul între semnalul util și suma celor mai semnificative armonici (cel puțin până la ordinul 5).
- Valoarea maximă a semnalului care se poate aplica la intrare fără a cauza saturarea convertorului.
- Banda de frecvență maximă a circuitului de eșantionare (de regula mult mai mare decât frecvența maximă de eșantionare) care dă limita în frecvență până la care se poate folosi convertorul în regim de subeșantionare.

De remarcat că analiza performanțelor unui convertor A/D se face cu ajutorul unui sistem de calcul oarecare, prin efectuarea unei analize Fourier rapide (FFT) ce permite vizualizarea semnalului în domeniul frecvență, în același fel ca și cu un analizor de spectru. În fig. 4 este prezentată o analiză FFT a unui semnal văzut de un convertor A/D, precum și cele două moduri în care se definește SFDR.

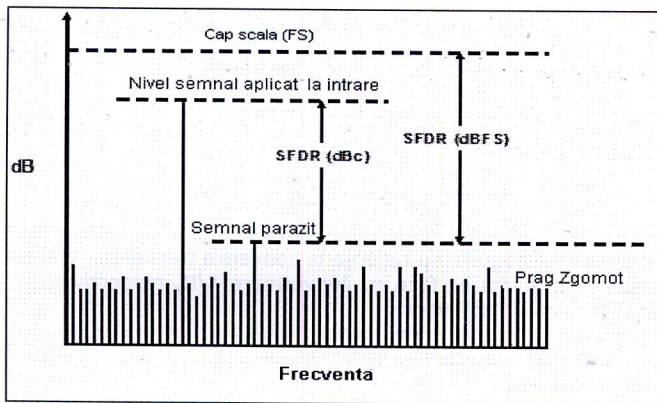


Fig. 4

20.2 Teorema eșantionării

Teorema eșantionării, cunoscută ca teorema lui Shannon, Nyquist sau Kotelnicov, și este de importanță vitală în teoria modernă a comunicațiilor. Orice formă de conversie a semnalelor electrice analogice în domeniul digital necesită procedeul de eșantionare. Evident, este valabilă și reciprocă. În esență, teorema eșantionării spune că un semnal poate fi reconstituit din eșantioane în domeniul digital, dacă se îndeplinesc simultan următoarele condiții:

1. Se lucrează cu un semnal având banda de frecvență limitată.
2. Frecvența de eșantionare este de cel puțin două ori mai mare decât banda de frecvență a semnalului.

Consecința imediată este că dacă dorim recepția unei benzi de frecvență de la 0-30MHz, e necesară în primul rând filtrarea și limitarea benzii semnalului aplicat la intrare, iar eșantionarea trebuie făcută cu un clock de cel puțin 60MHz.

Necesitatea limitării benzii de frecvență la intrarea oricărui convertor A/D este cauzată de apariția frecvențelor imagine (în raport cu frecvența de eșantionare), care prin digitizare produc același semnal ca și semnalul util. Odată trecute în domeniul digital, nu mai există nici un mijloc prin care să se poată discerne semnalele utile de cele imagine.

20.3 Conversia analog numerică

Conversia analog numerică se face cu ajutorul unor circuite integrate specializate. În esență, se folosesc două metode:

- Conversia prin aproximări succesive
- Conversia sigma-delta

Ambele metode au avantaje și dezavantaje, prima metodă fiind mai simplă din punct de vedere tehnic.

Orice circuit de conversie analog numerică necesită un timp pentru efectuarea conversiei. Pe parcursul conversiei este necesar ca informația prezentată la intrare să fie stabilă. Pentru aceasta, se folosește un circuit de eșantionare/memorare (Sample & Hold). Principalul circuit S/H este realizat cu un comutator și un condensator.

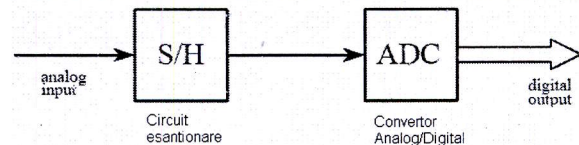


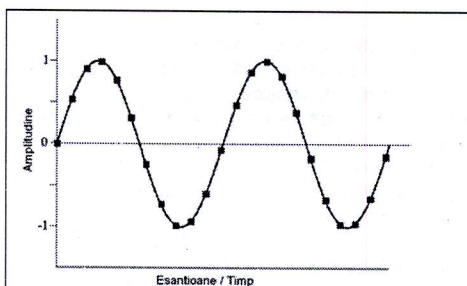
Fig. 1

În mod normal este necesar să se intercaleze un buffer în fața circuitului S/H, pentru a preveni atât vârfurile de curent datorate încărcării periodice a condensatorului de eșantionare, cât și scurgerea semnalului de clock spre sursa de semnal.

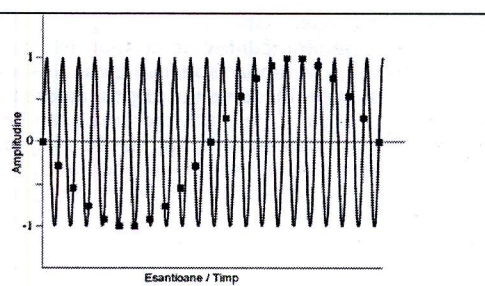
Cele mai multe convertoare A/D nu au acest buffer încorporat, așa încât este necesar un circuit extern. Acest buffer trebuie să asigure distorsiuni minime pentru a nu înrăutăți performanțele conversiei A/D.

Să revenim la frecvența de eșantionare. Figura 2A arată modul cum se produce conversia unui semnal analogic, cu respectarea ambelor criterii din teorema eșantionării. Cu F_s s-a notat frecvența de eșantionare. Se observă că pentru fiecare perioadă avem 12 eșantioane, ceea ce asigură o reconstituire destul de fidelă a semnalului. Semnalul corespunzător digitizat, este prezentat în fig. 2B.

În figura 3A este prezentată eșantionarea unui semnal la care nu este îndeplinită condiția ca frecvența de eșantionare să fie de cel puțin două ori mai mare decât frecvența semnalului eșantionat. În figura 3B se observă rezultatul conversiei digitale, care reprezintă în fapt, o frecvență diferită de cea eșantionată. În acest caz, sistemul digital nu va putea ști care a fost de fapt frecvența semnalului aplicat la intrare. Cele două exemple demonstrează de ce e necesar ca frecvența de eșantionare să fie de cel puțin două ori mai mare decât frecvența semnalului prelucrat și de ce e necesară filtrarea semnalului de intrare. Limitarea benzii de frecvență înainte de conversie este esențială pentru a preveni apariția de «frecvențe imagine». Un parametru esențial al convertorilor A/D este rezoluția, care este dată de obicei de numărul de biți al convertorului. Ușual, se întâlnesc valori de la 8 la 24 de biți. Un convertor ipotetic de 4 biți poate decela 16 nivele (cuante, sau trepte) de semnal. Fiecare



$F_s \gg 2F$
Fig. 2A



$F_s < F$
Fig. 3A

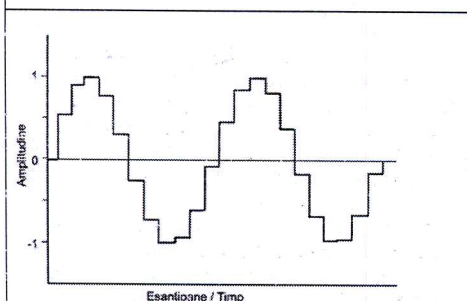


Fig. 2B

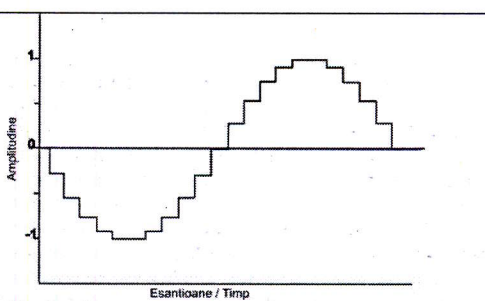


Fig. 3B

nivel de cuantizare reprezintă o schimbare în amplitudinea semnalului egală cu 2, de aici rezultând că se pot asocia 6dB pentru fiecare bit. Cu cât convertorul are mai mulți biți, cu atât rezoluția convertorului este mai bună. Cum nivelul maxim de semnal ce se poate aplica la intrarea convertorului nu poate depăși tensiunea de alimentare (de obicei 3.3V sau 5V), rezultă că sensibilitatea (capacitatea de a lucra cu semnale mici) crește. Presupunând că

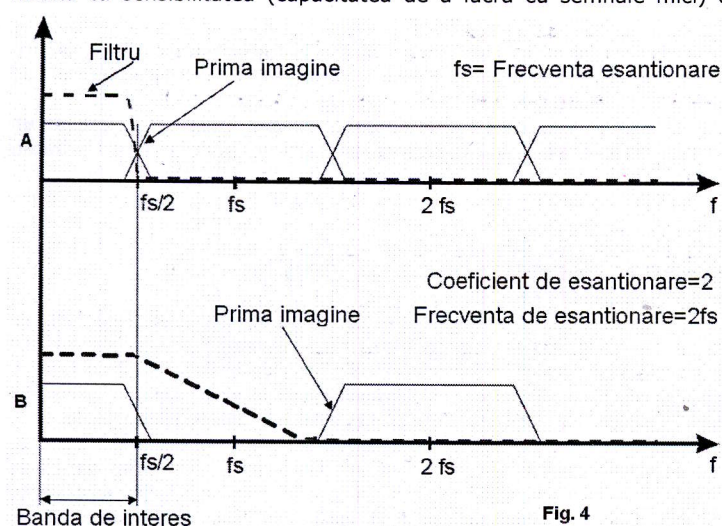


Fig. 4

tensiunea maximă admisibilă la intrarea convertorului este egală cu 5V, rezultă că mărimea unei cuante (sau rezoluția pe bit) în cazul convertorului de 4 biți, este de $5/16 = 0.3125V$.

Evident, nivelele intermediare vor fi approximate la bitul imediat inferior sau imediat superior. Aceasta aproximare duce de fapt, la zgomot și în mod practic din această cauză se pierde un bit din rezoluția ADC-ului.

Fig. 4A arată distri-

buția frecvențelor imagine în raport cu frecvența de esantionare, și filtrul necesar pentru

operare corectă. Fig. 4B arată ce se întâmplă în situația când frecvența de eșantionare este dublată. Se observă ca numărul frecvențelor imagine scade, sunt mai departe de semnalul util, și implicit mai ușor de filtrat.

În fig. 4B avem un caz de supraeșantionare. Această metodă, în afară de relaxarea cerințelor legate de filtrele de intrare (frecvențele imagine fiind mult mai depărtate), mai produce și alte avantaje legate de îmbunătățirea raportului SNR, așa cum se va arăta mai târziu.

O întrebare frecventă care apare despre SDR este: se poate aplica antena la recepție direct la intrarea convertorului A/D și în felul acesta să se elimine orice circuit analogic (Filtru antenă, ARF, etc.)? Răspunsul este: nu! În fapt, însăși teorema eșantionării cere limitarea benzii de frecvență din motivele expuse mai sus.

O alta problemă este legată de rezoluția convertoarelor și gama dinamică maximă pe care o ating convertoarele actuale la frecvențe mari. Un convertor de 16 biți operează în mod real cu 15 biți (în cel mai bun caz), ceea ce înseamnă o gama dinamică de cca. 90dB (6dB per bit). Zgomotele interne vor reduce însă și mai mult gama dinamică efectivă, o cifră finală în jur de 85dB fiind cât se poate de realistă. Dacă tensiunea de saturare este de 5V, pragul de zgomot va fi în jurul a câtorva zeci de mV, rezultând în mod clar că e necesar un amplificator de RF la intrare pentru a putea lucra cu semnale mici.

Un al treilea motiv este scurgerea semnalului de clock din intrarea convertorului spre antenă. Cum valoarea acestui semnal este de ordinul a zeci sau sute de mV, acest semnal va fi radiat prin antenă în eter, perturbând alte comunicații. Un amplificator RF poate asigura izolarea necesară în acest caz.

Raportul Semnal/ Zgomot (SNR) pentru un convertor analog numeric este dat în principal de numărul de biți efectivi ai convertorului. Formula de calcul este:

$$SNR = 6.02N + 1.76dB$$

unde N este numărul efectiv de biți.

Pentru un convertor ce lucrează cu **N=12** biți efectivi, rezulta deci un SNR maxim teoretic de 74dB. În practică, valoarea poate fi ceva mai mică.

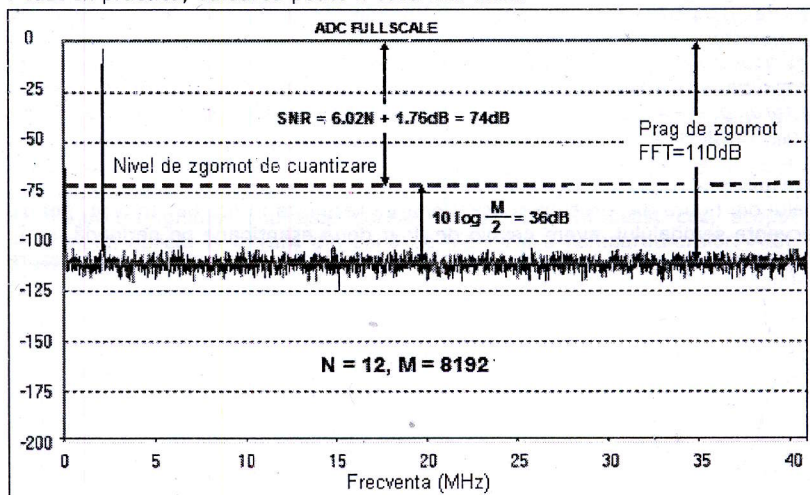


Fig.5

Fig. 5 arată semnalul produs de un convertor A/D și analizat cu ajutorul unei transformate Fourier rapidă FFT, așa cum arată în domeniul frecvență. Să presupunem că banda de frecvență este limitată la 40MHz și $F_s = 80\text{MHz}$ (frecvența de eșantionare). Se

observă că pot fi vizibile și detalii aflate sub pragul de zgomot de cuantizare. Pentru a înțelege modul cum pragul de zgomot poate fi coborât în urma efectuării transformatei Fourier, e necesar să facem corelația zgomot- lărgime de bandă. Puterea de zgomot este proporțională cu banda de frecvență în care se face măsurătoarea. Convertorul de mai sus, pentru care am determinat că zgomotul de cuantizare este la un nivel de -74dB față de capătul de scală, vede practic întreaga bandă de semnal de 40MHz. Prin efectuarea FFT, practic se aplica un filtru cu selectivitate ridicată, ce duce la scăderea puterii de zgomot.

Îmbunătățirea raportului SNR prin acest procedeu este numita câștig de procesare și este egal cu:

$$10 \log \frac{M}{2}$$

Unde M este coeficientul transformatei FFT, ce reprezintă numărul de intervale egale (Bin) în care este împărțit spectrul de frecvență ce urmează a fi procesat. În exemplul din fig. 6 a fost folosit **M=8192**, ceea ce duce în final la o reducere a pragului de zgomot cu încă 36dB!

20.4 Subeșantionarea

Subeșantionarea este un mod de lucru în care convertoarele A/D pot opera dincolo de ½ din valoarea frecvenței de eșantionare.

Să analizăm figura 6. Se observă că în cazul aplicării la intrarea convertorului A/D a unui semnal cu bandă de frecvență nelimitată, prin conversie, se obține în domeniul digital suprapunerea spectrelor. Se remarcă modul în care segmentele de spectru cu mărimea $F_s/2$ se împăturesc. Se observă de asemenea, că segmentele pare se regăsesc inversate în banda de bază. Nu există nici o metoda prin care să se poată reconstitui, sa spunem doar porțiunea de la 0 la $F_s/2$.

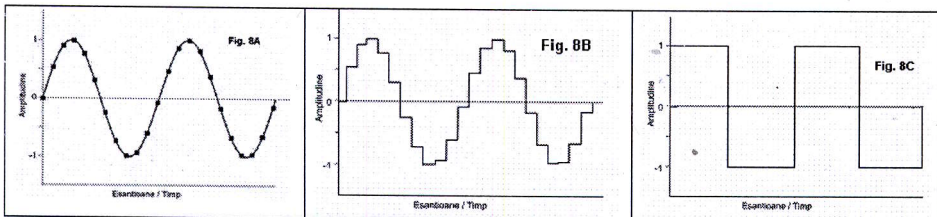
Rezultă de aici necesitatea limitării spectrului de frecvență la domeniul care prezintă interes. De remarcat că "proprietatea" de mai sus, poate fi folosită însă la extinderea frecvenței maxime ce poate fi digitizată de convertorul A/D. În fig. 7 este prezentată conversia în situația în care banda semnalului este limitată la porțiunea de spectru nr. 5 cu ajutorul unui filtru trece bandă.

Limitarea de frecvență provine doar din banda de frecvență a circuitului de eșantionare din convertorul A/D.

Ex.: Convertorul A/D LTC2208 (produs de Linear Technology) care are o frecvență de eșantionare maximă de 130MSPS și care are o bandă de frecvență maximă de 700MHz. În principiu, convertorul poate fi folosit pentru digitizarea unei porțiuni de bandă de 65MHz oriunde în domeniul 0-700MHz.

20.5 Supraeșantionarea

Să privim semnalul din figura 8A, precum și eșantionarea rezultată în fig. 8B. În fapt, pentru a reconstitui frecvența semnalului, avem nevoie de doar doua eșantioane pe perioadă, ca în figura 8C. Prin eșantionarea doar cu strictul necesar, se păstrează informația doar despre frecvența semnalului.



Prin reconstituirea în domeniul digital se pierd însă toate armonicele semnalului. Efectul este similar cu aplicarea unei filtrări puternice în domeniul analogic.

Să nu uităm că din punctul de vedere al necesităților legate de comunicațiile radio, informația este de fapt conținută în frecvența semnalului, faza sau amplitudinea acestuia, în timp ce conținutul de armonici nu este relevant din acest punct de vedere!

Se poate spune că, așa cum apare semnalul eșantionat din fig.8B, avem de-a face cu un caz de supraeșantionare. Dacă printr-un procedeu de decimare, sunt îndepărtate cel puțin o parte din eșantioanele care nu sunt necesare, informația utilă este încă păstrată în eșantioanele rămase.

Figura 9 arată ce se întâmplă cu puterea de zgomot a convertorului în situația eșantionării cu frecvența f_s , respectiv $k f_s$.

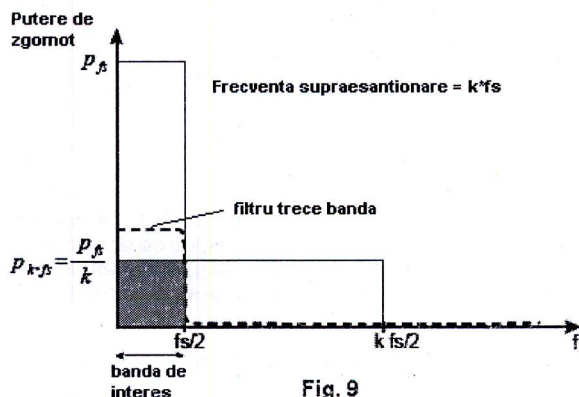


Fig. 9

Supraeșantionarea cu k , duce la distribuția aceleiași puteri de zgomot pe o bandă mult mai întinsă. Rezultatul este, o densitate a puterii de zgomot mai redusă în banda de interes. Evident, și în acest caz este necesară filtrarea semnalului în domeniul analogic, aplicat la intrarea convertorului.

Pentru a obține o reducere semnificativă a pragului de zgomot, supraeșantionarea este utilizată în conjuncție cu decimarea. Uneori, înainte de decimare se efectuează media aritmetică (medierea) a unor grupuri de eșantioane. Aceasta nu duce la reducerea pragului de zgomot, însă elimină vârfurile sale, zgomotul căpătând o caracteristică în amplitudine mai uniformă, ceea ce poate fi foarte util când se lucrează cu rapoarte semnal/zgomot mici.

Pentru reducerea pragului de zgomot, se mai utilizează fie injecția de zgomot alb în circuitul de eșantionare, fie se suprapune un semnal periodic triunghiular, peste semnalul măsurat. Prima metodă, utilizează un nivel de zgomot ceva mai mare decât zgomotul de cuantizare, pentru a ridica semnalul aplicat la intrare din zona de incertitudine a convertorului (aflata în zona LSB, cel mai puțin semnificativ bit). Cea de a doua metodă este utilă numai atunci când semnalul aplicat la intrarea convertorului nu are o formă similară cu semnalul triunghiular (nu este corelat cu acesta). În acest caz, scopul este scoaterea semnalului aplicat la intrare din zona de indecizie a comparatoarelor. Atât introducerea de zgomot cât și aplicarea unui semnal triunghiular sunt făcute în convertorul A/D, fiind total transparentă pentru utilizator.

SNR în cazul supraeșantionării este dat de formula:

$$SNR(dB) = 6.02N + 1.76 + 10_{10} K$$

unde K este factorul de supraeșantionare.

Supraeșantionarea duce la creșterea SNR cu câte 3dB la fiecare dublare a frecvenței de eșantionare. Aceasta e echivalent cu creșterea rezoluției convertorului cu 0.5 biți.

Tabelul următor ilustrează efectele supraeșantionării asupra SNR și numărul echivalent de biți cu care se îmbunătățește rezoluția convertorului.

Tab. 1

Factor de supraeșantionare K	Îmbunătățire SNR	Echivalent extra biți
2	3	0.5
4	6	1
8	9	1.5
16	12	2
32	15	2.5
64	18	3
128	21	3.5
256	24	4

20.6 Cifra de zgomot a convertoarele A/D

Cifra de zgomot este o mărime caracteristică circuitelor folosite în radiotehnică. Câtă vreme convertoarele A/D nu au fost folosite masiv în tehnica radio, caracterizarea acestora din punct de vedere al cifrei de zgomot nu a fost necesară. Lucrurile s-au schimbat însă, și considerând că în viitorul apropiat circuitele A/D vor fi prezente în fiecare radio, analiza cifrei de zgomot a unui convertor A/D s-a impus.

Calculul cifrei de zgomot pentru un circuit A/D este ceva mai complex, comparativ cu cifra de zgomot a unui amplificator.

Formula de mai jos permite calculul cifrei de zgomot, dacă se cunosc câțiva parametri esențiali ai convertorului A/D.

$$NF = 10 \log_{10} F = P_{FS}(\text{dBm}) + 174 - \text{SNR} - 10 \log_{10} B$$

unde: P_{FS} este puterea semnalului în dBm necesar atingerii capătului de scală (saturarea) a convertorului A/D

SNR, este raportul semnal/ zgomot maxim care se poate obține

B este banda totală de zgomot. Aceasta poate fi egală cu până la $\frac{1}{2}$ din frecvența de eșantionare.

Dacă se utilizează supraeșantionarea, pentru că în acest caz banda de frecvență nu mai este egală cu $f_s/2$, formula de calcul devine:

$$NF = 10 \log_{10} F = P_{FS}(\text{dBm}) + 174 - \text{SNR} - 10 \log_{10} \frac{f_s}{2B} - 10 \log_{10} \frac{f_s}{2}$$

termenul $10 \log_{10} f_s/2B$ este numit câștig de proces.

Exemplu de calcul:

Să presupunem convertorul A/D de 16 biți AD9446.

Parametrii esențiali ai acestui convertor sunt:

Tensiunea de intrare vârf la vârf maximă (V_{ppFS}) = 3.2V

Frecvența de eșantionare maximă $f_s = 80\text{MSPS}$

SNR=82dB

Presupunem că banda de frecvență B este egală cu $\frac{1}{2} f_s = 40\text{MHz}$

Tensiunea 3.2V_{pp} se transforma în tensiune efectivă : 1.13V. Pentru că în formulă trebuie folosită puterea exprimată în dBm, facem conversia necesară considerând o sarcină de 50 ohmi. $P_{FS} = 25.5\text{mW} = 10 \log 25.5 = +14.1\text{dBm}$

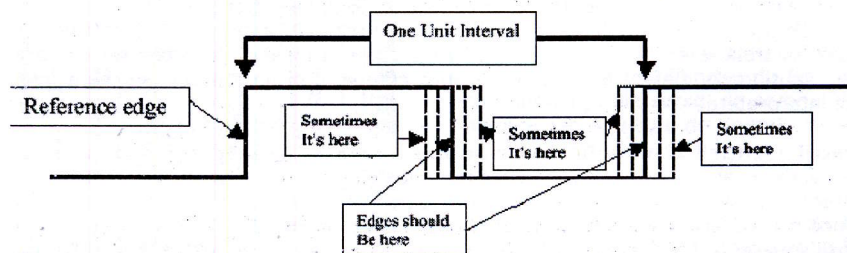
Rezultă:

$$NF = +14.1\text{dBm} + 174\text{dBm} - 82\text{dB} - 10 \log_{10} 40 \times 10^6 = 30.1\text{dB}$$

De menționat că impedanța de intrare a convertorului este ceva mai mare de 1Kohm, în timp ce toate calculele au fost făcute considerând o impedanță de intrare de 50 de ohmi. Este evident că prin utilizarea unui transformator de impedanță, se poate îmbunătăți cifra finală de zgomot. Pentru un transformator cu raportul de transformare $\frac{1}{2}$, tensiunea aplicată la intrarea convertorului se dublează, deci zgomotul echivalent se reduce cu 6dB. Un raport de transformare mai ridicat va duce la o îmbunătățire și mai substanțială, însă trebuie avut în vedere că dezavantajul transformatoarelor de impedanță îl constituie banda de frecvență limitată (cu cât raportul de transformare este mai mare, cu atât e mai problematică realizarea unui transformator de bandă largă), ca să nu mai vorbim de imposibilitatea măsurării frecvențelor foarte joase sau în CC. De menționat că și în situația utilizării unui transformator 1:4, cifra de zgomot NF=18.1dB este prea mare pentru multe aplicații. Soluția în acest caz este să se utilizeze un amplificator în fața convertorului, care va reduce nivelul total de zgomot la valori acceptabile.

20.7 Jitter-ul și convertoarele A/D

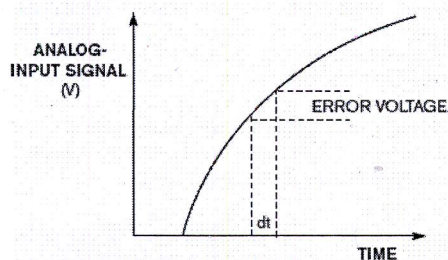
Jitter-ul este un fenomen ce poate afecta dramatic performanțele la zgomot ale unui convertor A/D. Jitter-ul este cauzat de suprapunerea peste semnalul oscilatorului a unui semnal de zgomot. Se observă în figură cum jitter-ul afectează momentul în care se produc tranzițiile între cele două stări logice.



Trebuie menționat că există două tipuri de jitter ce pot afecta pragul de zgomot pentru un convertor A/D:

- Jitter-ul circuitului intern de eșantionare-comparare. Compararea nu se produce totdeauna în exact același moment datorită zgomotului intern.

Jitter-ul clock-ului. Clock-ul extern trebuie să aibă un jitter cât mai mic pentru a nu degrada performanțele convertorului. Figura alăturată arată modul în care jitterul clock-ului



(dt) afectează interpretarea semnalului la intrare. Se poate spune că din cauza naturii aleatoare a jitter-ului, peste semnalul util este suprapus un semnal de zgomot.

Clock-urile moderne au uzual un jitter sub 10ps, iar cele de calitate foarte bună sub 1ps.

Evident, problema jitter-ului devine și mai importantă atunci când convertorul A/D lucrează în regim de subeșantionare.

Jitter-ul clock-ului este dat de obicei în ps într-o anumită bandă de frecvență față de purtătoare. Trebuie spus că jitter-ul este o formă

de zgomot de fază și ca atare, are corelație directă cu performanțele de zgomot de fază ale oscilatorului. De obicei, zgomotul unui oscilator este dat în dBc/Hz la o distanță oarecare de purtătoare. Pentru a determina jitter-ul se integrează zgomotul dintr-o bandă de frecvență dată. De obicei banda de frecvență luată în considerare pentru definirea jitter-ului este 1KHz-10MHz sau 12KHz-20MHz (cerută de obicei pentru aplicațiile SONET- comunicații prin fibră optică).

Convertoarele A/D moderne pot lucra cu frecvențe de clock ridicate (130-250MHz) și în consecință, trebuie să se acorde o atenție sporită transportului semnalului de la clock la convertorul A/D. La aceste frecvențe, se lucrează cu linii de transmisie cu impedanță

controlată. Se folosesc de asemenea, clock-uri tip LV-PECL, ce furnizează un semnal diferențial cu excursie mică de tensiune, însă cu excursie mare de curent. Considerațiile de mai sus se aplică nu doar pentru convertoare A/D ci și pentru DAC-uri sau circuite DDS.

20.8 Amplificatoare utilizate în conjuncție cu convertoarele A/D

Așa cum am văzut, cifra de zgomot a unui convertor A/D este uneori prea mare pentru aplicații ce necesită prelucrarea unor semnale slabe. În acest caz, în fața convertorului se folosește un amplificator cu o cifră de zgomot redusă. Cel mai simplu amplificator este fără îndoială, amplificatorul operațional. Este ușor de utilizat și este disponibil în versiuni ce ajung să lucreze astăzi la frecvențe de peste 1GHz. Există însă o mare varietate de amplificatoare operaționale și în mod firesc, se pune întrebarea care este amplificatorul optim pentru un convertor A/D dat?

Amplificatorul utilizat în conjuncție cu un convertor A/D trebuie să satisfacă o serie de cerințe importante, pentru a nu degrada performanțele conversiei analog numerice. Este necesar un amplificator cu o cifra de zgomot suficient de mică, cu distorsiuni reduse, care să poată funcționa stabil în condițiile unei sarcini capacitive și variabile. Intrarea convertorului A/D, așa cum a fost menționat anterior, duce la o capacitate comutată (capacitatea circuitului de eșantionare). Practic, un comutator aplică capacitatea de eșantionare la intrarea convertorului A/D cu o frecvență egală cu frecvența de eșantionare. Cele mai multe amplificatoare operaționale au probleme de stabilitate în prezența unei sarcini capacitive. În plus, operaționalul trebuie să fie capabil să furnizeze curentul în impuls necesar încărcării capacității de eșantionare. Datele de catalog asigură câteva informații prețioase, care însă trebuie corect interpretate.

20.9 Parametrii esențiali ai amplificatoarelor operaționale utilizate în receptoare

Din punct de vedere istoric, AO au fost utilizate inițial în aplicații industriale în CC sau operând cu frecvențe foarte joase. Nu întâmplător, parametrii definitorii pentru un AO au reflectat (și încă mai reflectă) necesitățile legate de aplicațiile industriale. Atunci când un AO este însă folosit într-un lanț de recepție, parametrii definitorii pentru un AO sunt alții. Banda de frecvență, cifra de zgomot exprimată în dB sau distorsiunile de intermodulație exprimate tot în dB sunt mărimi curent folosite în radiotehnică, însă puțin sau deloc folosite în filele de catalog pentru AO.

Utilizarea AO în receptoarele cu conversie directă este un lucru firesc astăzi, însă nu trebuie să uităm că, având în acest caz cea mai mare parte din amplificare în etajele de JF, problemele specifice amplificatoarelor de RF sunt transferate AO. Cu alte cuvinte, cifra de zgomot, distorsiunile de intermodulație sau gama dinamică devin parametri extrem de importanți pentru un AO folosit într-un lanț de recepție.

20.10 Zgomotul amplificatoarelor operaționale

Zgomotul unui AO este dat în fila de catalog sub forma unei tensiuni de zgomot și a unui curent de zgomot. Ambele sunt raportate ca surse de zgomot echivalente aplicate la intrarea AO, așa încât la ieșire vom regăsi tensiunea de zgomot multiplicată cu câștigul AO.

Tensiunea de zgomot este dată de obicei în: $nV/\sqrt{Hz}$.

Se observă că există o corelație între tensiunea de zgomot și banda de frecvență în care se face măsurătoarea. Cu cât banda de frecvență este mai mare, cu atât tensiunea de zgomot (și implicit puterea de zgomot) este mai mare.

Ca exemplu, un AO cu un câștig $G=50$, operând într-o bandă $BW = 100KHz$, cu o tensiune de zgomot echivalentă la intrare $e_n = 30nV/Hz^{1/2}$, va da la ieșire o tensiune efectivă de zgomot egală cu $G \cdot e_n \cdot BW^{1/2} = 474\mu V$. Formula de mai sus este aproximativă și dă rezultate bune pentru cazul când tensiunea de zgomot echivalentă de intrare a AO este mai mare de $10nV/Hz^{1/2}$.

Pentru AO cu tensiuni de zgomot mai mici, începe să conteze și zgomotul produs de rezistențele folosite pentru setarea câștigului (în special rezistența de feedback conectată între ieșire și una din intrări). Tensiunea de zgomot a unei rezistențe depinde de valoarea rezistenței și temperatură. Tensiunea de zgomot a unei rezistențe este dată de formula:

$e=(4kTBR)^{1/2}$, unde k este constanta lui Boltzman, T este temperatura în Kelvin, B este banda de frecvență (de regula se lucrează normal pe 1Hz), iar R este valoarea rezistenței în ohmi. De aici rezultă că tensiunea de zgomot pentru o rezistență este cu atât mai mică cu cât rezistența este mai mică. Utilizarea de rezistențe de valori mici pentru setarea câștigului unui AO devine esențială în schemele de zgomot mic, însă trebuie avut în vedere că scăderea exagerată a valorii acestora (în special rezistența de feedback) duce la încărcarea excesivă a ieșirii AO și implicit la creșterea distorsiunilor armonice și de intermodulație.

Zgomotul efectiv al amplificatoarelor operaționale de zgomot mic depinde însă și de impedanța sursei de semnal. Există, din această cauză, AO de zgomot mic special construite să funcționeze cu surse de semnal cu impedanță mare sau mică. Densitatea curentului de zgomot echivalent la intrare, este de obicei o indicație asupra preferinței pentru o sursă de semnal de mare sau mică impedanță.

Fig.10 ilustrează variația zgomotului cu frecvența pentru un operațional bipolar de calitate. Se observă că la frecvențe mici zgomotul dominant este zgomotul $1/f$, zona plată fiind dată de zgomotul termic. Din punct de vedere tehnologic există trei categorii de AO:

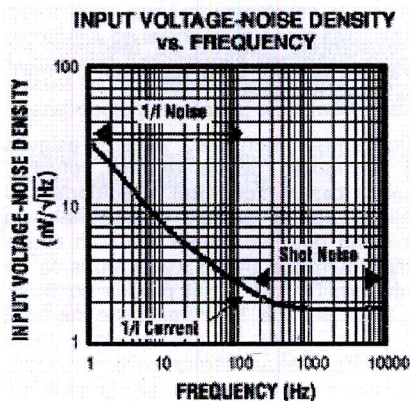


Fig. 10

tehnologie bipolară, cu JFET sau CMOS. La momentul actual, AO bipolare dețin cele mai bune performanțe din punct de vedere al zgomotului și al gamei dinamice. Cele mai bune AO bipolare ating tensiuni de zgomot sub $1nV/Hz^{1/2}$ și pot fi alimentate cu tensiuni de $\pm 18V$ sau mai mult. Funcție de tip, lucrează bine cu impedanțe ale sursei de semnal de la zeci de ohmi la zeci sau sute de Kohmi.

De obicei, AO cu JFET la intrare sunt destinate să lucreze în circuite cu impedanțe ridicate ale sursei de semnal iar tensiunea de zgomot este în cele mai bune cazuri, de ordinul a $10nV/Hz^{1/2}$. AO realizate în tehnologie CMOS au făcut progrese enorme în ultima vreme. Tensiunea de zgomot pentru cele mai bune ajunge la $5nV/Hz^{1/2}$. Tensiunea de alimentare maximă însă nu trece de $\pm 6V$, ceea ce limitează întrucâtva gama dinamică. Prin utilizarea unor artificii tehnice, multe AO CMOS pot accepta tensiuni de intrare-ieșire apropiate de tensiunea de alimentare (AO tip Rail to Rail). Prin comparație, un AO bipolar alimentat la $\pm 15V$ poate accepta tensiuni de I/O de până la $\pm 13V$, ceea ce limitează dinamica maximă. Operaționalele realizate în tehnologie CMOS au un zgomot $1/f$ mai ridicat și care se întinde până la frecvențe de zeci de KHz. Zgomotul mai ridicat la frecvențe joase poate reprezenta un impediment serios când se lucrează cu tensiuni în CC sau cu frecvențe foarte joase. Există bineînțeles, și AO realizate în tehnologii mixte precum JFET-Bipolar sau Bipolar-CMOS.

Fig. 11A, B și C reprezintă curbele de zgomot tipice pentru un AO din punct de vedere al

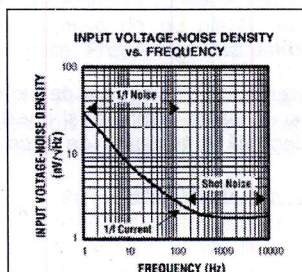


Fig 11A

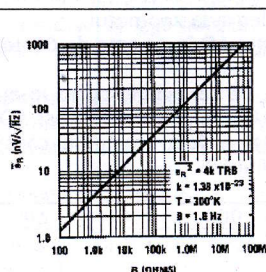


Fig. 11B

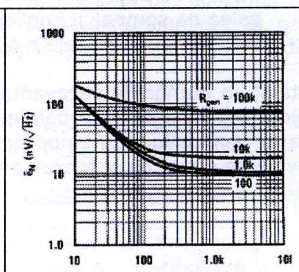


Fig. 11C.

tensiunii de zgomot, al curentului de zgomot, precum și al variației tensiunii de zgomot la variația impedanței sursei de semnal.

Conversia tensiunii de zgomot echivalente la intrare în cifră de zgomot NF, se face simplu dacă se cunoaște și curentul de zgomot la intrare ca și impedanța sursei de semnal.

$$NF = 10 \cdot \log \left(1 + \frac{e_n^2 + i_n^2 R_{Gen}^2}{e_R^2} \right)$$

Unde:

e_n și i_n sunt tensiunile, respectiv curentul de zgomot echivalent la intrarea operaționalului

R_{Gen} este rezistența generatorului

e_R este un indice derivat din tensiunea de zgomot generată de rezistența echivalentă a generatorului

4kTR, unde T este 300 Kelvin, k este constanta lui Boltzman $1.23 \cdot 10^{-23}$, iar R este rezistența generatorului.

Formula de mai sus ignoră zgomotul produs de rezistențele externe de feedback ale operaționalului, prin care se setează câștigul. Dacă valorile folosite sunt rezonabil de mici, tensiunea suplimentară de zgomot generată de acestea poate fi ignorată.

O categorie aparte o reprezintă amplificatoarele de instrumentație. Acestea asigură performanțe maxime în ceea ce privește precizia câștigului, deriva termică, ofsetul, distorsiunile armonice, rejecția de mod comun și în unele cazuri, zgomotul. Tradițional, au fost folosite structuri integrate ce conțin 3 AO, însă au apărut destule operaționale de instrumentație care pot atinge performanțe înalte utilizând doar un singur AO. Din cauza folosirii în transceiverul SDR1000, operaționalul de instrumentație INA163UA a ajuns să fie intens folosit de amatori. Deși nu este un AO ultramodern (a fost inițial produs de Burr-Brown, actualmente parte din Texas Instruments), acest AO de instrumentație permite obținerea de performanțe remarcabile la un preț mediu pentru un AO din această clasă. Ceea ce l-a făcut atractiv pentru creatorii lui SDR1000, au fost câteva atuuri remarcabile:

- permite obținerea unor distorsiuni extrem de reduse cu o gamă largă de semnale aplicate la intrare (atenție, unele AO care pretind distorsiuni foarte reduse, pot obține acest nivel de distorsiuni doar la nivele joase de semnal (100mV), după care distorsiunile cresc rapid. În cazul INA163UA, distorsiunile se mențin scăzute până la câțiva volți și pentru nivele diferite ale câștigului.
- Acest AO este special construit pentru a lucra cu surse de semnal cu impedanță joasă, de cca. 200 ohmi. Întrucât aceasta este de fapt și impedanța demodulatorului Tayloe folosit în transceiverul SDR1000, adaptarea este perfectă și zgomotul echivalent este relativ redus.
- Prin utilizarea unei tensiuni de alimentare diferențiale de +/-15V, se poate obține o bună dinamică a semnalului la ieșire. (max +/-12V).
- Controlul amplificării se face prin schimbarea unui singure rezistențe, iar semnalul de intrare se poate aplica în principiu direct, fără a introduce rezistențe suplimentare pe calea de semnal și implicit degrada zgomotul.
- Rezistența de intrare a acestui AO în cc este de 60Mohmi.

Există și un număr de dezavantaje, pe care mulți critici le-au remarcat imediat din datele de catalog. Adevărul este că datele de catalog pentru acest AO sunt foarte complete și oneste. Ceea ce a îngrijorat în mod special a fost creșterea considerabilă a tensiunii de zgomot echivalente odată cu scăderea amplificării.

Tab. 2

INA163UA

Câștig	1000	100	10	1
Tensiune zgomot nV/Hz ^{1/2}	1	1.8	7.5	50
NF echiv. dB	1.2	2.98	12.6	28.8

Dacă pentru o amplificare $G=1000$ tensiunea de zgomot este de $1\text{nV/Hz}^{1/2}$, la amplificare $G=10$ tensiunea de zgomot devine $7.5\text{nV/Hz}^{1/2}$, iar la amplificare 1, tensiunea de zgomot crește la $50\text{nV/Hz}^{1/2}$. Curentul de intrare a fost considerat $0.8\text{pA/Hz}^{1/2}$, iar impedanța sursei de semnal 200ohm . De remarcat ca distorsiunile cresc cu creșterea amplificării.

20.11 Distorsiuni în amplificatoarele operaționale

De multe ori distorsiunile în amplificatoarele operaționale sunt date în procente și reprezintă distorsiunile armonice. Mai recent, au început să apară și date de catalog pentru unele operaționale de performanță care dau distorsiunile armonice în dBc (raportat la purtătoare), ceea ce este preferabil în radiotehnică. Conversia de la % la dBc se face simplu:

$$\text{dBc} = 20\log(\%/100)$$

Exemplu. Un operațional cu 0.005% distorsiuni armonice, este echivalent cu -86dBc.

Datele de catalog prezintă în unele cazuri aceste distorsiuni atât pentru diferite frecvențe (se observă în general, creșterea distorsiunilor cu frecvența) cât și evoluția distorsiunilor cu tensiunea de ieșire (și în acest caz distorsiunile cresc cu cât crește tensiunea de ieșire). Cunoscând distorsiunile pentru un nivel de semnal dat, ca și rezistența de sarcină, se poate calcula cu o bună aproximație IP3-ul acestui amplificator. Valorile uzuale ale IP3, la operaționale de calitate, sunt foarte ridicate ($\text{IP3} > +45\text{dBm}$).

Tabelul 3 prezintă câteva amplificatoare operaționale performante și distorsiunile tipice la 10KHz, respectiv 100KHz.

Tab. 3

	Manuf	Noise Voltage	Current Noise	$R_{\text{gen opt}}$	Distortions @10KHz	Distortions @100KHz	Obs.	Power supply	OIP3
Op Amp		$\text{nV}/(\text{Hz}^{1/2})$	$\text{pA}/(\text{Hz}^{1/2})$					V	dBm
INA163UA	TI	7.5*	0.8	200	0.0007% -103dBc	0.005% -86dBc	RL=10K 5Vrms	+/- 15V	+49dBm
AD797B	AD	1.5	2	30	-120dBc	-110dBc	RL=600ohm 3Vrms	+/- 15V	
AD4899-1	AD	1.5	2.6	50	-110dBc	-110dBc	RL=100ohm 2Vpp	+/-5V	+60dBm
NE5534A	TI/ON /PH	3.5	0.4	5000	0.003% -90dBc	0.01% -80dBc	RL=600ohm 2Vrms	+/- 15V	
LT1028	LT	1.5	1	30	0.0005% -106dBc	0.02% -74dBc	RL=600ohm 20Vpp	+/- 15V	+59dBm
LTC6404-20	LT	1.9	1.5	50	-90dBc	-90dBc	RL=400ohm 2Vpp	5V	+49dBm

* pentru câștig $G=10$

De remarcat că AD797B, este în continuare, deși destul de vechi, unul din cele mai bune operaționale de pe piață, atât d.p.d.v. al zgomotului, cât și al distorsiunilor și gamei dinamice. Prețul este însă din păcate prohibitiv pentru multe aplicații (10USD Digikey-2007).

20.12 Procesarea digitală a semnalelor –DSP

Subiectul este deosebit de vast, la ora actuala existând în lume zeci de cărți ce tratează doar acest subiect, așa că în cele ce urmează nu pot fi prezentate decât câteva generalități.

Procesarea digitală a semnalelor analogice a luat o amploare deosebită în tehnica radio, începând cu sfârșitul anilor '80.

În esență, este folosit un microprocesor specializat, numit DSP (Digital Signal Processor) care are un număr de instrucțiuni optimizate, ce îi permit să efectueze anumite operații matematice cu viteză mare. Primele aplicații ale circuitelor DSP în tehnica radio au

fost legate de filtrare sau reducerea zgomotului. Datorită vitezei reduse de lucru a primelor circuite DSP, o latență de 3-4 secunde între semnalul aplicat la intrare și cel de la ieșire, nu l-au făcut foarte răspândit în acel moment. Odată cu creșterea vitezelor de lucru, creșterii puterii de procesare ca și scăderii drastice a prețurilor, astăzi s-a ajuns în situația în care toate receptoarele performante încorporează unul sau mai multe circuite DSP. De remarcat că procesoarele cu care sunt dotate calculatoarele PC, datorită instrucțiunilor specifice adăugate în decursul timpului (MMX, SSE, SSE2, SSE3...) pot efectua fără probleme astfel de calcule. Sigur, acestea sunt procesoare foarte puternice însă datorită puterii consumate (un procesor modern pentru PC Dual Core, poate consuma între 60W și 120W) un procesor de acest fel nu va fi niciodată folosit în mod direct într-un receptor (în special într-un receptor portabil...). Pentru aplicațiile care necesită puteri consumate mai reduse, se folosesc circuite DSP specializate, care oferă suficientă putere de calcul, la un consum de putere de ordinul a 1W, sau chiar mai puțin. La nevoie se pot folosi și circuite cu mai multe DSP-uri.

Uzual, DSP-ul poate prelua toate funcțiile etajelor specifice dintr-un receptor radio. Interfața cu lumea analogică, este făcută prin convertor Analog-Digital sau Digital-Analogic.

O limitare serioasă a circuitelor DSP o reprezintă, debitul maxim de date ce poate fi prelucrat în timp cvasi-real. Din acest caz, luând ca exemplu un convertor A/D de 130MSPS, cantitatea de date este mult prea mare pentru a putea fi procesată și efectuată funcții complexe de filtrare, demodulare sau reducere de zgomot. Se recurge din acest motiv, la decimarea fluxului de date cu ajutorul unui circuit specializat. Un circuit de decimare înlătură eșantioanele de semnal ce nu sunt strict necesare și are un efect similar cu un filtru în domeniul analogic. În acest fel fluxul de date ajunge la dimensiuni ce intră în capacitatea de prelucrare a DSP-ului folosit. Se ajunge din această cauză însă, ca în loc să avem acces la întreaga bandă de 65MHz recepționată, DSP-ul să poată "vedea" cel mult 1MHz. Prin utilizarea inteligentă a circuitului de decimare, în conjuncție cu mixerele din software, se poate totuși, deplasa "fereastra" de 1MHz oriunde în domeniul 0-65MHz.

Există câteva moduri prin care se poate face reprezentarea și analiza unui semnal electric, cele mai populare fiind reprezentarea/ analiza în timp, respectiv în frecvență.

- **Reprezentarea în timp**, este similară cu imaginea unui semnal electric periodic, văzută pe un osciloscop.
- **Reprezentarea în frecvență**, este similară cu imaginea unui semnal electric văzută pe un analizor de spectru.

Din punct de vedere al analizei semnalelor, analiza în domeniul timp sau frecvență are fiecare avantajele și dezavantajele ei. În domeniul timp este foarte ușor de analizat faza unui semnal, în timp ce în domeniul frecvență se poate analiza mai ușor conținutul spectral al unui semnal.

De importanță capitală în analiza și prelucrarea semnalelor este transformata Fourier rapidă. Aceasta este o versiune modificată a transformatei Fourier originale și care a fost adaptată pentru procesarea rapidă pe calculator. Cu ajutorul acestei transformate se poate face analiza semnalului, ca și trecerea din domeniul timp în domeniul frecvență și invers. Pentru analiza și procesarea semnalului cu ajutorul transformatei Fourier, se recurge la împărțirea spectrului de frecvență într-un număr de ferestre (bin) cu dimensiune egală. Cu cât se folosesc mai multe bin-uri, cu atât rezoluția este mai bună, însă în mod evident puterea de procesare folosită crește. Valori de cca. 400 la 10000 bin-uri sunt uzuale.

Prin natura sa transformata Fourier rapidă (FFT) se aplică unui bloc de date. Între blocuri pot apare discontinuități ce pot cauza erori (distorsiuni). Pentru a evita aceste probleme, înainte ca să fie aplicat FFT-ul, este necesară condiționarea semnalului. Se aplică o funcție numită "windowing" care dă o formă mai acceptabilă semnalului. Practic semnalul util este multiplicat cu această funcție de condiționare. Există câteva funcții care se folosesc curent: Blackman, Hamming, Hanning, precum și altele mai puțin uzuale. Fiecare are avantaje și dezavantaje, alegerea fiind făcută funcție de aplicația concretă.

În prelucrarea semnalelor, este uneori necesară defazarea unui semnal cu 90° . Pentru aceasta se utilizează o altă transformată, transformata Hilbert.

Trebuie menționat ca la ora actuala sunt disponibile pe internet biblioteci de programe ce conțin toate aceste transformate, filtre sau alte funcții uzuale, ceea ce duce la simplificarea muncii programatorilor ce dezvoltă soft pentru Software Defined Radio.

20.13 Folosirea unui calculator PC pentru aplicații Software Defined Radio

Folosind Software Defined Radio, hardware-ul unui receptor se simplifică drastic, în condițiile în care mare parte din funcțiuni sunt preluate de software. Pentru simplitate, în special în aplicațiile pentru radioamatori, se prefera folosirea unui calculator PC și a unei plăci de sunet pentru achiziția semnalului de joasă frecvență. Din punct de vedere al arhitecturii folosite, aceste receptoare sunt fie cu conversie directă fie utilizează o frecvență intermediară foarte joasă. Frecvența intermediară joasă (10-12KHz) este folosită pentru a scăpa de problemele cauzate de zgomotul $1/f$, de care suferă atât mixerele, oscilatoarele, dar și placa de sunet în sine.

Performanțele ansamblului Receptor-PC sunt puternic afectate de calitatea plăcii de sunet. Plăcile de sunet din generațiile mai vechi sau cele incluse pe placa de bază a calculatorului din categoria AC97, folosesc în general convertoare cu aproximații succesive de 16 biți, cu eșantionare de 48KHz. Plăcile de sunet mai noi, în special cele din categoria "semiprofesională", folosesc convertoare sigma-delta de 24 biți cu frecvențe de eșantionare de 96KHz sau mai recent chiar pe 192KHz. Din punct de vedere al rezoluției convertoarelor A/D tip sigma-delta, trebuie menționat că în mod efectiv nu se folosesc mai mult de 18-19 biți, așa încât gama dinamică maximă este de 100-120dB, în loc de 144dB cât ar fi limita teoretică.

Cu cât frecvența de eșantionare a cartelei de sunet este mai mare, cu atât PC-ul va putea să "vadă" o bandă de frecvență mai mare. Cum mai toate receptoarele software folosesc un display gen analizor de frecvență, utilitatea folosirii unei frecvențe de eșantionare mai mari devine evidentă.

O cartelă de sunet de calitate (deși nici pe departe cea mai bună de pe piață...) este Delta 44 produsă de M-Audio. Deși a apărut pe piață în jurul anului 2000, datorită performanțelor bune, la data scrierii acestui material (2007) este încă cerută de utilizatori și în consecință este menținută în fabricație. Permite o frecvență de eșantionare de max. 96KHz, și asigură o gamă dinamică de cca. 100dB. Atunci când folosește amplificarea maximă, cifra de zgomot echivalentă NF este de cca. 5dB și o dinamică de cca. 96dB. Cu amplificarea setată la minim, NF=24dB și gama dinamică ceva peste 100dB. Placa oferă 4 intrări și patru ieșiri independente (pot fi folosite: 2x2 stereo sau 1x4 mono). Convertoarele A/D (ca și D/A) sunt independente, deci nu există întârzieri de fază între canale.

Cu un calculator PC dotat cu o cartelă de sunet de calitate, în situația când se folosește o conversie directă ca sursă de semnal, e necesar să se folosească demodularea în cuadratură pentru a se putea înlătura ușor una din lateralele nedorite. Semnalele I&Q sunt aplicate la intrările stânga-dreapta ale plăcii de sunet.

În situația folosirii unei cartele de sunet mai vechi sau chiar a unor chip-seturi AC97 mai vechi, e bine de știut că acestea nu oferă în fapt convertoare independente pe canalele stânga-dreapta, din considerente de cost fiind folosit un singur convertor cu intrarea multiplexată. În aceste condiții, eșantionarea pe cele două canale nu se face simultan, și apare o diferență de fază între cele două canale. Diferența este egală cu durata unui clock de eșantionare și va trebui compensată în software pentru a se putea face o selecție acceptabilă a lateralei nedorite.

Pentru aplicații de acest gen există un mare număr de programe SDR pe internet, ce pot fi folosite cu succes în conjuncție cu un hardware minimal.

Utilizarea masivă a cartelelor de sunet pentru aplicații SDR a forțat amatorii de RF să privească cu ceva mai multă seriozitate unele echipamente audio.

Una din primele constatări făcute de cineva care vine din "lumea RF" este că în domeniul audio se folosesc unele unități diferite de măsură.

Vom întâlni astfel unitățile de măsură: **dBV** și **dBu**.

dBV reprezintă dB relativ la 1V (efectiv), iar **dBu** este dB relativ la 775mV (efectiv).

Aceasta din urmă mărime mai este cunoscută și ca dBm (1mW pe 600 ohmi) pe o sarcină de 600 ohmi. Impedanța de 600 ohmi a fost folosită în telefonia clasică, însă după cum se poate vedea și unele echipamente audio folosesc uniți de măsură ce se raportează la 600ohmi, chiar dacă impedanțele pe care lucrează acestea nu sunt nici pe departe apropiate de aceasta valoare.

Din cele de mai sus reiese ca 0dBV este echivalent cu +2.2dBu

Ca exemplu: Delta 44 are doua sensibilități setabile în software: -10dBV si +4dBu

Gama dinamică este de obicei măsurată cu un semnal aplicat la intrare ce este cu 1dB sub pragul de saturare al convertorului A/D, raportat la pragul de zgomot într-o bandă de frecvență de 20KHz (valoarea standard).

Gama dinamică este raportată de obicei în dB(A-weighted). De menționat că măsurarea gamei dinamice la cartelele de sunet se face de obicei prin aplicarea în software-ul utilizat pentru analiză, a unui filtru ponderat ce modelează răspunsul în frecvență a urechii umane. Chiar dacă din punct de vedere al unui ascultător meloman, această mărime este relevantă, pentru aplicații în domeniul radio sau aplicații ce necesită o bandă de trecere cât mai largă acest mod de raportare este de multe ori "înșelătoare".

Acest mod de raportare a gamei dinamice, maschează de multe ori zgomote care sunt deasupra spectrului audibil normal, și care în cazul aplicațiilor SDR poate cauza probleme serioase la recepție. De regulă producătorii de cartele de sunet nu precizează decât valoarea dB(A-weighted). Cartelele de sunet de la categoria semiprofesional în sus, dau ambele valori. Dacă prin aplicarea filtrului ponderat de zgomot, diferența între cele două măsurători nu este mai mare de 3dB, se poate concluda ca nu există un nivel de zgomot semnificativ în afara benzii de frecvență audibile. Altfel spus la un sistem corect executat, gama.dinamica măsurată fără filtru este cu 3dB mai redusă decât cea măsurată cu filtru. Pentru cartela de sunet D-44, valoarea dată de producător pentru gama dinamică este de 99dB (A-weighted).

La cartelele de sunet nivelul distorsiunilor armonice este exprimat în procente. Din nou ca exemplu, D-44, oferă distorsiuni de maximum 0.0023%. Exprimat în dBc, este echivalent cu -92.7dBc.

Alți parametri importanți pentru cartelele de sunet sunt:

- Frecvența de eșantionare, cele mai ieftine plăci lucrează cu 48KHz, în timp ce la cele mai scumpe se ajunge la 192KHz. Cu cât mai mare frecvența de eșantionare, cu atât mai mare va fi banda de frecvență văzută de sistemul software. Atenție, frecvența de eșantionare a DAC-urilor (folosite la redare) poate fi mai mare decât pentru convertoarele A/D
- Numărul de intrări/ieșiri.

Parametrii precum facilități MIDI sau numărul de ieșiri pentru "High Definition Audio", 5.1 sau 7.1 ieșiri, nu sunt relevanți pentru aceste aplicații.

Exista o mare varietate de carduri audio pe piață și calitatea acestora s-a îmbunătățit continuu în ultimii ani. Cartelele cu eșantionare de 96KHz sau 192KHz din seria Sound Blaster (ex.: Audigi 2 , Audigi 4 chiar si Audigi SE) sau E-MU (ex.: E-MU 1212M) oferă în general performanțe foarte bune în aplicații SDR.

20.14 Construcții practice pentru SDR

Menționam anterior ca prin preluarea a numeroase funcțiuni în software, partea hardware a unui receptor SDR se simplifică drastic. În ciuda simplității hardware-lui, performanțele obținute în general, sunt remarcabile. Așa cum a fost menționat anterior, un receptor SDR conține o componentă software și una hardware, în cele ce urmează fiind prezentate câteva scheme simple pentru partea hardware, așa numita sursă de semnal I&Q. Aceasta soluție, folosită în special de radioamatori, este simplă și foarte eficace. Se utilizează în general, receptoare cu conversie directă sau cu o frecvență intermediară foarte joasă.

20.14.1 Receptor simplu pentru banda de 7MHz

În figura 1 este prezentat un receptor redus la ultima simplitate: 4 diode gen 1N4148, un tranzistor NPN oarecare, doua bobine, din care una cu două înfășurări, câteva rezistențe și câteva condensatoare. Ce poate fi mai simplu decât atât? Ieșirea acestui receptor se cuplează la cartela de sunet a calculatorului. În ciuda simplității extreme, acest receptor permite accesul la o porțiune din banda de 7MHz. Deși utilizează un cristal pe o frecvență fixă, datorită acordului în software, receptorul va putea fi acordat oriunde în banda de frecvență "văzută" de cartela de sunet. Așa cum menționam anterior, cu o cartela de sunet cu eșantionare de 48KHz, se pot vedea 24KHz, iar cu unele programe chiar 24KHz de fiecare parte a purtătoarei, deci un total de 48KHz.

Exista la ora actuala un număr mare de programe ce pot fi folosite împreună cu acest receptor simplu. Winrad sau Rocky sunt printre cele mai populare aplicații de acest gen pentru construcții simple.

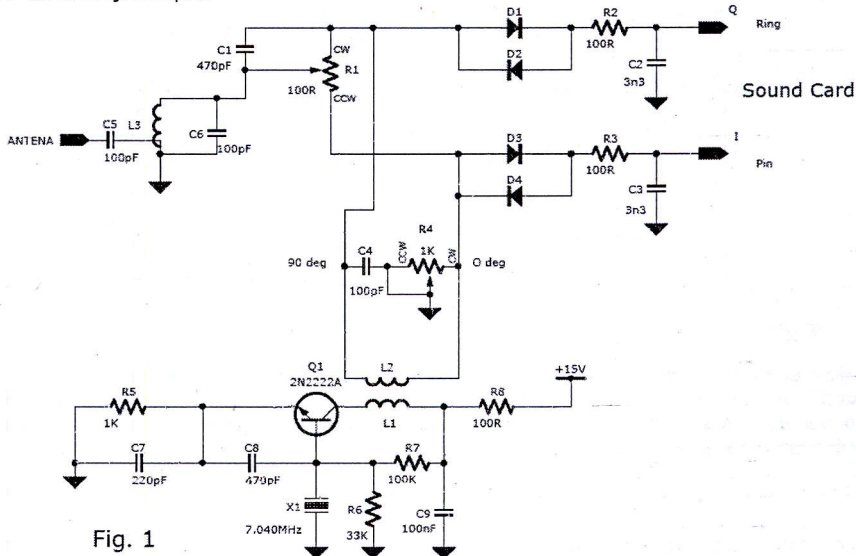


Fig. 1

Potențiometrii R1 și R4 se reglează pentru obținerea celei mai bune rejecții a lateralei nedorite. Pentru aceasta se injectează un semnal la borna de antenă, care se vizualizează pe panadapter-ul software. Se observa frecvența utilă și imaginea și se ajustează cele două rezistențe, alternativ, pana se obține atenuarea maximă a imaginii. Dacă cumva se observă ca este atenuată laterala inferioară și nu cea superioară, se inversează conexiunile I și Q care duc la placa de sunet. Din software se poate face apoi un reglaj fin ce poate îmbunătăți substanțial această rejecție. L1 și L2 se bobinează pe un tor de ferită de 8mm diametru. L1 are 10 spire iar L2 are 5 spire, cu sârmă de 0.1 la 0.5mm. În lipsa torului se poate folosi și o carcasă cu miez de ferită.

L3 are 18 spire pe o carcasă de 6mm diametru, cu miez reglabil de ferită pentru unde scurte. Se reglează miezul pentru maxim de semnal pe panadapter. Audiția se face în căști sau în difuzoarele cuplate la cartela de sunet.

Funcție de cristalul folosit, e posibil sa fie necesară plasarea în serie cu cristalul a unei capacități de 10-22pF pentru a face oscilatorul sa funcționeze. Vezi fig. 4, Parag. 7.11, pentru mai multe detalii legate de oscilatoare cu cristal.

Acest receptor nu va oferi performanțe "uluitoare" însă poate permite unui începător să intre rapid în contact cu această tehnologie. Evident schema este susceptibila de îmbunătățiri: înlocuirea diodelor 1N4148 cu diode Schotky poate duce la reducerea pierderilor în mixer cu 2-3dB (echivalent cu o creștere de sensibilitate de 2-3dB), se poate adăuga un amplificator de joasă frecvență de zgomot redus (NF<3-4dB) între mixer și

cartela de sunet, circuitul de intrare poate fi dublu acordat pentru a crește selectivitatea la intrare față de stațiile de radiodifuziune puternice. Performanțele de sensibilitate diferă funcție de cartela de sunet utilizată. Pentru AC97 folosit pe intrarea "Line-In" pragul de zgomot este de ordinul a 150-200μV. Dacă se folosește intrarea de microfon (bust on) se mai câștigă cca. 20dB, însă se pierde rejectia lateralei nedorite pentru că întarea de microfon este de obicei monofonică.

O ultimă mențiune despre antenă: chiar dacă s-ar putea să auziți ceva cu o simplă sârmă de câțiva metri lungime, o antenă acordată în bandă este de dorit.

20.14.2 Receptor simplu pentru banda de 144MHz

Figura 2 prezintă schema bloc a unui receptor pentru banda de 2m.

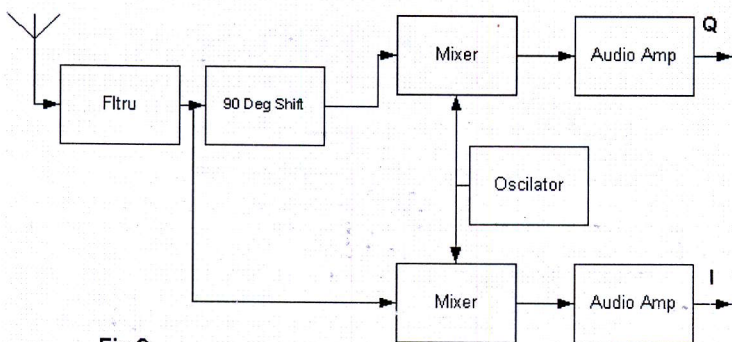


Fig.2

Față de receptorul anterior la care semnalul din oscilator era aplicat mixerului prin intermediul unei rețele RC de defazaj cu 90°, în acest caz s-a ales defazarea cu 90° grade a semnalului de antenă aplicat celor două mixere. Cea mai simplă metodă de defazare la această frecvență este prin utilizarea unei bucăți de cablu coaxial cu lungimea de λ/4.

Lungimea coaxialului se corectează cu ajutorul unui coeficient de viteză $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$, unde ϵ_r

este constanta dielectrică a materialului izolator folosit în cablul coaxial. Pentru teflon $v=0.69$, iar pentru polietilenă $v=0.66$. Pentru 145MHz, $\lambda/4=0.517m$, deci pentru un cablu cu dielectric din polietilenă, lungimea necesară este $0.417 \times 0.66 = 0.34m$.

În fig., 3 este prezentat demodulatorul în cuadratură utilizat pentru obținerea semnalelor I și Q. Cele 4 transformatoare sunt realizate în construcție clasică. Se bobinează 8 spire cu trei fire torsadate, bobinate pe un tor de ferită de 3-6mm. Începutul unei înfășurări se leagă împreună cu sfârșitul altei înfășurări pentru obținerea prizei. Sârma folosită este CuEm 0.2-0.3mm. Dacă se folosesc diode 1N4148, pierderile vor fi mai mari de 10dB, așa încât e recomandabil să se folosească diode Schotky. Trebuie menționat că dacă se dispune de o cartelă de sunet cu prag de zgomot redus (sub 5dB), se poate încerca injectarea directă a semnalelor I și Q în placa de sunet (eventual pe calea de semnal se poate încerca inserierea unui filtru RC pentru a atenua componenta de RF prezentă la ieșirea mixerului). În acest mod se obține un receptor pe 144MHz cu o cifră de zgomot de zgomot. de cca. 18-20dB. Construcția se poate folosi pentru aplicații loco, în conjuncție cu o antenă acordată, însă pentru aplicații mai serioase, e necesară reducerea substanțială a pragului de zgomot. Pentru reducerea zgomotului (fără a afecta gama dinamică prea mult) se poate amplifica semnalul în joasă frecvență înainte de a fi aplicat cartelei de sunet.

Fig. 4 prezintă un amplificator de joasă frecvență realizat cu amplificatoare operaționale de genul TL084. Este de înțeles că e necesar câte un astfel de amplificator pe fiecare din canalele I și Q. Se observă că pentru reducerea zgomotului operaționalului, s-a

folosit un tranzistor bipolar. Se asigura in plus o adaptare de impedanță mai bună între

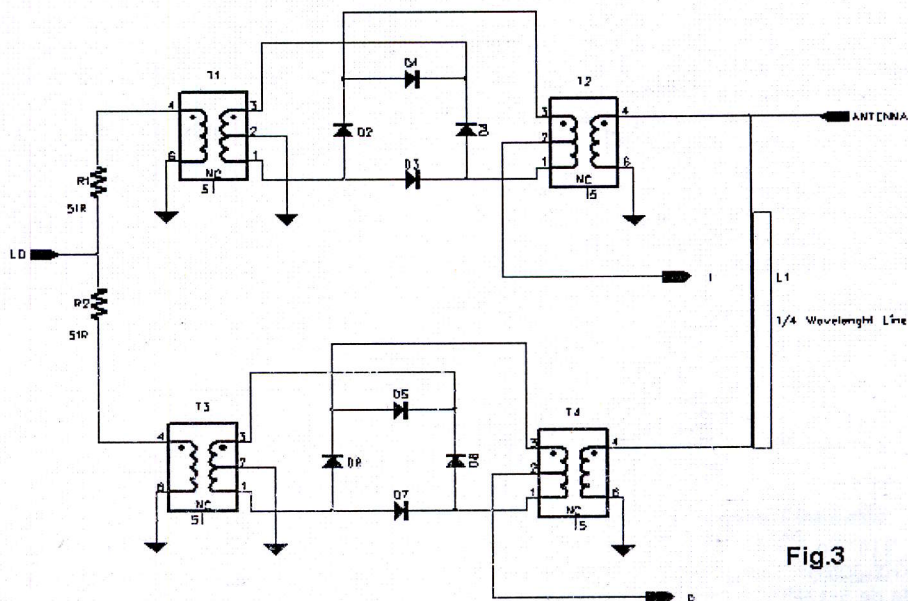


Fig.3

ieșirea demodulatorului și amplificator. Se folosește de asemenea între demodulator și amplificator un diplexer ce asigură o impedanță constantă pe o gama largă de frecvență. Aceasta este o cerință importantă pentru orice mixer cu diode, în scopul de a obține un IP3 cât mai mare. Tranzistorul folosit este de tip 2N3904 sau echivalent. Pentru reducerea și mai pronunțată a zgomotului se pot conecta în paralel 2-3 tranzistoare de același fel. R12 modifică curentul prin tranzistor și se reglează pentru obținerea zgomotului minim.

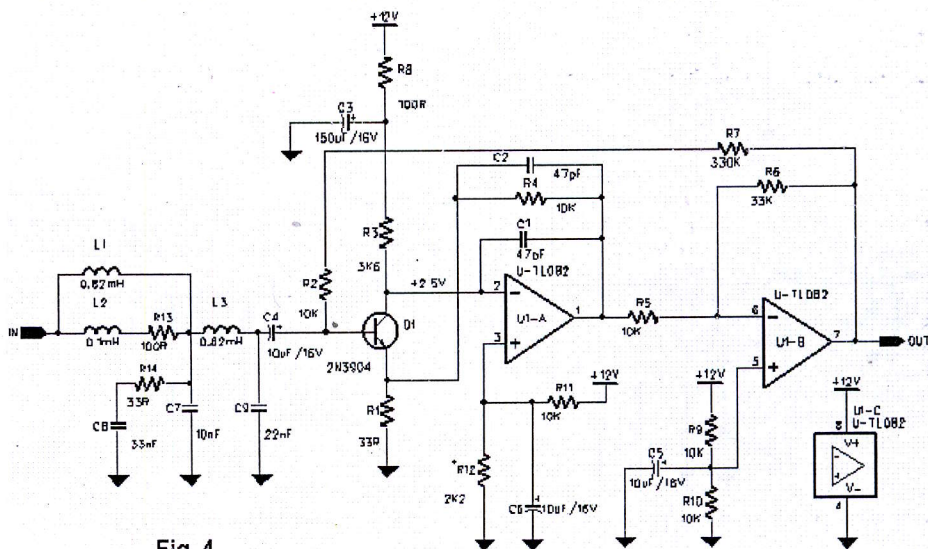


Fig. 4

la 2-3dB la 30MHz (pentru circuitul FST3125). De menționat că la demodularea în comutație de acest gen, nu se aplică regulile obișnuite privind pierderile în mixere. Cele patru comutatoare sunt acționate pe durata a $\frac{1}{4}$ dintr-o perioadă, cu ajutorul a patru semnale defazate între ele cu 0, 90, 180 și 270 grade. Transformatorul T1, este un trafo ridicător de impedanță, 1:4. Realizarea este clasică: 10 spire cu trei fire torsadate (6-8 ture pe cm), pe un tor de ferită de 8-11mm diametru. Începutul unei bobine este legat cu sfârșitul altei bobine, pentru realizarea prizei. Amplificatorul audio este realizat cu două operaționale NE5534A (SA5534A), produs de TI, ON Semiconductor sau Philips. Evident se poate folosi și operaționalul dublu NE4432A Realizat cu cca. 30 de ani în urmă, rămâne în continuare un amplificator redutabil. Din păcate zgomotul minim, care este de cca. 1dB se obține în condițiile unei impedanțe a generatorului de semnal de 5Kohmi. Cum impedanța văzută la intrare este de 200+180ohmi, cifra de zgomot este de cca. 4-5dB. De remarcat că distorsiunile cresc destul de mult la acest amplificator, odată depășită frecvența de 10KHz. Un amplificator mai bun, capabil să realizeze un zgomot mai mic la impedanțe reduse ale generatorului este OPA2228, însă care e considerabil mai scump.

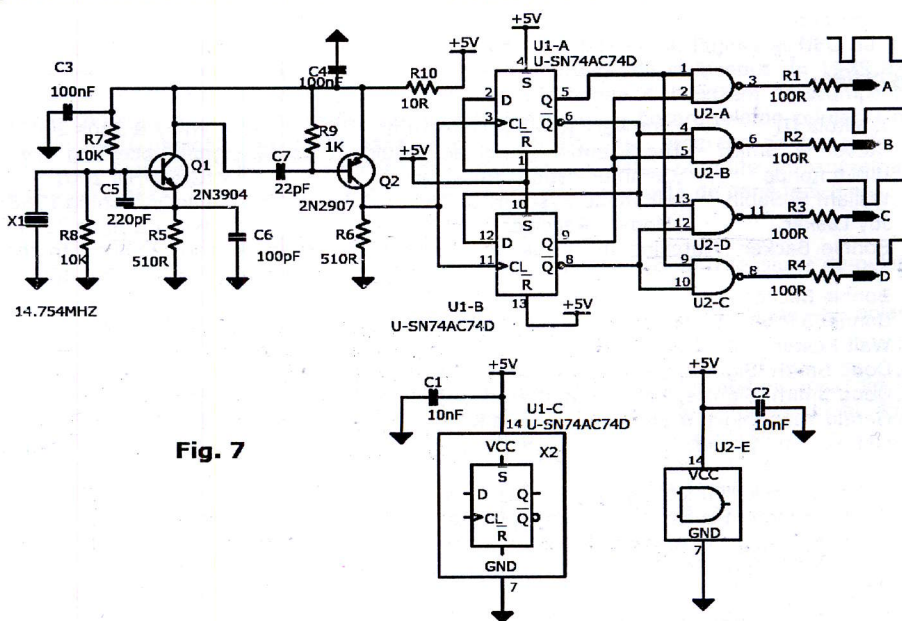


Fig. 7

În fig. 7 este arătat un exemplu de circuit care poate genera cele 4 semnale defazate între ele cu câte 90 grade. Avantajul unui numărător Johnson în inel, ca cel realizat cu U1 tip 74AC74 precum și U2 tip 74AC00, este că păstrează relația corectă de fază între cele patru ieșiri indiferent de frecvența aplicată la intrare. Un defazor LC sau RC, nu poate asigura o eroare de fază acceptabilă într-o bandă de mai mult de 4-5% din frecvența de lucru. Limita maximă de frecvență pentru circuitul din fig. 7 este dată de frecvența maximă de operare a bistabilelor 74AC74. Funcție de producător, acestea pot opera până la 85MHz sau în unele cazuri la peste 140MHz. Oscilatorul folosit este cu cuarț, și funcționează pe o frecvență de 4 ori mai mare decât frecvența de lucru a demodulatorului. Aceasta este un inconvenient al utilizării acestei metode. O altă metodă prin care se pot genera semnalele defazate la 90 grade, cu păstrarea riguroasă a defazajului cu frecvența este cu ajutorul unui circuit DDS de tip AD9854. Acest DDS conține practic două circuite DDS ce pot fi programate independent atât în frecvență cât și fază. Evident, în locul oscilatorului cu cristal din fig. 7 se poate folosi un circuit DDS ce poate opera pe o frecvență de 4 ori mai mare decât frecvența recepționată

gen AD8551 (ce poate genera un semnal de până la 70MHz), sau mai noile circuite DDS capabile sa genereze semnale până la 400MHz.

Tab. 1

Banda	X1	C5	C6	C15, 16	C14	L1	L2
160m	7.377MHz	220pF	100pF	6800pF	470pF	1.2uH	2.7uH
80m	14.112MHz	100pF	33pF	820pF	330pF	1.4uH	3.4uH
40m	28.224MHz	100pF	-	820pF	330pF	1.4uH	3.4uH
30m	40.5MHz	100pF	-	470pF	180pF	0.33uH	1uH

În tabelul 1 sunt date valorile componentelor care se schimbă, pentru 4 benzi de frecvență. De remarcat ca frecvența cristalului pentru 80m se poate obține din frecvența cristalului pentru 40m divizată cu 2. De remarcat că valoarea lui C16 poate lua valori diferite față de cele date în tabel, funcție de inductanța primarului transformatorului T1.

Bibliografie:

1. J. Mitola III Software Radio Architecture J. Wiley & Sons 2000
2. Steven W. Smith The Scientist & Engineer's Guide to Digital Signal Processing 1997
3. Ulrich Rohde Communications Receivers McGraw-Hill 2001
4. William E. Sabin HF Radio Systems & Circuits Noble Publishing 1998
5. Joy Laskar Modern Receiver Front Ends J. Wiley & Sons 2004
6. Bonnie Backer Matching the noise performance of the operational amplifier to the ADC TI Analog Application Journal 2006
7. Bonnie Backer Matching the amp to the ADC EDN Oct 2003
8. Bonnie Backer When undersampling clock jitter does matter EDN Aug. 2005
9. Walt Kester ADC Noise Figure App. Note MT-006 AD Apr. 2006
10. Doug Smith Signals, Samples and Stuff: A DSP Tutorial - Part 1 QEX March 1998
11. Doug Smith Signals, Samples and Stuff: A DSP Tutorial - Part 2 QEX May 1998
12. Gerald Youngblood A Software-Defined Radio for the Masses, Part 1-4 QEX2002-2003
13. Leif Asbrink Linrad: New Possibilities for the Communications Experimenter Part 1-5 QEX 2002-2003
14. P. McCormack Effects and Benefits of Undersampling National Semi 2004
15. Brad Brannon Basics of Designing a Digital Radio Receiver Analog Devices
16. ***** Enhancing ADC resolution by oversampling App Note AVR121 Atmel
17. ***** Op Amp Selection Guide Selection Guide for Optimum Performance AN355 /2005 Linear Technology
18. ***** ARRL Handbook 2007

21. Componente și materiale utilizate în radiotehnică

21.1 Tranzistoare

Funcție de frecvența de lucru și specificul aplicației, se folosesc astăzi câteva tipuri de tranzistoare în circuitele de înaltă frecvență. Datorită prețului de cost redus, pentru aplicații până la 1GHz se folosesc aproape exclusiv tranzistori cu siliciu fie ei bipolari sau cu efect de câmp. Frecvența de tranziție maximă pentru tranzistorii cu siliciu trece astăzi de 20GHz, iar tehnologiile de fabricație sunt bine puse la punct și costurile sunt cele mai reduse. Tranzistorii **BFR92**, **BFR93** sau **BFG67**, deși apăruti cu mulți ani în urmă se folosesc în continuare în multe aplicații. Una din aplicațiile în care tranzistorii cu siliciu asigură cele mai bune performanțe o reprezintă oscilatoarele, unde zgomotul flicker, foarte aproape de purtătoare, este mult mai redus decât la GaAs FET-uri

Apariția tranzistorilor cu Galiu-Arseniu, a reprezentat un moment hotărâtor în dezvoltarea tehnologiilor cu semiconductori pentru microunde. Tranzistorii GaAs de tipul cu efect de câmp, realizați pentru prima dată în anii 1973/1974 de Fujitsu și NEC au permis atingerea unor frecvențe de lucru de peste 10GHz aproape de la început. În 1975 Plessey realiza un amplificator integrat ce avea 5dB câștig în banda X!!! Extrem de scumpe inițial, aceste componente au ajuns să fie folosite astăzi în aproape fiecare telefon celular. Limitele actuale ale tehnologiei se întind până la cca. 100GHz, însă progrese se fac și în acest domeniu. Trebuie făcută o distincție între realizările izolate, obținute în laboratoare și tehnologiile aflate în fabricația curentă, între care există o diferență de până la 5-8 ani.

Există actualmente două categorii de GaAs FET-uri:

- Depletion Mode (cu sărăcire de electroni), ce necesită o tensiune de polarizare pe grilă negativă în raport cu sursa.
- Enhancement Mode (cu îmbogățire), ce necesită o tensiune de polarizare pozitivă pe grilă în raport cu sursa.

Din punct de vedere istoric, ambele au apărut aproape simultan, însă din cauza performanțelor reduse la zgomot, tipul Enhancement Mode, a fost folosit inițial doar ca tranzistor de comutație, la fel ca și un tranzistor bipolar NPN. Progresele majore făcute de către AGILENT au permis la începutul anilor 2000 să se producă tranzistoare GaAs FET Enhancement Mode cu zgomot aproape la fel de mic ca și al consacratelor tranzistoare realizate în Depletion Mode. Avantajul major este, polarizarea mult mai ușoară și consecința a fost utilizarea imediată pe scară largă în telefoanele celulare.

Prețul acestor tranzistoare a scăzut constant în timp. La mijlocul anilor '80, un tranzistor GaAs FET costa în medie 10USD în timp ce astăzi prețurile sunt de la 0.6 la 4USD. (este vorba de prețuri de producător în loturi de 1000 buc.)

Pentru aplicații care se întind până în banda L (1.3GHz) sau S (2.4GHz), tranzistoarele produse de NEC-CEL (Filiala americana a NEC, California Eastern Laboratories) **NE34018** (Depletion Mode) au probabil cel mai bun raport preț/performanță, având un cost de sub 1USD. Oferă un NF=0.6dB@2GHz și 16dB câștig. Noul tranzistor NEC-CEL care trebuie să apară la sfârșitul lui 2005, special construit pentru benzile L și S este **NE3509M04** și de la care se așteaptă NF=0.4@2GHz și 17.5dB câștig la 2GHz, va avea un preț de cost chiar mai mic.

Să exemplificăm și cu câteva tranzistoare Enhancement Mode produse de Agilent: **ATF-54143**, destinat pentru aplicații de la 450MHz la 6GHz, NF=0.42dB@2GHz, câștig 16.6dB la 2GHz și OIP3=+36dBm!!! Tot din aceeași serie, **ATF-55143**, IP3=+24dBm (Cu OIP3 mai redus decât precedentul însă la ½ preț (1USD)), **ATF-58143**, OIP=+30dBm și același ordin de mărime pentru zgomot și câștig. Precedentele tranzistoare sunt în capsulă SC70. Să mai amintim de **ATF-50189** care este în capsulă SOT89 și care permite un OIP3=+45dBm, P1dB=+29dBm (aproape 1W!!!), NF=1.1dB și câștigul de 15.5dB la 2GHz. Necesită 4.5V/280mA. Performanțele arată mai degrabă a

tranzistor pentru un amplificator de putere decât pentru un tranzistor pentru un LNA și cu toate acestea este pe larg folosit în amplificatoare de recepție pentru echipamentele de infrastructură în telefonia celulară 3G.

Singura problemă a tranzistorilor GaAs FET se pare că o reprezintă nivelul ridicat al zgomotului flicker. Aceasta nu e o problemă la un amplificator însă este o mare problemă pentru un oscilator, unde prezența zgomotului aproape de purtătoare duce la producerea de efecte nedorite într-un receptor.

Tehnologia SiGe (Siliciu Germaniu), perfecționată de IBM la începutul anilor '90, a permis reducerea costurilor de fabricație și creșterea frecvențelor de operare (în laborator deocamdată) la peste 300GHz în doar zece ani de la apariție. Tehnologia a fost adoptată rapid de marii producători de componente și astăzi există o gamă largă de tranzistori sau circuite integrate realizate pe acest proces. Spre deosebire de tehnologia GaAs, tehnologia SiGe permite realizarea de integrate complexe, la un preț de cost mai redus. Se fabrică în mod curent astăzi tranzistoare SiGe, care au frecvența de tăiere în vecinătatea a 100GHz. Tehnologia a fost rapid adoptată de principalii producători europeni, Philips și Infineon ca și de numeroase firme americane. În anexe sunt prezentate un număr mare de tranzistoare SiGe produse în Europa. Preturile sunt mai reduse decât la tranzistorii similari GaAs, motiv pentru care se folosesc masiv în construcția telefoanelor celulare. Performanțele la zgomot și câștigul sunt foarte bune, un bun exemplu fiind tranzistorul Infineon din ultima generație: **BFP740** care are $F_t=42\text{GHz}$, $NF=0.5\text{dB}@1.8\text{GHz}$ și $0.75\text{dB}@6\text{GHz}$ și câștig de $28\text{dB}@1.8\text{GHz}$.

Există de asemenea o multitudine de amplificatoare integrate pentru microunde (MIMIC) ce folosesc tehnologia SiGe. Sirenza, Mini-Circuits sau Philips sunt doar câteva exemple de companii ce fabrică aceste circuite. Avantajul acestora din punct de vedere al utilizatorului este ca sunt adaptate intern pe 50 ohmi, deci nu necesită circuite complicate de adaptare, sunt de bandă largă (uzual de la 100MHz la 5-8GHz), și chiar dacă nu asigură cele mai ridicate performanțe din punct de vedere al zgomotului sau IP3, sunt preferate în multe aplicații datorită simplității în utilizare.

Zgomotul flicker la aceste tranzistoare se pare că este la fel cu cel al tranzistoarelor cu siliciu, deși dat fiind noutatea tehnologiei, multe detalii nu sunt disponibile.

Tehnologiile moderne au adus pe piață și tranzistori realizați cu materiale mai exotice, cum ar fi InGaP (Indiu-Galiu-Fosfor), utilizarea dopării cu carbon (la SiGe) sau cu azot. Preturile componentelor pentru microunde au fost în continuă scădere odată cu apariția telefoniei celulare și a utilizării intense a benzii de 2.4GHz. Apariția WLAN pe 5.8GHz a început să ducă deja la scăderea prețurilor și pentru componentele folosite în această bandă. La fel se poate spune despre componentele din banda X, unde televiziunea sau programele de radio transmise prin satelit au făcut ca prețul unui LNC să scadă dramatic.

Tehnologii noi apar continuu, epuizarea spectrului în benzile de frecvențe joase obligă în mod continuu industria să creeze componente cu frecvențe de lucru tot mai mari, și recenta prezentare (2005) într-o publicație IEEE a realizării unui grup de cercetători ruși care au realizat în laborator un tranzistor ce funcționează la 800GHz, nu a mai mirat pe nimeni.

Să mai amintim că performanțele așteptate de la un tranzistor se pot obține numai când tranzistorul este corect polarizat și lucrează adaptat atât la intrare cât și la ieșire. Producătorii de componente furnizează parametrii S ca și modele nelniare ale tranzistoarelor de înaltă frecvență pe CDROM-uri sau pe web-site-ul lor.

21.2 Diode

Timp de mulți ani, principala funcție a diodelor a fost cea de redresor. Astăzi variante ale diodelor pot fi folosite ca:

- referințe sau stabilizatoare de tensiune (diodele Zener)
- diode care sunt folosite la comutarea circuitelor (diode de comutare) care au o rezistență dinamică serie foarte redusă ($<1\Omega$)
- Diode folosite în circuite de comutație rapidă (mixere-modulatoare)

- diode ce se comportă ca o rezistență variabilă (dioda PIN) comandată în tensiune
- diode ce prezintă o capacitate mare între joncțiuni, care variază prin aplicarea unei tensiuni de polarizare inverse pe electrozi (diode varicap sau varactor)
- Diode care oscilează pe frecvențe ultra-înalte (Gunn, Barit, IMPATT)

Diodele folosite în circuite de radiofrecvență ca mixere trebuie să aibă timpi de comutație foarte reduși. Există diode cu siliciu pentru curenți reduși ce se comportă bine din acest punct de vedere. Un tip de diodă cu proprietăți excelente în ceea ce privește timpii de comutație, este dioda Schotky.

Funcție de aplicație, diodele sunt caracterizate de următorii parametri:

- tensiune inversă maximă admisă pe joncțiuni
- curent maxim
- timpi de comutație
- capacitatea joncțiunilor
- tensiune de referință (pentru diodele Zener)
- rezistența dinamică serie

21.3 Rezistențe

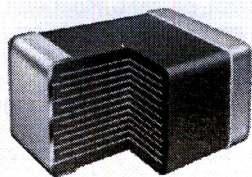
Rezistențele au în afară de proprietatea rezistivă și o serie de parametri paraziți care le limitează aria de aplicabilitate. Este vorba de inductanța și capacitatea parazită. Rezistențele obișnuite sunt realizate prin depunerea unei spirale de carbon pe un suport ceramic tubular. Evident această tehnologie duce la apariția unei inductanțe parazite precum și a unei capacități între spire. Din acest motiv acest gen de rezistențe au utilizarea limitată la frecvențe mari. Rezistențele utilizate la frecvențe mari sunt volumice, chiar suportul fiind rezistiv. O rezistență este caracterizată de câteva mărimi: valoarea rezistenței în ohmi, puterea disipată maximă a rezistenței și coeficientul termic care precizează variația rezistenței cu temperatura. La acestea se mai adaugă tipul capsulei, de care depinde și puterea disipată maximă.

Rezistentele moderne sunt de tip SMD. Inductanța parazită în acest caz este dată de lungimea peliculei rezistive. Odată cu scăderea mărimii fizice a rezistenței, inductanța scade însă crește capacitatea prin apropierea terminalelor! În principiu cu cât formatul rezistenței este mai mic, cu atât se poate conta pe o frecvență de operare mai mare. Rezistentele de putere mai mare SMD, care se folosesc în atenuatoare, au depuse pe stratul rezistiv mici inductanțe, pentru compensarea componentei reactive la frecvențe mari. Aceste rezistențe funcționează în atenuatoare până la peste 20GHz.

Pelicula de carbon folosită la rezistențele uzuale produce un zgomot de cca. $3\mu V/V$, față de $1\mu V/V$ la rezistențele ce folosesc ca element rezistiv o peliculă metalică. Și în privința peliculei metalice există două tehnologii utilizate: cu strat subțire, folosit de obicei la rezistențele de mică putere și care au zgomot și coeficient termic redus, sau cu strat gros, care pot suporta curenți mai mari însă cu zgomot și coeficient termic mai mare.

21.4 Comportarea condensatoarelor la frecvențe mari

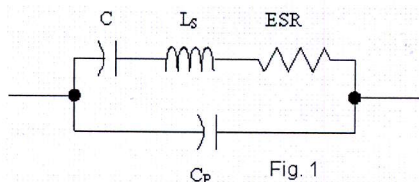
Ce poate fi mai simplu decât un condensator, s-ar putea întreba unii... Cu toată simplitatea aparentă, un dielectric și două sau mai multe armături, un condensator are cu mult mai mulți parametri care-i definesc funcționarea decât simpla valoare specificată pe schemă.



Structura internă și modul de realizare a unui condensator multistrat este exemplificată în figura alăturată. Numărul de straturi, respectiv armături, depinde de capacitatea condensatorului. Cu cit capacitatea este mai mare cu atât numărul de straturi crește. Condensatorii de valori mici (sub 22pF) au în mod uzual numai două armături.

Schema echivalentă a unui condensator real este dată în figura alăturată. Se observă că în afară de capacitatea C,

mai există o inductanță parazită L_s , o rezistență de pierderi ESR și o capacitate paralelă parazită C_p . Valorile elementelor parazite depind de modul de construcție a condensatorului, ca și de calitatea materialelor folosite. Tipic, L_s ia valori de la 0.87nH (capsula 0603), la 1.2nH (capsula 1206).



Pornind de la schema echivalentă, să definim câțiva parametri importanți pentru condensatoarele ce operează la frecvențe ridicate (mai mari de 100MHz):

- **SRF** este frecvența de rezonanță serie și este dată practic de valoarea capacității C și a inductanței parazite L_s . Se observă că la frecvența de rezonanță

serie, se atinge impedanța minimă (reactanța condensatorului C este egală și de semn contrar cu cea a inductanței L_s), în circuit rămânând doar rezistența de pierderi ESR. De remarcat că pentru frecvențe mai mari decât SRF, impedanța condensatorului începe să capete caracter inductiv datorită ponderii din ce în ce mai mari a reactanței L_s . Pentru unele aplicații, cum ar fi în decuplare, caracterul ușor inductiv nu e important, însă lucrurile stau total diferit pentru un circuit de adaptare sau un filtru. Evident valoarea SRF depinde și de valoarea condensatorului, un condensator de 10pF având un SRF mai ridicat decât unul de 100pF.

- **PRF** este frecvența de rezonanță paralela. Un rol important în acest caz îl joacă capacitatea parazită C_p . O regulă empirică plasează PRF la de două ori valoare SRF. În mod logic, capacitatea parazită C_p este mult mai mică decât capacitatea utilă și în consecință frecvența de rezonanță paralelă a condensatorului real este mai mare. La frecvența de rezonanță paralelă, condensatorul va avea impedanță foarte mare, ceea ce îl face inutilizabil pentru orice aplicație. Înainte de a se atinge PRF, apar și alte fenomene parazite care duc la afectarea valorii capacității condensatorului, în sensul creșterii pierderilor, ceea ce obligă utilizatorii să evite operarea, la frecvențe apropiate de PRF. Ca și la frecvența de rezonanță serie și aici valoarea condensatorului are o legătură directă cu PRF. Cu cât condensatorul are valoare mai mică, cu atât PRF este mai mare.

Așa cum menționam, valorile elementelor parazite depind de geometria constructivă a condensatorului ca și de calitatea materialelor folosite. Cu cât dimensiunea condensatorului este mai mică, cu atât SRF și PRF crește. Producătorii de condensatori furnizează date legate de SRF și PRF și se poate vedea ușor că un condensator SMD în format 0603 are frecvențele de rezonanță parazite mai ridicate decât un condensator 1206. Geometria obișnuită pentru un condensator SMD implică un raport lungime/lățime de cca. 2/1 ca în cazul formatelor menționate mai sus. Fabricanții de condensatoare oferă însă și alte formate (0503) prin care raportul lungime lățime este micșorat, până când aspectul este pătrat sau chiar cu lățimea mai mare decât lungimea, cu scopul de a reduce inductanța parazită L_s ce este o funcție de lungime. Modul cum se montează condensatorul pe cablaj are de asemenea un efect important în special asupra valorii PRF.

Fig.2 și fig.3 ilustrează clar diferențele între montarea clasică a condensatorului, paralelă cu placa de cablaj, și cea în care condensatorul este montat pe cant. Montarea pe cant, deși mai dificilă permite creșterea frecvenței până la care se poate folosi un condensator dat. Se observă că prin montarea pe cant prima rezonanță dispăre.

- **Capacitatea efectivă.** Capacitatea nominală a unui condensator este dată de regulă la frecvența de 1MHz. La această frecvență elementele parazite nu joacă nici un rol. Cu cât ne apropiem de frecvența de rezonanță serie SRF, cu atât reactanța inductanței parazite devine mai semnificativă în raport cu reactanța capacității C .

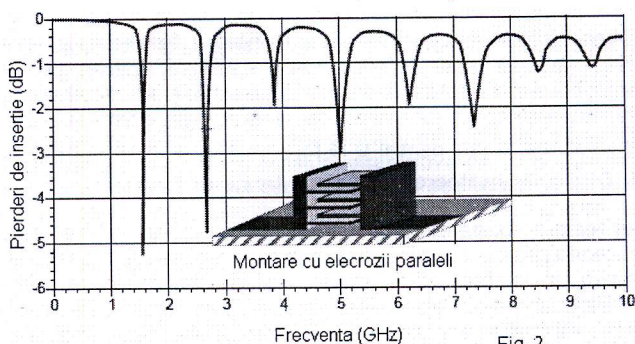


Fig. 2

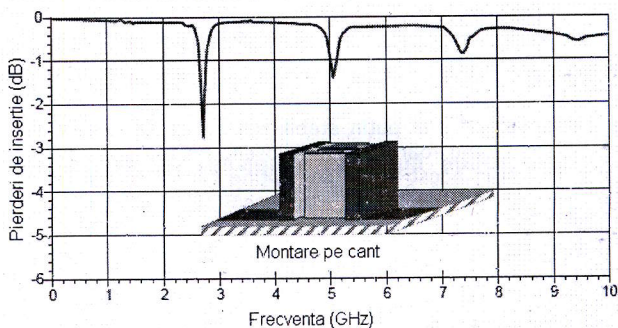
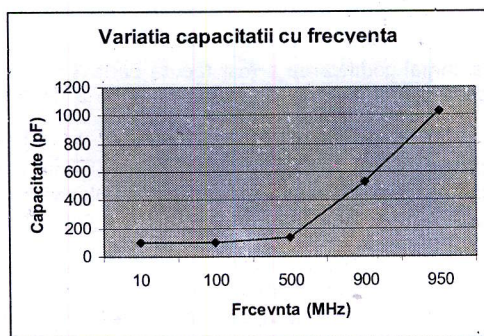


Fig. 3

Capacitatea echivalentă a condensatorului funcție de frecvență este date de relația:

$$C_E = \frac{C}{1 - (2\pi f)^2 L_S C}$$

Pentru un condensator de 100 pF (de tip ATC100A) — graficul de mai jos demonstrează efectul elementelor parazite asupra valorii reale a capacității. In mod evident pentru aplicații, unde valoarea condensatorului este importantă, precum în circuite de adaptare sau filtre, este necesar să se evite lucrul la mai mult de 1/2 din SRF. Producătorii de componente pun la dispoziția proiectanților, parametrii S pentru condensatoare, care se pot folosi



în orice simulator liniar. Cu alte cuvinte dacă avem nevoie de un condensator de 22pF, va trebui să vedem în simulare cum se comporta, și în final să utilizăm poate 15pF, pur și simplu pentru că la frecvența care ne interesează, acesta are valoare necesară. Uneori schimbarea furnizorului de condensatoare poate avea efecte dramatice asupra rezultatelor obținute de la un produs la care fabricația nu mai ridică nici un fel de probleme. Și asta doar pentru faptul că a fost schimbat un condensator cu un altul de valoare identică (identică la 1MHz!) însă care are SRF diferit!

- **Q-ul unui condensator** de înaltă frecvență este dat de :

$$Q = \frac{|X_C - X_L|}{ESR}$$

Se observă că Q-ul este cu atât mai mare cu cât inductanța L_s și rezistența parazită ESR este mai mică. Rezistența parazită ESR este dată de materialul folosiți pentru electrozi în principal, deși un efect îl are și calitatea materialului dielectric (tgδ). Până la frecvențe la care adâncimea efectului pelicular este mai mică decât grosimea electrodului, ESR va crește proporțional cu $\sqrt{f}$. Valorile uzuale pentru Q la frecvențe de 1-2GHz sunt de la 150 la 1000. Ca regulă generală, Q-ul condensatoarelor scade cu creșterea frecvenței.

- **Coefficientul termic.** Exista două clase de condensatori ceramici multistrat:

Clasa 1, cuprinde condensatorii cu coeficient termic controlat de tip NPO. Prin modul de realizare se obține o buna termocompensare pe un domeniu larg de temperatură. Coeficientul de variație termică este definit în părți per milion pe grad C și pentru condensatoarele NPO obișnuite are valoarea de $\pm 30 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$. Asta înseamnă ca un condensator de 1000pF, la o variație de 10°C , va avea o valoare de:

$$\frac{1000 \text{ pF} \times (\pm 30 \text{ ppm}) \times 10^\circ\text{C}}{1000000} = 1000 \text{ pF} \pm 0.3 \text{ pF}$$

Condensatorii NPO asigură și cel mai ridicat Q precum și cea mai buna stabilitate în timp în raport cu alte tipuri de condensatori.

Clasa 2, cuprinde condensatori mai puțin stabili din punct de vedere termic însă aceștia asigură capacități mari în volume foarte mici. Folosesc un material dielectric cu constantă dielectrică mult mai mare și în acest fel se pot obține capacități foarte mari cu dimensiuni reduse. Stabilitatea termica pentru acești condensatori este dată în procente. Pentru definirea acestor tipuri de condensatoare se folosește o combinație de 3 caractere, semnificația lor fiind după cum urmează:

Primul caracter definește temperatura minima la care sunt garanți:

X= -55°C , Y= -30°C , Z= 10°C

Al doilea caracter definește temperatura maximă:

5= $+85^\circ\text{C}$, 7= $+125^\circ\text{C}$

Al treilea caracter definește toleranța în procente:

V= $+22\%/-88\%$ R= $\pm 15\%$

U= $+22\%/-56\%$ P= $\pm 10\%$

T= $+22\%/-33\%$ F= $\pm 7.5\%$

S= $\pm 22\%$ E= $\pm 4.7\%$

Cei mai uzuali sunt X7R, X5R, Y5V, Z5U. Deși inițial codificarea a fost făcută pentru a defini termic și din punct de vedere al toleranței acești condensatori, în timp codificarea a devenit sinonima cu dielectricul folosit.

- **Îmbătrânirea dielectricului.** Dielectricul de tip NPO este imun la îmbătrânire, în timp capacitatea nu este afectată. Condensatorii din clasa 2, ce folosesc dielectrici cu constantă mare, sunt afectați de îmbătrânire, în timp producându-se o scădere a capacității inițiale. Cea mai abruptă cădere se produce în primele 100-200 de ore de la fabricație după care descreșterea intră pe o pantă liniară constantă. Îmbătrânirea este cu atât mai rapidă cu cât constanta dielectrică este mai mare. Astfel X7R are o rată a îmbătrânirii de 1.5-2%, Z5U de 4-5%, iar Y5V de 6-7% (exprimate pentru perioada de la 100 la 1000 ore). Din start trebuie utilizat un condensator cu o capacitate suficient de mare care sa fie suficientă pe întreaga gamă de temperaturi cât și pe întreaga durată de viață estimată a produsului.

- **Efectul piezoelectric.** Materialul ceramic folosit ca dielectric are proprietăți ușor magnetostrictive. Din această cauză, atunci când condensatorii sunt supuși la tensiuni mecanice cauzate de vibrații sau șocuri, apare la electrozi o tensiune de zgomot ce cauzează așa numitul efect de microfonie. Cele mai afectate sunt oscilatoarele echipamentelor lucrând pe frecvențe mari. Compensarea efectelor microfonice este destul de dificilă și soluția principală de rezolvare o reprezintă miniaturizarea și realizarea unei construcții mecanice rigide. Mai nou au apărut condensatoare cu dielectric din siliciu ce par a avea o imunitate superioară la microfonie. Răspândirea acestora este destul de redusă, la data scrierii acestor rânduri fiind produși doar de Vishay -Dale.

▪ **Tensiunea și curentul maxim.** Tensiunea de lucru pentru condensatorii multistrat de tip NPO este de regulă de la 50V la 200V curent continuu. Pentru tensiuni mai mari sunt disponibile doar o gama mai restrânsă de valori și capsule, însă pot fi găsiți condensatori SMD NPO ce sunt specificați la 1000V sau mai mult. Condensatorii cu dielectric tip X7R, X5R, Y5V sau Z5U sunt de regulă produși pentru tensiuni mai reduse, 16 la 50V. Si în acest caz anumite valori sunt disponibile pentru tensiuni alternative de 250V. Curentul maxim pe care îl poate suporta un condensator de RF este dat practic de rezistența de pierderi ESR. Trebuie avut în vedere că ESR crește odată cu frecvența. Odată depășită o anumite valoare, temperatura condensatorului crește peste limitele acceptabile și se poate produce distrugerea acestuia. Puterea de RF maximă ce poate fi vehiculată de un condensator ține evident și de tensiunea maximă ce apare pe electrozi, dar și de curentul maxim suportat. La condensatoarele RF cu pierderi reduse, până la capacități de cca. 1.5-2.2pF, limitarea este în primul rând dată de tensiunea maximă. La valori mai mari de 2.2pF, principala limitare o reprezintă ESR, pentru că acesta produce pierderi disipative -cu degajare de căldură!

Exemplu : Un condensator de 1.0 pF, 500 V utilizat la 1000 MHz:

$X_c = 1/[2(3.14)(1000 \times 10^2)(1.0 \times 10^{-12})] = 159 \Omega$; $I_{peak} = 500/159 = 3.15 A_{peak}$ or $2.2 A_{rms}$.

Odată depășit curentul, se depășește tensiunea maximă admisă pe condensator și pot apare străpungeri

▪ **Variația capacității cu tensiunea continuă aplicată.** La condensatoarele cu dielectric de tip X7R, X5R, Y5V sau Z5U, apare o schimbare a capacității funcție de polarizarea în cc aplicată. Fig.4 prezintă variația capacității cu tensiunea continuă aplicată la electrozi.

Comentarii pe marginea parametrilor reprezentați în figurile 5-8. Curbele date sunt pentru condensatoare mărimea 0603. Se observă variația tipică a Q-ului cu frecvența și în același timp cu mărimea capacității.

Typical Cap. Change vs. D.C. Volts
X7R

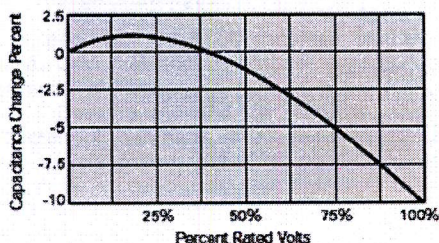


Fig.4

Typical ESR vs. Frequency

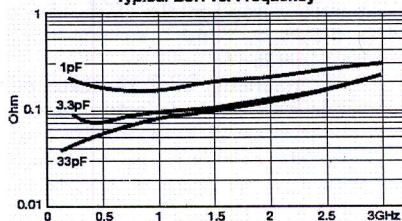


Fig.5

Typical Q vs. Frequency

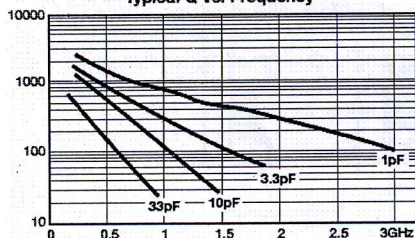


Fig. 6

Fig. 7 arată variația frecvenței de rezonanță serie, cu capacitatea. Se observă că pentru multe aplicații, un condensator de 22pF mărimea 0603, nu poate fi folosit la o frecvență mai mare de 1.5GHz. SRF crește însă odată cu scăderea capsulei folosite, un condensator de aceeași valoare în format 0403 putând fi folosit până la 2-2.2GHz.

Typical Self Resonant Frequency vs. Capacitance

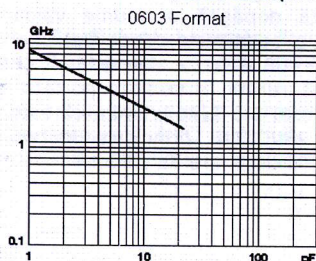


Fig. 7

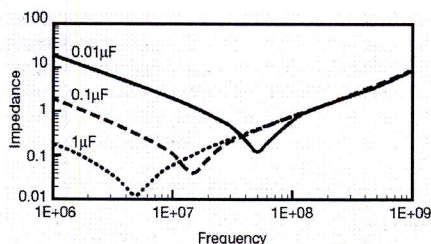


Fig. 8

Fig.8 exemplifică variația impedanței minime ale unui condensator pentru diferite valori. Se poate vedea de ce unele condensatoare sunt mai eficiente decât altele pentru decuplare la o frecvență dată, și de ce e necesar să grupăm condensatoare de valori diferite în paralel pentru a obține o decuplare eficientă pe o bandă largă de frecvență.

Bibliografie:

1. V. Cojocaru Acurate Simulation of RF Design.... High Freq. Electronics Sept/2002
2. ***** Parasitic Inductance of Multilayer Cerami Capacitors AVX Corp.
3. ***** SRF& PRF and Their Relation to RF Capacitor Applications Johanson Tech.
4. ***** Genesys 8.1 APP Manual Eagleware/Agilent

21.5 Comportarea inductanțelor SMD la frecvențe mari

Inductanțele care sunt folosite la frecvențe mari, se pot împărți în trei categorii:

- Inductanțe bobinate cu sârmă (de obicei Cu), pot fi:
 - Fără miez magnetic (pe aer)
 - Cu miez magnetic
- Inductanțe mulstrat
- Inductanțe cu film
- Inductanțe cu fir

Inductanțele cu sârmă asigură cel mai ridicat factor de calitate Q, în raport cu celelalte tipuri de inductanțe. Valorile uzuale se întind de la 1.5nH la 1μH pentru inductanțele fără miez magnetic, și de la 0.5μH la 10mH sau mai mult pentru cele cu miez magnetic.

Inductanțele fără miez magnetic, sunt realizate pe un suport ceramic, cu coeficient dielectric redus, pentru a nu crește capacitatea parazită. Bobina este impregnată cu un lac, de asemenea cu coeficient dielectric redus, pentru a se asigura rigiditatea mecanică și stabilitatea în timp a inductanței. Acest tip de inductanțe SMD se fabrică curent în formatele: 0402 (1x0.5mm), 0603 (1.6x0.8mm), 0805 (2x1.25mm) și 1210 (3x2.5mm).

Fig. 1 exemplifică modul de realizare a unui inductor

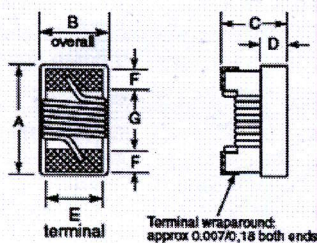


Fig.1

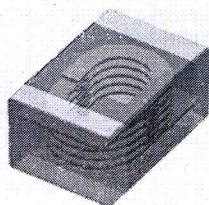


Fig.2

SMD bobinat. Inductanțele realizate pe aer (arc), se folosesc mai puțin în producția de serie și mai mult la realizarea prototipurilor, pentru ca au o stabilitate mecanică redusă, și în timp inductanța se poate modifica, dacă nu se recurge la blocarea inductanței cu o rășină epoxidică cu coeficient dielectric și termic redus. Avantajul pentru un prototip este faptul că prin depărtarea spirelor se poate regla inductanța între anumite limite.

Inductanțele cu miez magnetic, folosesc un miez gen mosor, pe care se bobinează sârma și care este înglobat într-o carcasă de plastic ce conține și contactele terminale. Uneori miezul magnetic este închis, pentru a se asigura ecranarea inductanței. Există o mare varietate de forme și dimensiuni pentru acest tip de inductanțe, care țin și de curentul maxim suportat. Cele mai mici sunt în format 1210, neexistând o limită și o standardizare pentru limitele superioare! Ferita folosită limitează frecvența maximă de folosire a acestor inductanțe. De obicei nu se folosesc la

frecvențe mai mari de 500MHz, în timp ce valorile mari se folosesc doar în filtre sau în surse în comutație. De remarcat că sursele în comutație moderne pot lucra la frecvențe de peste 1MHz.

Inductanțele multistrat sunt realizate folosind o tehnologie similară cu cea a condensatoarelor multistrat. Porțiuni din inductanță sunt realizate pe straturi diferite, în final fiind asamblate și adăugate terminalele. Figura 2 exemplifică două moduri de realizare internă a inductanțelor multistrat. Materialul suport folosit este de tip feritic, cu permeabilitate magnetică relativ redusă, însă capabil să lucreze la frecvențe ridicate. Se asigură în acest fel o oarecare ecranare a inductorului, în comparație cu inductanțele fără miez, care au o dispersie de flux mult mai mare. Avantajul principal al acestor inductanțe este faptul că se pot atinge ușor inductanțe foarte mari. Valori de ordinul a $4.7\mu H$ se pot atinge în capsule de tip 0603. Pentru capsule de tip 1206 se pot atinge valori mai mari de $33\mu H$.

Deși aparent mai complicate decât inductanțele bobinate, sunt mai ieftine cu cel puțin 50%, pentru că procesul tehnologic este bine pus la punct și se pretează ușor la producția de masă. Cele mai mici inductoare sunt în format 0201 ($0.5 \times 0.25mm$), deși recent au apărut comercial și 0105.

Datorită modului de realizare, Q-ul atins nu este la fel de bun ca cel obținut la inductanțele bobinate, la aceeași inductanță fiind de 3-4 ori mai mic. Valori de la 15 la 30 sunt uzuale pentru acest fel de inductanțe, și depinde de valoarea inductanței dar și de frecvență. Nu se folosesc acolo unde Q-ul este important, cum ar fi în circuitul de adaptare al intrării unui LNA, sau în filtre. Aceste inductanțe suportă curenți reduși și de aici rezultă o altă limitare în utilizare.

Inductanțele cu film sunt realizate prin metoda fotografică. Pe suprafața unui material cu constantă dielectrică redusă se depune o spirala din cupru. Este necesară însă o gaură de trecere pentru a se conecta unul din electrozi la centrul spiralei. Prin modul de realizare se poate asigura un control foarte riguros asupra toleranței de execuție a inductanței, fiind disponibile curent inductanțe realizate în acest fel cu toleranța de 1%. Q-ul inductanțelor de acest gen este mai ridicat decât cel al inductanțelor multistrat însă mai redus decât cel al inductanțelor bobinate. Are valori uzuale de la 20 la 40 și depinde de valoarea inductanței dar și de frecvență.

Orice inductanță conține și elemente parazite care afectează funcționarea la frecvențe ridicate.

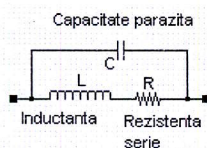


Fig.3

Fig. 3 prezintă circuitul echivalent al unui inductor real. Rezistența serie limitează atât Q-ul inductanței cât și curentul maxim ce poate fi suportat de inductor. Capacitatea parazita a inductanței produce o rezonanță parazită, care limitează frecvența maximă la care se

poate utiliza. Se definește așa numita SRF (Self Resonance Frequency), frecvența de rezonanță a inductanței. (A nu se confunda cu SRF la condensatoare unde semnifică frecvența de rezonanță serie).

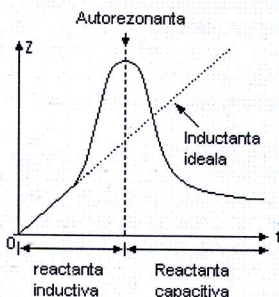
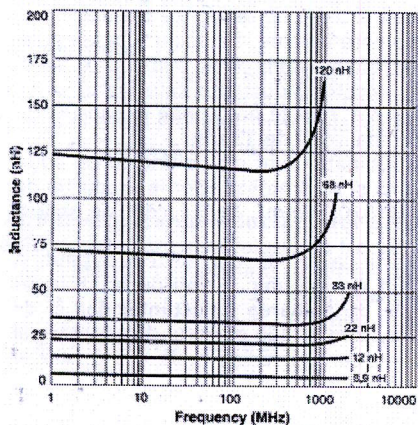


Fig.4

Fig. 4 arată modul de comportare a unei inductanțe la înaltă frecvență. Se observă că există un domeniu de frecvență până la care inductanța se comportă normal în ciuda elementelor parazite, odată depășită acea frecvență, impedanța crește brusc, ceea ce din punct de vedere al utilizatorului se traduce prin creșterea inductanței văzute. Cu alte cuvinte, cu cât ne apropiem de frecvența de autorezonanță, cu atât valoarea inductanței echivalente e mai mare. Fenomenul este dăunător atât pentru filtre cât și pentru circuite de adaptare unde se contează pe o anumită valoare. Odată depășită frecvența de rezonanță, inductanța se comportă ca o capacitate și este complet inutilă. Ca și la condensatoare unde în apropiere frecvenței de rezonanță

serie valoarea se modifică, și la inductanțe apare aceeași problemă. Cu grijă, se poate lucra până aproape 75-80% din frecvența de autorezonanță, corectând eventual alte elemente din circuit pentru a putea folosi inductanța dorită. Ca și la condensatoare există riscul ca odată schimbată sursa (fabricantul), deși valoare nominală e aceeași, din cauza frecvenței de autorezonanță diferită, la frecvența de interes putem avea o cu totul alta valoare a inductanței.

Typical L vs Frequency



Typical Q vs Frequency

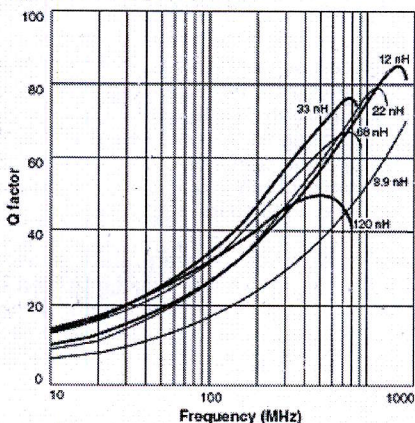


Fig. 5

De remarcat că valoarea nominală a inductanței este specificată la o frecvență relativ joasă de 100MHz

Fig.5 exemplifică variata inductanței și a Q-ului cu frecvența din cauza elementelor parazite. Se observă, influența frecvenței de autorezonanță atât asupra inductanței cât și a Q-ului.

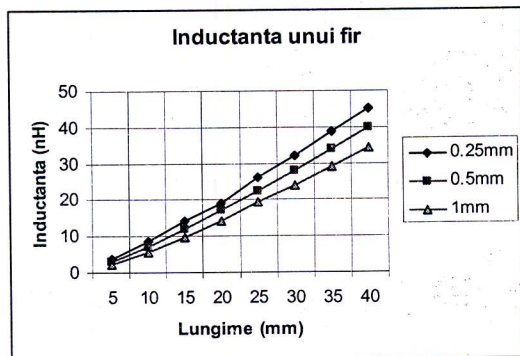
Inductanțe cu fir

La frecvențe mari se folosesc uneori (atunci când spațiul folosit nu este puternic restricționat) și inductanțe cu fir. Practic se folosește un fir de cupru, lungimea acestuia determinând inductanța. Formula după care se poate calcula această inductanță este:

$$L = 0.2b \left[\left(2.303 \log_{10} \frac{4b}{d} \right) - 0.8 \right] \text{ (nH)}$$

Unde :

L este inductanța în nH,



b este lungimea sârmei iar d diametrul în mm

Formula dă rezultate foarte bune și pe baza ei a fost obținut graficul din figura de mai jos, ce ilustrează variația inductanței cu lungimea și diametrul sârmei.

Q-ul acestor inductanțe poate atinge valori foarte ridicate, mai ales că se pot folosi și sârme mai groase sau chiar sârme argintate. În același timp, valorile din grafic trebuie să dea o idee despre mărimea inductanței parazite la terminalele unei componente!

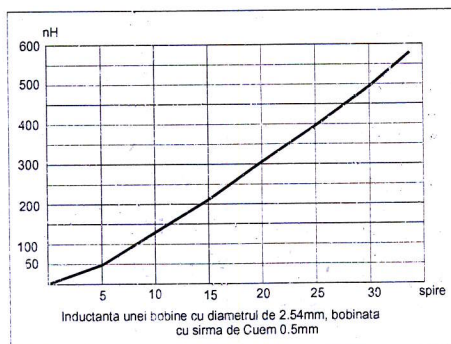


Fig.7

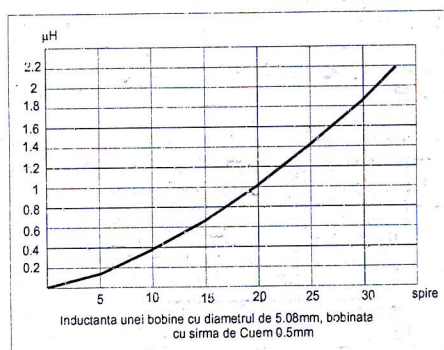


Fig.8

Figurile 7 și 8 prezintă inductanța ce se poate obține de la bobine spiralate cu un strat, cu diametrul de 2.5mm, respectiv 5mm, folosind sârma de Cu 0.5mm.

În afară de valoarea inductanței, de mare importanță este factorul de calitate al bobinei Q, definit ca: $Q = \frac{\omega L}{R}$, unde ωL este reactanța bobinei la frecvența de măsură, iar R este rezistența bobinei în curent continuu. Evident, este de preferat să dispunem de circuite cu Q cât mai mare, deși nu toate aplicațiile justifică acest lucru.

Tab.1

Sârmă din:	Factorul de calitate Q funcție de carcasa folosită						
	Aer	Polistiren	Teflon	Sticlă	Policarbonat	PVC	Porțelan
Argint	412	408	409	390	388	393	380
Cupru	380	377	378	360	359	363	352
Aur	285	282	283	270	272	275	267
Aluminiu	247	245	245	245	237	239	233
Bronz fosforos	60	59	59	59	59	59	58
Oțel	9	9	9	9	9	9	9

Tabelul 1 prezintă orientativ, factorul de calitate "Q" realizat pe diverse tipuri de carcase și diferite tipuri de sârmă folosite. Tabelul este realizat pentru o bobină de 5 sp., pe carcase cu diametrul de 6.5mm, la frecvența de 100MHz.

Bibliografie:

1. Mihaela Radulescu USM 106 High Q Circular Spiral Inductors Optimization
US Microwave /Semiconix Corp.
2. Mihaela Radulescu USM105 Spiral Chip Inductors Design Modeling Overview
US Microwave /Semiconix Corp.
3. ***** Chip Coils for High Frequency Monolithic Type
Murata Corp.
4. ***** Multilayer Ceramic Technology
TDK Corp.

21.6 Cablajul imprimat

Cablajul imprimat a devenit de mulți ani indispensabil pentru realizarea circuitelor electronice. Există multe tipuri de cablaj imprimat ce se folosesc, funcție de domeniul de frecvență și destinația montajului. În domeniul echipamentelor de larg consum (radio, audio-video, jocuri) utilizarea cablajului pe textolit FR2, sau sticlotextolit FR4, este o soluție general folosită. Cablajul FR4 care este ceva mai scump decât FR2, are proprietăți mai bune decât FR2 la frecvențe înalte și o mai bună stabilitate termică.

La frecvențe mai mari de 1-2GHz, proprietățile electrice ale cablajului FR4 nu mai satisfac cerințele, pierderile în material (tg.δ) devenind importante, motiv pentru care se folosesc alte tipuri de cablaj, realizate pe suport din ceramică de alumină, PTFE (teflon), sau combinații de PTFE cu pulberi de ceramică sau sticlă. Toate aceste cablaje sunt foarte scumpe, dar sunt singurele care permit lucrul la frecvențe de peste 10GHz.

Parametrii cei mai importanți, electrici și mecanici la cablajele imprimate sunt prezentate în tabelul de mai jos, pentru cele mai cunoscute tipuri de materiale:

Tab.1

Materialul substratului	Constanta dielectrică	Coeficient termic de dilatare pe suprafață	Coeficient termic de dilatare în grosime
FR4	4,8	12-16 ppm/°C	80 ppm/°C
Alumină	9,6	6,2 ppm/°C	6,2 ppm/°C
PTFE-sticlă	2,4	15 ppm/°C	200 ppm/°C
RT/Duroid 5870	2,33	3-5 ppm/°C	30 ppm/°C
RT/Duroid 5880	2,2	2-3 ppm/°C	28,3 ppm/°C
RT/Duroid 6002	2,94	16 ppm/°C	24 ppm/°C
Epsilam 10	10	12 ppm/°C	180 ppm/°C
Diclad...	2,2....10	14 ppm/°C	40 ppm/°C

Coeficientul de pierderi trebuie să fie cât mai redus la frecvența de lucru, ex. Epsilam 10 are tg.δ=0.002/10GHz

Coeficienții de dilatare la suprafață sau în grosime, au importanță mare în situația în care se lucrează cu circuite microstrip la frecvențe mari. Coeficienții de dilatare la suprafață sunt importanți și în situația când se lucrează cu componente SMD. Aceste componente au de regulă, corpul realizat dintr-un material ceramic, cu un coeficient de dilatare foarte redus, ceea ce poate crea tensiuni mecanice în componente după lipire și răcire.

Un alt element important îl reprezintă suprafața conductivă. Aproape invariabil este folosită folia de cupru, cu grosimea standard de 35μm. Pentru circuitele străbătute de curenți mari se mai folosește circuit imprimat cu grosimea foliei de 70μm. La frecvențe mari (>300-400MHz) se recurge la argintarea suprafeței cablajului, datorită efectului pelicular. Aurirea cablajului, are doar rolul de protecție anticorrosivă a circuitului, ceea ce-i conferă o stabilitate

a parametrilor excelentă în timp. Acest tip de acoperire nu se folosește la frecvențe foarte mari, aurul fiind mai prost conductiv decât cuprul. Folosirea cablajelor argintate ridică unele probleme legate de tensiunea superficială care apare între aliajul de lipit topit și suprafața argintată, în sensul că aliajul de lipit "difuzează pe suprafață" la distanța relativ mare. Suprafețele aurite se comporta mai bine din acest punct de vedere, fiind preferate la execuțiile cu componente SMD. Pentru aplicații mai ieftine, simpla stanare este suficientă.

Prelucrarea circuitelor imprimate este uneori o problemă dificilă, găurirea unui material ceramic fiind o operațiune delicată, necesitând o turație a burghiului de 50000-100000 rotații pe minut, precum și suflarea burghiului cu aer pentru răcire.

Bibliografie:

G. Breed Printed Circuit Board Considerations RF Design/Sept.94

Tabelul de conversie a diametrelor conductorilor din cupru emailat din unități AWG (S.U.A) și SWG (U.K) în mm

Unit. AWG	Unit. SWG	mm	Unit. AWG	Unit. SWG	mm
1	1	7.348	24	26	0.511
2	3	6.543	25	27	0.455
3	4	5.827	26	29	0.404
4	5	5.189	27	30	0.361
5	7	4.620	28	31	0.320
6	8	4.115	29	33	0.287
7	9	3.665	30	34	0.254
8	10	3.262	31	36	0.226
9	11	2.906	32	37	0.203
10	12	2.588	33	38	0.180
11	13	2.304	34	38-39	0.160
12	14	2.052	35	39-40	0.142
13	15	1.829	36	41	0.127
14	16	1.628	37	42	0.114
15	18	1.450	38	43	0.102
16	18	1.290	39	44	0.089
17	19	1.151	40		0.079
18	20	1.024	41		0.071
19	21	0.912	42		0.064
20	22	0.813	43		0.056
21	23	0.724	44		0.051
22	24	0.643	45		0.045
23	25	0.574	46		0.040

ANEXA 2

Tranzistoare de radiofrecvență bipolare utilizate uzual în radioreceptoare

Tranzistor	NF (dB)	F (MHz)	F _T (GHz)	I _c (mA)	G (dB)	F (MHz)	V _{ce} (V)	I _c (mA)	P _T (mW)
MRF904	1.5	400	4	15	16	450	15	30	200
MRF571	1.5	1000	8	50	12	1000	10	70	1000
MRF581 A	1.8	500	5	75	15.5	500	15	200	2500
MRF586	4	500	1.5	90	9	500	17	200	2500
2N5109	3	200	1.5	50	11	200	20	400	2500
2N5179	4.5	200	1.4	10	15	200	12	50	200
2N4957*	3	450	1.6	2	12	450	30	30	200
2N918									
BFW92A	2.7	500	4.5	10	16	500	15	35	180
BFR34A									
BFR90	2	500	5	6	15	500	15	30	200
BFR91	1.9	500	5	30	16	500	12	35	180
BFR96	2	500	4.5	50	14.5	500	15	100	500
BFW16A	6	200	0.7	30	10	200	15	150	700
BFW17	6	200	0.6	30	10	200	15	150	700
BFX89	5	450	1.3	2	15	450	15	25	200
BFY90	5	450	1.3	2	15	450	15	25	200
BFT66	1.5	200	1.8	4	15	200	15	20	250
BFT97	1.8	500	4.8	5	13	500	15	30	250
BF199	5	200	0.55	7	30	200	25	25	250
BF254	2.5	10	0.15	1	14	10	30	30	160
BF255	2.5	10	0.2	1	13	10	30	30	160
BF272*	5	500	0.7	3	12	500	20	35	200
BF316*	5.5	500	0.6	3	10	500	20	35	200
BF509*	4	200	0.5	3	10	200	30	35	250

* tranzistoare PNP

Tranzistoare cu efect de câmp cu siliciu

Tranzistor	Tip	V _{ds} (V)	G _{fs} (μS)	I _d max (mA)	F _{max} (MHz)	NF (dB)@MHz
2N4416A	J-FET	30	4500	15	450	4/400
BF245	J-FET	25	6000	60	450	4.5/200
BF256	J-FET	25	6000	60	700	4.5/200
BFW10	J-FET	25	4500	15	400	6/100
2N3819	J-FET	25	3500	15	400	6/100
J310	J-FET	25	8000	60	1000	1.5/100
40673	MOS FET	20	12000	50	400	6/200
3N200	MOS FET	20	10000	50	500	4.5/200
BF960	MOS FET	20	12000	30	800	2.8/200
BF964	MOS FET	20	17000	30	800	1.5/200
BF980	MOS FET	18	19000	30	800	2.8/200
BF981	MOS FET	20	14000	20	800	1.5/200

Type	Curve	Package	F _T	V _{CE}	I _C	P _{CE}	Polarity	Gum	F	@	Gum	F	@	V _{CE}	P	1Y0	@ I _C	V _{CE}	
			(GHz)	(V)	(mA)	(mW)		(dB)	(dB)	(MHz)	(dB)	(dB)	(MHz)	(mV)	(dBm)	(dBm)	Δ (mA)	(V)	
Maximum values																			
BFG3401	11	SOT122	4	18	150	2700	NPN	16.3	8	500	-	-	-	1200	26	45	120	15	
BFG348	12	SOT122	4	18	300	4500	NPN	13	-	800	-	-	-	1600	28	47	240	15	
BFG25A/X	18	SOT143	5	5	6.5	32	NPN	18	1.8	1000	-	-	-	-	-	-	-	-	
BFG25W/X	18	SOT143	5	5	6.5	500	NPN	16	2	1000	8	-	-	2000	-	-	-	-	
BFG31	10	SOT223	5	15	100	1000	PNP	16	-	500	12	-	-	800	550	-	70	10	
BFG390(X)	22	SOT143	5	15	200	400	NPN	13	-	900	7.5	-	-	2000	-	-	-	-	
BFG390W/X	22	SOT143	5	15	200	500	NPN	13	-	900	7.5	-	-	2000	-	21	-	80	5
BFG92A(X)	7	SOT143	5	15	25	400	NPN	16	2	1000	11	3	-	2000	-	-	-	-	
BFG149	10	SOT89	5	15	100	1000	PNP	12	3.75	500	-	-	-	-	-	-	-	-	
BFR106	10	SOT23	5	15	100	500	NPN	11.5	3.5	800	-	-	-	350	-	-	50	9	
BFR92A	7	SOT23	5	15	25	300	NPN	14	2.1	1000	8	3	-	2000	150	-	14	10	
BFR92AW	7	SOT23	5	15	25	300	NPN	14	2	1000	-	3	-	2000	-	-	-	-	
BFR93AW	8	SOT23	5	12	35	300	NPN	13	1.5	1000	8	2.1	-	2000	-	-	-	-	
BFT25A	18	SOT23	5	5	6.5	32	NPN	13	1.8	1000	-	-	-	-	-	-	-	-	
BFT25A	18	SOT23	5	5	6.5	32	NPN	15	1.8	1000	-	-	-	-	-	-	-	-	
BFT92	7	SOT23	5	15	25	300	PNP	18	2.5	500	-	-	-	150	-	-	14	10	
BFT92W	7	SOT23	5	15	35	300	PNP	17	2.5	500	11	3	-	1000	-	-	-	-	
BFT93	9	SOT23	5	12	35	300	PNP	16.5	2.4	500	-	-	-	300	-	-	30	5	
BFT93W	9	SOT23	5	12	50	300	PNP	15.5	2.4	500	10	3	-	1000	-	-	-	-	
BFG97	10	SOT223	5.5	15	100	1000	NPN	16	-	500	12	-	-	800	700	-	70	10	
BFG19	10	SOT89	5.5	15	100	1000	NPN	11.5	3.3	500	7.5	-	-	800	-	-	-	-	
BFG93A(X)	8	SOT143	6	12	35	300	NPN	16	1.7	1000	10	2.3	-	2000	-	-	-	-	
BFG94	8	SOT223	6	12	60	700	NPN	-	2.7	500	13.5	3	-	1000	500	21.5	34	45	10
BFR93A	8	SOT23	6	12	35	300	NPN	13	1.9	1000	-	3	-	2000	425	-	30	8	
BFG135	16	SOT223	7	15	150	1000	NPN	16	-	500	12	-	-	800	850	-	100	10	
BFG591	22	SOT223	7	15	200	2000	NPN	13	-	900	7.5	-	-	2000	-	-	-	-	
BFG591	22	SOT89	7	15	200	2000	NPN	13	-	900	7.5	-	-	2000	-	-	-	-	
BKG198	15	SOT223	8	10	100	1000	NPN	18	-	500	15	-	-	800	700	-	70	8	
BFG67(X)	14	SOT143	8	10	50	380	NPN	17	1.7	1000	10	2.5	-	2000	-	-	-	-	
BFG67	14	SOT23	8	10	50	300	NPN	14	1.7	1000	8	2.7	-	2000	-	-	-	-	
BFG67W	14	SOT23	8	10	50	300	NPN	13	2	1000	8	2.7	-	2000	-	-	-	-	
PBR941	-	SOT23	8	10	50	360	NPN	15	1.4	1000	9.5	2	-	2000	-	-	-	-	
PBR951	-	SOT23	8	10	100	365	NPN	14	1.3	1000	8	2	-	2000	-	-	-	-	
PRF947	-	SOT23	8.5	10	50	250	NPN	16	1.5	1000	10	2.1	-	2000	-	-	-	-	
PRF957	-	SOT23	8.5	10	100	270	NPN	15	1.3	1000	9.2	1.8	-	2000	-	-	-	-	
BFG505(X)	19	SOT143	9	15	18	150	NPN	20	1.6	900	13	1.9	-	2000	-	4	10	5	6
BFG520(X)	20	SOT143	9	15	70	300	NPN	19	1.6	900	13	1.9	-	2000	275	17	26	20	6
BFG520W(X)	20	SOT143	9	15	70	500	NPN	17	1.6	900	11	1.85	-	2000	275	17	26	20	6
BFG540(X)	21	SOT143	9	15	120	500	NPN	18	1.9	900	11	2.1	-	2000	500	21	34	40	8
BFG540W(X)	21	SOT143	9	15	120	500	NPN	16	1.9	900	10	2.1	-	2000	500	21	34	40	8
BFG541	21	SOT223	9	15	120	650	NPN	15	1.9	900	9	2.1	-	2000	500	21	34	40	8
BFM505	19	SOT363	9	8	18	500	NPN	17	1.4	900	10	1.9	-	2000	-	-	-	-	-
BFM520	20	SOT363	9	8	70	1000	NPN	15	1.7	900	9	1.9	-	2000	-	-	-	-	-
BFG540	21	SOT89	9	12	120	1200	NPN	-	1.9	900	-	-	-	500	-	-	40	8	
BFR505	19	SOT23	9	15	18	150	NPN	17	1.6	900	10	1.9	-	2000	-	4	10	5	6
BFR505T	19	SOT416	9	-	18	150	NPN	17	1.2	900	-	-	-	-	-	-	-	-	-
BFR520	20	SOT23	9	15	70	300	NPN	15	1.6	900	9	1.9	-	2000	-	17	26	20	6
BFR520T	20	SOT416	9	-	70	150	NPN	15	1.6	900	9	1.9	-	2000	-	17	26	-	-
BFR540	21	SOT23	9	15	120	500	NPN	14	1.9	900	7	2.1	-	2000	550	21	34	40	8
BFS505	19	SOT323	9	15	18	150	NPN	17	1.6	900	10	1.9	-	2000	-	4	10	5	6
BFS520	20	SOT323	9	15	70	300	NPN	15	1.6	900	9	1.9	-	2000	-	17	26	20	6
BFS540	21	SOT323	9	15	120	500	NPN	14	1.9	900	8	2.1	-	2000	-	21	34	40	8
PRF949	-	SOT416	9	10	50	150	NPN	16	1.5	1000	-	-	-	-	-	-	-	-	-
BFG310W(XR)	30	SOT343XR	14	6	10	60	NPN	18	1.1	1000	-	-	-	-	1.8	8	5	3	-
BFG310(XR)	30	SOT343XR	14	6	10	60	NPN	18	1.1	1000	-	-	-	-	1.8	8	5	3	-
BFG325W(XR)	31	SOT343XR	14	6	35	210	NPN	18	1.1	1000	-	-	-	-	8.7	19	15	3	-
BFG325(XR)	31	SOT343XR	14	6	35	210	NPN	18	1.1	1000	-	-	-	-	8.7	19	15	3	-
BFG403W	25	SOT343	17	4.5	3.6	16	NPN	-	1	900	-	1.6	-	2000	-	5	6	1	1
BFG21W	21	SOT343	18	4.5	200	600	NPN	-	-	-	10	-	-	1900	-	-	-	-	-
BFG480W	29	SOT343	21	4.5	250	360	NPN	-	1.2	900	-	1.8	-	2000	-	28	80	2	-
BFG410W	26	SOT343	22	4.5	12	54	NPN	-	0.9	900	-	1.2	-	2000	-	5	15	10	2
BFG424F	27	SOT343F	25	4.5	30	135	NPN	-	0.8	900	-	1.2	-	2000	-	12	22	25	2
BFG424W	27	SOT343	25	4.5	30	135	NPN	-	0.8	900	-	1.2	-	2000	-	12	22	25	2
BFG425W	27	SOT343	25	4.5	30	135	NPN	-	0.8	900	-	1.2	-	2000	-	12	22	25	2

■ = New

Type	Package	V _{DS}	CHARACTERISTICS											VHF	UHF
			I _o	loss		V _{DS}		Y _{fsw}		C _{is}	C _{os}	F @ 800 MHz			
				(mA)	min	max	min	max	(mS)	(pF)	(pF)	(dB)			
													(V)		
		(V)	(mA)	min	max	min	max	min	max	typ.	typ.	typ.			
With external bias															
BF901	SOT143	12	30	2	18	-	0.7 ^{b)}	25	-	2.35	1.4	1.7	X	X	
BF901R	SOT143R	12	30	2	18	-	0.7 ^{b)}	25	-	2.35	1.4	1.7	X	X	
BF908	SOT143	12	40	3	27	-	2	36	-	3.1	1.7	1.5	X	X	
BF908R	SOT143R	12	40	3	27	-	2	36	-	3.1	1.7	1.5	X	X	
BF908WR	SOT343R	12	40	3	27	-	2	36	-	3.1	1.7	1.5	X	X	
BF991	SOT143	20	20	4	25	-	2.5	10	-	2.1	1.1	0.7 ^{b)}	X	-	
BF992	SOT143	20	40	-	-	-	1.3	20	-	4	2	1.2 ^{b)}	X	-	
BF994S	SOT143	20	30	4	20	-	2.5	15	-	2.5	1	1 ^{b)}	X	-	
BF996S	SOT143	20	30	4	20	-	2.5	15	-	2.3	0.8	1.8	-	X	
BF998	SOT143	12	30	2	18	-	2.5	21	-	2.1	1.05	1	X	X	
BF998R	SOT143R	12	30	2	18	-	2.5	21	-	2.1	1.05	1	X	X	
BF998WR	SOT343R	12	30	2	18	-	2.5	22	-	2.1	1.05	1	X	X	

Fully internal bias															
BF1105	SOT143	7	30	8	16	-	-	25	-	2.2 ^{b)}	1.2 ^{b)}	1.7	X	X	
BF1105R	SOT143R	7	30	8	16	-	-	25	-	2.2 ^{b)}	1.2 ^{b)}	1.7	X	X	
BF1105WR	SOT343R	7	30	8	16	-	-	25	-	2.2 ^{b)}	1.2 ^{b)}	1.7	X	X	
BF1109	SOT143	11	30	8	16	-	1.2 ^{b)}	24	-	2.2 ^{b)}	1.3 ^{b)}	1.5	X	X	
BF1109R	SOT143R	11	30	8	16	-	1.2 ^{b)}	24	-	2.2 ^{b)}	1.3 ^{b)}	1.5	X	X	
BF1109WR	SOT343R	11	30	8	16	-	1.2 ^{b)}	24	-	2.2 ^{b)}	1.3 ^{b)}	1.5	X	X	

Partly internal bias															
BF904(A)	SOT143	7	30	8	13	-	1 ^{b)}	22	-	2.2	1.3	2	X	X	
BF904(A)R	SOT143R	7	30	8	13	-	1 ^{b)}	22	-	2.2	1.3	2	X	X	
BF904(A)WR	SOT343R	7	30	8	13	-	1 ^{b)}	22	-	2.2	1.3	2	X	X	
BF909(A)	SOT143	7	40	12	20	-	1 ^{b)}	36	-	3.6	2.3	2	X	X	
BF909(A)R	SOT143R	7	40	12	20	-	1 ^{b)}	36	-	3.6	2.3	2	X	X	
BF909(A)WR	SOT343R	7	40	12	20	-	1 ^{b)}	36	-	3.6	2.3	2	X	X	

Radio varicap diodes: FM radio tuning

Type	Package	Cd @ Vr (pF)			Cd @ Vr (pF)			TUNING RANGE Cd over voltage range (V)			rs (Ω)	
		min	max	(V)	min	max	(V)	ratio (min)	V1 to V2	typ.		
BB804	SOT23	42	46.5	2	26 typ.	12	14.8	4.5	1.75	2	8	0.2
BB200	SOT23	65.8	74.2	1	12	14.8	4.5	5	1	4.5		0.43
BB201	SOT23	89	102	1	25.5	29.7	7.5	3.1	1	7.5		0.3
BB202**	SOD523	28.2	33.5	0.2	7.2	11.2	2.3	2.5	0.2	2.3		0.35
BB202LX**	SOD382T	28	33.5	0.2	7.2	11.2	2.3	2.5	0.2	2.3		0.4
BB156	SOD323	14.4	17.6	1	7.6	9.6	4	3.3	1	7.5		0.4
BB207*	SOT23	76	86	1	25.5	29.7	7.5	2.6	1	7.5		0.2

VCO varicap diodes

Type	Package	Cd @ Vr (pF)			Cd @ Vr (pF)			TUNING RANGE Cd over voltage range (V)			rs (Ω)
		min	max	(V)	min	max	(V)	ratio	V1 to V2	typ.	
BB140LX***	SOD882	2.48	2.69	1	1.27	1.38	3	1.88 - 2.04	1	3	1.2
BB141	SOD523	3.9	4.5	1	2.22	2.55	4	1.76	1	4	0.4
BB142	SOD523	4	4.9	1	1.85	2.35	4	2.2	1	4	0.5
BB143	SOD523	4.75	5.75	1	2.05	2.55	4	2.35	1	4	0.5
BB145	SOD523	6.4	7.4	1	2.75	3.25	4	2	1	4	0.6
BB145B	SOD523	6.4	7.4	1	2.55	2.95	4	2.2	1	4	0.6
BB145C	SOD523	6.4	7.2	1	2.55	2.85	4	2.39 - 2.53	1	4	-
BB202**	SOD523	28.2	33.5	0.2	7.2	11.2	2.3	2.5	0.2	2.3	0.35
BB202LX**	SOD882T	28	33.5	0.2	7.2	11.2	2.3	2.5	0.2	2.3	0.4
BB151	SOD323	15.4	17	1	9 typ.	12	4	1.8	1	4	0.4
BB156	SOD323	14.4	17.6	1	7.6	9.6	4	1.86	1	4	0.4
BB198	SOD523	25	28.5	0.5	4.8	6.6	2	-	-	-	0.8 max
BB199	SOD523	36.5	42.5	0.5	11.8	13.8	2	-	-	-	0.25
BB208-02*	SOD523	19.9	23.2	1	4.5	5.4	7.5	4.3	1	7.5	0.35
BB208-03*	SOD323	19.9	23.2	1	4.5	5.4	7.5	4.3	1	7.5	0.35

■ = New

General-purpose wideband amplifiers (50 Ohm gain blocks)

Type	Package	@		f ¹		@ 1GHz						Gain3 (db) @				Limits		
		V _s (V)	I _s (mA)	@-3dB (GHz)	NF (dB)	P _{sat} (dBm)	Gain ² (dB)	P _{1dB} (dBm)	OIP ₂ (dBm)	100 MHz	2.2 GHz	2.6 GHz	3.0 GHz	V _s (V)	I _s (mA)	P _{tot} (mW)		
BGA2711	SOT363	5	12	3.6 ³	4.7	2	12.9	-2	10	13	14.1	13.8	12.8	6	20	200		
BGA2740	SOT363	3	5.7	1.9	1.8 ³	-4	21.3	-10	-2	14.8	17.6	14.2	11.3	4	15	200		
BGA2771	SOT363	3	33	2.4	4.4	12 ³	21	11	22	20.3	20.4	17.5	15.2	4	50	200		
BGA2776	SOT363	5	23.8	2.8	4.7	8	22.8 ³	5.5	17	22.2	23.2	20.8	18.7	6	34	200		
BGA2709	SOT363	5	23.5	2.8	4	12.4	22.7	8.3	24	22.6	22.7	22.0	21.1	6	35	200		
BGA2712	SOT363	5	12.5	2.8	3.9	4.8	21.3	0	12	20.9	21.9	20.8	18.6	6	25	200		
BGM1011	SOT363	5	25.5	-	4.7	13.8	30	12.2	23	25.0	37.0	32.0	28.0	6	35	200		
BGM1012	SOT363	3	14.6	3.6	4.8	9.7	20.1	6	18	19.5	20.4	19.9	18.7	4	50	200		
BGM1013	SOT363	5	27.5	2.1	4	15	35	12	24	34.4	31.0	28.2	25.3	6	35	200		
BGM1014	SOT363	5	21	2.5	4.2	12.9	32.3	11.2	20.5	30.0	34.1	30.5	26.4	6	30	200		
BGA2715	SOT363	5	4.3 ³	3.0	2.6	-5	22	-9	14	14.0	22.0	21	19	6	8	200		
BGA2716	SOT363	5	15.9 ³	3.6	4.9	11	24	7	24	24.0	24.0	24	23	6	25	200		
BGA2717	SOT363	5	8.0	3.0	2.1	1	23	-3	20	20.0	23.0	23	20	6	15	200		

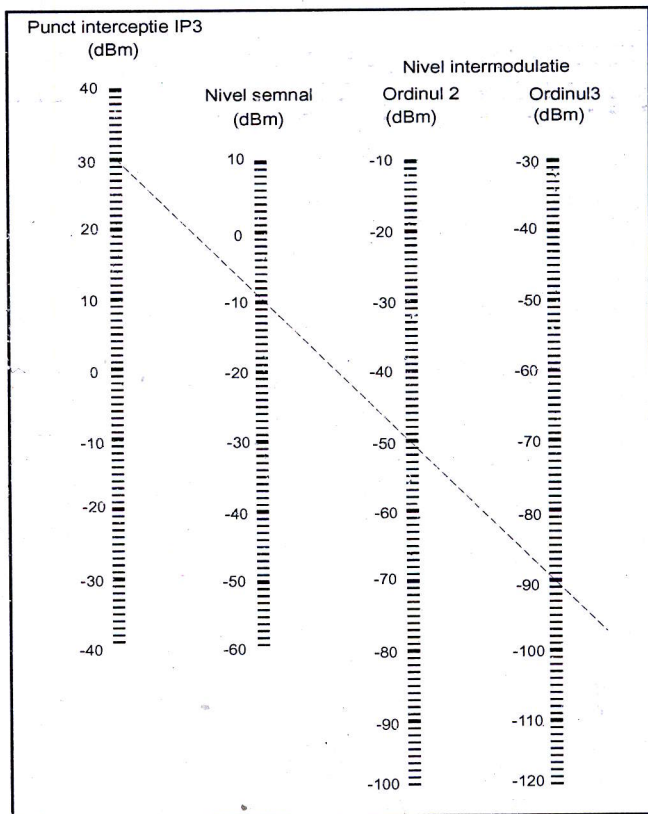
= New Notes: 1. Upper -3 dB point, to gain at 1 GHz. 2. Optimized parameter 3. Gain = |S₂₁|₂

Nomogramă pentru calculul punctului de intercepție și al produselor de intermodulație

Exemplu de calcul. Presupunem: $IP_3 = +30\text{dBm}$, nivelul semnalului = -10dBm . Să se determine nivelul produselor de intermodulație.

Se unește cu o riglă (ca în fig.) punctul $IP_3 = +30\text{dBm}$ cu punctul corespunzător nivelului de semnal de -10dBm . Se prelungește dreapta până la intersecția cu scara produselor de intermodulație de ordinul 2 sau 3. În exemplul dat rezultă un nivel al produsului de intermodulație de ordinul 3 de -90dBm .

În mod analog se poate determina punctul de intercepție (IP_3 sau IP_2) când se cunoaște nivelul produsului de intermodulație și nivelul semnalului la intrare.



ANEXA 4

Exprimarea în dB a rapoartelor de puteri și tensiuni

Expresia raportului de puteri: $\frac{P_1}{P_2} (dB) = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$

Expresia raportului de tensiuni: $\frac{U_1}{U_2} (dB) = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_1}{U_2}$

P1/P2	U1/U2	dB		P1/P2	U1/U2	dB
1.0233	1.0116	0.1		398.11	2.00E+0 1	26
1.0471	1.0233	0.2		630.96	2.51E+0 1	28
1.0715	1.0351	0.3		1000.00	3.16E+0 1	30
1.1220	1.0593	0.5		1584.89	3.98E+0 1	32
1.2023	1.0965	0.8		3981.07	6.31E+0 1	36
1.3183	1.1482	1.2		6309.57	7.94E+0 1	38
1.3804	1.1749	1.4		10000.00	1.00E+0 2	40
1.4125	1.1885	1.5		15848.93	1.26E+0 2	42
1.4791	1.2162	1.7		39810.72	2.00E+0 2	46
1.5488	1.2445	1.9		63095.73	2.51E+0 2	48
1.5849	1.2589	2.0		1.00E+05	3.16E+0 2	50
1.6596	1.2882	2.2		1.58E+05	3.98E+0 2	52
1.7378	1.3183	2.4		2.51E+05	5.01E+0 2	54
1.8197	1.3490	2.6		3.98E+05	6.31E+0 2	56
1.9055	1.3804	2.8		6.31E+05	7.94E+0 2	58
1.9953	1.4125	3.0		1.00E+06	1.00E+0 3	60
2.2387	1.4962	3.5		1.58E+06	1.26E+0 3	62
2.5119	1.5849	4.0		2.51E+06	1.58E+0 3	64
2.8184	1.6788	4.5		6.31E+06	2.51E+0 3	68
3.1623	1.7783	5.0		1.00E+07	3.16E+0 3	70

3.5481	1.8836	5.5		1.58E+07	3.98E+0 3	72
3.9811	1.9953	6.0		2.51E+07	5.01E+0 3	74
4.4668	2.1135	6.5		3.98E+07	6.31E+0 3	76
5.0119	2.2387	7.0		6.31E+07	7.94E+0 3	78
6.3096	2.5119	8.0		1.00E+08	1.00E+0 4	80
7.9433	2.8184	9.0		3.16E+08	1.78E+0 4	85
10.0000	3.1623	10.0		1.00E+09	3.16E+0 4	90
12.5893	3.5481	11.0		3.16E+09	5.62E+0 4	95
15.8489	3.9811	12.0		1.00E+10	1.00E+0 5	100
19.9526	4.4668	13.0		3.16E+10	1.78E+0 5	105
25.1189	5.0119	14.0		1.00E+11	3.16E+0 5	110
31.6228	5.6234	15.0		3.16E+11	5.62E+0 5	115
50.1187	7.0795	17.0		1.00E+12	1.00E+0 6	120
100.000 0	10.000 0	20.0		3.16E+12	1.78E+0 6	125
158.489 3	12.589 3	22.0		1.00E+13	3.16E+0 6	130
251.188 6	15.848 9	24.0		3.16E+13	5.62E+0 6	135

ANEXA 5

Exprimarea tensiunilor în dBm

Se consideră 0dBm o putere de 1mW pe o sarcină de 50 ohmi

Tensiunea corespunzătoare unei puteri de 1mW pe o sarcină de 50 ohmi este : 223,6mV_{ef}

Tensiune V	dBm	Tensiune V	dBm	Tensiune V	dBm
22.36	40	1.583E-01	-3		
12.574	35	1.411E-01	-4	1.257E-05	-85
7.071	30	1.257E-01	-5	7.071E-06	-90
3.976	25	1.121E-01	-6	3.976E-06	-95
2.236	20	9.988E-02	-7	2.236E-06	-100
1.776	18	8.902E-02	-8	1.257E-06	-105
1.411	16	7.071E-02	-10	7.071E-07	-110
1.121	14	5.617E-02	-12	3.976E-07	-115
1.121	14	4.461E-02	-14	2.236E-07	-120
0.890	12	3.544E-02	-16	1.257E-07	-125
0.707	10	2.815E-02	-18	7.071E-08	-130
0.630	9	2.236E-02	-20	3.976E-08	-135
0.562	8	1.257E-02	-25	2.236E-08	-140
0.501	7	7.071E-03	-30	1.257E-08	-145
0.446	6	2.236E-03	-40	7.071E-09	-150
0.398	5	1.257E-03	-45	3.976E-09	-155
0.354	4	7.071E-04	-50	2.236E-09	-160
0.316	3	3.976E-04	-55	1.257E-09	-165
0.281	2	2.236E-04	-60	7.071E-10	-170
0.251	1	1.257E-04	-65	3.976E-10	-175
0.224	0	7.071E-05	-70	2.236E-10	-180
0.199	-1	3.976E-05	-75	1.257E-10	-185
0.178	-2	2.236E-05	-80	7.071E-11	-190

ANEXA 6

Tabelă de conversie SWR/ Pierderi reflexie/Coeficient reflexie

Return Loss (dB)	$ \Gamma_o $	SWR	Insertion Loss (dB)	Power Transmitted (dB)	Power Reflected (dB)
	$1/(10^{RL/20})$	$(1+\Gamma_o)/(1-\Gamma_o)$	$10 \log(100/P_{tr})$	1- P refl	$(1/10^{RL/10}) * 100$
-1	0.891	17.391	-6.87	20.57%	79.43%
-2	0.794	8.724	-4.33	36.90%	63.10%
-3	0.708	5.848	-3.02	49.88%	50.12%
-4	0.631	4.419	-2.20	60.19%	39.81%
-5	0.562	3.570	-1.65	68.38%	31.62%
-6	0.501	3.010	-1.26	74.88%	25.12%
-7	0.447	2.615	-0.97	80.05%	19.95%
-8	0.398	2.323	-0.75	84.15%	15.85%
-9	0.355	2.100	-0.58	87.41%	12.59%
-10	0.316	1.925	-0.46	90.00%	10.00%
-15	0.178	1.433	-0.14	96.84%	3.16%
-20	0.100	1.222	-0.04	99.00%	1.00%
-25	0.056	1.119	-0.01	99.68%	0.32%
-30	0.032	1.065	0.00	99.90%	0.10%
-35	0.018	1.036	0.00	99.97%	0.03%
-40	0.010	1.020	0.00	99.99%	0.01%

ANEXA 7

Suma a două semnale exprimate în unități logaritmice (dBm)

Se observă că două semnale cu puteri egale exprimate în dBm, dacă sunt adunate produc o putere cu 3dB mai mare.

Ca regulă empirică, se consideră că dacă diferența între cele doua semnale este de peste 20dB, puterea rezultanta este de fapt puterea semnalului principal.

Nivelul semnalului adunat raportat la semnalul principal (dB)	Schimbare în nivelul semnalului principal. (dB)
-30	0.00
-20	0.04
-15	0.13
-10	0.41
-9	0.51
-8	0.64
-7	0.79
-6	0.97
-5	1.19
-4	1.46
-3	1.76
-2	2.12
-1	2.54
0	3.01
+1	3.54

Sumarea a două puteri exprimate în dBm se face, convertind cele două valori în mW, se adună puterile exprimate în mW, după care rezultatul este convertit din nou în dBm.

$$R_1 = Z_0 \left[\frac{10^{\frac{dB}{20}} - 1}{10^{\frac{dB}{20}} + 1} \right], \quad R_2 = 2 Z_0 \left[\frac{10^{\frac{dB}{20}}}{10^{\frac{dB}{10}} - 1} \right]$$

Formulele de calcul pentru atenuatorul PI :

$$R_1 = Z_0 \left[\frac{10^{\frac{dB}{20}} + 1}{10^{\frac{dB}{20}} - 1} \right], \quad R_2 = \frac{Z_0}{2} \left[\frac{10^{\frac{dB}{10}} - 1}{10^{\frac{dB}{20}}} \right]$$

O ultima mențiune despre proprietățile izolante ale unui atenuator: prin plasarea unui atenuator între o sursă de semnal și o sarcină neadaptată se asigură o îmbunătățire a pierderilor de reflexie egală cu dublul valorii atenuatorului.

Exemplu : Să presupunem că un atenuator de 6dB este plasat între sursă și sarcină care are pierderi de reflexie (Return Loss) de -10dB. În acest caz sursa de semnal « vede » pierderi de reflexie dinspre sarcină de -22dB

Elemente de teoria rețelelor

Divizoarele de putere (splitter) și cuploarele de putere sunt rețele pasive folosite la divizarea sau sumarea mai multor semnale. Întrucât sunt dispozitive simetrice și reciproce, un divizor de putere se poate folosi și ca sumator de putere. Cuploarele și divizoarele de putere sunt de regula dispozitive cu trei sau patru porturi (două sau trei cai). Este posibilă obținerea de dispozitive de cuplare cu N cai prin conectarea în cascadă a mai multor cuploare cu două sau trei cai.

Cele mai importante proprietăți ale unei rețele pasive sunt :

- Reciprocitatea
- Fără pierderi de semnal (non disipativ)
- Impedanțele de intrare/ieșire adaptate

În mod ideal un astfel de dispozitiv va avea toate porturile adaptate pe aceeași impedanță. Se poate demonstra matematic că este imposibil pentru un divizor de putere să fie reciproc, fără pierderi și cu toate trei porturile adaptate în același timp. Este posibil de îndeplinit simultan numai două din aceste proprietăți.

Funcționarea acestor dispozitive pasive poate fi descrisă și analizată foarte bine cu ajutorul parametrilor S (Scattering). Într-un dispozitiv reciproc pierderile de putere sunt aceleași indiferent de sensul de propagare a semnalului (exemplu $S_{21}=S_{12}$, $S_{31}=S_{13}$, etc. Altfel spus în matricea parametrilor S, elementele aflate pe una din diagonale sunt egale:

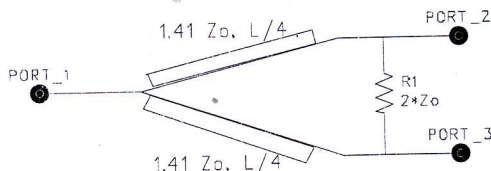
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

Pentru ca o rețea să fie fără pierderi, toată energia aplicată portului de intrare trebuie să fie regăsită sumând puterea disponibilă la porturile de ieșire cu puterea reflectată la portul de intrare. Puterea aplicată dispozitivului nu trebuie să fie transformată în căldură sau radiată. Un exemplu de divizor / sumator cu pierderi este divizorul de putere rezistiv, în care o parte din puterea aplicată la intrare este disipată de elementele rezistive constitutive. Cu oarecare îngăduință putem considera celelalte tipuri de divizoare/sumatoare ca fiind fără pierderi dacă ignorăm pierderile de inserție de 0.1-0.5dB.

În cele ce urmează iată câteva dintre cele mai populare divizoare/ sumatoare de putere.

Divizorul Wilkinson

Divizorul Wilkinson a fost inventat în anii '60 de Ernest Wilkinson. Dispozitivul poate diviza un semnal în două semnale egale ca putere și în fază sau poate combina două semnale în fază.



Splitter Wilkinson cu două cai

Fig. 1

Wikinson știa că nu se poate construi o rețea cu trei porturi fără pierderi, adaptată simultan la toate cele trei porturi. El a folosit linii de transmisie cu lungimea electrică egală cu $\lambda/4$ pentru adaptarea celor două porturi de ieșire la portul de intrare, la care a adăugat un rezistor pentru a asigura adaptarea simultană pentru cele trei porturi! Genial de simplu! Liniile în $\lambda/4$ au impedanța de $\sqrt{2} Z_0$. Pentru $Z_0=50$, impedanța liniilor este de 70.71Ω . Fig.1 arată modul de realizare a acestui splitter.

Rezistorul nu adaugă nici un fel de pierderi suplimentare în divizor pentru ca cele două semnale de ieșire sunt în fază așa încât nu există nici o circulație de curent prin rezistor. În plus, rezistorul asigură o izolare substanțială între cele două porturi de ieșire, pentru frecvența pentru care au fost calculate. Mecanismul prin care se asigură izolarea între porturile de ieșire este simplu: să presupunem ca un semnal este injectat în portul 2. O parte din semnal ajunge la portul 3 în fază, prin rezistorul $2Z_0$. O altă parte ajunge la același port după ce trece prin cele două linii în $\lambda/4$ și este defazat cu 180° . Cele două semnale ajunse pe cai diferite sunt în antifază, deci se anulează reciproc. Valoarea rezistorului este egală cu de două ori impedanța caracteristică a sistemului și are 100Ω pentru un sistem de 50Ω . În practică izolarea interport este finită, datorită cuplărilor parazite, imperfecțiunilor de execuție sau folosirii unui rezistor inductiv. Valori de 20-40dB sunt tipice pentru izolarea interport.

Iată spre exemplificare un splitter Wilkinson pentru frecvența de 1288MHz realizat pe cablaj imprimat FR4 dublu placat cu grosimea de 0.8mm. Cele două linii de 70.71Ω au lungimea de 32mm și a fost luată în considerare permitivitatea dielectrică $\epsilon_r=4.6$. Dat fiind lungimea mare a celor două linii, e posibilă plierea acestora pentru reducerea spațiului ocupat pe cablaj.

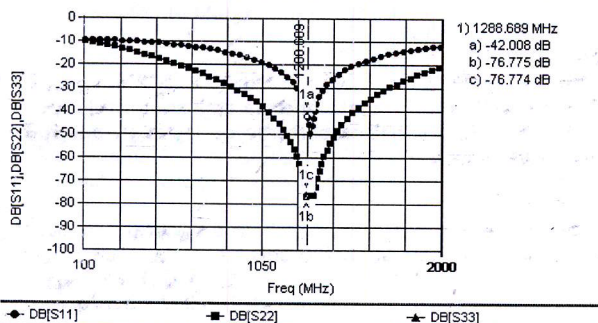


Fig.2

Figura 2 arata rezultatul simulării în Eagleware- Genesys pentru pierderile de reflexie. Valorile obținute în practică sunt de ordinul a 25-40dB

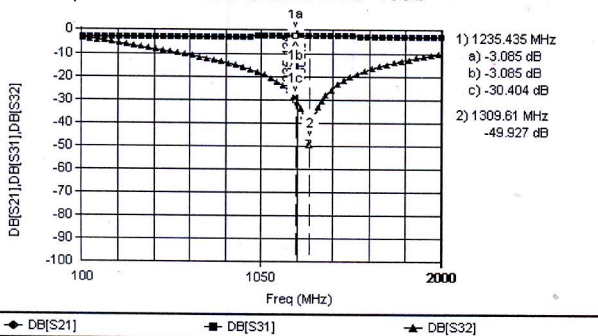


Fig. 3

În figura 3 sunt prezentate rezultatele simulării pentru pierderile de inserție (S21, S31) și pentru izolarea între porturile de ieșire (S32=S23)

În practică valorile obținute sunt de ordinul a 0.1-0.4dB pentru pierderile de inserție și 20-40dB pentru izolarea interport.

O problemă o constituie banda de frecvență destul de redusă în care un splitter Wilkinson poate asigura o izolare acceptabilă între porturile de ieșire. În mod normal banda de frecvență pentru care izolarea rămâne acceptabilă nu este mai mare de 5-8% din frecvența de lucru.

Pentru extinderea benzii de frecvență utile se pot folosi diverse metode cum ar fi :

- Adăugarea unui segment de linie de transmisie suplimentar în serie cu portul 1 și optimizarea (cu reducerea) impedanțelor pentru cele două ramuri de ieșire.
- Utilizarea unui splitter Wilkinson cu două etaje.

În unele situații este necesară divizarea semnalului la ieșire în două semnale neegale. Construcția unui astfel de splitter Wilkinson este destul de ușoară, cele două linii de transmisie utilizate la divizarea semnalului având de această dată impedanțe diferite, cu scopul de a crea o asimetrie în repartitia puterilor la ieșire. Pentru adaptarea impedanței înapoi la 50Ω, se utilizează de asemenea linii de transmisie în $\lambda/4$.

Dimensiunea unui splitter Wilkinson poate constitui în unele situații un impediment din cauza dimensiunilor liniilor în $\lambda/4$. În aceste situații se folosește un condensator conectat în paralel cu rezistorul $2Z_0$. Valoarea acestuia trebuie aleasă în așa fel încât să asigure compensarea de fază necesară din cauza utilizării unor linii de transmisie mai scurte. Evident, banda de frecvență a unui asemenea splitter este mai redusă decât pentru un splitter Wilkinson obișnuit.

Divizorul în cuadratură

Divizorul în cuadratură divizează un semnal în două componente (de regula egale) defazate între ele cu 90° . Evident se poate folosi și la sumarea a două semnale dacă acestea sunt în cuadratură. Există câteva tipuri de astfel de divizoare, poate cele mai cunoscute fiind cele cu ramuri, cu linii cuplate și divizorul Lange.

Divizorul Lange

Acest divizor a fost creat în 1969 de Dr. Lange care lucra pentru Texas Instruments în domeniul amplificatoarelor pentru microunde pe substrat ceramic. Evident cerința principală

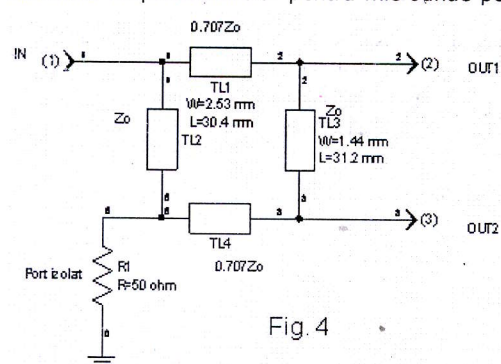


Fig. 4

a fost realizarea unui splitter de dimensiuni cât mai mici și bandă largă de frecvență, acceptabil pentru un integrat hibrid. Tehnica folosită este similară celei de la filtrele interdigitale. Banda de frecvență este de cca. o octava! Există multe variante ale acestui splitter însă mai toate sunt patentate!

Divizorul cu linii cuplate (Overlay)

Sunt utilizate linii cuplate streepline. Prin utilizarea unor materiale ceramice cu constante dielectrice mari, dimensiunea fizica a acestora se reduce mult, pretându-se pentru componente SMD. Prin utilizarea tehnologiilor multistrat se

poate reduce până la dimensiuni comparabile cu o componentă SMD 0805.

Divizorul cu ramuri (Branchline).

Probabil cel mai simplu divizor în cuadratură, poate fi realizat planar pe un cablaj imprimat, folosind linii de transmisie microstrip cu impedanțe controlate. Schema din fig. 4 arată modul de realizare a acestui divizor.

Dimensiunile liniilor microstrip sunt date pentru frecvența de 1.3GHz, folosindu-se cablaj imprimat dublu placat FR4 cu grosimea de 0.8mm
 Două din linii au 50 ohmi, celelalte două având 35.35 ohmi. Portul izolat este terminat pe un rezistor extern de 50 ohmi.

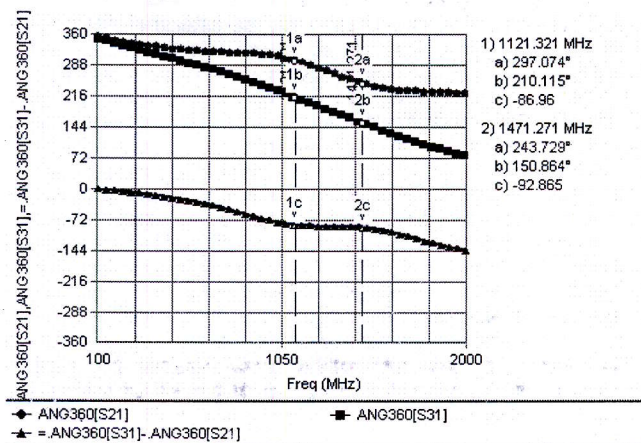


Figura 5

Figura 5 arata diferența de fază între cele două ieșiri. Se observa ca zona plata (1c,2c) în care defazajul este 90° este destul de întinsă.

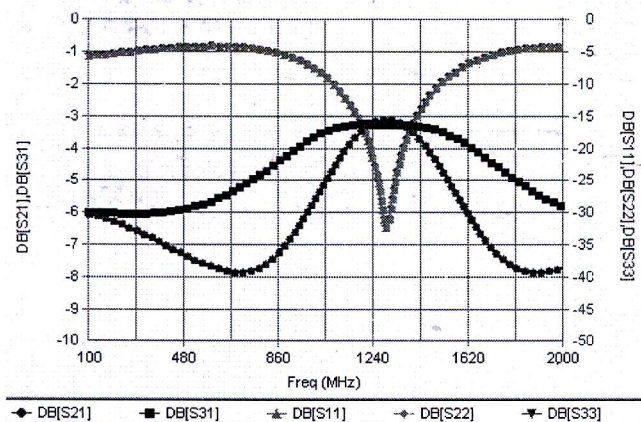


Fig.6

Figura 6 arată cele două semnale de ieșire (S21-S31). Se observă aceeași zonă de frecvență în care amplitudinile sunt egale

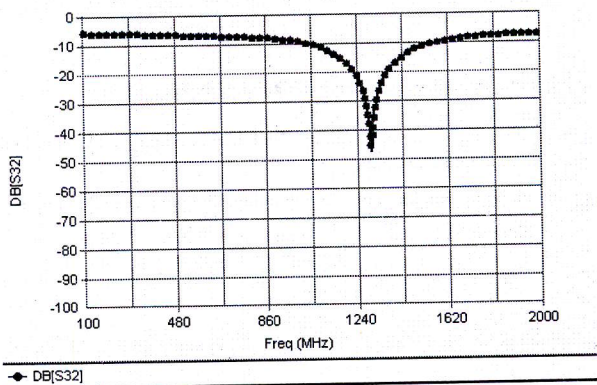


Fig. 7

Figura 7 arată izolarea între cele două ieșiri.

Divizorul cu ramuri are o bandă de frecvență de cca. 20-25% din frecvența de lucru. Pentru extinderea benzii de lucru se pot cupla în serie mai multe secțiuni

Divizoare/sumatoare rezistive

Divizoarele rezistive sunt disipative, pe elementele rezistive disipându-se jumătate din puterea vehiculată prin divizor. Astfel pentru un splitter cu două cai, la ieșire vom avea -6dB, față de -3dB pentru un divizor nedisipativ. Pentru aplicații ce necesită combinarea puterii în amplificatoare de putere, aceasta prezintă un dezavantaj major. Există însă multe alte aplicații în care pierderea a 3dB din semnal nu reprezintă o problemă. Faptul că splitterul rezistiv are o bandă de frecvență foarte mare precum și simplitatea absolută a acestuia îl fac deosebit de popular în multe aplicații. Splitterul rezistiv poate fi ușor de realizat cu N căi, formula generală de calcul pentru rezistențe fiind:

$$R = Z_0 * (N - 1) / (N + 1)$$

Deci, un splitter cu 3 căi va avea rezistențele egale cu 25Ω

Atenuarea unui splitter cu două cai va fi de 6dB pe fiecare ramură, pentru 3 cai de 9.44dB iar pentru 4 căi va fi de 12dB

Ca dezavantaje putem enumera în afară de pierderile de putere și izolarea între porturile de ieșire mult mai redusă decât la splitterele nedisipative. Practic, izolarea nu este mai bună decât pierderile de inserție.

Desemnarea benzilor de frecvență din domeniul microundelor.

Nu există o standardizare în domeniu, așa încât au fost prezentate toate variantele. Varianta ARRL se pare că e cea mai acceptată în lume.

Source	Nüßmann	Nüßmann	www.wer-weiss-was.de	www.atcnea.de	Siemens Online Lexicon	Siemens Online Lexicon	ARRL Book No. 3126	Wikipedia
Validity	IEEE Radar Standard 521	US Military Band	Satellite Uplink	Primary Radar	Frequency bands in the GHz Area	Microwave bands	---	Dividing of Sat and Radar techniques
Band	GHz	GHz	GHz	GHz	GHz	GHz		GHz
A						0,1-0,225		
C	4-8		3,95-5,8	5-6	4-8	4-8	4-8	3,95-5,8
D		1-3						
E		2-3						
F		2-4					60-90	60-90
G		4-6					90-140	
H		6-8					140-220	
I		8-10						
J		10-20	5,85-8,2					
K	18-27	20-40	18,0-26,5		18-26,5	10,9-36	18-26,5	5,85-8,2
Ka	27-40				26,5-40	17-31	26,5-40	18-26,5
Ku	12-18			≈16	12,6-18	15,3-17,2	26,5-40	26,5-40
L	1-3	40-60	1,0-2,6	≈1,3	1-2	0,39-1,55	12,4-18	12,4-18
M		60-100					1-2	1-2,6
mm	40-100							
P								
Q			12,4-18,0			0,225-0,39	110-170	0,22-0,3
R			26,5-40,0					
S						36-46	33-50	33-50
U	3-4		2,6-3,95	≈3	2-4	1,55-3,9	2-4	2,6-3,95
V			40,0-60,0				40-60	40-60
W						46-56	50-75	50-75
X	8-12		8,2-12,4	≈10	8-12,5	6,2-10,9	75-110	75-110
						8-12,4	8-12,4	8,2-12,4

ISBN 973-702-445-1



9 789737 024459