

Dr. Irinel Casian-Botez

MICROUNDE

Vol. 2 : Proiectarea Sistemică

**Ed. DRAM
Iași 2007**

PREFAȚĂ

Cartea reprezintă o introducere în simularea sistemelor pentru înțelegerea modalității de trecere de la specificațiile caietului de sarcini la proiectarea de circuit.

Un al doilea obiectiv este prezentarea metodei predictive de proiectare care folosește simularea de circuit și de sistem pentru automatizarea procesului de concepție a unui echipament.

Textul acesta poate fi folosit de oricine dorește să se inițieze în proiectarea sistemelor de comunicații radio: ingineri practicieni de RF, ingineri de proiectare în RF, ingineri de sistem responsabili cu arhitecturi și selecția componentelor, etc.

CUPRINS

1. PARAMETRII DE SISTEM AI DISPOZITIVELOR DE MICROUND	1
1.1. Introducere.....	1
1.2. Cuploare direcționale, cuploare hibride, divizoare/sumatoare de putere.....	2
1.3. Rezonatoare, Filtre și Multiplexoare.....	8
1.4. Izolatoare și Circulatoare.....	17
1.5. Detectoare și mixere.....	19
1.6. Comutatoare, defazoare și atenuatoare.....	25
1.7. Oscilatoare și amplificatoare.....	29
1.8. Multiplicatoare și divizoare de frecvență	33
2. PARAMETRII DE SISTEM AI UNUI RECEPTOR.....	37
2.1. Receptoare tipice	37
2.2. Considerații asupra receptorului ca sistem.....	38
2.3. Sursele naturale ale zgomotului unui receptor.....	40
2.4. Factorul de zgomot și temperatura de zgomot ale receptorului.....	41
2.5. Puncte de compresie, semnalul minim detectabil și gama dinamică	46
2.6. Punctul de interceptie de ordinul 3 și intermodulația	49
2.7. Răspunsuri parazite.....	55
2.8. Gama dinamica liberă de răspunsuri parazite	56
3. PARAMETRII DE SISTEM AI UNUI EMITĂTOR.....	59
3.1. Parametrii emițătorului.....	59
3.2. Zgomotul emițătorului.....	60
3.3. Stabilitatea de frecvență și semnale parazite.	63
3.4. Acordul în frecvență, puterea de ieșire și eficiența.	64
4. SISTEME DE COMUNICAȚII WIRELESS.....	67
4.1. Introducere.....	67
4.2. Ecuația emisieii a lui Friis	67
4.3. Pierderile în spațiu	72
4.4. Ecuația legăturii și bugetul legăturii.....	73
4.5. Puterea efectiv radiată izotrop și parametrii G/T.....	78

5. Proiectarea predictivă.....	81
5.1. Procesul tradițional de proiectare	81
5.2. Procesul de proiectare RF modern	81
5.2.1. Considerații critice asupra procesului de proiectare	82
5.2.2. Proiectarea la nivel de sistem	83
5.2.3. Proiectarea la nivel de circuit	83
5.2.4. Etapa de integrare	84
5.3. Procesul tradițional de proiectare	84
5.3.1. Etapa de proiectare de sistem	85
5.3.2. Etapa de proiectare de circuit	85
5.3.3. Etapa de Integrare	85
5.4. Studiu de caz	91
5.4.1. Proiectarea LNA	92
5.4.2. Optimizarea producției	114
5.4.3. Proiectarea duplexorului	120
5.4.4. Proiectarea amplificatorului de putere	122
5.4.5. Metoda « load-pull » de simulare	127
5.5. Măsurători putere versus timp	143
 6. Simularea Electromagnetică a Circuitelor de Microunde	 149
6.1. Introducere	149
6.2. Analiza și proiectarea în microunde.....	149
6.3. Metode in analiza electromagnetică.....	151
6.4. Caracteristici comune tuturor metodelor numerice.....	152
6.5. Diferențe între metodele numerice.....	153
6.6. Clasificarea metodelor numerice.....	154
6.7. Funcțiile de dezvoltare	155
6.8. Strategii de calcul a coeficienților necunoscuți.....	159
6.9. Exemplu de aplicare a metodei momentelor.....	163
6.9.1. Linia microstrip de 50Ω.	163
6.9.2. Problema subdomeniilor în metoda momentelor	166
6.10. Structuri de validare	169
6.11. Rețelizarea și convergența.....	172
6.12. Vizualizarea tensiunii în metoda momentelor 2.5D.....	177
6.13. Structuri de calibrare pentru metoda momentelor.....	178
6.13.1. Linie microstrip în scurtcircuit.....	179
6.13.2. Linie microstrip în gol.....	180
6.13.3. Linie microstrip terminată rezistiv	181

6.14. De-embedding.....	184
6.15. Considerații asupra proiectării unui filtru trece bandă.....	186
BIBLIOGRAFIE.....	189

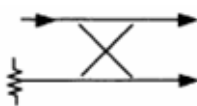
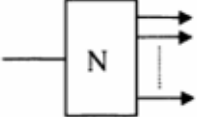
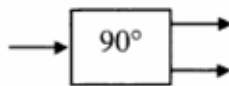
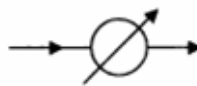
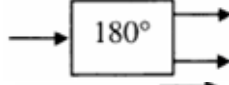
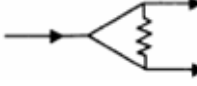
1. Parametrii de sistem ai dispozitivelor de microunde

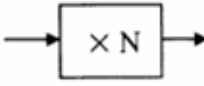
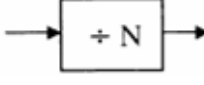
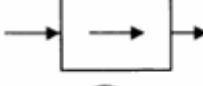
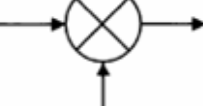
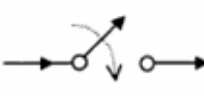
1.1. Introducere

Un sistem de RF și microunde este alcătuit din diferite dispozitive conectate prin linii de transmisiune.

În acest capitol vom discuta despre parametrii de sistem a diferite dispozitive. Acestea sunt reprezentate prin simbolurile din Tabelul 1.1

Tabelul 1.1

Numele componentei	Simbolul componentei	Numele componentei	Simbolul componentei
Cuplor Direcțional		1xN Comutator 1xN	
Hubrid de 90°		Defazor	
Hubrid de 180°		Atenuator	
Divizor de putere		Atenuator variabil	
Filtru trece bandă		Varactor	

Numele componentei	Simbolul componentei	Numele componentei	Simbolul componentei
Filtru trece jos		Multiplicator de frecvență	
Filtru trece sus		Divizor de frecvență	
Izolator		Oscilator	
Circulator		Amplificator	
Mixer		Comutator	

1.2. Cuploare direcționale, cuploare hibride, divizoare/sumatoare de putere

Cuploarele direcționale și hibride sunt dispozitive utilizate pentru a suma sau diviza semnalele. Un cuplor direcțional este un dispozitiv cu patru porți cu proprietatea că o undă incidentă în poarta 1 este cuplată la poarta 2 și 3, și izolată de poarta 4, figura 1.1.

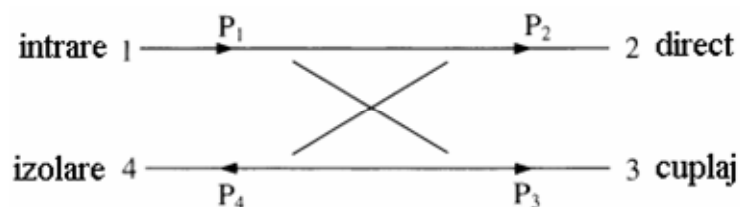


Fig.1.1. Cuplor direcțional

Cele patru porți sunt: de intrare, directă, de cuplaj și izolată. Dacă P_1 este puterea aplicată în poarta 1, care este adaptată la impedanța generatorului, iar P_2 , P_3 și P_4 sunt puterile disponibile la porțile 2, 3 și 4, parametrii importanți în descrierea performanțelor unui cuplor sunt:

- factorul de cuplaj (în dB): $C = 10 \log \frac{P_1}{P_3}$ (1.1)

- directivitatea (în dB): $D = 10 \log \frac{P_3}{P_4}$ (1.2)

- izolarea (în dB):

$$I = 10 \log \frac{P_1}{P_4} = 10 \log \frac{P_1}{P_3} \frac{P_3}{P_4} = 10 \log \frac{P_1}{P_3} + 10 \log \frac{P_3}{P_4} = C + D \quad (1.3)$$

În general, performanțele unui cuplor sunt indicate prin factorul de cuplaj, directivitate și impedanța de terminare. Poarta izolată este de obicei terminată pe o sarcină adaptată. Pierderi de inserție mici și directivitate mare sunt alte caracteristici dorite ale cuplorului. Pentru creșterea benzii se utilizează cuploare cu mai multe secțiuni.

Exemplu

Un cuplor direcțional de 10 dB are o directivitate de 40 dB. Dacă puterea de intrare este $P_1 = 10 \text{ mW}$, care este puterea la porțile 2,3 și 4 ? Presupunem:
a) cuplor fără pierderi, b) cuplor cu pierderi de inserție 0.5 dB.

Soluție

a) Pentru cazul fără pierderi:

$$C(\text{dB}) = 10\text{dB} = 10 \log(P_1/P_3) = P_1(\text{dBm}) - P_3(\text{dBm})$$

$$P_1 = 10\text{mW} = 10\text{dBm}$$

$$P_3 = P_1 - C = 10\text{dBm} - 10\text{dB} = 0\text{dBm} = 1\text{mW}$$

$$D(\text{dB}) = 40\text{dB} = 10 \log \frac{P_3}{P_4} = P_3(\text{dBm}) - P_4(\text{dBm})$$

$$P_4 = P_3(\text{dBm}) - D(\text{dB}) = 0\text{dBm} - 40\text{dB} = -40\text{dBm} = 0.0001\text{mW}$$

$$P_2 = P_1 - P_3 - P_4 \approx 9\text{mW sau } 9.5 \text{ dBm}$$

b) Pentru cazul pierderilor de inserție de 0.5 dB, presupunem că acestea sunt aceleași pentru toate cele trei porți:

$$\text{Pierderi de inserție} = IL = \alpha_L = 0.5\text{dB}$$

$$P_3 = 0\text{dBm} - 0.5\text{dB} = -0.5\text{dBm} = 0.89\text{mW}$$

$$P_4 = -40\text{dBm} - 0.5\text{dB} = -40.5\text{dBm} = 0.000089\text{mW}$$

$$P_2 = 9.5\text{dBm} - 0.5\text{dB} = 9\text{dBm} = 7.9\text{mW}$$

Cuploarele hibride se utilizează de obicei cu un factor de cuplaj de 3 dB, dar sunt posibile și alte cuplaje. În figura 1.2 este prezentat un cuplor hibrid de 90°.

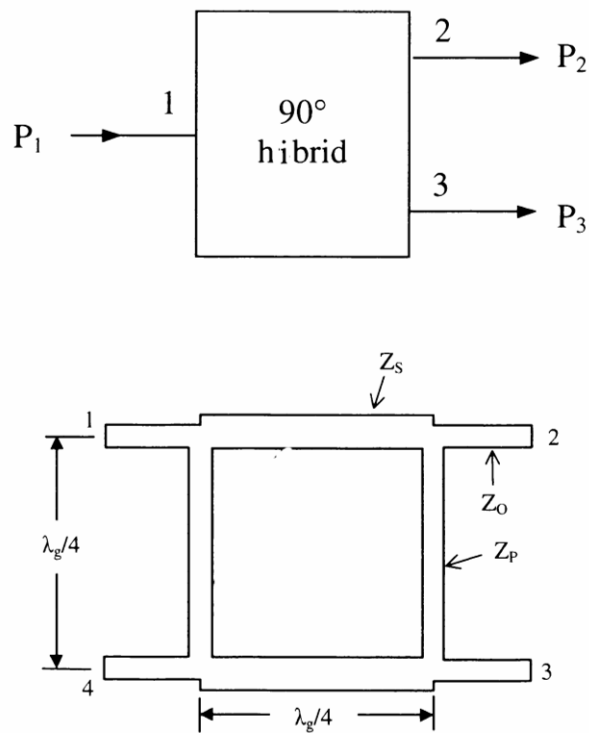


Fig.1.2. Un cuplor hibrid de 90°. Pentru un cuplaj de 3 dB, $Z_S = Z_0/\sqrt{2}$ și

$$Z_p = Z_0$$

Pentru un cuplaj de 3 dB, semnalul de intrare de la poarta 1 este împărțit egal între porțile 2 și 3. Porțile 1 și 4 sunt izolate una de alta. Cele două semnale de ieșire sunt defazate cu 90° . Trebuie menționat că poarta 4 poate fi folosită și ca poartă de intrare; în acest caz, poarta 1 devine poarta izolată, datorită simetriei circuitului. Semnalul de la poarta 4 este egal împărțit între semnalele de ieșire de la portile 2 și 3.

Cuplorul hibrid de 180° are caracteristici similare cu cel de 90° , doar că cele două semnale de ieșire sunt defazate între ele cu 180° . În figura 1.3 se arată un cuplor în inel utilizat ca un cuplor hibrid de 180° .

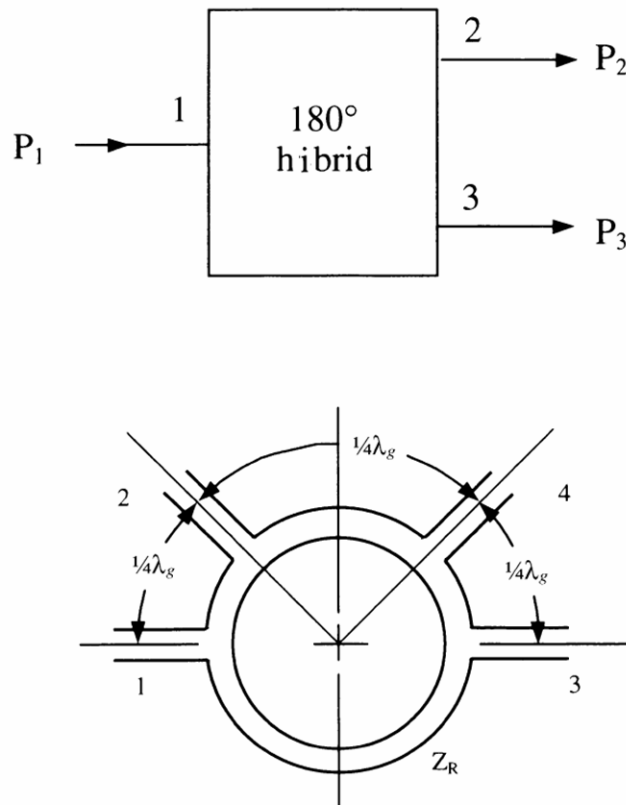


Fig.1.3. Un cuplor hibrid de 180° . Pentru un cuplaj de 3 dB, $Z_R = Z_0\sqrt{2}$

Pentru cuplorul de 3 dB, semnalul de intrare, aplicat la poarta 1 este împărțit egal între porțile 2 și 3, între care există un defazaj de 180° . Porțile 1 și 4 sunt izolate. Similar, porțile 2 și 3 sunt izolate. Dacă semnalul de intrare se aplică la poarta 4, el va fi împărțit egal între porțile 2 și 3, **dar în fază**.

Un divizor Wilkinson este un divizor de putere cu două căi. El oferă o bandă largă și semnale în fază la portile de ieșire. În figura 1.4 se prezintă un divizor Wilkinson cu o singură secțiune, care constă din două linii de transmisiune.

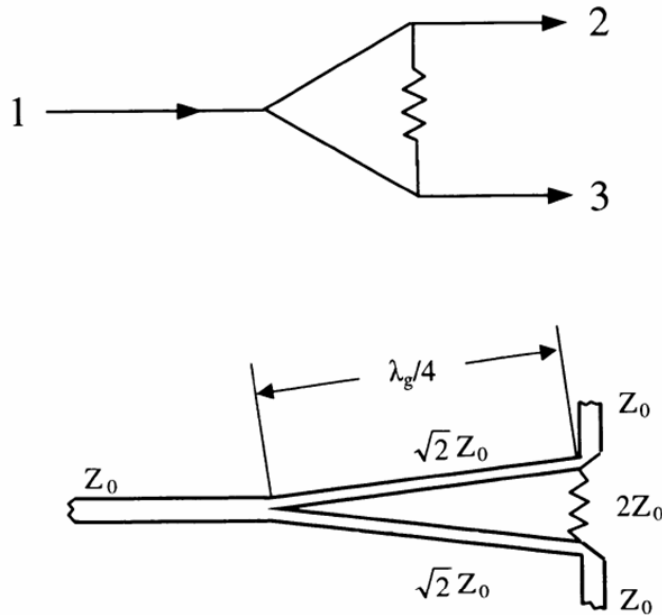


Fig. 1.4. Cuplor Wilkinson de 3-dB

Pentru un divizor de 3 dB, semnalul de intrare de la poarta 1 este împărțit egal în două semnale la porțile 2 și 3. Porțile 2 și 3 sunt izolate. Un rezistor $2Z_0$ este conectat între porțile de ieșire pentru a asigura izolarea.

Pentru o funcționare de bandă largă, pot fi utilizate mai multe secțiuni. Împărțirea inegală a puterilor poate fi realizată folosind impedanțe caracteristice diferite pentru liniile în sfert de lungime de undă și pentru valoarea rezistorului.

Divizoarele pot fi cascade pentru a crește numărul porților de ieșire. În figura 1.5 se prezintă un divizor de putere 1/8, realizat pe trei nivele. În figura 1.6 este prezentată performanța tipică a unui divizor Wilkinson de 3 dB, realizat în tehnică microstrip.

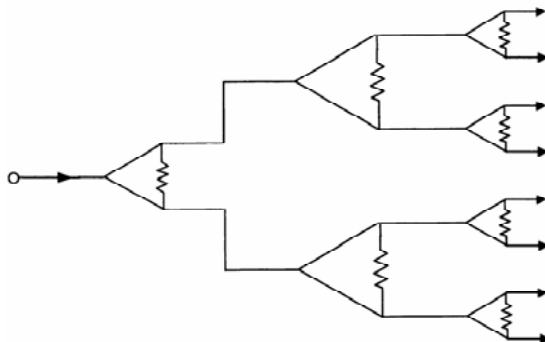


Fig. 1.5. Divizor de putere 1 x 8

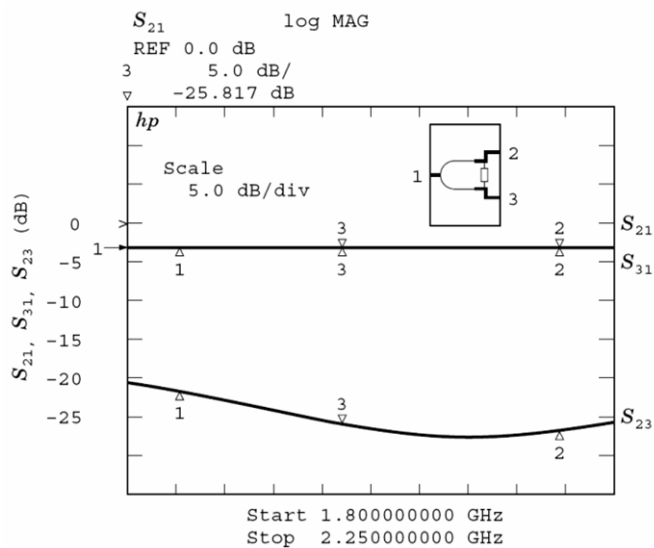


Fig. 1.6. Performanța unui cuplor Wilkinson de 3 dB, în tehnologie microstrip

În banda 1,8 – 2.25 GHz, cuplajul la portile 2 și 3 este de cca. 3.4 dB ($S_{21} \approx S_{31} \approx -3.4\text{dB}$ în fig. 1.6). Pentru cazul fără pierderi, $S_{21} = S_{31} = -3\text{dB}$. Prin urmare pierderile de inserție sunt de 0.4 dB. Izolarea între porțile 2 și 3 este peste 20 dB.

1.3. Rezonatoare, Filtre și Multiplexoare

Rezonatoarele sunt componente importante în realizarea filtrelor. Ele se utilizează și pentru controlul și stabilizarea frecvenței oscilatoarelor, în discriminatoarele de frecvență sau în sistemele de măsură.

În figura 1.7 se prezintă patru tipuri de combinații L-C care modelează un rezonator.

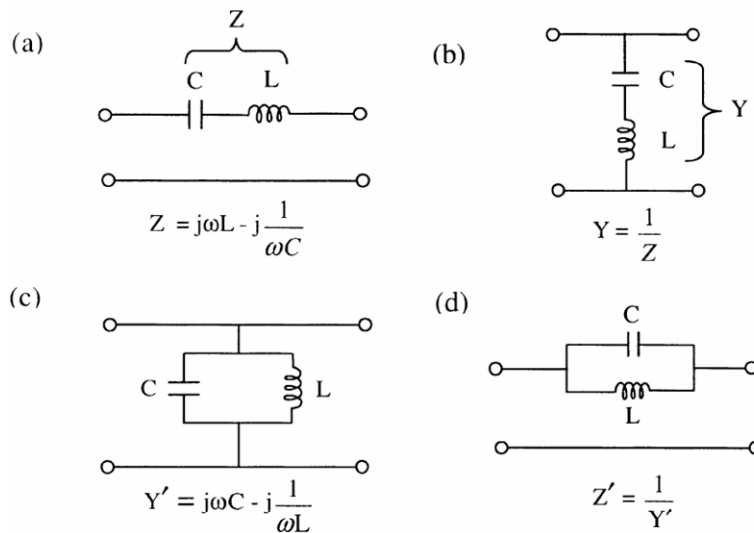


Fig. 1.7. Patru tipuri de circuite Rezonante

Figura 1.8 prezintă circuitele echivalente la rezonanță: $Z = 0$, echivalent cu un scurtcircuit, și $Y' = 0$, echivalent cu un circuit deschis.

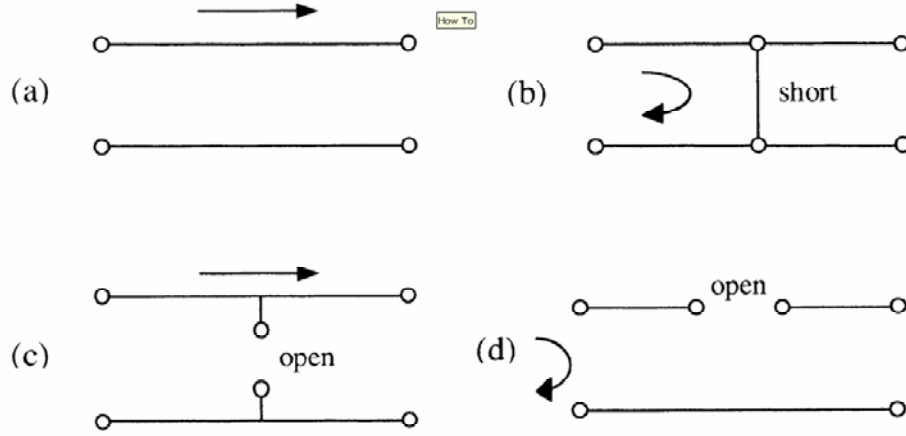


Fig. 1.8. Circuite echivalente la rezonanță pentru cele patru circuite rezonante din fig. 1.7

Frecvența de rezonanță este dată de:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (1.4)$$

sau

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.5)$$

În realitate, există pierderi (modelate prin R și G) asociate rezonatoarelor. Figurile 1.7a și c sunt redesenate în figura 1.9 pentru a include și pierderile. Pentru a specifica selectivitatea în frecvență și pierderile de energie, se folosește factorul de calitate Q.

Factorul de calitate neîncărcat, Q_0 , este definit ca:

$$Q_0 = \frac{\omega_0(\text{energia medie inmagazinată})}{\text{energia pierdută pe secunda}} \quad (1.6a)$$

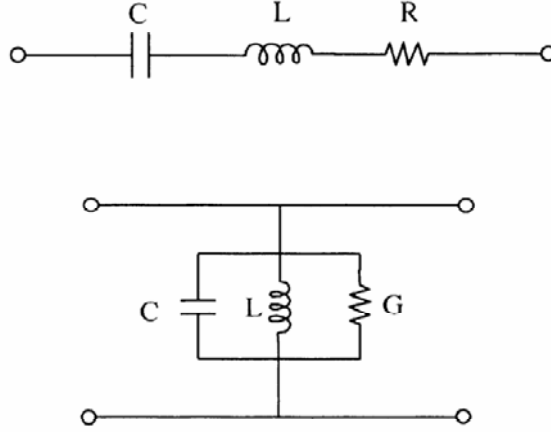


Fig. 1.9. Rezonatoare cu elemente de pierderi R și G

Pentru un rezonator paralel, avem:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 (1/2) V V^* C}{(1/2) G V V^*} = \frac{\omega_0 C}{G} = \frac{R}{\omega_0 L} \quad (1.6b)$$

iar pentru un rezonator serie:

$$Q_0 = \frac{\omega_0 (1/2) I I^* L}{(1/2) R I I^*} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} \quad (1.6c)$$

În aplicații, rezonatoarele sunt în totdeauna cuplate la sarcini externe. Efectul de încărcare va schimba rezistența netă și în consecință factorul de calitate.

Factorul de calitate încărcat, Q_L , este definit ca:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{ext}}} \quad (1.7)$$

în care Q_{ext} este factorul de calitate extern dat de efectele cuplajului extern.

Factorul de calitate încărcat poate fi calculat măsurînd răspunsul în

frecvență al rezonatorului. În figura 1.10 se prezintă răspunsul tipic al unui rezonator.

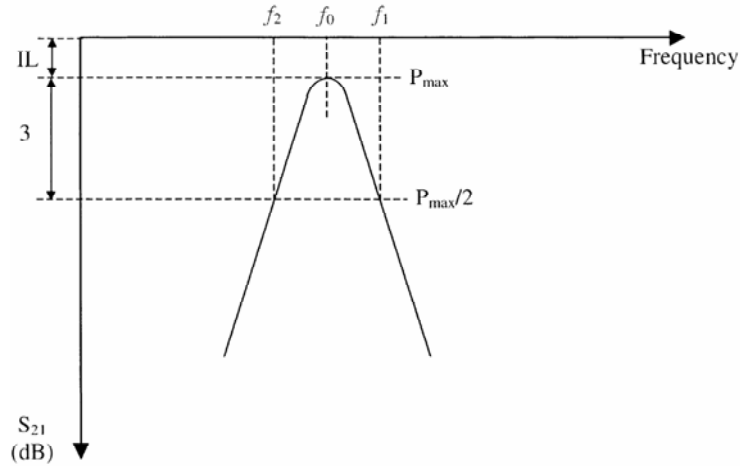


Fig. 1.10. Răspunsul în frecvență al rezonatorului

Factorul de calitate încărcat se va calcula cu relația:

$$Q_L = \frac{f_0}{f_1 - f_2} \quad (1.8)$$

unde f_0 este frecvența de rezonanță și $f_1 - f_2$ este banda la 3 dB.

Factorul de calitate neîncărcat poate fi calculat cu ajutorul factorului de calitate încărcat și a pierderilor de inserție IL (dB), măsurate la frecvența de rezonanță, cu ajutorul relației:

$$Q_0 = \frac{Q_L}{1 - 10^{-IL/10}} \quad (1.9)$$

Cu cât factorul de calitate este mai mare, cu atât este mai selectiv răspunsul în frecvență al rezonatorului și mai mici sunt pierderile de inserție. Valori tipice pentru Q sunt: < 200 pentru un rezonator microstrip, citeva mii pentru

o cavitate în ghid de undă, cca. 1000 pentru un rezonator dielectric și >5000 pentru un rezonator cu cristal.

Principala utilizare a rezonatoarelor este în construcția filtrelor. Există patru tipuri de filtre: *trece jos*, *trece bandă*, *trece sus* și *oprește bandă*. Răspunsurile în frecvență ale acestora sunt prezentate în figura 1.11.

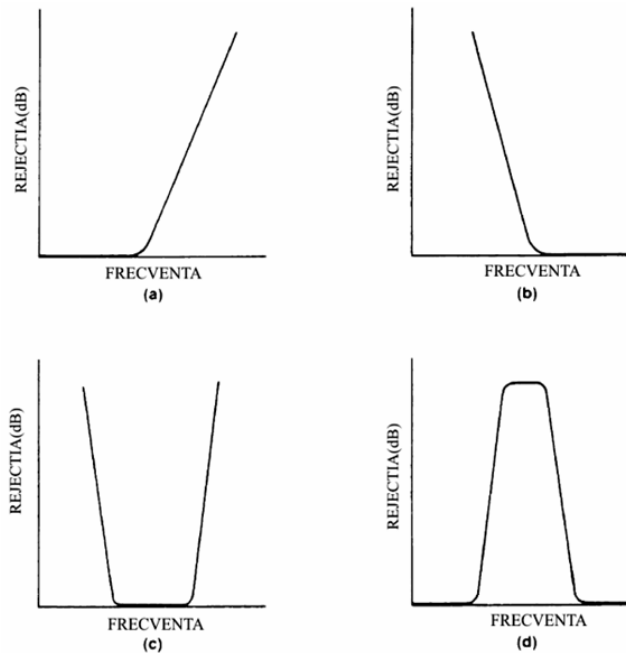


Fig. 1.11. Tipuri de filtre: (a) *trece-jos*, (b) *trece-sus*, (c) *trece-bandă*, (d) *oprește bandă*

Un filtru ideal prezintă adaptare perfectă de impedanță, pierderi de inserție zero în banda de trecere și rejecție (atenuare sau pierderi de inserție) infinită oriunde în altă parte. În realitate, există pierderi de inserție în banda de trecere și o rejecție finită oriunde în altă parte.

Există două configurații tipice în ceea ce privește alțiura caracteristicii în banda de trecere: maxim plat (Butterworth) și echi-riplu (Chebyshev), așa cum se arată în figura 1.12, unde A este atenuarea maximă permisă în banda de trecere.

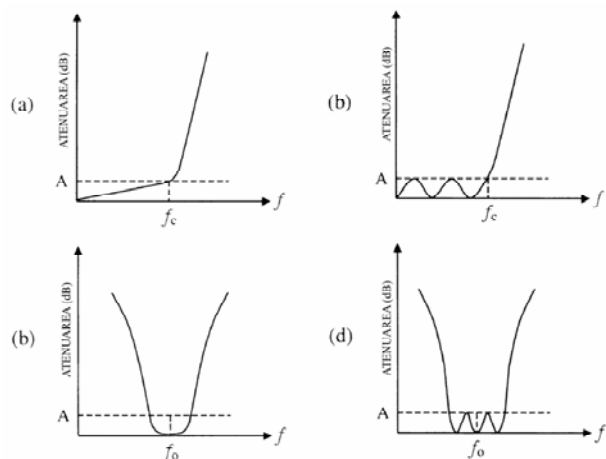


Fig. 1.12. Răspunsul filtrului: (a) trece-jos maxim plat; (b) trece-jos Chebyshev; (c) trece-bandă maxim plat; (d) trece-bandă Chebyshev.

Circuitele prototip pentru filtre sunt prezentate în fig. 1.13. La frecvențe joase aceste circuite pot fi realizate folosind bobine și condensatoare. La frecvențe de microunde se pot folosi diferite tipuri de rezonatoare.

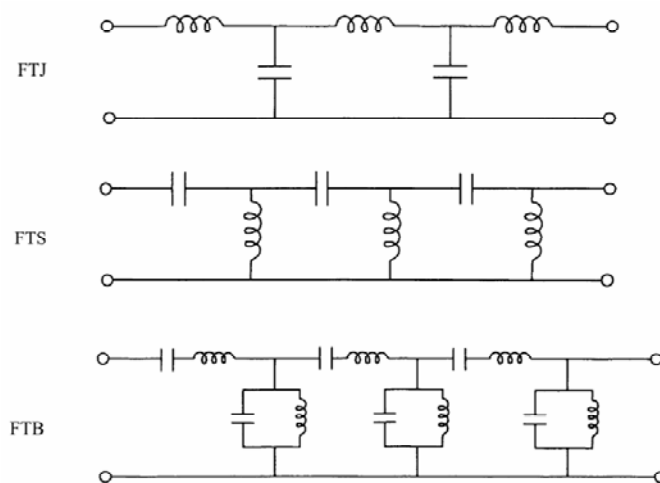


Fig. 1.13. Circuite prototip pentru filtre

În figura 1.14. se prezintă câteva structuri tipice de filtre microstrip. Filtrul cu “impedanță în trepte” are caracteristică de filtru trece-jos; toate celelalte au caracteristici trece-bandă. În figura 1.15 se prezintă un filtru microstrip cu rezonatoare cuplate inductiv și performanțele sale. Pierderile de inserție (IL) în banda de trecere, în jurul lui 5 GHz, sunt de cca. 2 dB, iar pierderile de întoarcere (RL) mai mari de 20 dB. Rejecția la 4 GHz este peste 20 dB, iar la 3 GHz peste 35 dB. Simularea a fost făcută în ADS. Filtrul poate fi acordat electronic incorporând diode varicap. În acest caz, banda de trecere este reglată prin modificarea tensiunii de polarizare a diodelor varicap, ceea ce conduce la modificarea capacității acestora. Pot fi construite și filtre active, utilizând tranzistoare MESFET pentru domeniul microundelor și CMOS pentru domeniul RF. Aceste filtre active pot avea amplificare în loc de pierderi. Multiplexorul în frecvență este un dispozitiv care separă sau combină semnalele în diferite benzi de frecvență (fig. 1.16a).

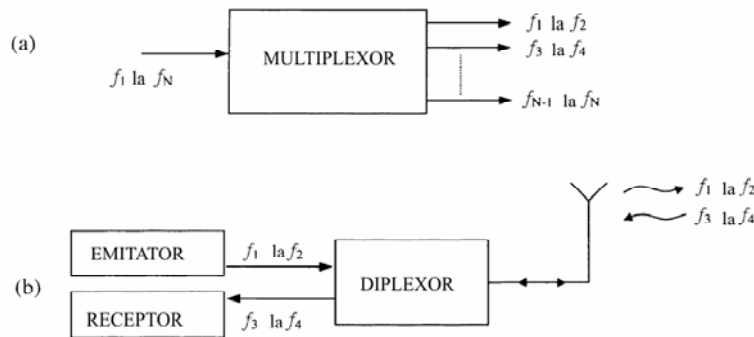


Fig. 1.16. Multiplexor și diplexor: (a) multiplexor utilizat pentru a separa diferite benzi de frecvență; (b) diplexor utilizat pentru a separa semnalul de emisie de cel de recepție.

El este utilizat în sistemele FDMA pentru a împărți o bandă de frecvențe în mai multe canale/utilizatori. Pentru evitarea interferențelor, se folosesc benzi de gardă introduse între canale adiacente.

Un astfel de multiplexor se construiește pe baza unei bănci de filtre, legate în paralel.

Un diplexor este un dispozitiv utilizat pentru a separa două benzi de frecvență. El este folosit, de obicei, în transceivere pentru a separa banda de emisie de banda de recepție (fig. 1.16b).

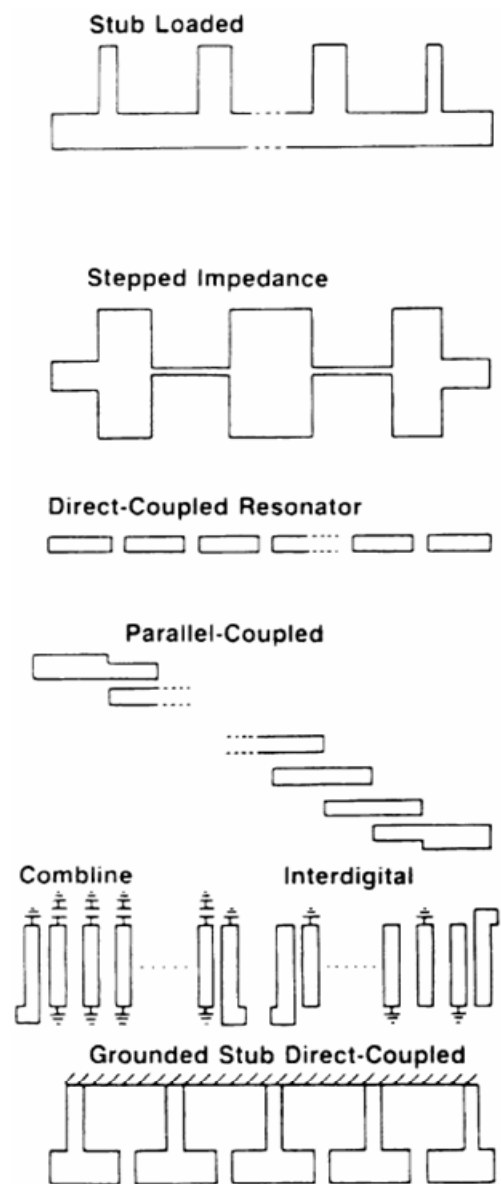
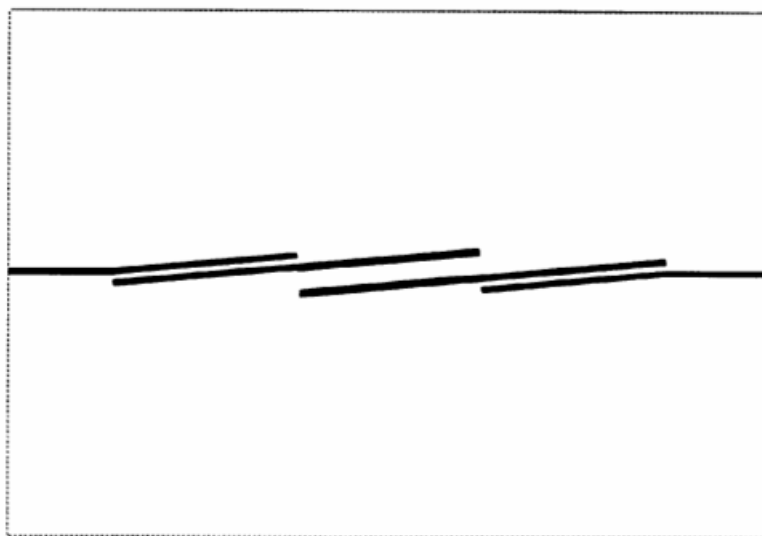
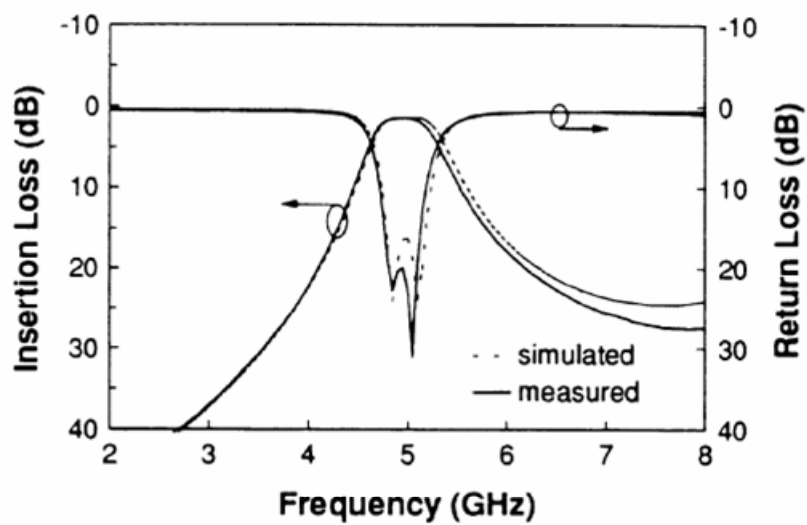


Fig. 1.14. Structuri tipice de filtre de microunde în tehnologie microstrip[1]



(a)



(b)

Fig. 1.15. Filtru microstrip trece-bandă: (a) circuitul layout; (b) simularea în ADS împreună cu măsurători [ENSEA]

1.4. Izolatoare și Circulatoare

Izolatoarele și circulatoarele sunt dispozitive nereziproce. În multe cazuri, ele sunt făcute cu ferite. Proprietățile electrice nereziproce fac ca coeficienții de transmisie să nu fie aceeași pentru diferite direcții de propagare. Într-un izolator, este permisă transmisia aproape neatenuată de la o poartă, să zicem 1, la cealaltă poartă, notată cu 2, însă există o atenuare foarte mare în sens invers, de la poarta 2 la poarta 1, așa cum se arată în figura 1.17.

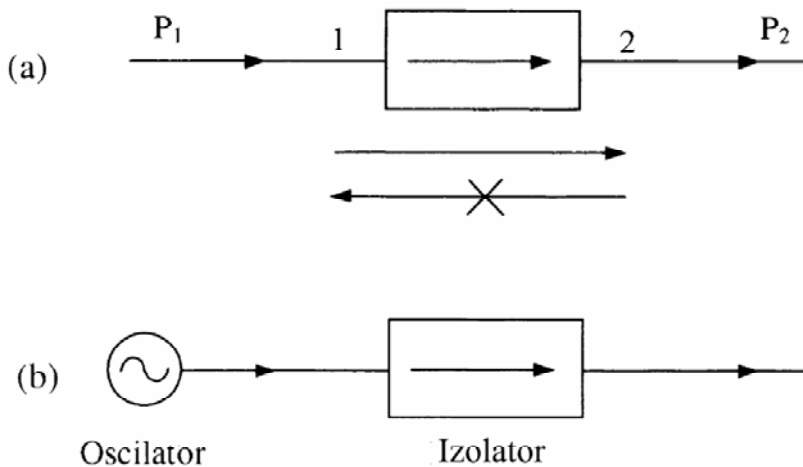


Fig.1.17. Izolator și aplicații ale sale: (a) izolatorul permite trecerea puterii doar într-un singur sens; (b) izolator utilizat pentru a proteja un oscilator.

Izolatorul este de obicei utilizat pentru a cupla un semnal de microunde al unei surse (oscilator) la o sarcină externă. El permite ca puterea disponibilă a oscilatorului să fie furnizată sarcinii, dar împiedică ca reflexiile de la sarcină să ajungă la sursă. Prin urmare, sursa va vedea întotdeauna o sarcină adaptată, iar efectele sarcinii asupra sursei (cum ar fi variații ale puterii de ieșire sau deplasări de frecvență) sunt minimizate. Un izolator real va prezenta pierderi de inserție pentru puterea transmisă de la poarta 1 spre poarta 2, și o izolare finită pentru puterea transmisă de la poarta 2 spre poarta 1. Izolarea poate fi crescută cascând două izolatoare, cu creșterea corespunzătoare a pierderilor de inserție.

Exemplu

Izolatorul prezentat în figura 1.17a are pierderile de inserție α_L de 1 dB și o izolare α_I de 30 dB în banda de funcționare. (a) Care este puterea de ieșire P_2 la poarta 2, dacă puterea de intrare la poarta 1 este $P_1 = 10 \text{ mW}$? (b) Care este puterea de ieșire P_1 la poarta 1, dacă puterea de intrare la poarta 2 este $P_2 = 10 \text{ mW}$?

Soluție

$$(a) P_2 = P_1 - \alpha_L = 10\text{dBm} - 1\text{dB} = 9\text{dBm} = 7.94\text{mW}$$

$$(b) P_1 = P_2 - \alpha_I = 10\text{dBm} - 30\text{dB} = -20\text{dBm} = 0.01\text{mW}$$

Un circulator este un dispozitiv multiport pentru direcționarea semnalului. În figura 1.18 este prezentat un circulator cu trei porți. Un semnal incident la poarta 1 este cuplat doar la poarta 2, un semnal incident la poarta 2 este cuplat doar la poarta 3, iar un semnal incident la poarta 3 este cuplat doar la poarta 1. Semnalul care circulă în sens invers este un semnal nedorit, determinat de izolarea circulatorului.

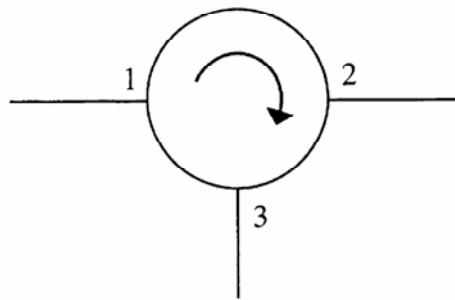


Fig.1.18. Circulator cu trei porți

Circulatorul este o componentă utilă pentru direcționarea semnalului sau pentru separarea lui, câteva dintre aplicații fiind prezentate în figura 1.19.

Un circulator terminat la o poartă poate fi folosit ca izolator (fig.1.19a). Reflexia de la poarta 2 este disipată în terminația de la poarta 3 și nu va fi cuplată spre poarta 1. Figura 1.19b prezintă un circulator utilizat ca duplexor

Într-un transceiver, pentru a separa semnalele de emisie și recepție. Aceste semnale pot avea aceeași frecvență sau frecvențe diferite. Circuitul din figura 1.19c este un defazor fix sau variabil. Ajustând lungimea liniei de transmisiune de la poarta 2, putem introduce un defazaj de $2\beta l$ între semnalul de la poarta 1 și cel de la poarta 3. Lungimea liniei poate fi modificată folosind un scurtcircuit deplasabil. Un circulator poate fi folosit pentru a construi un amplificator, utilizând un dispozitiv cu două terminale, cum ar fi dioda IMPATT sau dioda GUNN. În acest caz, circulatorul este folosit pentru a separa porțile de intrare și ieșire (vezi fig.1.19d).

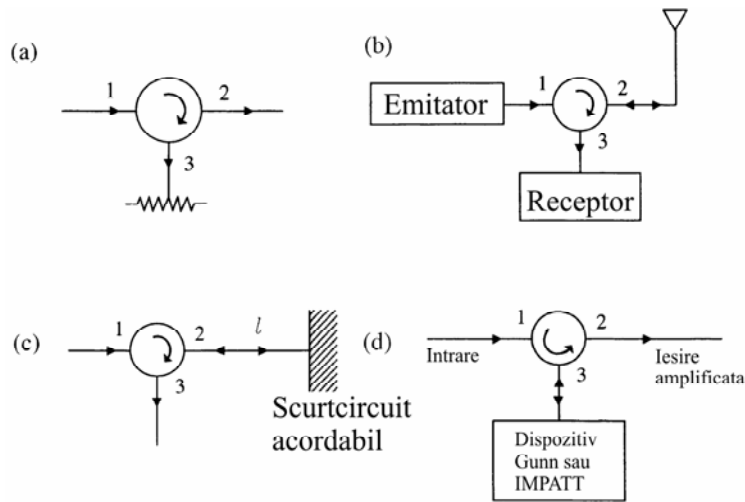


Fig.1.19. Anumite aplicații ale circulatorului: (a) ca izolator; (b) ca duplexor; (c) ca defazor; (d) ca circuit de amplificare

1.5. Detectoare și mixere

Un detector este un dispozitiv care convertește un semnal de RF sau microunde într-o tensiune de curent continuu, sau care demodulează un semnal de RF sau microunde modulat, pentru a recupera informația de joasă frecvență.

Deteția este realizată utilizând un dispozitiv cu caracteristică I-V neliniară. Un asemenea dispozitiv este o jonctiune p-n clasică sau o jonctiune Schottky, a cărei caracteristică neliniară este prezentată în figura 1.20.

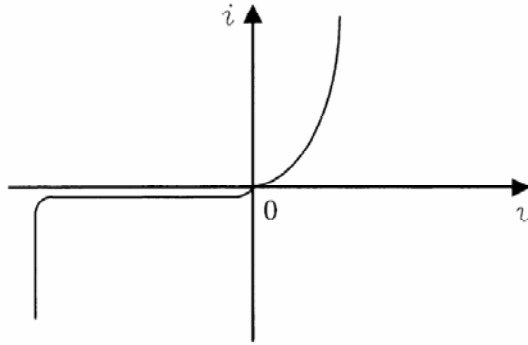


Fig.1.20. Caracteristică I-V neliniară

O asemenea caracteristică neliniară poate fi de forma:

$$i = a_1 v + a_2 v^2 + a_3 v^3 + \dots \quad (1.10)$$

Dacă o undă continuă este incidentă la dioda detectoare, așa cum se arată în figura 1.21a, avem:

$$v = A \cos(\omega_{RF} t), \text{ sau } v = A \sin(\omega_{RF} t) \quad (1.11)$$

Primii doi termeni vor fi:

$$\begin{aligned} i &= a_1 A \cos(\omega_{RF} t) + a_2 A^2 \cos^2(\omega_{RF} t) = \\ &= a_1 A \cos(\omega_{RF} t) + \frac{1}{2} a_2 A^2 + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos(2\omega_{RF} t) \end{aligned} \quad (1.12)$$

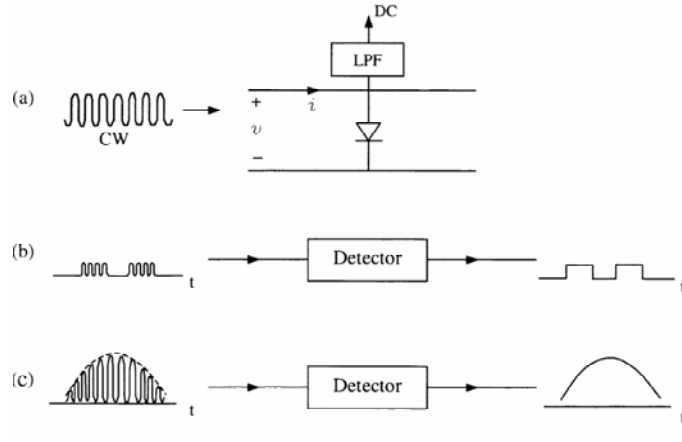


Fig.1.21. Detector utilizat pentru (a) conversia unui semnal RF în curent continuu, (b) demodularea unei purtătoare de RF modulată în impuls, (c) demodularea unei purtătoare de RF modulată cu un semnal analogic.

La ieșirea filtrului trece jos apare o componentă de curent continuu:

$$i_{cc} = \frac{1}{2} a_2 A^2 \propto A^2 \quad (1.13)$$

Detectorul funcționează în mod normal în regiunea pătratică a caracteristicii neliniare, unde componenta de curent continuu este proporțională cu pătratul semnalului de RF incident.

Performanța unui detector este judecată prin sensibilitatea ridicată, un bun VSWR, gamă dinamică largă, pierderi mici și bandă cât mai mare. Sensibilitate în curent a detectorului este definită prin:

$$\beta_i = \frac{i_{cc}}{P_{in}} \quad (1.14)$$

unde P_{in} este puterea de RF incidentă, iar i_{cc} este intensitatea curentului continuu de la ieșirea detectorului.

Deoarece banda semnalului modulator conține de obicei frecvențe sub 1 MHz, detectorul este afectat de zgomotul în $1/f$ ("flicker noise").

Sensibilitatea unui receptor de RF/microunde poate fi mult îmbunătățită utilizând principiul heterodinei, pentru a evita zgomotul în $1/f$. În sistemele heterodină, banda inițială a semnalului este translatată în jurul unei frecvențe mai mari, iar procesul este inversat la recepție. Conversia de frecvență este realizată într-un dispozitiv numit *mixer*. În cazul unui mixer “downconverter”, figura 1.22, semnalul recepționat de RF este mixat cu semnalul unui oscilator local (OL) pentru a genera un semnal diferență, numit semnal de frecvență intermediară (FI). Semnalul de FI poate fi amplificat și/sau detectat/demodulat. El mai poate suferi și o altă conversie înainte de a fi detectat sau demodulat. Mixerul “upconverter”, fig. 1.22, este utilizat pentru a genera un semnal de RF plecând de la semnalul de joasă frecvență purtător al informației.

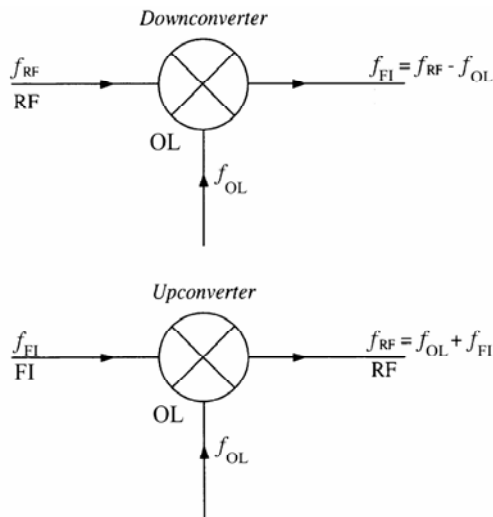


Fig.1.22. Downconverter și Upconverter

Tensiunea de intrare într-un downconverter este dată de:

$$v = A \sin(\omega_{RF} t) + B \sin(\omega_{OL} t) \quad (1.15)$$

Substituind această relație în (1.10), obținem:

$$i = a_1 (A \sin(\omega_{RF} t) + B \sin(\omega_{OL} t)) + \quad (1.16)$$

$$\begin{aligned}
 &+ a_2 \left(A^2 \sin^2(\omega_{RF} t) + 2AB \sin(\omega_{RF} t) \sin(\omega_{OL} t) + B^2 \sin^2(\omega_{OL} t) \right) + \\
 &+ a_3 \left(A^3 \sin^3(\omega_{RF} t) + 3A^2 B \sin^2(\omega_{RF} t) \sin(\omega_{OL} t) + \right. \\
 &\left. + 3AB^2 \sin(\omega_{RF} t) \sin^2(\omega_{OL} t) + B^3 \sin^3(\omega_{OL} t) \right) + \dots
 \end{aligned}$$

Deoarece termenul $2AB \sin(\omega_{RF} t) \sin(\omega_{OL} t)$ este chiar produsul celor două semnale de intrare, mixerul este denumit de multe ori circuit de înmulțire a celor două semnale, ca în figura 1.23.

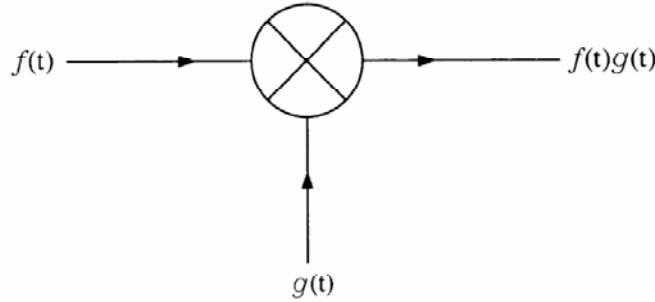


Fig.1.23. Multiplicare celor două semnale de intrare de către mixer

Utilizînd identitățile trigonometrice, rezultă următoarele componente din (1.16):

$$a_1 v \rightarrow \omega_{RF}, \omega_{OL}$$

$$a_2 v^2 \rightarrow 2\omega_{RF}, \omega_{RF} \pm \omega_{OL}, 2\omega_{OL}$$

$$a_3 v^3 \rightarrow 3\omega_{RF}, 2\omega_{RF} \pm \omega_{OL}, 2\omega_{OL} \pm \omega_{RF}, 3\omega_{OL}, \omega_{RF}, \omega_{OL}$$

În downconverter, este utilizat un filtru trece-jos pentru a extrage semnalul de FI ($\omega_{RF} - \omega_{OL}$ sau $\omega_{OL} - \omega_{RF}$). Toate celelalte frecvențe sunt captate. și eventual convertite în semnal de FI. fie sunt disipate. Pentru upconverter se folosește un filtru trece-bandă care lasă să treacă frecvența $\omega_{FI} + \omega_{OL}$. Pierderile de conversie pentru un downconverter sunt definite prin:

$$L_c(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_{\text{RF}}}{P_{\text{FI}}} \quad (1.17)$$

unde P_{RF} este puterea semnalului de intrare în mixer, iar P_{FI} este puterea semnalului de ieșire din mixer.

Un bun mixer trebuie să aibă pierderi de conversie mici, factor de zgomot mic, VSWR mic la porțile de RF, FI și OL, o bună izolare între oricare două porți, gama dinamică mare, un punct de compresie la 1-dB cât mai mare, un punct de interceptie de ordinul trei cât mai mare și intermodulații cât mai mici. Definițiile gamei dinamice, a punctului de compresie la 1-dB, a punctului de interceptie de ordinul trei și a intermodulațiilor vor fi date în capitolele următoare.

Exemplu

Pentru exemplificarea performanțelor unui mixer, un bloc downconverter de la MITEQ, care funcționează între 4-40 GHz, are următoarele caracteristici:

Intervalul de frecvențe de RF	4-40 GHz
Intervalul de frecvențe de OL	4-42 GHz
Intervalul de frecvențe de FI	0.5-20 GHz
VSWR la poarta RF	2.5
VSWR la poarta FI	2.5
VSWR la poarta OL	2.0
Izolarea OL-RF	20 dB
Izolarea OL-FI	25 dB
Izolarea RF-FI	30 dB
Pierderi de conversie	10 dB
Cifra de zgomot în banda laterală (la 25°)	10.5 dB
Puterea de intrare la 1-dB compresie	+5 dBm
Puterea de intrare la punctul de interceptie de ordinul 3	+15 dBm
Puterea de OL necesară	+10 ... +13 dBm

De remarcat că, cifra de zgomot este aproximativ egală cu pierderile de conversie, ca la orice atenuator.

Un mixer se realizează din unul sau mai multe elemente neliniare și din filtrele asociate. Filtrele se realizează utilizând tehnologia microstrip sau ghid de undă. Aceleași diode p-n sau Schottky utilizate în construcția

detectoarelor pot fi folosite și în mixere. Utilizarea tranzistoarelor (MESFET sau HEMT) ca elemente neliniare are avantajul că mixerul va avea în loc de pierderi de conversie, un câștig de conversie.

1.6. Comutatoare, defazoare și atenuatoare

Comutatoarele, defazoarele și atenuatoarele sunt dispozitive care permit controlul fazei și amplitudinii semnalelor de RF/microunde. Aceste dispozitive pot fi construite pe bază de ferită sau de semiconductoare (diode PIN sau TEC-uri). Defazarea sau comutarea cu ferită folosește modificarea permeabilității magnetice sub acțiunea unui câmp magnetic polarizator. Dispozitivele pe ferită sunt greoaie, lente și scumpe. Ele au avantajul că pot manipula puteri mari și că au pierderi mici. În tabelul 1.2 sunt prezentate comparativ, dispozitivele controlate prin ferită și prin diode PIN.

Tabelul 1.2

Parametru	Ferită	p-i-n
Viteză	mică (msec)	mare (μ sec)
Pierderi	mici (0.2 dB)	mari (0.5 dB/decadă)
Cost	mare	mic
Greutate	mare	mică
Comandă	complicată	simplă
Dimensiune	mare	mică
Puterea manipulată	mare	mică

Comutatoarele sunt utilizate pe larg în sistemele de comunicații pentru multiplexarea în timp, acces multiplu cu divizare în timp, modulație în impuls, comutare de canale, comutarea emițător/receptor într-un transceiver, etc.. În figura 1.24 sunt ilustrate aceste exemple.

Un comutator poate fi clasificat astfel: cu un singur pol și o singură cale (SPST – single pole single throw), cu un singur pol și două căi (SPDT), cu un singur pol și trei căi (SP3T), etc., așa cum se arată în figura 1.25. Ideal, dacă comutatorul este închis, semnalul trece fără atenuare. Când comutatorul este deschis, semnalul va fi complet atenuat. În realitate, există anumite pierderi de inserție atunci când comutatorul este închis și anumite scăpări atunci când comutatorul este deschis.

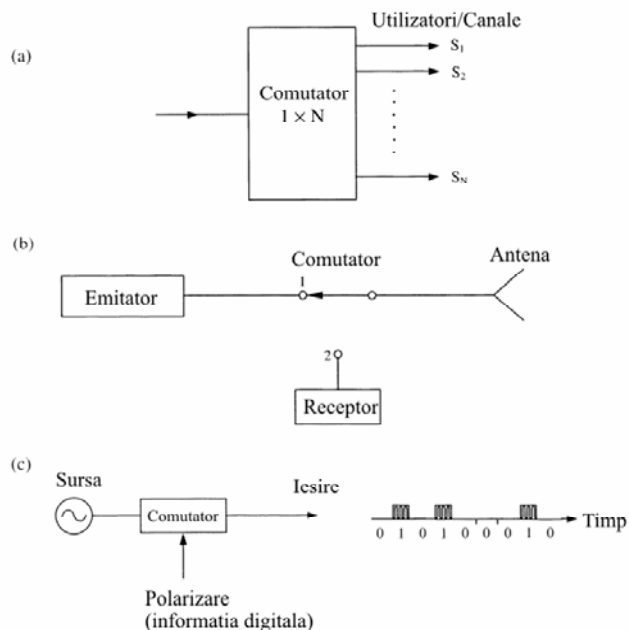


Fig.1.24. Aplicații ale comutatoarelor: (a) comutarea canalelor sau multiplexarea în timp; (b) duplexor; (c) modulator în impuls.

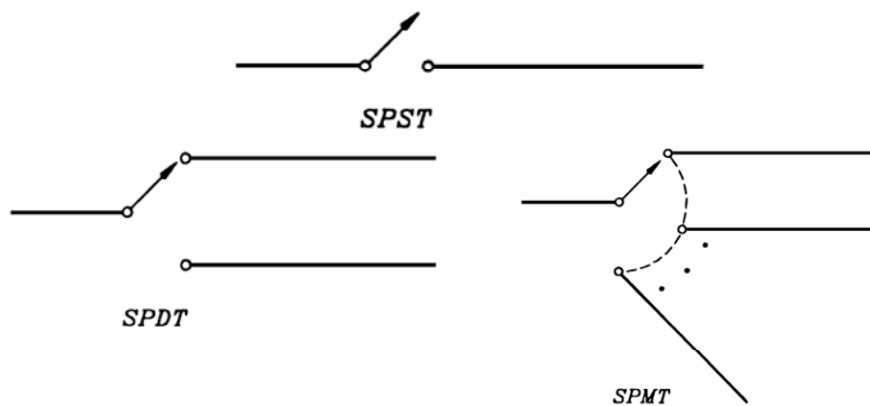


Fig.1.25. Diferite tipuri de comutatoare

Referindu-ne la figura 1.26, pierderile de inserție și izolarea pot fi definite astfel.

Cînd comutatorul este închis:

$$\text{Pierderi de inserție} = \alpha_L = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{ies}} \quad (1.18)$$

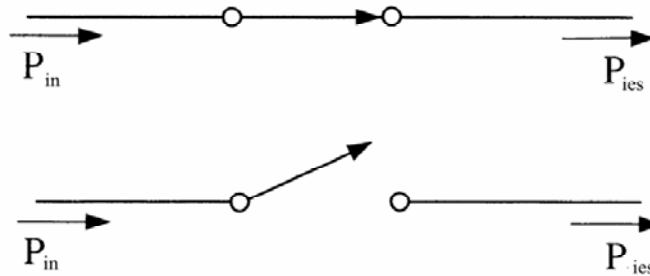


Fig.1.26. Comutator în pozițiile închis (sus) și deschis (jos)

Cînd comutatorul este deschis:

$$\text{Izolarea} = \alpha_I = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{ies}} \quad (1.19)$$

Un bun comutator va avea pierderi de inserție mici și izolare mare. Alte performanțe ale comutatorului depind de aplicație, cum ar fi: viteză de comutare mare, curent de comandă mic, capabilitate mare în putere, dimensiuni mici, cost mic.

O aplicație majoră a comutatoarelor este construcția defazoarelor. În figura 1.27 se prezintă un defazor cu comutare de linii și realizarea sa practică folosind diode PIN. Cînd polarizarea este pozitivă, semnalul curge prin linia de sus, care are o lungime l_1 . Dacă polarizarea este negativă, semnalul curge prin linia de jos, care are o lungime l_2 . Diferența de fază este:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda_g}(l_1 - l_2) \quad (1.20)$$

Acest defazor oferă două stări de fază prin urmare este un defazor de 1 bit. Pentru a obține mai multe stări, putem cascada doua sau mai multe defazoare de 1-bit. În figura 1.28 se prezintă un exemplu de defazor de doi biți. Prin comutarea celor patru comutatoare SPDT, rezultă patru stări de fază. Acestea sunt : 0° (referință), 22.5° , 45° și 67.5° . Una din aplicațiile majore ale defazoarelor este domeniul antenelor fazate.

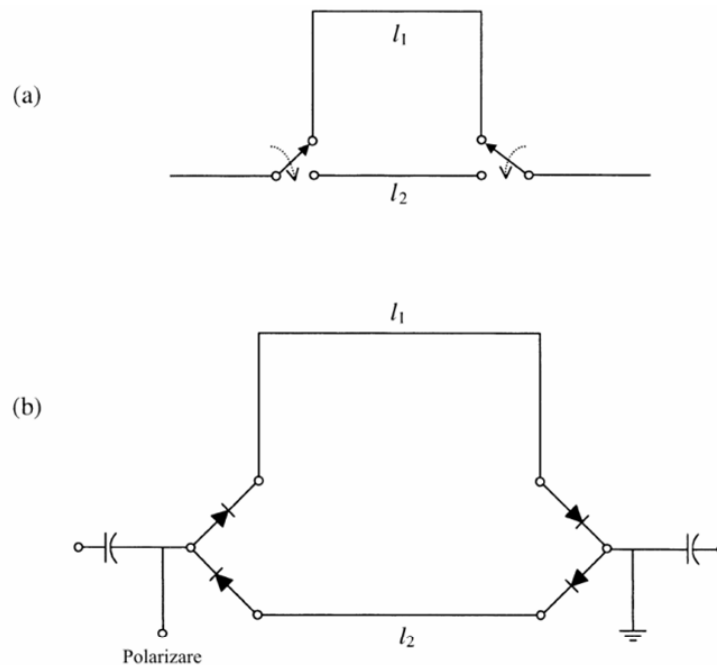


Fig.1.27. Defazor cu linii comutate: (a) schema de principiu; (b) realizarea folosind diode p-i-n.

Dacă în loc să folosim doar două stări, închis și deschis, vom modifica polarizarea diodelor în mod continuu, atunci impedanța dispozitivelor se va modifica continuu și, prin urmare, și pierderile de inserție (atenuarea). Componenta devine un atenuator variabil. Una din aplicațiile atenuatorului variabil este controlul automat al câștigului, utilizat în multe receptoare.

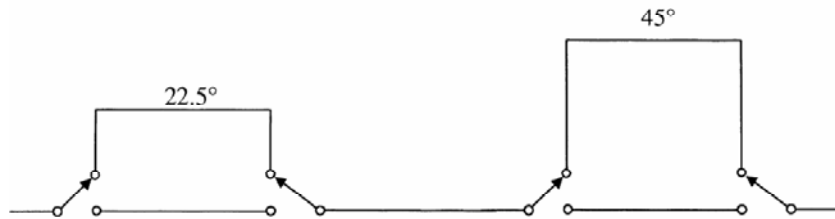


Fig.1.28. Defazor de doi biți

1.7. Oscilatoare și amplificatoare

Oscilatoarele și amplificatoarele sunt dispozitive active. Ele conțin un dispozitiv semiconductor (tranzistor, IMPATT, Gunn) care generează o rezistență negativă când sunt polarizate corespunzător în curent continuu. O rezistență pozitivă disipă putere de RF și astfel introduce pierderi. Prin contrast, o rezistență negativă generează putere de RF din puterea de curent continuu furnizată de alimentare dispozitivului activ semiconductor. În figura 1.29 se prezintă circuitul general al unui oscilator, în care Z_D este impedanța dispozitivului activ semiconductor și Z_C este impedanța văzută la terminalele dispozitivului.

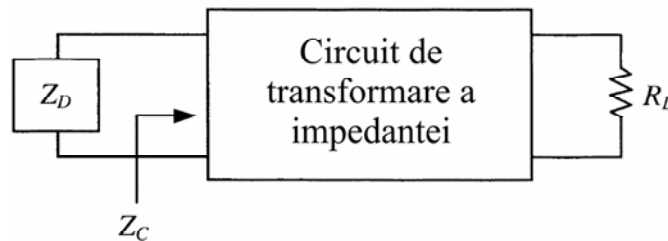


Fig.1.29. Circuitul general al unui oscilator

Circuitul de transformare a impedanței include capsula dispozitivului și circuitul din jurul elementului activ. Impedanța văzută de dispozitiv este:

$$Z_C(f) = R_C(f) + jX_C(f) \quad (1.21)$$

Pentru ca oscilațiile să aibă loc, trebuie îndeplinite condițiile:

$$\Im(Z_D) = -\Im(Z_C) \quad (1.22)$$

$$|\Re(Z_D)| \geq \Re(Z_C) \quad (1.23)$$

Partea reală a lui Z_D este negativă. Impedanța circuitului este o funcție doar de frecvență, în timp ce impedanța dispozitivului este în general o funcție de frecvență, polarizare, curent de RF și temperatură. Astfel, la frecvența de oscilație f_0 , avem:

$$R_C(f_0) \leq |R_D(f_0, I_0, I_{RF}, T)| \quad (1.24)$$

$$X_C(f_0) + X_D(f_0, I_0, I_{RF}, T) = 0 \quad (1.25)$$

Ecația (1.24) statuează că mărimea rezistenței negative a dispozitivului activ este mai mare decât rezistența circuitului. Prin urmare, există o rezistență netă negativă pe ansamblul circuitului. Ecația (1.25) arată că frecvența de oscilație este frecvența de rezonanță a circuitului, fiindcă reactanța totală devine zero la rezonanță. Pentru un tranzistor, Z_D este înlocuit cu tranzistorul și o terminație, ca în figura 1.30.

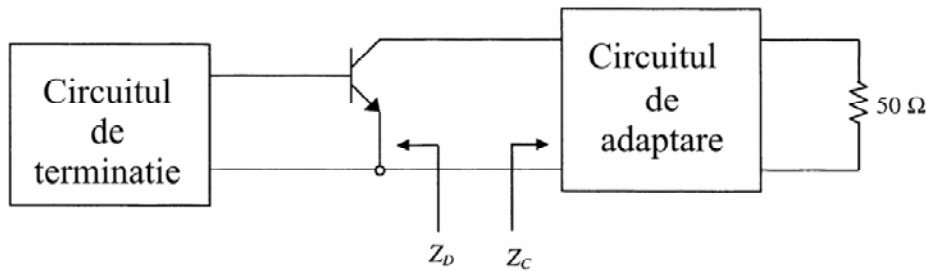


Fig.1.30. Oscilator cu tranzistor

Oscilatoarele sunt utilizate ca surse de semnal în emițătoare și ca oscilatoare locale în mixere. Parametrii sistemici de interes sunt puterea de ieșire, eficiența conversiei CC-RF, zgomotul, stabilitatea, intervalul de acord a frecvenței, semnalele parazite, “frequency pulling” și “frequency pushing”. Acești parametri vor fi detaliați într-un alt capitol.

Un amplificator este o componentă a sistemului care furnizează câștig de putere semnalului de la intrare. Așa cum se arată în figura 1.31, P_{in} este puterea de intrare și P_{ies} este puterea de ieșire, iar câștigul în putere este:

$$G = \frac{P_{ies}}{P_{in}} \quad (1.26)$$

sau

$$G(\text{dB}) = 10 \log \frac{P_{ies}}{P_{in}} \quad (1.27)$$

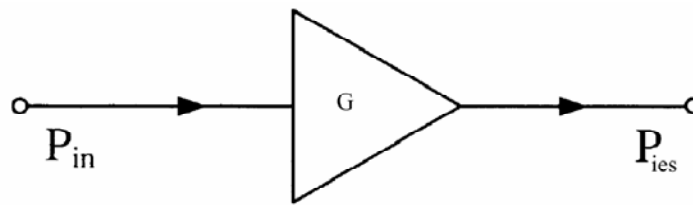


Fig.1.31. Amplificator cu câștigul de putere G

Amplificatoarele pot fi cascade pentru a obține câștiguri mai mari. De exemplu, pentru două amplificatoare în cascadă, cu câștigul G_1 și G_2 , câștigul total va fi $G_1 G_2$. Amplificatorul utilizat în ultimul etaj al unui emițător furnizează putere mare la ieșire și este numit, de regulă, amplificator de putere. Amplificatorul folosit într-un receptor are, de obicei, o cifră de zgomot mică și, din acest motiv, este numit amplificator de zgomot mic.

Parametrii sistemici importanți la un amplificator sunt: câștigul, zgomotul, banda de lucru, stabilitatea și configurația de polarizare în curent continuu.

Pentru un amplificator de putere, parametrii doriți sunt: putere de ieșire mare, punct de compresie la 1-dB mare, punct de interceptie de ordinul trei mare, intermodulații mici, liniaritate bună. Cei mai mulți din acești parametri îi vom discuta în capitolele următoare. Pentru sistemele alimentate de la baterii, eficiența de a adăuga putere (PAE – Power Added Efficiency) este un alt parametru important. El se definește prin relația:

$$PAE = \frac{P_{ies} - P_{in}}{P_{CC}} \times 100\% \quad (1.28)$$

unde P_{CC} este puterea de curent continuu consumată de la surse.

Un $PAE > 50\%$ este curent în amplificatoare cu tranzistoare. În tabelul 1.3 se dau parametrii tipici ai unui amplificator MITEQ.

Tabelul 1.3

Frecvența de funcționare	1-2 GHz
Cîștig	minim 27 dB
Constanța cîștigului	maxim ± 1.5 dB
Cifra de zgomot	maxim 1.5 dB
VSWR	maxim 2.0
Puterea la ieșire în punctul de compresie la 1-dB	+28 dBm
Puterea la ieșire în punctul de intercepție de ordinul trei	+40 dBm

Exemplu

În sistemul din figura 1.32, calculați puterea de ieșire în mW, cînd (a) comutatorul este închis și (b) comutatorul este deschis. Comutatorul are pierderile de inserție de 1 dB și izolarea de 30 dB.

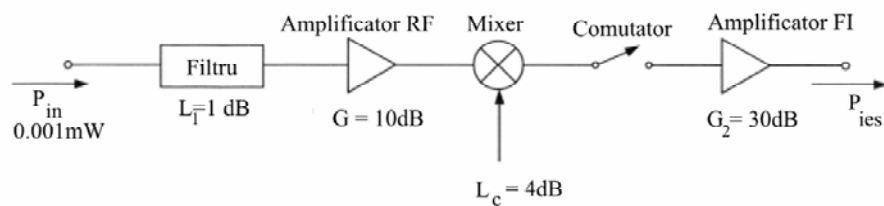


Fig.1.32. Sistem receptor

Soluție

$$P_{in} = 0.001 \text{ mW} = -30 \text{ dBm}$$

Pentru comutator $\alpha_L = 1 \text{ dB}$, $\alpha_I = 30 \text{ dB}$:

(a) Cînd comutatorul este închis:

$$P_{ies} = P_{in} - L - L_c - \alpha_L + G_1 + G_2 =$$

$$= -30\text{dBm} - 1\text{dB} - 4\text{dB} - 1\text{dB} + 10\text{dB} + 30\text{dB} = +4\text{ dBm} = 2.51\text{ mW}$$

(b) Când comutatorul este deschis:

$$P_{ies} = P_{in} - L - L_c - \alpha_I + G_1 + G_2 =$$

$$= -30\text{dBm} - 1\text{dB} - 4\text{dB} - 30\text{dB} + 10\text{dB} + 30\text{dB} = -25\text{ dBm} = 0.00316\text{ mW}$$

1.8. Multiplicatoare și divizoare de frecvență

Un multiplicator de frecvență este utilizat pentru a genera un semnal cu o frecvență care este multiplul frecvenței unui semnal de intrare, ca în figura 1.33.

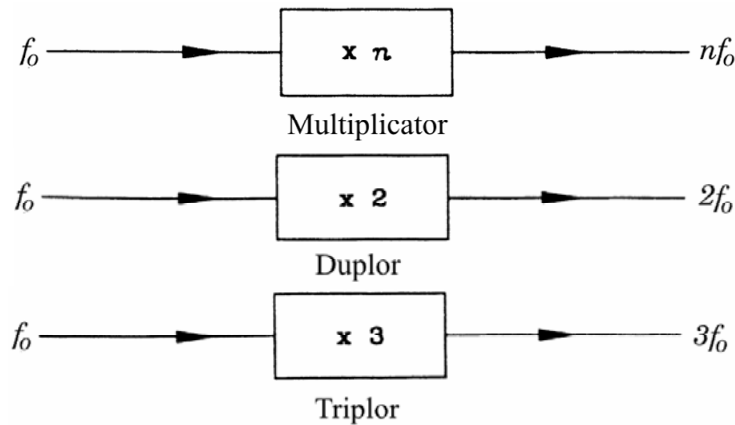


Fig.1.33. Multiplicatoare de frecvență

Dacă frecvența de intrare este f_0 , frecvența de ieșire este $n f_0$, unde n poate fi 2, 3, 4,... Când $n = 2$ avem un multiplicator $\times 2$, sau dublor. Când $n = 3$ avem un multiplicator $\times 3$, sau triplor. Multiplicatorul constă dintr-un filtru trece-jos, un dispozitiv neliniar (diodă step recovery sau diodă varactor) și circuite de adaptare la intrare și ieșire. În figura 1.34 este prezentată schema bloc a unui multiplicator.

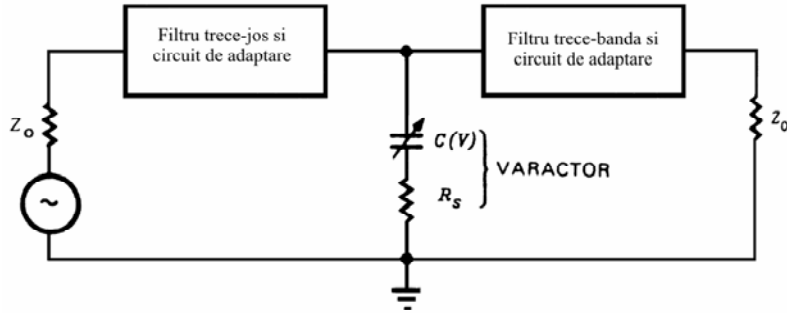


Fig.1.34. Schema bloc a unui multiplicator: Z_0 = impedanța de sarcină sau impedanța caracteristică a liniei; $C(V)$, R_s = capacitatea variabilă și rezistența serie a varactorului.

Filtrul trece-jos, amplasat la intrare, lasă să treacă semnalul fundamental și rejectează toate armonicile superioare. Varactorul este elementul neliniar care produce armonici. Filtrul trece-banda sau trece-sus de la ieșire lasă să treacă armonica dorită și rejectează toate celelalte semnale. Eficiența conversiei (η) și pierderile de conversie (L_c) sunt definite prin:

$$\eta = \frac{P_{ies}}{P_{in}} \times 100 \% \quad (1.29)$$

$$L_c(dB) = 10 \log \frac{P_{in}}{P_{ies}} \quad (1.30)$$

unde P_{in} este puterea de intrare pe frecvența fundamentală, iar P_{ies} este puterea de ieșire pe armonica dorită. Multiplicatoarele de frecvență se construiesc pînă în domeniul undelor milimetrice și sub-milimetrice.

Divizoarele de frecvență se folosesc, de obicei, în buclele PLL și sintetizoarele de frecvență. Un divizor de frecvență generează un semnal cu o frecvență egală cu $1/N$ din frecvența unui semnal de intrare, unde $N = 2, 3, 4, \dots$. În figura 1.35 se arată simbolul unui divizor de frecvență.

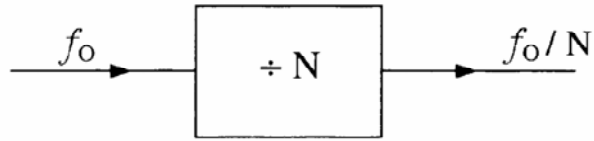


Fig.1.35. Divizor de frecvență

Divizarea de frecvență poate fi obținută prin diverse metode. Un exemplu este utilizarea metodei mixerului cu reacție, prezentată în figura 1.36. Acest divizor se mai numește și divizor regenerativ.

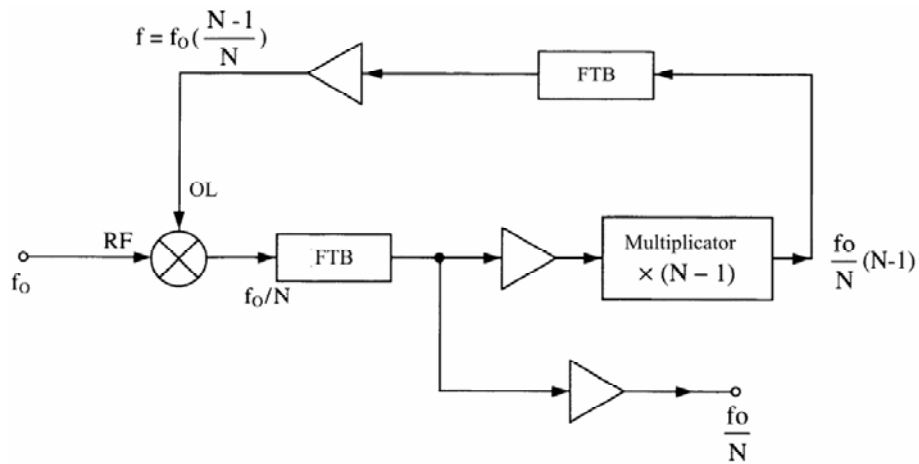


Fig.1.36. Divizor de frecvență regenerativ

Frecvența de ieșire a mixerului este:

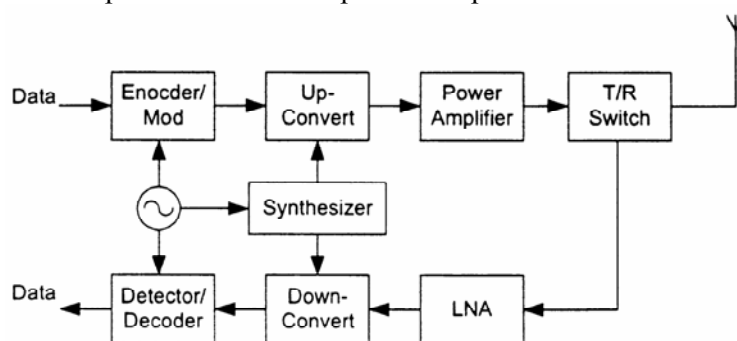
$$f_0 - f_0 \left(\frac{N-1}{N} \right) = \frac{f_0}{N} \quad (1.31)$$

Valoarea maximă a raportului de divizare depinde de selectivitatea filtrului trece-bandă care urmează după mixer. Amplificatoarele din figura 1.36 au rolul de a aduce semnalul la nivele corespunzătoare.

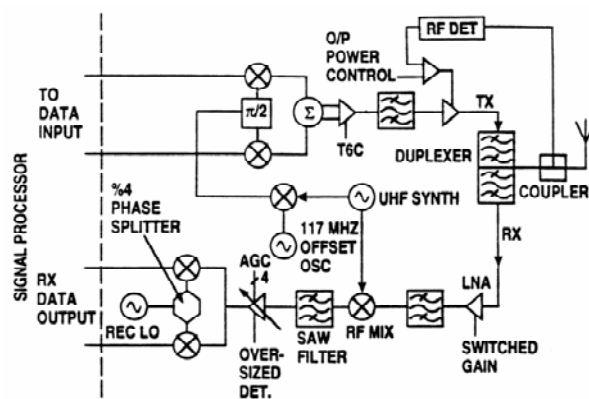
2. Parametrii de sistem ai unui receptor

2.1. Receptoare tipice

În figura 2.1 se prezintă două exemple de receptoare.



(a)



(b)

Fig. 2.1. Scheme bloc de transceivere. (a) wireless, (b) telefon mobil[1]

În figura 2.1a este schema bloc a unui transceiver pentru comunicații wireless. Comutatorul T/R este utilizat pentru a separa semnalul emis de cel recepționat. Un oscilator local cu sinteză de frecvență este folosit atât în upconverter cât și în downconverter. În figura 2.1b avem transceiverul dintr-un telefon mobil [1]. Transceiverul constă dintr-un emițător și un receptor separate printr-un filtru duplexor. Receptorul are un amplificator de RF de zgomot mic, un mixer, un amplificator de FI după mixer, filtre trece-bandă înainte și după mixer și un demodulator. Oscilatorul local este construit pe bază de sinteză de frecvență.

Majoritatea componentelor din fig. 2.1 au fost descrise în capitolul anterior. În acest capitol vom discuta parametrii de sistem ai receptorului.

2.2. Considerații asupra receptorului ca sistem

Performanțele unui receptor depind de proiectarea sistemului, de proiectarea circuitelor și de mediul de lucru. Nivelul acceptabil al distorsiunilor sau zgomotului variază de la aplicație la aplicație. Zgomotul și interferențele, care reprezintă semnale nedorite ce apar la ieșirea unui sistem radio, fixează o limită inferioară a semnalului utilizabil la ieșire. Pentru ca semnalul de ieșire să fie utilizabil, puterea lui trebuie să fie mai mare decât a zgomotului cu o cantitate specificată de raportul minim semnal-zgomot. Raportul minim semnal - zgomot depinde de aplicație, el fiind, de exemplu, 30 dB pentru o legătură telefonică, 40 dB pentru un sistem TV și 60 dB pentru un sistem audio bun.

Pentru a ușura discuția, vom lua ca exemplu un sistem cu dubla conversie, ca în figura 2.2

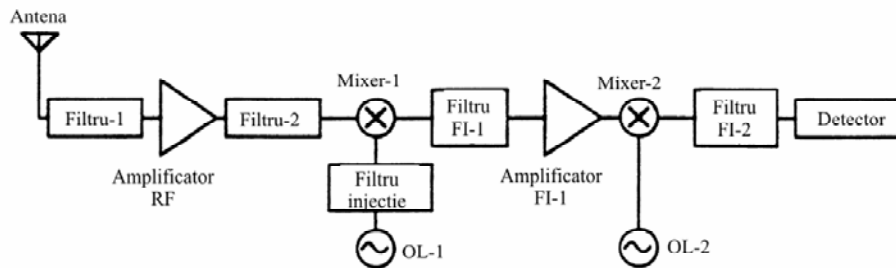


Fig. 2.2 Schema bloc tipică a unui receptor cu dublă conversie

Filtrul 1 limitează banda la intrare pentru a minimiza intermodulațiile și răspunsurile parazite și pentru a rejecta emisia de energie pe frecvența OL. Amplificatorul RF va avea un factor de zgomot mic, câștig mare și un punct de interceptie ridicat. Filtrul 2 este utilizat pentru a rejecta armonicele generate de amplificatorul de RF și frecvența imagine generată de primul mixer. Primul mixer generează primul semnal de FI care va fi amplificat de un amplificator de FI. Acesta trebuie să aibă un câștig mare, și un punct de interceptie ridicat. Sursa de OL trebuie să aibă zgomot de fază mic și suficientă putere pentru a pompa mixerul.

Considerațiile sistemice asupra unui receptor sunt următoarele:

- *Sensibilitatea.* Sensibilitatea receptorului cuantifică abilitatea de a răspunde la semnale slabe. Parametrul asociat este raportul semnal-zgomot (SNR) pentru receptoare analogice și frecvență biților eronați (BER) pentru receptoarele digitale.
- *Selectivitatea.* Selectivitatea receptorului este abilitatea de a rejecta semnalele nedorite având frecvențe corespunzătoare canalelor adiacente. Această specificație, având valori între 70 și 90 dB, este dificil de obținut. Cele mai multe sisteme nu permit activarea simultană a canalelor adiacente în același cablu sau în aceeași arie geografică.
- *Rejecția răspunsului parazit.* Abilitatea de a rejecta canalele adiacente este importantă pentru reducerea interferențelor. Acest lucru poate fi obținut printr-o alegere corespunzătoare a semnalului de FI și utilizând filtre diverse. Valori tipice ale acestei rejecții sunt cuprinse între 70 și 100 dB
- *Rejectarea intermodulațiilor.* Receptorul are tendința de a genera propriile interferențe în interiorul propriului canal pe baza unui sau mai multor semnale de RF. Aceste interferențe se numesc produse de intermodulație (IM). Un asemenea factor mai mare de 70 dB este de regulă dorit.
- *Stabilitatea frecvenței.* Stabilitatea OL este importantă pentru a avea zgomot de fază și de MF cât mai redus. Această stabilizare se obține folosind rezonatoare dielectrice, tehnici de calare a fazei sau sinteza de frecvență.
- *Emisia de radiații.* Semnalul de oscilator local poate scapa prin mixer spre antenă, fiind apoi radiat în spațiul liber. Această radiație

determină interferențe, motiv pentru care ea trebuie să fie mai mică decât un anumit nivel specificat de FCC.

2.3. Sursele naturale ale zgomotului unui receptor

În receptor se întâlnesc două tipuri de zgomot: zgomotul captat de antenă și zgomotul generat de receptor. Zgomotul captat de antenă include zgomotul celestu, zgomotul de la pământ, zgomotul atmosferic, zgomotul galactic și zgomotul produs de om. Mărimea zgomotul celestu variază în funcție de frecvență și de direcția în care este orientată antena. Acest zgomot se exprimă prin temperatura de zgomot a antenei (T_A). Pentru o antenă îndreptată spre pământ sau spre orizont $T_A \cong 290^\circ\text{K}$. Pentru o antenă îndreptată spre cer, temperatura de zgomot poate deveni de câțiva kelvini. Puterea de zgomot este dată de:

$$N = kT_A B \quad (2.1)$$

unde B este banda receptorului și k este constanta lui Boltzmann:

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J}/^\circ\text{K}$$

Zgomotul atmosferic se datorește fulgerelor. Fulgerele generează un zgomot în impuls care este maxim pe 10 kHz și neglijabil la frecvențe mai mari de 20 MHz.

Zgomotul galactic este produs de stelele îndepărtate. El are o valoare maximă în jur de 20 MHz și este neglijabil peste 500 MHz.

Zgomotul produs de om are surse foarte diverse. De exemplu, la comutarea curentului electric, se generează pulsuri de tensiune. Acestea se produc în comutatoarele electronice sau mecanice, în sistemele de aprindere ale vehiculelor, motoare, etc.. O altă sursă este orice radar, radioreleu sau liniile de transport a energiei electrice.

În plus față de zgomotul captat prin antenă, în receptor se generează un zgomot propriu în amplificator, filtru, mixer și detector. Calitatea semnalului de la ieșirea receptorului este exprimată în termenii raportului semnal - zgomot (SNR):

$$\text{SNR} = \frac{\text{puterea semnalului}}{\text{puterea zgomotului}} \quad (2.2)$$

Un semnal detectabil tangențial este definit ca $\text{SNR} = 3 \text{ dB}$. Pentru un sistem de telefonie mobilă, la ieșirea receptorului este necesar un $\text{SNR} > 15 \text{ dB}$. Într-un sistem radar, cu cât raportul semnal-zgomot este mai mare cu atât probabilitatea de detecție este mai mare, iar rata de false alarme mai mică. Un SNR egal cu 16 dB înseamnă o probabilitate de detecție de 99.99% și o probabilitate de falsă-alarmă egală cu 10^{-6} [2].

Sursele de zgomot generate de receptor se clasifică în:

- *Zgomotul termic*. Acest zgomot este determinat de fluctuațiile aleatorii produse de agitația termică a sarcinilor legate. Valoarea efectivă a tensiunii de zgomot termic produsă de o rezistență R , în banda B , este:

$$V_n^2 = 4kTBR \quad (2.3a)$$

- *Zgomotul de alicie*. Fluctuația numărului de electroni emiși din sursă constituie zgomotul de alicie. Acest zgomot este specific dispozitivelor semiconductoare.

$$i_n^2 = 2qIB \quad (2.3b)$$

- *Zgomotul în 1/f*. O serie de fenomene cum ar fi fluctuația mobilității, radiația electromagnetică și zgomotul cuantic [4] au o putere care variază cu frecvența. Zgomotul în 1/f este important între 1 Hz și 1 MHz. Peste 1 MHz, zgomotul termic este mult mai important.

2.4. Factorul de zgomot și temperatura de zgomot ale receptorului

Factorul de zgomot este un factor de merit care specifică cantitativ cât de zgomotoasă/zgomotos este o componentă sau un sistem. Factorul de zgomot a unui sistem depinde de un număr de factori, cum ar fi: pierderile în circuit,

dispozitivele semiconductoare, polarizarea și amplificarea. Factorul de zgomot a unui diport se definește astfel:

$$F = \frac{SNR \text{ la intrare}}{SNR \text{ la ieșire}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (2.4)$$

Cifra de zgomot este factorul de zgomot convertit în decibeli. În figura 2.3 avem un diport cu câștigul (sau pierderile) G .

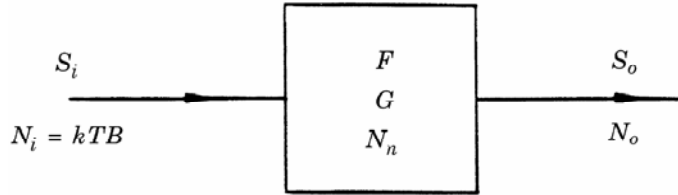


Fig. 2.3. Diport cu câștigul G și puterea de zgomot propriu N_n

Avem:

$$S_o = GS_i \quad (2.5)$$

De notat că $N_o \neq GN_i$; zgomotul la ieșire este GN_i + zgomotul generat de diport. Zgomotul adăgat de diport este:

$$N_n = N_o - GN_i \text{ (W)} \quad (2.6)$$

Substituind (2.5) în (2.4), avem:

$$F = \frac{S_i/N_i}{GS_i/N_o} = \frac{N_o}{GN_i} \quad (2.7)$$

Prin urmare:

$$N_o = FGN_i \text{ (W)} \quad (2.8)$$

Ecuția (2.8) ne arată că zgomotul de intrare N_i (în dBm) crește la trecerea prin diport cu cifra de zgomot și cu câștigul (în dB).

Deoarece cifra de zgomot a unei componente trebuie să fie independentă de zgomotul de la intrare, F se bazează pe un zgomot de intrare standard care este zgomotul termic corespunzător temperaturii camerei și unei benzi B :

$$N_i = kT_0B \text{ (W)} \quad (2.9)$$

unde k este constanta lui Boltzmann, iar $T_0 = 290^\circ K$. Astfel, relația (2.7) devine:

$$F = \frac{N_o}{GkT_0B} \quad (2.10)$$

Pentru o cascada de n elemente, ca în figura 2.4, factorul de zgomot total poate fi calculat cu formula lui Friis [1]:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.11)$$

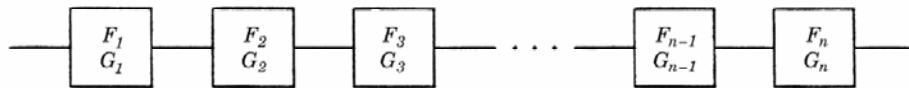


Fig. 2.4. Cascadarea a n diporturi

Relatia (2.11) permite calculul factorului de zgomot al unui sistem cascadat. Ea ne arată că zgomotul și câștigul primului etaj sunt critice în obținerea unui factor de zgomot global cât mai mic. Este de dorit ca primul etaj să aibă un factor de zgomot cât mai mic și un câștig cât mai mare. Pentru a utiliza relația (2.11), F și G trebuie să fie exprimate ca rapoarte. Pentru o componentă pasivă având pierderile L (ca raport), vom avea $G = 1/L$ și $F = L$ [3].

Exemplul 1

Pentru cei doi diporți legați în cascadă din figura 2.5, să aratam ca factorul de zgomot global este:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

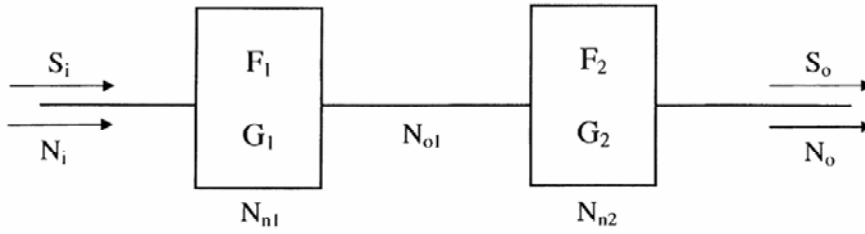


Fig. 2.5. Doi diporți legați în cascadă

Soluție

Din ecuația (2.10)

$$N_o = F_{12}G_{12}kT_0B, \quad N_{o1} = F_1G_1kT_0B$$

Din relația (2.6 și (2.8)

$$N_{n2} = (F_2 - 1)G_2kT_0B$$

Din relația (2.6):

$$N_o = N_{o1}G_2 + N_{n2}$$

Substituind primele trei relații în ultima, avem:

$$N_o = F_1G_1G_2kT_0B + (F_2 - 1)G_2kT_0B = F_{12}G_{12}kT_0B$$

$$F = F_{12} = \frac{F_1G_1G_2kT_0B}{G_1G_2kT_0B} + \frac{(F_2 - 1)G_2kT_0B}{G_1G_2kT_0B} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

Exemplul 2

Să se calculeze câștigul și cifra de zgomot pentru sistemul din figura 2.6.

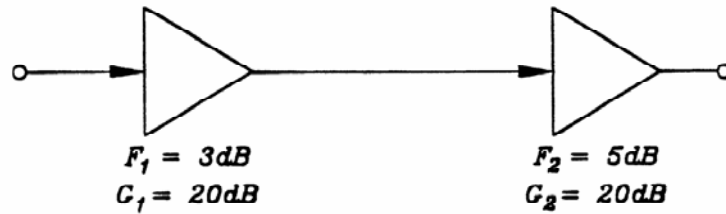


Fig. 2.6. Amplificatoare cascade

Soluție

$$F_1 = 3dB = 2, F_2 = 5dB = 3.162$$

$$G_1 = 20dB = 100, G_2 = 20dB = 100$$

$$G = G_1 G_2 = 10000 = 40dB$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 2 + \frac{3.162 - 1}{100} = 2 + 0.0216 = 2.0216 = 3.06dB$$

De notat că $F \approx F_1$ datorită câștigului mare a primului etaj.

Temperatura echivalentă de zgomot este definită prin:

$$T_e = (F - 1)T_0 \quad (2.12)$$

unde $T_0 = 290^\circ K$, iar F este sub formă de raport. Prin urmare:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_0} \quad (2.13)$$

De remarcat că T_e nu este temperatura fizică. Din relația (2.12), temperatura T_e care corespunde la diverse valori ale lui F , este:

$F(\text{dB})$	3	2.28	1.29	0.82	0.29
$T_e(^{\circ}\text{K})$	290	200	100	60	20

Pentru circuitul în cascadă din figura 2.7, relația (2.11) devine:

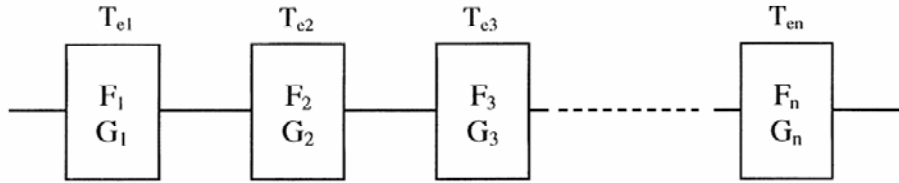


Fig. 2.7. Temperatura de zgomot a circuitului cascadat

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} + \frac{T_{e3}}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_{en}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (2.14)$$

unde T_e este temperatura echivalentă de zgomot globală, exprimată în grade kelvin.

Temperatura de zgomot este utilă pentru calculul factorului de zgomot al unei antene. De exemplu, dacă o antenă are temperatura de zgomot T_A , temperatura globală de zgomot a sistemului incluzînd antena este:

$$T_S = T_A + T_e \quad (2.15)$$

unde T_e este temperatura de zgomot globală a circuitului cascadat.

2.5. Puncte de compresie, semnalul minim detectabil și gama dinamică

Într-un mixer, un amplificator sau un receptor, funcționarea normală este într-o regiune în care puterea de ieșire este proporțională cu puterea de intrare. Constanta de proportionalitate este câștigul sau pierderile de

conversie. Această regiune se numește *gamă dinamică*, așa cum se arată în figura 2.8.

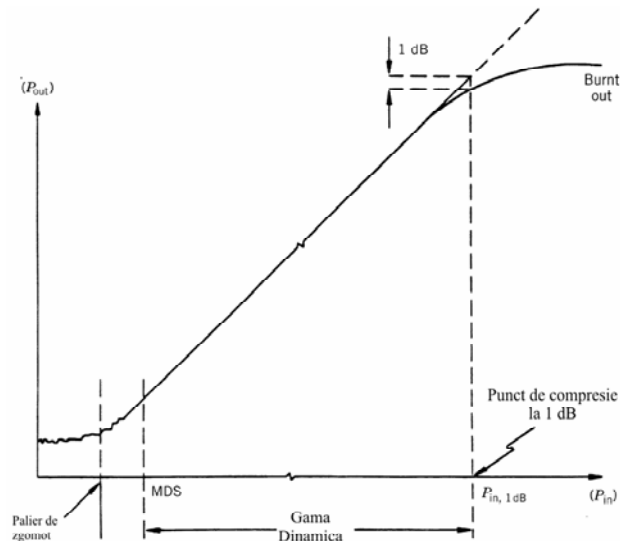


Fig. 2.8. Răspunsul real al unui mixer, amplificator sau receptor

Pentru un amplificator, răspunsul din figura 2.8 este pentru fundamentală. Pentru mixer sau receptor, curba este pentru semnalul de FI. Dacă puterea de intrare este peste acest interval, ieșirea începe să se satureze. Dacă puterea de intrare este sub acest interval, atunci domină zgomotul. Gama dinamică este definită ca intervalul dintre punctul de compresie la 1 dB și semnalul minim detectabil (MDS). Ea poate fi exprimată în termenii puterii de intrare (ca în fig. 2.8) sau ai puterii de ieșire. Pentru un mixer, amplificator sau receptor, dorim să avem o gamă dinamică cât mai largă astfel încât sistemul să funcționeze într-un domeniu foarte larg de valori pentru puterea de intrare.

Palierul de zgomot datorat unei sarcini rezistive adaptate este:

$$N_i = kTB \quad (2.16)$$

unde k este constanta lui Boltzmann. Dacă presupunem temperatura camerei (290°K) și 1 MHz bandă, avem:

$$N_i = 10 \log(kTB) = 10 \log(4 \times 10^{-12}) = -114 \text{ dBm} \quad (2.17)$$

Semnalul minim detectabil (MDS) este definit ca fiind cu 3 dB peste palierul de zgomot:

$$MDS = -114 \text{ dBm} + 3 \text{ dB} = -111 \text{ dBm} \quad (2.18)$$

Prin urmare, MDS este -111 dBm (sau 7.94×10^{-12} mW) într-o bandă de 1 MHz și la temperatura camerei.

Punctul de compresie la 1-dB este aratat in fig. 2.8. Să luăm ca exemplu un mixer. Începînd de la capătul inferior al gamei dinamice, suficientă putere de RF este injectată în mixer pentru ca semnalul de FI să se discearnă din zgomot. Crescînd puterea de intrare în mixer (puterea de RF) facem ca puterea de ieșire de FI să crească cu panta 1.; acest comportament continuă pînă cînd puterea de intrare de RF atinge un nivel la care puterea de iesire de FI începe să se aplatizeze, determinînd creșterea pierderilor de conversie. Puterea de intrare la care pierderile de conversie cresc cu 1 dB, numită punct de compresie la 1 dB, este luată ca limită superioară a gamei dinamice. Peste această valoare, pierderile de conversie sunt tot mai mari, iar puterea de intrare de RF, care nu este convertită în putere de FI, o regăsim sub formă de căldură și produse de intermodulație de ordin superior.

În regiunea liniară :

$$P_{in} = P_{ies} - G \quad (2.19)$$

unde G este câștigul receptorului sau amplificatorului, sau $G = -L_c$ pentru un mixer cu pierderi la care L_c sunt pierderile de conversie (în dB).

Puterea semnalului de intrare, în dBm, care produce o comprimare cu 1 dB a câștigului, se calculează, pentru un amplificator sau un receptor, cu relația :

$$P_{in,1dB} = P_{ies,1dB} - G + 1 \text{ dB} \quad (2.20)$$

.Pentru un mixer cu pierderi de conversie :

$$P_{in,1dB} = P_{ies,1dB} + L_c + 1 \text{ dB} \quad (2.21)$$

sau putem folosi relația (2.20) cu un câștig negativ. De notat că, $P_{in,1dB}$ și $P_{ies,1dB}$ sunt exprimate în dBm, iar G și L_c în dB. $P_{ies,1dB}$ este puterea de ieșire la punctul de compresie de 1 dB, iar $P_{in,1dB}$ este puterea de intrare la punctul de compresie la 1 dB.

Folosind punctul de compresie la 1 dB, câștigul, banda și cifra de zgomot, se poate calcula gama dinamică (DR) a unui amplificator, mixer sau receptor. Gama dinamică poate fi definită ca diferența dintre nivelul semnalului de intrare care cauzează 1 dB compresie în câștig și nivelul minim al semnalului la intrare care poate fi detectat peste zgomot:

$$DR = P_{in,1dB} - MDS \quad (2.22)$$

De notat că $P_{in,1dB}$ și MDs sunt exprimate în dBm, iar DR în dB.

Exemplu

Un receptor funcționează la temperatura camerei, are o cifră de zgomot de 5.5 dB și o bandă de 2 GHz. Punctul de compresie de 1 dB la intrare este +10 dBm. Să se calculeze semnalul minim detectabil și gama dinamică.

Soluție

$$F = 5.5dB = 3.6, \quad B = 2 \times 10^9 \text{ Hz}$$

$$MDS = 10 \log(kTBF) + 3dB = 10 \log(1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 2 \times 10^9 \times 3.6 \times 10^3) + 3 = -72.5dBm$$

$$DR = P_{in,1dB} - MDS = 10dBm - (-72.5dBm) = 82.5dB$$

2.6. Punctul de interceptie de ordinul 3 și intermodulația

Cînd doua sau mai multe semnale la frecvențele f_1 și f_2 sunt aplicate unui dispozitiv neliniar, ele generează produse de intermodulație (IM) cu frecvențe $mf_1 \pm nf_2$ (unde $m, n = 0, 1, 2, \dots$). Acestea pot fi produse de ordinul doi $f_1 \pm f_2$, produse de ordinul trei $2f_1 \pm f_2$, $2f_2 \pm f_1$, și așa mai departe. Produsele de intermodulație de ordinul trei produse de două tonuri sunt cele

mai de interes deoarece ele tind să aibă frecvențe care se situează în banda de trecere a primului etaj de FI.

Să considerăm un mixer sau un receptor, ca în figura 2.9, unde f_{FI1} și f_{FI2} sunt ieșirile dorite de FI.

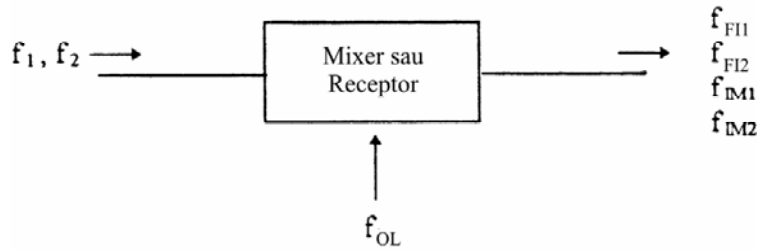


Fig. 2.9. Semnalele generate din două semnale de RF

În plus, la ieșire apar și produsele de intermodulație de ordinul trei (IM3) f_{IM1} și f_{IM2} . Produsele de intermodulație de ordinul 3 sunt generate din f_1 și f_2 mixate între ele și apoi amestecate cu frecvența de oscilator local :

$$(2f_1 - f_2) - f_{OL} = f_{IM1} \quad (2.23a)$$

$$(2f_2 - f_1) - f_{OL} = f_{IM2} \quad (2.23b)$$

unde f_{IM1} și f_{IM2} sunt arătate în figura 2.10. cu produsele de FI f_{FI1} și f_{FI2} generate de mixer:

$$f_{FI1} = f_1 - f_{OL} \quad (2.24)$$

$$f_{FI2} = f_2 - f_{OL} \quad (2.25)$$

De notat că separarea frecvențelor este:

$$\Delta = f_1 - f_2 = f_{IM1} - f_{FI1} = f_{FI1} - f_{FI2} = f_{FI2} - f_{IM2} \quad (2.26)$$

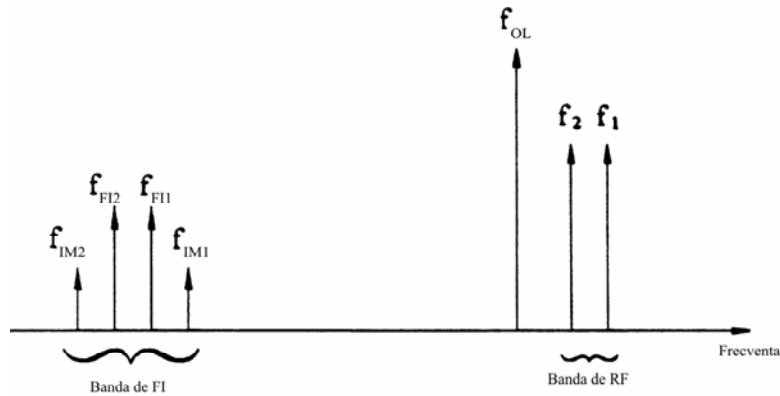


Fig. 2.10. Produse de intermodulație

Aceste produse de intermodulație sunt cele de interes maxim deoarece mărimea lor este relativ importantă și sunt dificil de filtrat de semnalul dorit de la ieșirea mixerului (f_{FI1} și f_{FI2}) dacă Δ este mic.

Punctul de interceptie, măsurat în dBm, este un factor de merit ce caracterizează suprimarea produselor de intermodulație. Un punct de interceptie ridicat indică o rejecție mare a produselor de intermodulație nedorite. Punctul de interceptie de ordinul trei (IP3 sau TOI) este punctul teoretic unde semnalul dorit și distorsiunile de ordinul trei au mărimi egale. IP3 este o măsură importantă a liniarității sistemului. O metodă convenabilă de a determina performanțele de ordinul trei cu două tonuri ale unui mixer este măsurarea IP3. Curbele tipice pentru un mixer sunt prezentate în figura 2.11.

Se poate observa că punctul de compresie la 1 dB are loc la o putere de intrare de +8 dBm, iar IP3 are loc la o putere de intrare de +16 dBm, iar mixerul va rejecta produsele de ordinul 3 cu mai mult de 55 dB dacă ambele tonuri sunt la -10 dBm. Cu ambele semnale la 0 dBm, produsele de intermodulație de ordinul trei sunt suprimate doar cu 35 dB, sau altfel spus, produsele IM3 sunt cu 35 dB sub semnalele de FI. Mixerul funcționează cu o frecvență de OL de 57 GHz și un semnal de RF între 60 și 63 GHz. Pierderile de conversie sunt mai mici de 6.5 dB.

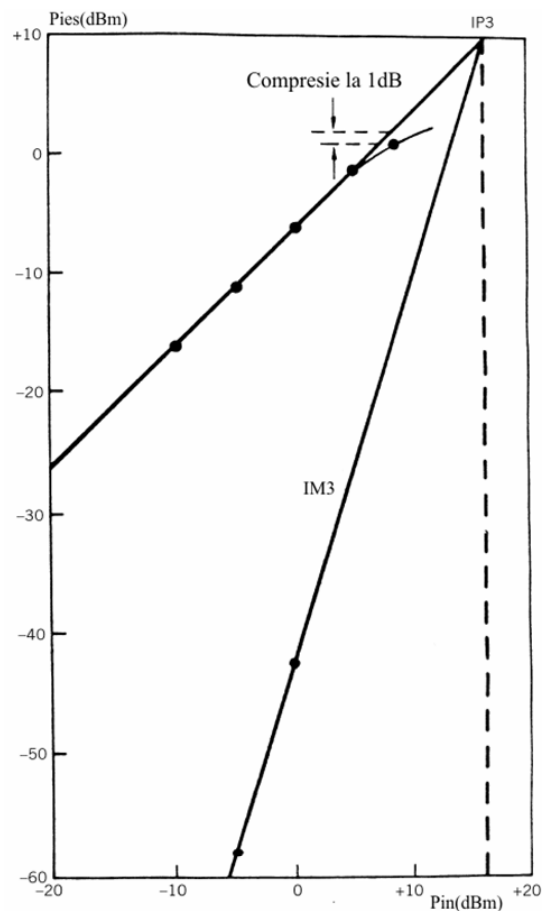


Fig. 2.11. Punctul de interceptie de ordinul 3 si punctul de compresie la 1 dB

În regiunea liniară, puterea de ieșire a semnalelor de FI crește cu 1 dB dacă puterea de intrare a semnalelor de RF crește cu 1 dB. Produsele IM3 cresc cu 3 dB pentru aceeași creștere a semnalelor de RF cu 1 dB. Panta produselor de intermodulație de ordinul 3 este 3:1.

Pentru un circuit cascadat, se poate folosi următoarea procedură pentru a calcula punctul de interceptie global al sistemului :

1. Transferam toate punctele de interceptie la intrarea sistemului, scăzând câștigurile și adunând pierderile decibel cu decibel

2. Convertim punctele de interceptie în puteri (dBm în mW). Avem IP_1 , IP_2 , ... IP_N pentru N elemente.
3. Presupunînd toate punctele de interceptie independente si necorelate, adunam puterile “în paralel”

$$IP3_{in} = \left(\frac{1}{IP_1} + \frac{1}{IP_2} + \dots + \frac{1}{IP_N} \right)^{-1} \quad (\text{mW}) \quad (2.12)$$

4. Convertim $IP3_{in}$ din mW în dBm.

Exemplul 1

Cînd două tonuri cu nivelul de putere de -10 dBm sunt aplicate unui amplificator, nivelul produselor de intermodulație IM3 este -50 dBm. Amplificatorul are un câștig de 10 dB. Calculați puterea de ieșire la IP3 cînd nivelul de putere al celor două tonuri este -20 dBm. În plus, indicați puterea IM3 ca decibeli sub semnalul dorit.

Soluție

$$P_{in} = -20 \text{ dBm}$$

Conform figurii 2.12, avem:

$$\begin{aligned} \text{Puterea IM3} &= (-50 \text{ dBm}) + 3 \times [-20 \text{ dBm} - (-10 \text{ dBm})] = \\ &= -50 \text{ dBm} - 30 \text{ dBm} = -80 \text{ dBm} \end{aligned}$$

Astfel, semnalul dorit la ieșire la $P_{in} = -20$ dBm are un nivel de putere egal cu -20 dBm + câștigul, adică -10 dBm.

Diferența dintre semnalul dorit și IM3 este: -10 dBm - (-80 dBm) = 70 dB mai jos.

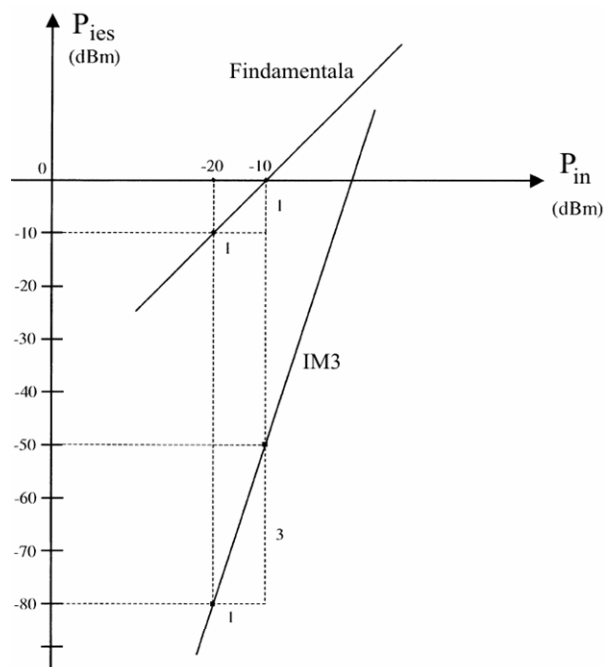


Fig. 2.12. Intermodulații de ordinul trei

Exemplul 2

În figura 2.13 este prezentată o schemă bloc de receptor. Calculați puterea de intrare în dBm, la IP3 global.

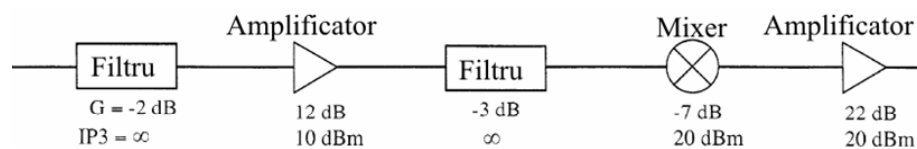


Fig. 2.13. Schema bloc a unui receptor

Soluție

Transferăm toate punctele de interceptie ale sistemului la intrare; rezultatele sunt prezentate in figura 2.14.

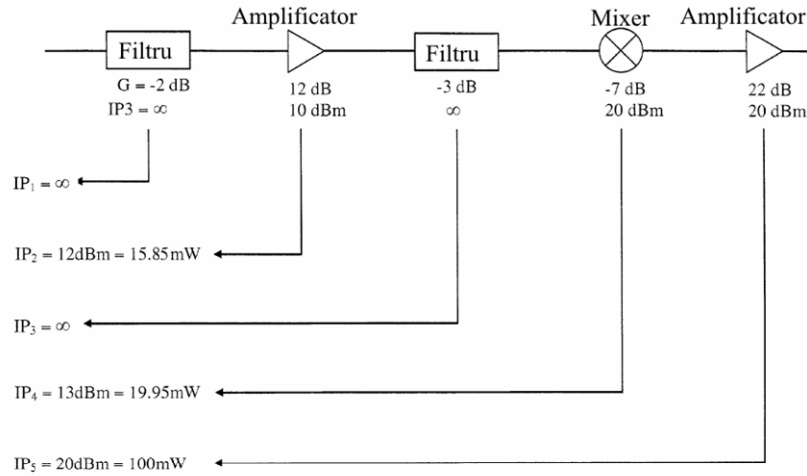


Fig. 2.14. Punctele de interceptie transferate la intrare

IP_3 global la intrare va fi:

$$\begin{aligned}
 IP_3 &= 10 \log \left(\frac{1}{IP_1} + \frac{1}{IP_2} + \frac{1}{IP_3} + \frac{1}{IP_4} + \frac{1}{IP_5} \right)^{-1} = \\
 &= 10 \log \left(\frac{1}{\infty} + \frac{1}{15.85} + \frac{1}{\infty} + \frac{1}{19.95} + \frac{1}{100} \right)^{-1} = 10 \log(8.12) = 9.10 \text{ dBm}
 \end{aligned}$$

2.7. Răspunsuri parazite

Orice semnal nedorit este un semnal parazit. Semnalele parazite pot produce semnale demodulate la ieșirea receptorului dacă au un nivel suficient de ridicat. Acest lucru este extrem de deranjant în special în receptoarele de bandă largă. Semnalele parazite include; armonicile, produsele de intermodulație și interferențele.

Mixerul este un dispozitiv neliniar. El generează multe semnale pe frecvențe date de relația $\pm m f_{RF} \pm n f_{OL}$ unde $m = 0, 1, 2, \dots$ și $n = 0, 1, 2, \dots$. Deși se utilizează un filtru la ieșirea mixerului care să permită trecerea doar a

frecvenței de FI, apar totuși și alte semnale, este adevărat de nivel mai mic. Dacă $m = 0$, întreaga familie de semnale $n f_{OL}$ apare la ieșire. Orice frecvență de RF care satisface următoarea relație:

$$m f_{RF} - n f_{OL} = \pm f_{FI} \quad (2.13)$$

poate genera răspunsuri parazite, f_{FI} fiind frecvența imagine dorită.

Rezolvând ecuația (2.13) în raport cu f_{RF} , fiecare pereche (m,n) va da două frecvențe parazite posibile de RF:

$$f_{RF1} = \frac{n f_{OL} - f_{FI}}{m} \quad (2.15)$$

$$f_{RF2} = \frac{n f_{OL} + f_{FI}}{m} \quad (2.16)$$

Frecvențele f_{RF1} și f_{RF2} vor genera la rândul lor alte frecvențe parazite.

2.8. Gama dinamica liberă de răspunsuri parazite

O altă definiție a gamei dinamice este regiunea liberă de răspunsuri parazite. Ea caracterizează un receptor cu mai mult de un semnal aplicat la intrare. Pentru cazul semnalelor de intrare de nivele egale, gama dinamica liberă de răspunsuri parazite, SFDR, este dată de relația:

$$SFDR = \frac{2}{3}(IP3 - MDS) \quad (2.17)$$

unde $IP3$ este puterea de intrare a două tonuri, corespunzătoare punctului de intercepție de ordinul 3, exprimată în dBm, iar MDS este semnalul de intrare minim detectabil.

Relația (2.17) poate fi demonstrată folosindu-ne de figura 2.15.

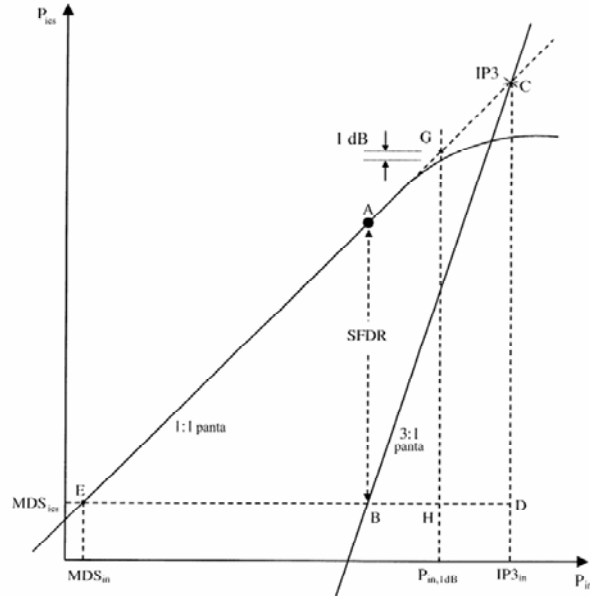


Fig. 2.15. Gama dinamică liberă de semnale parazite

$$BD = \frac{1}{3} CD, \quad EB = AB$$

Din triunghiul CED, avem:

$$CD = ED = EB + BD = AB + \frac{1}{3} CD$$

Prin urmare,

$$AB = \frac{2}{3} CD = \frac{2}{3} ED = \frac{2}{3} (IP3_{ies} - MDS_{ies})$$

sau, deoarece $CD = ED$,

$$SFDR = AB = \frac{2}{3} ED = \frac{2}{3} (IP3_{in} - MDS_{iin})$$

De notat că GH este gama dinamică, definită prin:

$$DR = GH = EH = P_{in,ldB} - MDS_{in}$$

$IP3_{in}$ și $IP3_{ies}$ diferă prin câștigul (sau pierderile) sistemului. Similar, MDS_{in} diferă de MDS_{ies} prin câștigul (sau pierderile) sistemului.

3. Parametrii de sistem ai unui emițător

3.1. Parametrii emițătorului

Un emițător este un sub-sistem important într-un sistem wireless. În orice sistem wireless activ, un semnal va fi generat și emis printr-o antenă. Sistemul generator de semnal se numește emițător. Specificațiile unui emițător de pînd de aplicație. Pentru un emițător la mare distanță sunt importante zgomotul mic și puterea emisă mare. Pentru un emițător de pe satelit sau de pe un sistem portabil este important o eficiență mare. Pentru un sistem de comunicații este important zgomotul mic și stabilitate bună. Un emițător poate fi combinat cu un receptor formînd un transceiver. În acest caz, se folosește un diplexor pentru a separa semnalul de emisie de cel de recepție. Diplexorul poate fi un comutator, un circulator sau un filtru diplexor, așa cum s-a discutat în capitolul 1.

Un emițător este format, în general, dintr-un oscilator, un modulator, un mixer ridicător, un filtru și un amplificator de putere, ca în figura 3.1.

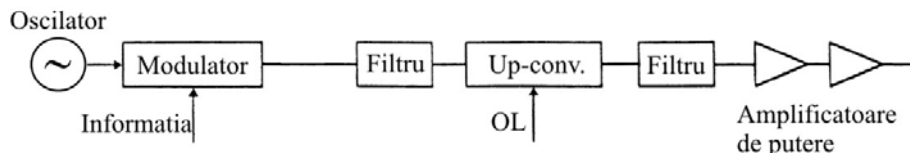


Fig. 3.1. Sistemul emițător

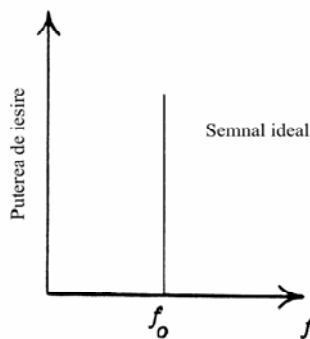
Informația va modula oscilatorul în amplitudine (MA), frecvență (MF) sau fază (MP). Semnalul de ieșire poate fi urcat în frecvență și apoi aplicat amplificatorului de putere care mărește puterea semnalului înainte de a fi emis printr-o antenă. Caracteristicile importante ale unui emițător sunt:

1. *Puterea de ieșire și frecvența de funcționare*: puterea de RF generată de emițător pe o frecvență sau într-o bandă de frecvențe.
2. *Eficiența*: eficiența de conversie CC-RF.
3. *Variația puterii de ieșire*: variația nivelului puterii de ieșire în banda de funcționare a emițătorului.

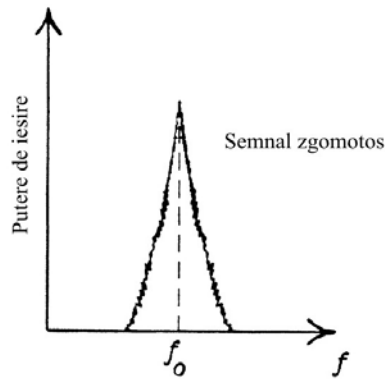
4. *Intervalul de acord al frecvenței*: intervalul de variație al frecvenței datorită acordului mecanic sau electronic.
5. *Stabilitatea*: capacitatea emițătorului de a reveni la punctul original de funcționare după ce a suferit o perturbare termică, electrică sau mecanică.
6. *Factorul de calitate*: factorul de calitate încărcat sau neîncărcat al circuitului rezonant al oscilatorului.
7. *Zgomotul*: zgomotul MA, MF și MP. Zgomotul modulației de amplitudine (AM) este variația nedorită a amplitudinii semnalului de ieșire, zgomotul modulației de frecvență (MF) este variația nedorită a frecvenței și zgomotul de fază (MP) este variația nedorită a fazei.
8. *Semnale parazite*: semnale de ieșire la frecvențe diferite de purtătoarea dorită.
9. *Variații de frecvență*: saltul de frecvență, " frequency pulling " și "frequency pushing". Saltul de frecvență este o modificare prin salt a frecvenței oscilatorului datorată neliniarităților din impedența dispozitivului active. "Frequency pulling" este modificarea frecvenței oscilatorului local la modificarea într-un interval de 360° a fazei unei sarcini de modul constant. "Frequency pushing" este modificarea frecvenței oscilatorului local datorită variației punctului static de funcționare.

3.2. Zgomotul emițătorului

Deoarece oscilatorul este un circuit neliniar, tensiunile și curenții de zgomot generați în el modulează semnalul produs de oscilator. În figura 3.2 este prezentat semnalul ideal și semnalul modulat de zgomot. Zgomotul poate fi clasificat ca: zgomot MA, zgomot MF și zgomot MP.



(a)



(b)

Fig. 3.2. (a) Semnalul ideal și (b) semnalul cu zgomot.

Zgomotul MA reprezintă variații nedorite ale amplitudinii semnalului de ieșire. Zgomotul MF sau zgomotul MP este indicat în figura 3.2b prin împrăștierea spectrului. Se definește un raport dintre puterea de zgomot într-o bandă laterală de 1 Hz și puterea purtătoarei:

$$\frac{N}{C} = \frac{\text{puterea de zgomot într-o bandă de 1Hz aflată la } f_m \text{ de purtătoare}}{\text{puterea purtătoarei}} \quad (3.1)$$

Așa cum se arată în figura 3.3, $\mathcal{L}(f_m)$ este diferența dintre puterea purtătoarei la frecvența f_0 , C(dBm), și puterea de zgomot la $f_0 + f_m$, N(dBm). Unitatea de măsură pentru $\mathcal{L}(f_m)$ este *decibeli sub purtătoare per hertz* (dBc/Hz).

În figura 3.4 se prezintă variația tipică a zgomotului MP a unui oscilator cu rezonator dielectric, [6]. Zgomotul de fază este 70 dBc/Hz la 1 kHz offset față de frecvența purtătoarei, și de 120 dBc/Hz la un offset de 100 kHz.

Este de subliniat că grosul zgomotului oscilatorului, în apropierea frecvenței purtătoare, este zgomot MF sau MP. Pentru a minimiza zgomotul MF se poate utiliza un circuit rezonant cu un factor de calitate mare, un dispozitiv activ cu zgomot mic, o buclă de calare a fazei sau evitarea funcționării în regiunea de saturație.

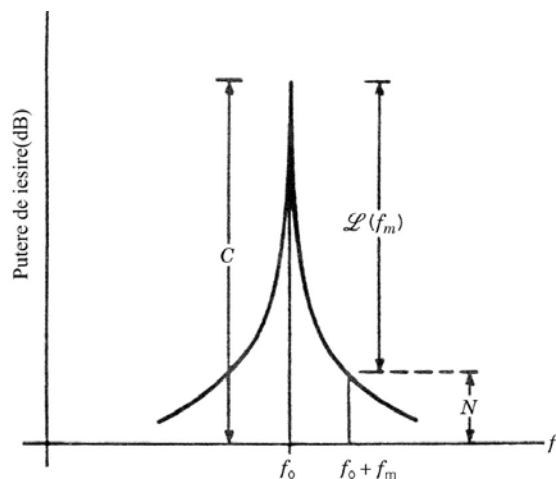


Fig. 3.3. Spectrul de putere al iesirii oscilatorului. Acest spectru poate fi vizualizat pe analizorul de spectru.

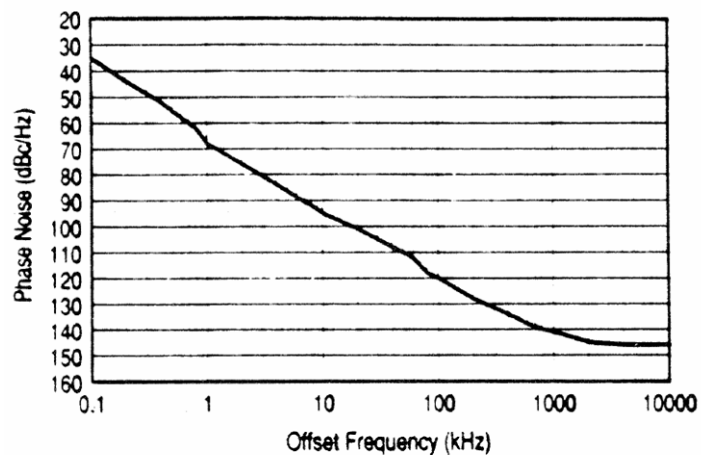


Fig. 3.4. Zgomotul de fază al unui oscilator cu rezonator dielectric, [6]

3.3. Stabilitatea de frecvență și semnale parazite.

Ușoare perturbații mecanice, termice sau electrice pot cauza modificarea frecvenței oscilatorului local. Aceste perturbații pot determina dispariția oscilațiilor deoarece ele pot modifica impedanța dispozitivului activ astfel încât condițiile de oscilație descrise în capitolul 1 să nu mai fie valabile.

Stabilitatea este o măsură a abilității oscilatorului de a reveni la punctul de funcționare staționar. Stabilitatea cu temperatura poate fi specificată în trei moduri diferite. De exemplu, la 10 GHz, un oscilator are următoarele specificații ale stabilității cu temperatura: $\pm 10 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$, sau $\pm 800 \text{ kHz}$ între -30°C și $+50^\circ\text{C}$, sau $\pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$, unde ppm înseamnă părți per milion. La 10 GHz, $\pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ este echivalent cu $\pm 10 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$:

$$\pm 1 \text{ ppm}/^\circ\text{C} \times 10 \text{ GHz} = \pm 1 \times 10^{-6} \times 10 \times 10^9 \text{ Hz}/^\circ\text{C} = \pm 10 \text{ kHz}/^\circ\text{C}$$

Un sistem de comunicații fără fir tipic necesită ca stabilitatea să se afle în intervalul $0.5 \dots 5 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ și un zgomot de fază de la $-80 \dots -120 \text{ dBc/Hz}$.

Variațiile frecvenței se pot datora și altor probleme cum ar fi salturile de frecvență, "frequency pulling" și "frequency pulling", descrise în paragraful anterior. Un emițător cu zgomot mic și o bună stabilitate este important pentru un sistem wireless. Pentru a îmbunătăți stabilitatea putem folosi (1) circuite rezonante cu Q mare; (2) oscilatoare cu calare de fază sau sintetizatoare de frecvență.

Pentru un oscilator, semnalele parazite sunt semnalele nedorite la frecvențe diferite de cele ale semnalului dorit de oscilator local. Dacă frecvența semnalului dorit este f_0 , armonica a doua este $2f_0$, armonica a treia este $3f_0$ și așa mai departe. În figura 3.5, nivelele de putere ale armonicilor sunt cu mult mai mici decât nivelul frecvenței fundamentale. Specificarea puterii armonicilor este dată de numărul de decibeli sub purtătoare. De exemplu, puterea armonicii a doua este -30 dBc , iar puterea armonicii a treia este -60 dBc . Într-un emițător cu mixere ridicătoare și amplificatoare de putere pot exista și alte semnale parazite la ieșire datorită neliniarității acestor componente. Neliniaritatea poate determina ca două semnale să genereze produse de mixaj și de intermodulație.

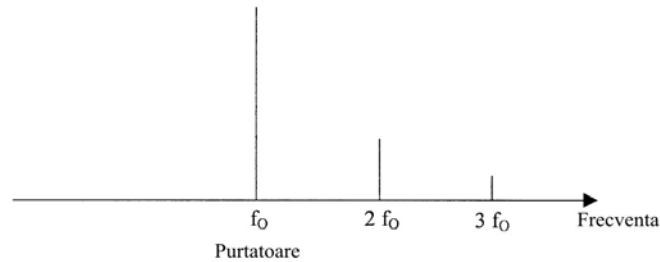


Fig. 3.5. Frecvența de oscilație și armonicile sale

3.4. Acordul în frecvență, puterea de ieșire și eficiența.

Frecvența de oscilație este determinată de frecvența de rezonanță a întregului circuit oscilator. La rezonanță, reactanța totală (sau susceptanța) este zero. Considerînd un circuit simplificat ca în figura 3.6, unde Z_D este impedanța dispozitivului activ și Z_C este impedanța circuitului extern.

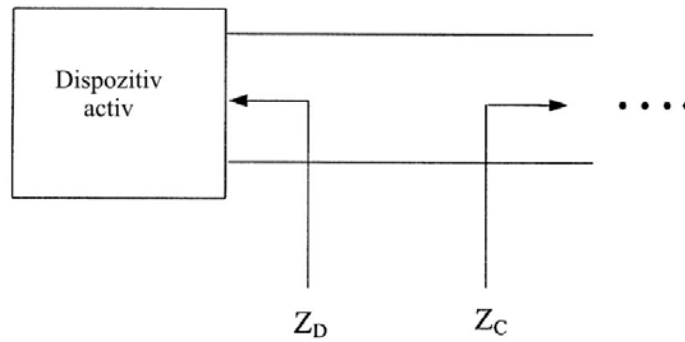


Fig. 3.6. Circuitul simplificat al oscilatorului local

Frecvența de oscilație este frecvența care:

$$\text{Im}(Z_C) + \text{Im}(Z_C) = 0 \quad (3.2)$$

Impedanța circuitului este o funcție doar de frecvență, iar impedanța dispozitivului este o funcție de frecvență (f), curentul de polarizare (I_0), curentul de RF (I_{RF}) și temperatură (T). Prin urmare, la frecvența de rezonanță, avem:

$$\text{Im}[Z_D(f, I_0, I_{RF}, T)] + \text{Im}[Z_C(f)] = 0 \quad (3.7)$$

Acordul de frecvență electronic poate fi realizat prin reglajul polarizării sau tensiunii de acord. Acordul polarizării va modifica I_0 și prin urmare pe Z_D , rezultând o nouă frecvență de oscilație. Acordul varactorului (vezi exemplul din figura 3.7) va modifica $C(V)$ și prin urmare pe Z_C , rezultând o nouă frecvență de oscilație. De exemplu, un oscilator pe 10 GHz, controlat în tensiune, poate avea o sensibilitate a modulației de frecvență de 25 MHz/V și un interval de acord de ± 100 MHz în urma modificării tensiunii pe varactor.

Pentru cele mai multe sisteme este de dorit o ieșire cu putere constantă. Puterea de ieșire poate fi modificată datorită temperaturii, polarizării, acordului frecvenței și mediului înconjurător. O specificație pentru variațiile de putere să formulează, de exemplu, $30 \text{ dBm} \pm 0.5 \text{ dB}$.

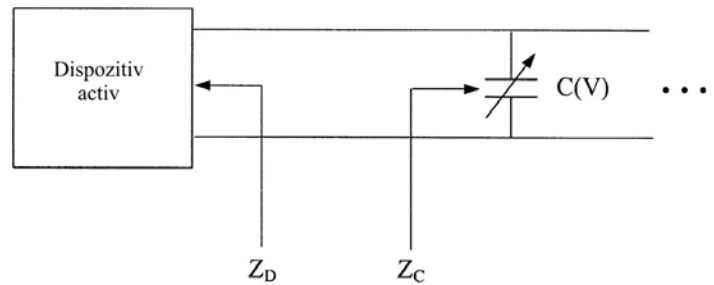


Fig. 3.7. Oscilator comandat prin varactor.

Un emițător de microunde este folosit și în sistemele portabile sau spațiale. Eficiența conversiei CC-RF este definită ca:

$$\eta = \frac{P_{RF}}{P_{CC}} \times 100\% \quad (3.8)$$

unde P_{RF} este puterea de RF generată și P_{CC} este puterea consumată de la sursa de alimentare. În general, tranzistoarele pot genera puteri între câțiva mW până la câțiva W, cu o eficiență între 10 și 50%. Diodele Gunn pot produce puteri similare la o eficiență mult mai mică de 1 - 3%, iar diodele IMPATT pot genera câțiva W la eficiență de 5 - 20% și frecvențe până în domeniul undelor milimetrice. În multe cazuri, emițătorul este compus dintr-un oscilator urmat de mai multe amplificatoare de putere. Amplificatorul de putere este, de regulă, cea mai scumpă componentă a sistemului.

Exemplu

Un oscilator Gunn pe 35 GHz are o variație de frecvență de ± 160 MHz în intervalul de temperaturi $-40^{\circ}\text{C} \dots +40^{\circ}\text{C}$. Oscilatorul poate fi acordat de la 34.5 la 35.5 GHz variind tensiunea de polarizare a unui varactor între 0.5 și 4.5 V. Să se calculeze stabilitatea în frecvență în ppm/ $^{\circ}\text{C}$ și sensibilitatea modulației în MHz/V.

Soluție

$$\text{Stabilitatea frecvenței} = \pm 160 \text{ MHz} / 80^{\circ}\text{C} = \pm 2 \text{ MHz}/^{\circ}\text{C}.$$

$$= A(\text{in ppm}/^{\circ}\text{C}) \times 10^{-6} \times 35 \times 10^9 \text{ Hz}$$

$$A = \pm 57 \text{ ppm}/^{\circ}\text{C}$$

$$\begin{aligned} \text{Sensibilitatea de modulație} &= \frac{f_2 - f_1}{V_2 - V_1} = \frac{35.5 - 34.5 \text{ GHz}}{4.5 - 0.5 \text{ V}} \\ &= 0.25 \text{ GHz/V} = 250 \text{ MHz/V} \end{aligned}$$

4. Sisteme de comunicații “wireless”

4.1. Introducere

Sistemele de comunicații fără fir (wireless) includ radioreleele, sistemele bazate pe difracția troposferică, sistemele prin satelit, sistemele de comunicații personale (celulare, "cordless"), rețelele de comunicații personale și rețelele de calculatoare fără fir (WLAN). Releele de microunde punct-la-punct, în vizibilitate directă au fost pe larg folosite pînă la cel de al doilea război mondial. Aceste relee acoperă de regula o distanță de cca. 60 km. În jur de 100 de asemenea radiorelee pot acoperi intraga suprafață a SUA și oferă servicii de comunicații de bandă largă. Difracția pe troposferă poate mări lungimea legăturii pînă la cîteva sute de km. După 1960, sateliții geostaționari au început să joace un rol important în telecomunicații, extinzînd în mod dramatic lungimea legăturii la cca 12000 km. Trei sateliți pot oferi servicii care să acopere toate concentrațiile importante de populație de pe glob. După 1980, devin populare telefoanele celulare și cele fără fir. Comunicațiile personale și comunicațiile celulare devin motorul dezvoltării industriei telecomunicațiilor. Mai multe sisteme de sateliți au fost desfășurate pentru a susține comunicațiile personale telefonice și de date între oricare două puncte de pe pămînt.

4.2. Ecuația emisiei a lui Friis

Să considerăm sistemul de comunicații fără fir din figura 4.1.

Un emițător cu o putere de ieșire P_t este aplicat unei antene cu un câștig G_t . Semnalul este captat de antena de recepție cu un câștig G_r . Puterea recepționată este P_r și distanța este R . Puterea de recepție o putem calcula dacă presupunem că nu avem pierderi atmosferice, neadaptări de polarizare, neadaptări de impedanță la nivelul feederului antenei, nealinieră și obstrucția. Antenele funcționează în regiunea de câmp îndepărtat.

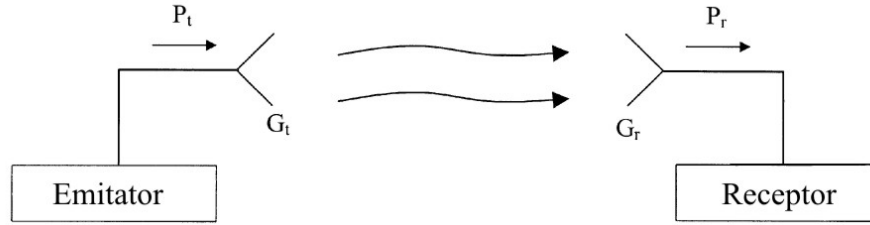


Fig.4.1 Sistem simplificat de comunicații fără fir

Densitatea de putere la nivelul antenei de recepție pentru o antena de emisie izotropică este dată de:

$$S_I = \frac{P_t}{4\pi R^2} \left(\text{W/m}^2 \right) \quad (4.1)$$

Dacă se folosește o antenă directivă, densitatea de putere este modificată și dată de:

$$S_D = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t \left(\text{W/m}^2 \right) \quad (4.2)$$

Puterea recepționată este egală cu densitatea de putere multiplicată cu aria efectivă a antenei de recepție

$$P_r = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} A_{er} \left(\text{W} \right) \quad (4.3)$$

Aria efectivă este legată de câștigul antenei prin relația:

$$G_r = \frac{4\pi}{\lambda_0^2} A_{er} \text{ sau } A_{er} = \frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi} \quad (4.4)$$

Înlocuind (4.4) în (4.3) obținem:

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi R)^2} \quad (4.5)$$

Relația de mai sus este cunoscută ca ecuația emisiei de putere a lui Friis. Puterea recepționată este proporțională cu câștigul ambelor antene și invers proporțională cu R^2 .

Dacă $P_r = S_{i,\min}$, semnalul minim necesar pentru sistem, intervalul maxim de acoperire va fi dat de:

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^2 S_{i,\min}} \right]^{1/2} \quad (4.6)$$

Pentru a include efectele diverselor pierderi datorate nealinierii, dezadaptării de polarizare, dezadaptării de impedanță și atmosferei, putem adăuga un factor L_{sis} care combină toate pierderile. Ecuația (4.6) devine:

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^2 S_{i,\min} L_{\text{sis}}} \right]^{1/2} \quad (4.7)$$

unde $S_{i,\min}$ poate fi legat de parametrii receptorului. Din figura 4.2 se poate vedea că factorul de zgomot este definit ca:

$$F = \frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \quad (4.8)$$

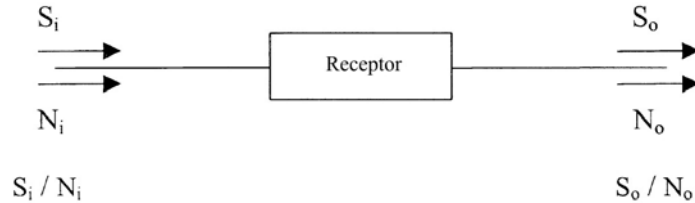


Fig. 4.2. Raportele semnal-zgomot la intrarea și ieșirea unui receptor

Prin urmare

$$S_i = S_{i,\min} = N_i F \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} = k T B F \left(\frac{S_o}{N_o} \right)_{\min} \quad (4.9)$$

unde k este constanta lui Boltzmann, T este temperatura absolută și B este banda receptorului. Substituind (4.9) în (4.7) obținem:

$$R_{\max} = \left[\frac{P_t G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi)^2 k T B F (S_o/N_o)_{\min} L_{\text{sis}}} \right]^{1/2} \quad (4.10)$$

unde:

- P_t = puterea emițătorului (W)
- G_t = câștigul antenei de emisie, ca raport
- G_r = câștigul antenei de recepție, ca raport
- λ_0 = lungimea de undă în spațiul liber (m)
- $k = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K (constantă lui Boltzmann)
- T = temperatura (K)
- B = banda (Hz)
- F = factor de zgomot
- $(S_o/N_o)_{\min}$ = raportul semnal-zgomot minim al receptorului
- L_{sis} = pierderile sistemului, ca raport
- $R_{\max}$ = acoperirea maximă (m)

Raportul semnal-zgomot la ieșire, pentru o distanță R , este dat de:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{P_t G_t G_r}{k T B F L_{\text{sis}}} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \quad (4.11)$$

Din ecuația (4.10) se poate vedea că acoperirea se dublează dacă puterea de ieșire este crescută de patru ori. În sistemele radar, trebuie ca puterea de ieșire să fie mărită de 16 ori pentru a dubla acoperirea.

Din ecuația (4.11) se poate vedea că raportul semnal-zgomot de la ieșirea receptorului poate fi crescut dacă distanța de transmisie este redusă. Creșterea puterii de emisie sau a câștigului antenei vor contribui și ele la creșterea raportului semnal-zgomot la ieșire.

Exemplu

Într-o legătură de comunicații duplex, emițătorul emite o putere de 100 W la 10 GHz. Antena de emisie are un câștig de 36 dB, iar antena de recepție un câștig de 30 dB. Care va fi nivelul puterii recepționate la o distanță de 40 km (a) dacă nu există pierderi în sistem și (b) pierderile sistemului sunt de 10 dB ?

Soluție

$$f = 10 \text{ GHz} \quad \lambda_0 = \frac{c}{f} = 3 \text{ cm} = 0.03 \text{ m}$$

$$P_t = 100 \text{ W} \quad G_t = 36 \text{ dB} = 4000 \quad G_r = 30 \text{ dB} = 1000$$

(a) Din ecuația (4.5),

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi R)^2} = 100 \times \frac{4000 \times 1000 \times (0.03)^2}{(4\pi \times 40 \times 10^3)^2} = 1.425 \times 10^{-6} \text{ W} = 1.425 \mu\text{W}$$

(b) $L_{\text{sis}} = 10 \text{ dB}$:

$$P_r = P_t \frac{G_t G_r \lambda_0^2}{(4\pi R)^2} \frac{1}{L_{\text{sis}}} = \frac{1.425}{10} = 0.1425 \mu\text{W}$$

4.3. Pierderile în spațiu

Pierderile în spațiu iau în considerare împrăștierea energiei de RF pe măsură ce ea se propagă. Așa cum se poate vedea, densitatea de putere ($P_t/4\pi R^2$) de la o antenă izotropică se reduce cu $1/R^2$ pe măsură ce crește distanța. Să considerăm o antenă de emisie izotropică și o antenă de recepție izotropică, ca în figura 4.3.

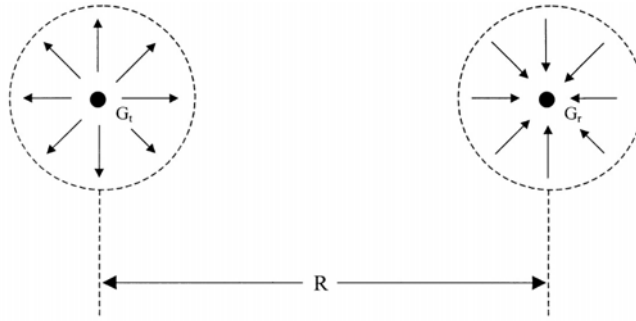


Fig. 4.3. Antene izotropice separate printr-o distanță R

Ecuția (4.5) devine:

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \quad (4.12)$$

deoarece $G_r = G_t = 1$ pentru o antena izotropica. Pierderile spațiale (SL) sunt definite prin:

$$SL = \frac{P_t}{P_r} = \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2, \text{ ca raport} \quad (4.13)$$

$$SL = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right), \text{ în dB} \quad (4.14)$$

Exemplu

Calculați pierderile spațiale la 4 GHz pentru o distanță de 35860 km.

Soluție

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{4 \times 10^9} = 0.075 \text{ m}$$

$$SL = \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2 = \left(\frac{4\pi \times 3.586 \times 10^7}{0.075} \right)^2 = 3.61 \times 10^{19} = 196 \text{ dB}$$

4.4. Ecuația legăturii și bugetul legăturii

Pentru o rețea de comunicații, ecuația emisiei a lui Friis poate fi utilizată pentru a calcula puterea recepționată. Ecuația (4.5) poate fi rescrisă sub forma:

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_{sis}} \quad (4.15)$$

Această relație mai este cunoscută și sub numele de ecuația legăturii. Pierderile sistemului L_{sis} includ diferite pierderi datorate, de exemplu, dezadaptării între antenă și cablu, erorii de orientare, atmosferei și dezadaptării de polarizare.

Convertind ecuația (4.15) în decibeli, avem:

$$10 \log P_r = 10 \log P_t + 10 \log G_t + 10 \log G_r - 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) - 10 \log L_{sis} \quad (4.16a)$$

sau

$$P_r = P_t + G_t + G_r - SL - L_{sis} \quad (\text{în dB}) \quad (4.16b)$$

Din ecuația (4.16) putem dezvolta un tabel, numit bugetul legăturii, pentru a calcula puterea recepționată plecând de la puterea emisă, adăugând câștigul antenei de recepție și de emisie și scăzând pierderile spațiale și alte pierderi diverse.

Să considerăm, de exemplu, o legătura pământ – satelit care funcționează pe 14.2 GHz, ca în figura 4.4.

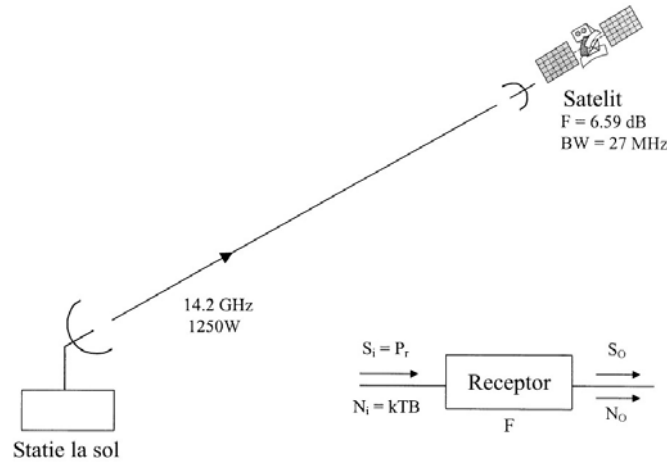


Fig. 4.4. Legătură pământ – satelit

Stația de sol emite o putere de 1250 W. Distanța de transmisie este 37137 km. Receptorul de pe satelit are o cifră de zgomot de 6.59 dB și o bandă ocupată per canal de 27 MHz. La frecvența de funcționare de 14.2 GHz, lungimea de undă în spațiul liber este de 0.0211 m. Pierderile spațiale pot fi calculate cu relația (4.14):

$$SL(dB) = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) = 207.22 \text{ dB}$$

Putem dezvolta următorul buget al legăturii:

Puterea emițătorului de la sol (P_t)	+30.97 dBW (1250 W)
Pierderile pe cablul antenei de la sol	-2 dB
Cîstigul antenei de la sol (G_t)	+54.53 dB
Eroarea de orientare a antenei de la sol	-0.26 dB
Margine	-3 dB
Pierderile spațiale	-207.22 dB
Pierderile atmosferice	-2.23 dB
Pierderile de polarizare	-0.25 dB
Pierderile în cablul antenei de la satelit	0 dB
Cîstigul antenei de la satelit	+37.68 dB
Eroarea de orientare a antenei de la satelit	-0.31 dB
Puterea recepționată de satelit (P_r)	-92.08 dBW sau -62.09 dBm

Aceeași putere P_r poate fi obținută utilizînd ecuația (4.15) utilizînd L_{sis} , care include pierderile datorate pe cablu, eroarea de orientare a antenei, pierderile atmosferice, pierderile de polarizare și marginea. Din tabelul de mai sus, L_{sis} este dat de:

$$L_{sis} = -2dB - 0.26dB - 3dB - 2.23dB - 0.25dB - 0.31dB = -8.05dB$$

Cu puterea P_r la intrarea receptorului de la satelit putem calcula raportul semnal-zgomot la ieșirea acestui receptor. Din definiția factorului de zgomot rezultă că raportul semnal-zgomot la ieșire este:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{S_i}{N_i} \frac{1}{F} = \frac{S_i}{kTBF} = \frac{P_r}{kTBF} \quad (4.17)$$

Pentru un receptor de pe satelit cu o cifră de zgomot de 6.59 dB și o bandă per canal de 27 MHz, raportul semnal-zgomot la ieșire, la temperatura camerei (290 K) utilizată în mod standard pentru a calcula puterea de zgomot, este:

$$\begin{aligned} \frac{S_o}{N_o} (dB) &= 10 \log \left(\frac{S_o}{N_o} \right) = 10 \log \left(\frac{P_r}{kTBF} \right) = 10 \log P_r - 10 \log(kTBF) = \\ &= -92.09 \text{ dBW} - (-123.10 \text{ dBW}) = 31.01 \text{ dB} = 1262 \end{aligned} \quad (4.18)$$

Acesta este un factor zgomot-zece la ieșire bun. O valoare mai mare va asigura o funcționare a sistemului în condiții de vreme rea și la variații largi de temperatură. Pierderile atmosferice cresc drastic în timpul furtunilor. Receptorul de pe satelit va fi solicitat, în spațiu, la variații foarte mari de temperatură.

Exemplu

La 10 GHz, o stație de sol emite o putere de 128 W spre un satelit aflat la o distanță de 2000 km. Câștigul antenei de sol este 36 dB cu o eroare de orientare de 0.5 dB. Câștigul antenei de pe satelit este de 38 dB cu o eroare de orientare de 0.5 dB. Pierderile atmosferice presupunem că sunt de 2 dB, iar pierderile de polarizare de 1 dB. Calculați puterea la intrarea receptorului și raportul semnal-zgomot de la ieșirea acestuia. Receptorul de pe satelit are o cifră de zgomot de 6 dB la temperatura camerei. O bandă de 5 MHz este necesară per canal, iar pentru calcule se va folosi o margine de 5 dB.

Soluție

Mai întâi calculăm pierderile spațiale:

$$\lambda_0 = c/f = 0.03 \text{ m}, R = 2000 \text{ km}$$

$$SL(dB) = 20 \log \frac{4\pi R}{\lambda_0} = 178.5 \text{ dB}$$

Bugetul legăturii este următorul:

Puterea de emisie la sol	+21.1 dBW (sau 128 W)
Câștigul antenei de la sol	+36 dB
Eroarea de orientare a antenei	-0.5 dB
Pierderile spațiale	-178.5 dB
Pierderile atmosferice	-2 dB

Pierderile de polarizare	-1 dB
Cîștigul antenei de pe satelit	+38 dB
Eroarea de orientare a antenei de pe satelit	-0.5 dB
Margine	-5 dB
Puterea semnalului recepționat	-92.4 dBW sau -62.4 dBm

Raportul zgomot-zgomot la ieșirea receptorului de pe satelit se calculează cu relația (4.18):

$$\begin{aligned}\frac{S_o}{N_o} (dB) &= 10 \log \frac{P_r}{kTBF} = 10 \log P_r - 10 \log(kTBF) \\ &= -92.4 \text{ dBW} - (-130.99 \text{ dBW}) = 38.59 \text{ dB}\end{aligned}$$

Același rezultat poate fi obținut utilizînd ecuațiile (4.15) și (4.11), rescrise ca mai jos:

$$\begin{aligned}P_r &= P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{L_{sis}} \\ \frac{S_o}{N_o} &= \frac{P_t G_t G_r}{kTBF L_{sis}} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2\end{aligned}$$

Acum:

$$\begin{aligned}P_t &= 128 \text{ W} & G_t &= 36 \text{ dB} = 3981 \\ G_r &= 38 \text{ dB} = 6310 & \lambda_0 &= 0.03 \text{ m} \\ k &= 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K} & T &= 290 \text{ K} \\ B &= 5 \text{ MHz} = 5 \times 10^6 \text{ Hz} & F &= 6 \text{ dB} = 3.98\end{aligned}$$

$$L_{sis} = 0.5 \text{ dB} + 2 \text{ dB} + 1 \text{ dB} + 0.5 \text{ dB} + 5 \text{ dB} = 9 \text{ dB} = 7.94$$

$$R = 2000 \text{ km} = 2 \times 10^6 \text{ m}$$

$$P_r = 128 \text{ W} \times 3981 \times 6310 \times \left(\frac{0.03 \text{ m}}{4\pi \times 2 \times 10^6 \text{ m}} \right)^2 \frac{1}{7.94} = 5.77 \times 10^{-10} \text{ W} = -92.39 \text{ dBW}$$

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{128 \text{ W} \times 3981 \times 6310}{1.38 \times 10^{-23} \text{ W/sec/K} \times 290 \text{ K} \times 5 \times 10^6 / \text{sec} \times 3.98 \times 7.94 \times} \times \left(\frac{0.03 \text{ m}}{4\pi \times 2 \times 10^6 \text{ m}} \right)^2 = 7245 \text{ sau } 38.60 \text{ dB}$$

4.5. Puterea efectiv radiată izotrop și parametrii G/T

Puterea efectiv radiată izotrop (EIRP) este puterea emisă care ar fi necesară dacă semnalul ar fi radiat egal în toate direcțiile în loc să fie focalizat. Să considerăm o antenă izotropă care emite o putere P_t' și o antenă direcțională care emite o putere P_t ca în figura 4.5, și un receptor amplasat la o distanță R de antene.

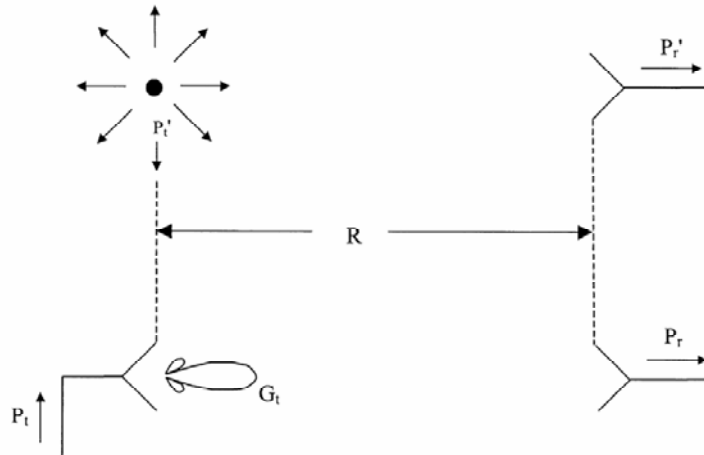


Fig. 4.5. Definiția EIRP

Puterea recepționată de la antena izotropă este:

$$P'_r = \frac{P'_t}{4\pi R^2} A_{er} = \frac{P'_t}{4\pi R^2} \frac{G_r \lambda_0^2}{4\pi} = P'_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \quad (4.19)$$

Puterea recepționată de la antena directivă este, conform ecuației (4.5):

$$P'_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \quad (4.20)$$

unde

$$P'_r = P_r, \quad P'_t = P_t G_t = EIRP \quad (4.21)$$

Astfel EIRP este cantitatea de putere care ar trebui emisă de un radiator izotrop pentru a se obține o putere măsurată la receptor. Într-un sistem de comunicații, cu cât este mai mare EIRP, cu atât sistemul este mai bun. Prin urmare, avem:

$$EIRP = P_t G_t = \frac{P_r}{G_r} \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)^2 \quad (4.22)$$

Exemplu

O antenă de transmisie are un câștig de 40 dB și emite o putere de 100 W. Care este EIRP ?

Soluție

$$P_t = 100 \text{ W} = 20 \text{ dBW}$$

$$G_t = 40 \text{ dB} = 10000$$

$$EIRP = P_t G_t = 1 \times 10^6 \text{ W} \text{ sau } 60 \text{ dBW}$$

Parametrul G/T este un factor de merit utilizat de obicei pentru stațiile de sol pentru a indica abilitatea acestora de a recepționa semnale slabe înecate

în zgomot. G este câștigul antenei de recepție (G_r) și T este temperatura de zgomot a sistemului (T_S).

Raportul semnal-zgomot la ieșire pentru o legătură este dat de ecuația (4.11), rescrisă mai jos:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{P_t G_t G_r}{kTBFL_{sis}} \left(\frac{\lambda_0}{4\pi R} \right)^2 \quad (4.23)$$

Substituind EIRP, pierderile în spațiu și parametrul G/T în relația de mai sus, obținem:

$$\frac{S_o}{N_o} = \frac{(EIRP)(G_r/T_S)T_S}{(pierderi spatiale)kTBFL_{sis}} \quad (4.24)$$

Se poate observa din relația de mai sus că raportul semnal-zgomot la ieșire este proportional cu EIRP și G_r/T_S și invers proportional cu pierderile spațiale, banda, factorul de zgomot al receptorului și pierderile sistemului.

5. Proiectarea predictivă

Scopul acestui capitol este să prezinte procesul de proiectare RF predictiv modern. Sperăm că acest lucru le va oferi inginerilor proiectanți în domeniul RF o bună pregătire pentru primele lor proiecte. Ne vom focaliza pe metodologia de proiectare, nu pe comenzi specifice din butoane sau mouse pentru a opera anumite unelte de proiectare. Cu alte cuvinte, vom face o descriere pas cu pas a utilizării unui software automatizat de proiectare în electronică (cum ar fi simulatoarele de circuit și de sistem) sau cum să lucrezi cu un analizor de rețea. Vom vorbi în termeni generali despre ce unelte de proiectare se folosesc și când și cum să le folosim. Vom furniza de asemenea sfaturi practice bazate pe un studiu de caz cu un transceiver de banda PCA.

5.1. Procesul tradițional de proiectare

Abordarea tradițională a proiectării în domeniul RF începe cu o coală de hârtie, un creion și un calculator de buzunar. Majoritatea aspectelor critice ale proiectării RF sunt rezolvate cu ajutorul prototipurilor. Acestea sunt simple la început, dar devin mai complicate pe măsură ce sunt adăugate alte circuite. La un anumit moment, tot sistemul este testat prin conectarea împreună a diverselor circuite. Acest proces non-predictiv duce la numeroase reevaluări, care înseamnă consum de timp și costuri ridicate.

5.2. Procesul de proiectare RF modern

Procesul de proiectare RF modern combină software-ul pentru proiectarea circuitelor electronice cu echipamentele de măsură (cum ar fi analizoare de rețea sau de spectru) pentru a obține un proces eficient și predictiv.

Deși sunt multe iterații de proiectare, majoritatea vor fi făcute pe calculator, și nu cu prototipuri. Acest proces de proiectare mai rapid micșorează timpul de apariție pe piață, permițând lansarea produsului înaintea competitorilor.

În fine, manufacturabilitatea circuitului este mult mărită de utilizarea optimizării și analizei rezultatelor.

5.2.1. Considerații critice asupra procesului de proiectare

Necesitatea continuă de introducere a produselor noi, îmbunătățite, sunt baza creșterii și succesului de viitor al oricărei companii. În general, cele 3 aspecte critice de luat în calcul în proiectare sunt : performanța, costul și timpul de apariție pe piață. Aceste noi produse trebuie să satisfacă nevoile consumatorilor mai bine decât concurența, să aibă acoperire în buget și să fie disponibile atunci când clientul are nevoie de ele. În general, nu este posibil să maximizați toate trei criteriile. În crearea unui echilibru acceptabil, proiectanții vor alege să optimizeze un aspect, să facă ce pot cu al doilea și să îl accepte pur și simplu pe cel de al treilea.

Spre exemplu, în industria aerospațială sau de apărare, performanța este cel mai important factor ; pentru industria wireless este timpul de ajungere pe piață, iar pentru o industrie relativ matură, cum este cea a pagerelor de pildă, reducerea costurilor este scopul principal.

Să începem cu o scurtă privire asupra etapelor proiectării de RF, fig.5.1.

Prima etapă, *concepția*, este cea în care obiectivele proiectului sunt definite, sunt create diagramele bloc funcționale și se investighează topologiile generale la nivel de sistem.

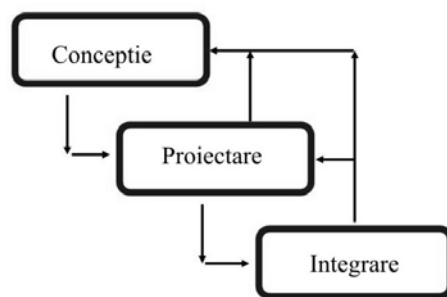


Fig. 5.1 Algoritmul procesului de dezvoltare a unui produs nou

Odată ce configurația inițială este stabilită, începe *proiectarea* circuitelor individuale. Atunci când etapa de proiectare este finalizată, circuitul individual trebuie să funcționeze, însă el este separat de restul sistemului. Trebuie acum să aflăm cum funcționează circuitele împreună.

În etapa de *integrare*, circuitele individuale sunt interconectate, este creată așezarea fizică și întreg sistemul este testat.

Procesul de proiectare nu este o cale simplă de la o etapă la alta. Toate etapele sunt interconectate și rezultatele unei anumite etape influențează în mod direct fiecare etapă premergătoare. Să intrăm în fiecare din aceste etape detaliat.

5.2.2. Proiectarea la nivel de sistem

În etapa de concepție se iau deciziile legate de proiectarea la nivel de sistem. Ipotezele de start includ informații pertinente cum ar fi definirea pieței, profilul consumatorului și factorii de risc. Cele mai importante chestiuni în aceasta etapă sunt timpul de apariție pe piață, costul și performanța. Acești 3 factori sunt prioritari în aceasta etapă. Care din aceste prioritati este cea mai importantă și care este cea mai puțin importantă ? Ce compromisuri suntem dispuși să facem?

Spre exemplu, dacă timpul de apariție pe piață este prioritatea maximă, putem alege să modificăm un circuit sau sistem deja proiectat și care funcționează. Sau, dacă performanța este cea mai importantă, putem alege un receptor cu triplă conversie, în loc de proiectarea unuia cu conversie dublă sau simplă.

Odată ce obiectivele sunt stabilite și prioritățile ierarhizate, proiectantul poate experimenta diverse configurații de sistem. Odată ce a fost stabilită configurația sistemului, acesta este partitionat în sublocuri și sunt alocate specificațiile inițiale circuitelor individuale.

5.2.3. Proiectarea la nivel de circuit

Următoarea etapă este proiectarea circuitelor individuale. Asemănător proiectării sistemului, proiectarea circuitelor începe cu o ședință de analiză pentru a găsi configurații posibile de circuit. Uitându-ne la specificațiile cerute și la cerințele sistemului, proiectantul poate decide să construiască sau să cumpere o parte a circuitului. Alte investigații sunt selectarea componentelor pe

baza specificațiilor comerciantului, fiabilitatea și alți factori practici. În această etapă, proiectantul trebuie să vadă dacă specificațiile circuitului sunt realizabile. Dacă nu sunt, această informație merge înapoi la etapa de concepție, unde configurația la nivel de sistem poate necesita modificări.

Această etapă este cea mai grea muncă, deoarece acum se face crearea, depanarea și modificarea circuitului. Obiectivul este să se atingă specificațiile stabilite de proiectarea sistemului în etapa de concepție.

5.2.4. Etapa de integrare

La etapa de Integrare, circuitele individuale sunt combinate și se testează performanța lor combinată. Dacă aceasta este mai prejos decât ce se poate accepta, ceea ce este foarte probabil întotdeauna, urmează depanarea și ajustarea proiectării.

Depanarea poate presupune reproiectarea circuitului. Poate implica reconfigurarea sistemului și realocarea circuitelor. Modificarea specificațiilor sistemului sau chiar o schimbare a definiției proiectului sunt rezultate posibile ale acestei etape. Un element de proiectare poate (și în general așa se întâmplă) să afecteze în mod direct pe celelalte.

În timp ce informația circulă între diferite etape de proiectare, ceilalți factori din lumea exterioară lucrează și ei. Definirea pieței, a clienților țintă, nevoile clienților și dorințele acestora se pot schimba între timp.

Cel mai bun proces de proiectare este unul în care descoperirile unei etape sunt folosite să modifice etape anterioare în mod simplu și eficient.

În cele ce urmează, vom evidenția diferențele dintre procesul de proiectare tradițional, non-predictiv și cel modern, predictiv. Veți vedea că una din principalele diferențe dintre aceste două abordări este abilitatea lor de a manevra mai ușor schimbările, în acest mod ajutându-ne să ne atingem obiectivul.

5.3. Procesul tradițional de proiectare

Atunci când vorbim despre proiectarea de circuite RF, pare că fiecare companie are diverși « guru » care pot face ca proiectele de RF să funcționeze. Din

păcate, toată experiența este în mintea lor și poate fi câștigată doar prin ani de activitate în acest domeniu.

Între timp, trebuie să lucrați proiectul vostru fără cunoștințele și experiența unui guru. Puteți, uneori, să îi cereți ajutorul acestuia, dar în majoritatea timpului, va trebui să vă descurcați singuri și să începeți să deveniți și voi un « guru ».

Fără o altă alternativă, începeți așa cum a început și guru-ul, prin abordarea tradițională a proiectării RF.

5.3.1. Etapa de proiectare de sistem

Să începem cu o privire asupra proiectării tradiționale. Proiectarea este făcută în general pe hârtie. Documentația nu are un aspect profesional, iar calculele sunt deseori supuse erorilor matematice. Analizele de sistem sunt superficiale, fiind foarte dificil să analizezi interacțiunile dintre circuite. Aceasta poate duce la eșecuri serioase la nivel de sistem.

5.3.2. Etapa de proiectare de circuit

În etapa tradițională a proiectării circuitului, în mod tipic treceți de la analiza pe hârtie direct la prototipul fizic pentru a vă verifica proiectul. Deseori, experimentați mai multe prototipuri până ajungeți la unul care funcționează cu succes. Acest proces de rafinare a prototipurilor fizice este de genul « încercare și ajustare de erori », nu foarte util pentru învățarea și înțelegerea motivelor pentru care sistemul nu funcționează. Prototipuri fizice multe înseamnă consum de timp și costuri ridicate. Vă bazați însă, pe acest proces, pentru că fără acesta, totul ar fi pierdut. De asemenea, cu abordarea tradițională este greu de prevăzut randamentul fabricării.

5.3.3. Etapa de Integrare

Odată proiectele individuale terminate, le integrăm pentru a vedea performanța per ansamblu a sistemului. În acest punct, în mod tipic, vedem că performanța sistemului diferă foarte mult față de așteptările noastre. Chiar dacă toate circuitele individuale respectă specificațiile atunci când sunt luate separat, conectate între ele, sistemul nu mai respectă aceste specificații.

În abordarea tradițională, este greu să analizezi care interacții de circuit sunt cel mai probabil vinovate. Depanarea la acest nivel consumă timp și este scumpă.

Aveti un întreg sistem de depanat. De unde începeți ? Pe de altă parte, termenul proiectului se apropie și începeți să lucrați ore suplimentare.

Problema este că acest proces este non-predictiv. Sperați că proiectul vostru funcționează, dar în caz că nu merge, încercați multe plăci cu prototipuri, combinând diferite componente și sperând că una din ele funcționează. Atunci când nu se întâmpla așa, cădeți în starea de “taie și încearcă”, sperînd că fiecare modificare pe care o faceți va rezolva problema, deși nu știți că o va face. Timpul trece. Presiunea pentru a face proiectul să meargă crește dar, din nefericire, pe măsură ce proiectele sunt integrate în nivelele superioare ale sistemului, iar rezultatele manufacturii sunt prea slabe, problema se agravează, necesitînd din ce în ce mai multă muncă suplimentară.

Procesul de proiectare RF modern, predictiv, va permite să știți cu certitudine mai mare cum va funcționa circuitul vostru și, mai important, cum va lucra atunci când va fi conectat la sistem.

Haideți să ne uităm acum la abordarea moderna, predictivă a proiectării RF, fig.5.2.

Procesul modern urmează aceleași etape că și abordarea tradițională, dar deoarece sunt utilizate programme asistate de calculator și instrumentele de test, acest proces este mai predictiv și mai puțin bazat pe prototipuri fizice, scutind timp și bani.

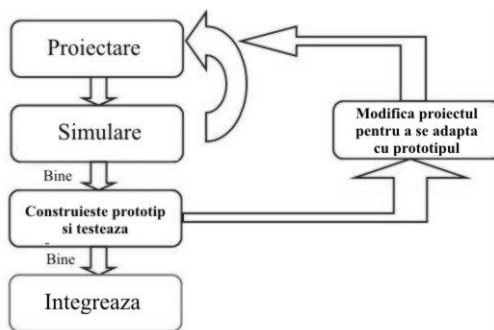


Fig.5.2. Procesul de proiectare predictiv

Exista în această abordare o legătură mai apropiată între etape. Schimbările într-un circuit pot fi ușor evaluate la nivel de sistem.

Înainte de a intra mai detaliat în aceste etape, să vorbim puțin despre baza procesului de proiectare RF predictivă: *modelele*.

Probabil cea mai importantă parte a începerii unui proces de proiectare RF predictiv, această parte implică o investiție. Similară cu investiția în educație, investiția în modele pentru proiectul vostru RF va crea o bază solidă pentru un viitor de proiectare fructuos.

Modelele sunt reprezentări matematice ale componentelor individuale pe care le utilizați în proiectul vostru. Aceste modele sunt utilizate de programul pe calculator și vă permit să proiectați predictiv. Unele companii au decis că modelele sunt atât de importante pentru succesul lor încât au echipe de modelare dedicate. Unica lor responsabilitate este să creeze modele pentru unitățile folosite de proiectanți. Un exemplu de astfel de model este prezentat în figura 5.3.

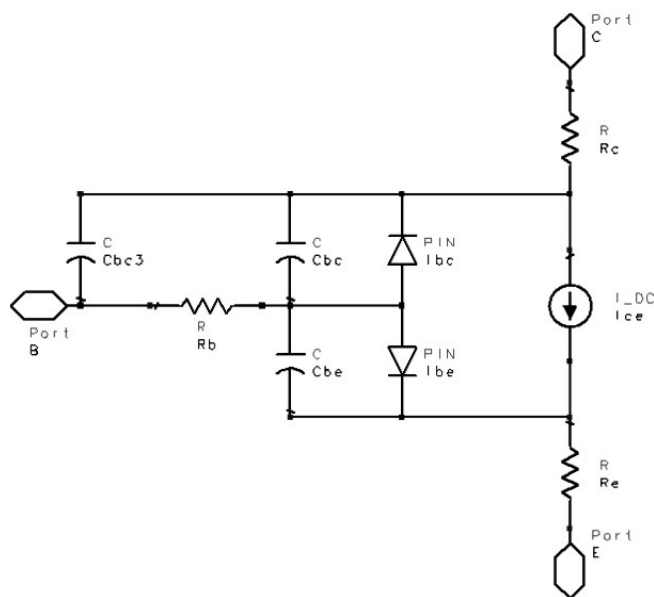


Fig. 5.3. Model de tranzistor utilizat în programul ADS

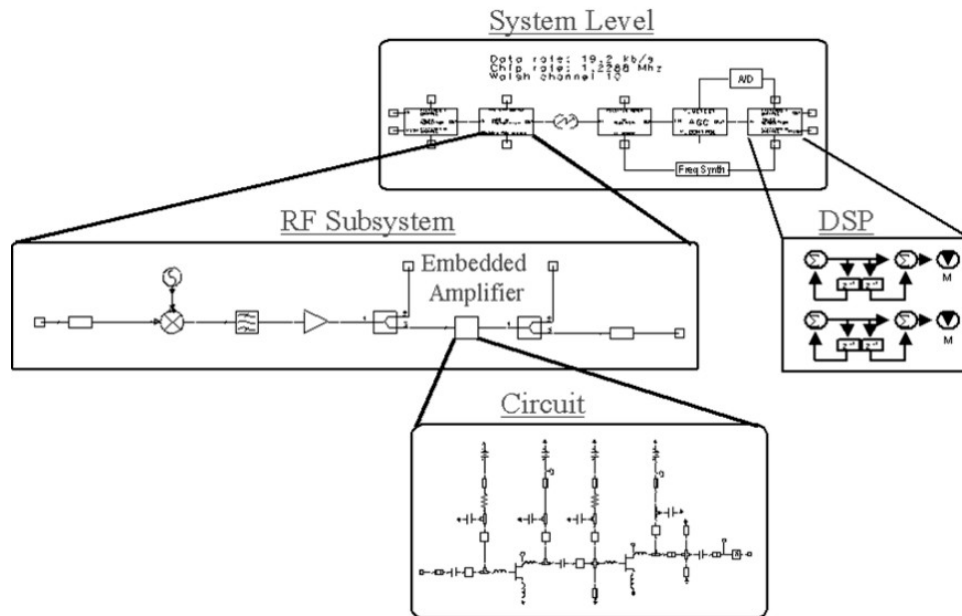


Fig.5.4. Integrarea diverselor etape într-un simulator

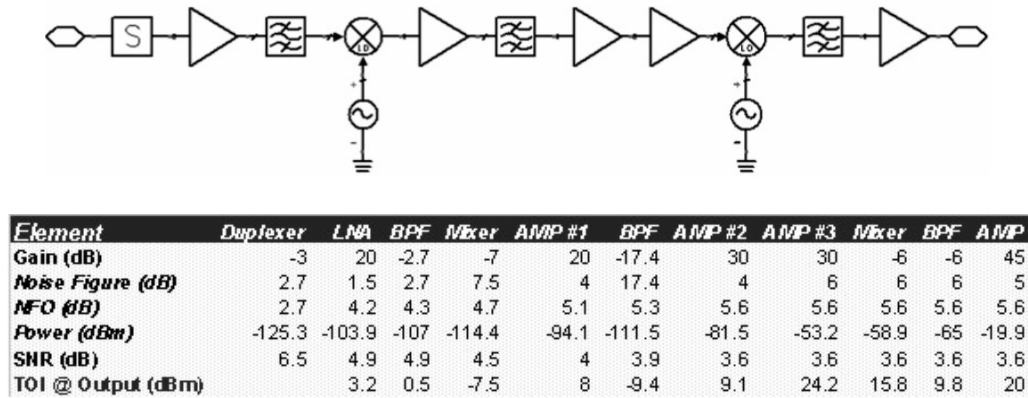


Fig.5.5. Exemplu de analiză sistemică

Proiectele de comunicații de astăzi combină circuitele RF, circuitele analogice și cele digitale, vezi fig.5.6.. Aceste proiecte sunt partitionate de proiectantul la nivel de sistem încă de la începutul procesului și sunt dezvoltate separat. Doar atunci când sunt integrate vor fi scoase la iveală și luate în considerare interacțiunile dintre circuitele RF și DSP. Între 40% și 75% din efortul de proiectare al unor companii este în această etapă a integrării.

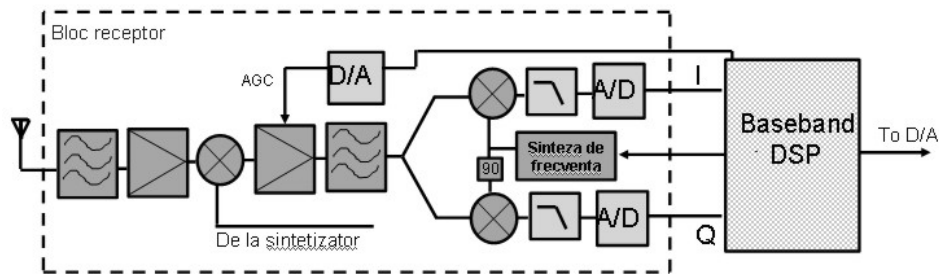


Fig. 5.6. Receptor modern de comunicații care combina circuite de RF cu circuite PNS

Să trecem la procesul de proiectare de circuit.

Este puțin probabil că proiectul să meargă din prima încercare. Utilizând software-ul proiectare de mai multe ori putem obține performanțele de care avem nevoie, înainte de a construi un prototip. Apoi vom compara rezultatele simulate cu cele testate. În acest moment, veți dori să modificați proiectarea circuitului pentru a reflecta precis rezultatele testului. Acest proces iterativ va continua pînă cînd proiectul este gata pentru integrare.

Cu ajutorul programului de simulare puteți analiza rapid și convenabil toate variantele posibile, experimenta cu diferite configurații de polarizare, explora multiple configurații de circuit și puteți să analizați rapid compromisurile care pot fi făcute.

Dacă performanțele prototipului diferă de așteptări, trebuie să faceți o verificare inițială să vedeți dacă toate componentele, dimensiunile liniilor de transmisiune, conexiunile, etc. sunt aceleași cu cele specificate. Odată ce sunteți siguri că discrepanța nu este din cauza fabricării prototipului, următorul pas este să modificați proiectul astfel încât să se potrivească comportamentului prototipului.

Motivul pentru potrivirea proiectului cu prototipul este crearea unui punct de start din care să vă ajustați proiectul. Aceasta ne dă siguranța că viitoarele schimbări ale proiectului vor reflecta performanța circuitului. Odată ce proiectul este astfel modificat, puteți reprojeta și simula.

Indiferent de performanțele prototipului, informația este utilă pentru ajustarea elementelor din proiectul circuitului. Oricum, cu cât performanțele prototipului se potrivesc cu ceea ce este modelat, cu atît mai mare este șansa de succes a următorului prototip. Probabilitatea de succes este dependentă de numărul și mărimea schimbărilor făcute și de experiența proiectantului.

Dacă circuitele individuale funcționează bine separat și simularea este bună atunci cînd sunt conectate între ele, a venit timpul să construim proiectul integrat și să vedem performanțele sistemului interconectat.

Deseori, aici descoperiți interacțiuni neașteptate (și nemodelate) între circuitele individuale. Majoritatea acestora au fost descoperite în timpul simulărilor de sistem, dar în funcție de densitatea proiectului, este posibil să mai apară cuplaje sau alte efecte de proximitate.

Similar etapei de Proiectare, măsurătorile sistemului sunt folosite pentru a îmbunătăți proiectul și de a verifica performanța sistemului complet. Deoarece

folosiți un proces de proiectare predictiv, numărul de iterații de proiect fizic vor fi mai puține și problemele vor fi mai ușor de rezolvat.

La final, succesul este obținut atunci când măsurătorile sunt identice cu modelările și proiectul întrunește performanțele și specificațiile cerute.

Spre deosebire de prototipul fizic realizat tradițional, în metoda predictivă modelul final este disponibil pentru utilizarea și în alte proiecte, cu o schemă funcțională completă și o aranjare gata de ajustat după cum este necesar, scutind timp și bani pentru proiectul următor.

În fine, documentarea este mai ușoară cu metoda modernă din moment ce schemele și rezultatele de la teste sunt gata disponibile în formă electronică.

Cheia succesului este utilizarea software-ului de proiectare cu modele precise încă din etapa de dezvoltare.

5.4. Studiu de caz

Acum că am înțeles procesul de proiectare RF, să îl folosim într-un studiu de caz: proiectarea și testarea unei interfețe RF pentru un transceiver de comunicații tipic. Interfața constă dintr-un LNA, un amplificator de putere și un duplexor pe o singură placă, vezi fig. 5.7.

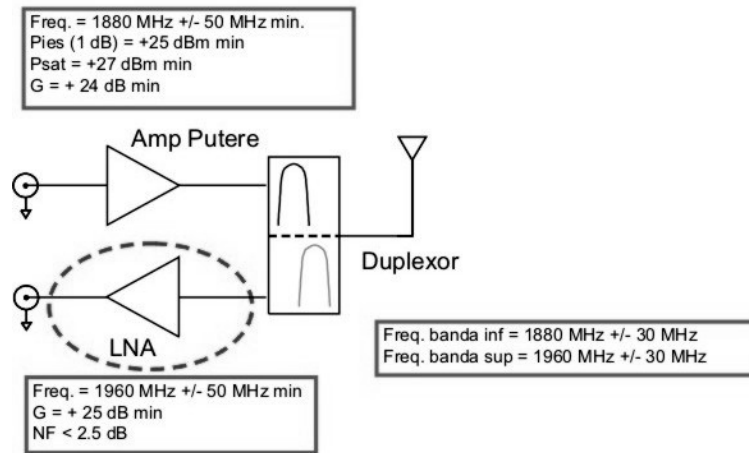


Fig.5.7. Transceiver tipic de comunicații

Este important să menționăm că scopul acestui capitol este să prezinte metodologia de proiectare cu ajutorul instrumentației de test și software-ul de proiectare, și nu să proiecteze cel mai bun LNA.

Software-ul și echipamentul de test pe care le folosim astăzi au multe facilități care ar lua zile sau săptămâni pentru a fi descrise pe larg și demonstrate. Noi ne concentrăm pe cele de bază. În timp, cu experiența acumulată, veți învăța mai multe și veți deveni chiar mai eficienți.

În paragrafele precedente s-a prezentat o metodologie de proiectare abstractă. Acum, să ne uităm la un studiu de caz detaliind procesul folosit pentru a proiecta un transceiver în banda PCS.

Presupunem că deja am trecut prin etapele de concepție, definirea proiectului și de investigare și că am stabilit deja specificațiile circuitelor individuale.

Vom începe cu LNA și vom arăta procesul de proiectare cu ajutorul metodologiei de proiectare modernă, predictivă. LNA este prezentat ca un “proiect obișnuit” în care se întâlnesc un număr normal de probleme, comune la proiectarea oricărui circuit.

După discutarea LNA, vom discuta atât duplexorul cât și amplificatorul de putere, dar nu la fel de detaliat ca și LNA.

Schema bloc la nivel de sistem, fig.5.7, ne arată specificațiile pentru fiecare parte individuală a transceiverului. Această diagramă ne arată cum fiecare bloc este legat de celelalte. Amplificatorul de putere trebuie să poată produce o putere mare, minim +27dBm în cazul nostru. Duplexorul (2 filtre trece bandă decalate) este proiectat să transfere puterea de la amplificatorul de putere la antenă și de la antenă la LNA. Deoarece semnalul recepționat este de putere mică, este important să adăugăm cât mai puțin zgomot cu putință.

5.4.1. Proiectarea LNA

Specificațiile LNA sunt: frecvența de 1960 MHz, lățime de bandă +/- 50 MHz, cu cel puțin 25 dB câștig și o cifra de zgomot NF de maxim 2.5 dB. La finalul acestei secțiuni, vom vedea dacă aceste specificații au fost atinse cu primul prototip fizic.

Cum poate însă cineva nefamiliarizat cu proiectarea de RF să înceapă să proiecteze un LNA ? Ca să începi, este important să știi care îți sunt resursele. Deseori, cea mai utilă informație poate veni de la cineva care a făcut un proiect

similar înainte. Această persoană poate fi un tezaur de informații și poate să vă dea idei sau să vă prevină ce fel de probleme ați putea întâlni. Aceasta vă poate scuti pe voi, ca proiectanți, de consum de timp și efort. Deci, un proiect anterior este întotdeauna cel mai bun loc de unde să începi un nou proiect.

O altă excelentă sursă de informație pot fi cărțile tehnice dedicate. Informația este deseori mai mult tehnică (în sensul teoretic, nepractică) și poate fi o sursă foarte utilă de informații de bază despre subiect. Ziarele și revistele tehnice sunt un alt mod de a obține cea mai nouă informație.

În fine, ceva ce trebuie considerat (deși deseori nu se întâmplă așa) este decizia de a cumpăra un produs de la altcineva. Oamenilor li se spune des că este nevoie de ceva și ei încep imediat să se gândească cum să îl proiecteze, fără să ia în calcul și posibilitatea de a-l cumpăra de-a gata. Este foarte posibil că timpul și efortul făcut la proiectarea efectivă să fie uneori mai scumpe decât cumpărarea efectivă a unui produs gata făcut, de la un furnizor din exteriorul companiei.

Odată ce cerințele generale pentru LNA au fost stabilite, trebuie luate deciziile despre cum să îl implementăm. Lucruri cum ar fi tipul de dispozitiv, numărul de etaje necesar și tipurile de etaje, trebuie stabilite. Trebuie apoi să decidem o anumită topologie (proiectare de circuit) și cum vor fi polarizate dispozitivele. Fiecare din acești pași va fi discutat detaliat ulterior. În această parte de “brainstorming” sunt luate deciziile majore despre cum se va implementa LNA.

Unul din primele lucruri pe care le facem atunci când proiectăm un circuit este să ne hotărâm ce dispozitiv activ să folosim. Atunci când facem acest lucru, trebuie să luăm în calcul mai mulți factori, inclusiv disponibilitatea. Poate este necesar să folosim un tranzistor cu performanțe mai slabe, doar pentru că îl avem în laborator, mai degrabă decât să așteptăm o componentă mai bună. Disponibilitatea pe termen lung trebuie de asemenea luată în considerare (în sensul că acea componentă este de la o anumită firmă, iar acea firmă va mai produce respectiva componentă încă o anumită perioadă de timp). Prețul, desigur, este întotdeauna o problemă. Cele mai importante aspecte sunt însă specificațiile de dispozitiv. Acestea includ câștigul, rata de zgomot, intervalul de frecvență, capacitatea de manevrare în putere, etc. Cele mai bune locuri pentru a găsi specificațiile sunt în cataloagele fabricanților de componente. Probabil, în final, compania dumneavoastră are un catalog al unui vânzător

preferat. Trebuie să fiți siguri că fiecare componentă pe care o folosiți este aprobată.

Bazându-ne pe cerințele LNA, vom alege să folosim două dispozitive active: un TB de zgomot mic de la Motorola (MRF9411) și un MMIC încapsulat de la Hewlett Packard (MSA-0386) ca bloc de amplificare de uz general într-un sistem de 50 Ω . Alegem aceste dispozitive pentru că specificațiile lor întrunesc necesitățile noastre și erau disponibile în laborator, vezi fig.5.8

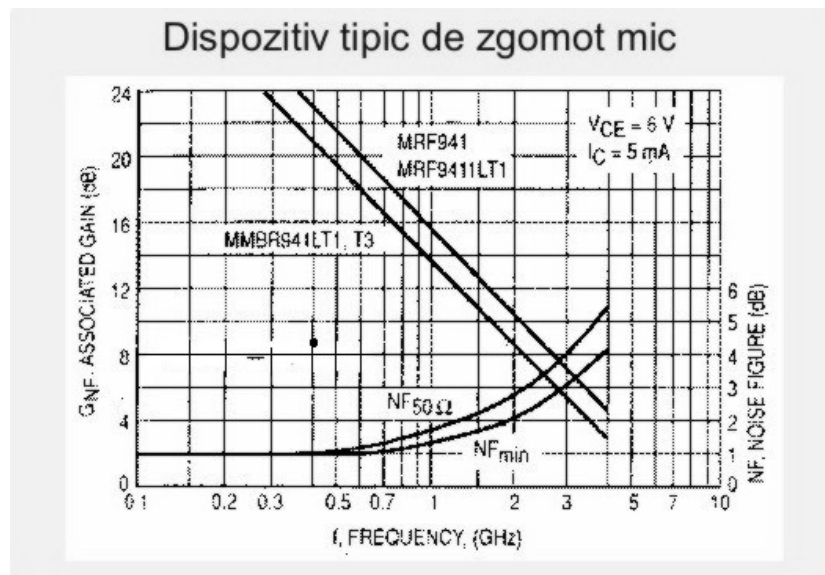
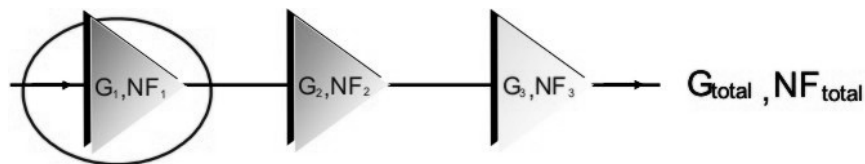


Fig.5.8. Specificațiile de catalog ale dispozitivelor alese în studiul de caz

Odată dispozitivele alese, poate fi determinat numărul și tipurile de etaje necesare pentru a atinge specificațiile cerute. Din ecuațiile de câștig și cifra de zgomot pentru amplificatoarele cascade, observăm că, câștigul LNA per general este pur și simplu adunarea câștigurilor fiecărui etaj individual.

Ecuția pentru cifra de zgomot totală a amplificatorului cascade este un pic mai complicată, vezi fig.5.9. Din ecuația respectiva se observă că performanța primului etaj al amplificatorului cascade este critică pentru cifra de zgomot totală.

TB-ul de zgomot mic (MRF9411) are o cifră de zgomot de 2.3 dB, iar MODAMP are o cifră de zgomot de aproximativ 6.5 dB în banda noastră de interes.



$$G_{total} = G_1 G_2 G_3 \dots$$

$$NF_{total} = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

Fig.5.9. Schema bloc a LNA

Cifra de zgomot ridicată a MODAMP necesită ca primele două etaje ale LNA să fie proiectate cu MRF9411. Însă, deoarece câștigul MRF9411 este doar de 8-9 dB în banda noastră de interes, un al treilea etaj va fi necesar. Pentru acest etaj s-a utilizat MODAMP.

Cifra de zgomot mai scăzută a acestui dispozitiv nu afectează semnificativ cifra de zgomot generală din moment ce al treilea etaj are aproximativ 17 dB de câștig înaintea lui.

Acum că dispozitivele fiecărui etaj au fost determinate, topologia diverselor etape trebuie determinată. Topologia circuitului se referă la toate porțiunile circuitului: dispozitivele active, rețeaua de polarizare și rețelele de adaptare.

Polarizarea dispozitivelor active este un factor critic în funcționarea generală a circuitului. Decizia legată de pragul de polarizare pentru dispozitivul ales necesită studierea foilor cu specificații ale fabricanților. Puteți vedea din graficele din figura 5.10 că sunt câteva lucruri de luat în considerare.

Câștigul și cifra de zgomot sunt amândouă dependente de curentul de colector și, din păcate, câștigul nu este maxim atunci când cifra de zgomot este minimă.

În cazul nostru, este critic pentru etajul întâi să aibă zgomot mic și din moment ce vom avea suficient câștig în cele trei etaje, am decis să nu maximizăm

câștigul, ci mai degrabă să minimizăm zgomotul. De aceea alegem o polarizare cu $I_c = 5 \text{ mA}$.

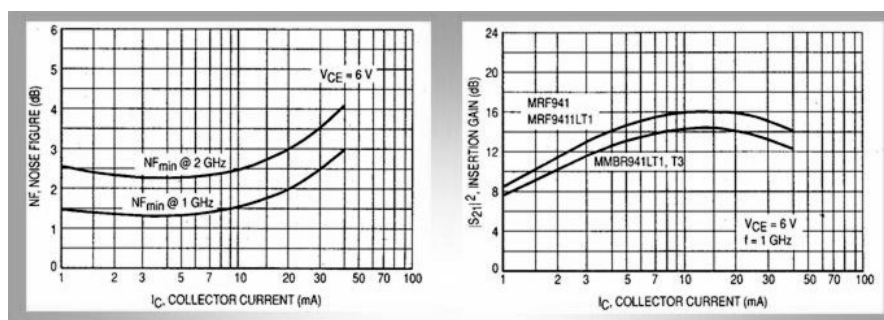


Fig.5.10. Variația unor parametri ai dispozitivelor cu polarizarea

În cele ce urmează, vom găsi valorile elementelor din rețeaua de polarizare. Sunt câteva lucruri care trebuie considerate atunci când proiectăm rețeaua de polarizare. Mai întâi, ce tensiuni sunt disponibile pe placă? Fiți siguri că polarizarea voastră funcționează cu tensiunile disponibile. În final, verificați disiparea de putere pe rezistoarele de polarizare pentru a vă asigura că specificațiile de putere nu sunt depășite. Unele rezistoare pot disipa prea multă putere pentru un SMT, și să se ceară un rezistor de trecere cu o putere disipată ridicată. Verificați-vă proiectul cu o analiză de curent continuu.

După ce tranzistorul a fost polarizat, următorul pas este să proiectăm rețeaua de adaptare de la intrare. Software-ul de proiectare, cum ar fi ADS -Advanced Design System- va genera diagramele de câștig și zgomot constant, arătând impedanțele necesare pentru a furniza câștigul afișat, respectiv cifra de zgomot, vezi fig.5.11.

Putem observa că, în general, nu este posibil să adaptăm simultan dispozitivul atât pentru cifra de zgomot minimă cât și pentru câștigul maxim. Trebuie să fie un compromis între cifra de zgomot și câștig.

Pentru adaptarea la ieșire, dorim să livrăm maximul de putere etajului următor. Acest lucru se realizează punând în ieșirea tranzistorului o impedanță care este complex conjugată cu S_{22} .

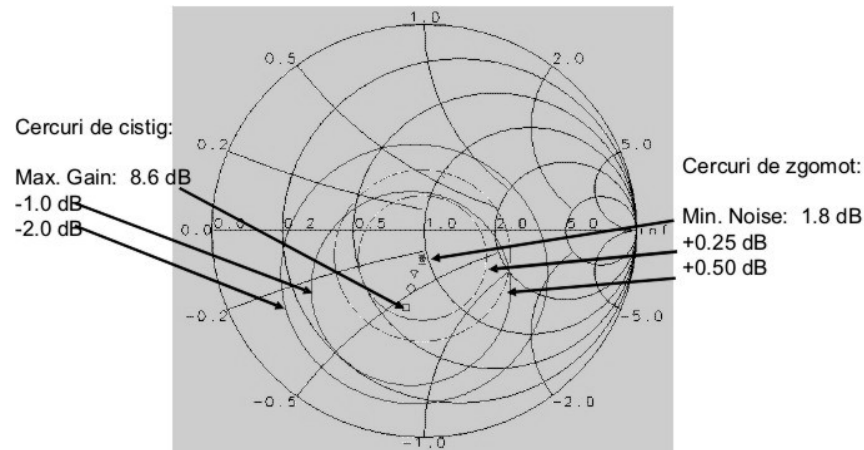


Fig.5.11. Cercurile de zgomot și câștig pentru adaptarea la intrare

Odată ce ne-am decis legat de impedanțele pe care să le punem în intrarea și ieșirea tranzistorului, problema rămâne cum să creăm o rețea de adaptare care să ofere aceste impedanțe.

Localizăm impedanța dorită pe diagrama Smith. Cum arată rețeaua de adaptare ce furnizează această impedanță? Sunt câteva moduri pentru a implementa această rețea de adaptare.

Prima metodă utilizează elemente reactive cu valori concentrate pentru a asigura adaptarea. Aceasta metodă este folosită de obicei pentru proiectare de frecvență joasă sau când sunt constrângeri de spațiu.

Scopul rețelei de adaptare este să transforme impedanța dispozitivului în impedanța dorită. Vrem să transformăm S_{22} a dispozitivului în 50Ω , ceea ce grafic înseamnă să luăm S_{22} și să-l transformăm, utilizând fie linii de transmisiune, fie elemente reactive, în centrul diagramei Smith (adaptare perfectă de 50Ω), vezi fig.5.12.

Am folosit marcasele de admitanță de pe diagrama Smith și am mutat impedanță de ieșire către cercul unitate adăugând o capacitate paralelă. Odată ce impedanța este pe cercul unitate, folosiți marcasele de impedanță pentru a adăuga o inductanță serie până când se ajunge în centrul diagramei.

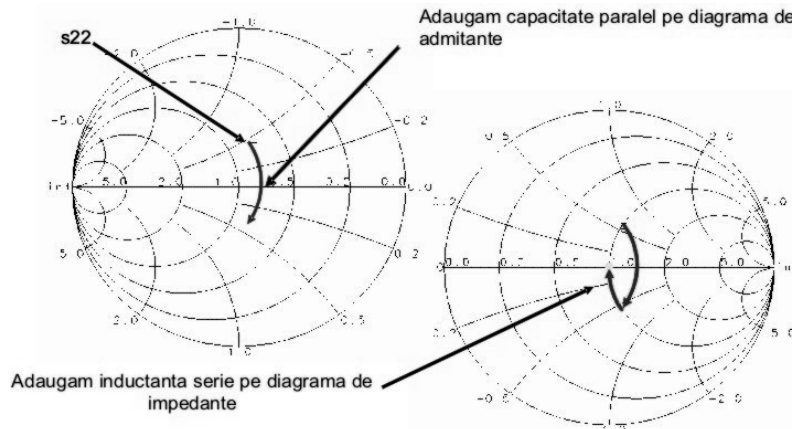


Fig.5.12. Proiectarea circuitului de adaptare de la ieșire

Cealaltă metodă care este folosită în proiectarea LNA este utilizarea liniilor de transmisiune. Această tehnică de adaptare folosește o singură linie de transmisiune, amplasată în paralele, scurt-circuitată sau în circuit deschis, pe o linie de transmisiune care duce de la dispozitiv la linia de transmisiune de 50Ω . Fiți atenți la faptul că S_{22} arătată pe diagrama este valabilă doar pentru o anumită frecvență. Fiecare frecvență va avea un alt S_{22} , și ca rezultat final, S_{22} va fi o traiectorie în banda noastră de interes. Aceasta înseamnă că este imposibil să adaptăm perfect ieșirea pe toată lățimea de bandă.

În figura 5.13 este prezentat circuitul după ce am creat rețelele de polarizare și cele de adaptare la intrare și ieșire.

Începând proiectul cu componente ideale, vă puteți da seama din start dacă specificațiile sunt nerealizabile. Este însă important să conștientizăm că, deși am creat ceea ce pare a fi un proiect funcțional, avem de a face doar cu un proiect ideal.

În cele ce urmează, vom începe rafinarea proiectului, astfel încât să includem componente non-ideale, precum și interconectarea lor fizică.

La frecvențe mai mari, toate componentele ideale devin circuite RLC. Chiar și un fir metalic va începe să aibă o inductanță și o capacitate și va trebui să fie înlocuit cu o linie de transmisiune. Aceste inductanțe și capacități parazite, precum și rezistențele, pot avea un efect semnificativ asupra performanțelor proiectului vostru.

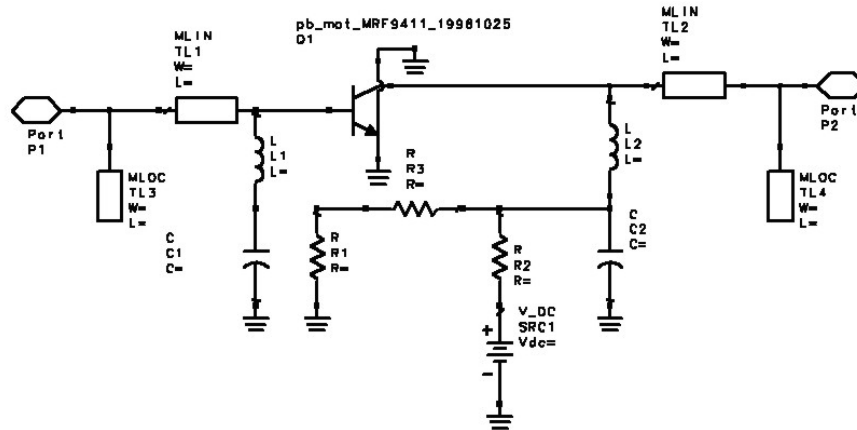


Fig.5.13. Primul etaj al LNA

Observați, în figura 5.14, cum condensatorul real se comportă ca un condensator la frecvențe joase, atinge rezonanța și apoi la frecvențe peste frecvența de rezonanță se comportă ca un inductor.

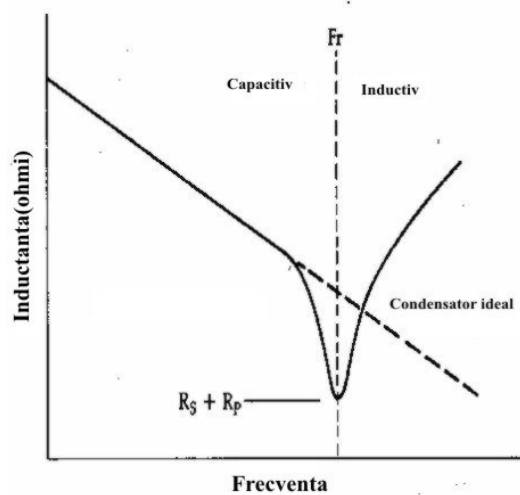


Fig.5.14. Comportamentul cu frecvența a unui condensator

Primele elemente pe care le-am ajustat au fost condensatoarele. Toate condensatoarele din circuit au fost convertite de la condensatoare ideale în componente de catalog. Aceste componente de catalog sunt fie fișiere de date conținând date liniare furnizate de către producatorul de componente, fie modele echivalente de circuit. Puteți vedea din figura 5.15 că există o diferență de aproximativ 2 dB între condensatoarele ideale și cele de catalog.

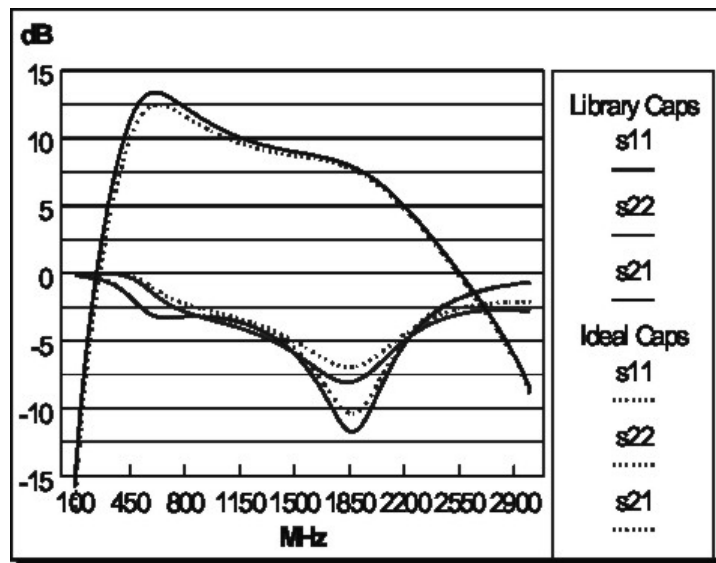


Fig.5.15. Comparație între capacități ideale și cele din librerie

După ce adăugăm componentele de catalog proiectului nostru, modelăm discontinuitățile microstrip. Aceste discontinuități devin din ce în ce mai semnificative pe măsură ce frecvența de operare a proiectului crește. Traseele pot avea și ele un efect important asupra comportamentului circuitului. Placa are o anumită grosime și planul de masă este, de obicei, pe partea opusă a plăcii în raport cu componentele. Tipurile de trasee determină grosimea plăcii și rezistența și inductanța parazite. Subliniem că inductanța suplimentară, asociată cu traseele, poate afecta major performanțele circuitului. Neincluzând traseele în simulare am putea crede că vom avea un câștig mai mare decât în realitate.

De exemplu, inductanța parazită a unui traseu de masă a emitorului unui tranzistor este folosită pentru a îmbunătăți stabilitatea, vezi fig.5.16.

Este important să nu uităm obiectivul: să includem în proiect caracteristici fizice care vor exista pe placa fizică. În acest sens, efectele “nedorite” sau parazitii necontrolabili nu trebuie eludate sau “coafate”. Efectele parazite nedorite vor exista tot timpul și va trebui să proiectați ținând cont de ele.

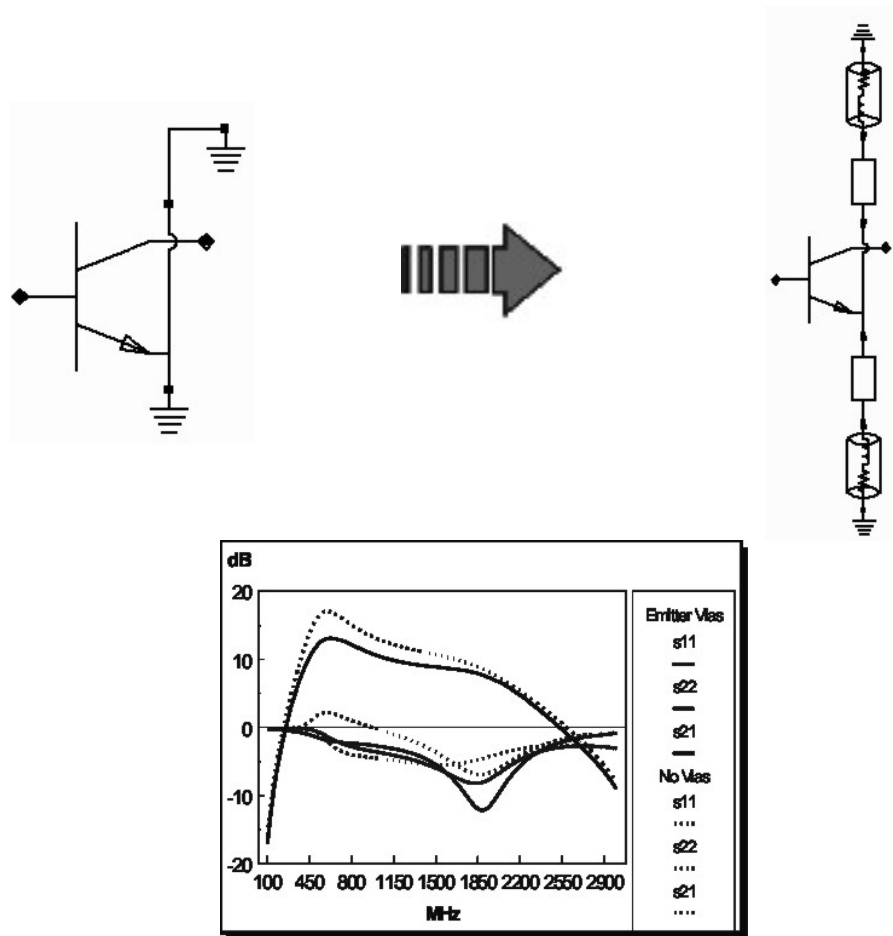


Fig.5.16. Influenta liniei de masa a emitorului asupra cîștigului

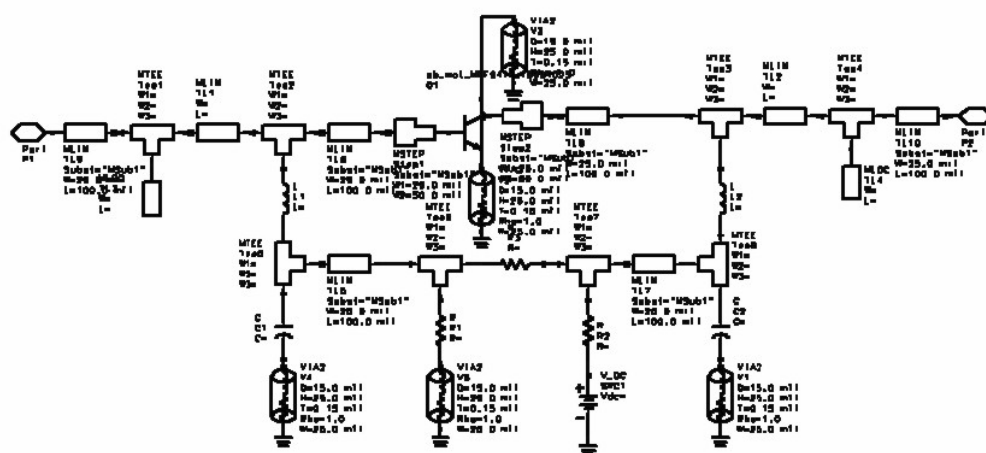


Fig.5.17. Circuitul real al primului etaj al LNA

În fine, veți descoperi că anumite componente trebuie să fie măsurate direct. Dacă componenta pe care doriți să o utilizați nu are un model în bibliotecile de componente sau dacă a fost măsurată în condiții de funcționare diferite sau necunoscute, va trebui să definiți acele componente. Histogramele de sensibilitate (despre care discutăm mai tarziu) pot arăta că performanțele proiectului sunt foarte sensibile la o anumită componentă. Aceste componente critice trebuie să fie măsurate direct.

Cu ADS vă puteți conecta PC-ul sau stația de lucru la un analizor de rețea și să citiți în mod direct datele măsurate.

În proiectarea LNA-ului, de exemplu, nu suntem siguri cine este vânzătorul condensatoarelor, așa că le-am măsurat.

Comportamentul circuitului se schimbă atunci când condensatoarele măsurate sunt incluse în loc de condensatoare ideale. Astfel, adaptarea variază cam cu 2 dB, dar nu se remarcă o schimbare prea mare în privința câștigului, fig.5.18.

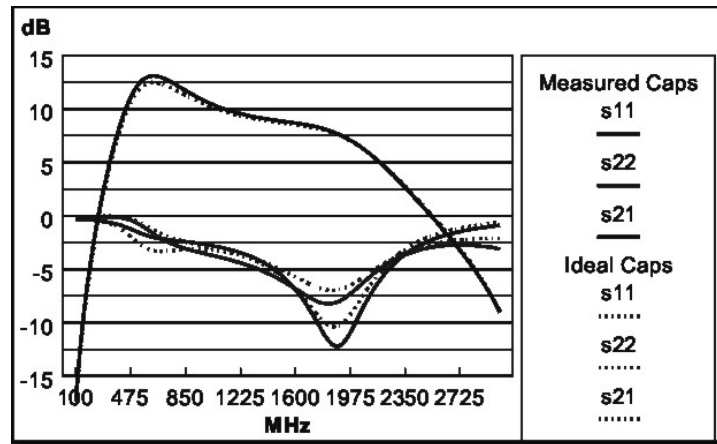


Fig.5.18. Variația adaptării în funcție de utilizarea unor condensatoare te sau ideale

Acum că ne-am modificat proiectul pentru a fi mai realist, aceste modificari au schimbat performanțele amplificatorului de zgomot mic, ideal.

Un mod simplu și puternic de a vă ajusta proiectul pentru a-i îmbunătăți performanțele și pentru a întruni specificațiile este cu ajutorul optimizării.

Optimizarea funcționează astfel:

- 1)Specificați obiectivul sau obiectivele procesului de optimizare (de exemplu, primul etaj al LNA poate avea următoarele specificații: $S_{11} < -10$ dB, $S_{21} > 6.5$ dB și $NF < 2.5$ dB)
- 2)Specificați componentele și parametrii care pot fi modificați (de exemplu, lungimea liniilor microstrip sau valorile condensatoarelor și inductanțelor)
- 3)Programul ADS caută parametrii care întrunesc aceste obiective, fig.5.19.

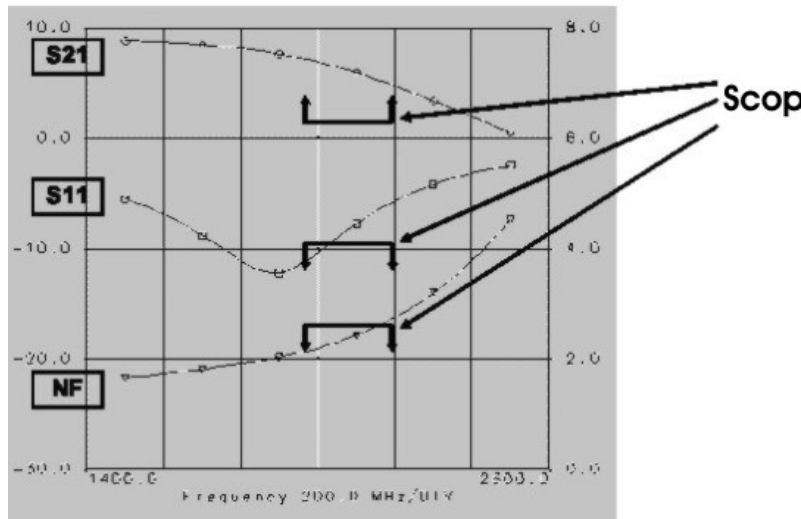


Fig.5.19. Procesul de optimizare

Atunci când optimizați, aveți la dispoziție diferite metode de căutare. Cele două cele mai folosite sunt : căutarea aleatoare și cea de gradient. Într-o căutare aleatoare, variabilele de proiectare sunt inițial perturbate aleatoriu într-un efort de a minimiza funcția eroare (definită ca diferență între rezultatele simulării și obiective). Această metodă de căutare tinde să depășească problemele cu minimul local al funcției eroare. O căutare de tip gradient folosește derivate direcționale și mici perturbații pentru a căuta minimul local. Aceasta are avantajul de a atinge valoarea 0 în minime apropiate de punctul unde a început căutarea. În mod tipic, atunci când începem optimizarea, este folosită o combinație între căutarea aleatoare și cea de tip gradient, vezi fig.5.20.

Există și alte metode de căutare. Cea mai puternică este optimizarea discretă, care permite doar valori discrete. Cu optimizarea discretă, sunt folosite doar valorile realizabile (disponibile de la comerciant).

De asemenea, software-ul de proiectare presupune că modul TEM este excitat în liniile de transmisiune microstrip. Dacă dimensiunile folosite sunt astfel încât să excite și un alt mod, rezultatele simulării pot fi eronate. Software-ul de

proiectare vă va avertiza atunci când folosiți valori care nu sunt valide pentru modelul de element pe care îl utilizați.

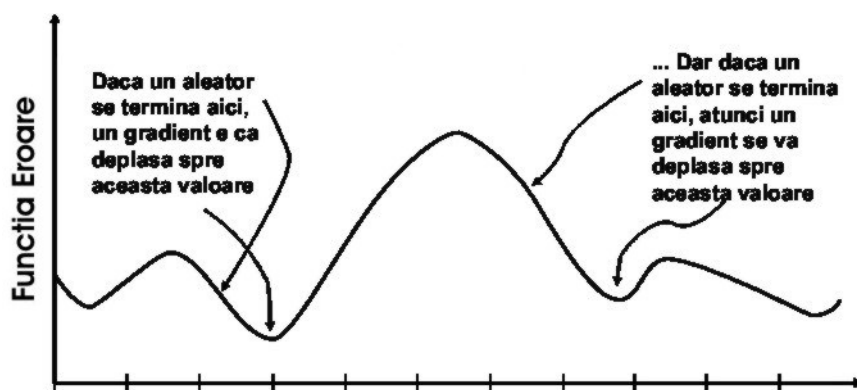


Fig.5.20. Procesul de optimizare folosind metodele aleatorii și de gradient

De asemenea, software-ul EDA presupune că modul TEM este excitat în liniile de transmisiune microstrip. Dacă dimensiunile folosite sunt astfel încât să excite un alt mod, rezultatele simulării pot fi invalide. Software-ul EDA vă va avertiza atunci când folosiți valori care nu sunt valide pentru modelul de element pe care îl utilizați.

O regulă de ținut minte : *păstrați lățimea stub-ului la mai puțin de jumătate din lungimea sa.*

În acest punct al procesului de proiectare, puteți fi siguri că orice probleme vor apărea în software se vor regăsi și în prototipul fizic. Aceasta este adevărata putere a metodologiei de proiectare predictivă. Atunci când vedeți o problemă, este ușor de intrat în proiect și de reproiectat rapid, fără a mai construi un prototip pentru a constata că există acea problemă.

Descoperirea problemelor necesită ceva cunoștințe despre ceea ce cautăm. Pentru proiectele de LNA, vrem să fim siguri că proiectăm un amplificator și nu un oscilator (!!!) Stabilitatea la toate frecvențele (și nu doar în banda de frecvențe utilă) este de interes primar pe lângă specificațiile proiectului. Disiparea de putere din rețeaua de polarizare poate fi o altă problemă. Interacțiunile cu etapa de proiectare de sistem sunt de luat în considerație.

În proiectul nostru de LNA, a aparut clar că este o problemă în gama de frecvență 400-500 MHz. Avem un vârf de câștig în această zonă, dar adiacent, factorul de stabilitate al circuitului (care nu este ilustrat) a coborât sub 1, indicând stabilitate condiționată, vezi fig.5.21. Aceasta zona de 400-500 MHz arata o oscilație suspecta.

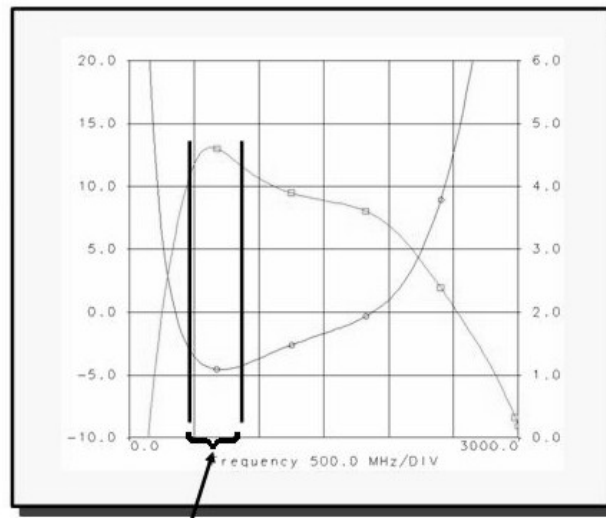


Fig.5.21. Apariția stabilității condiționate

Abordarea standard pentru a reduce posibilitatea oscilației este să reducem impedanța în gama de frecvență unde există problema. Am decis să încercăm reducerea impedanței în colectorul tranzistorului, utilizând stub-uri terminate în gol și în scurtcircuit, deși am fi putut să încercăm și reducerea impedanței de intrare.

Fiind atenți să permitem doar lungimilor liniilor de transmisiune din jurul stub-ului și a stub-ului însuși să varieze, am optimizat pentru stabilitate. Câștigul la frecvențe mai joase a fost redus semnificativ, iar stabilitatea a fost mai mare decât 1 pentru toate frecvențele, arătând că circuitul a devenit stabil necondiționat, vezi fig.5.22.

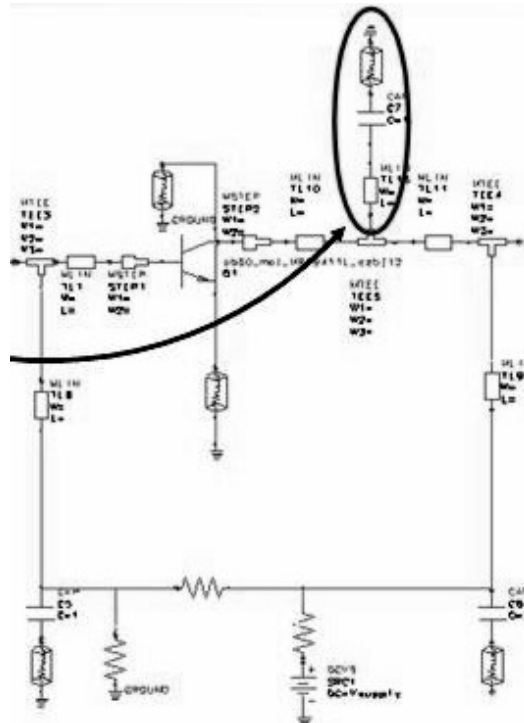


Fig.5.22. Rezultatul optimizării pentru obținerea stabilității necondiționate

Este important să controlați care componente și parametri veți permite să fie modificate. Dacă veți permite tuturor componentelor și parametrilor să varieze, alte părți ale proiectului ar putea fi afectate nedorit, și optimizarea nu ar mai putea găsi deloc o soluție utilă.

Acum că primul etaj a fost proiectat și s-au atins obiectivele de proiectare, trebuie adăugate celelalte etaje. Al doilea etaj, care de asemenea trebuie să fie de zgomot mic, este o copie a primului etaj. Al treilea etaj folosit pentru a furniza câștigul necesar este un dispozitiv « la pachet », adaptat pe 50Ω , proiectarea constând doar într-o rețea de polarizare.

Trebuie să fiți atenți la stabilitate și atunci când cascadeți circuitele de amplificare. Dacă toate etajele nu sunt necondiționat stabile, pot apărea

oscilațiile atunci când etajele sunt puse împreună, chiar dacă singure nu oscilează.

Dezadaptarea este un alt fenomen care poate induce probleme atunci când cascādăm amplificatoare. Micile dezadaptări de pe un etaj individual pot deveni mult mai deranjante atunci când se combină cu un alt circuit ușor dezadaptat.

Până acum, ne-am focalizat în principal pe proiectarea de circuit. Acum să ne focalizăm pe proiectarea fizică împreună cu layout-ul. Software-ul de proiectare, cum ar fi ADS, generează foarte ușor layout-ul pentru a construi prototipul, vezi fig.5.23.

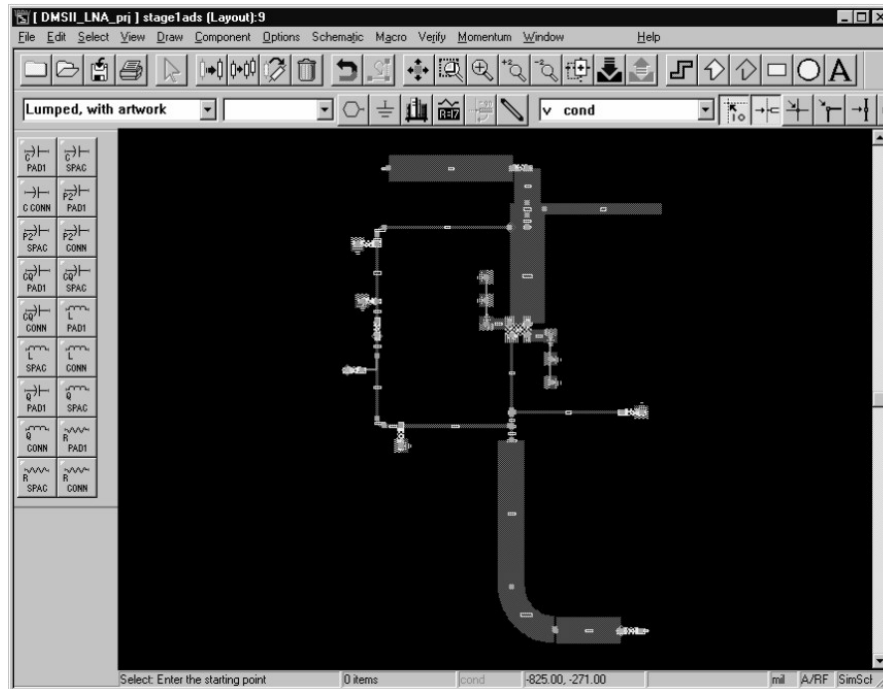


Fig.5.23. Layout-ul LNA-ului generat de ADS

Layout-ul proiectului este primul pas în procesul de fabricație. În procesul de proiectare de tip tradițional, layout-ul este de obicei făcut de un software neintegrat cu simulatorul de circuit. În ADS acestea sunt integrate într-un

singur mediu de dezvoltare. Chiar dacă folosiți un alt software în procesul de producție, software-ul de proiectare fie vă poate exporta layout-ul prototipului în procesul de producție sau, în cazuri speciale, proiectele se pot transfera direct în procesul de fabricație.

Software-ul de proiectare face layout-ul proiectului ușor de sincronizat cu proiectul de circuit. Sincronizarea vă permite să plasați componente în schema de circuit sau în layout, și ele să apară automat în cealaltă reprezentare.

De exemplu, pentru a păstra suprafața limitată, am folosit linii microstrip curbe. Acestea au fost adăugate în layout. Schimbările sunt făcute automat asupra schemei și pot fi resimulate pentru a fi siguri că performanțele nu au fost afectate în mod nefavorabil.

De asemenea, este ușor să verificați vizual proiectul pentru lungimi și lățimi realizabile de microstrip. În plus, puteți seta reguli de proiectare (cum ar fi cât de aproape doriți să le permiteți componentelor să se afle una față de cealaltă) și puteți seta ca verificarea să se facă automat.

Odată ce prototipul a fost construit, este timpul să îi măsurăm performanțele. Înainte de a măsura parametrii S și cifra de zgomot, va trebui să verificați polarizarea corectă și disiparea de putere. Analizorul de rețea măsoară cei mai importanți parametri din circuit: câștigul, adaptarea și întârzierea de grup. Un analizor spectral măsoară parametri neliniari cum ar fi cifra de zgomot și nivelul intermodulațiilor.

Iată rezultatele simulării LNA-ului cu 3 etaje.

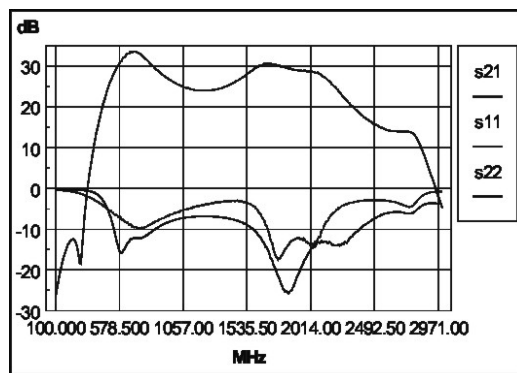


Fig.5.24. Rezultatele simulărilor asupra LNA

Sunt afișati S11, S22 și S21. Suntem interesați în performanțele din banda 1910-2010 MHz. Rezultatele simulărilor în gama de frecvențe specificată sunt: $S_{11} < -10$ dB, $S_{22} < -10$ dB, $S_{21} > +25$ dB. Măsurătorile arată că vom atinge specificațiile de proiectare ale LNA, fig.5.25.

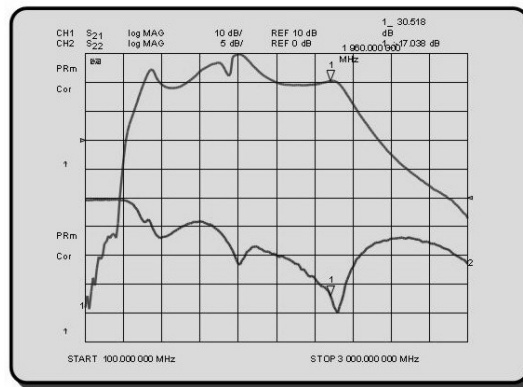


Fig.5.24. Rezultatele măsurătorilor asupra LNA

Când măsurăm S11 și S22, găsim că $S_{11} < -11$ dB și $S_{22} < -16$ dB, rezultate asemănătoare cu simulările și mai bune decât specificațiile. Iar când privim la câștig, $S_{21} > +30$ dB, adică mai bine decât cerințele și similar rezultatelor din simulări.

O sursă de zgomot în exces de bandă largă și un receptor acordat de bandă îngustă pot fi folosiți pentru a măsura cifra de zgomot și câștigul unui amplificator în funcție de frecvență. Există două tipuri de echipamente de măsură: aparate dedicate cifrei de zgomot și analizoarele spectrale.

Aparatele dedicate cifrei de zgomot, cum ar fi seria HP 8970, furnizează, de regulă, cele mai precise rezultate comparativ cu alte alternative (gradul de incertitudine tipică este ± 0.1 dB). Acestea oferă atât măsurători CW, cât și cu salt de frecvență, la viteze de măsurare excelente, fig.5.26. Măsurătorul de cifra de zgomot (HP8970B) poate fi combinat cu un set de test de microunde (HP 8971C) pentru a acoperi până la 25,6 GHz. Este disponibil și un sistem integrat de microunde (HP 8970S/V), care include o sursă de RF folosită ca oscilator local.

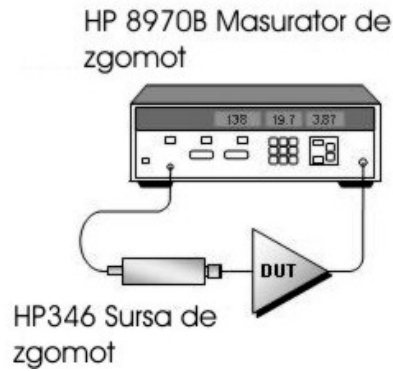


Fig.5.26. Măsurarea NF cu un măsurător de zgomot

Deși analizoarele spectrale pot fi utilizate pentru a măsura manual cifra de zgomot, există o opțiune pentru seria HP 8950E de analizoare spectrale, prin care se simplifică cu mult procedura de recalibrare. Această opțiune este HP 95719A, și ea măsoară atât cifra de zgomot cât și câștigul versus frecvență, fig.5.27. Precizia este respectabilă, dar nu la fel de bună că la aparatele de măsură dedicate (gradul de incertitudine tipică este ± 0.5 dB). Câteva accesorii sunt necesare pentru această opțiune : sursa de zgomot în exces (HP 346B), un preamplificator de zgomot mic pentru a îmbunătăți sensibilitatea generală a sistemului (HP 87405A, 10 MHz....3 GHz), și opțiunea 119 pentru analizorul spectral.



Fig.5.27. Măsurarea NF cu analizorul de spectru

În fig.5.28 sunt rezultatele simulării cifrei de zgomot pentru LNA de 3 etaje.

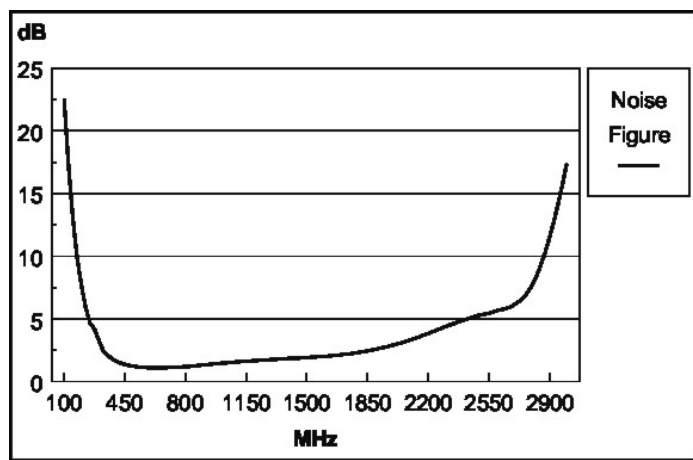


Fig.5.28. Rezultatele simulării NF pentru LNA

Cifra de zgomot măsurată este de 3.3 dB, vezi fig.5.29.

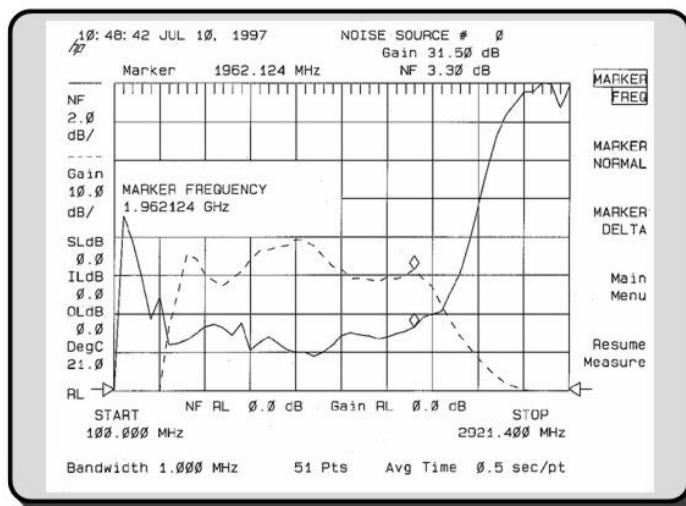


Fig.5.29. Rezultatele măsurării NF pentru LNA

Acesta este un rezultat ciudat și nu întrunește specificațiile cerute. Haideți să privim înapoi la ecuația cifrei de zgomot (NF):

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2}$$

Din moment ce știm că cifra de zgomot depinde foarte mult de câștigul primului etaj și de cifra de zgomot a tranzistorului, este posibil să fi avut un dispozitiv care să nu fi întrunit specificațiile cerute sau care a avut o interferență parazită pe care nu am anticipat-o.

Examinând proiectul, am găsit că dimensiunile liniilor microstrip așa cum au fost construite, nu au fost la fel cu ceea ce specificasem în proiect. În timpul procesului de fabricație nu am folosit funcția de layout automatizat din ADS ci ne-am bazat pe procesul de reintroducere manuală pentru a realiza proiectul. Astfel, s-au strecurat câteva erori și LNA nu a fost construit așa cum a fost proiectat. Atunci când ne-am întors ca să modificăm proiectul pentru a reflecta exact ce am construit, am obținut rezultatele cifrei de zgomot exact cum măsurasem.

Prototipul fizic a fost construit și măsurat, dar nu corespunde rezultatelor simulate. Ce s-a întâmplat? Ceea ce veți descoperi este că lucrurile pe care nu le-ați inclus în mod intenționat în proiect au avut un efect mai mare decât vă așteptați, sau că sunt lucruri care afectează circuitul și de care nu erați conștienți. Obiectivul este să găsim aceste lucruri și să le luăm în calcul în proiect cu scopul de a concorda rezultatele simulate cu cele măsurate.

Este important de ținut minte că obiectivul este să modificăm proiectul circuitului în software pentru a se potrivi cu performanța prototipului fizic.

Puteți începe cu rafinarea proiectului introducând orice discontinuitate sau efect parazit neluate în calcul. Sau, ca în cazul nostru, să verificăm dacă placa fizică a fost construită așa cum a fost proiectată.

Cu fiecare nouă descoperire a unui efect neluat în calcul, proiectantul de RF câștigă experiență și cunoștințe pentru viitoarele proiecte. Dacă ați fost capabili să potriviți performanța simulată la prototipul vostru inițial, ar trebui să aveți acum mai multă încredere în simulările ulterioare.

5.4.2. Optimizarea producției

În secțiunea precedentă, am acoperit proiectarea LNA. Am fost capabili să construim un prototip care a funcționat. Dar ce se întâmplă cu capacitatea proiectului de a atinge specificațiile atunci când parametrii componentelor individuale variază, așa cum este cazul atunci când un proiect merge în producția pe scară largă?

Atunci când proiectele sunt optimizate pentru performanță, rezultatele simulate tind către valoarea de maxim. În fig.5.30, pe măsură ce valoarea capacității crește, câștigul atinge un vârf ușor peste nivelul de performanță minim acceptat. Putem fi inițial fericiți cu “surplusul” de performanță, dar optimizarea performanței tinde să maximizeze marginea de performanță fără a mai lua în considerare obiectivele de fabricație.

Această slăbiciune este demonstrată atunci când capacității i se permite să varieze în gama de toleranță a componentei fizice. Dacă vârful de performanță este îngust, o mică schimbare a valorii poate duce la un număr semnificativ de rebuturi.

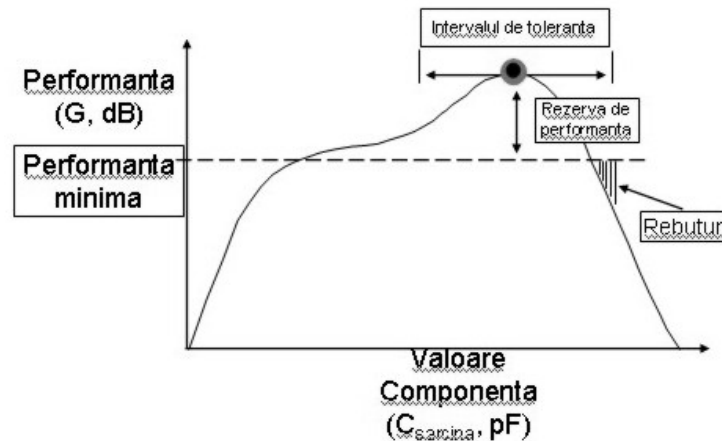


Fig. 5.30. Optimizarea câștigului în funcție de capacitatea de sarcină

Optimizarea producției poate depăși slăbiciunile optimizării performanței luând în calcul toleranța componentelor.

În acest exemplu, cu gama de toleranță dată a condensatorului, optimizarea producției duce la o valoare mai scăzută pentru capacitate și un câștig nominal mai mic, vezi fig. 5.31.

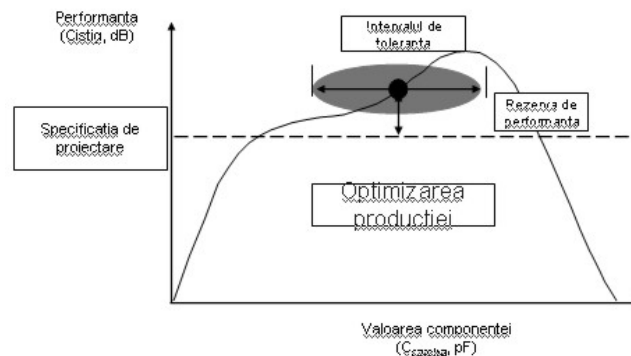


Fig.5.31. Optimizarea în funcție de reducerea rebuturilor

Remarcați că specificațiile pentru performanța minimală sunt întrunite, iar marginea de performanță a fost redusă ; totuși am îmbunătățit producția, eliminând rebuturile.

ADS este folosit pentru a analiza producția prin rularea a sute sau mii de simulări, permițând parametrilor componentelor să varieze, în cadrul intervalului de toleranță, în concordanță cu funcția de distribuție de probabilitate. Raportul dintre numărul de soluții care trec constrângerile de producție și numărul total de soluții este procentajul de producție.

În figura 5.32 arătăm parametrii S11, S22 și NF pentru 3 simulări, în care tuturor componentelor li s-a permis să varieze.

Ca și optimizarea performanțelor, optimizarea lotului trebuie să aibă un set de obiective. Mulți proiectanți încearcă să rezolve problema lotului adăugând o margine de eroare mai mare atunci când proiectează inițial circuitele, luând în calcul acest lucru pentru toleranța componentelor.

Această abordare duce la specificații care sunt mai dificile, consumă timp pentru a fi atinse și poate duce la componente mai scumpe

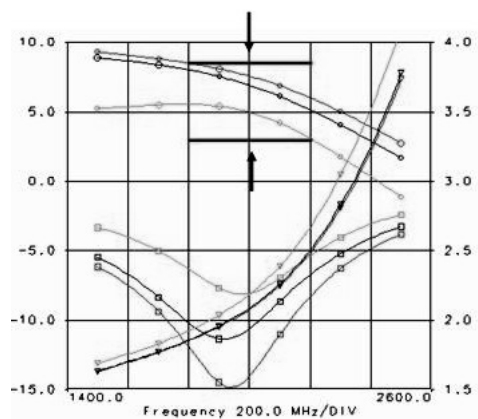


Fig.5.32. Variatia a trei parametric în funcție de toleranța tuturor componentelor

Obiectivele optimizării lotului pot fi stabilite mai puțin restrictive deoarece dacă lotul este suficient de bun calitativ, nu este nevoie să adăugăm o margine suplimentară. În fig.5.33 sunt prezentate obiectivele de optimizare ale performanței (reprezentate prin linii continue) în raport cu obiectivele de optimizare ale lotului.

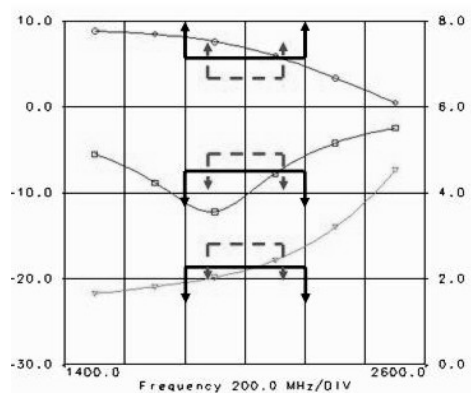


Fig.5.33. Obiective de performanța vs. obiective de lot

Utilizând histograme de sensibilitate (HS) putem crește performanțele proiectului.

Valorii unei componente i se permite să varieze, în gama ei de toleranță, pe axa X. Pentru fiecare valoare a acestei componente, li se permite să varieze tuturor celorlalte variabile de lot. Producția, pentru valoarea fixată, este afișat cu o bară verticală. Valoarea nominală și toleranța acestei componente poate fi acum ajustată pentru a îmbunătăți global productibilitatea circuitului.

Optimizarea lotului (numită și Centrarea Proiectării) este procesul de studiere a histogramei de sensibilitate și de alegere a valorilor componentelor care produc cel mai performant lot și, dacă este necesar, să ajusteze toleranța componentei pentru a crește randamentul.

Slabiți toleranțele la valori practice înainte de a începe analiza inițială a lotului. Revedeți apoi histogramele de sensibilitate pentru îmbunătățiri potențiale ale centrării proiectului, vezi fig.5.34.

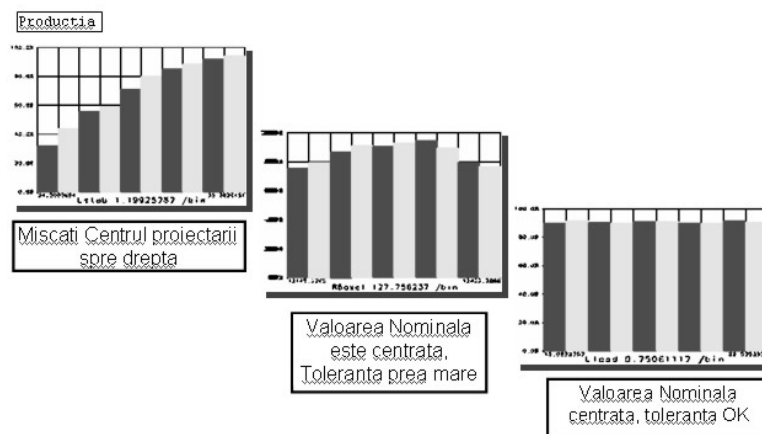


Fig.5.34. Histogramele de sensibilitate (HS)

Prima HS ne arată că valoarea nominală a componentei trebuie crescută pentru a crește performanța. A doua HS ne arată că acea componentă are o valoare nominală bună dar performanța poate fi îmbunătățită dacă toleranța piesei ar fi micșorată. A treia HS ne arată piesa centrată, cu toleranța optimă.

Pentru LNA-ul nostru am considerat toleranțele pieselor setate la 10% și am rulat analiza ansamblului. Chiar dacă proiectul nostru a atins specificațiile cerute la valoarea nominală, atunci când valorile nominale au variat, rezultatele productivității au fost de 54%, vezi fig.5.35. Acest lucru se acceptă foarte rar.

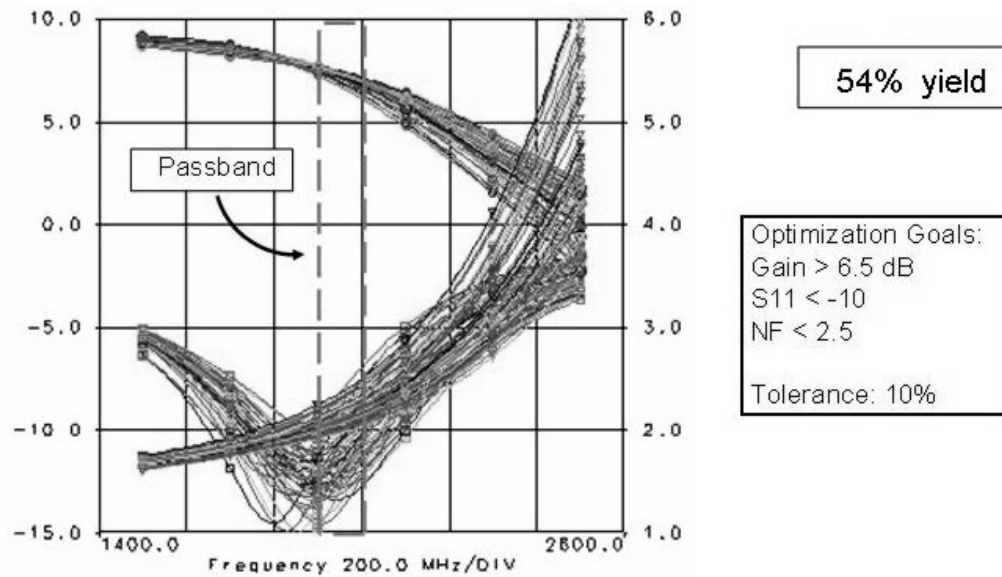


Fig.5.35 Productivitate 54% pentru toleranță de 10% a componentelor

Examinând histograma de sensibilitate pentru lungimea stub-ului de adaptare observăm că, deși valoarea nominală întrunește specificațiile cerute, fără a lua în calcul toleranța, o valoare nominală mai mică ar furniza rezultate mai bune, fig.5.36.

Imaginați-vă acum că fiecare bloc proiectat ar avea o performanță similară. Ar putea fi o duzină de blocuri astfel proiectate. Performanța totală ar fi performanțele individuale înmulțite între ele. Pentru a avea un produs manufacturabil toate blocurile ar trebui să se apropie de 100%.

Chiar dacă fiabilitatea fiecarui bloc este de 99% și sunt 30 asemenea blocuri, fiabilitatea totală ar cobori la 73 %.

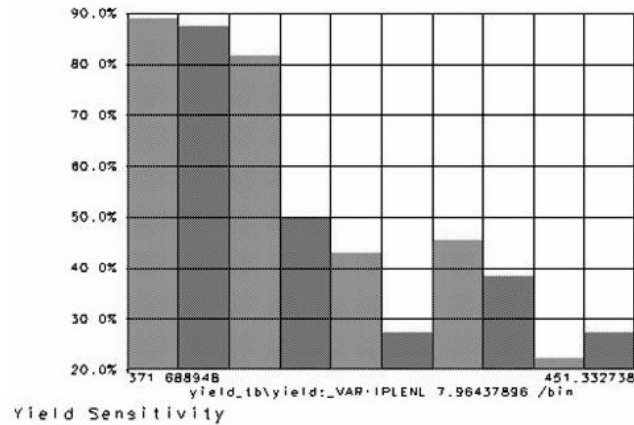


Fig.5.36. HS pentru lungimea stub-ului de adaptare

După două iterații ale optimizării, performanța este crescută spectaculos la 98%, fig.5.37.

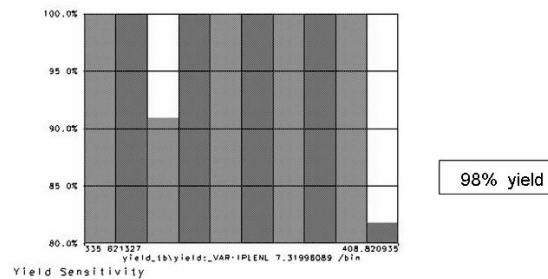


Fig.5.37. Îmbunătățirea productivității după două iterații

Concluzii:

- Optimizarea lotului prin Centrarea Proiectului poate îmbunătăți semnificativ fiabilitatea generală a producției.
- Identificați componentele care afectează major fiabilitatea.
- Faceți decizii informate despre toleranță și valoarea nominală.
- Mergeți și produceți cu cea mai mare încredere posibilă.

5.4.3. Proiectarea duplexorului

Acum că am terminat LNA, să aruncăm o privire și asupra duplexorului. Duplexorul permite emițătorului și receptorului să utilizeze o antenă comună. În exemplul nostru, este realizat ca un filtru cu 3 porturi care rutează semnale în una din cele două benzi de frecvență: 1800 MHz (+/- 30 MHz) pentru emisie, și 1960 MHz (+/- 30 MHz) pentru recepție. A fost implementat utilizând două filtre separate (unul de 1880 MHz și unul de 1960 MHz) pentru că un filtru duplexor gata integrat nu a putut fi găsit, fig.5.38

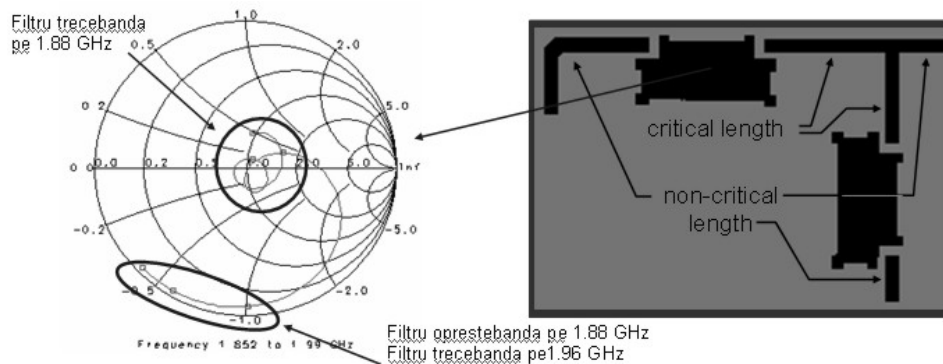


Fig.5.38. Realizarea duplexorului.

Provocarea proiectării acestui duplexor a fost să combine cele două filtre astfel încât banda de oprire a unui filtru să nu interfereze cu banda de trecere a celui alt filtru. Din moment ce nu aveam modele pentru filtre, primul pas în proiectarea duplexorului a fost să măsurăm filtrele individuale cu un analizor de rețea. Am folosit parametrii S măsurăți pentru a sintetiza o rețea de interconectare a lor. Diagrama adaptării la ieșire din fig.5.38 este reprezentativă pentru ambele filtre. Filtrele sunt bine adaptate în banda de trecere, dar foarte reflexive în banda de oprire. Dacă banda de oprire a unui filtru arată ca un circuit deschis la frecvențele care corespund benzii de trecere a celui alt filtru (și viceversa), atunci filtrele pot fi combinate pentru a produce un duplexor. Din moment ce în fig.5.38 vedem că adaptarea în banda de oprire nu arată ca un circuit deschis, trebuie să adăugăm a anumită lungime de linie pentru că

raspunsul în banda de oprire să fie rotit la impedanță corectă. Acest proces nu afectează raspunsul trece-banda (din moment ce rotația este făcută în jurul centrului diagramei Smith), dar permite răspunsului în banda de oprire să se rotească către un circuit deschis. Lungimea necesară a liniei de transmisiune pentru a realiza această rotație este ușor diferită pentru fiecare filtru, așa cum se observă din layout-ul de mai sus. După ce cele două filtre au fost combinate folosind lungimi potrivite de linie, se poate adăuga o lungime arbitrară de linie de 50Ω fără a afecta raspunsul general al duplexorului.

Raspunsul măsurat a filtrelor individuale a arătat pierderi în exces și ripluri, care au fost atribuite faptului că liniile de transmisie la porți nu erau de 50Ω și conexiunilor cu conectorii. Atunci când conectorii au fost sudați direct pe componente, răspunsul a arătat mult mai bine și mai asemănător cu răspunsul specific de la producător, fig.5.39.

Graficul de mai jos arată că performanțele măsurate ale duplexorului în banda de trecere arată foarte asemănător cu răspunsul filtrelor individuale măsurate pe un filtru realizat pe cablaj. Răspunsul simulat ne arată o performanță uniformă în banda de trecere. În mod clar, unele interacțiuni necunoscute apar între filtru și cablaj, sau performanțele filtrele pot fi deteriorate în timpul procesului de sudare.

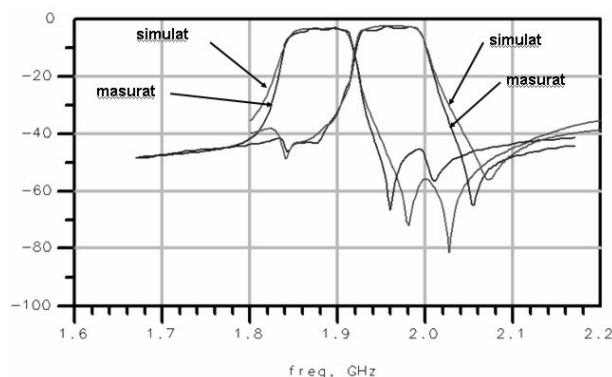


Fig.5.39. Comparație între simularea și măsurarea filtrelor din duplexor

5.4.4. Proiectarea amplificatorului de putere

Proiectarea amplificatorului de putere a transceiverului de banda PCS prezintă un alt tip de probleme decât cele întâlnite la amplificatorul LNA. Deoarece etajul de ieșire al majorității amplificatoarelor de putere este proiectat să furnizeze putere de ieșire maximă (în loc de câștig de semnal mic maxim), tehnicile de proiectare liniară nu se aplică.

În timpul procesului de proiectare anterior, ne-am uitat la diferite tranzistoare și specificațiile lor. Am decis să utilizăm un tranzistor de putere cu efect de câmp (TEC), Avantek 45101, care să atingă obiectivele proiectului de 0.5 W ($> +27\text{dBm}$) putere de ieșire. De asemenea, am hotărât să folosim polarizarea activă din rațiuni explicate în secțiunea următoare. Un singur etaj ca acesta nu putea fi proiectat cu câștigul necesar ($> +24\text{ dB}$). De aceea a fost adăugat un etaj preamplificator, constând dintr-un tranzistor cu siliciu, cu polarizare pasivă clasică. Proiectarea acestui etaj este similară cu a LNA-ului, așa că nu va fi descrisă în detaliu. Un comportament interesant a fost descoperit atunci când cele două etaje au fost conectate împreună (vom ajunge la acest aspect mai târziu).

Considerații asupra polarizării : activ versus pasiv

Deși ușor mai complicată decât polarizarea pasivă, polarizarea activă a fost aleasă pentru etajul de ieșire deoarece este un mod foarte bun de a garanta un curent de polarizare stabil prin tranzistorul de putere, fără a face ajustări manuale. Tipic, tranzistoarele TEC sunt specificate prin curentul de saturare de drenă (I_{dss}) și tensiunea de deschidere a grilei (V_p). Prin urmare, polarizarea utilizând circuite pasive implică ajustarea tensiunii de grila până când este obținut curentul dorit. Cu polarizare activă, reacția este folosită pentru a genera curentul de drenă de polarizare corect. Un tranzistor pnp de joasă frecvență este folosit în bucla de reacție, fig.5.40.

Au fost disponibile surse de alimentare de $\pm 12\text{ V}$, și de aceea proiectarea noastră inițială a folosit aceste valori. Tot curentul de polarizare provine din sursa pozitivă; sursa negativă este necesară doar pentru că o tensiune de grilă negativă să poată fi generată.

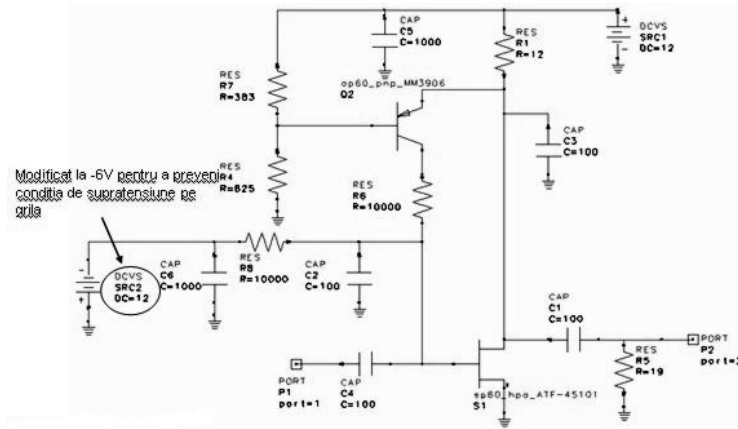


Fig.5.40. Amplificatorul de putere cu polarizare activă

S-a observat că dacă sursa negativă este pornită înaintea sursei pozitive, tensiunea grilă-sursă furnizată tranzistorului TEC ar fi (-12V). Aceasta ar fi depășit specificațiile pentru tensiunea Vgs maximă, care foarte probabil ar fi stricat tranzistorul TEC. Cum este dificil de garantat care sursă va fi prima, atunci când folosim o sursă de tensiune bipolară, sursa negativă a fost schimbată la -6V, ceea ce este mai puțin decât specificația pentru tensiunea grilă sursă maximă. Într-o situație reală, o sursă de tensiune de (-6V) poate să nu fie disponibilă. Dacă ar fi fost cazul nostru, am fi implementat un circuit adițional pentru a obține sursă de -6V: circuit divizor din rezistoare, regulator cu 3 terminale sau un circuit cu diode Zener.

Proiectarea rețelei de adaptoare la ieșire pentru amplificatoarele de putere este diferită de tehnica de adaptare complex-conjugată folosită pentru amplificatoarele liniare de semnal mic. Aceasta deoarece impedanța de ieșire (S22) a dispozitivelor de putere variază în funcție de puterea de ieșire. În general, o impedanță de sarcină ideală, care maximizează puterea de ieșire a amplificatorului, există. Scopul rețelei de adaptare este de a transforma 50 Ω într-o astfel de impedanță ideală.

Sunt două moduri de bază pentru a găsi impedanța ideală de ieșire care să poată fi furnizată dispozitivului de putere al amplificatorului. Unul este să facem o

analiză de tip “load-pull” (fie simulată, fie cu măsurători efective), iar cealaltă este să proiectăm o rețea de adaptare bazată pe modelul fizic al dispozitivului de ieșire, așa numita metodă a dreptei de sarcină.

- **Tehnica « load-pull »**

Un sistem de măsurare de tip “load-pull” poate fi foarte scump. Doar companiile specializate exclusiv pe proiectarea amplificatoarelor de putere ar investi într-un asemenea sistem.

Tehnica măsurării “load-pull” se bazează pe comportarea măsurată a amplificatorului. Nu este necesară cunoașterea în detaliu a modelelor fizice ale dispozitivelor implicate. Modalitatea de a face o asemenea analiză este să furnizezi la ieșirea amplificatorului mai multe tipuri de impedanță de sarcină, măsurând simultan puterea de ieșire. Adaptarea în intrare se face de fiecare dată pentru a asigura puterea disponibilă la intrarea amplificatorului.

Acest proces este repetat pentru nivele diferite de putere la intrare. După ce toate datele sunt culese, locul geometric al puterilor de ieșire este reprezentat pe diagrama Smith, vezi fig.5.41.

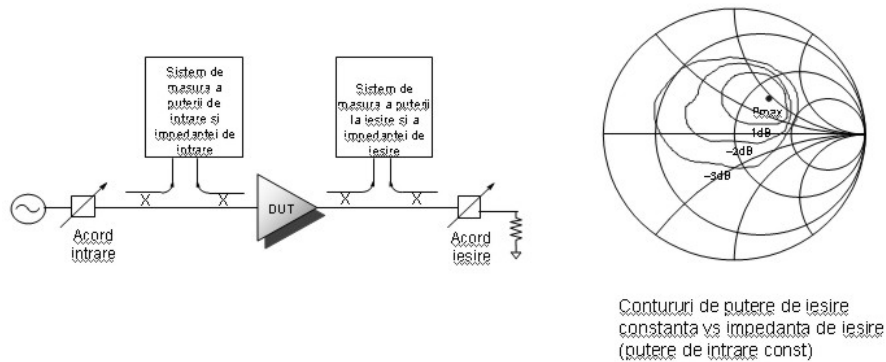


Fig.5.41. Tehnica « load-pull »

Dacă puterea de intrare furnizată amplificatorului este suficient de mare, pe diagrama Smith apare un singur punct atunci când puterea de ieșire este

maximă. Aceasta este impedanța pe care trebuie să o punem la ieșirea amplificatorului.

Tunerele folosite pentru a varia adaptările din intrare și ieșire pot fi mecanice sau electronice. Tunerele mecanice excelează în aplicațiile de putere mare și, din cauza pierderilor lor mici, atunci când este necesară caracterizarea amplificatoarelor cu impedanțe puternic dezadaptate. Tunerele electronice furnizează măsurători foarte rapide și repetabile.

În majoritatea cazurilor, proiectanții vor folosi pentru simulare fie metoda dreptei de sarcină fie metoda “load-pull”. Haideți să ne uităm mai în detaliu la ambele metode.

- **Metoda dreptei de sarcină în simulare**

Metoda dreptei de sarcină este o tehnică pentru găsirea impedanței optime ce trebuie furnizată etajului de ieșire al amplificatorului de putere. Dacă ne uităm la curbele V-I pentru un TEC, vom vedea că există o regiune utilizabilă atât pentru curentul de drenă cât și pentru tensiunea drenă-sursă, fig.5.42. Pentru curentul de drenă, folosim în general regiunea dintre 0 și $1.3 \times I_{dss}$ (deducție cumva arbitrară).

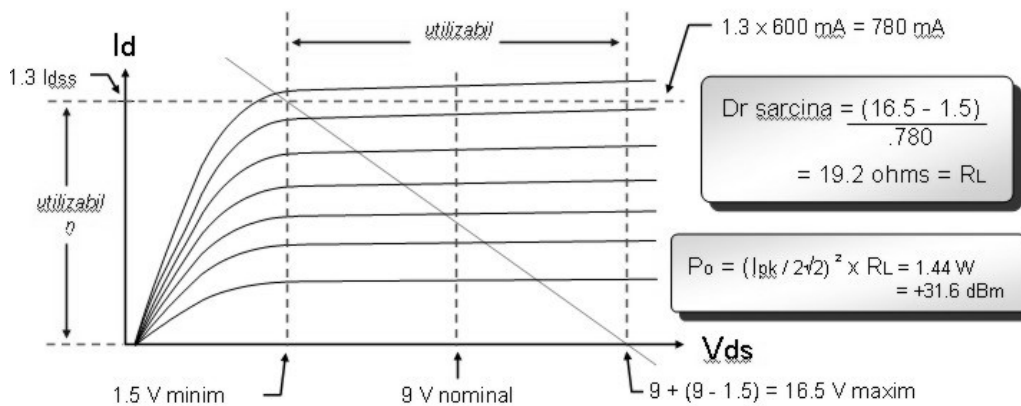


Fig.5.42. Metoda dreptei de sarcină în simulare

Pentru a păstra tensiunea de ieșire în jurul regiunii predominant liniare a tranzistorului TEC, trebuie să evităm zonele cu pantă abruptă ale curbelor V-I. Pentru tranzistorul TEC pe care l-am ales, aceasta a însemnat restricționarea tensiunii drenă-sursă minime la 1,5V. Cum producatorul a recomandat un punct static nominal de 9V, voltajul superior al formei de unda de ieșire ar fi $9 + (9 - 1.5) = 16.5$ V. Tragând o linie între aceste două puncte (1.5 V / 780 mA și 16.5 V / 0 mA) și calculând panta, obținem o rezistență de 19.2 ohmi. Aceasta este valoarea de impedanță care trebuie prezentată sursei ideale de curent din modelul TECului.

Putem de asemenea să calculăm și puterea de ieșire maximă teoretică din moment ce cunoaștem punctul static și impedanța de sarcină. În acest exemplu, puterea maximă de ieșire este +31.6 dBm. Această valoare se potrivește foarte bine cu valoarea specificată de producător pentru puterea maximă de ieșire a TEC, așa că am ajuns la o valoare rezonabilă pentru rezistența de sarcină.

Acum că știm rezistența de sarcină în care intră curentul din sursa de curent a TEC-ului, trebuie să proiectăm un circuit de adaptare care să transforme cei 50 Ω în aceasta valoare. Trebuie să includem toate reactanțele care sunt prezente în circuit, inclusiv reactanța de ieșire a TEC însuși (în general capacitivă) și pe cele parazite. Acestea din urmă vor fi greu de aproximat. Unii producători (cum ar fi Avantek) dau informații în cataloagele lor despre anumite capacități parazite. Reactanța de ieșire a TEC poate fi determinată aproximativ din parametrul S22. Putem presupune un model simplu de TEC, considerând că ieșirea arată ca o sursă de curent ideală și o capacitate de decuplare, fig.5.43. Putem converti partea imaginară a admitanței de ieșire (care se poate citi din diagrama Smith de admitanțe) într-o capacitate echivalentă. Aceasta capacitate devine mai apoi o parte componentă a circuitului de adaptare.

Adaptarea la ieșire folosită pentru amplificatorul din exemplul nostru a fost obținută prin acordarea unui stub. Un mod foarte util de a optimiza rețeaua de ieșire este folosirea tehnicii de oglindire. Aceasta se realizează prin introducerea unui rezistor de valoarea pe care dorim să o vadă curentul sursei de curent (19 ohmi în acest caz) pe partea dinspre TEC a circuitului de adaptare, și apoi optimizarea lungimii “stubului” până când obținem o adaptare bună pe 50 ohmi la capătul dinspre ieșire al circuitului de adaptare. Pentru a

obține circuitul real, rezistorul de 19 ohmi se scoate deoarece sarcina de 50 de ohmi va fi transformată în aceasta valoare.

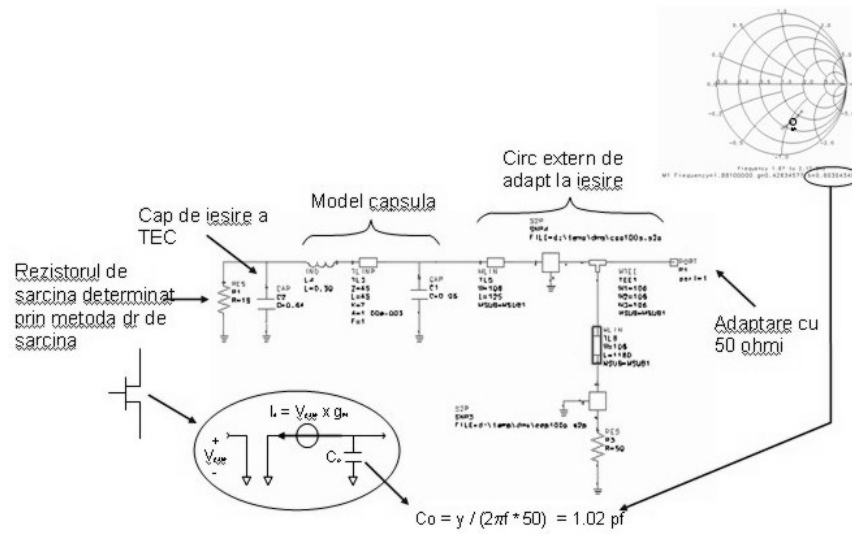


Fig.5.43. Calculul adaptarii la ieșire

5.4.5. Metoda « load-pull » de simulare

Această simulare este mai simplă, mai rapidă și, de obicei, mai precisă, decât analiza cu dreapta de sarcină. Simularea “load-pull” este mai simplă, mai rapidă și cu mult mai ieftină decât un sistem de măsurare care folosește acest principiu.

Programele de proiectare, cum ar fi Advanced Design System, pot face, de regulă, o asemenea analiză. Un model nelinear precis al dispozitivului de testat este necesar pentru a face o analiză precisă. În fig.5.44 este prezentată o analiză de tip “load-pull” a dispozitivului cu TEC folosită în etajul de putere al amplificatorului nostru de putere.

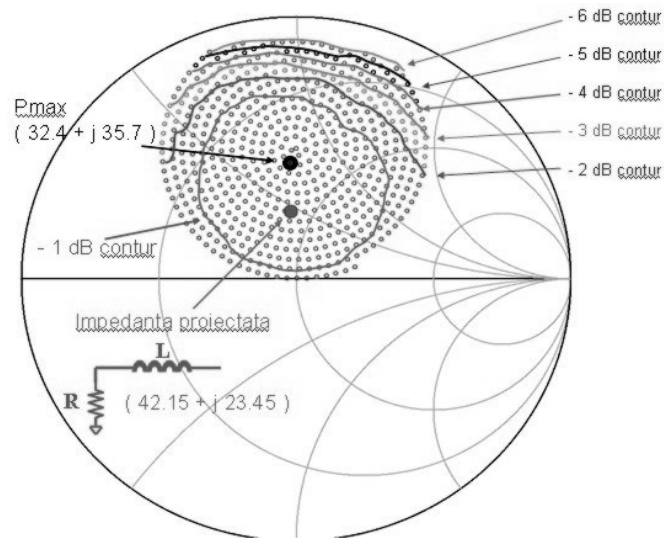


Fig.5.44. Metodă « load-pull » de simulare

Pentru fiecare valoare de impedanță, programul ADS evaluează nivelul corespunzător al puterii de ieșire și îl afișează ca un punct colorat pe Diagrama Smith. Aceste puncte colorate formează conturul de putere.

Amplificatorul nostru de putere l-am proiectat inițial pentru puterea maximă de ieșire. Pentru a asigura stabilitatea am ajuns însă să facem un compromis de circa 0.5 dB din puterea de ieșire. Impedanța proiectată este indicată în fig.5.44. Haideți să ne uităm acum cum am proiectat rețeaua de adaptare cu ajutorul simulării “load-pull”.

Simularea “load-pull” ne dă valoarea impedanței de sarcină pe care ar trebui să o punem ca terminăție TEC-ului. În simularea “load-pull” am utilizat modelul TEC-ului încapsulat; de aceea, impedanța de sarcină calculată conține elementele parazite ale TEC-ului. Din moment ce modelarea elementelor parazite nu este cerută, procedura pentru determinarea circuitului de adaptare este mult mai simplă și mai rapidă decât utilizarea datelor de la analiza cu dreapta de sarcină. În general, analiza de tip “load-pull” este mai precisă decât cea cu dreapta de sarcină, presupunând că dispunem de un model neliniar performant de amplificator. Există sisteme avansate care pot furniza modele

neliniare foarte precise pentru componentele active. Un asemenea sistem este discutat în Secțiunea “Măsurări pentru Proiectare – Extragerea Parametrilor Dispozitivului Activ”.

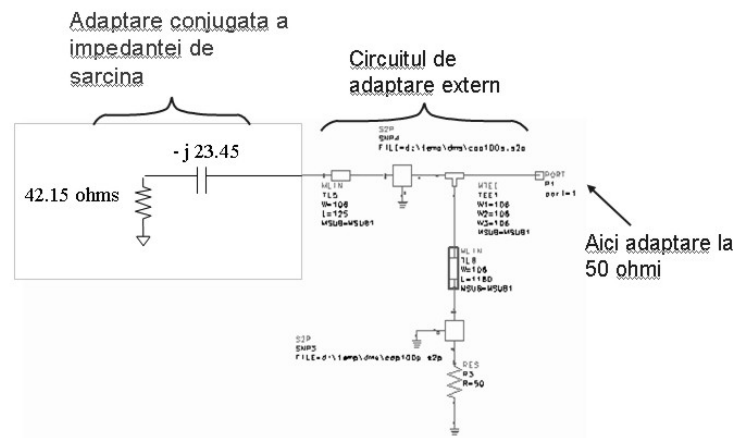


Fig.5.45. Circuitul de adaptare proiectat în urma simularii « load-pull »

Din nou, am folosit tehnica de adaptare în oglindă. Am plasat conjugata impedanței de sarcină pe partea dinspre TEC a rețelei de adaptare și am optimizat-o pentru 50 ohmi. După optimizare, uitându-ne în rețeaua de adaptare pe partea dinspre TEC, veți vedea impedanță de sarcină dorită de $(42.15 + j 23.45)$ ohmi, vezi fig.5.45.

Rețeaua de adaptare este foarte similară cu cea obținută prin analiza cu dreapta de sarcină, dar proiectarea este mai simplă și mai rapidă folosind simularea de tipul “load-pull”.

Acum este momentul să ne construim prototipul.

În figura 5.46 avem măsurată și simulată performanța liniară, S21, a primului prototip de amplificator.

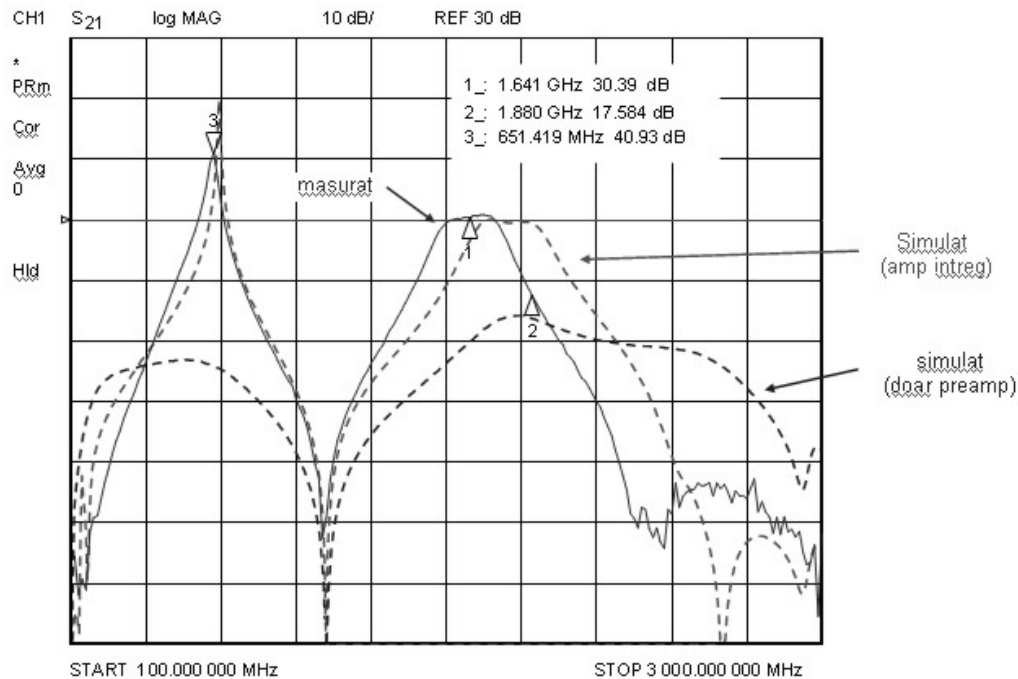


Fig.5.46. Rezultatele simularilor și măsurărilor liniare făcute pe primul prototip

Observați vârful de câștig uriaș în jurul a 650MHz. Aceasta indica faptul că amplificatorul foarte probabil va oscila la aceasta frecvență (și așa a și fost!).

O altă problemă este aceea că frecvența centrală a amplificatorului este cam cu 240 MHz prea joasă. Avem deci două deviații semnificante fata de ceea ce așteptam. Înainte de a începe să reproiectăm amplificatorul de putere, trebuie să modificăm fișierul circuitului astfel încât rezultatele simulate să se potrivească cu cele măsurate. Odată aceasta adaptare realizată, vom avea un fișier cu un proiect de circuit mai precis în care să îmbunătățim proiectarea amplificatorului de putere.

Înainte de a face schimbări în fișierul cu proiectul circuitului, trebuie să verificăm că nu s-au făcut greșeli în fabricarea și măsurarea prototipului. Odată ce ne-am asigurat că prototipul a fost construit așa cum s-a intenționat, acesta

devine o unealtă foarte utilă pentru a îmbunătăți acuratețea fișierului cu proiectul de circuit. Orice discrepanțe în rezultatele măsurate și simulate indică faptul că trebuie să îmbunătățim fișierul proiect. Datele măsurate ale prototipului fizic sunt folosite mai întâi pentru a crea un fișier proiect mai precis, înainte ca rafinările proiectului să fie adăugate. Calea alternativă este să scurtcircuităm prototipul fizic și etapa măsurătorilor, continuând să îmbunătățim proiectul doar pe cale software. Riscul utilizării acestei metode este ca, fără o verificare de rutină, prin intermediul prototipului fizic, să pierdem timp important perfecționând un circuit puțin precis.

Puteți începe procesul de adaptare luând în considerare efectele de margine și discontinuitățile care au fost neglijate la prima proiectare. Odată ce ați schimbat tot ceea ce puteați schimba în fișierul proiectului de circuit, și totuși nu avem adaptare, următorul pas este să faceți modificări direct pe prototipul fizic. Aceasta vă va ajuta să câștigați mai multă înțelegere asupra funcționării circuitului. De exemplu, puteți scoate un tranzistor de pe prototipul fizic și să măsurați coeficientul de reflexie al circuitului de polarizare. Faceți la fel în ADS, simulați parametrul S_{11} și vedeți dacă cele două rezultate se potrivesc. Dacă nu, faceți schimbări în fișierul proiectului de circuit, pentru a încerca să le armonizați. Noul fișier de circuit a produs rezultatele prezentate în fig.5.47, care se apropie foarte mult de rezultatele măsurate.

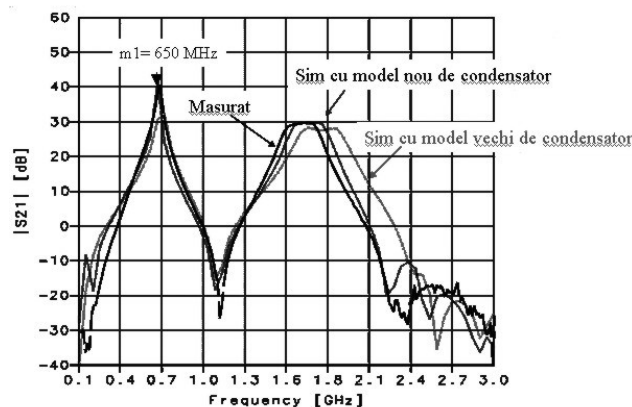


Fig.5.47. Rezultatul simularilor după ajustarea fișierului în funcție de măsurători

Observăm, totuși, că simularea nu cade perfect pe măsurători. Aceasta ilustrează o lege nescrisă cunoscută proiectanților : de la un anumit punct, timpul necesar pentru a face noi rafinări în fișierul de circuit nu se justifică în raport cu precizia obținută. Din moment ce potrivirea a fost suficient de bună, am decis să continuăm cu rafinarea proiectului utilizând acest model îmbunătățit.

Acum este momentul să ne ocupăm de problema oscilației. Amplificatorul este potențial instabil deoarece $S_{22} > 0$ dB, fig.5.48.

Sunt două etaje de câștig în amplificator. Oscilația poate fi cauzată de primul etaj, de al doilea sau de ambele (adică unul dintre etaje este stabil și celălalt prezintă o sarcină în regiunea sa instabilă). Trebuie să separăm fiecare etaj și să examinăm parametrii S ai acestora, factorul de stabilitate și diagramele de stabilitate ale sursei și sarcinii.

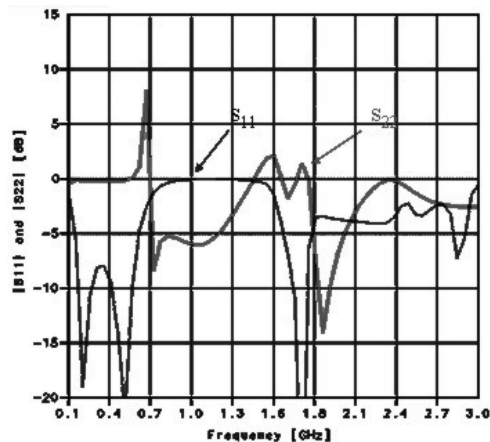


Fig.5.48. Simularea parametrilor S de comandă ai amplificatorului de putere

Am început uitându-ne la etajul preamplificator. În fig.5.49 vedem că acesta are un câștig acceptabil.

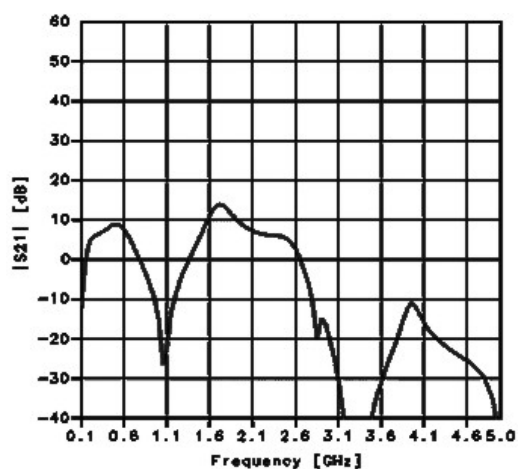


Fig.5.49. Cîstigul preamplificatorului

În fig.5.50 vedem diagramele de stabilitate pentru impedanțele de sursă și sarcină ale preamplificatorului.

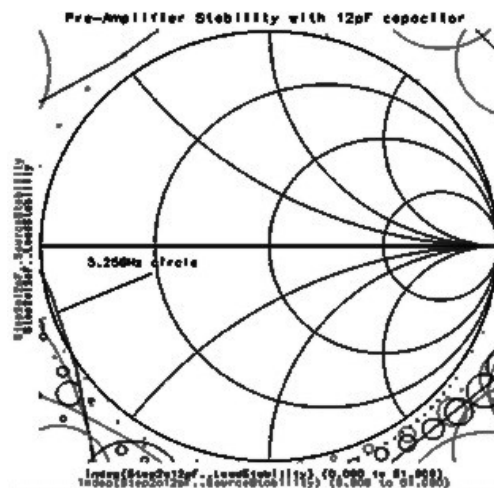


Fig.5.50. Cercurile de stabilitate ale preamplificatorului

Un cerc de stabilitate desemnează granița dintre stabilitate și instabilitate. Odată cercurile de stabilitate desenate, următorul pas este să determinăm care parte a cercului reprezintă stabilitatea. În mod tipic, partea care conține centrul diagramei Smith este partea stabilă. Cercurile de stabilitate indica faptul că etajul preamplificator este stabil necondiționat, mai puțin la 3.25 GHz. La aceasta frecvență, proiectul este potențial instabil, dar numai pe o gamă foarte mică de impedanțe. Observați că este important ca analiza stabilității să fie făcută pe o bandă de frecvență mult mai mare decât lățimea de bandă utilă a amplificatorului.

În mod obișnuit, trebuie să asigurăm stabilitatea pe întreaga porțiune pentru care amplificatorul are câștig semnificativ.

Etajul preamplificator arată acceptabil, deși câștigul de joasă frecvență ar putea fi redus în continuare.

Pentru a analiza stabilitatea etajului de putere vom privi la adaptarea de la intrare și ieșire. În fig.5.51 avem adaptările din intrarea și ieșirea etajului de putere.

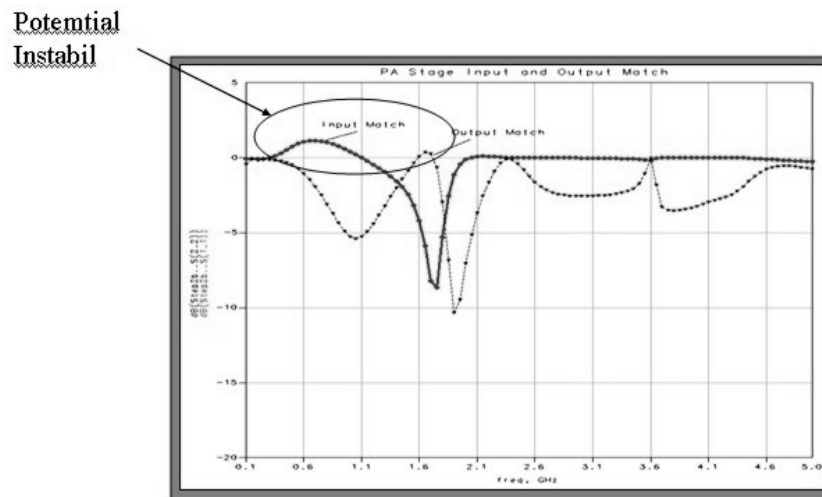


Fig.5.51. Adaptarea la intrare și ieșire a amplificatorului de putere

Din moment ce raspunsurile S11 și S22 sunt mai mari de 0 dB, etajul de putere este potențial instabil la aceste frecvențe joase. Va trebui să stabilizăm etajul de putere.

Pentru aceasta, am implementat o buclă de reacție, un circuit rezonant serie și câteva schimbări la anumite condensatoare pentru a îmbunătăți adaptarea de intrare și ieșire, vezi fig.5.52.

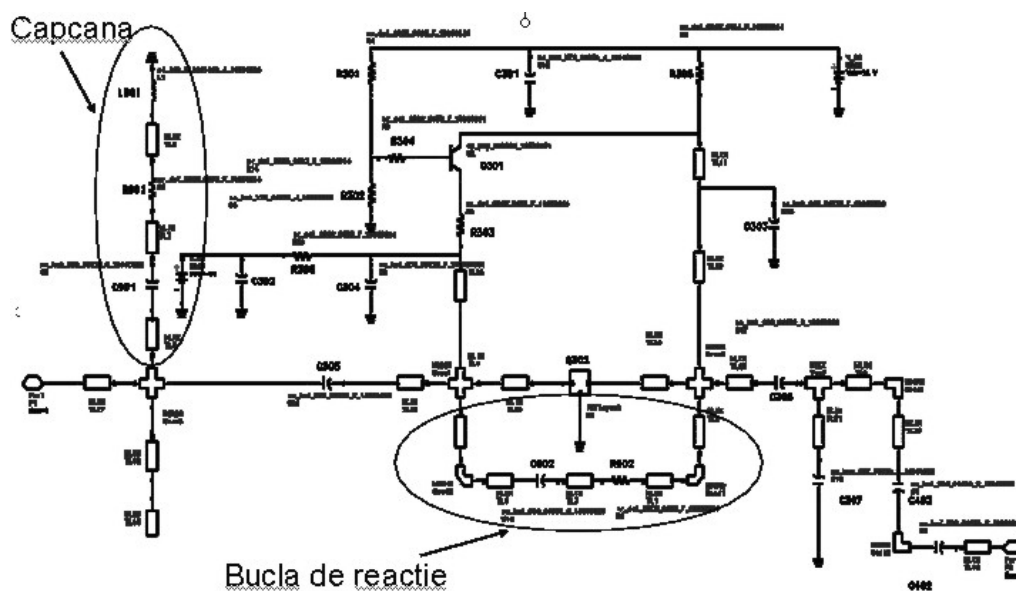


Fig.5.52. Amplificatorul de putere modificat pentru a elimina instabilitatea

Bucla de reacție a fost proiectată în așa fel încât semnalul de reacție să adauge defazaj semnalului de intrare al TEC. Bucla de reacție constă dintr-un condensator, rezistor și linii de transmisiune. Condensatorul influențează faza semnalului de reacție. Rezistorul afectează câștigul și stabilitatea. Dacă rezistorul este prea mic, câștigul este redus prea mult. Dacă rezistorul este prea mare, câștigul nu este redus suficient și, drept consecință, stabilitatea nu este îmbunătățită semnificativ. Aici, facem compromisul între câștig și stabilitate.

Cu acest nou proiect, etajul de putere este mai stabil. Problema oscilației este rezolvată. Folosind acest fișier de circuit îmbunătățit, am reajustat circuitele de adaptare atât al preamplificatorului cât și al etajului de putere pentru o frecvență centrală de 1.88 GHz. Reproiectarea amplificatorului de putere este terminată!

Un pas important înainte de fabricarea prototipului final este să simulăm toate părțile asamblate împreună pentru a ne asigura că nu vor fi interacțiuni neașteptate. Amplificatorul de putere este urmat de un filtru duplexor de 1.88 GHz. Acest filtru vă apare ca o sarcină puternic reactivă, cu o inductanță rapid variabilă la frecvențele din afara benzii. Este important să ne asigurăm că aceasta terminație nu face ca amplificatorul să oscileze.

Figura 5.53 ne arată că răspunsul S11 arată bine, dar S22 este mai mare de 0 dB la frecvențe joase.

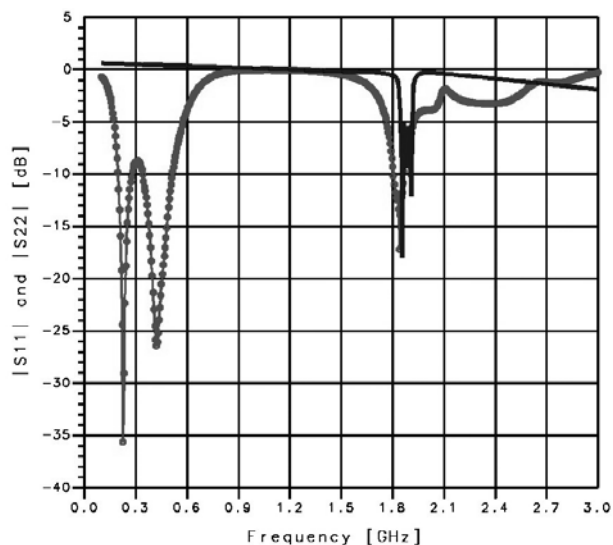


Fig.5.53. Analiza amplificatorului de putere folosind parametrii S ai filtrului obținuți într-o bandă îngustă de frecvențe

Asta înseamnă că trebuie să ajustăm în continuare proiectul ? Din fericire nu. În aceasta analiză, am folosit valori măsurate pentru filtre care au coborât până la

1.67 GHz. Celelalte valori necesare au fost extrapolate. Nu există un mod de a prognoza precis cum se vor comporta datele în afara gamei măsurate. A trebuit să folosim valori măsurate ale filtrelor care au acoperit întreaga gama de frecvențe de interes.

În fig.5.54, analiza s-a efectuat folosind valori ale filtrelor efectiv măsurate.

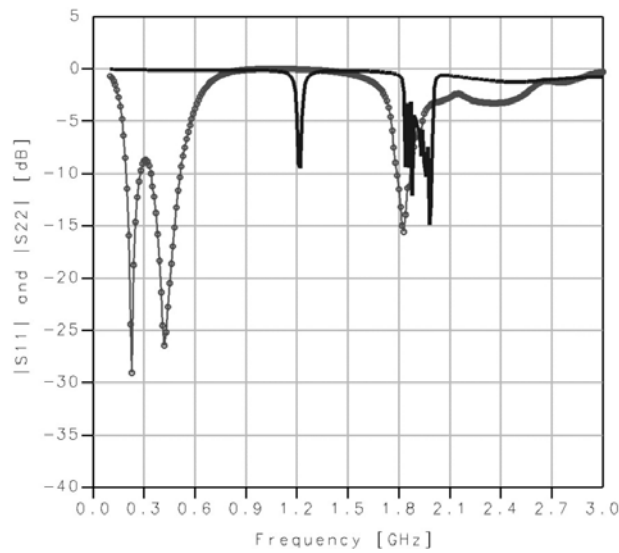


Fig.5.54. *Analiza amplificatorului de putere folosind parametrii S ai filtrului obținuți prin măsurători, într-o bandă largă de frecvențe*

Acum, S22 este mai mic de 0dB pe întreaga gamă de frecvențe și suntem încrezători că amplificatorul este stabil atunci când se termină pe filtrul duplexor.

Acest exemplu ne ilustrează importanța folosirii fișierelor de date care să acopere întreaga gama de valori a frecvenței pentru ca analiza obținută să aibă precizia maximă. După fabricarea celui de al doilea prototip, am aflat că rezultatele măsurate și simulate se potriveau destul de bine, vezi fig.5.55.

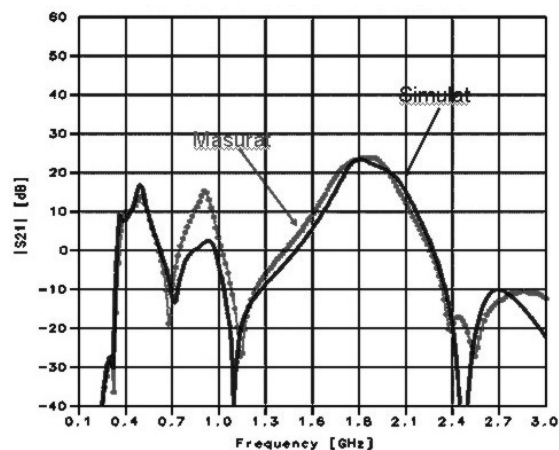


Fig.5.55. Rezultatele simulate și măsurate pentru al doilea prototip

Câștigul la frecvențele joase a fost redus semnificativ. Frecvența centrală a fost reajustată cu succes la valoarea dorită de 1.88 GHz. Măsurătorile adaptărilor de intrare și ieșire, fig5.56, arată că amplificatorul de putere este stabil.

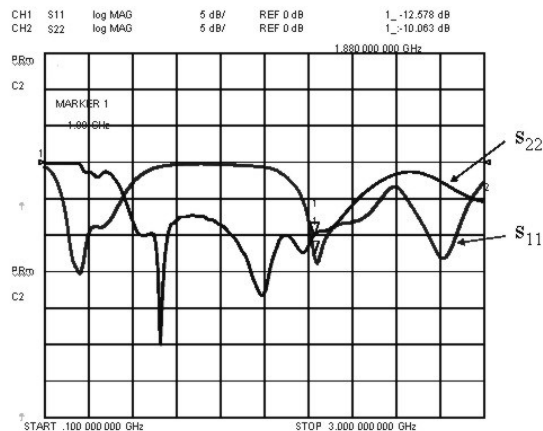


Fig.5.56. Adaptările de intrare și ieșire ale prototipului 2

Performanțele neliniare

Pînă acum am arătat doar performanțele liniare ale amplificatorului. Trebuie să caracterizăm însă și comportarea sa neliniară.

În mod tipic, un analizor vectorial de rețea este folosit pentru măsurări liniare, dar cu capacitatea sa de baleiere a puterii poate face și măsurări neliniare, cum ar fi compresia de câștig sau conversia modulației de amplitudine în modulație de fază. Alte caracterizări neliniare includ măsurări de armonice și de intermodulație, în mod tipic realizate cu ajutorul unui analizor spectral.

Multe analizoare de rețea au posibilitatea de a baleia game de putere la fel ca și game de frecvență. Baleiajele de putere ne ajută să caracterizăm performanța neliniară a amplificatorului. În fig.5.57 este arătată puterea de ieșire a amplificatorului în funcție de puterea de intrare la o singură frecvență.

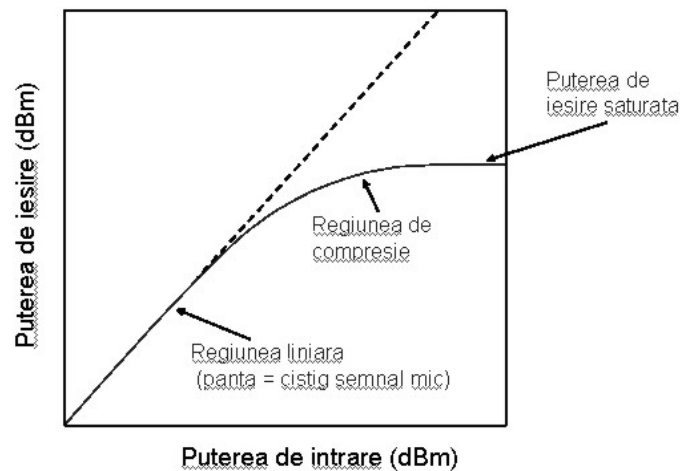


Fig.5.57. Saturarea puterii de ieșire a amplificatorului de putere

Câștigul amplificatorului la orice nivel de putere de intrare este panta acestei curbe. Observați că amplificatorul are o regiune liniară de funcționare, unde câștigul este constant, independent de nivelul de putere. Câștigul în această regiune este numit câștigul de semnal mic. De la un anumit punct, câștigul

amplificatorului pare să scadă, iar amplificatorul se spune că este în compresie. Ieșirea amplificatorului nu mai este sinusoidală – o parte din puterea de ieșire este prezentă în armonici.

Pe măsură ce puterea de intrare crește și mai mult, amplificatorul devine saturat, iar puterea de ieșire rămâne constantă. În acest punct, câștigul amplificatorului este zero, creșteri suplimentare ale puterii de intrare ne producând schimbări în puterea de ieșire. Puterea de ieșire saturată poate fi direct citită din graficul de mai sus.

Cea mai întâlnită măsurătoare a compresiei este punctul de compresie la 1dB, definit aici ca și puterea de intrare care duce la o scădere a câștigului amplificatorului cu 1dB (referința față de câștigul de semnal mic). Cel mai ușor mod de a calcula punctul de compresie la 1dB este să afișăm direct câștigul normalizat în urma baleierii gamei de puteri, fig.5.58.

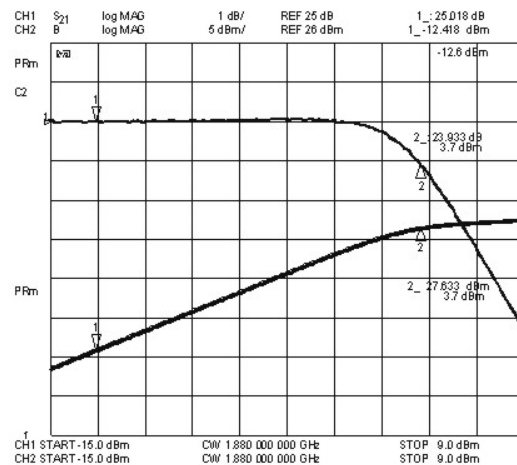


Fig.5.58. Măsurări ale compresiei la 1 dB

Partea stângă a curbei este regiunea liniară, de semnal mic, iar partea dreaptă corespunde compresiei cauzate de puterea de intrare mai mare. Așa cum se arată mai sus, punctul de compresie de 1dB al amplificatorului nostru de putere este 3.7 dBm (testat la o frecvență de 1.88GHz).

Este util să știm și puterea de ieșire corespunzătoare acestui punct de compresie de 1dB. Folosind caracteristica de canal dual existentă pe majoritatea analizoarelor de rețea moderne, puterea absolută și câștigul normalizat pot fi afișate simultan. Markerul de afișaj pot citi atât puterea de ieșire cât și puterea de intrare la care această compresie apare. Alternativ, câștigul amplificatorului la punctul de compresie de 1 dB poate fi adăugat la puterea de compresie de 1dB pentru a calcula puterea corespundătoare de ieșire. Așa cum se vede în fig.5.58, puterea de ieșire la punctul de compresie de 1dB este $3.7 \text{ dBm} + 23.933 \text{ dB} = 27.633 \text{ dBm}$. Măsurarea puterii absolute pe canalul doi indică 27.633 dBm. O citire mai precisă a puterii absolute poate fi obținută printr-o calibrare pe scara puterii a analizorului de rețea.

Ar trebui să fie remarcat că gama baleiată de puteri trebuie să fie suficient de mare pentru a asigura că amplificatorul aflat sub test este condus din zona sa liniară către compresie. Analizoarele moderne de rețea furnizează o gamă de puteri de 15 până la 20 dB, care este mai mult decât necesar pentru majoritatea amplificatoarelor. Este foarte important să atenuăm suficient ieșirea amplificatoarelor de putere mare, pentru a preveni distrugerea receptorului analizorului de rețea. Pentru exemplul nostru, un atenuator de 20dB a fost plasat la ieșirea amplificatorului. Rezultatele compresiei câștigului simulat s-au potrivit foarte bine cu rezultatele măsurate, vezi fig.5.59.

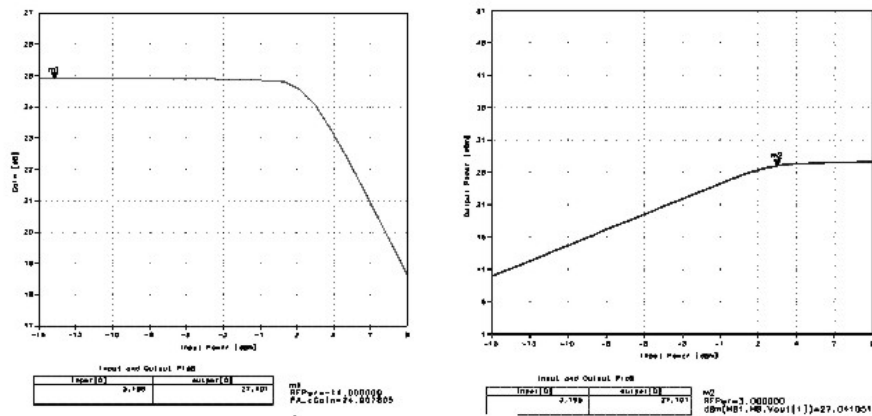


Fig.5.59. Rezultatele simulării compresiilor la 1 dB

În finalul acestei secțiuni destinate amplificatorului de putere, vom simula amplificatorul nostru și cu ajutorul modulației digitale.

GSM este sistemul pentru comunicații mobile. A fost inițial proiectat pentru a standardiza și adăuga capacitate digitală pieței celulare din Europa. De atunci a crescut până la a ajunge unul din primele formate digitale celulare din lume. În mod curent, sunt 3 sisteme mari GSM: GSM900, DCS1800 și PCS1900. Acestea sunt esențial același sistem, diferind între ele doar prin benzile de frecvență pe care operează. GSM900 lucrează în jurul benzii de 900 MHz, DCS1800 în banda de 1800 MHz, iar în America de Nord, datorită restricțiilor legate de spectrul disponibil, PCS1900 lucrează în banda de 1900 MHz.

Sistemul GSM utilizează accesul multiplu cu diviziune în timp (TDMA) și accesul multiplu cu divizare în frecvență (FDMA) pentru a furniza capacitate suplimentară.

Pentru a verifica amplificatorul nostru pentru o aplicație GSM, ne interesează specificațiile din canal și din afara canalului, precum și specificațiile de calitate a modulației. Măsurătoarea GSM în interiorul canalului este puterea purtătoarei în funcție de timp. Măsurătoarea GSM în afara canalului se referă la spectrul ieșirii de RF, iar specificațiile legate de calitate a modulației furnizează limite pentru eroare de fază și frecvență.

5.5. Măsurători putere versus timp

Puterea purtătoarei este măsura puterii în interiorul canalului pentru sistemele GSM. Mobilele și stațiile de bază trebuie să transmită suficientă putere, cu suficientă precizie a modulației, pentru a menține o legătură de calitate acceptabilă, fără alunecări spre alte canale de frecvențe sau sloturi de timp alocate altor legături. Sistemul GSM utilizează controlul dinamic al puterii pentru a asigura că fiecare legătură este menținută cu putere minimă. Acest control al puterii ne dă două beneficii fundamentale: interferențele globale ale sistemului sunt menținute la minim și, în cazul stațiilor mobile, viața acumulatorilor este maximizată.

GSM folosește o schemă TDMA cu 8 fante de timp (numite și “rafale”) per canal de frecvență. Dacă “rafala” de informație nu apare la exact momentul potrivit, sau dacă aceasta este neregulată, atunci alte canale adiacente pot suferi

de interferențe. Prin urmare, standardele industriale specifică o mască strîmtă pentru potrivirea “rafalei” TDMA.

Măsurarea puterii de ieșire de la un emițător GSM este complicată de schema de multiplexare TDMA. Fiecare canal de frecvență este partajat cu alți 8 utilizatori prin intermediul TDMA. Emițătorul mobil pornește doar în timpul fantei sale active de timp. În timpul părții centrale a rafalei TDMA, atunci când se transmit datele, mobilul trebuie să controleze ieșirea emițătorului său să rămîna în intervalul $\pm 1\text{dB}$ relativ la valoarea medie.

Mobilele GSM trebuie să fie capabile să opereze în prezența interferențelor de pe alte canale GSM și altor utilizatori ai spectrului care nu țin de GSM. Semnalele puternice în benzile adiacente cauzează deseori produse de intermodulație în banda de recepție a unei unități mobile, ducând la căderea legăturii. Există 3 specificații GSM care se referă la interferențe: spectrul de RF al ieșirii, emisiile nedorite și atenuarea de intermodulație. Vom simula și spectrul RF de ieșire, care este în esență o măsurare a puterii canalului adiacent. Canalele de frecvență GSM au 200 KHz lățime, astfel că specificațiile GSM reglementează cantitatea de putere în incrementări ale canalelor de 200 KHz. Specificațiile stației de bază GSM, pentru putere de ieșire mai mică de 33 dBm, sunt listate mai jos:

Offset	Specification	Condition
200 KHz	<-30 dBc	30 KHz BW
250 KHz	<-33 dBc	30 KHz BW
400 KHz	<-60 dBc	30 KHz BW
600 KHz	<-60 dBc	30 KHz BW
1200 KHz	<-63 dBc	30 KHz BW
1800 KHz	<-65 dBc	100 KHz BW
>6000 KHz	<-80 dBc	100 KHz BW

Aceasta specificație de -80 dBc este provocarea pentru gama dinamică a majorității echipamentelor de test disponibile în prezent.

Eroarea de fază și de frecvență determină calitatea modulației GSM. GSM folosește 0.3GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) ca și format de modulare. 0.3 descrie lățimea de bandă a filtrului Gaussian în funcție de viteză.

GMSK este un tip special de MF digital. Unu și zero sunt reprezentate prin alternarea purtătoarei de RF cu ± 67.708 KHz.. În cazul GSM, viteza datelor de 270.833 Kbit/sec este aleasă pentru a fi exact de 4 ori deviația de frecvență RF. Acest raport are efectul de a minimiza spectrul de modulație și de a îmbunătăți eficiența canalului. Modulația FSK în care rata de bit este exact de 4 ori deviația de frecvență se numește Minimum Shift Keying (MSK). Spectrul de modulație este redus și mai mult aplicând un filtru Gaussian de pre-modulare. Acesta încetinește tranzițiile rapide de frecvență care altfel ar împrăștia energie în canalele adiacente.

Deși 0.3GMSK nu este modulație de fază, receptorul măsoară faza pentru a extrage datele. Este util să încercăm să vizualizăm GMSK pe o diagrama I/Q. Biții de 1 sunt văzuți ca o creștere a fazei cu 90 de grade. Zerourile cauzează aceeași schimbare de fază, dar în direcție opusă. Traectoria exactă a fazei este foarte strict controlată. GSM specifică faptul că eroarea de fază nu va fi mai mare de 5 grade efectiv, sau 20 de grade maxim, și că eroarea medie de frecvență de-a lungul “rafalei” nu va depăși 0.05 PPM (aproximativ 100Hz la frecvențe PCS). Simularea GSM utilizează o sursă GSM standard din biblioteca de componente. Sursa a fost pulsată pentru a simula TDMA, iar ecuațiile de măsurare au fost folosite pentru a calcula Puterea versus Timp, spectrul RF de ieșire și calitatea modulației, vezi fig.5.60.

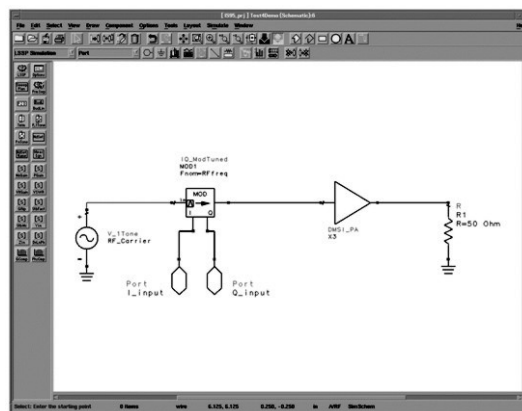


Fig.5.60 Schema de simulare folosită în ADS

Simularea GSM poate fi verificată utilizând o sursă GSM și un analizor. Se poate folosi generatorul de semnal din seria HP ESG-D, cu opțiunea UN, și testerul emițător din seria HP VSA, cu opțiunea BAH.

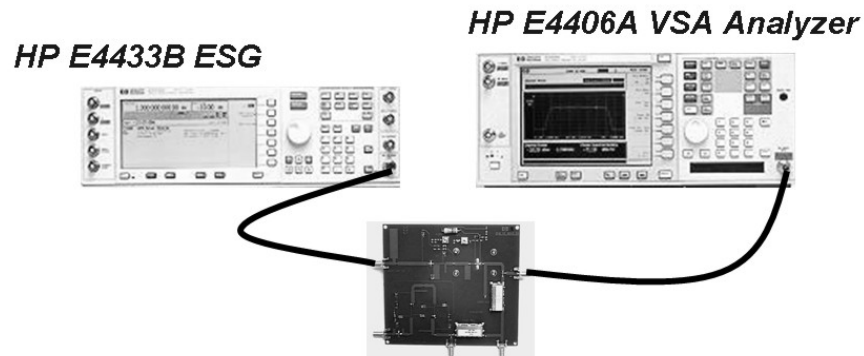


Fig.5.61. Schema de măsură a amplificatorului cu semnal GSM

În ADS am setat simularea utilizând un semnal RF în impulsuri. Am setat lățimea pulsului la 577 μ sec, perioada la 4.615 msec, și rata on/off la 80 dB. Cu amplificatorul operând în gama liniară, pulsul de ieșire este o versiune perfect scalată a intrării, vezi fig.5.62. Observați puterea versus masca de timp atât în simulare cât și în rezultatele măsurării. În mod obișnuit, producătorii amplificatorului nu dau rejectia la fiecare offset de timp: ei doar spun că puterea de ieșire se încadrează în masca GSM. În simularea noastră nu am filtrat pulsul cu ajutorul filtrului 0.3 gaussian, ceea ce a dus la o putere mai mare pentru simulare.

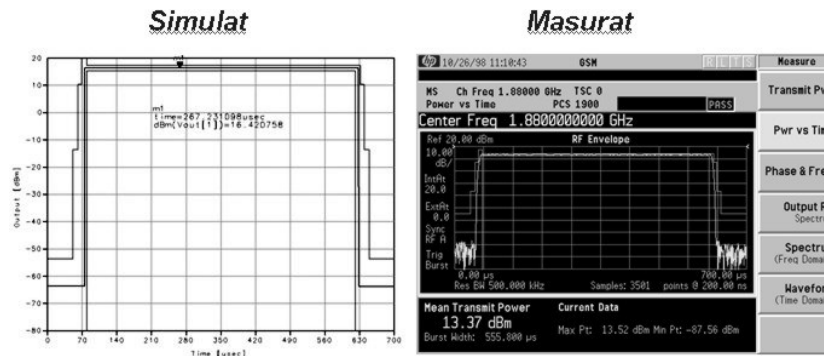


Fig.5.62. Măsurarea și simularea puterii vs timp

În ADS am calculat performanța spectrului RF la offseturile GSM cerute. Simularea a prezis că amplificatorul va atinge specificațiile GSM, iar măsurările efective au confirmat acest lucru, vezi fig.5.63. Ca și la măsurarea putere versus timp, producătorii amplificatorului nu precizează rejectia la fiecare offset, ei raportând doar că puterea de ieșire respectă masca GSM.

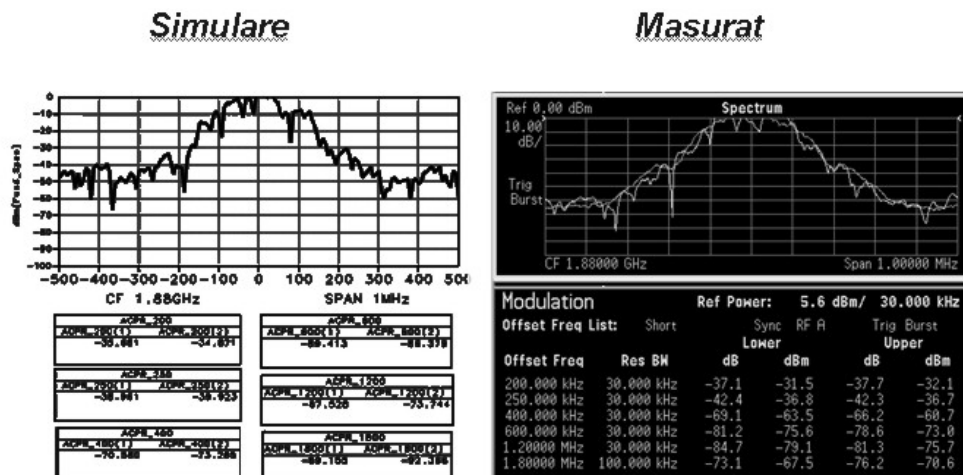


Fig.5.63. Măsurarea și simularea spectrului de ieșire

Deși eroarea de fază și de frecvență nu se specifică în mod obișnuit pentru amplificatoare, le-am simulat și le-am măsurat pe ambele pentru a demonstra specificațiile la nivel de sistem. În zona liniară a amplificatorului, nu am găsit vreo degradare a calității modulației. ADS a simulat o eroare de fază mai mică de un grad și o eroare de frecvență mai mică de 5 Hz, vezi fig.5.64.

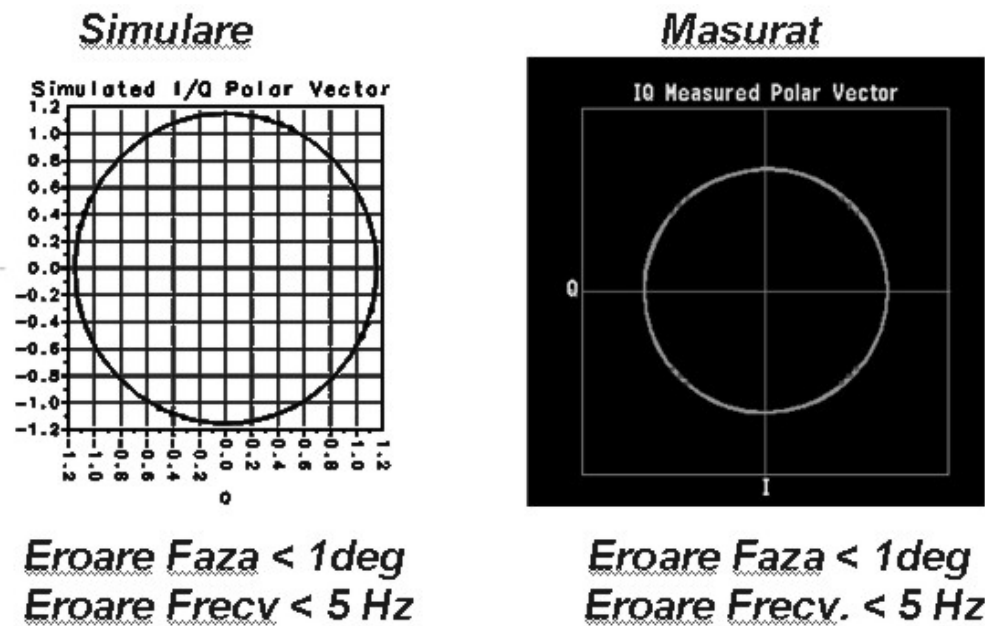


Fig.5.64. Măsurarea și simularea erorii de fază și de frecvență

6. Simularea Electromagnetică a Circuitelor de Microunde

6.1. Introducere

În timp ce teoria și experimentul rămân stâlpii de bază ai ingineriei, medelarea și simularea numerică reprezintă un al treilea care susține, completează și uneori îi înlocuiește pe primii doi.

Proiectarea bazată pe câmp a devenit necesară datorită evoluției sistemelor analogice și digitale spre viteze de tact ridicate, frecvențe mai mari, benzi mai largi, densități de încapsulare mai mari și complexități mai mari. Deși soluțiile de câmp necesită timp de calcul și memorie mai mari decât soluțiile de circuit, ele pot lua însă în considerare toate interacțiunile parazite, efectele încapsulării și natura distribuită a câpurilor în structură. Mai mult, o simulare de câmp poate fi folosită pentru a genera modele echivalente de circuit realiste, care includ efectele parazite și pe cele distribuite.

Dezvoltatorii de simulatoare de câmp fac eforturi deosebite pentru ca utilizatorii să poată rezolva problemele electromagnetice fără cunoștințe de expert în domeniul metodelor numerice utilizate în respectivele programe. Totuși, un utilizator care cunoaște proprietățile fundamentale ale metodei implementate în simulator va fi mai bine pregătit să exploateze întreaga capacitate a programului, să obțină mai rapid rezultate fiabile și să evite erorile care pot apărea datorită limitărilor metodei numerice utilizate.

6.2. Analiza și proiectarea în microunde

Tehnologia microundelor utilizează componente cu dimensiuni de ordinul de mărime al lungimii de undă. Prin urmare, proprietățile electrice ale acestora depind puternic de geometria lor, de topologie ca și de proprietățile spațiului înconjurător și a capsulei în cazul structurilor deschise. În consecință, definițiile tradiționale ale tensiunii, curentului și impedanței nu mai sunt adecvate. În schimb, vectorii câmp electric și magnetic, care

satisfac ecuațiile lui Maxwell, sunt mărimile necunoscute cele mai importante, tensiunea și curentul fiind mărimi secundare, deduse din câmpuri prin integrare pe anumite curbe de care ele depind. Mai mult decât atât, deoarece soluțiile de câmp au natură ondulatorie, specificațiile sunt date de obicei în termeni de reflexii și transmisii, în loc de impedanță sau admitanță care sunt prevalente în teoria clasică de circuit. Prin urmare, sarcina inginerului de microunde este următoarea: *să stabilească o relație între geometria sau topologia unei componente și funcționalitatea sa.*

Topologia unei structuri electromagnetice poate fi foarte complexă și poate avea multe grade de libertate (adică multe variabile care o descriu), în special când este discretizată în elemente mai mici, în timp ce funcționalitatea este de obicei mai puțin complexă și poate fi descrisă prin mai puține variabile independente (adică grade de libertate), ca în fig.6.1

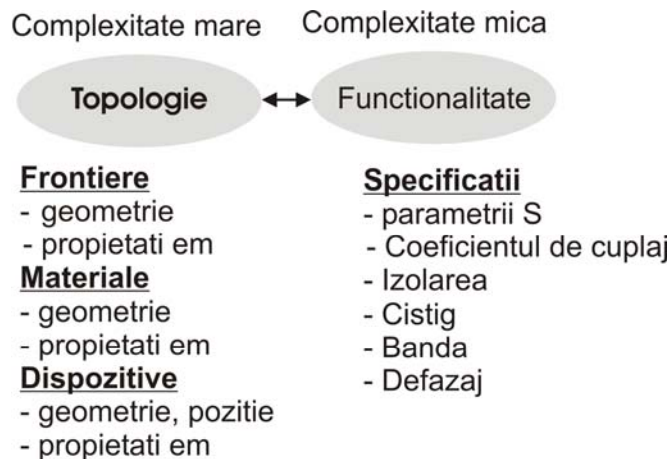


Fig.6.1. Componentele topologiei și funcționalității unei structuri electromagnetice

Dacă cunoaștem topologia unei structuri, putem obține funcționalitatea sa prin analiză electromagnetică. Rezultatul analizei este unic și trebuie să fie același, indiferent de metoda utilizată, în cadrul marginii acesteia de eroare. Sinteza electromagnetică este procesul invers și nu are de obicei rezultate unice deoarece funcționalitatea este descrisă prin mai puține grade de libertate decât topologia. Cu alte cuvinte, aceeași funcționalitate poate fi realizată prin diferite topologii. De exemplu, un filtru trece bandă în ghid de

undă, poate conține fie fante inductive, fie șuruburi inductive, de diferite secțiuni. Acesta este motivul pentru care proiectarea este considerată mai mult o artă, în timp ce analiza mai mult o știință, fig.6.2.

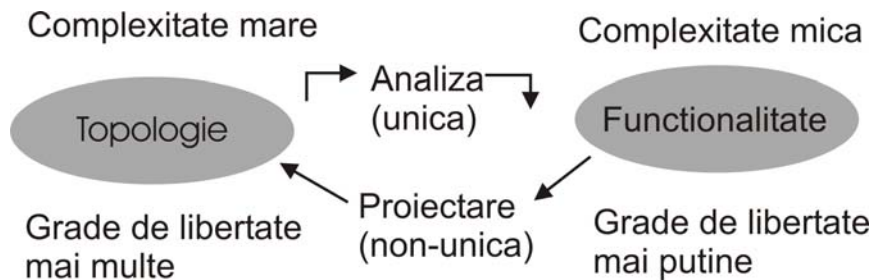


Fig.6.2. Analiza și sinteza electromagnetică

O alternativă la sinteza electromagnetică este analiza cu optimizare., în care o topologie inițială este repetat analizată și strategic modificată până când sunt atinse specificațiile, fig.6.3.

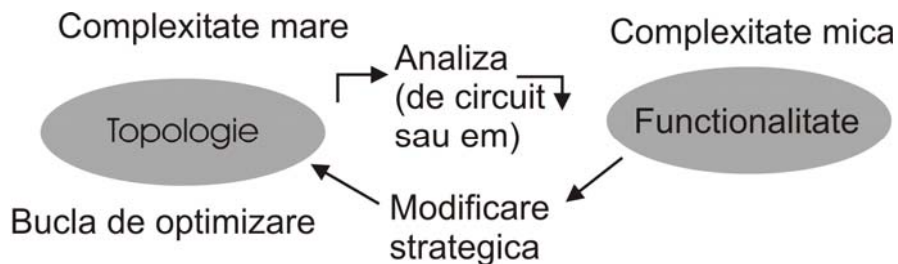


Fig.6.3. Analiza și optimizarea electromagnetică

În fapt, analiza cu optimizare a devenit paradigma dominantă proiectarea asistată de calculator (CAD) în domeniul microundelor., în timp ce sinteza electromagnetică este încă în faza de cercetare.

6.3. Metode în analiza electromagnetică

Analiza electromagnetică înseamnă a găsi funcții care să reprezinte câmpul și/sau sursa astfel încât:

- să satisfacă ecuațiile lui Maxwell
- să satisfacă toate condițiile la limită
- să satisfacă toate condițiile de interfață și material
- să satisfacă toate condițiile de excitație

Metodele de analiză electromagnetică pot fi clasificate astfel:

(a) **Metode analitice.** Soluții în termeni de funcții analitice pot fi găsite pentru un număr foarte restrâns de situații (de exemplu ghiduri și rezonatoare dreptunghiulare). În ciuda acestei aplicabilități foarte restrânse, soluțiile analitice sunt foarte utile pentru validarea metodelor numerice datorită ele sunt singurele soluții lipsite total de erori.

(b) **Metode semianalitice.** Acestea presupun o procesare analitică foarte extinsă a problemei de câmp, care are ca rezultat o integrală complicată, o serie infinită, o formulă variațională, o aproximare asimptotică, adică expresii care necesită o tratare pe calculator pentru a obține soluția cantitativă.

(c) **Metodele numerice.** Acestea transformă ecuațiile integrale, sau diferențiale, ale lui Maxwell într-o formulare discretă aproximativă care necesită pentru rezolvare fie inversarea unei matrici foarte mari, fie o procedură iterativă. Nu este ușor pentru un începător să evalueze echilibrat și imparțial aspectele tari și slabe ale acestor metode, cu atât mai mult cu cât cercetătorii și vânzătorii au tendința chiar de a ideologiza tipul de simulatoare pe care ei le-au adoptat sau manageriat. Se impune deci o discuție asupra tuturor metodelor numerice cu privire la ceea ce au ele în comun și ce le deosebește.

6.4. Caracteristici comune tuturor metodelor numerice

Scopul metodelor numerice în electromagnetism este de a găsi soluții aproximative ecuațiilor lui Maxwell (sau unor ecuații derivate din acestea) care satisfac condiții pe frontiera și inițiale date. Formularea unei probleme electromagnetice revine la a specifica *proprietățile* pe care o soluție trebuie să le aibă. Aceste proprietăți pot fi specificate diferențial (adică local) sau integral (adică global), atât în spațiul ocupat de câmp cât și pe frontierele acestuia. Din punct de vedere matematic acest lucru revine la a rezolva o ecuație diferențială sau o ecuație integrală, supusă la anumite condiții.

Pentru a realiza pe calculator această activitate, trebuie să o formalizăm în așa fel încât ea să convergă precis, repede și fiabil într-un număr cât mai

mare de scenarii electromagnetice diferite. Baza unei asemenea formalizări pe calculator este tehnica clasică matematică a aproximării unei funcții $f(x)$ (necunoașcută noastră) printr-o sumă de funcții cunoscute $f_n(x)$, numite *funcții de dezvoltare* (sau *funcții bază*).

$$f(x) \approx \sum_n \alpha_n \cdot f_n(x) \quad (6.1)$$

Ponderea sau *coeficientul* α_n a fiecărei funcții de dezvoltare trebuie să fie determinat în așa fel încît suma să aproximeze funcția cit mai bine posibil. Un exemplu tipic este reprezentarea unei funcții printr-o serie Fourier. În acest caz, funcțiile de dezvoltare f_n sunt sinus și cosinus, iar α_n sunt coeficienții Fourier ai funcțiilor de dezvoltare. În fapt, toate metodele numerice în electromagnetism folosesc această strategie clasică: soluția căutată este exprimată ca o sumă de funcții de dezvoltare cunoscute, cu ponderi necunoscute. Acestea se determină în așa fel încît suma din relația (6.1) să satisfacă, cît mai bine posibil, toate criteriile statuate în formularea problemei. Este de subliniat că oricare metodă (a momentelor, cu element finit, cu diferențe finite sau TLM) poate fi formulată și interpretată în acești termeni, chiar dacă ele sunt în mod obișnuit deduse și statuate diferit.

6.5. Diferențe între metodele numerice

Diferențele dintre diversele metode numerice rezidă în următoarele:

- mărimea electromagnetică care este aproximată;
- funcțiile de dezvoltare care sunt utilizate pentru a aproxima soluția căutată;
- strategia folosită pentru a determina coeficienții funcțiilor de dezvoltare.

Rezolvarea unei probleme electromagnetice poate însemna calcularea câmpului electric sau magnetic, a unei funcții potențial, sau o distribuție de sarcini și/sau curenți. Deși aceste mărimi sunt legate unele de altele, ele au proprietăți diferite, astfel încît, formulările problemei pentru câmp, potențial și sarcină sau curent ca soluție sunt diferite. Calcularea câmpurilor sau potențialelor va necesita funcții de dezvoltare din spațiul câmpului (*metode de domeniu*), în timp ce distribuțiile necunoscute de sarcină sau curent sunt dezvoltate folosind funcții definite în principal pe frontiere (*metode de*

frontieră). În sfârșit, există o întreaga varietate de strategii pentru calcularea coeficienților necunoscuți, care presupun inversiunea unor matrici de mari dimensiuni, scheme iterative implicite sau explicite, algoritmi evolutivi sau drumuri aleatorii. Există metode numerice care utilizează combinații ale unora din strategiile enumerate mai sus.

6.6. Clasificarea metodelor numerice

Metodele numerice se împart în două categorii:

- metode în domeniul frecvență
- metode în domeniul timp.

Noi interpretăm o metodă statică fie ca o metodă în domeniul frecvență pentru frecvența zero, sau ca o metodă în domeniul timp în care $d/dt = 0$. Această clasificare reflectă diferența din percepția noastră între *spațiu* și *timp*. Dacă în matematică și fizică, spațiul și timpul sunt dimensiuni ale aceleiași entități, în lumea reală și la scară umană, spațiul și timpul prezintă proprietăți foarte diferite. În timp ce spațiul apare ca staționar și posibil de străbătut în toate direcțiile, timpul curge continuu și doar în direcția pozitivă. Diferențele între aceste două categorii sunt cel mai bine captate în termenii: metodă *armonică în timp* și metodă *tranzitorie*. Pe de altă parte, în sens formal, formulările în domeniul frecvență sunt formulări în domeniul timp în care dimensiunea timp a fost supusă unei transformări Fourier, prin aceasta reducându-se numărul de variabile independente cu 1. Exprimat mai simplu, formulările în domeniul frecvență sunt obținute înlocuind operatorul diferențial de timp d/dt prin $j\omega$ și operatorul integral de timp prin $-j/\omega$, transformându-se astfel o diferențiere în timp într-o multiplicare cu $j\omega$, și o integrare în timp într-o împărțire cu $j\omega$. Formulările în domeniul frecvență permit utilizarea numerelor complexe cu tot arsenalul de avantaje adiacent acestora, dar determină și complicații în situații neliniare. Prin urmare, metodele în domeniul timp sunt formulările cele mai generale și cuprinzătoare, potrivite pentru cea mai largă gamă de aplicații.

O altă cale prin care se poate face clasificarea este considerarea numărului de *variabile spațiale independente* de care depind funcțiile ce exprimă câmpul și excitația. În orice categorie a acestei clasificări se poate face din nou distincția între metode în domeniul frecvență și metode în domeniul timp.

- (a) **Metode 1D.** Acestea sunt metode pentru rezolvarea problemelor în care câmpul și excitația se exprimă prin funcții de o *singură* dimensiune spațială. Aplicații tipice sunt problema liniilor de transmisiune, propagarea undelor plane uniforme, problemele cu simetrie cilindrică sau sferică în care avem doar dependență radială, etc. Programul SPICE este un exemplu cunoscut pentru aplicarea acestor metode.
- (b) **Metode 2D.** Acestea sunt metode în care câmpul și excitația sunt descrise prin funcții ce depind de *două* dimensiuni spațiale. Aplicații tipice sunt problemele transversale în ghidurile de undă, problemele TEM în ghidurile coaxiale, etc.
- (c) **Metode 2.5D.** Acestea sunt metode pentru rezolvarea problemelor în care câmpurile depind de toate cele trei dimensiuni spațiale, dar excitațiile (curenții) depind în principal doar de două dimensiuni spațiale. Exemple tipice de aplicare sunt structurile planare cum ar fi: circuitele microstrip, circuitele co-planare, antenele patch, structurile multistrat care conțin configurații de conductori planari. Metoda dominantă din această categorie este metoda momentelor în domeniul frecvență.
- (d) **Metode 3D.** Acestea sunt metode în care atât câmpurile cât și excitațiile sunt funcții de toate cele trei dimensiuni spațiale. Metodele în domeniul frecvență cele mai proeminente din această categorie sunt metoda elementului finit, metoda diferențelor finite și metoda momentelor. În domeniul timp, cele mai importante sunt metoda FDTD și metoda TLM.

6.7. Funcțiile de dezvoltare

Am menționat mai sus că diferite metode numerice utilizează diferite tipuri de funcții de dezvoltare pentru a aproxima soluția. În anumite metode, funcțiile de dezvoltare sunt definite pe tot domeniul în care trebuie să existe soluția. În fig.6.4 se prezintă un exemplu bine cunoscut, cel al funcțiilor de dezvoltare sinus și cosinus propuse de Fourier, folosite în metoda spectrală pentru ghiduri dreptunghiulare. De notat că în loc să avem o reprezentare perfectă a unei funcții, avem nevoie de un set complet de funcții de dezvoltare (în cazul Fourier un număr infinit dar discret de armonici).

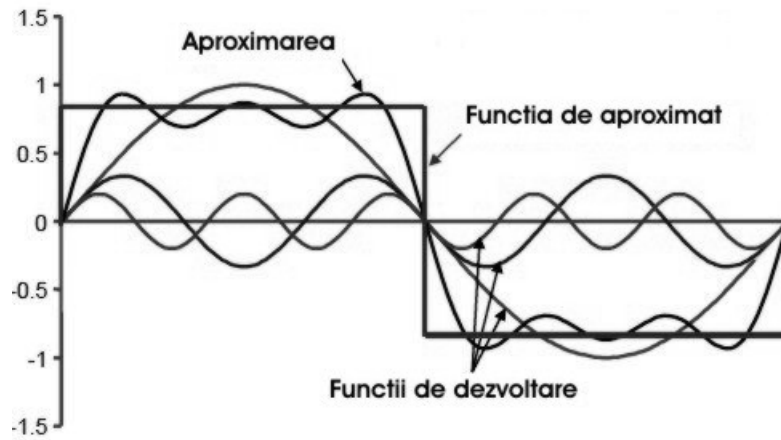


Fig. 6.4. Funcțiile de dezvoltare în analiza Fourier

Totuși, într-o aplicație practică trebuie să trunchiem numărul de funcții de dezvoltare și să acceptăm o eroare de aproximare. Evident, acest fapt va presupune întotdeauna un compromis între precizie și dificultatea calculului. Alte funcții de dezvoltare tipice, definite pe tot domeniul, sunt seriile de puteri de forma:

$$f_n(x) = x - x^{n+1} \quad (6.2)$$

sau funcțiile Bessel sau polinoamele Legendre pentru problemele cilindrice sau sferice. Atunci când geometria și proprietățile de material sunt foarte complicate, putem obține mai multă flexibilitate de la așa numitele *funcții de dezvoltare pe subdomenii*. În fig. 6.5 sunt prezentate câteva exemple tipice, pentru cazul unidimensional. În mod firesc, funcțiile de dezvoltare trebuie să depindă de tot atâtea variabile independente ca și soluția pe care dorim s-o aproximăm.

Formularea cu diferențe finite înseamnă aproximarea soluției printr-o serie de funcții impuls, fiecare impuls fiind definit pe un mic subdomeniu al domeniului de calcul, rezultând o aproximare în scară a soluției. De notat că înălțimea fiecărui impuls este coeficientul funcției de dezvoltare reprezentată prin acel impuls, și reprezintă valoarea funcției $f(x)$ doar în mijlocul subdomeniului său. Formularea cu element finit reprezintă soluția

necunoscută prin funcții liniare pe porțiuni, iar coeficienții reprezintă valorile acestora în punctele de frângere ale segmentelor de dreaptă. Formularea cu adaptare punctiformă produce eșantioane ale soluției în puncte discrete. Funcțiile de dezvoltare "rooftop" sunt foarte flexibile și foarte bine adaptate pentru soluții generale, vîrfurile lor reprezentînd valorile soluției în centrul fiecărui subdomeniu, chiar dacă ele se suprapun cu vecinele lor.

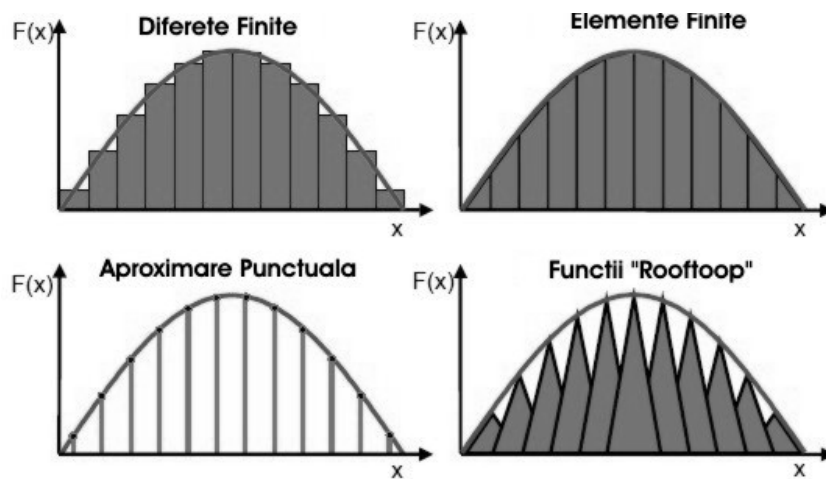


Fig.6.5. Funcții de dezvoltare folosite în diverse simulatoare

Dimensiunea subdomeniilor, numită adesea *suport*, nu trebuie să fie neapărat aceeași pentru toate funcțiile de dezvoltare. În regiunile în care soluția este suficient de uniformă, sunt necesare doar câteva funcții de dezvoltare cu suport larg. În regiunile în care soluția este puternic neuniformă, sunt necesare mai multe funcții de dezvoltare cu suport restrîns. Această împărțire neuniformă a domeniului se numește *rețelizare neregulată sau gradată*. De obicei, această subdivizare este determinată înainte de a începe calculul, ceea ce presupune o cunoaștere apriori a caracteristicilor soluției. *Rețelizarea adaptivă* este o tehnică care modifică automat discretizarea în subdomenii pe măsura ce evoluează soluția. Una din căile de a realiza această rezoluție adaptivă este utilizarea *wavelet-urilor* ca funcții de dezvoltare. În fig.6.6 se prezintă aproximarea unei distribuții

sinusoidale a câmpului prin diferențe finite care folosesc 12 funcții impuls de suport h .

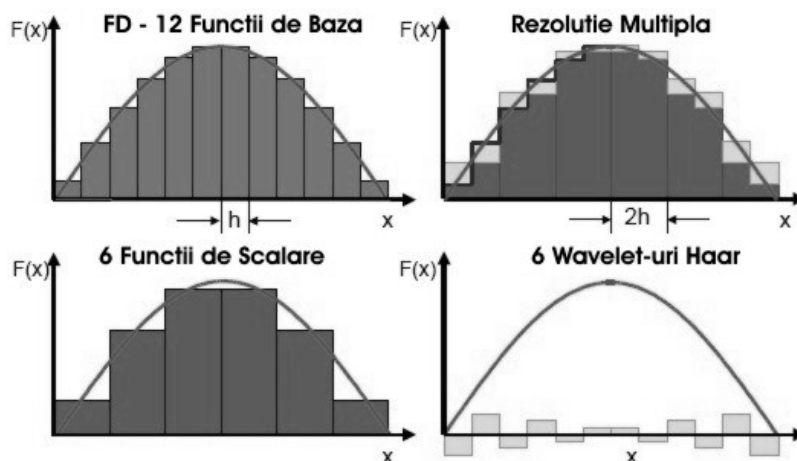


Fig.6.6. Rețelizarea adaptivă și wavelet-urile

Pe de altă parte, funcțiile de dezvoltare de tip Haar constau din șase funcții de scalare și șase funcții wavelet, ambele de suport $2h$. Funcțiile de scalare reprezintă o aproximare grosieră care poate fi rafinată prin adăugarea de waveleturi de periodicitate crescută. Principala caracteristică a acestei aproximări este aceea că wavelet-urile pot fi omise în regiunile în care soluția este uniformă și pot fi adăugate selectiv acolo unde este necesară o rezoluție mai mare. Decizia de adăugare sau nu a wavelet-urilor se ia pe bază de prag, verificându-se în fiecare subdomeniu schimbarea relativă sau absolută a soluției datorită adăugării unui wavelet. În felul acesta obținem o rafinare adaptivă a discretizării cu prețul unei creșteri a timpului de calcul. În toate cazurile, coeficienții reprezintă gradele de libertate ale problemei de soluționat. Există diverse strategii pentru găsirea acestor coeficienți. Ca și alegerea funcțiilor de dezvoltare, strategia de găsire a coeficienților ne permite să distingem între diferite tehnici numerice utilizate în calculul electromagnetic.

6.8. Strategii de calcul a coeficienților necunoscuți

Așa cum am precizat încă de la început, obiectivul este să găsim soluții ale ecuațiilor lui Maxwell în formă diferențială sau integrală (sau ecuații derivate din acestea). Folosind o notație simbolică, formularea diferențială a problemei poate fi scrisă astfel:

$$Lf(\vec{r}) = g(\vec{r}) \quad (6.3)$$

unde L este un operator, g este *funcția sursă* sau *excitație* care descrie excitația, iar f este câmpul necunoscut care trebuie determinat, $\vec{r}$ este vectorul coordonatelor.

Un exemplu tipic este bine cunoscuta problemă electrostatică enunțată prin ecuația Poisson:

$$-\nabla^2 \phi(\vec{r}) = \rho(\vec{r})/\epsilon \quad (6.4)$$

unde operatorul L este definit în coordonate cartezienne prin:

$$L = -\nabla^2 = -\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) \quad (6.5)$$

funcția necunoscută f este potențialul electrostatic ϕ , iar funcția excitație g este densitatea de sarcină împărțită la permitivitatea ϵ . De notat că pentru a obține o soluție unică trebuie să specificăm condițiile pe frontieră (adică valorile lui f sau ale derivatelor sale pe frontiera domeniului problemei).

Aceeași problemă poate fi enunțată în formă integrală utilizând operatorul invers L^{-1} :

$$L^{-1}g(\vec{r}') = f(\vec{r}) \quad (6.6)$$

unde L^{-1} este definit utilizând funcția Green asociată operatorului L , $G(\vec{r}, \vec{r}')$:

$$L^{-1}g(\vec{r}') = \int G(\vec{r}, \vec{r}')g(\vec{r}')d^3r' \quad (6.7)$$

$\vec{r}$ și $\vec{r}'$ indică punctul în care se calculează câmpul, respectiv punctul în care se află excitația, iar integrarea se face pe întregul domeniu în care se află excitația. Pentru exemplul nostru electrostatic, într-un spațiu nemărginit, integrala este legea lui Coulomb:

$$\phi = \int \frac{1}{4\pi|\vec{r} - \vec{r}'|} \frac{\rho}{\epsilon} d^3r' \quad (6.8)$$

ceea ce înseamnă că funcția Green a acestei probleme este:

$$G(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{1}{4\pi|\vec{r} - \vec{r}'|} \quad (6.9)$$

Această funcție poate fi interpretată ca fiind potențialul produs de o excitație unitară localizată doar într-un singur punct. În prezența frontierelor, funcția Green va fi diferită. Din acest motiv, operatorul din (6.6) include condițiile de frontieră și nu este necesar de a le statuta deoarece ele sunt implicate în operatorul invers L^{-1} .

Îndiferent de formularea problemei, integrală sau diferențială, strategia cea mai generală pentru determinarea coeficienților este metoda *aproximării proiective*. Metoda Galerkin, metoda reziduurilor ponderate sau metoda momentelor sunt variante ale acesteia. Aceasta metodă este cel mai bine descrisă în termenii unui spațiu liniar de funcții, concept abstract care poate fi înțeles prin analogie cu spațiul de vectori.

Să considerăm mai întâi un spațiu Euclidian tridimensional. Vectorii unitari care corespund celor trei direcții de coordonate sunt numiți vector bază ai spațiului.

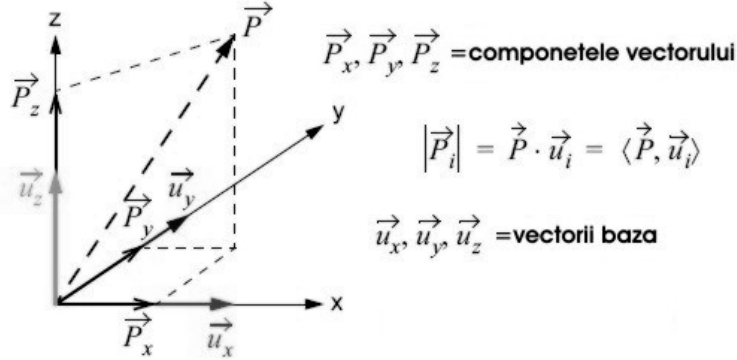


Fig.6.7.

Componentele unui vector oarecare $\vec{P}$ sunt proiecțiile acestui vector pe baza de vectori, obținute prin produsul scalar dintre vectorul $\vec{P}$ și vectorii bazei. Propoziția poate fi generalizată pentru un spațiu n-dimensional.

Prin analogie, putem imagina un *spațiu abstract de funcții* care este "baleiat" de *funcții bază* în loc de vectori bază. Orice funcție din aceste spațiu poate fi deci descompusă în "componente" care se obțin proiectând funcția pe funcțiile bază (adică calculând produsul scalar cu funcțiile bază). Produsul scalar a două funcții g_1 și g_2 de m variabile este definit usual prin:

$$\langle g_1, g_2 \rangle = \langle g_2, g_1 \rangle = \int_a^b g_1(\vec{r}) g_2(\vec{r}) dR^m \quad (6.10)$$

unde a și b sunt limitele domeniului de interes. Dezvoltarea unei funcții după funcțiile bază este deci similară descompunerii unui vector în componentele sale în lungul axelor de coordonate. Putem merge cu analogia chiar mai departe afirmând că două funcții f_1 și f_2 sunt identice dacă proiecțiile lor pe fiecare funcție bază sunt identice.

Se ne întoarcem acum la metoda aproximării proiective. Presupunând cazul problemei formulate în formă integrală, așa cum este descrisă în formula (6.6). Descompunem funcția sursă g (funcția necunoscută, în acest caz), într-un număr finit de funcții de dezvoltare (funcții cunoscute) $g_n(\vec{r}')$, cu coeficienții necunoscuți α_n .

$$g(\vec{r}') \approx \sum_n \alpha_n \cdot g_n(\vec{r}') \quad (6.11)$$

Introducînd aceasta reprezentare în (6.6), și făcînd uz de liniaritatea operatorului L^{-1} , obținem:

$$\sum_n \alpha_n \cdot L^{-1} g_n(\vec{r}') \approx f(\vec{r}) \quad (6.12)$$

Să presupunem ca ambii membri ai relației de mai sus sunt egali (să nu uităm că, strict vorbind, avem nevoie de un număr infinit de funcții de dezvoltare pentru a justifica semnul egal). Vom testa valabilitatea relației (6.12) într-un spațiu de funcții baleiat de m funcții b_m . Aceste funcții se numesc *funcții test* sau *pondere*. Pentru ca cei doi membri ai relației (6.12) să fie egali, trebuie ca proiecțiile lor pe fiecare funcție test să fie identice:

$$\sum_n \alpha_n \cdot \langle b_m, L^{-1} g_n \rangle = \langle b_m, f \rangle, \text{ pentru } m = 1, 2, 3 \dots \quad (6.13)$$

generînd m ecuații algebrice. Utilizînd tot atîtea funcții test cît și funcții de dezvoltare ($m = n$), obținem n ecuații cu n necunoscute, coeficientii α_n . Acest sistem se rezolvă folosind metodele numerice de inversiune a unei matrici. Suntem liberi să alegem mai multe funcții test decît funcții de dezvoltare ($m > n$), dar nu mai puține. O alegere specială a funcțiilor test, atribuită lui Galerkin, este utilizarea aceluiași funcții de dezvoltare și ca funcții test. Rezultă următorul sistem:

$$\sum_n \alpha_n \cdot \langle g_m, L^{-1} g_n \rangle = \langle g_m, f \rangle, \text{ pentru } m = 1, 2, 3 \dots \quad (6.14)$$

Ecuațiile (6.13) și (6.14) pot fi scise sub forma matricială:

$$[I_{mn}] \cdot [\alpha_n] = [f_m] \quad (6.15)$$

unde $[I_{mn}]$ este o matrice $m \times n$ de produse scalare, $[\alpha_n]$ este vectorul coeficienților necunoscuți, iar $[f_m]$ este vectorul proiecțiilor lui f pe funcțiile test. Pentru găsirea coeficienților α_n trebuie inversată matricea $[I_{mn}]$ utilizând algoritmi numerici disponibili:

$$[\alpha_n] = [I_{mn}]^{-1} \cdot [f_m] \quad (6.16)$$

Odată determinați coeficienții α_n , putem construi soluția utilizând (6.11). Putem desprinde câteva concluzii.

1. Cu cât utilizăm mai multe funcții de dezvoltare, cu atât este mai mare matricea pe care trebuie să o inversăm
2. Efortul de calcul cerut pentru a calcula produsele scalare (umplerea matricii) determină puternic timpul de obținere a soluției.
3. Matricea va fi mult mai repede de umplut și de inversat dacă alegem funcțiile test și de dezvoltare astfel încât produsele scalare să fie zero cu excepția cazului $m = n$. În acest caz, se obține o matrice diagonală, foarte ușor de inversat.

6.9. Exemplu de aplicare a metodei momentelor

6.9.1. Linia microstrip de 50Ω .

Considerăm o linie microstrip de 50Ω . Pe un substrat de alumina gros de 0.635 mm , lățimea liniei va fi de 0.61 mm . Lungimea considerată a liniei este de 5.715 mm . Fig.6.8 prezintă o vedere de sus a liniei.

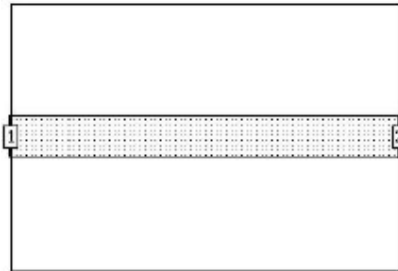


Fig.6.8. Linie microstrip de 50Ω .

La poarta 1 este considerată o sursă adaptată, iar la poarta 2 o sarcină de 25Ω . Prin urmare ne așteptăm să vedem o undă staționară pe linie. Reteaua de discretizare folosită are celule pătrate de 0.00508 mm . Codul culorile este; roșu pentru valori mari, albastru pentru valori mici.

La 5 GHz , linia este lungă exact de 90° , fig.6.9. Există un maxim clar la dreapta și un minim în stânga.

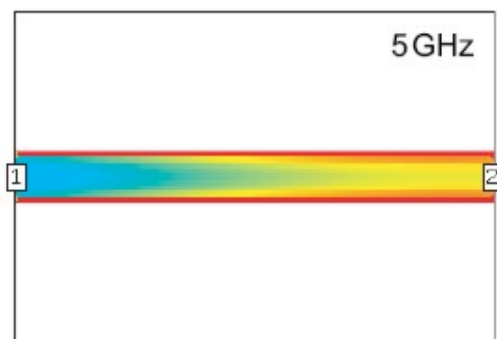


Fig.6.9. Distribuția de curent la 5 GHz

La 10 GHz , linia este lungă de 180° , fig.6.10. Începînd de la sarcină vedem un maxim, un minim și iarăși un maxim.

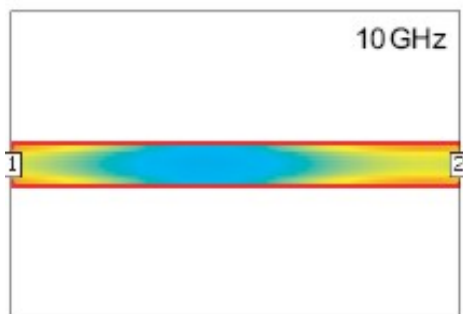


Fig.6.10. . Distribuția de curent la 10 GHz

În figura 6.11 analizăm linia la 15 GHz , unde linia este lungă de 270° , iar configurația curentului este evidentă.

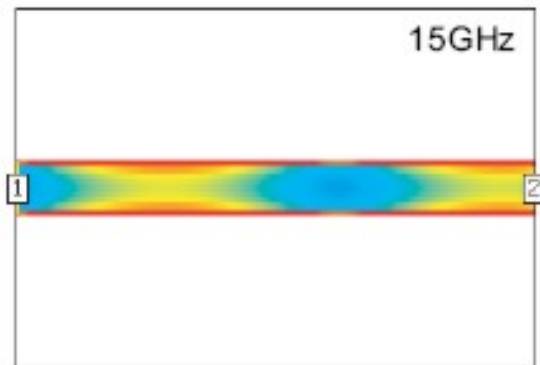


Fig.6.11. . Distribuția de curent la 15 GHz

Cu aceste trei simulări putem fi încredințați că am setat corect problema, deoarece putem observa configurații de curent pe care le putem corela cu lungimea de undă în ghid. Cei mai sceptici pot măsura distanța dintre maxime și minime și efectua un calcul a lungimii de undă. În zonele de minim de curent, curenții pe marginile benzii metalice nu prezintă un minim datorită naturii de medie în timp a reprezentării. În reprezentare animată, am putea vedea un zero complet pe toată lățimea benzii datorită configurației de undă staționară.

În cele trei configurații de curent de mai sus putem observa o puternică variație a distribuției curentului în lungul lățimii benzii. Curentul este forțat spre suprafața benzii și apoi spre marginile ei de către efectul pelicular. În cazul unui conductor cilindric am avea o distribuție uniformă a curentului pe suprafață. Această variație în lungul lățimii benzii se numește *lungime de undă spațială*. Această variație este perpendiculară pe direcția de propagare, și, în mod obișnuit, nu depinde de frecvență. Ea necesită o discretizare mult mai fină decât lungimea de undă în ghid longitudinală.

În fig.6.12 există 12 celule în lungul lățimii liniei.

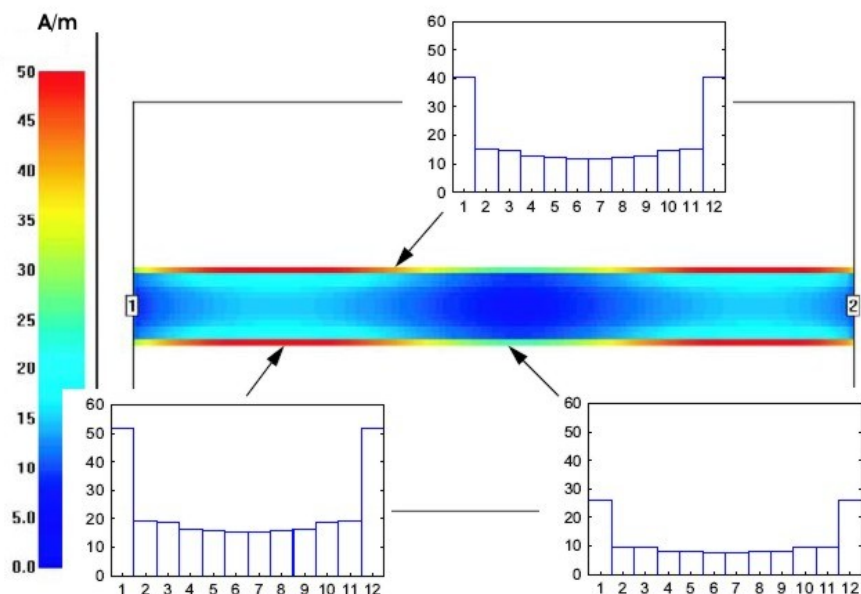


Fig.6.12. Distribuția de curent pe laturile benzii metalice.

Curentul în lungul lățimii benzii a fost eșantionat în trei puncte și s-a reprezentat mărimea curentului în fiecare celulă. Deși valorile absolute variază, putem vedea aceeași distribuție neuniformă în toate cele trei puncte considerate. Curentul este cel mai mare în celulele din margine și aproape constant în celelalte celule.

6.9.2.Problema subdomeniilor în metoda momentelor

În toate variantele 2.5D ale metodei momentelor, situația de mai sus se rezolvă folosindu-se împărțirea benzii metalice în celule mai mici. În figura 6.13 linia de $50\ \Omega$ este împărțită în celule care au o latura de 0.1524 mm. Rutina calculează componentele după X și Y ale curentului în fiecare celulă.

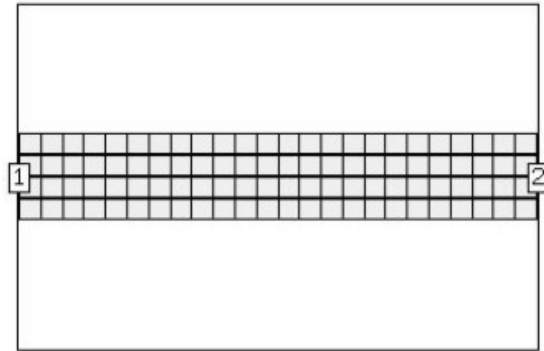


Fig.6.13. Discretizarea cu celule egale

Pentru a obține mai multă precizie, putem folosi celule mai mici, ca în fig.6.14.

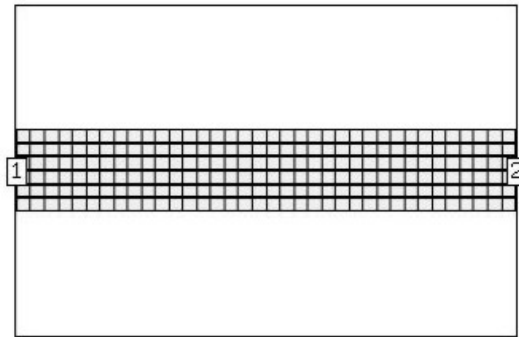


Fig.6.14. Rafinarea discretizării

Din nefericire, efectul N^2/N^3 face ca timpul de calcul să crească foarte rapid odată cu creșterea numărului de celule. O regulă simplă este aceea de a avea cel mult 20 celule per lungimea de undă socotită la cea mai mare frecvență de interes. O cale de a grăbi calculul este de a combina celulele în subdomenii, ca în fig.6.15.

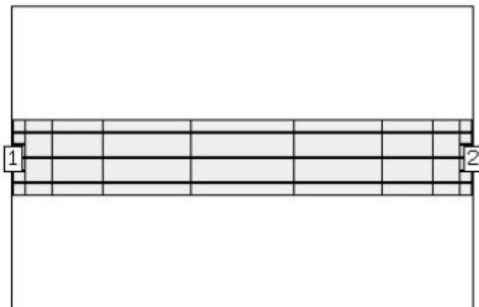


Fig.6.15. Discretizarea folosind subdomenii.

Dimensiunile subdomeniului trebuie să fie un multiplu întreg a dimensiunii celulei. În acest fel se obține o diminuare a matricii de inversat. Dacă subdomeniul nu este mai lung de $\lambda/20$ la cea mai mare frecvență de interes, atunci vom păstra o precizie suficientă. În figura 6.15, linia de 50Ω a fost împărțită în subdomenii folosind regula $\lambda/20$ la 15 GHz. O altă cale de a reduce timpul de calcul este utilizarea simetriei ori de câte ori este posibil. Această metodă poate literalmente descrește timpul de soluționare printr-un factor cuprins între 4 și 8. Totuși, această metodă funcționează doar dacă toate porțile sunt pe planul de simetrie, ca în fig.16.

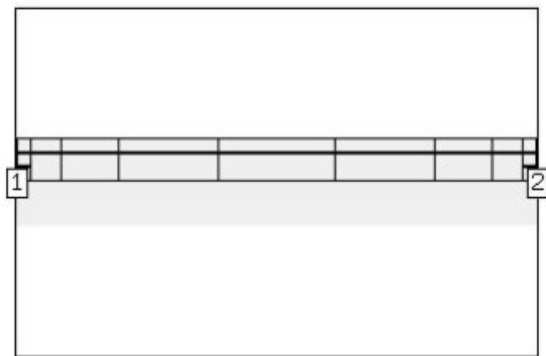


Fig.6.16. Folosirea planelor de simetrie pentru reducerea timpului de calcul

Dacă considerînd planul de simetrie se șterge vreo poartă, atunci trebuie să multiplicăm soluțiile problemei cu porturi reduse pentru a obține setul complet de parametri S. Simetria suprimă deasemenea și toate soluțiile de câmp care nu satisfac condițiile pe frontieră impuse de planul de simetrie. De exemplu, plasînd un perete magnetic în centrul secțiunii transversale din fig.6.17, suprimăm toate modurile cu simetrie impară ale câmpului electric.

6.10. Structuri de validare

La un anumit moment, un utilizator critic se poate întreba asupra preciziei acestor simulatoare. Pentru a măsura această precizie avem nevoie de anumite structuri de validare. Cum în cele mai multe circuite de microunde se folosesc linii de transmisiune, aceasta este structura de validare cea mai nimerită. Pentru a descrie o asemenea linie de transmisiune avem nevoie să știm impedanța caracteristică și viteza de fază.

Linia microstrip nu este un bun candidat pentru structura de validare deoarece există trei definiții posibile pentru impedanța ei caracteristică, bazate pe diverse combinații între tensiune, curent și putere.

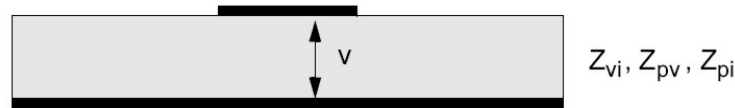


Fig.6.17. Diferite definiții ale impedanței pentru linia microstrip

Astfel, pentru a calcula tensiunea și curentul din valorile câmpurilor E și H, trebuie folosite următoarele relații, conform figurii 6.18:

$$V = \int_p \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (6.17)$$

$$I = \oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (6.18)$$

Integrala de tensiune este considerată de la un conductor la altul, iar calea de integrare (p_1 sau p_2) este arbitrară. Integrala de curent este considerată în jurul unui conductor, iar calea de integrare (c_1 sau c_2) este arbitrară. Dacă

tensiunea și curentul sunt unice, puterea complexă medie, P_c , care intră în linie, și impedanța văzută la terminale, Z_c , pot fi definite prin relațiile:

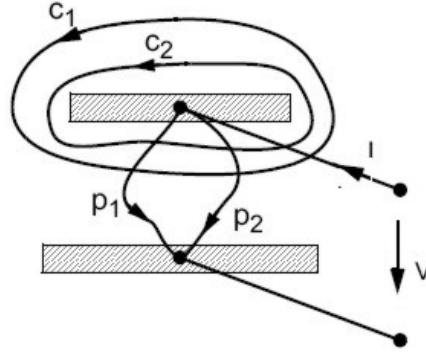


Fig.6.18. Drumurile de calcul ale tensiunii și curentului

$$P_c = \frac{1}{2} VI^* \quad (6.19)$$

$$Z_c = \frac{V}{I} \quad (6.20)$$

Din nefericire, aceste relații sunt valabile numai pentru geometrii omogene, cu dimensiuni foarte mici în comparație cu lungimea de undă. Pentru o analiză mai detaliată să aruncăm o privire asupra formei integrale a ecuațiilor lui Maxwell:

$$\oint_{p_{tot}} \vec{E} \cdot d\vec{l} = -j\omega \iint_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (6.21)$$

$$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = I + j\omega \iint_A \vec{D} \cdot d\vec{S} \quad (6.22)$$

Conturul închis p_{tot} este format prin reunirea lui p_1 și p_2 . Relația (6.21) ne arată că evaluarea tensiunii între conductoare utilizând p_1 sau p_2 vor fi egale dacă fluxul lui B prin suprafața delimitată de p_{tot} este neglijabil.

Asemănător, relația (6.22) arată că calculul lui I este independent de calea de integrare doar dacă fluxul lui D prin suprafața formată de oricare dintre contururi este neglijabil.

Revenind la linia microstrip din figura 6.17, partea dreaptă din relațiile (6.21) și (6.22) nu este neglijabilă pentru dimensiuni și frecvențe realiste. Prin urmare, tensiunea și curentul nu vor fi definite în mod unic prin relațiile (6.17) și (6.18). Această ambiguitate a determinat o lungă dezbatere în ceea ce privește definirea lui Z_c . Singura mărime care poate fi în mod unic determinată este constanta de propagare β . Soluția în definirea lui Z_c a fost găsită în principiul echivalenței în putere: *puterea medie care se propagă prin ghidul fizic (sau modelul numeric) trebuie să fie aceeași cu puterea medie care se propagă prin modelul de circuit*. Odată puterea fixată, noi trebuie acum doar să alegem o definiție pentru V sau I (nu pentru amândouă) care să aibă sens pentru o linie anumită. Pentru linia microstrip, alegerea tipică este curentul prin banda metalică, rezultând o definiție putere-curent a impedanței caracteristice (Z_{pi}). Pentru linia fantă ("slotline"), o alegere logică este tensiune în fantă, rezultând o definiție putere-tensiune a impedanței caracteristice (Z_{pv}).

O alegere mai bună pentru structura de validare este linia strip, cu dielectric aer, ca în fig.6.19. Aceasta este o linie TEM, pentru care cunoaștem că viteza de fază este viteza luminii, c . În ceea ce privește impedanța caracteristică, datorită omogenității dielectricului și simetriei geometrice, putem calcula V și I direct, rezultând o definiție tensiune-curent a acesteia (Z_{vi}).

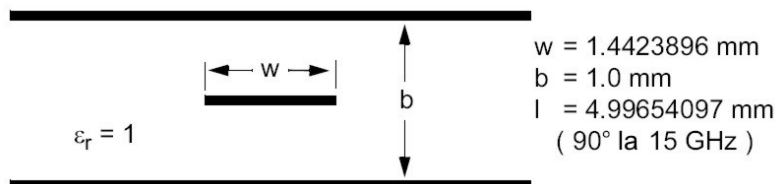


Fig.6.19. Linie "stripline"

Pentru o linie pur TEM, toate cele trei definiții trebuie să dea același rezultat. În anumite simulatoare de câmp, în special în cele 3D bazate pe

metoda elementului finit, utilizatorul are acces la toate cele trei definiții pentru impedanța caracteristică.

Eroarea totală este o combinație între eroarea impedanței și eroarea de fază:

$$\text{Eroarea}(\%) = (100 \times |S_{11}|) + \frac{|90 + \text{Ang}(S_{21})|}{0.9} \quad (6.23)$$

Pentru cei nefamiliarizați cu parametrii S, există o alternativă la această abordare. Mai întâi se convertesc parametrii S în parametrii lanț. Apoi, se calculează impedanța caracteristică și lungimea electrică din aceștia din urmă.

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta L) & jZ_c \sin(\beta L) \\ \frac{j \sin(\beta L)}{Z_c} & \cos(\beta L) \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

Mai întâi rezolvăm pentru βL utilizând A sau D, iar apoi rezolvăm pentru Z_c utilizând B sau C.

6.11. Rețelizarea și convergența.

Am precizat anterior că, curentul pe o linie microstrip este maxim pe laturile benzii. Această distribuție de curent sunt prezentate în fig.6.20. Modul în care simulatorul de câmp aproximează aceasta distribuție poate avea un impact mare asupra soluției finale.

Dacă raționăm în termeni de celule sau subdomenii cu celule de lățimi egale, atunci vom obține o mai bună aproximație cu cât vom considera mai multe celule în lungul lățimii benzii.

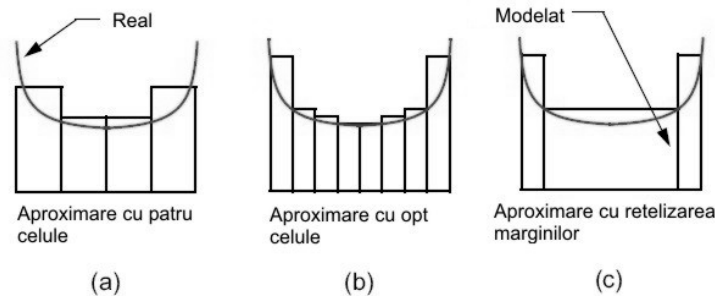


Fig.6.20. Distribuția curentului în latul benzii metalice

De notat că, în cazul cu 8 subdomenii, fig.6.20, subdomeniile centrale au aproape aceasi valoare. Acest fapt ne conduce la conceptul de "rețelizare a marginilor" (edge-meshing), adoptat de majoritatea producătorilor de software. Se realizează celule înguste pe marginile benzii pentru a surprinde singularitatea și se utilizează o singură celulă în mijlocul benzii pentru a modela restul curentului. Această schemă de rețelizare este în mod particular interesantă în cazul structurilor cuplat strâns, cuplaj care tinde să mărească singularitatea pe margini. În figura 6.21 putem vedea rețeaua implicită realizată de diverse simulatoare bazate pe metoda momentelor. Linia stripline standard a fost analizată utilizând cele patru simulatoare enunțate în fig.6.21.

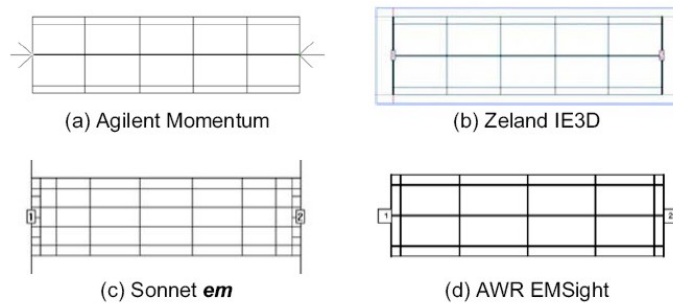


Fig.6.21. Exemple de rețelizare în diverse simulatoare electromagnetice

În figura 6.22 putem vedea pierderile de întoarcere obținute cu aceste simulatoare, folosindu-se în fiecare caz rețelizarea implicită. Toate simulatoare concorda asupra rezultatului ca standardul are pierderi de

întoarcere de minim -35 dB la 15 GHz. Dacă aplicăm o rețelizare uniformă unei linii de transmisiune, ne așteptăm ca eroarea să devină din ce în ce mai mică pe măsură ce crește numărul de celule în lungul lățimii benzii.

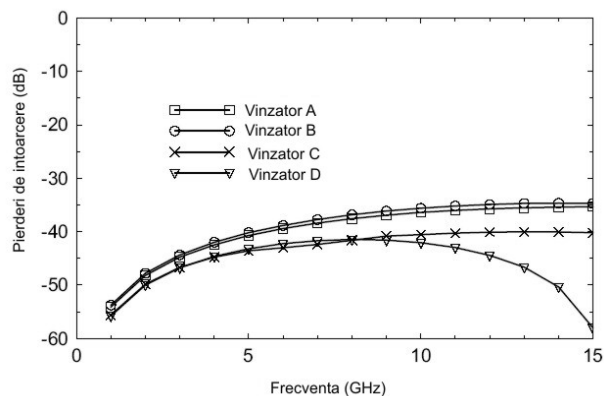


Fig.6.22. Pierderile de întoarcere calculate cu rețelizarea implicită a diverselor simulatoare

Care este însă situația în cazul rețelizării marginii ? Putem compara cele două tipuri de rețelizări, uniformă și de margine, fig.6.23, calculând impedanța liniei în ambele cazuri.

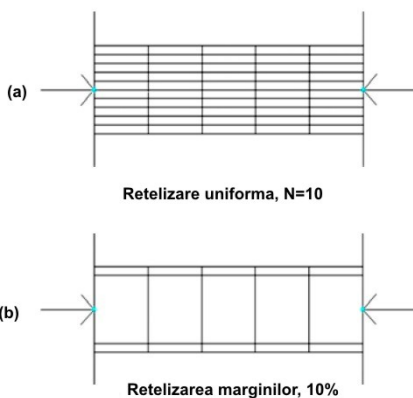


Fig.6.23. (a)Retelizare uniformă, versus (b)rețelizarea de margine

Celula de pe margine, în rețelizarea de margine, va avea aceeași lățime ca și celula din rețelizarea uniformă. În fig. 6.24, am reprezentat convergența impedanței unei linii strip, pentru ambele rețelizări. Eroarea cade la aproximativ 1% în cazul a 10 celule uniforme sau 10% rețelizare de margine.

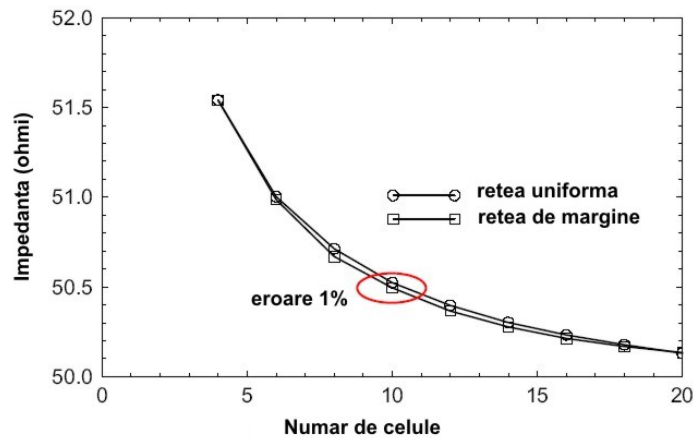


Fig. 6.24. Convergența calculului impedanței caracteristice a unei "stripline", în cele două tipuri de rețelizări.

Recomandarea producătorului Agilent pentru programul Momentul este alegerea unei rețelizări de margine între 10% - 15% pentru banda metalică a liniei stripline. Dacă celulele de margine devin prea mici, este posibil să apară o divergență în calculul impedanței. Evident, un alt avantaj al rețelizării de margine este timpul de calcul. Pentru situația prezentată în fig. 6.24 pentru intervalul de valori al numărului de celule uniforme, timpul de calcul poate crește cu două ordine de mărime.

Dacă alegem ca mediu linia microstrip, trebuie să refacem studiul de convergență pentru acest caz. Presupunând rețelizare uniformă, putem repeta experimentul asupra impedanței caracteristice în funcție de numărul de subdomenii în lungul lățimii benzii, vezi fig. 6.25.

Cu doar unul sau două subdomenii, eroarea este de aproximativ 5%. Cu patru până la șase subdomenii, eroarea scade la cca. 1%. Această eroare poate fi suficient de bună pentru multe aplicații ingineresti. Pentru a obține 0.1% eroare, ne trebuie cel puțin 12 subdomenii în lungul lățimii.

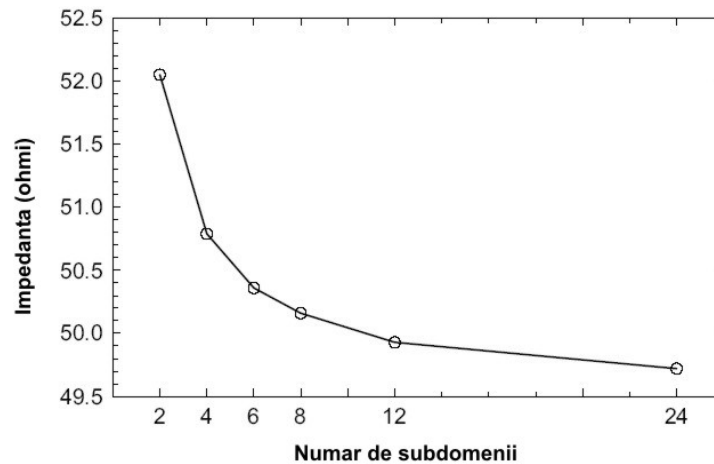


Fig.6.25. Convergența calculului impedanței caracteristice a unei linii microstrip

Un utilizator sofisticat de simulatoare de câmp trebuie să fie permanent conștient de problema convergenței.

Concluzii. Impedanța caracteristică și viteza de fază sunt cele mai importante mărimi pentru linii. Este necesar să înțelegem comportamentul fiecărui simulator în raport cu aceste cantități. Putem explora eroarea absolută a fiecărui simulator de câmp folosind standardul stripline, însă este mai recomandabil să studiem direct tipul de linie cu care avem de lucrat. Utilizatorul trebuie să-și dezvolte o anumită intuiție în ceea ce privește legătura dintre precizie și rețeaua de discretizare generată de simulator. Astfel, nivele de eroare de 5% - 10% sunt de regulă prea mari; asemenea erori trebuie să le obținem folosind doar simulatoare de circuit. Un nivel de eroare de 1% poate fi un compromis bun între precizie și timp de calcul. Toleranțele tipice în fabricație sunt în jurul acestei valori. Obținerea de nivele de eroare de 0.1% este de interes doar pur academic, fiind o pierdere de resurse în cele mai multe situații ingineresti. În general, rețelizarea de margine este mai eficientă decât cea uniformă. În cazul în care se dorește importarea rezultatelor simulatorului de câmp într-un simulator de circuit, trebuie să ne asigurăm în ceea ce privește concordanța dintre cele două simulatoare în privința impedanței caracteristice și a vitezei de fază.

6.12. Vizualizarea tensiunii în metoda momentelor 2.5D.

Cantitatea fundamentală pe care metoda momentelor o calculează este curentul de conducție pe metalele planare. Uneori este util să vizualizăm tensiunile în structură. Putem obține o vedere indirectă a tensiunii în diverse plane folosind un senzor format dintr-o suprafață rezistoare de $1\text{ M}\Omega$ per pătrat. Acesta va măsura câmpul electric tangențial la acel plan. În figura 6.26. este prezentat amplasamentul suprafeței rezistoare în planul X-Y, la două înălțimi diferite.

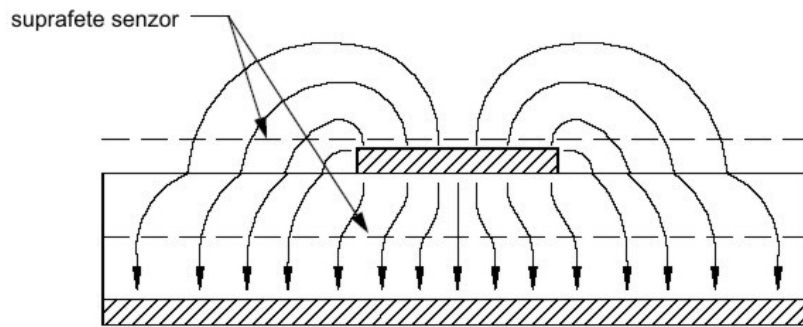


Fig.6.26. Planele de măsură a tensiunii, pe o linie microstrip

În figura 6.27 este prezentat rezultatul acestor măsurători.

În figura 6.27(a) este prezentată distribuția curentului în microstrip ca referință. În figura 6.27(b) suprafața sensibilă a fost plasată la 0.0256 mm deasupra conductorului. De notat că tensiunea este defazată cu 90° față de curent, așa cum era de așteptat. Scara de tensiuni este între 100 și 1000 V/m . În figura 6.27(c), suprafața sensibilă a fost plasată la jumătatea distanței dintre banda metalică și planul de masă. De notat cât de departe se extinde tensiunea (câmpul electric) în afara marginilor benzii metalice. Scara de tensiuni este între 30 și 300 V/m .

Dezavantajul acestei metode de punere în evidență a tensiunii este ca ea indică câmp zero acolo unde acesta este perpendicular pe conductor.

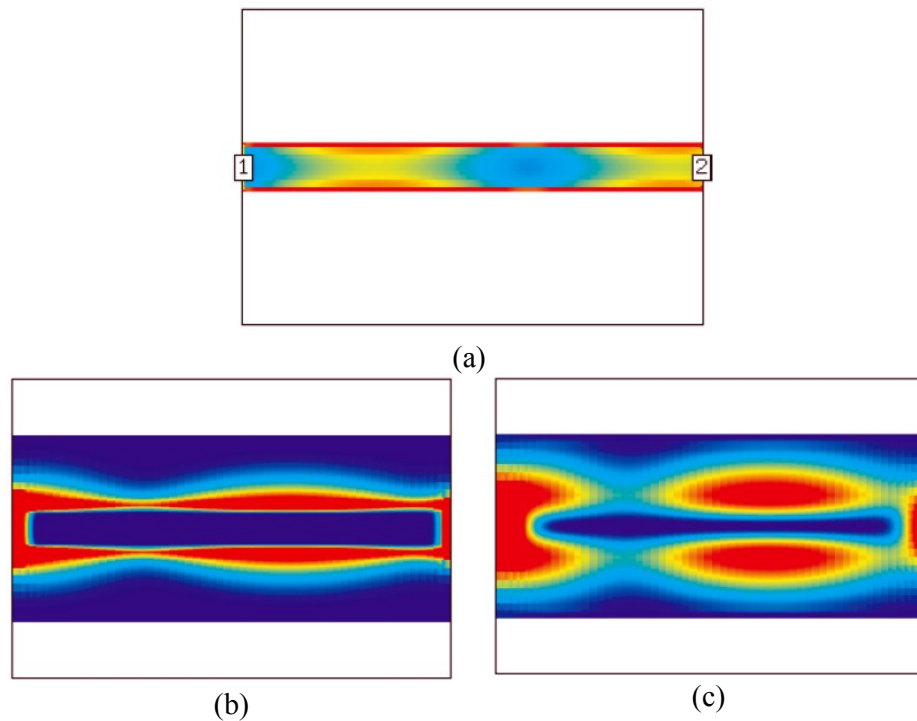


Fig.6.27. Distribuția curentului (a) și tensiunii (b,c)

6.13. Structuri de calibrare pentru metoda momentelor

Structurile de calibrare antrenează utilizatorul în utilizarea diverselor caracteristici ale simulatorului și nu folosesc pentru creșterea preciziei programului. Rezolvând aceste probleme simple, utilizatorul experimentează cu:

- rețelizarea
- convergența
- de-embedding
- vizualizarea

Pentru simulatoarele bazate pe metoda momentelor, structurile de calibrare sunt circuite planare simple folosite și la calibrarea analizorului vectorial de rețele.

6.13.1. Linie microstrip în scurtcircuit

În figura 6.28 este prezentată o linie microstrip în scurtcircuit.

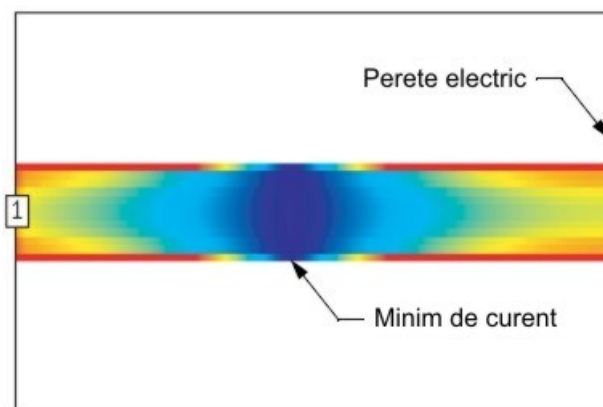


Fig.6.28. Distribuția curentului într-o linie microstrip terminată în scurtcircuit

Generatorul este conectat la un capăt, iar la celălalt capăt este plasat un perete perfect conductor. Ne-am aștepta să vedem un maxim de curent la nivelul scurtcircuitului. Înainte de a genera configurația de curent, am presupus că tot capătul din dreapta a benzii va fi un roșu aprins. De ce nu se întinde maximul de curent pe întreaga lățime a capătului benzii? Curentul caută cea mai scurtă cale spre masă și rămâne pe capetele benzii. Sau cu alte cuvinte, dacă potențialul este același pe ambele margini ale benzii metalice, nu există nici o diferență de potențial care să determine o curgere de curent de la margine la alta. Curgere transversală de curent ar implica și energie înmagazinată într-un comportament ne-TEM. Dacă curentul este maxim la perete, ne așteptăm la un nul decalat la 90° față de maxim, datorită configurației de undă staționară. În figura 6.29 este prezentată tensiunea la 0.0256 mm deasupra liniei.

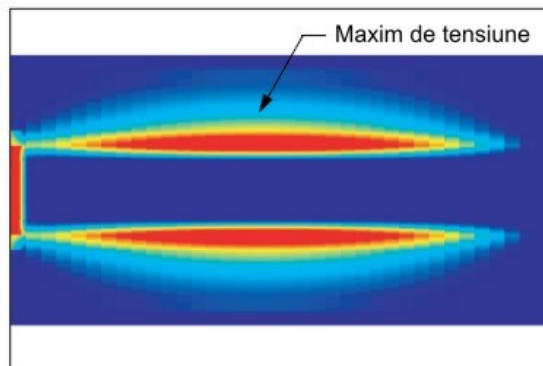


Fig.6.29. . Distribuția tensiunii într-o linie microstrip terminată în scurtcircuit

Așa cum ne așteptam, ea este defazată cu 90° față de curent. Scara tensiunii este între 200 și 2000 V/m.

6.13.2. Linie microstrip în gol

Un alt element de calibrare este linia microstrip în gol, fig.6.30.

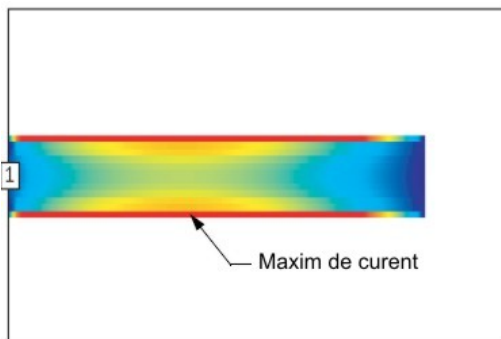


Fig.6.30. . Distribuția curentului într-o linie microstrip terminată în gol

Teoria liniei de transmisiune spune că trebuie să avem un curent de conducție zero și un maxim de tensiune la capătul deschis. Curentul este maxim la 90° decalaj spre stânga față de capătul deschis. Tensiunea la 0.0256 mm deasupra benzii este prezentată în fig.6.31.

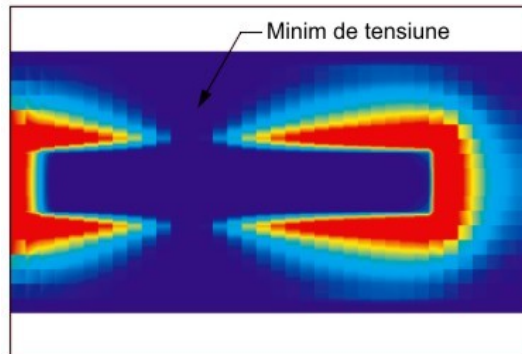


Fig.6.31. . Distribuția tensiunii într-o linie microstrip terminată în gol

Ea este maximă la capătul deschis și este defazată cu 90° de grade față de curent. Scara de tensiuni este între 200 și 2000 V/m.

6.13.3. Linie microstrip terminată rezistiv

În figura 6.32 este prezentată o linie microstrip terminată pe un rezistor de 50Ω , realizat în tehnologia straturilor subțiri. La poarta 1 este conectat un generator, iar rezistorul este terminat printr-un perete perfect conductor. În figura 6.32 este prezentat curentul de conducție mediu la 5 GHz. De notat distribuția uniformă de curent în rezistor. Exemplele anterioară conduceau la ideea că curentul ar trebui să aibă o distribuție neuniformă în latul rezistorului. Totuși, în curent continuu știm că distribuția de curent trebuie să fie uniformă ; un rezistor cu un număr uniform de ohmi/pătrat va avea o tensiune/pătrat uniformă și o distribuție uniformă a curentului. Cererea de a avea curent uniform prin rezistor forțează un curent transversal important prin conductor, la interfața cu rezistorul. Putem privi acest curent transversal ca o discontinuitate inductivă în serie cu rezistorul.

Regăsim aici manifestarea principiului că orice curent perpendicular pe direcția de propagare implică o stocare de energie într-o discontinuitate sau un alt comportament non-TEM

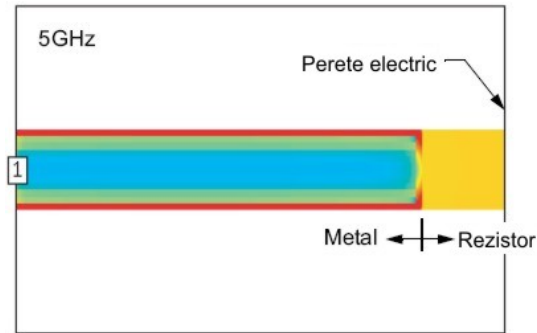


Fig.6.32 . Distribuția curentului într-o linie microstrip terminată rezistiv, la 5 GHz

. În fig.6.33 se prezintă distribuția de curent la 15 GHz.

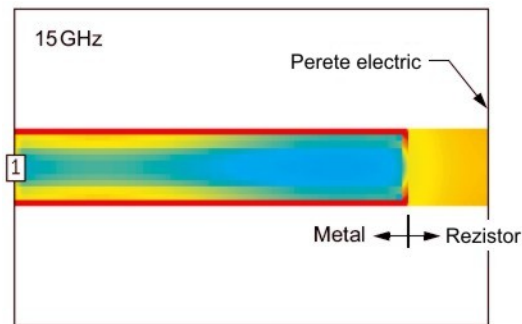


Fig.6.33. Distribuția curentului într-o linie microstrip terminată rezistiv, la 15 GHz

Linia este acum suficient de lungă pentru a observa o anumită variație longitudinală în distribuția curentului. Și rezistorul are o lungime în termeni de lungimi de undă astfel încât se observă o distribuție finită de curent în lungul rezistorului. Dacă comparăm cele două distribuții de curent din rezistor, putem observa tranziția de la comportamentul concentrat la cel distribuit al unei componente imprimate. Scara în figurile 6.32 și 6.33 este 5 – 20 A/m. Rezistorul este suficient de mic, 0.6096 x 0.6096 mm, iar pierderile de întoarcere sunt mai bune decât 20 db la 10 GHz, fig.6.34.

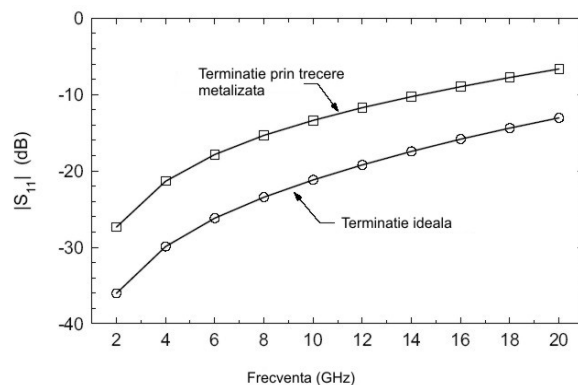


Fig.6.34. Pierderile de întoarcere ale liniei microstrip terminată în scurtcircuit, ideal sau cu trecere

În cele mai multe circuite de microunde, peretele ideal cu care se termină rezistorul este înlocuit cu o trecere (gaură metalizată) spre planul de masă. Un exercitiu interesant ar fi compensarea ansamblului rezistor/trecere, pentru a obține pierderi de întoarcere mai bune. Anterior am enunțat că discontinuitatea în această structură este puternic inductivă. Pricind pe diagrama Smith din fig.6.35 vedem o inductanță importantă serie și o mică capacitate paralelă.

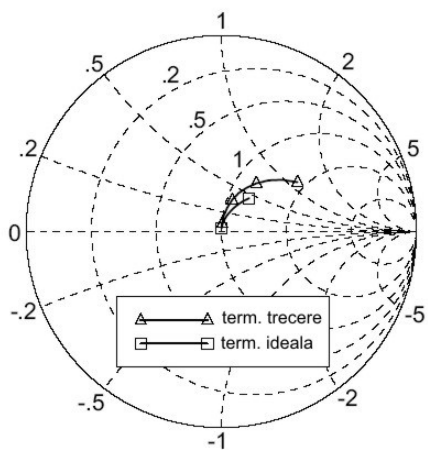


Fig.6.35 S_{11} ale liniei microstrip terminată în scurtcircuit, ideal sau cu trecere

6.14. De-embedding

În domeniul microundelor, este adesea nepractic să măsoari impedanța, admitanța sau parametrii S ai unui dispozitiv activ direct la terminale. De regulă, dispozitivul este introdus într-o montură de test, măsurătorile făcându-se în plane de referință aflate la o anumită depărtare de dispozitivul real, fi.6.36

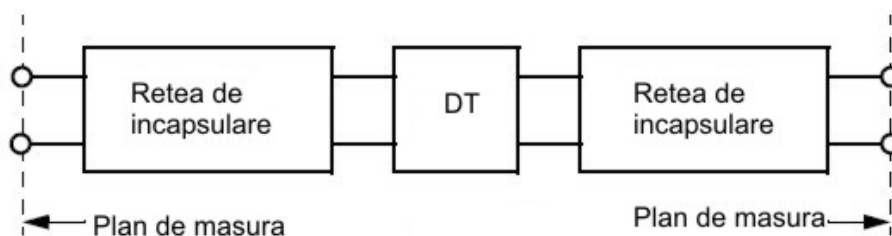


Fig.6.36 Modelarea încapsulării (de-embedding)

De-embedding este operațiunea matematică de înlăturare a rețelelor din jurul dispozitivului testa și aflarea parametrilor reali ai acestuia. În fig.6.37 avem o reprezentare mult mai fizică a problemei.

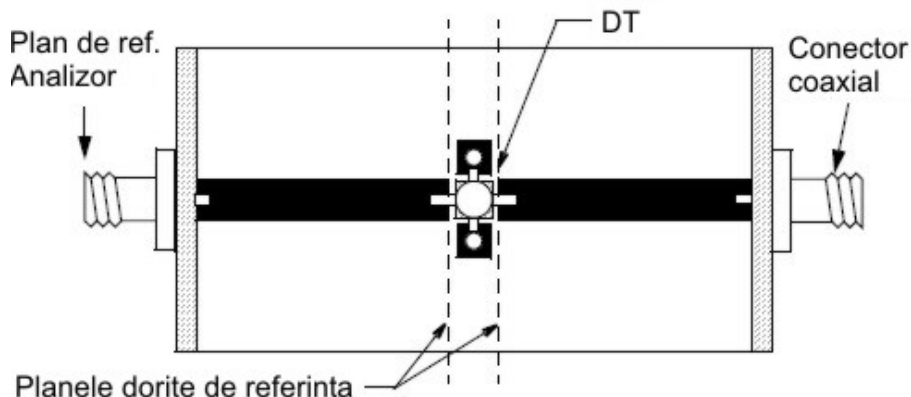


Fig.6.37. Montura de măsură pentru un tranzistor

Avem un anumit tip de capsulă, un dispozitiv cu trei terminale montat într-o montură de test pentru microstrip. Presupunem ca analizorul vectorial de rețele este calibrat pînă la capetele cablurilor de test unde se conectează montura. Vom dori să deplasăm matematic planul de referință al măsurătorii la terminalele dispozitivului. Știm că există o anumită discontinuitate și câmpuri de margine la tranziția dintre conector și linia microstrip. Apoi, mai avem o porțiune de linie uniformă și din nou o discontinuitate la tranziția spre dispozitiv.

Cel mai dificil proces este determinarea proprietăților rețelelor de încapsulare. Acest lucru poate fi realizat substituind dispozitivul de test cu un set cunoscut de standarde și măsurînd ansamblul. Procesul de calcul a parametrilor circuitelor de încapsulare utilizînd un set de măsurători cu standarde cunoscute se numește “*unterminating*”. Acest proces este foarte asemănător cu procesul utilizat pentru calibrarea analizorului vectorial de rețele. În acest caz se folosește un set de standarde cunoscute (scurt, gol și 50Ω) care sunt conectate la porți și se determină erorile de măsurare ale sistemului. Aceste erori pot fi interpretate ca parametrii unui diport plasat între planul de măsură și un sistem perfect de măsurare.

În cazul calculării răspunsului unei rețele de către un simulator de câmp, suntem în fața unei aceleasi probleme de “*de-embedind*” și “*unterminating*”. În fig.6.38 se prezintă o discontinuitate cu două salturi pe care dorim să o caracterizăm.

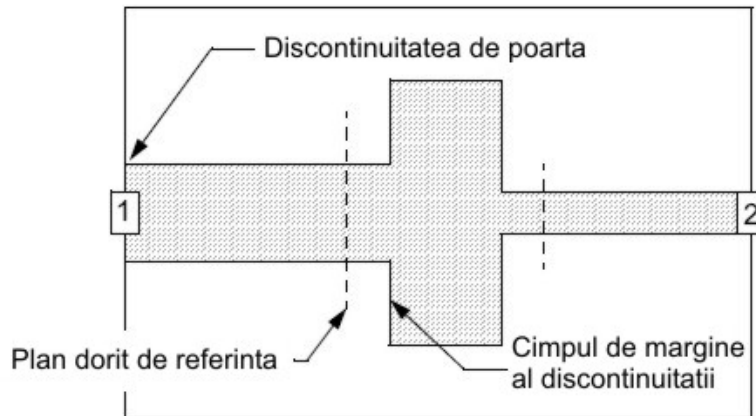


Fig.6.38. Plane de referință într-o discontinuitate cu dublu salt.

Simulatorul de câmp are propriile discontinuități și câmpuri de margine la porțile numerice. Dacă lungimea liniei dintre port și prima discontinuitate este prea scurtă, câmpurile evanescente vor interactiona și rezultatele calculate vor fi incorecte. Tipic, noi dorim să eliminăm discontinuitatea portului și o anumită lungime din linia uniformă din soluția globală a simulatorului și să fixăm un nou plan de referință mai aproape de structura de interes. Noua poziție a planului de referință, sau planelor de referință, este complet arbitrară. Tendința este să fixăm aceste poziții în funcție de caracteristicile geometrice, doar pentru ca acestea sunt mai ușor de memorat. Când modelăm discontinuitățile, tendința este să fixăm planele în așa fel încât modelele rezultate să conțină numai elemente concentrate și nu linii. Uneori, când realizăm decapsularea, obiectul rezultat nu are lungime în una sau mai multe dimensiuni. De exemplu, discontinuitatea treaptă din fig.6.39 va fi decapsulată la nivelul joncțiunii din ambele capete, astfel obținându-se un model cu elemente concentrate.

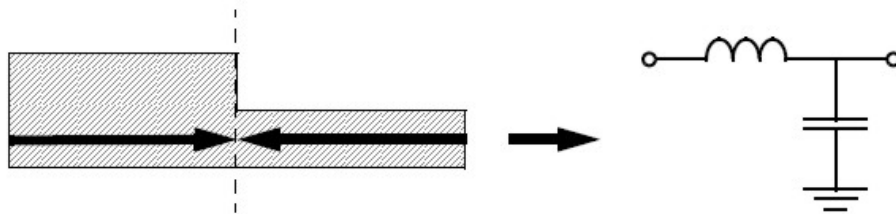


Fig.6.39 Modelul de circuit al unei discontinuități prin salt

Dacă căutăm un model al discontinuității dedus din parametrii S, poate fi prudent să lăsăm o anumită lungime de linie de ambele părți ale discontinuității pentru a nu introduce confuzii în editorul de “layout”.

6.15. Considerații asupra proiectării unui filtru trece bandă

În fig.6.40 este prezentat un exemplu simplu legat de proiectarea unui filtru cu linii cuplate.

Un asemenea filtru poate fi descris ca o cascadă de secțiuni formate din linii în $\lambda/4$, cuplate. În zona în care se întâlnesc două secțiuni, există două capete de linii, în gol, foarte apropiate.

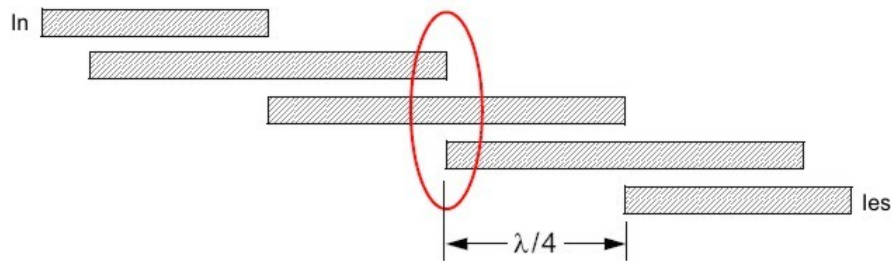


Fig.6.40. Filtru trece-bandă cu linii cuplate

. Cunoaștem un model analitic pentru capătul deschis a unei singure linii. Se pun întrebările:

- trebuie să modificăm acest model datorită existenței benzilor metalice adiacente ?
- exista un cuplaj semnificativ între cele două capete deschise ?

La aceste întrebări putem răspunde ușor utilizând un simulator de câmp. Astfel, putem iniția o structură cu patru porți în simulatorul electromagnetic, ca în fig.6.41, și să decapsulăm pînă la joncțiunea celor două secțiuni formate din două linii cuplate.

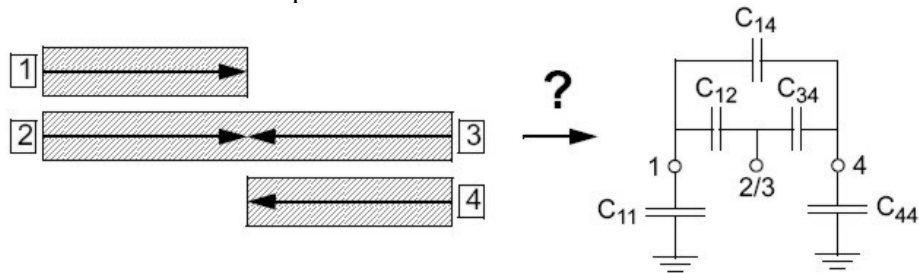


Fig.6.41. Model de circuit pentru joncțiunea a două linii cuplate

Cu datele astfel obținute, putem explora diverse modele pentru joncțiune și examina mărimea relativă a diverselor componente de circuit pentru a determina care sunt mai importante. Se vor deosebi semnificativ C_{11} și C_{44} de cazul unui singur capăt în gol. Au valori semnificative C_{14} , C_{12} , sau C_{34} ?

Deși este un exercițiu interesant să dezvoltăm un model de circuit pentru joncțiunea dintre două perechi de linii cuplate, nu este necesar obligatoriu pentru a putea utiliza datele rezultate din simulare. Dacă singurul nostru scop este să proiectăm un filtru mai bun, putem utiliza direct parametrii S în analiza și optimizarea filtrului. Astfel, filtrul nostru devine o cascadă de modele analitice pentru liniile cuplate și diporți cu patru porți caracterizați prin parametrii S calculați de simulatorul de câmp, fig.6.42.

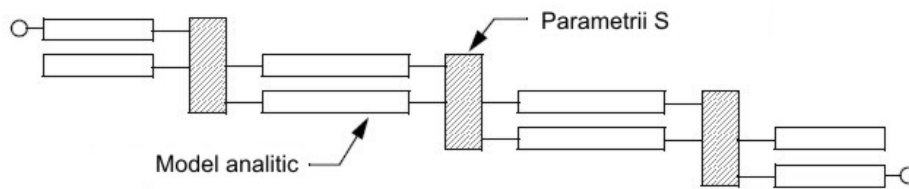


Fig.6.42. Modelarea filtrului trece banda cu ajutorul joncțiunilor de linii cuplată

În acest caz, putem acorda încredere simulatorului de câmp pentru luarea în considerare a unui grup complex de discontinuități.

BIBLIOGRAFIE

- [1] T. Stetzler, “*A 2.7V to 4.5V Single Chip GSM Transceiver RF Integrated Circuit*”, 1995 IEEE International Solid-State Circuits Conference, pag.150-151, 1995.
- [2] M.L. Skolnik, “*Introduction to Radar Systems*”, McGraw-Hill, New York, 1980.
- [3] K. Chang, “*Microwave Solid-State Circuits and Applications*”, John Wiley & Sons, New York, 1994.