

## **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.

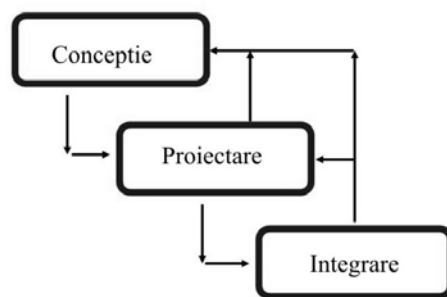


Fig. 5.1 Algoritmul procesului de dezvoltare a unui produs nou

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.

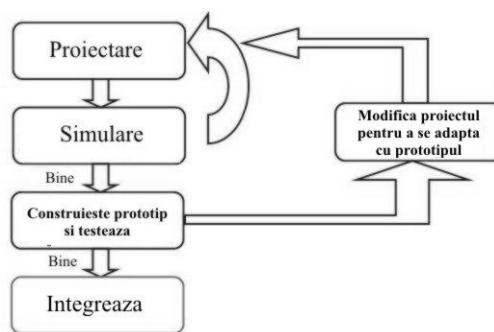


Fig.5.2. Procesul de proiectare predictiv

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.

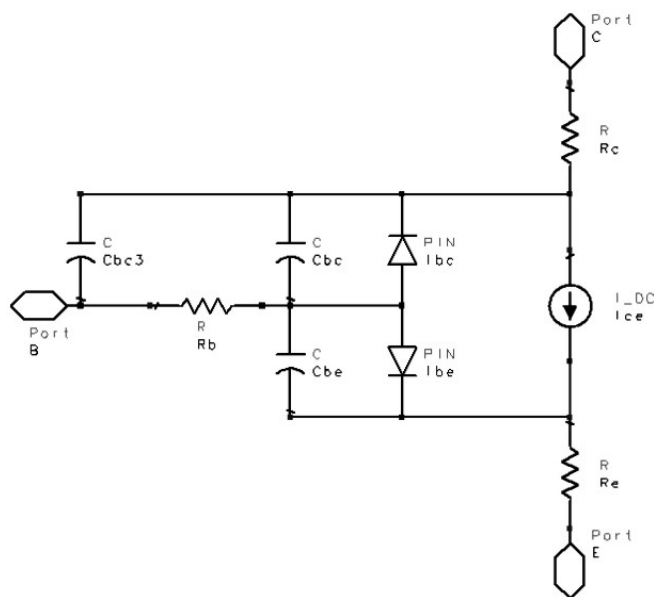
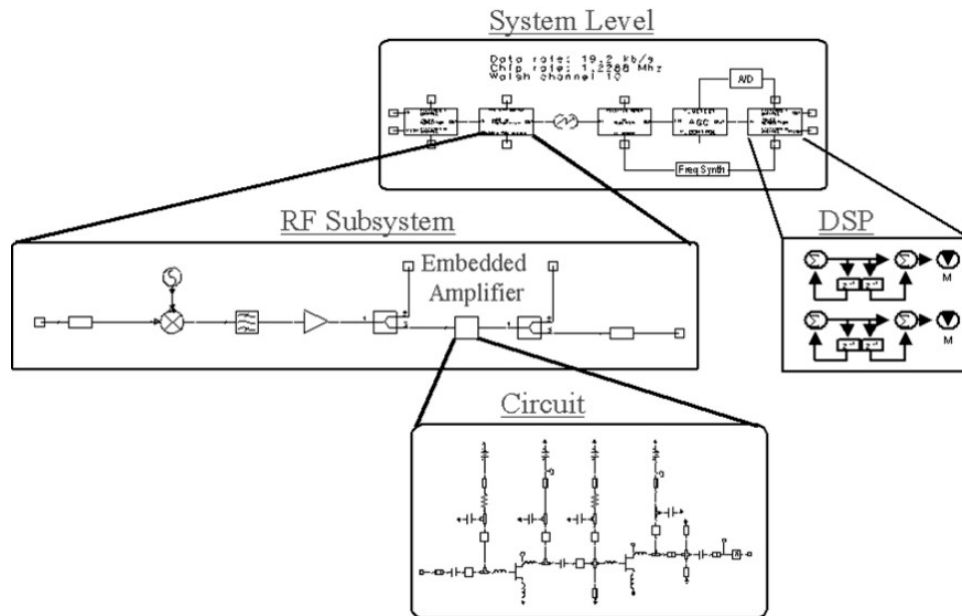


Fig. 5.3. Model de tranzistor utilizat în programul ADS



*Fig.5.4. Integrarea diverselor etape într-un simulator*



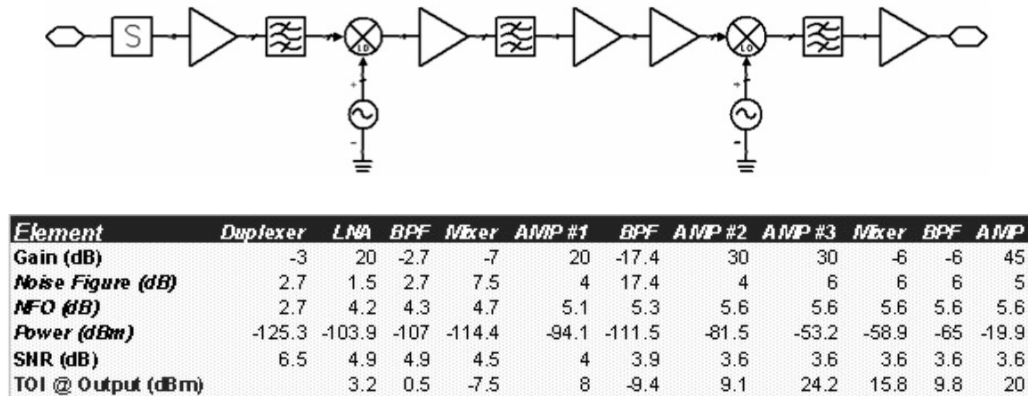


Fig.5.5. Exemplu de analiză sistemică

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.

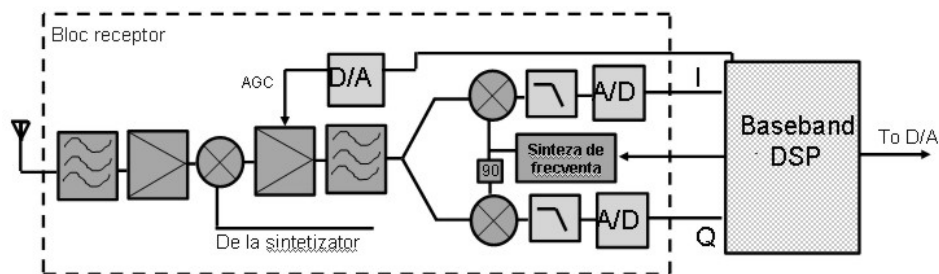


Fig. 5.6. Receptor modern de comunicații care combina circuite de RF cu circuite PNS

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 până când 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 atât 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 când 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.

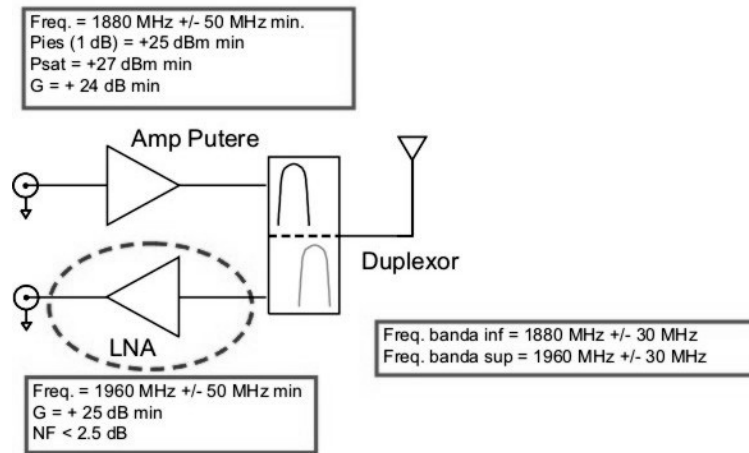


Fig.5.7. Transceiver tipic de comunicații

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  $\Omega$ . Alegem aceste dispozitive pentru că specificațiile lor întrunesc necesitățile noastre și erau disponibile în laborator, vezi fig.5.8

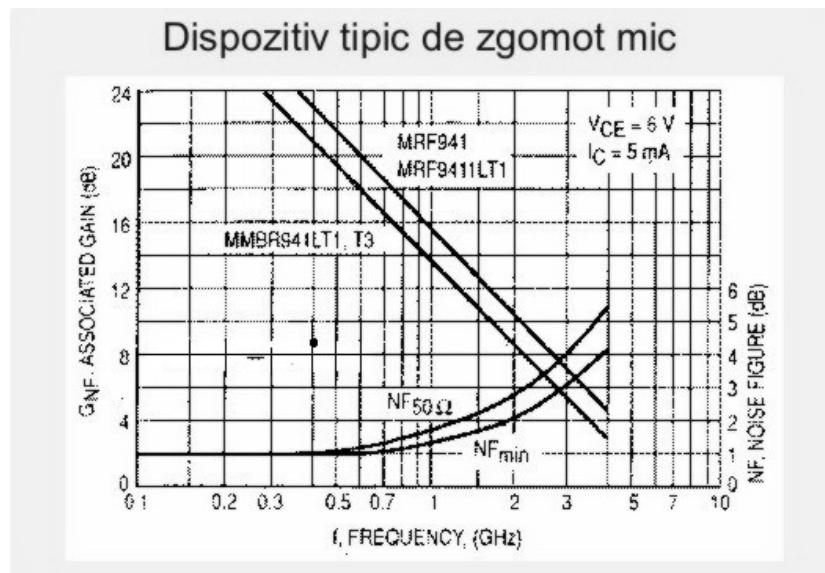
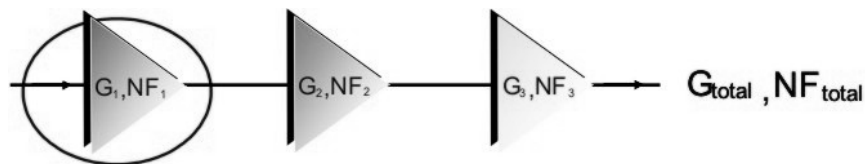


Fig.5.8. Specificațiile de catalog ale dispozitivelor alese în studiul de caz

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  $I_c = 5 \text{ mA}$ .

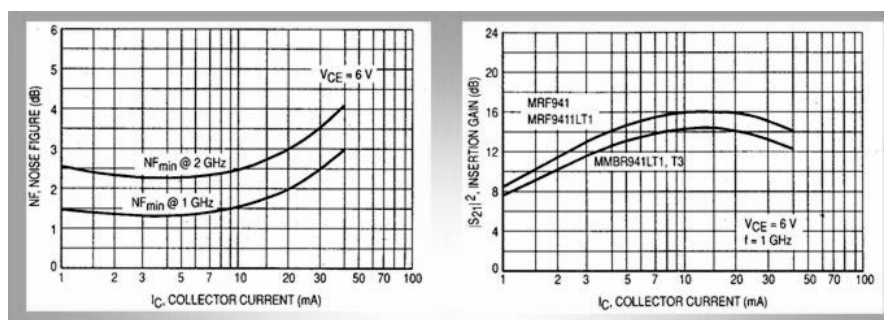


Fig.5.10. Variația unor parametri ai dispozitivelor cu polarizarea

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  $S_{22}$ .



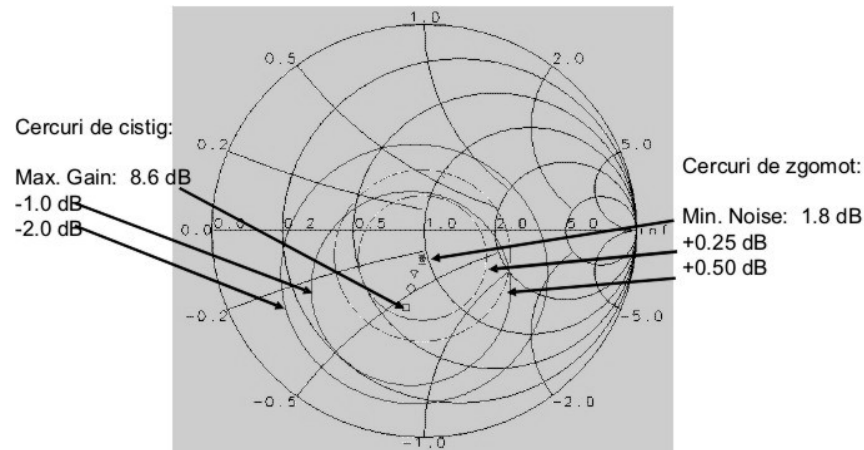


Fig.5.11. Cercurile de zgomot și câștig pentru adaptarea la intrare

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  $50\Omega$ , 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  $50\Omega$ .), 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.

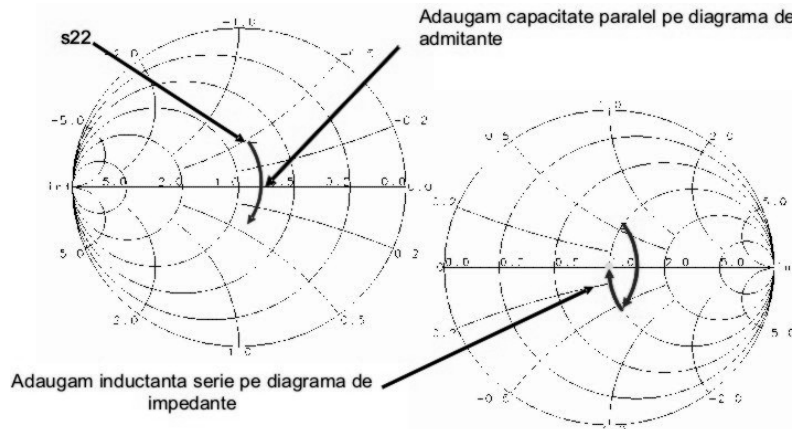


Fig.5.12. Proiectarea circuitului de adaptare de la ieșire

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  $50\Omega$ . 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.

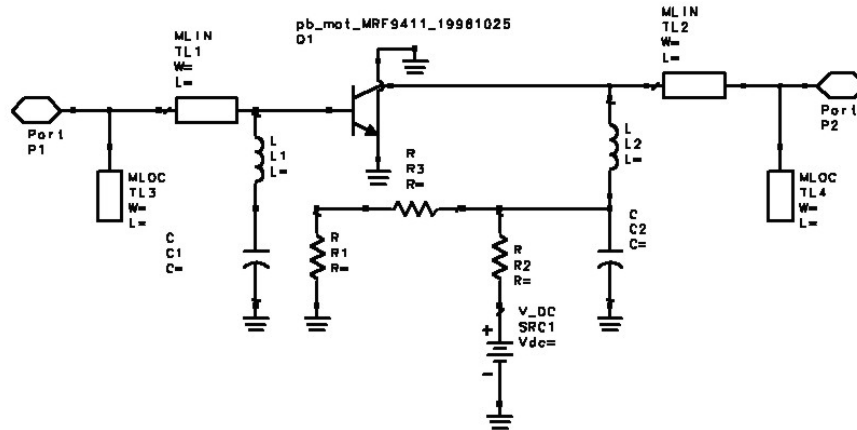


Fig.5.13. Primul etaj al LNA

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.

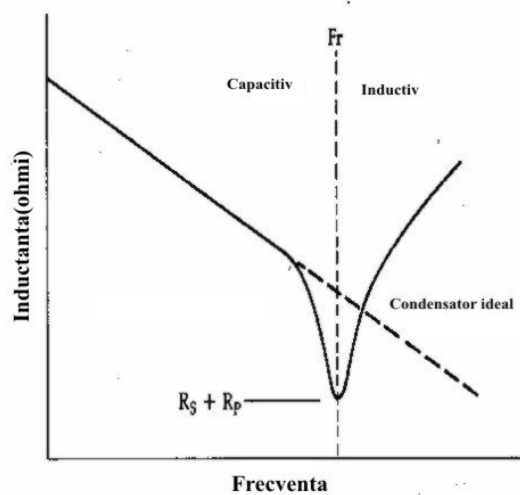


Fig.5.14. Comportamentul cu frecvența a unui condensator

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.

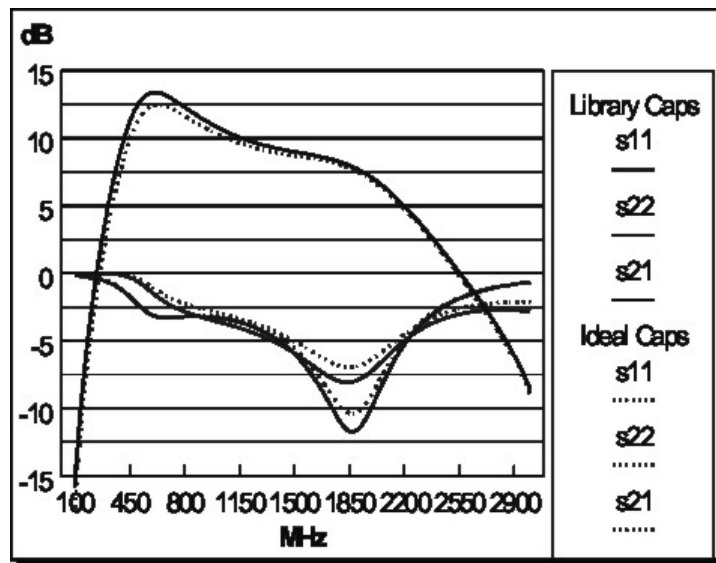


Fig.5.15. Comparație între capacități ideale și cele din librerie

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.

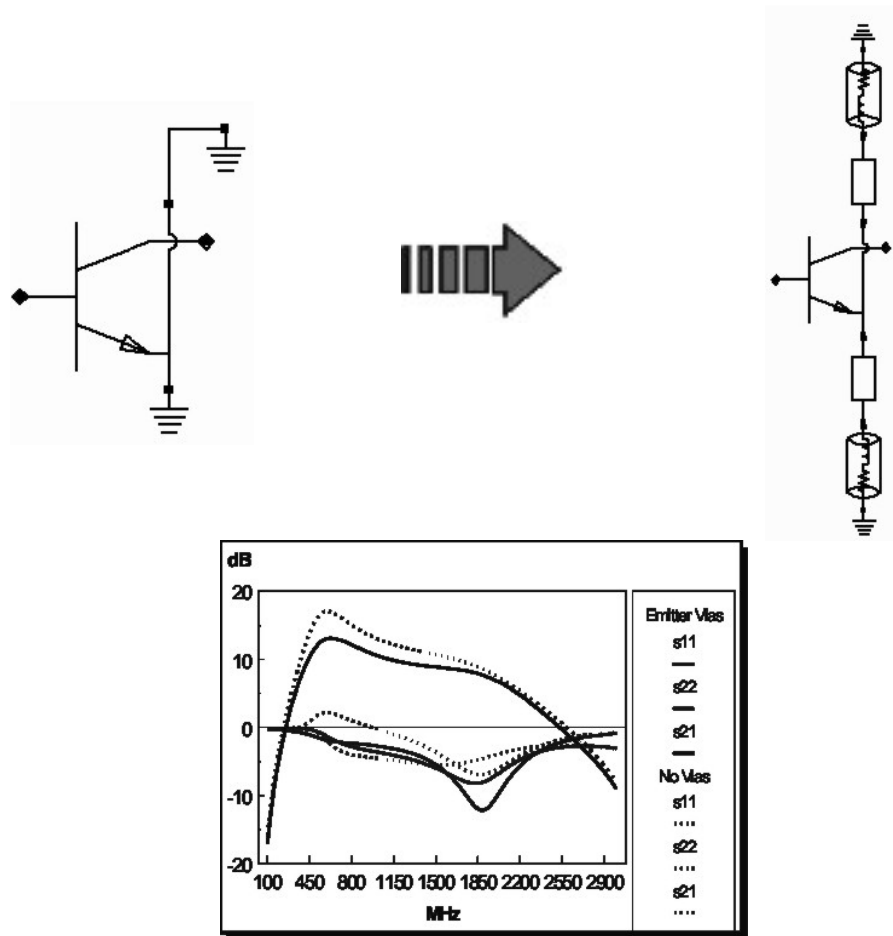


Fig.5.16. Influenta liniei de masa a emitorului asupra cîștigului

Liniile de transmisiune microstrip, la fel că și componentele concentrate, sunt elemente fizice care trebuie să fie conectate prin tehnica microstrip. Orice discontinuitate în aceste conectări trebuie să fie modelate folosind elementele « T » sau « SALT ». Trebuie adăugate trecerile prin substrat către masă. Modele pentru padurile componentelor trebuie adăugate din moment ce mărimea lor aduce capacități parazite. Se obține în final circuitul din figura 5.17.

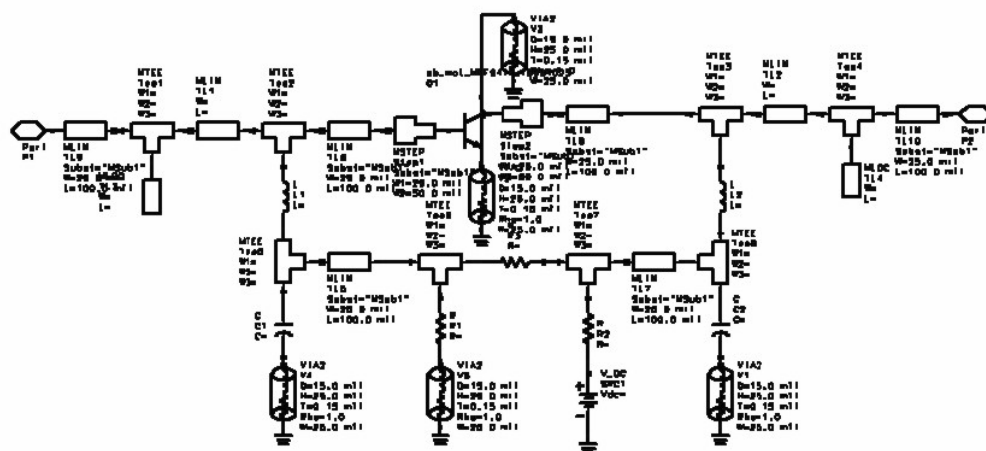


Fig.5.17. Circuitul real al primului etaj al LNA

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.

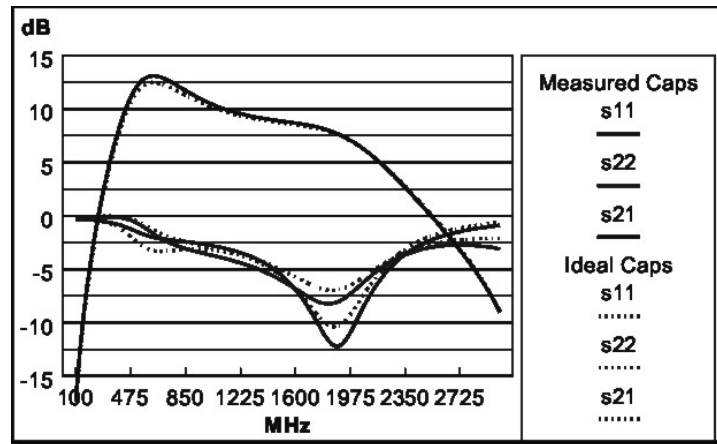


Fig.5.18. Variația adaptării în funcție de utilizarea unor condensatoare te sau ideale

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.

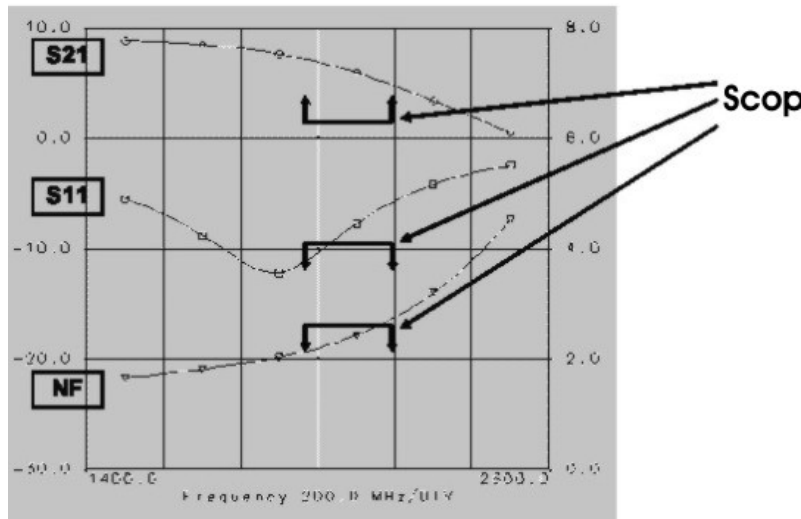


Fig.5.19. Procesul de optimizare

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.

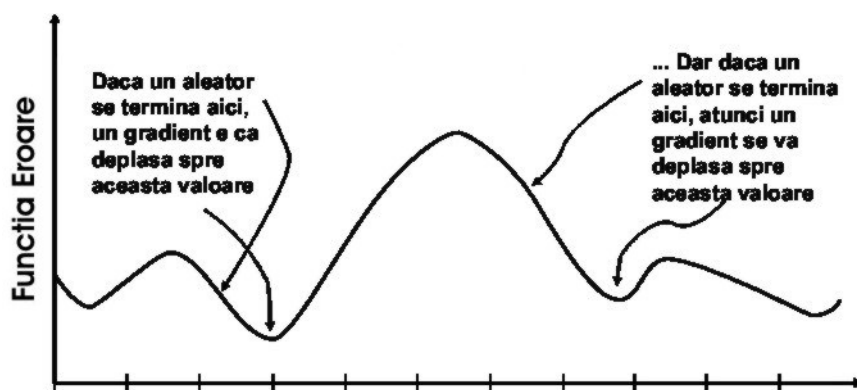


Fig.5.20. Procesul de optimizare folosind metodele aleatorii și de gradient

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.

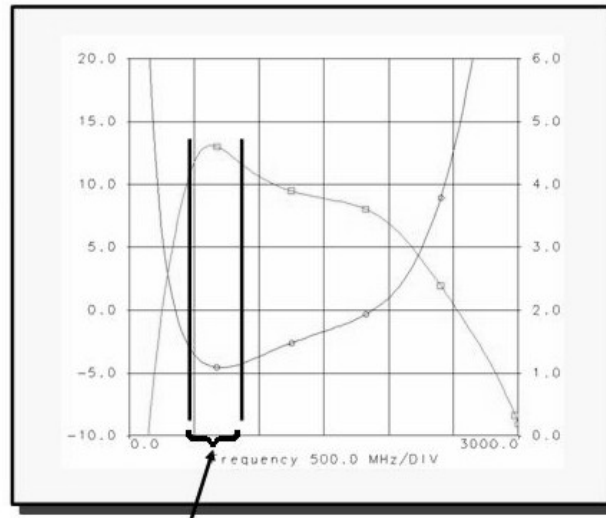


Fig.5.21. Apariția stabilității condiționate

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.

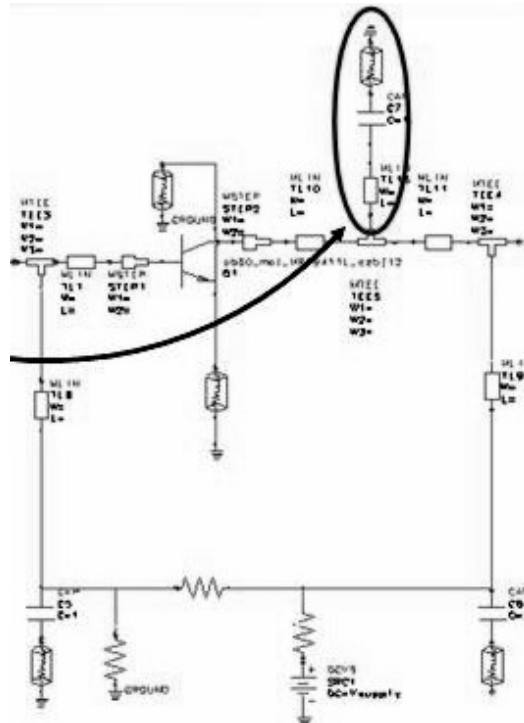


Fig.5.22. Rezultatul optimizării pentru obținerea stabilității necondiționate

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  $50\Omega$ , 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.

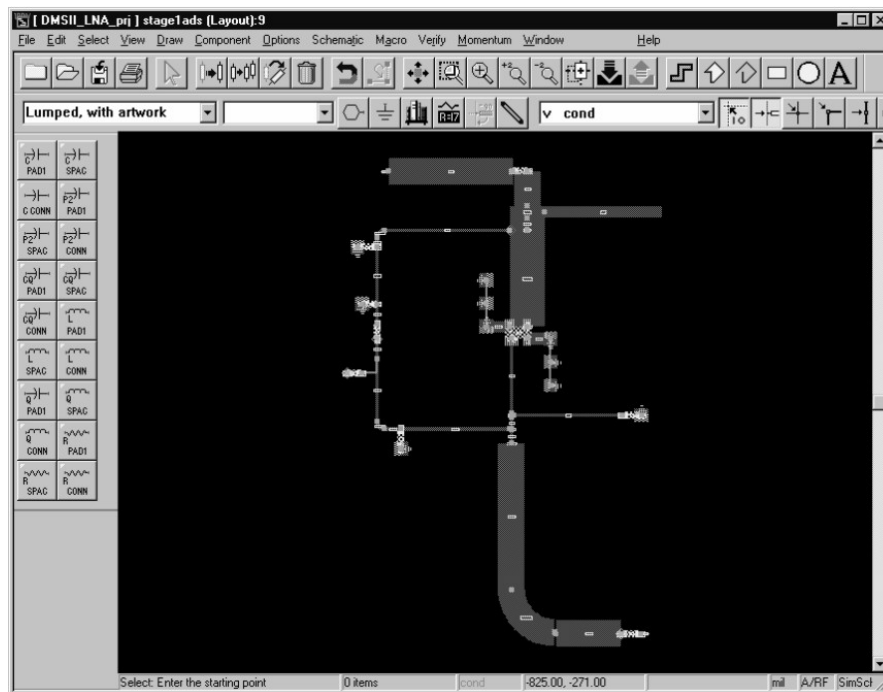


Fig.5.23. Layout-ul LNA-ului generat de ADS

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.

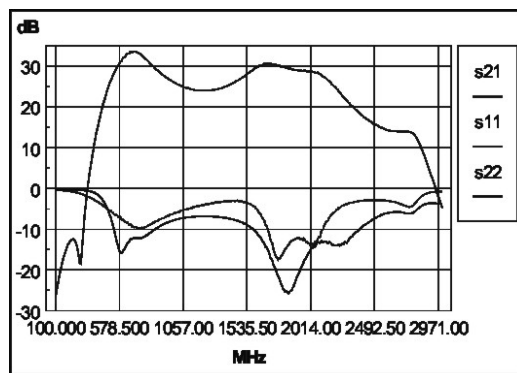


Fig.5.24. Rezultatele simulărilor asupra LNA

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.

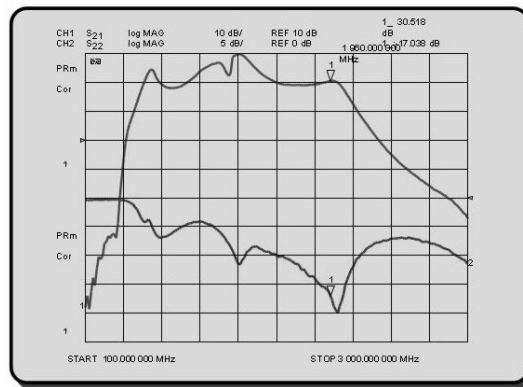


Fig.5.24. Rezultatele măsurătorilor asupra LNA

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  $\pm 0.1$  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.

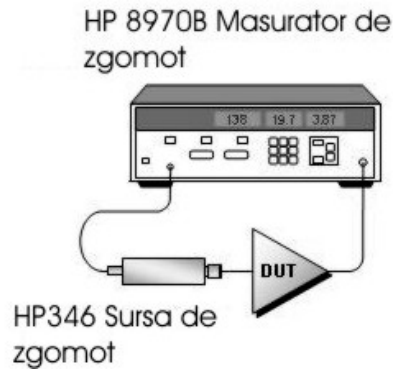


Fig.5.26. Măsurarea NF cu un măsurător de zgomot

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  $\pm 0.5$  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.

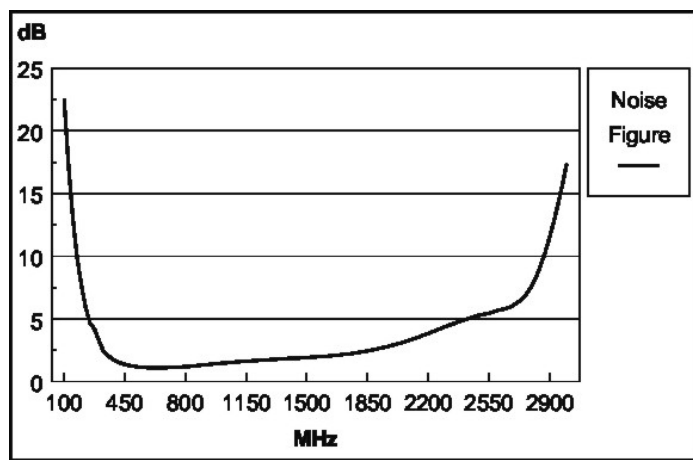


Fig.5.28. Rezultatele simulării NF pentru LNA

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

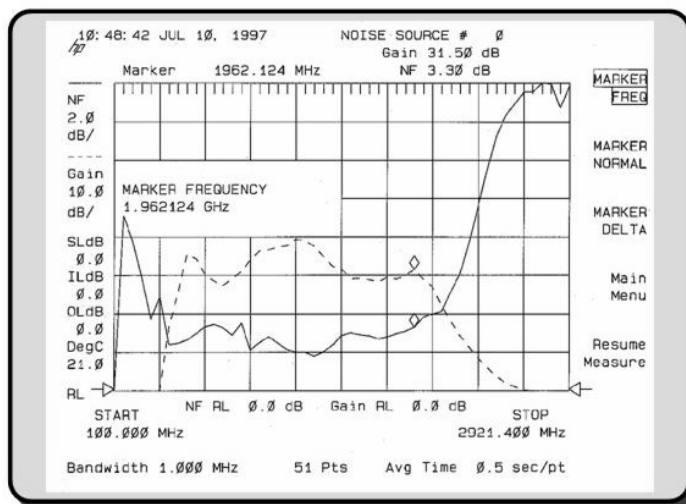


Fig.5.29. Rezultatele măsurării NF pentru LNA



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.

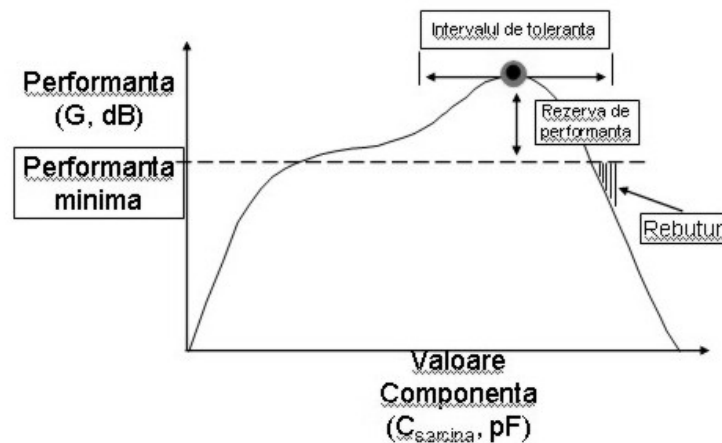


Fig. 5.30. Optimizarea câștigului în funcție de capacitatea de sarcină

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.

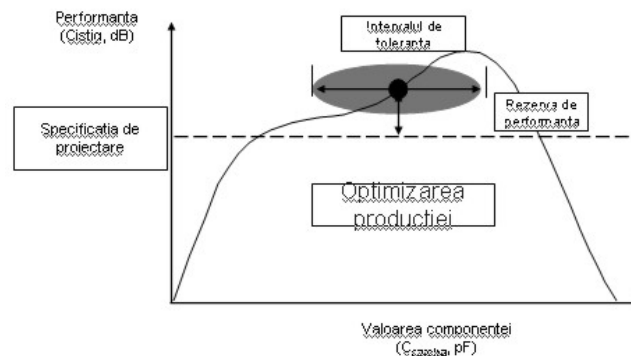


Fig.5.31. Optimizarea în funcție de reducerea rebuturilor

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

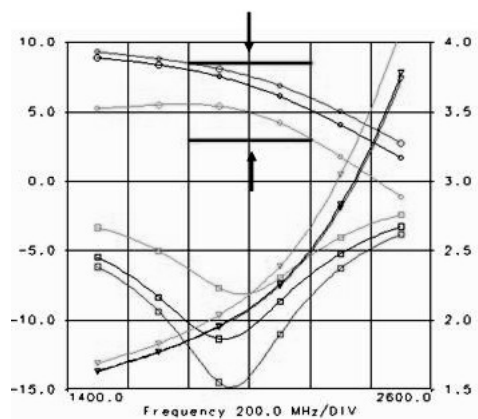


Fig.5.32. Variatia a trei parametric în funcție de toleranța tuturor componentelor

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.

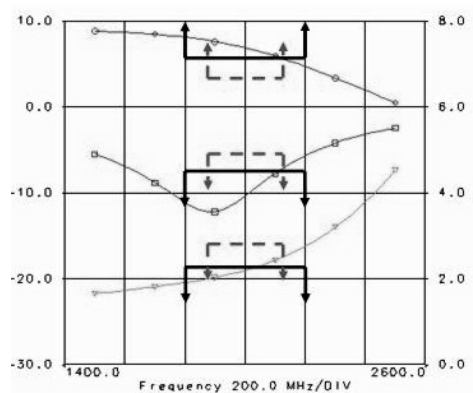


Fig.5.33. Obiective de performanța vs. obiective de lot

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.

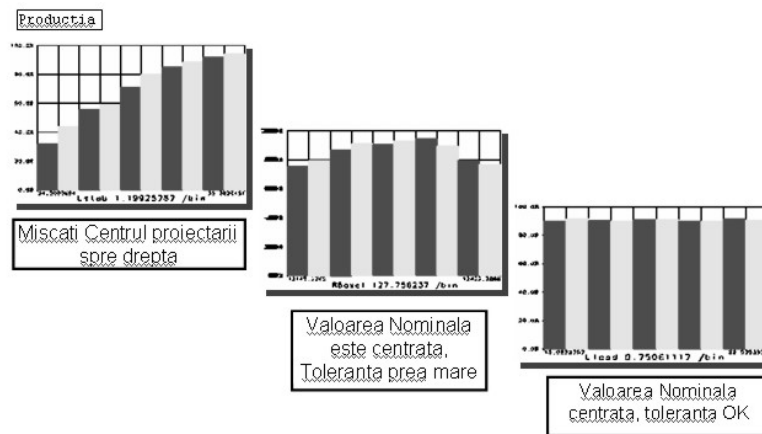


Fig.5.34. Histogramele de sensibilitate (HS)

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.

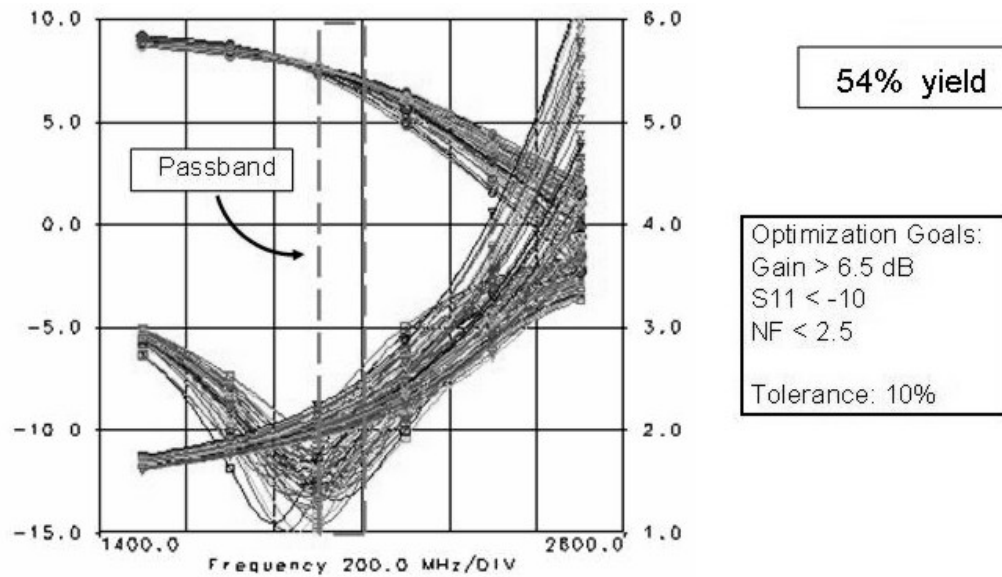


Fig.5.35 Productivitate 54% pentru toleranță de 10% a componentelor

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 %.

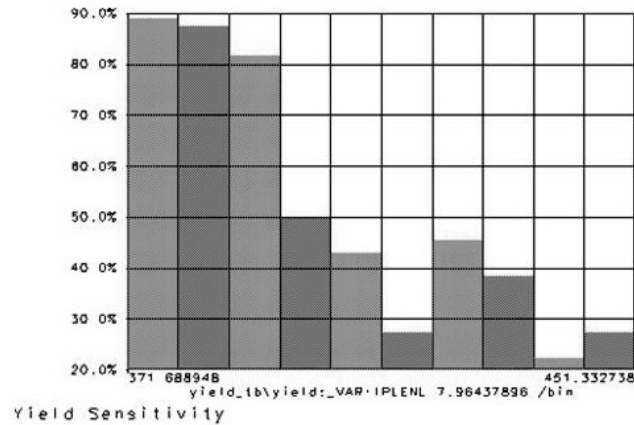


Fig.5.36. HS pentru lungimea stub-ului de adaptare

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

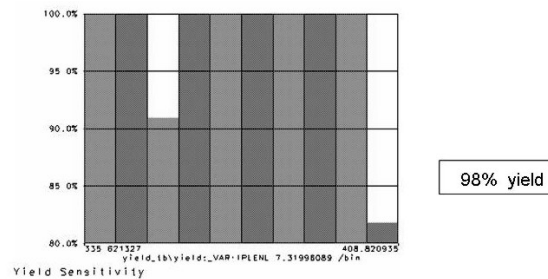


Fig.5.37. Îmbunătățirea productivității după două iterații

#### 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

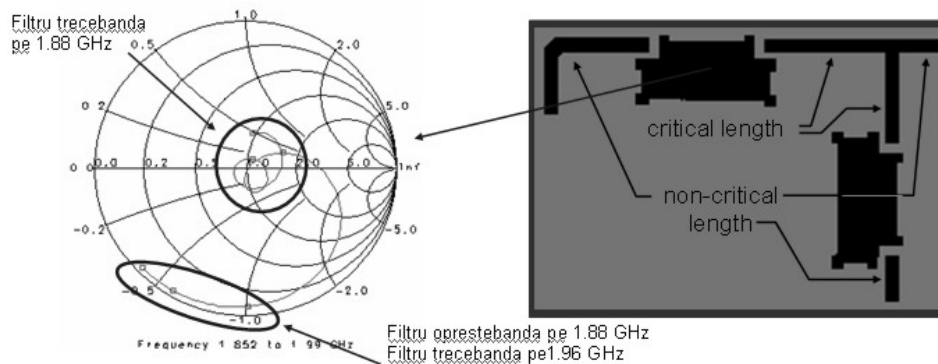


Fig.5.38. Realizarea duplexorului.

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  $50\Omega$  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  $50\Omega$  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.

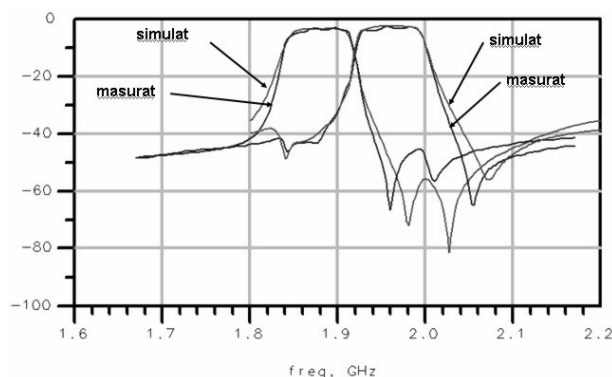


Fig.5.39. Comparație între simularea și măsurarea filtrelor din duplexor

#### 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 camp (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 ( $I_{\text{dss}}$ ) 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 drena 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.

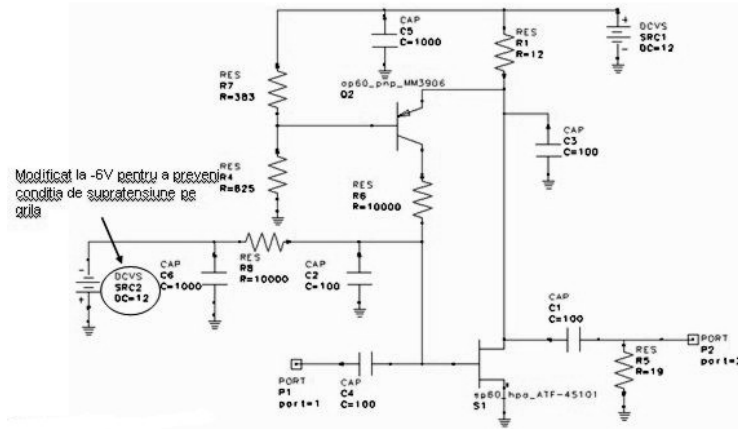


Fig.5.40. Amplificatorul de putere cu polarizare activă

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  $V_{gs}$  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  $50 \Omega$  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.

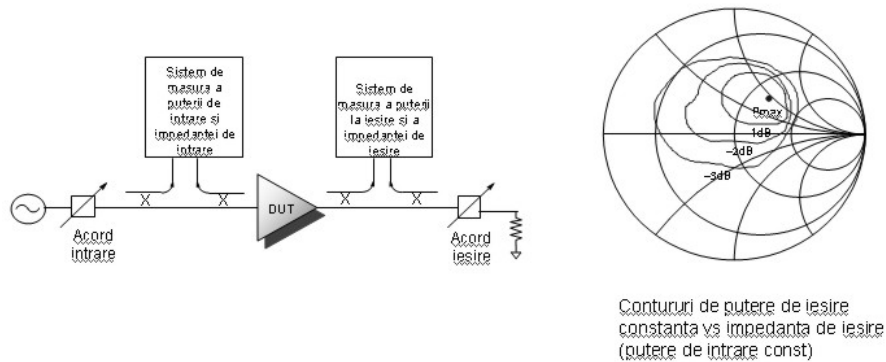


Fig.5.41. Tehnica « load-pull »

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).

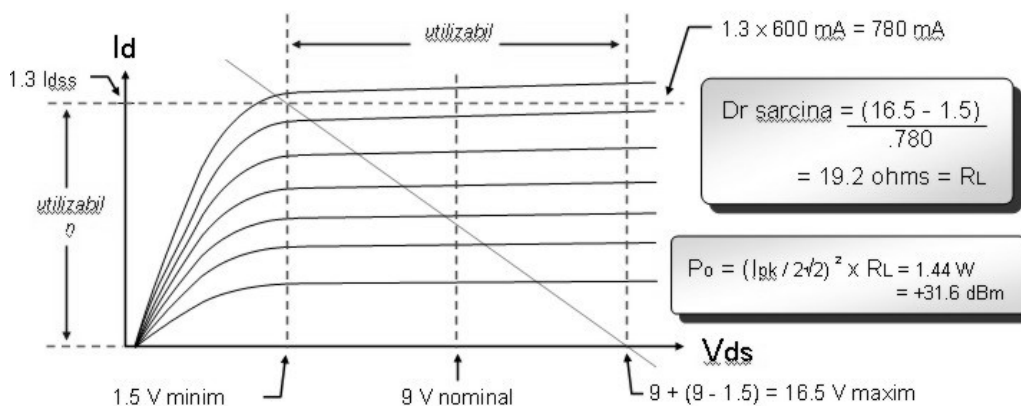


Fig.5.42. Metoda dreptei de sarcină în simulare

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  $\Omega$  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.

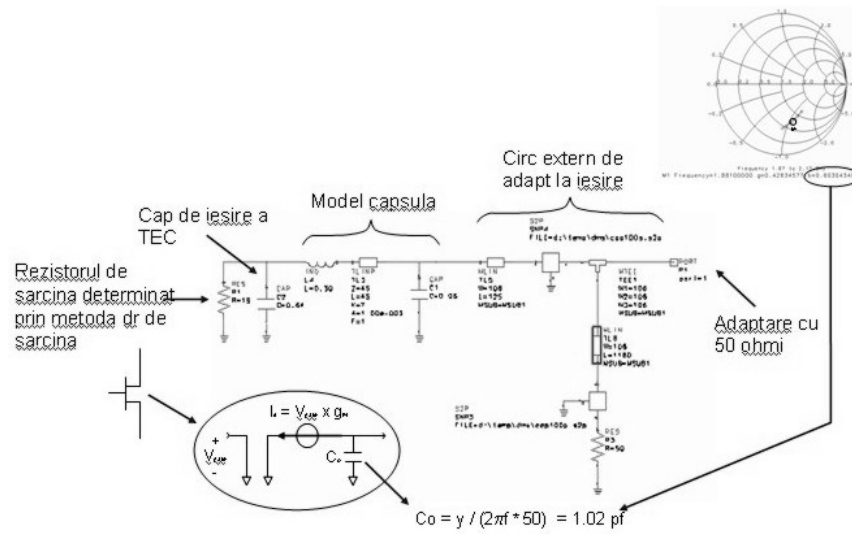


Fig.5.43. Calculul adaptarii la ieșire

#### 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.

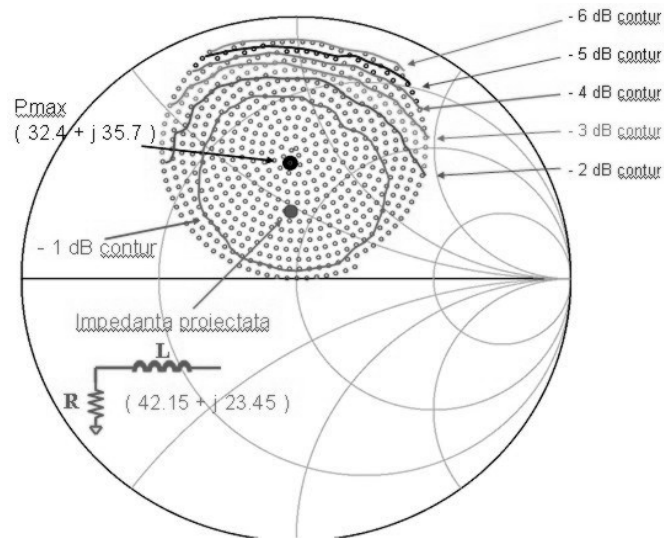


Fig.5.44. Metodă « load-pull » de simulare

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”.

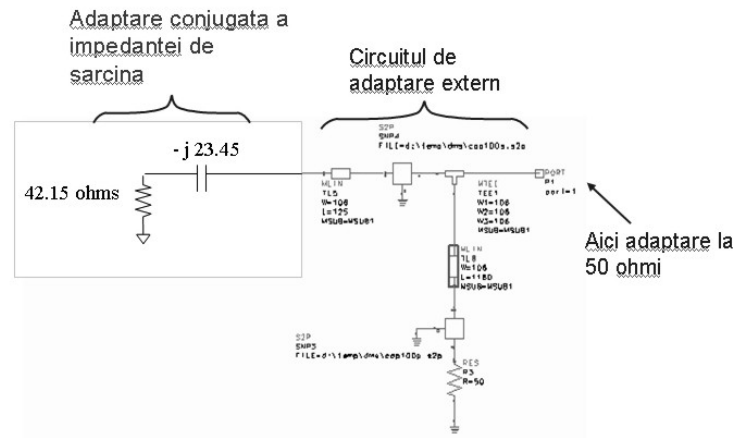


Fig.5.45. Circuitul de adaptare proiectat în urma simularii « load-pull »

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.

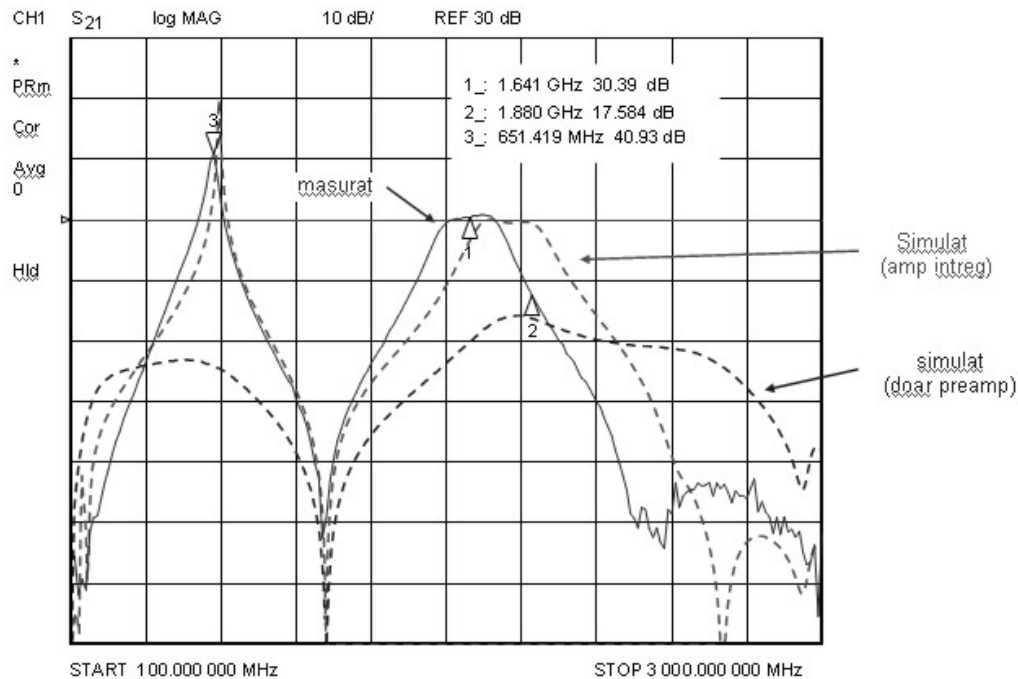


Fig.5.46. Rezultatele simularilor și măsurărilor liniare făcute pe primul prototip

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.

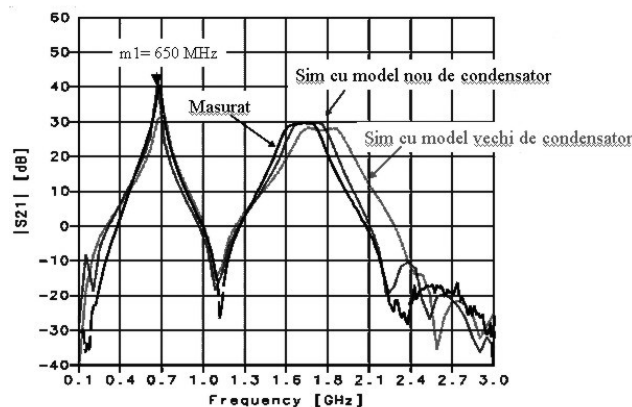


Fig.5.47. Rezultatul simularilor după ajustarea fișierului în funcție de măsurători

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.

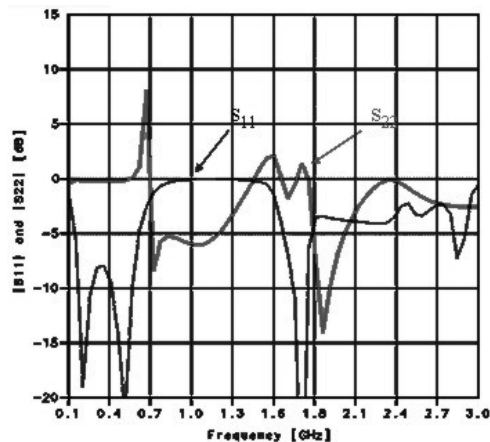


Fig.5.48. Simularea parametrilor  $S$  de comandă ai amplificatorului de putere

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

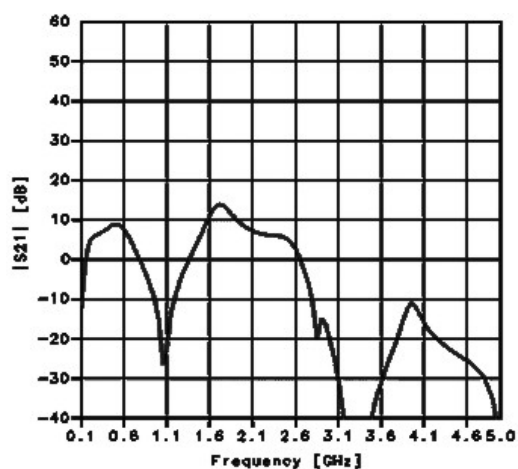


Fig.5.49. Câștigul preamplificatorului

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

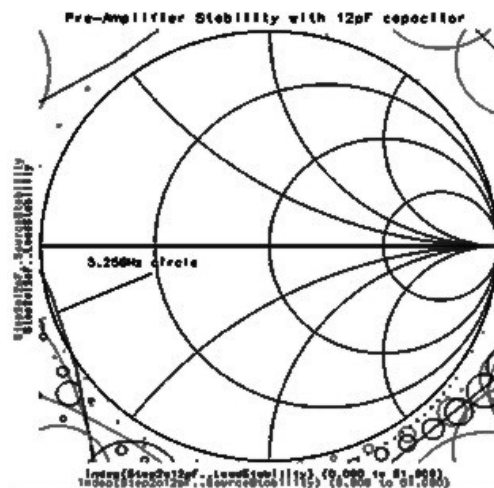


Fig.5.50. Cercurile de stabilitate ale preamplificatorului

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.

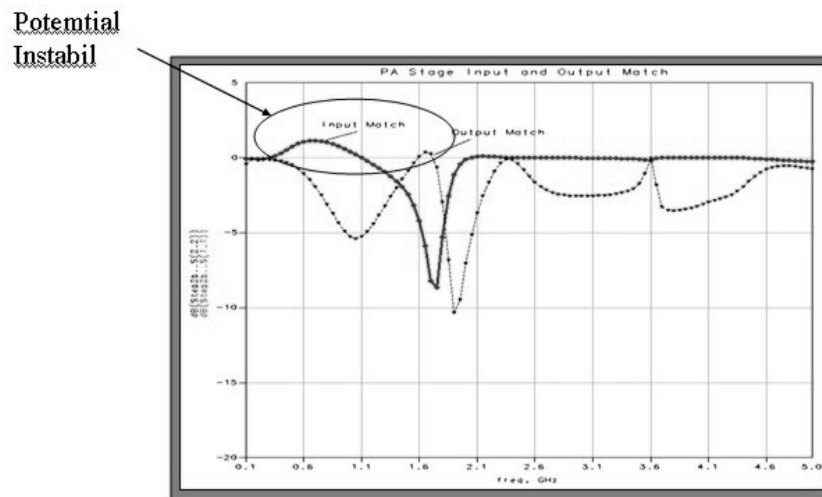


Fig.5.51. Adaptarea la intrare și ieșire a amplificatorului de putere

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.

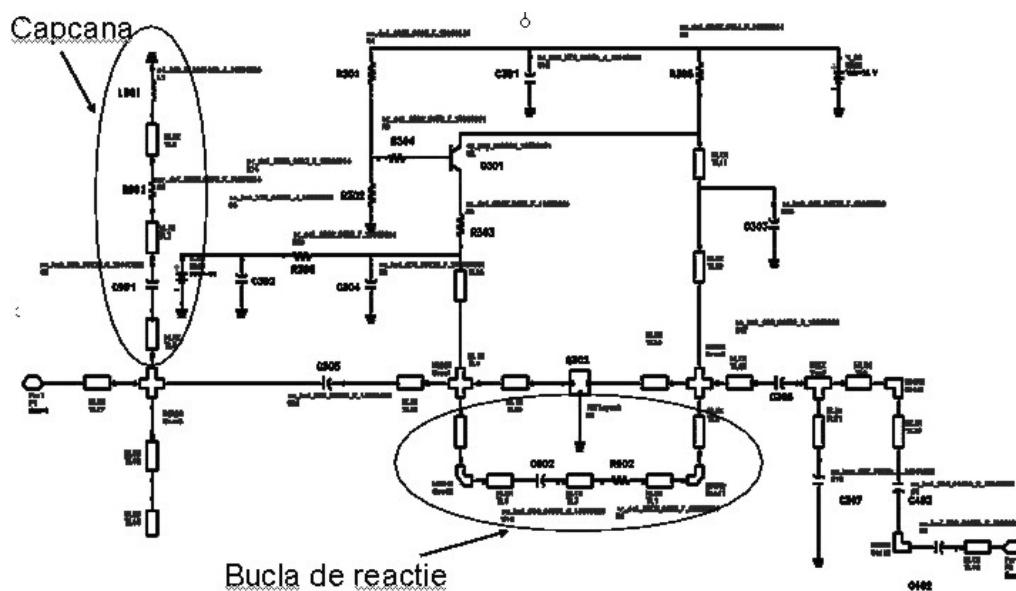


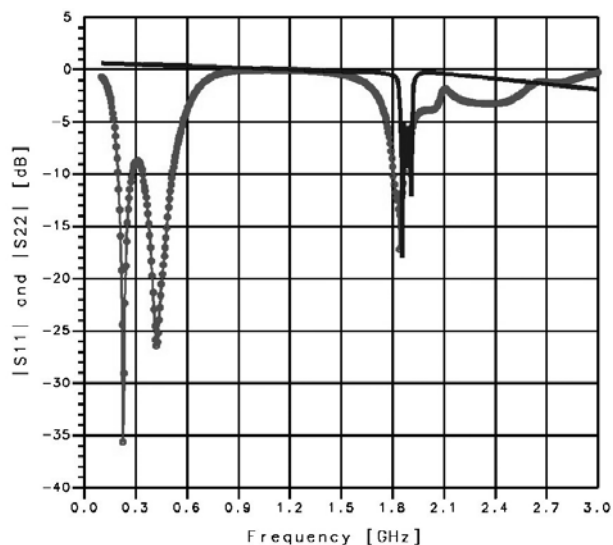
Fig.5.52. Amplificatorul de putere modificat pentru a elimina instabilitatea

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 înaintea fabricării 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 apăsă 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.

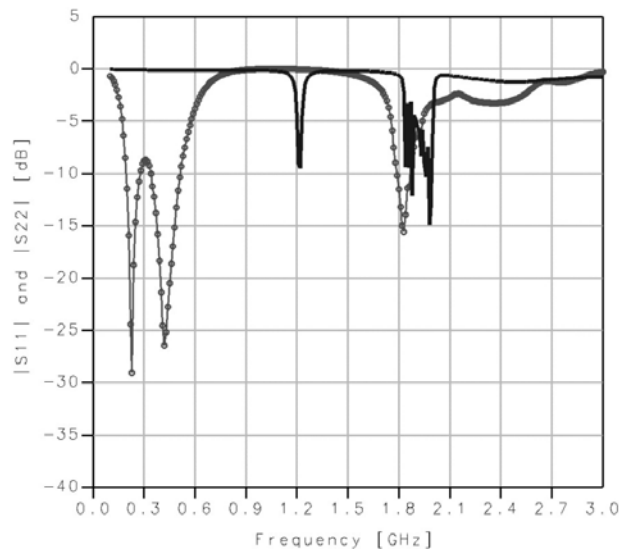


Fig.5.54. Analiza amplificatorului de putere folosind parametrii  $S$  ai filtrului obținuți prin măsurători, într-o bandă largă de frecvențe

Acum,  $S_{22}$  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.

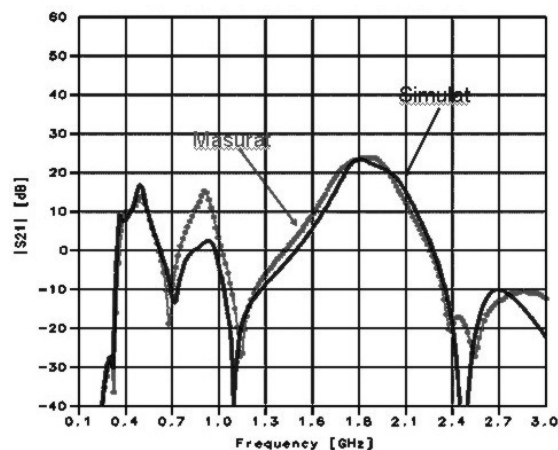


Fig.5.55. Rezultatele simulate și măsurate pentru al doilea prototip

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.

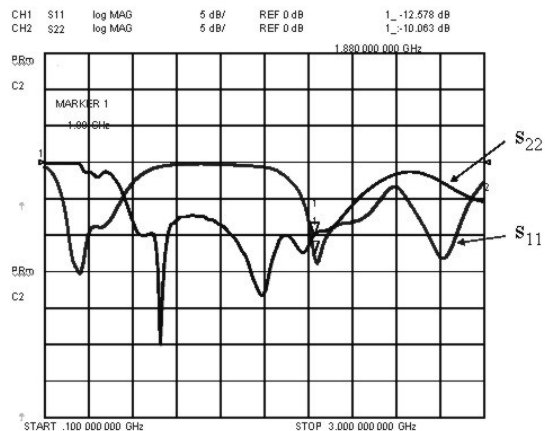


Fig.5.56. Adaptările de intrare și ieșire ale prototipului 2

## 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.

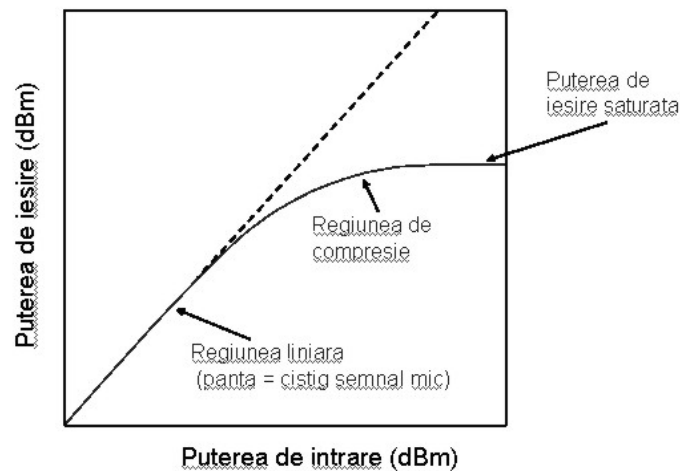


Fig.5.57. Saturarea puterii de ieșire a amplificatorului de putere

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.

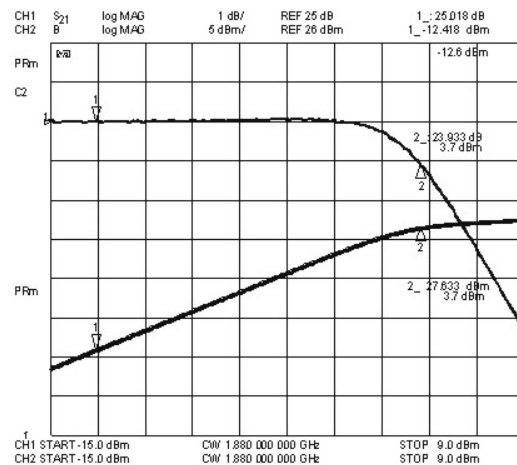


Fig.5.58. Măsurări ale compresiei la 1 dB

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 corespunzătoare 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  $27.633 \text{ dBm}$ . 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. Analizarele 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.

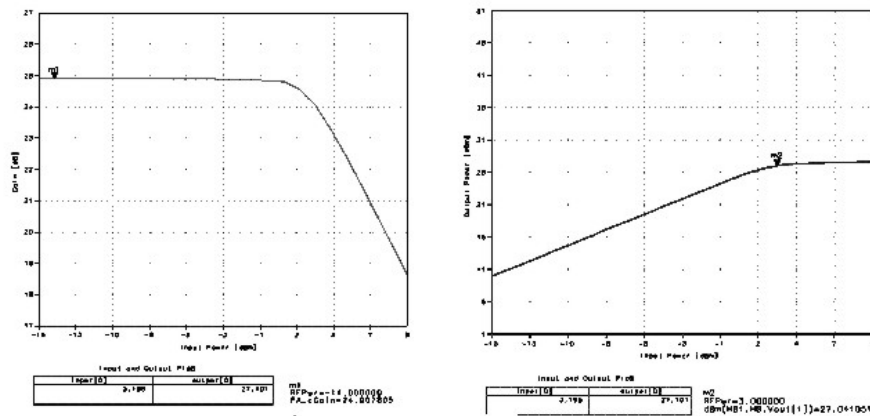


Fig.5.59. Rezultatele simulării compresiilor la 1 dB

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.

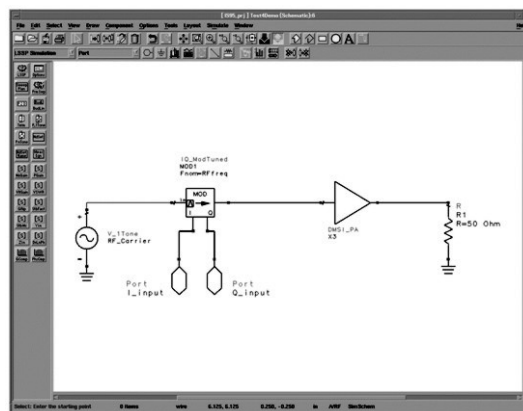
Mobilele GSM trebuie să fie capabile să opereze în prezența interferențelor de pe alte canale GSM și altor utilizatori ai spectrului care nu țin de GSM. Semnalele puternice în benzile adiacente cauzează deseori produse de intermodulație în banda de recepție a unei unități mobile, ducând la căderea legăturii. 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.

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.





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.

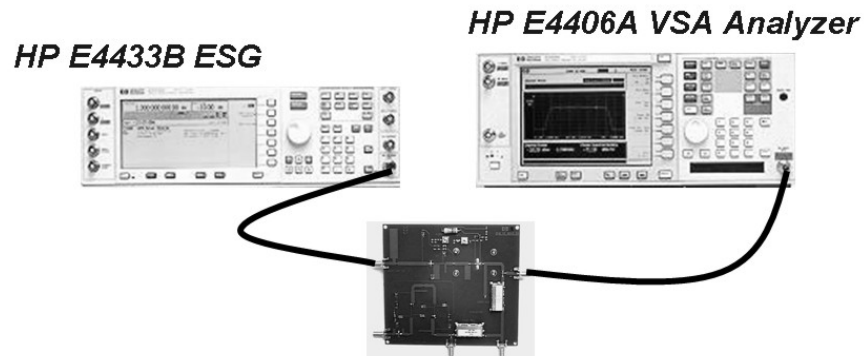


Fig.5.61. Schema de măsură a amplificatorului cu semnal GSM

În ADS am setat simularea utilizând un semnal RF în impulsuri. Am setat lățimea pulsului la 577  $\mu$ 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.



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.

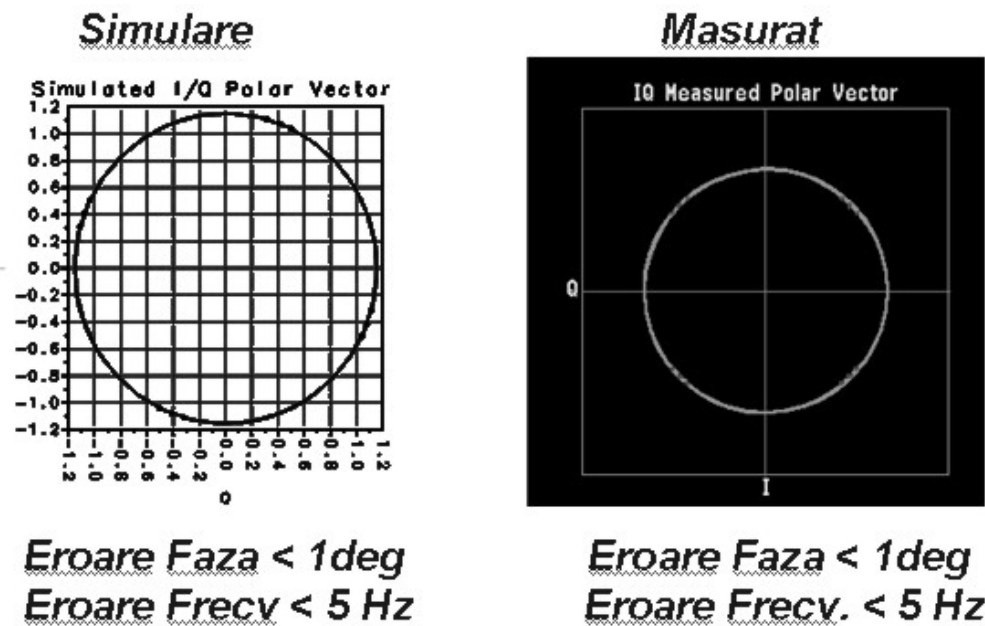


Fig.5.64. Măsurarea și simularea erorii de fază și de frecvență