

Proiectarea unui amplificator cu un tranzistor

A. Supliment

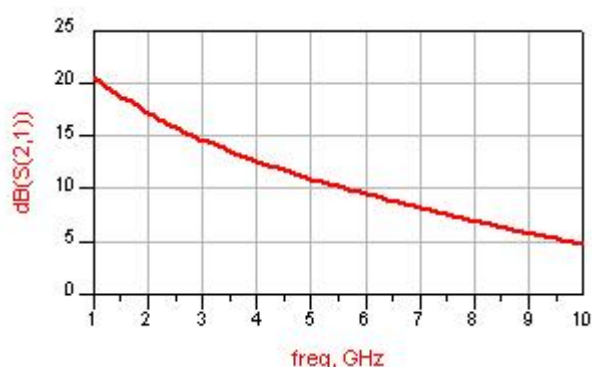
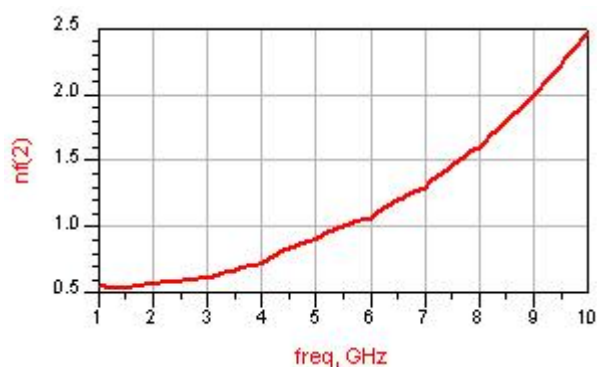
1. Alegerea unui tranzistor și introducerea parametrilor în ADS.

Corespunzător temei de proiectare impuse ($G[\text{dB}]$ și $NF[\text{dB}]$ @ $f[\text{GHz}]$), alegerea unui anume tranzistor este controlată de capacitatea sa de a oferi câștigul și factorul de zgomot la frecvența respectivă. În principiu este recomandat de a porni de la ghidul de selecție (una dintre primele pagini ale oricărui catalog scris) deoarece acesta listează câteva valori esențiale ale componentelor respective. Un prim pas constă în selectarea tranzistoarelor de zgomot redus (Low Noise), tranzistoarele de putere, de uz general sau pentru funcționare în impulsuri nefiind potrivite pentru tema aleasă.

Low Noise pHEMTs (Typical Specifications @ 25°C Case Temperature)

Part Number	Gate Width (μm)	Frequency Range (GHz)	Test Freq. (GHz)	V_{dd} (V)	I_{dd} (mA)	NF_0 (dB)	G_a (dB)	OIP3 (dBm)	P_1 (dBm)	Package
ATF-33143	1600	0.45 - 6	2	4	80	0.5	15.0	33.5	+22	SOT-343 (SC-70)
ATF-331M4	1600	0.45 - 6	2	4	60	0.6	15.0	31	+19	MiniPak ²¹
ATF-34143	800	0.45 - 6	2	4	60	0.5	17.5	31.5	+20	SOT-343 (SC-70)
ATF-35143	400	0.45 - 6	2	2	15	0.4	18.0	21	+10	SOT-343 (SC-70)
ATF-38143	800	0.45 - 6	2	2	10	0.4	16.0	22	+12	SOT-343 (SC-70)
ATF-36077	200	1.5 - 18	12	1.5	10	0.5	12.0	—	+5	70 mil SM
ATF-36163	200	1.5 - 18	12	1.5	15	1.2	10.0	—	+5	SOT-363 (SC-70)

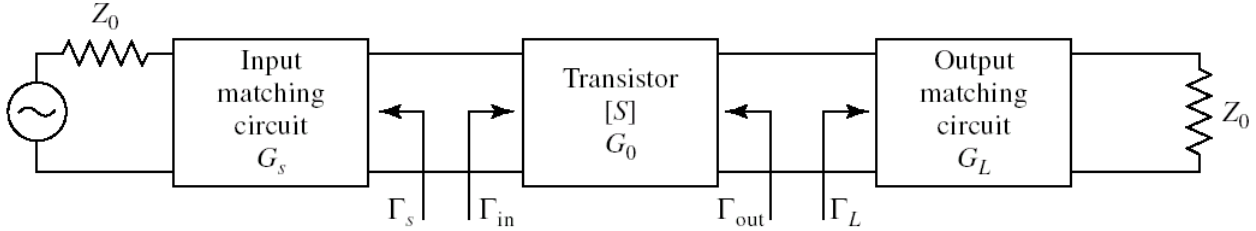
Se prezintă ca exemplu ghidul de selecție pentru tranzistoare Agilent. Nu în toate cataloagele apare indicată gama de frecvență recomandată (Frequency Range) dar dacă aceasta există se poate ține cont de indicația producătorilor. În schimb prezintă importanță mărimile frecvență test, factor de zgomot minim (NF_0) și câștig asociat (G_a). Trebuie ținut cont de faptul mărimile de interes variază cu frecvența, tipic câștigul exprimat în dB scade liniar cu frecvența, iar factorul de zgomot exprimat în dB crește exponențial cu frecvența (în condiții uzuale de utilizare - prezentate rezultatele pentru ATF 34143). De obicei trebuie făcută o extrapolare de la frecvența de test pentru a estima valorile tipice la frecvența dorită de lucru. Trebuie ținut cont de asemenea ca performanțele în semnal depind de polarizare, ca urmare este recomandată, după alegerea tranzistorului, și căutarea polarizării optime pentru aplicația dată.



Notă. Se va avea în vedere de faptul că îndeplinirea acestor condiții separat nu implică obligatoriu faptul ca aplicația în totalitate va fi satisfăcută. De exemplu un amplificator de zgomot redus implică îndeplinirea simultan a mai multor condiții: câștig / zgomot / stabilitate / realizabilitate a componentelor necesare pentru

adaptare. Se va prevedea posibilitatea intoarcerii în faza de alegere a tranzistorului în caz ca situația o va impune.

2. Introducere teoretică



Tranzistorul este caracterizat de matricea de repartiție (parametri S). Prin convenție (daca nu este altfel specificat) parametrii S sunt definiți (și mășurați când sunt introduși în catalog) prin conectare directă a tranzistorului între o sursă cu impedanța internă $Z_s = Z_0 = 50\Omega$ și o sarcină cu $Z_L = Z_0 = 50\Omega$. Nu se cere și nici nu se presupune ca tranzistorul să fie adaptat la sursă și/sau sarcină.

Chiar dacă sunt realizate cu componente pasive, rețelele de adaptare de la intrare și ieșire pot introduce un câștig supraunitar (pozitiv în dB) de putere între sursă și sarcină prin **adaptarea mai bună (din punct de vedere a transmisiei de putere) a tranzistorului la sursă și la sarcină.**

$$G_s = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} ; G_0 = |S_{21}|^2 ; G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

$$G_T = G_s G_0 G_L ; G_T = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

$$G_T [\text{dB}] = G_s [\text{dB}] + G_0 [\text{dB}] + G_L [\text{dB}]$$

O ipoteză care în general este îndeplinită în cazul tranzistoarelor este ipoteza tranzistorului unilateral ($S_{12} \approx 0$) caz în care relațiile se pot simplifica:

$$G_{TU} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11} \Gamma_s|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}$$

$$G_{s \max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \text{ pentru } \Gamma_s = S_{11}^* \text{ (condiție restrictivă, un singur punct)}$$

$$G_{L \max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \text{ pentru } \Gamma_L = S_{22}^* \text{ (similar)}$$

$$G_{TU \max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

Pentru orice altă valoare aleasă pentru câștigul suplimentar oferit de rețeaua de adaptare la intrare $G_{S1} < G_{S\max}$ există mai multe valori ale coeficientului de reflexie Γ_S care oferă acel câștig. În diagrama polară în care se reprezintă coeficientul complex de reflexie, locul geometric al acestor puncte constituie un cerc: **cercul de câștig constant la intrare** (corespunzător valorii $G_{S1} < G_{S\max}$). Orice punct de **pe** acest cerc duce la obținerea unui câștig $G_S = G_{S1} < G_{S\max}$, orice punct **interior** cercului va determina obținerea unui câștig $G_S > G_{S1}$ (mai bun, dar $G_S < G_{S\max}$), orice punct **exterior** cercului va determina obținerea unui câștig $G_S < G_{S1}$ (se amintește că funcția reprezentată este Γ_S deci un anumit punct va reprezenta o anumită realizare a rețelei de adaptare cu obținerea unui anumit coeficient de reflexie spre sarcină).

Similar se tratează Γ_L cu alegerea unei valori $G_{L1} < G_{L\max}$ pentru care se obține un loc geometric numit **cerc de câștig constant la ieșire**.

O tratare similară a stabilității (vezi teoria la curs) conduce la apariția noțiunilor de **cerc de stabilitate la intrare** (ca loc geometric al punctelor Γ_S pentru care tranzistorul este stabil la limită) și **cerc de stabilitate la ieșire** (ca loc geometric al punctelor Γ_L pentru care tranzistorul este stabil la limită). Aceste cercuri împart planul Γ_S respectiv Γ_L în două zone, din care una va fi pentru tranzistor zonă de stabilitate, cealaltă zonă de instabilitate. Regula de atribuire depinde de poziția originii polare față de cerc (centrul diagramei Smith) și de valoarea lui $|S_{11}|$ respectiv $|S_{22}|$ (vezi teoria la curs), dar în general, pentru majoritatea componentelor comerciale existente, la frecvențele uzuale de lucru pentru acea componentă, zona care ocupă în diagrama Smith suprafața cea mai mare este zona stabilă (regulă empirică, nu întotdeauna corectă - majoritatea tranzistoarelor sunt concepute pentru a lucra ca amplificator - stabil).

În ceea ce privește zgomotul, există o valoare minimă ($NF_{\min}$) a factorului de zgomot care poate fi obținut de la tranzistor pentru o anumită valoare a coeficientului de reflexie $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$ (condiție restrictivă, **un singur punct**). **Cercul de zgomot constant** reprezintă locul geometric al punctelor Γ_S pentru care se obține un factor de zgomot $NF = NF_1 > NF_{\min}$, orice punct **interior** cercului va determina obținerea unui factor de zgomot $NF < NF_1$ (mai bun, dar $NF > NF_{\min}$), orice punct **exterior** cercului va determina obținerea unui factor de zgomot $NF > NF_1$. Apar două deosebiri majore față de cercurile de câștig: cercul de zgomot e corespunzător doar intrării tranzistorului (Γ_S) și cercul de zgomot depinde de parametri S și suplimentar de parametrii de zgomot, specifici tranzistoarelor de zgomot redus ($NF_{\min}, \Gamma_{opt}, R_n$).

Un rezultat important este: zgomotul care va caracteriza amplificatorul **nu va depinde de rețeaua de adaptare de la ieșire**, ceea ce permite orientarea spre obținerea unui zgomot cât mai mic posibil (spre $NF_{\min}$ dacă se poate) la proiectarea adaptării la intrare, urmând ca anumite probleme de câștig (valoare mică, dezechilibru) să fie compensate prin proiectarea rețelei de adaptare de la ieșire.

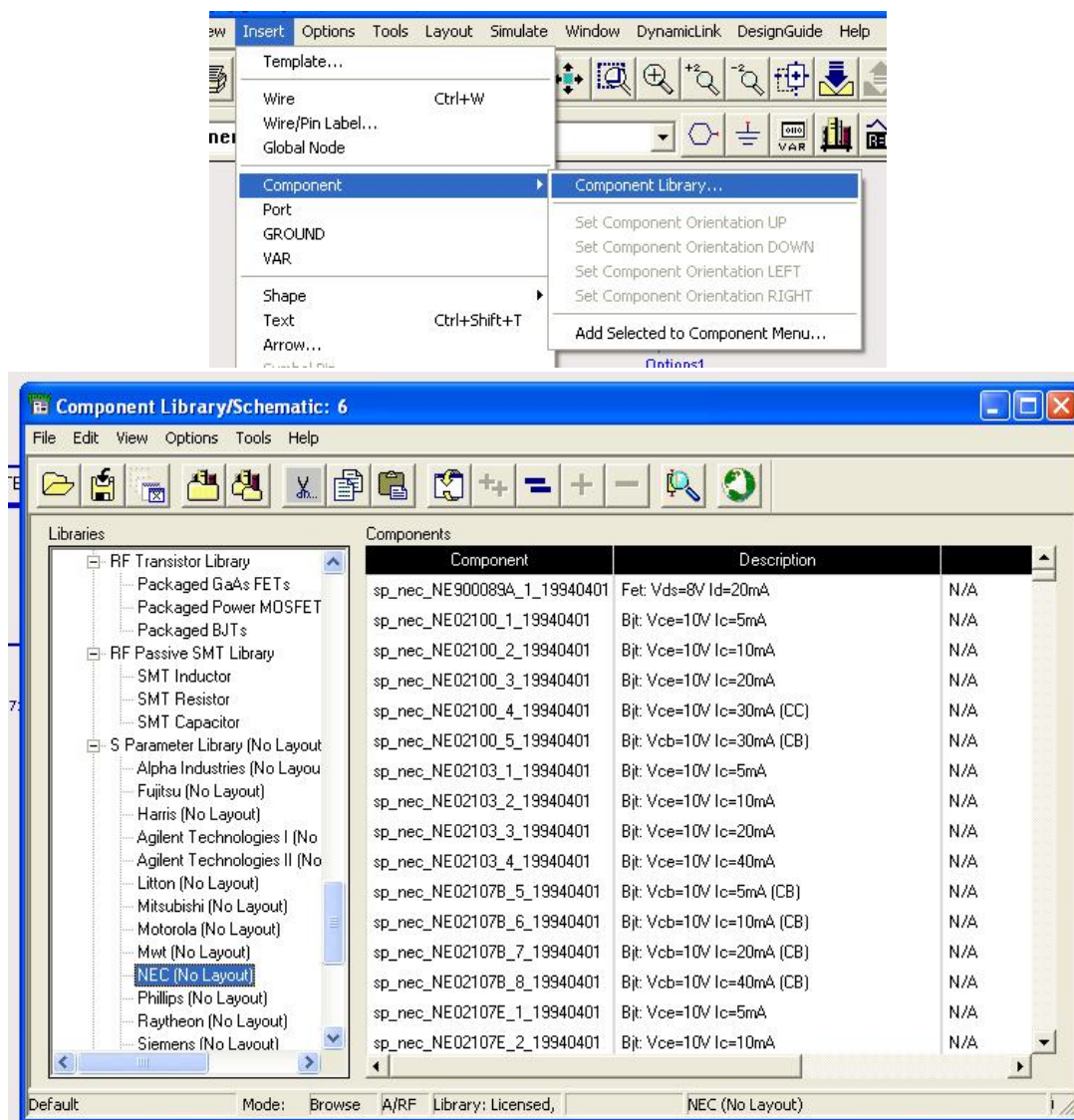
3. Modele pentru componente

Pentru tratarea comportării în semnal a componentelor pentru microunde se utilizează modelarea prin intermediul matricii de repartiție (parametri S). Un tranzistor are trei terminale dar este tratat din toate punctele de vedere ca un diport (unul din terminale, emitorul sau sursa, este comun între poarta de intrare și

cea de ieșire). Pentru introducerea acestor parametri în simulare se poate face apel la bibliotecile proprii ale fiecărui produs software în parte.

În ADS accesul la bibliotecile activate cum s-a menționat anterior se face alegând din **meniu Insert -> Component -> Component Library**, ceea ce face să apară manager-ul de biblioteci (ca în figurile următoare). Bibliotecile sunt grupate pe tipuri de componente. Pentru tema simplă aleasă se utilizează bibliotecile liniare care nu conțin informații despre capsule – **S parameter Library (No Layout)**. Componentele sunt grupate ca nume după firma producătoare, și trebuie remarcat că fiecare componentă este caracterizată de multiple prezențe în listă, corespunzător diverselor polarizări.

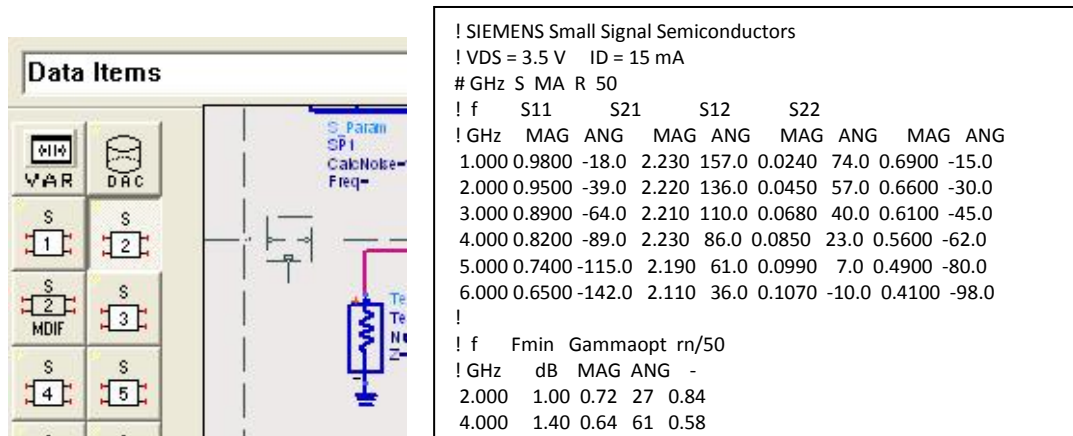
Notă: De obicei merită d.p.d.v. al performanței ca după alegerea componentei să se facă investigarea performanțelor diverselor polarizări posibile și alegerea celei optime pentru aplicație.



Utilizarea bibliotecilor ADS

Nu este obligatorie limitarea la fișierele proprii unui produs software. Ceea ce este necesar este lista parametrilor S la diferite frecvențe și lista parametrilor de zgomot la diferite frecvențe. Aceste valori pot fi obținute dintr-un catalog tradițional, sau pot fi obținute ca fișiere de la producătorul componentei. Formatul

standard se numește Touchstone și constă în reprezentarea în mod text, în clar, a valorilor complexe sub forma modul/argument. Formatul nu este dificil de interpretat și modificat/creat de un utilizator uman dacă este nevoie. Extensia tipică pentru tranzistoare este "*.s2p" (2 reprezintă numărul de porți - diport, o diodă va avea fișiere de caracterizare "*.s1p" de exemplu). Introducerea unui astfel de model în ADS se face din paleta "Data Items" componenta corespunzătoare multiportului (ca în figura următoare) care permite deschiderea unui fișier extern în format Touchstone.



```

! SIEMENS Small Signal Semiconductors
! VDS = 3.5 V ID = 15 mA
# GHz S MA R 50
! f S11 S21 S12 S22
! GHz MAG ANG MAG ANG MAG ANG MAG ANG
1.000 0.9800 -18.0 2.230 157.0 0.0240 74.0 0.6900 -15.0
2.000 0.9500 -39.0 2.220 136.0 0.0450 57.0 0.6600 -30.0
3.000 0.8900 -64.0 2.210 110.0 0.0680 40.0 0.6100 -45.0
4.000 0.8200 -89.0 2.230 86.0 0.0850 23.0 0.5600 -62.0
5.000 0.7400 -115.0 2.190 61.0 0.0990 7.0 0.4900 -80.0
6.000 0.6500 -142.0 2.110 36.0 0.1070 -10.0 0.4100 -98.0
!
! f Fmin Gammaopt rn/50
! GHz dB MAG ANG -
2.000 1.00 0.72 27 0.84
4.000 1.40 0.64 61 0.58

```

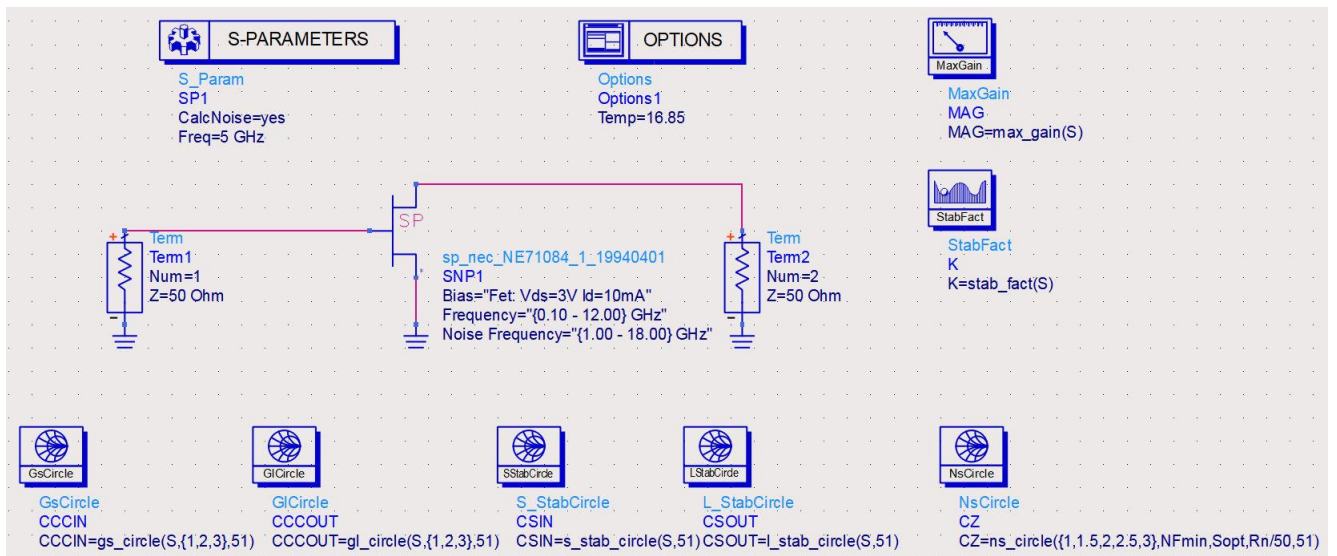
Utilizare fisier cu parametri S extern

Notă: Pentru tema dezbătută se recomandă verificarea prezenței parametrilor de zgomot în fișierul cu parametri S, la sfârșit (ca în figura anterioară). Nu toate polarizările unui tranzistor de zgomot redus sunt caracterizate de performanțe bune în ceea ce privește zgomotul, și se consideră că unele polarizări posibile vor fi folosite la etajele finale unde zgomotul e mai puțin important (vezi formula lui Friis).

B. Lucrare practică în laborator

4. Verificarea caracteristicilor tranzistorului

Se recomandă realizarea unei scheme simple care să permită rapid calcularea unor parametri importanți pentru componenta aleasă. În afară de tranzistor, introdus prin una din metodele prezentate anterior, toate celelalte componente sunt din paleta "Simulation-S_param". Se remarcă faptul că se conectează tranzistorul direct între o sursă cu impedanța 50Ω și o sarcină cu impedanța de 50Ω, situație care corespunde conectării de referință (în care s-au măsurat parametrii S din modelul asociat).



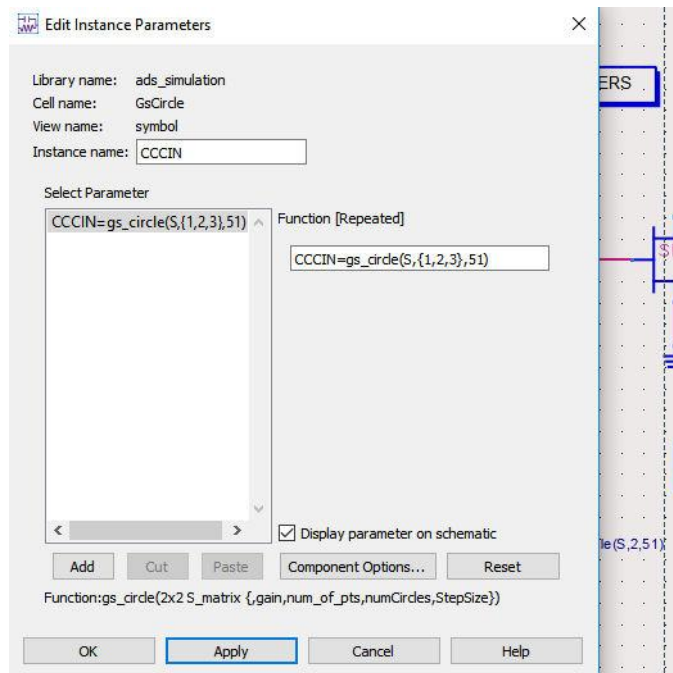
Tema în lucru este obținerea unui câștig de 11dB și un factor de zgomot de 2 dB la o frecvență de 5GHz și s-a ales tranzistorul **NE71084** produs de firma NEC (CEL), la o polarizare de **Vds = 3V** și **Id = 10mA**.

Se introduc din aceeași paletă controler-ele prezentate pe schemă pentru calcularea:

- Cercuri de câștig constant la intrare/ieșire (GsCircle, GICircle)
- Cercuri de stabilitate (S_StabCircle, L_StabCircle)
- Cerc de zgomot constant (NsCircle)
- MAG - Maximum Available Gain: MaxGain (câștigul maxim disponibil)

Modificări necesare în controler-ul inițial:

- La controler-ul de simulare SP1 (S-Parameters) se specifică faptul că se va calcula zgomotul în schemă (Noise -> Calculate Noise)
- La controler-ul de simulare SP1 (S-Parameters) se specifică lucrul la o singură frecvență (Frequency -> Sweep type -> Single point) - prea multe cercuri pe același grafic duc la aglomerarea acestuia
- Se specifică în blocul de opțiuni faptul că temperatura de lucru este 16.85°C ($273.15 + 16.85 = 290K$ - temperatura standard pentru calculul de zgomot)
- Opțional: la toate controler-ele se pot schimba denumirile rezultatelor pentru a fi mai inteligibile. Atenție, se schimbă numele variabilelor create nu (obligatoriu) numele componentei: CSIN=s_stab_circle(S,51) - Cerc de Stabilitate la INtrare.
- Se specifică (unde este cazul) care cercuri se doresc calculate. Exemplu: CCOUT=gl_circle(S,{1,2,3},51) va calcula cercurile de câștig constant pentru matricea S a întregii scheme (numai tranzistorul în acest caz) pentru 3 valori ale câștigului G_L : 1dB, 2dB, 3dB și va reprezenta fiecare din cele 3 cercuri folosind 51 de puncte.



Unii parametri care sunt utili în proiectare trebuie definiți ca variabile suplimentare. Se poate face acest lucru pe schemă sau, **după realizarea simulării** în fereastra de prelucrare a rezultatelor. Astfel se pot introduce ecuații utilizând butonul  și prin introducerea relațiilor de definiție pentru $G_0, G_{S_{\max}}, G_{L_{\max}}$. Eventual se poate face și redefinirea anumitor valori standard (S_{opt}, R_n, NF_{min} - preluate direct din datele de catalog ale tranzistorului) pentru a utiliza notațiile tipice din curs (vezi figura următoare).

Calculul fiind făcut la o singură frecvență, unele valori sunt reprezentate mai bine sub formă de listă (butonul ). Se afișează astfel indicele de stabilitate ($k < 1$, tranzistorul e potențial instabil), parametrii de zgomot ai tranzistorului $NF_{min}, \Gamma_{opt}, R_n$ (în special pentru a verifica prezența lor în bibliotecă) și câștigurile calculate.

Se poate estima eroarea ce se obține în cazul considerării tranzistorului unilateral. Valorile calculate prin ecuații reprezintă aproximarea unilaterală.

$$G_{TU}[\text{dB}] = G_S[\text{dB}] + G_0[\text{dB}] + G_L[\text{dB}] = 8.974 + 4.249 + 1.634 = 14.857\text{dB}$$

Se obține o abatere de 0.439dB față de valoarea bilaterală calculată cu controler-ul MaxGain, dar spre valori mai mici, astfel că proiectând unilateral se va obține în final o comportare corectă.

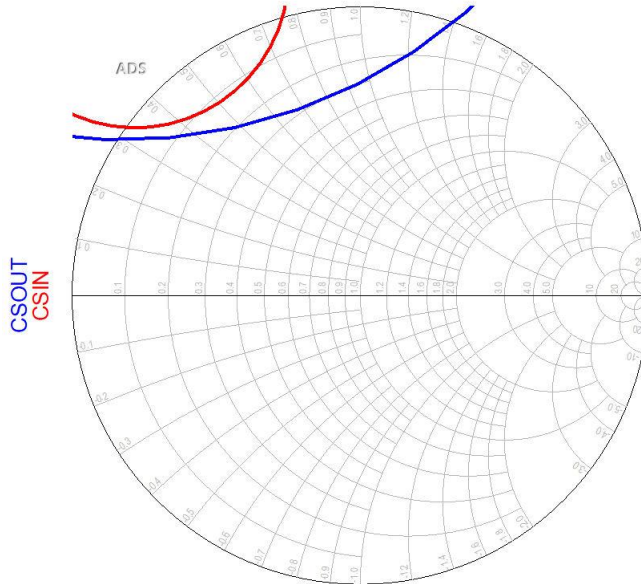
$$\text{Eqn } \gamma_{\text{opt}} = S_{\text{opt}}$$

$$\text{Eqn } G_0 = 10 \cdot \log(\text{mag}(S(2,1))^2)$$

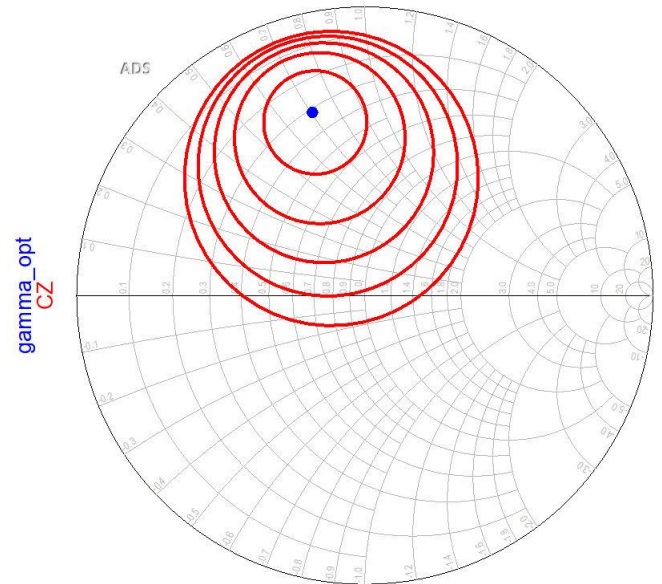
$$\text{Eqn } G_{\text{Smax}} = 10 \cdot \log(1/(1-\text{mag}(S(1,1))^2))$$

$$\text{Eqn } G_{\text{Lmax}} = 10 \cdot \log(1/(1-\text{mag}(S(2,2))^2))$$

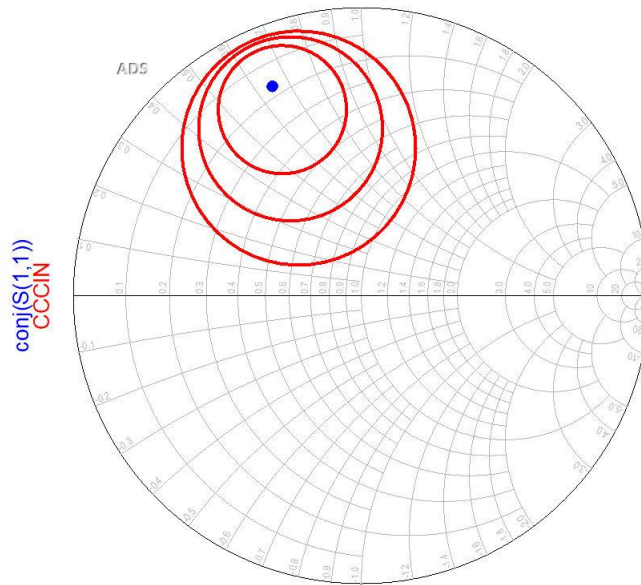
freq	K	MAG	NFmin	Sopt	Rn	G0	GLmax	GSmax
5.000 GHz	0.533	15.296	0.700	0.660 / 106....	19.500	8.974	1.634	4.249



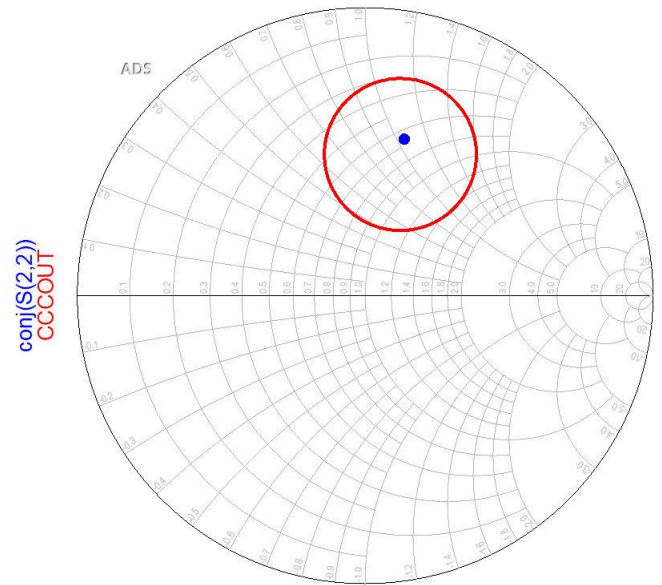
indep(CSIN) (0.000 to 51.000)
indep(CSOUT) (0.000 to 51.000)



cir_pts (0.000 to 51.000)
freq (5.000GHz to 5.000GHz)



cir_pts (0.000 to 51.000)
freq (5.000GHz to 5.000GHz)



cir_pts (0.000 to 51.000)
freq (5.000GHz to 5.000GHz)

Se reprezintă (și se interpretează) pe grafice tip diagramă Smith cercurile de stabilitate, zgomot câștig constant la intrare/ieșire. Deoarece cercurile de stabilitate ies înafara diagramei Smith (reamintim că este vorba de un cerc de rază 1 în planul complex în care reprezintă coeficienți de reflexie), este necesar să eliminăm **Plot Options -> Y Axis -> Auto Scale** și să fixăm maximul la 1. Deoarece NFmin = 0.7 toate cele 5 cercuri de zgomot cerute {1,1.5,2,2.5,3} sunt reprezentate. $G_{\text{Smax}} = 4.249\text{dB}$ ceea ce permite reprezentarea

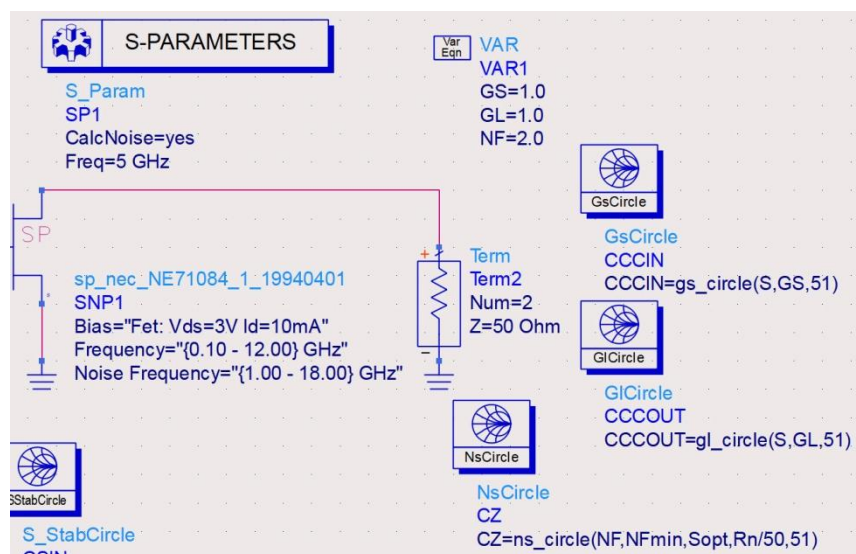
celor trei cercuri de câștig constant dorite {1,2,3} în schimb $G_{L_{max}} = 1.634\text{dB}$ deci va putea fi reprezentat doar cercul de câștig constant pentru $G_L = 1\text{dB}$. Se reprezintă și punctele corespunzătoare optimului pentru câștig și zgomot ($\Gamma_S = S_{11}^*$, $\Gamma_L = S_{22}^*$, $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$). Fiind vorba de reprezentarea unui singur punct, este nevoie să se modifice tipul de reprezentare: **Selectare mărime -> Trace Options -> Trace Type -> Scatter**.

Acest tranzistor este un candidat bun pentru îndeplinirea temei propuse. $MAG > 11\text{dB}$ cu o rezervă de 4dB, suficientă pentru eventualele abateri și pentru optimizare, $NF_{min} = 0.7\text{dB}$ iar cercul de zgomot corespunzător unui zgomot de 2dB (cel din mijloc) este suficient de mare pentru a nu impune condiții prea stricte la alegerea rețelei de adaptare la intrare. **Foarte important:** cercurile de zgomot și de câștig constant la intrare se găsesc în aceeași zonă, deci vor putea fi îndeplinite simultan condițiile de zgomot și câștig la alegerea rețelei de adaptare la intrare.

Notă: E recomandat ca această schemă să fie salvată separat deoarece permite investigarea rapidă a diferitelor tranzistoare prin schimbarea componentei și calculare rapidă a noilor parametri.

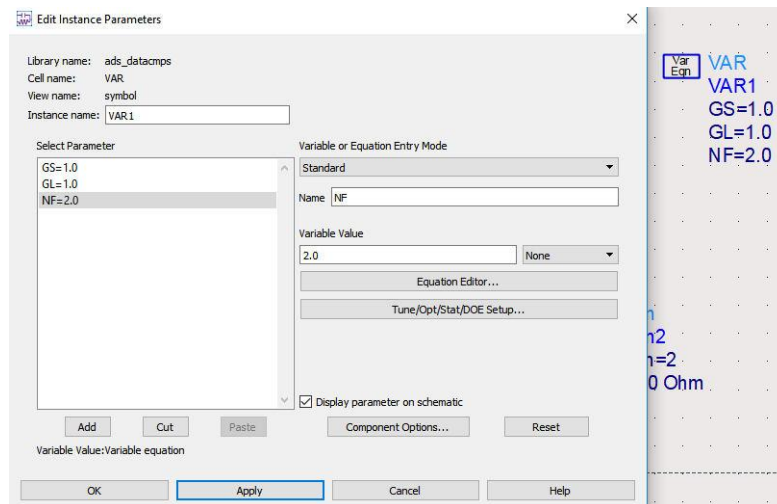
5. Realizarea unei analize de referinta

Cercurile necesare la poziționarea coeficienților de reflexie pentru proiectarea rețelelor de adaptare sunt calculate de ADS pentru întreaga schemă. Este utilă realizarea unei scheme similare cu cea anterioară (doar tranzistorul conectat între cei doi terminatori de 50Ω corespunzători porturilor) dar cu reducerea datelor calculate la valorile strict necesare. Cercurile vor fi calculate pentru întreaga schemă și vor putea fi folosite apoi în alte analize, unde este nevoie, de exemplu în schema următoare (pct. 6). Dacă vom salva această schemă cu numele "target.dsn", cercurile vor putea fi accesate prin modificarea setului de date la alegerea mărimilor de afișat.



Schema nu este reprezentată în întregime fiind similară cu cea anterioară. Pentru a păstra cât mai lizibil graficul pe care se va face proiectarea adaptării se reprezintă numai un singur cerc de zgomot cel corespunzător factorului de zgomot dorit (de exemplu 2dB). De asemenea se poate păstra câte un singur cerc de câștig constant. Ținând cont că anterior am calculat $G_0 = |S_{21}|^2 \approx 9\text{dB}$ pentru îndeplinirea cerinței de câștig de 11dB va trebui să introducem suplimentar un câștig de minim 2dB, care trebuie împărțit între cele două

rețele de adaptare G_S, G_L . Deoarece $G_{S_{\max}} = 4.249\text{dB}$ iar $G_{L_{\max}} = 1.634\text{dB}$ ar părea natural să afectăm o mai mare parte din cei 2dB rețelei de adaptare de la intrare. Totuși, **zgomotul** depinde strict de rețeaua de adaptare de la **intrare**, și există posibilitatea ca obținerea unui zgomot mai mic să necesite "sacrificarea" G_S . Vom alege $G_S = G_L = 1\text{dB}$. Deoarece există posibilitatea ca această împărțire să fie modificată în funcție de stabilitate/câștig/zgomot, vom defini variabile cu aceste cerințe, pentru o modificare unitară a lor. Apare în schemă un controler tip VAR (VAR1) disponibil în bara principală de butoane, care definește aceste valori, și se poate observa faptul că cercurile sunt calculate automat pentru valorile indicate în acest bloc $\text{CCCOUT}=\text{gl_circle}(S,\text{GL},51)$, $\text{CCGIN}=\text{gs_circle}(S,\text{GS},51)$

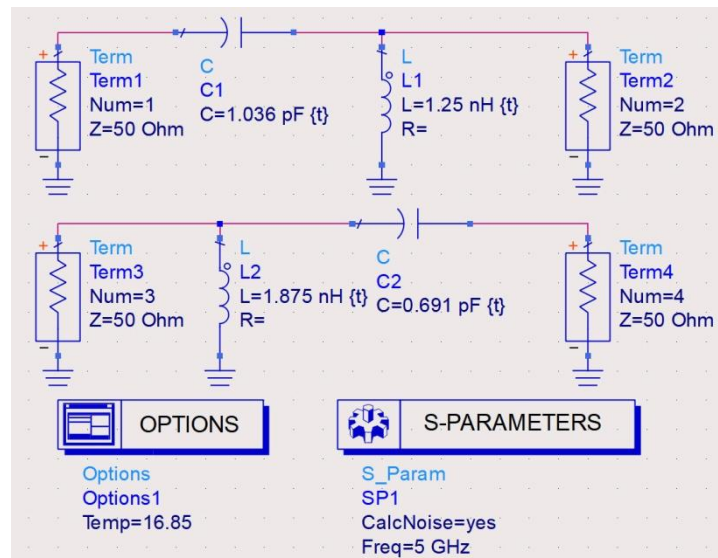


Notă: La această schemă este necesar să efectuați simularea dar nu e nevoie să afișați nimic. Cercurile calculate vor fi necesare la punctul următor. Dacă doriți totuși să verificați corectitudinea schemei în acest moment, afișați și verificați plasarea corectă a cercurilor de pe figurile afișate la pct. 6.

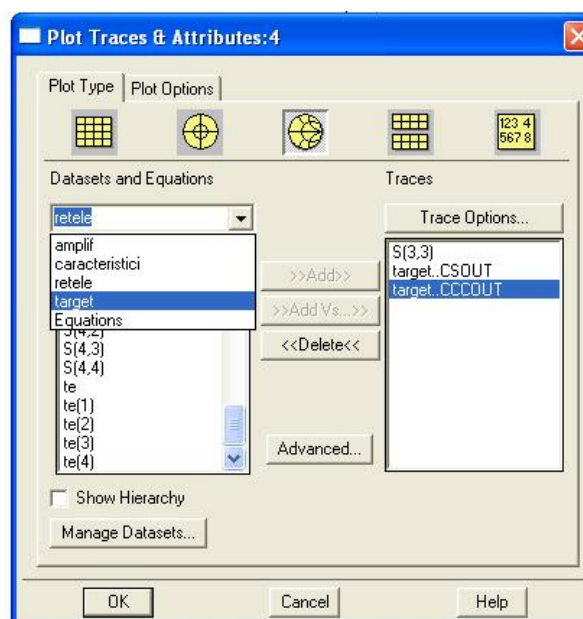
6. Proiectarea rețelelor de adaptare la intrare și ieșire

Proiectarea acestor rețele presupune calcularea coeficienților de reflexie Γ_S și Γ_L (prima figură de la punctul 2) și poziționarea acestor valori față de cercurile de zgomot/câștig. Din motive de simplitate în această lucrare de laborator se realizează adaptarea cu circuite LC, dar așa cum s-a amintit, în general (inclusiv la proiect DCMR) această adaptare se realizează cu secțiuni de linii de transmisie.

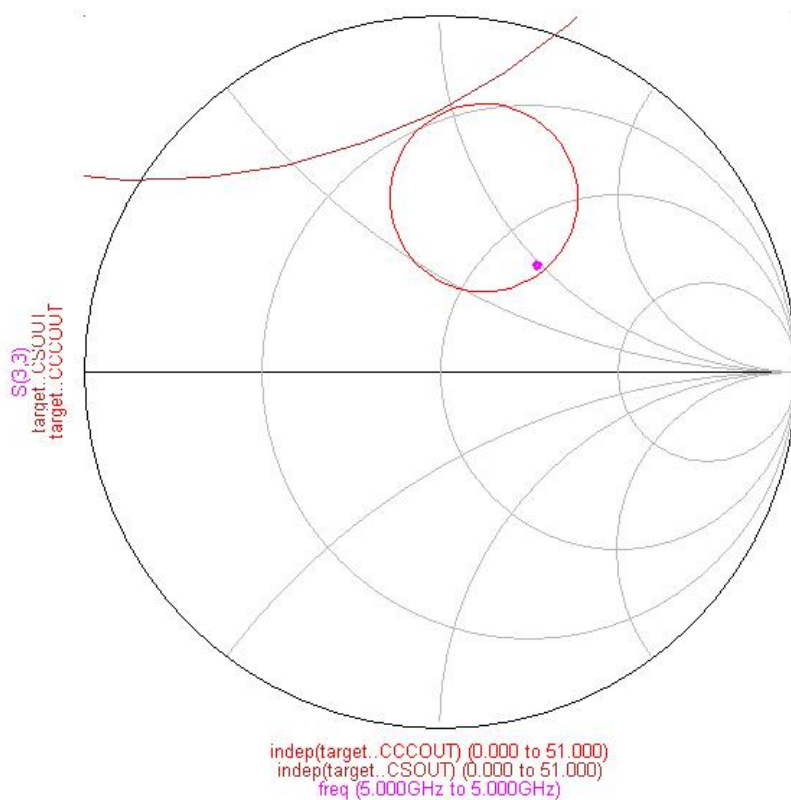
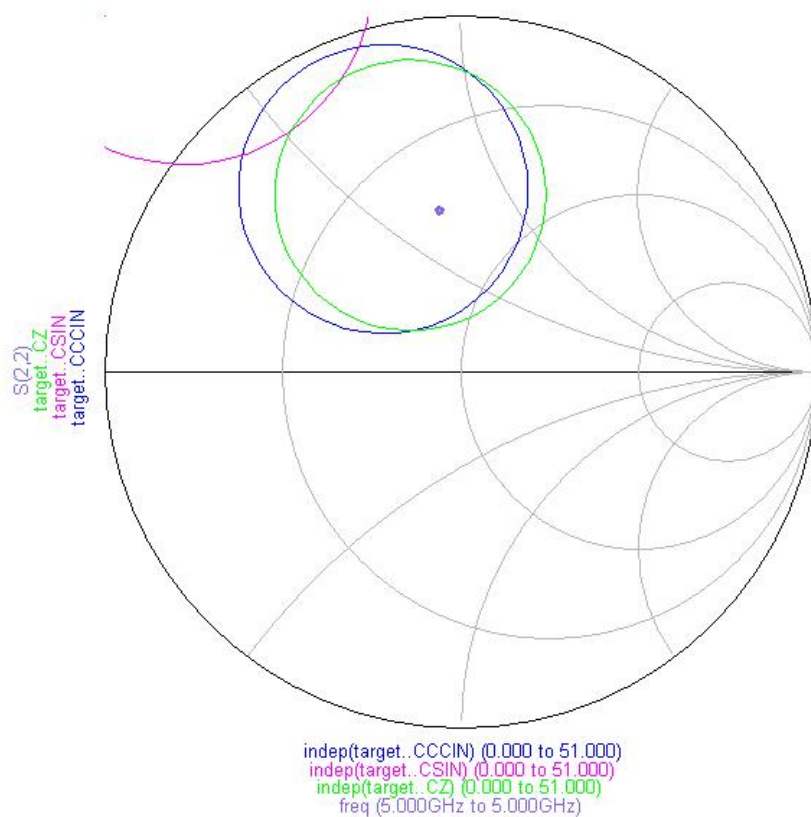
Se introduc într-o schemă suplimentară ambele rețele de adaptare propuse. Pentru a alege una din cele patru circuite LC posibile (Lserie Cparalel, Cparalel Lserie, Cserie Lparalel, Lparalel Cserie) este posibil să fie nevoie de câteva încercări pentru a găsi schema care provoacă deplasarea coeficientului de reflexie în direcția dorită. În schema următoare, rețeaua de adaptare la intrare este introdusă între porturile 1 și 2, Γ_S va putea fi aflat reprezentând S_{22} . Rețeaua de adaptare la ieșire este introdusă între porturile 3 și 4, Γ_L putând fi aflat reprezentând S_{33} .



Este necesară activarea funcției de reglaj (Tune) pentru fiecare pereche de componente, spre deosebire de situația prezentată în laboratorul 1 aici este utilă utilizarea facilității "Trace History", eventual memorarea și afișarea unui număr mai mare de puncte pentru a vizualiza deplasarea coeficientului de reflexie la variația componentelor.



Se afișează $S(2,2)$ împreună cu cercul de stabilitate la intrare, cercul de zgomot și cercul de câștig la intrare preluate din analiza de referință anterioară (Dataset -> **target**). Rezultatul final (un punct) ar trebui amplasat **pe** cercul de câștig (albastru), **în interiorul** cercului de zgomot (verde), cât mai **departe** de cercul de stabilitate (roz). Poziția particulară a cercurilor de câștig și zgomot în acest caz permite obținerea unui punct în interiorul cercului de zgomot (deci mai bun, zgomot mai mic de 2 dB) și în interiorul cercului de câștig (de asemenea mai bun, câștig mai mare de 1dB). Aproximarea suplimentară de punctele de zgomot minim, câștig maxim ar însemna apropierea, posibil periculoasă, de cercul de stabilitate.



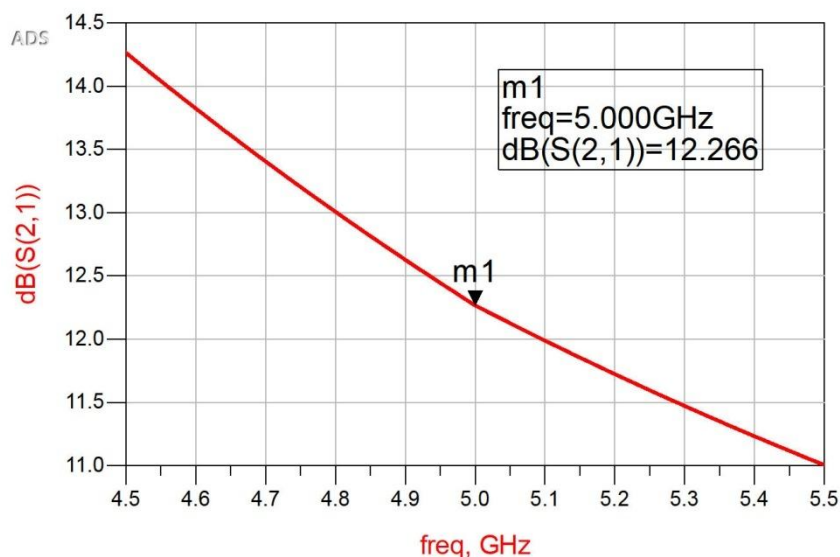
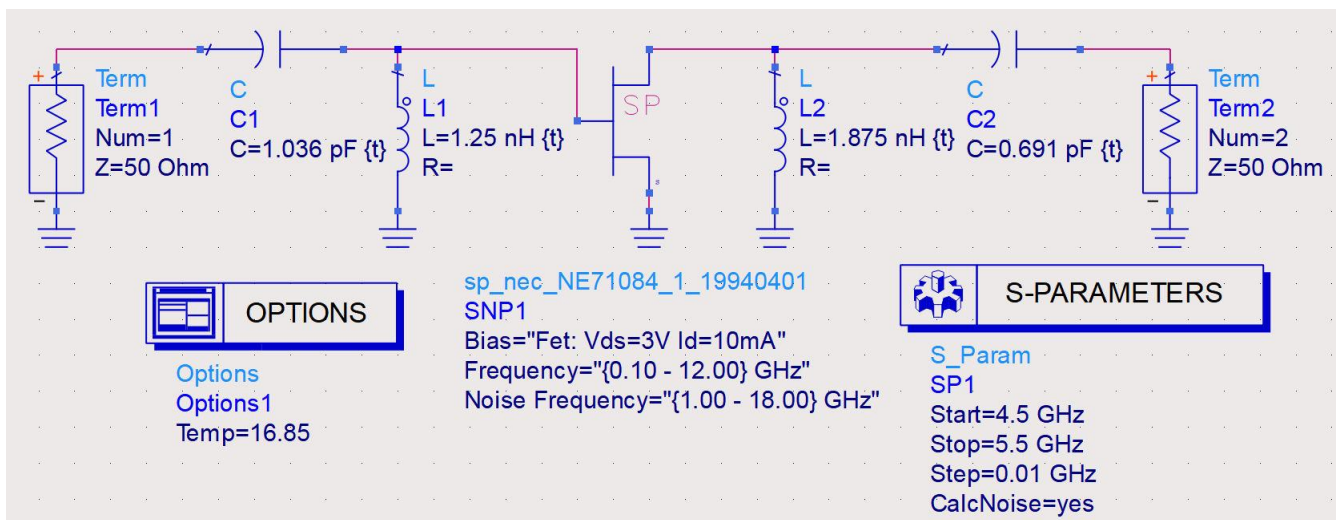
Dacă se dorește estimarea mai precisă a performanțelor (câștig/zgomot) obținute, se poate repeta analiza schemei de referință (target.dsn, pct. 5) cu alte valori specificate pentru desenarea cercurilor de zgomot și câștig ($NF \approx 1\text{dB}$, $GS \approx 2.5\text{dB}$) și cu modificarea acestora până când $S(2,2)$ se va găsi pe cele două cercuri.

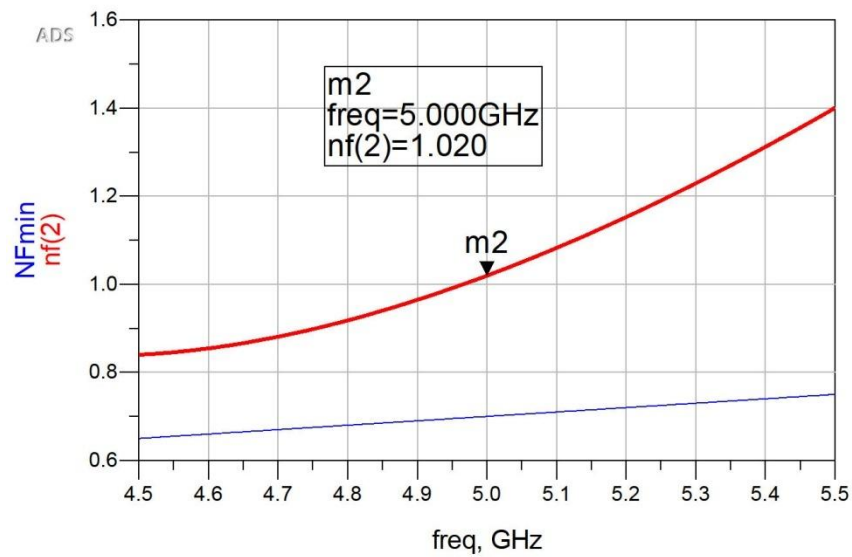
Pentru rețeaua de adaptare la ieșire apar doar cercurile de câștig constant și stabilitate, și prin reglajul componentelor plasăm coeficientul de reflexie $S(3,3)$ **pe** cercul de câștig (roșu), cât mai **departe** de cercul de stabilitate (roșu închis), de asemenea preluate din analiza anterioară.

Notă: Am amintit comportarea nativă de tip trece jos a tranzistorului (S_{21} scăzător cu frecvența). Obținerea eventuală a unui comportament trece bandă pentru amplificator (utilă, fără a fi absolut necesară pentru tema curentă, din motive de stabilitate în joasă frecvență) va impune ca măcar una din rețelele de adaptare să fie de tip trece sus. În cazul particular prezentat, ambele rețele sunt de acest tip.

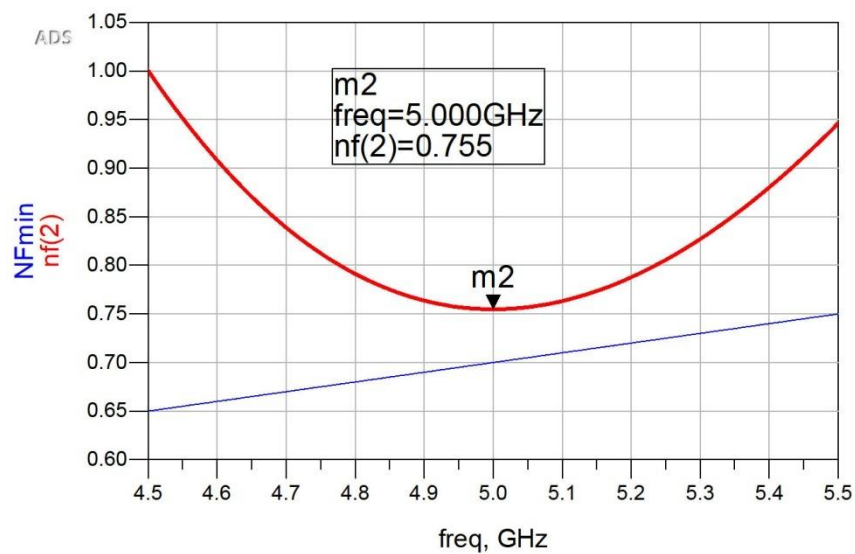
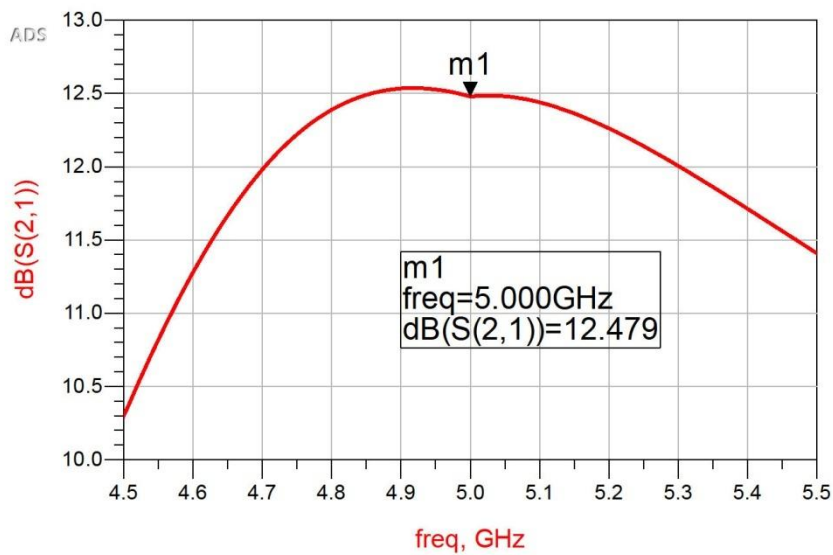
7. Simularea și reglajul schemei finale

Se introduc elementele determinate anterior într-o nouă schemă. De această dată nu mai sunt trasate cercuri de referință, iar analiza trebuie făcută într-o **bandă de frecvență** (relativ îngustă, e vorba de un amplificator de bandă îngustă) în jurul frecvenței de 5GHz (**Sweep type:Linear + Start/Stop/Step**).





Analiza arată îndeplinirea cerințelor temei de proiectare ($G = 12.26\text{dB}$, $\text{NF} = 1.02\text{dB}$ la 5 GHz). Totuși, așa cum s-a amintit anterior este utilă obținerea unui comportament tip trece bandă pentru amplificator.



Reglajul final permite obținerea acestui deziderat ba chiar suplimentarea câștigului (până la o valoare de 12.48dB) și scăderea zgomotului (la NF = 0.75dB).

