

Proiectarea unui amplificator

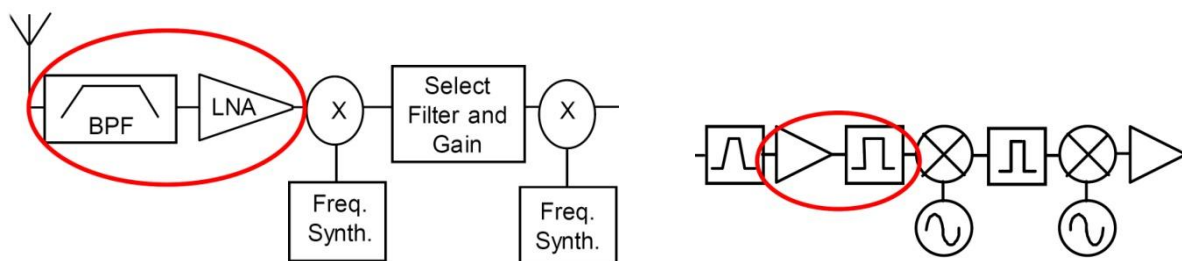
conf. dr. Radu Damian

Notă importantă 1. În acest document nu există "informația magică" ascunsă în două rânduri de la mijlocul documentului. Trebuie parcurs pas cu pas fără a "sări" în căutarea zonei importante.

Notă importantă 2. Chiar dacă experiența în domeniul datelor în format digital v-a convins că o imagine conține informație cât o mie de pagini de text, faceți efortul să nu săriți peste micile obiecte negru pe alb numite "litere" dintre diversele imagini din document.

1. Tema de proiectare.

Se realizează proiectarea etajului de intrare dintr-un receiver RF, care conține tipic unul sau două filtre trece bandă și un amplificator de zgomot redus. Deși poziția și numărul filtrelor variază, în general există un filtru înainte de amplificator pentru limitarea benzii semnalului aplicat acestuia și un filtru după amplificator.



Se realizează proiectarea unui amplificator multi-etaj de zgomot redus cu tranzistoare care să ofere un câștig de $G[\text{dB}]$ și un factor de zgomot de $F[\text{dB}]$ la frecvența de $f[\text{GHz}]$. La ieșirea amplificatorului se introduce un filtru trece bandă de ordin N și bandă procentuală $B[\%]$ în jurul frecvenței de lucru. Schema obținută lucrează pe 50Ω la intrare și ieșire.

Tema exemplu dezbătută în acest document este: un amplificator cu câștig de (minim) 20dB, și factor de zgomot de (maxim) 1dB, la frecvența de 5GHz, urmat sau precedat de un filtru cu banda de 10% și ordin 4.

2. Analiza temei de proiectare

Câteva observații (importante) asupra temei:

- Chiar dacă pentru anumite teme particulare ar exista posibilitatea utilizării unui singur tranzistor pentru realizarea temei, această implementare **nu** este permisă (multi-etaj), și în general nu este recomandată pentru că implică proiectare la limită de performanță care pe parcursul implementării practice nu poate fi dusă până la capăt.
- Datele corespunzătoare frecvenței (inclusiv caracteristicile filtrului, bandă) trebuie interpretate în mod absolut și îndeplinite cu precizie. Ceilalți parametri reprezintă limite inferioare de performanță care trebuie îndeplinite relativ ("inginerește", cu simț tehnic). Un amplificator care are un câștig mai mare va fi mai bun, un amplificator care are zgomot mai mic este mai bun. Ca urmare câștigul poate fi obținut (și e recomandat să fie) mai mare decât în temă, fără a exagera. De exemplu, dintre toate amplificatoarele de 20dB, cel care are un câștig real de 22dB va fi mai bun, cel care are un câștig de 25dB va fi și mai bun dacă se poate obține cu aceeași investiție,

dar este inutil și nepractic să încerc obținerea unui câștig de 40dB utilizând de două ori mai multe componente, consumând de două ori mai multă energie sau dublul spațiului pe cablaj.

- Din punctul de vedere al zgomotului, regula este simplă, cu cât mai mic cu atât mai bine. De exemplu, dintre toate amplificatoarele de 20dB din lume, cel mai bun este cel cu zgomotul cel mai redus. După alegerea tranzistorului, are rost și o mare importanță să obțin cel mai mic zgomot posibil de la tranzistorul respectiv. În practică nu e util să aleg o componentă mai performantă dar mai scumpă pentru a depăși parametrii de proiectare, dar după alegerea unei componente, optimizarea dpdv al zgomotului este întotdeauna utilă.

3. Împărțirea funcționalității pe cele 2 etaje de amplificare

vezi: C 8/2020, S 188-190.

Se folosește formula lui Friis cu efectele sale principale:

- e esențial ca primul etaj de amplificare sa fie **nezgomotos**, chiar cu sacrificarea în parte a câștigului
- următoarele etaje pot fi optimizate pentru **câștig**, deoarece zgomotul lor va fi mai puțin important

$$F_{cas} = F_1 + \frac{1}{G_1}(F_2 - 1) \text{ (numai liniar!)} \quad G_{cas} = G_1 \cdot G_2 \text{ (liniar)} \quad G_{cas}[dB] = G_1[dB] + G_2[dB]$$

Pentru tema curentă $F = 1\text{dB}$, $G = 20\text{dB}$ se poate realiza împărțirea astfel (estimat și apoi verificat cu relația lui Friis):

- intrare: $F_1 = 0.7\text{ dB}$, $G_1 = 9\text{ dB}$
- ieșire: $F_2 = 1.2\text{ dB}$, $G_2 = 13\text{ dB}$

$$F_1 = 10^{\frac{F_1[dB]}{10}} = 10^{0.07} = 1.175, \quad F_2 = 10^{\frac{F_2[dB]}{10}} = 10^{0.12} = 1.318,$$

$$F_{cas} = F_1 + \frac{1}{G_1}(F_2 - 1) = 1.215, \quad F_{cas} = 10 \cdot \log(1.215) = 0.846\text{ dB},$$

$$G_1 = 10^{\frac{G_1[dB]}{10}} = 10^{0.9} = 7.943, \quad G_2 = 10^{\frac{G_2[dB]}{10}} = 10^{1.3} = 19.953,$$

$$G_{cas} = G_1 \cdot G_2 = 158.49, \quad G_{cas} = 10 \cdot \log(158.49) = 22\text{ dB}$$

Această alegere îndeplinește condițiile din temă, cu rezerva corespunzătoare necesară pentru apariția unor probleme ulterioare (pierderi suplimentare pe linii, influența elementelor parazite asupra zgomotului etc.):

- $F = 0.85\text{ dB}$, $G = 22\text{ dB}$
- $G = G_{\text{tema}} + \Delta G$
- $F = F_{\text{tema}} - \Delta F$

4. Opțiunea asupra numărului de componente diferite

În acest moment trebuie să fie luată decizia dacă se va folosi același tranzistor în ambele etaje sau vor fi folosite două tranzistoare diferite. Cele două etaje au cerințe diferite ceea ce sugerează

utilizarea a două componente diferite, un tranzistor cu zgomot mic, urmat de un tranzistor cu câștig mai bun (opțiunea recomandată care aduce 1pct suplimentar la notă). Se caută două componente:

- intrare: $F1$ (max) = 0.7 dB, $G1$ (min) = 9 dB
- ieșire: $F2$ (max) = 1.2 dB, $G2$ (min) = 13 dB

În documentul curent se alege opțiunea a doua, și anume utilizarea aceluiași tranzistor (în special pentru a nu mai introduce o componentă în lista de componente interzise/penalizabile). Acest tranzistor trebuie să îndeplinească ambele cerințe:

- intrare/ieșire: $F = \min(F1, F2) = 0.7$ dB, $G = \max(G1, G2) = 13$ dB

5. Alegerea tranzistorului/tranzistoarelor utilizate

vezi L3/2020 pct. 1

Notă importantă 3. Alegerea unui tranzistor potrivit este un procedeu consumator de timp, există posibilitatea unor încercări multiple până la descoperirea unei componente potrivite. Nu există componenta ideală utilizabilă la orice frecvență, acesta fiind motivul existenței listei cu componente neutilizabile.

Alegerea unui anume tranzistor este controlată de capacitatea sa de a oferi câștigul și factorul de zgomot la frecvența respectivă. Tipul de tranzistor este un prim parametru care trebuie estimat. În momentul de față tranzistoarele bipolare cu Si au frecvențe de funcționare de până la 2-2.4GHz și zgomot mai ridicat, fiind concepute pentru utilizarea în aplicațiile comerciale, nepretențioase, de consum redus de energie GSM/wireless. Tranzistoarele unipolare cu GaAs au frecvențe de funcționare mai mari (zece/zeci de GHz), zgomot redus, dar sunt sensibile la supratensiuni/supracurenți, au consum mai mare, și sunt mai complicat de controlat în curent continuu (polarizare).

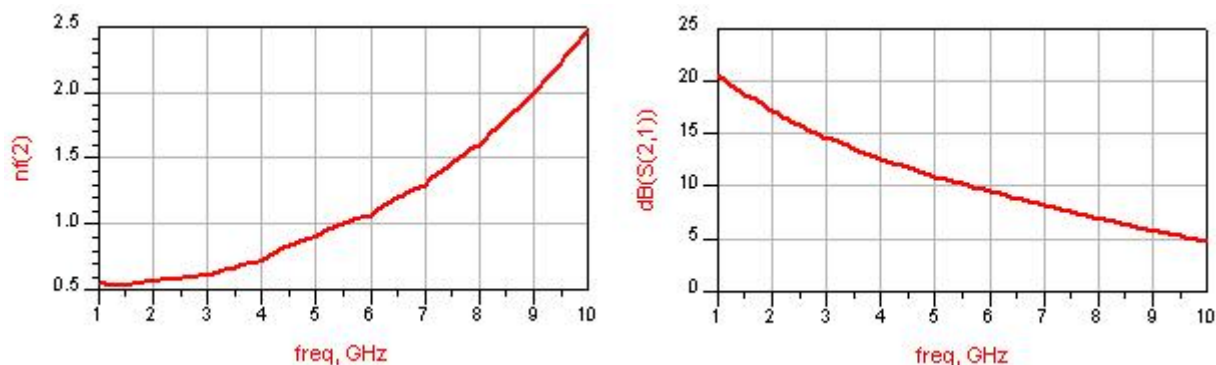
După alegerea TB/TU este recomandat de a porni de la ghidul de selecție (una dintre primele pagini ale oricărui catalog scris) deoarece acesta listează câteva valori esențiale ale componentelor respective. Un prim pas constă în selectarea tranzistoarelor de zgomot redus (Low Noise), tranzistoarele de 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 _{1dB} (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 ^[2]
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/Avago. 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 (NF₀) 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.



Pentru cazul temei curente, informațiile de catalog, de la valorile $NF = 0.5\text{dB}$, $G = 17.5\text{dB}$ la frecvența de 2GHz, putem estima o performanță de ordinul $NF = 0.7\div 0.8\text{dB}$ și $G = 14\div 15\text{dB}$ la 5GHz, la o polarizare de 4V/60mA.

Notă importantă 4. 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. De obicei polarizările cu tensiuni/curenți mici oferă zgomot mai mic dar și câștig mai mic, bineînțeles cu scăderea curentului și a puterii care poate fi controlată de tranzistorul respectiv.

Este esențială obținerea foii de catalog complete (datasheet) pentru tranzistorul investigat. De exemplu pentru ATF34143 (Avago) se pot obține detalii pentru funcționarea la 5GHz:

- polarizare de 4V Vds, 60mA Ids oferă $F_{min} = 0.67\text{dB}$, $MSG = 15.23\text{dB}$
- polarizare de 3V Vds, 20mA Ids oferă $F_{min} = 0.54\text{dB}$, $MSG = 14.25\text{dB}$

Se alege în continuare polarizarea de 3V/20mA Vds/Ids pentru ambele etaje. În situații reale, dacă creșterea complexității circuitului de polarizare nu reprezintă o problemă, se poate alege polarizarea diferită a etajelor de intrare și ieșire.

Notă importantă 5. 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 întoarcerii în faza de alegere a tranzistorului în caz că situația o va impune.

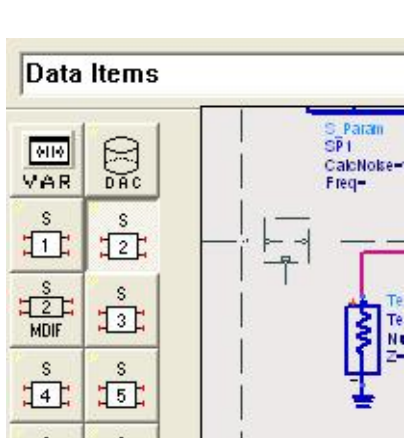
6. Obținerea modelului pentru tranzistor

Pentru a utiliza tranzistorul în ADS este necesară obținerea modelului pentru tranzistor. Pentru ATF34143 există disponibil pentru download modelul ADS al tranzistorului. Nu vom utiliza acest model deoarece:

- Nu întotdeauna astfel de modele sunt disponibile. Pentru Avago ATF34143 acest lucru este valabil datorită istoricului firmei: HP = HP + Agilent, Agilent = Agilent + Keysight + Avago
- Modelul ADS disponibil este model integral de componentă și pentru a putea fi utilizat trebuie polarizat corespunzător, ceea ce depășește domeniul temei de proiect curente. În situații reale însă acest lucru ar reprezenta un avantaj (modelarea corectă a dependenței semnal - polarizare și invers).

Pentru tema de proiect este necesară 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). **Toate** componentele de RF/microunde au disponibile pe site-ul producătorilor fișierele cu parametrii S sau ca alternativa pot fi create ușor din cataloage (copy/paste).

Introducerea unui astfel de model în ADS se face din paleta "Data Items" componenta corespunzătoare diportului (ca în figura următoare) care permite deschiderea unui fișier extern în format Touchstone.



The screenshot shows the 'Data Items' palette in ADS. The 'S-Parameters' component is selected, showing a circuit diagram of a two-port network. To the right, the content of a Touchstone file is displayed:

```

!ATF-34143
!S-PARAMETERS at Vds=2V Id=20mA. LAST UPDATED 01-29-99
# ghz s ma r 50
! f      S11      S21      S12      S22
! GHz   MAG ANG   MAG ANG   MAG ANG   MAG ANG
1.0  0.87 -77  8.545 126 0.063 48 0.3 -78
1.5  0.81 -104 7.181 106 0.08 34 0.28 -106
2.0  0.76 -126 6.088 90 0.091 23 0.26 -129
2.5  0.72 -145 5.253 75 0.099 14 0.25 -149
3.0  0.69 -163 4.602 62 0.106 6 0.24 -166
4.0  0.66 166 3.678 38 0.116 -8 0.24 165
5.0  0.65 138 3.058 16 0.124 -22 0.24 138!
!FREQ Fopt GAMMA OPT RN/Zo
!GHZ dB MAG ANG -
0.5 0.10 0.90 14 0.17
0.9 0.11 0.85 28 0.14
1.0 0.11 0.83 32 0.13
  
```

Notă importantă 6. 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 e posibil ca și în cazul unui tranzistor de zgomot redus să existe fișiere fără parametri de zgomot introduși.

7. Investigarea tranzistorului

vezi L3/2020 pct. 4-5

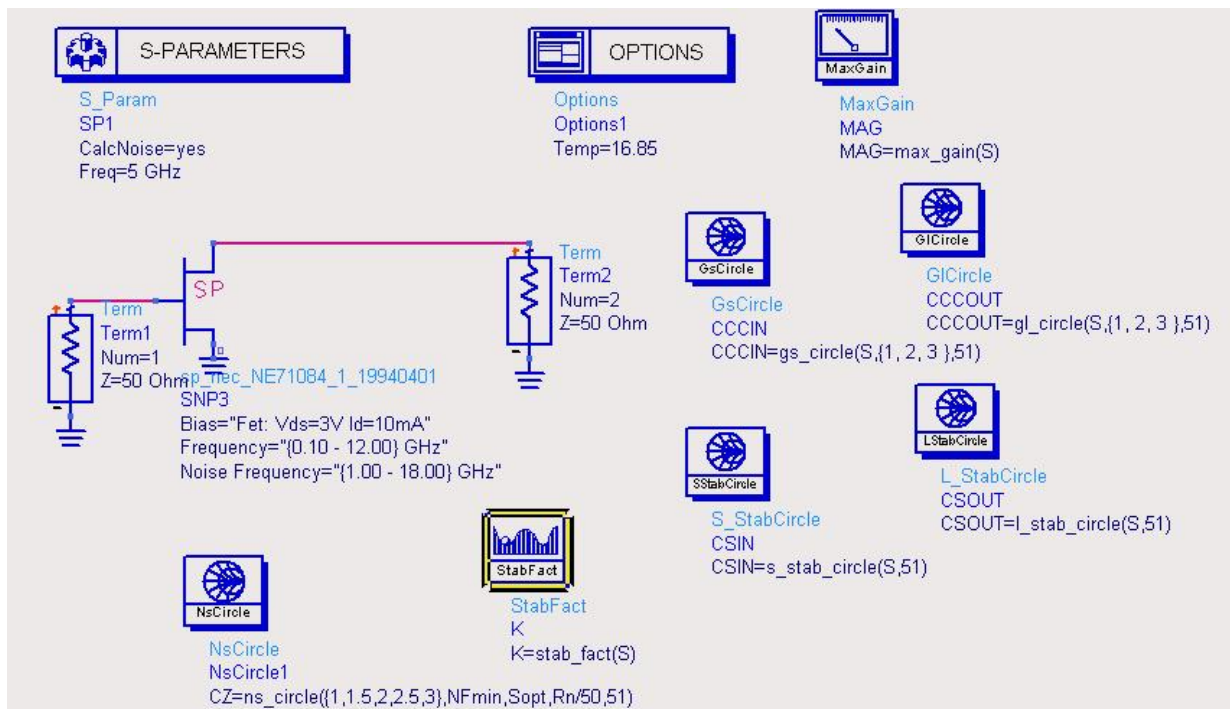
Se recomandă realizarea unei scheme simple care să permită rapid calcularea unor parametri importanți pentru componenta aleasă. Prima și a doua schemă din lucrarea de laborator nr. 3 dacă poate fi recuperată/refăcută reprezintă un bun punct de start.

Dacă parametrii calculați în ADS nu sunt disponibili, sau ADS nu este disponibil, se poate realiza calcularea manuală a parametrilor de interes. Mai este necesară reprezentarea cercurilor de stabilitate, câștig, zgomot dar există programe gratuite disponibile pe Internet care pot realiza acest lucru:

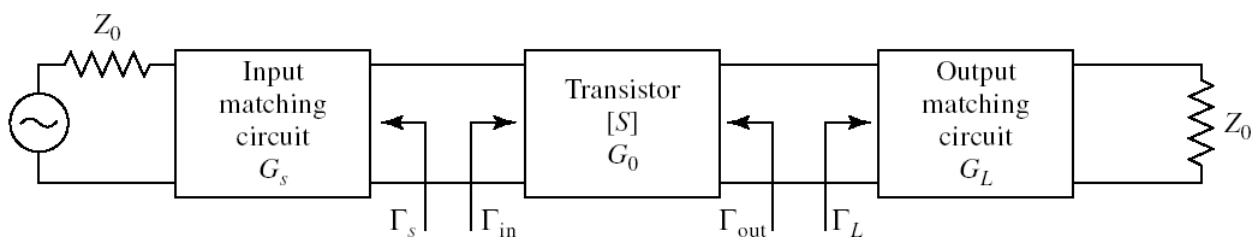
- Avago Appcad (v4.0: <https://www.broadcom.com/appcad>)
- Smith Chart (v3.10: <http://fritz.dellsperger.net/smith.html>)

Dacă se folosește ADS schema introdusă este următoarea. Detaliile de introducere a schemei sunt cele din lucrarea de laborator nr. 3 și nu sunt repetate aici. O greșeală frecventă este realizarea analizei cu o variație liniară a frecvenței, deci o minimă verificare este în controler-ul S-Parameters,

alegerea analizei Single Point, la o frecvență egală cu frecvența din tema individuală (5GHz în cazul exemplului considerat).



Dacă în schemă nu se realizează calculul câștigurilor care pot fi obținute prin adaptare la intrare/ieșire, acest calcul trebuie realizat manual, valorile fiind necesare pentru a putea instrui ADS să afișeze valorile necesare.



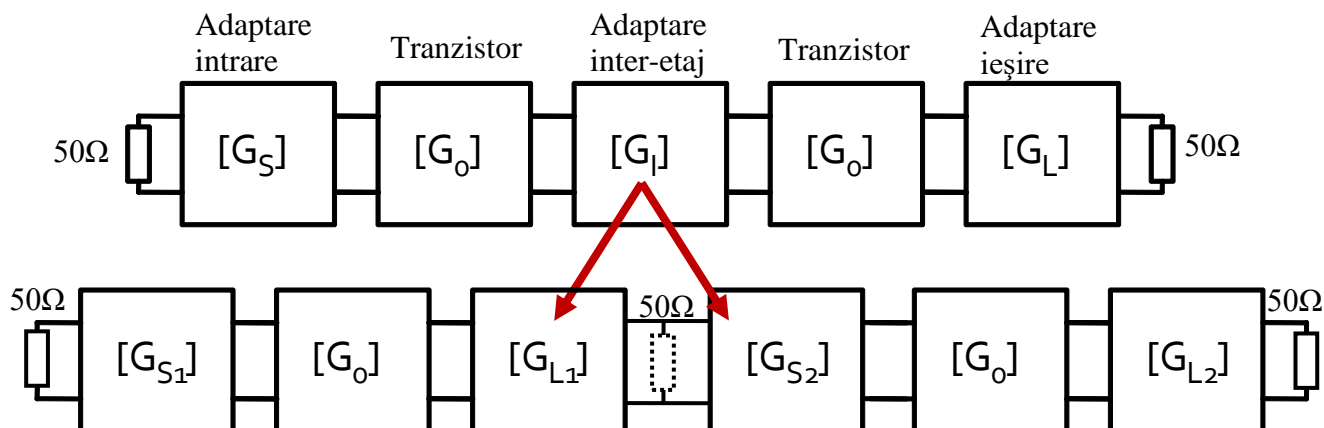
Modulul diverșilor parametri S poate fi citit foarte ușor în fișierul cu parametri S pentru 5GHz.

$$G_0 = |S_{21}|^2 = 10.017 = 10.007 \text{ dB}$$

$$G_{L\max} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 1.051 = 0.215 \text{ dB}, \quad G_{S\max} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = 1.694 = 2.289 \text{ dB}$$

$$G_{TU\max} [\text{dB}] = G_{S\max} [\text{dB}] + G_0 [\text{dB}] + G_{L\max} [\text{dB}] = 12.511 \text{ dB}$$

În ipoteza tranzistorului unilateral vom obține un câștig maxim de 12.51dB prin adaptare perfectă la intrare și ieșire (condiții care probabil nu vor putea fi îndeplinite). Câștigul de 10.01dB al tranzistorului (nativ) se va păstra, dar prin adaptare la intrare vom obține un câștig mai mic de 2.29dB (0dB, 1dB, 2dB) iar la ieșire un câștig mai mic de 0.22dB (-2dB, -1dB, 0dB - câștigurile **pot** fi negative în dB, dezadaptarea poate induce o scădere a puterii).



Pentru proiectarea rețelelor de adaptare vom folosi metoda de obținere a unui coeficient de adaptare dorit (Γ_S , Γ_L) cu o linie de transmisie serie și un stub paralel, plecând de la impedanța de 50Ω , expusă în C7/2020, S129-136, S162-171. Această metodă are avantajul utilizării numai a stub-urilor paralele permițând obținerea unuia din punctele bonus (dacă se implementează și filtrul cu aceeași condiție).

$$\Gamma = |\Gamma| \cdot e^{j\varphi}, \cos(\varphi + 2\theta) = -|\Gamma|, \theta_{serie} = \beta \cdot l_s = \frac{1}{2} \cdot [\pm \cos^{-1}(-|\Gamma|) - \varphi] + k \cdot 180^\circ$$

$$\text{Im}[y] = \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma|}{\sqrt{1 - |\Gamma|^2}}, \theta_{paralel} = \beta \cdot l_p = \tan^{-1} \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma|}{\sqrt{1 - |\Gamma|^2}} + k \cdot 180^\circ$$

Notă importantă 7. Se remarcă posibilitatea/necesitatea de a adăuga multipli întregi de 180° la lungimile electrice ale liniilor pentru a obține valori pozitive.

Notă importantă 8. Lungimea electrică a liniei serie se obține dintr-o ecuație care are soluție dublă. Semnul soluției ales în această ecuație impune semnul relației de obținere a stub-ului paralel. În total vor fi deci **două** posibilități de obținere a adaptării, ambele cu aceleași performanțe.

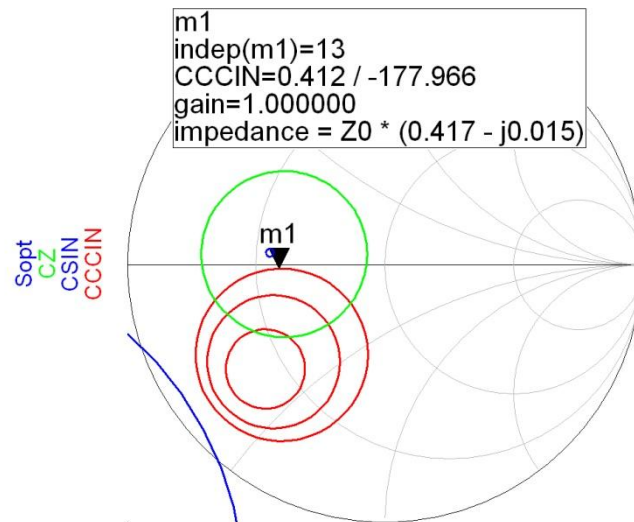
Pentru adaptarea dintre cele două etaje vom folosi aceeași metodă (prin adaptarea celor două etaje spre o impedanță virtuală de 50Ω introdusă între cele două etaje: ieșirea primului tranzistor e concepută să obținem 50Ω și de la acest 50Ω obținut se pleacă spre al doilea tranzistor)

8. Proiectarea adaptării la intrare

Identificarea coeficientului de transmisie care trebuie obținut la intrarea primului tranzistor se face prin investigarea cercurilor de stabilitate, câștig, zgomot. După cum am discutat anterior, în cazul primului etaj e preferabil să avantajăm performanțele legate de zgomot sacrificând (dar nu prea mult) câștigul.

Câștigul maxim care se poate obține la intrare este de 2.29 dB deci vom desena cercurile de câștig constant pentru 1dB, 1.5dB, 2dB (adică "sacrificare" de 1.2dB, 0.7dB, 0.2dB). Pentru aceasta, în ADS e necesar să modificăm ecuația din componenta care desenează aceste cercuri $\text{CCIN}=\text{gs_circle}(S, \{1,1.5,2\}, 100)$ unde 100 (sau altă valoare) este numărul de puncte de pe circumferința cercului calculate (mai multe înseamnă o precizie mai bună la poziționarea marker-ului pe aceste cercuri). Se desenează cercul de zgomot pentru 0.75dB (apropiat de cel de 0.7dB estimat

inițial) și punctul de zgomot minim. De asemenea **trebuie** reprezentat și cercul de stabilitate la intrare (nu contează performanța schemei dacă schema e instabilă).



O poziție convenabilă este cea indicată cu marker-ul m1, poziția pe cercul de câștig de 1dB semnificând renunțarea la 1.2dB câștig posibil, dar o poziție mult în interiorul cercului de zgomot de 0.75dB (zgomot apropiat de 0.54dB) și departe de cercul de stabilitate. În această poziție putem citi în ADS valoarea coeficientului de reflexie care trebuie obținut ($0.412 \angle -178^\circ$). În alte programe afișarea este diferită (de obicei se afișează poziția instantanee a cursorului).

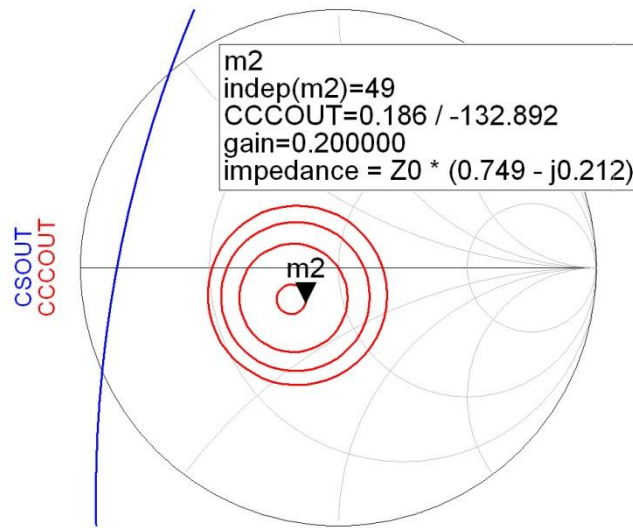
$$\cos(\varphi_{S1} + 2\theta) = -|\Gamma_{S1}|, \text{Im}[y_{S1}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma_{S1}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{S1}|^2}}$$

Ecuatie	Soluția S1A	Soluția S1B
$(\varphi_{S1} + 2\theta)$	$+114.33^\circ$	-114.33°
$\theta_{serie} = \frac{1}{2} \cdot [\pm \cos^{-1}(- \Gamma_{S1}) - \varphi_{S1}] + k \cdot 180^\circ$	146.2°	31.8°
$\text{Im}[y_{S1}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot \Gamma_{S1} }{\sqrt{1 - \Gamma_{S1} ^2}}$	-0.904	$+0.904$
$\theta_{paralel} = \tan^{-1} \frac{\mp 2 \cdot \Gamma_{S1} }{\sqrt{1 - \Gamma_{S1} ^2}} + k \cdot 180^\circ$	137.9°	42.1°

9. Proiectarea adaptării la ieșire

Identificarea coeficientului de transmisie care trebuie obținut la ieșirea celui de-al doilea tranzistor se face prin investigarea cercurilor de stabilitate și câștig (zgomotul introdus de al doilea tranzistor nu este influențat în nici un fel de adaptarea la ieșirea sa). Dacă zgomotul nu reprezintă o problemă care trebuie rezolvată, adaptarea la ieșire poate ținti optimizarea câștigului. Câștigul maxim care se poate obține la ieșire este de 0.22 dB deci vom desena cercurile de câștig constant pentru 0.2dB, 0dB, -0.2dB, -0.4dB (adică "sacrificare" de 0.02dB, 0.22dB, 0.42dB, 0.62dB). Pentru aceasta,

în ADS e necesar să modificăm ecuația din componenta care desenează aceste cercuri
 $CCCOUT=gl_circle(S, \{-0.4, -0.2, 0, 0.2\}, 100)$



O poziție convenabilă este cea indicată cu marker-ul m2, poziția pe cercul de câștig de 0.2dB semnificând câștig apropiat de cel maxim posibil, departe de cercul de stabilitate (nu e nevoie să sacrificăm câștig pentru îmbunătățirea stabilității). Remarcăm faptul că cercul de 0dB câștig trece prin centrul diagramei Smith (întotdeauna) deci o comportare onorabilă (0.22dB pierdere de câștig) se poate obține fără a conecta nici o linie la ieșirea tranzistorului (direct la 50Ω - soluție care nu e în general recomandabilă, se pierde din flexibilitatea schemei, se renunță la doi parametrii - lungimi de linii - care pot fi reglați pentru a corecta anumite deficiențe). În poziția m2 putem citi în ADS valoarea coeficientului de reflexie care trebuie obținut ($0.186 \angle -132.9^\circ$).

$$\cos(\varphi_{L2} + 2\theta) = -|\Gamma_{L2}|, \quad \text{Im}[y_{L2}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma_{L2}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{L2}|^2}}$$

Ecuatie	Soluția L2A	Soluția L2B
$(\varphi_{L2} + 2\theta)$	$+100.72^\circ$	-100.72°
$\theta_{serie} = \frac{1}{2} \cdot [\pm \cos^{-1}(- \Gamma_{L2}) - \varphi_{L2}] + k \cdot 180^\circ$	116.8°	16.1°
$\text{Im}[y_{L2}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot \Gamma_{L2} }{\sqrt{1 - \Gamma_{L2} ^2}}$	-0.379	$+0.379$
$\theta_{parallel} = \tan^{-1} \frac{\mp 2 \cdot \Gamma_{L2} }{\sqrt{1 - \Gamma_{L2} ^2}} + k \cdot 180^\circ$	159.3°	20.7°

10. Proiectarea adaptării dintre etaje

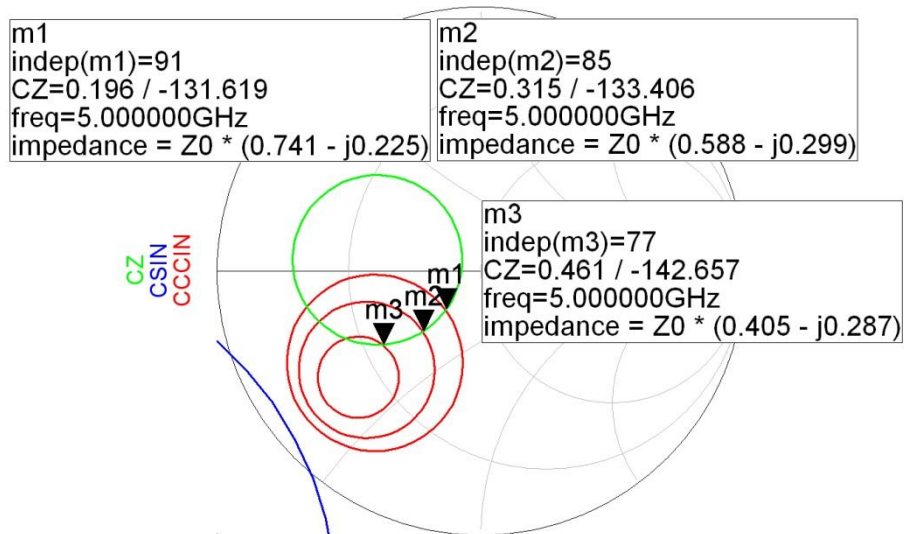
Așa cum am amintit anterior, rețeaua de adaptare dintre etaje se compune din o combinație de două adaptări spre o impedanță virtuală de 50Ω. Ieșirea primului tranzistor se va adapta spre această impedanță. Deoarece am folosit același tranzistor, și deoarece considerentele sunt aceleași (zgomotul

introdus de primul tranzistor nu este influențat în nici un fel de adaptarea la ieșirea sa) liniile care realizează adaptarea pot fi identice cu cele alese anterior ($0.186\angle-132.9^\circ$).

$$\cos(\varphi_{L1} + 2\theta) = -|\Gamma_{L1}|, \quad \text{Im}[y_{L1}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma_{L1}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{L1}|^2}}$$

Ecuatie	Soluția L1A	Soluția L1B
$(\varphi_{L1} + 2\theta)$	$+100.72^\circ$	-100.72°
$\theta_{serie} = \frac{1}{2} \cdot [\pm \cos^{-1}(- \Gamma_{L1}) - \varphi_{L1}] + k \cdot 180^\circ$	116.8°	16.1°
$\text{Im}[y_{L1}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot \Gamma_{L1} }{\sqrt{1 - \Gamma_{L1} ^2}}$	-0.379	$+0.379$

În ceea ce privește adaptarea intrării celui de-al doilea tranzistor spre impedanța virtuală de 50Ω , vom avea o situație similară cu intrarea primului tranzistor doar că de această dată problema zgomotului nu mai este la fel de importantă (formula lui Friis arată că un zgomot chiar de 1dB este acceptabil), deci vom avea o flexibilitate mai mare în alegerea punctului (coeficientului de reflexie la intrarea celui de-al doilea tranzistor).



Vom putea alege poziția indicată de marker-ul m3 ($0.461\angle-142.66^\circ$) pentru care obținem soluția din următorul tabel. Dacă ulterior întâlnim probleme de stabilitate putem încerca îmbunătățirea acesteia prin alegerea unui alt punct (de exemplu m1, mai departe de cercul de stabilitate dar corespunzător unui câștig redus cu 1dB)

$$\cos(\varphi_{S2} + 2\theta) = -|\Gamma_{S2}|, \quad \text{Im}[y_{S2}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma_{S2}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{S2}|^2}}$$

Ecuatie	Soluția S2A	Soluția S2B
$(\varphi_{S2} + 2\theta)$	$+117.45^\circ$	-117.45°
$\theta_{serie} = \frac{1}{2} \cdot [\pm \cos^{-1}(- \Gamma_{S2}) - \varphi_{S2}] + k \cdot 180^\circ$	130.1°	12.6°
$\text{Im}[y_{S2}(\theta)] = \frac{\mp 2 \cdot \Gamma_{S2} }{\sqrt{1 - \Gamma_{S2} ^2}}$	-1.039	$+1.039$

combinarea celor două rețele, vezi C10/2020, S ____

În cazul adaptării între etaje nu s-a mai calculat lungimea electrică a fiecărui stub paralel. Cele două stub-uri vor fi poziționate (ambele) la nivelul impedanței virtuale de 50Ω . Ca urmare admitanțele lor se vor aduna (fiind în paralel) și ca urmare vom folosi un singur stub care să realizeze această admitanță.

$$\text{Im}[y_{L1}(\theta_{L1})] = \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma_{L1}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{L1}|^2}} \quad \text{Im}[y_{S2}(\theta_{S2})] = \frac{\mp 2 \cdot |\Gamma_{S2}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{S2}|^2}}$$

$$\text{Im}[y_{50\Omega}] = \text{Im}[y_{L1}(\theta_{L1})] + \text{Im}[y_{S2}(\theta_{S2})] = \frac{\pm 2 \cdot |\Gamma_{L1}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{L1}|^2}} + \frac{\pm 2 \cdot |\Gamma_{S2}|}{\sqrt{1 - |\Gamma_{S2}|^2}},$$

$$\theta_{paralel} = \tan^{-1} \text{Im}[y_{50\Omega}] + k \cdot 180^\circ$$

Deoarece pentru fiecare admitanță avem două soluții distincte (+/-) vor exista 4 posibilități distincte de combinare a celor două rețele de adaptare.

		Soluția S2A	Soluția S2B
		$\text{Im}[y_{S2}(\theta)] = -1.039$ $\theta_{S2} = 130.1^\circ$	$\text{Im}[y_{S2}(\theta)] = +1.039$ $\theta_{S2} = 12.6^\circ$
Soluția L1A	$\text{Im}[y_{L1}(\theta)] = -0.379$ $\theta_{L1} = 116.8^\circ$	$\theta_{L1} = 116.8^\circ$ $\text{Im}[y_{50\Omega}] = -1.418$ $\theta_{paralel} = 125.2^\circ$ $\theta_{S2} = 130.1^\circ$	$\theta_{L1} = 116.8^\circ$ $\text{Im}[y_{50\Omega}] = +0.66$ $\theta_{paralel} = 33.4^\circ$ $\theta_{S2} = 12.6^\circ$
Soluția L1B	$\text{Im}[y_{L1}(\theta)] = +0.379$ $\theta_{L1} = 16.1^\circ$	$\theta_{L1} = 16.1^\circ$ $\text{Im}[y_{50\Omega}] = -0.66$ $\theta_{paralel} = 146.6^\circ$ $\theta_{S2} = 130.1^\circ$	$\theta_{L1} = 16.1^\circ$ $\text{Im}[y_{50\Omega}] = +1.418$ $\theta_{paralel} = 54.8^\circ$ $\theta_{S2} = 12.6^\circ$

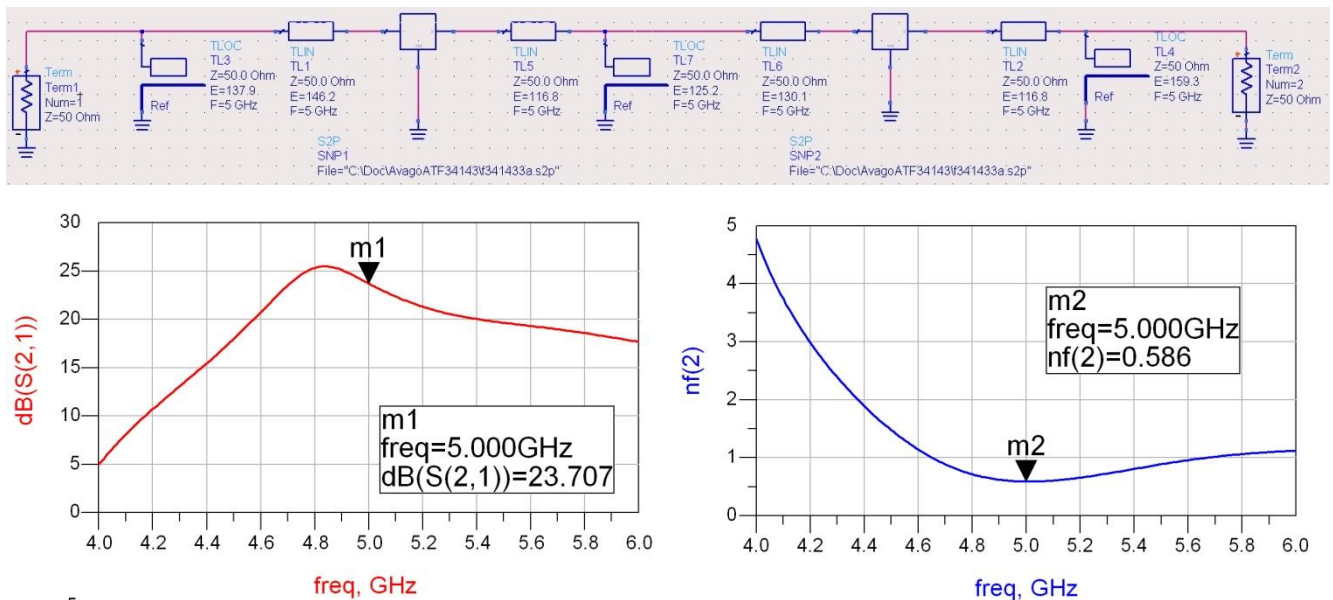
11. Desenarea și simularea schemei amplificatorului

Pentru implementarea amplificatorului trebuie alese câte o soluție din cele posibile pentru fiecare rețea de adaptare. În principiu liniile prea scurte vor fi dificil de implementat și vor aduce în

apropiere fizică diversele dispozitive/stub-uri și trebuie evitate, în timp ce liniile prea lungi vor ocupa prea mult spațiu (inutil) pe cablaj. Toate impedanțele caracteristice sunt egale cu $Z_0 = 50\Omega$

- pentru adaptarea la intrare alegem soluția S1A, în ordine de la intrare spre ieșire:
 - stub paralel cu $E = 137.9^\circ$
 - linie serie cu $E = 146.2^\circ$
- pentru adaptarea dintre etaje alegem combinația L1A/S2A, în ordine de la intrare spre ieșire:
 - linie serie cu $E = 116.8^\circ$
 - stub paralel cu $E = 125.2^\circ$
 - linie serie cu $E = 130.1^\circ$
- pentru adaptarea la ieșire alegem soluția L2A, în ordine de la intrare spre ieșire:
 - linie serie cu $E = 116.8^\circ$
 - stub paralel cu $E = 159.3^\circ$

Este **primul** moment în care se poate desena în ADS schema și verifica corectitudinea calculelor.



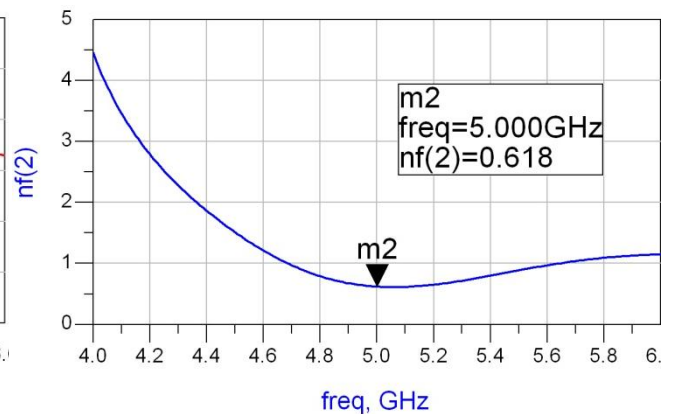
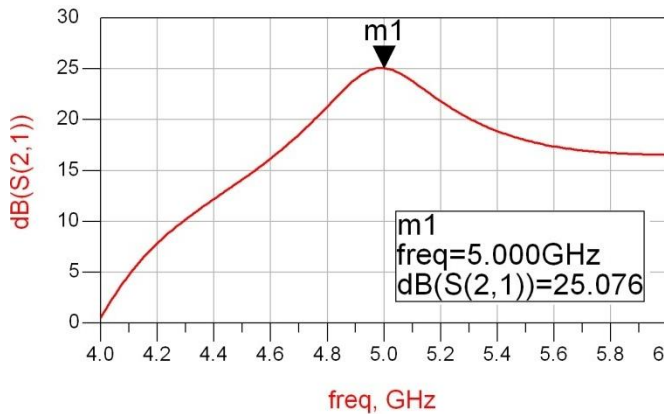
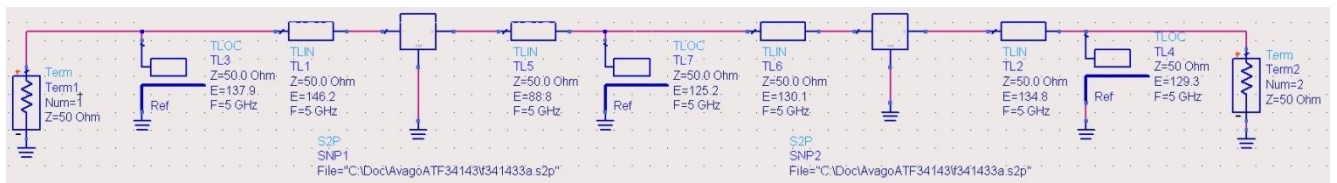
12. Echilibrarea caracteristicii de câștig a amplificatorului

vezi C10/2020, S ____

Parametrii de câștig și zgomot îndeplinesc cerințele temei cu o rezervă suficientă de câștig și cu un zgomot foarte apropiat de cel minim (mult mai mic deci mult mai bun decât un factor de zgomot $F=0.85dB$ estimat inițial). Singura problemă este faptul că amplificatorul nu are maximum de amplificare la frecvența de 5GHz, ceea ce va dezechilibra caracteristica finală care se va obține.

Dorim deplasarea maximumului la frecvența de 5GHz, dacă se poate fără a afecta câștigul obținut și zgomotul. E preferabil să reglăm componentele (lungimile electrice ale liniilor) de la ieșire spre intrare deoarece în acest fel zgomotul nu este influențat (la ieșire) sau este influențat mai puțin (inter etaje). Dacă acest lucru nu este posibil fără afectarea "dezastruoasă" a câștigului obținut, **ca ultima alternativă**, se pot regla și cele două linii de intrare.

În urma reglajului, pe schema existentă se poate obține echilibrarea modificând lungimile liniilor de la ieșire și a uneia din liniile dintre etaje.



13. Proiectarea filtrului trece bandă

vezi C9/2020, S ____

Primul pas pentru proiectarea filtrului constă în alegerea tehnologiei de implementare. Pentru a păstra avantajul adaptării cu stub-uri paralel a tranzistorului (+1p) se preferă utilizarea unui filtru fără stub-uri în serie. Filtrul cu linii ca rezonatoare are dezavantajul că se obțin impedanțe caracteristice în general nerealizabile pentru bandă îngustă. Ca urmare se alege utilizarea unui filtru cu linii cuplate sau a unui filtru cu rezonatoare serie cuplate capacitiv.

Pentru filtru trece bandă cu linii cuplate avem relațiile de proiectare:

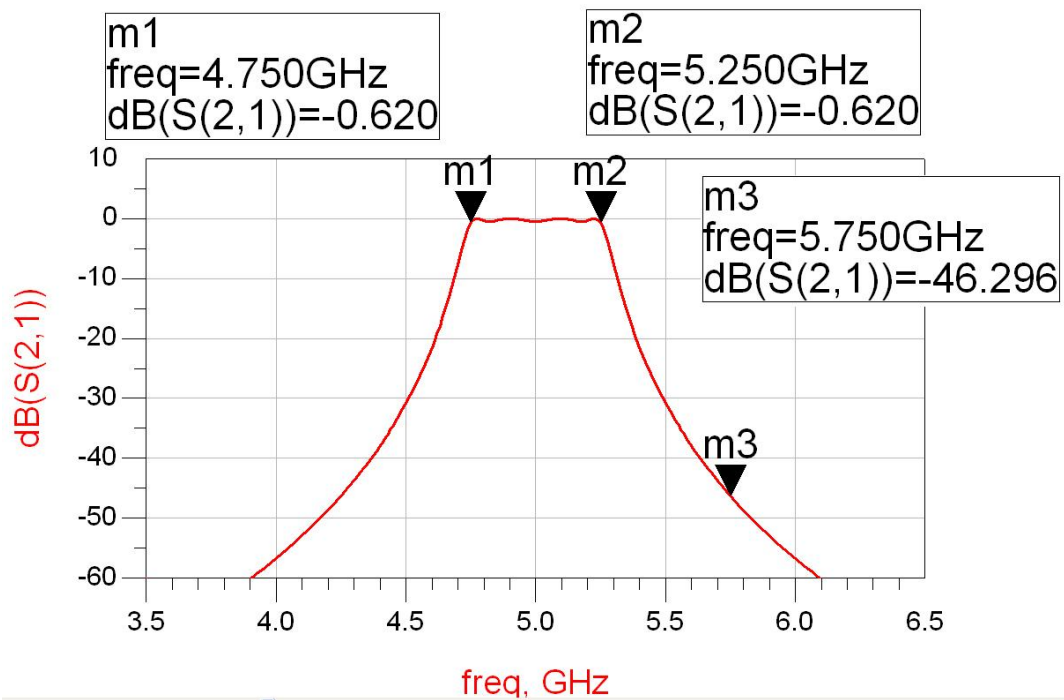
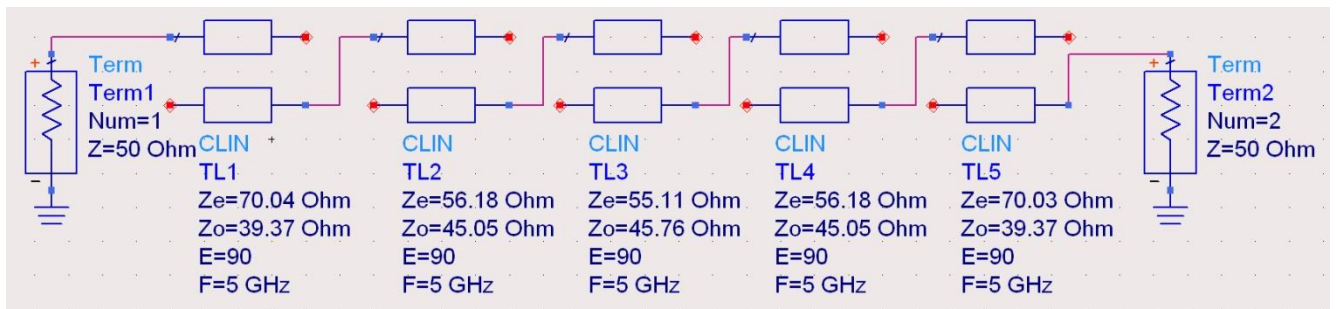
$$Z_0 \cdot J_1 = \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot g_1}} \quad Z_0 \cdot J_n = \frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot \sqrt{g_{n-1} \cdot g_n}}, n = \overline{2, N} \quad Z_0 \cdot J_{N+1} = \sqrt{\frac{\pi \cdot \Delta}{2 \cdot g_N \cdot g_{N+1}}}$$

$$Z_{0o,n} = Z_0 \cdot [1 - J_n \cdot Z_0 + (J_n \cdot Z_0)^2] \quad Z_{0e,n} = Z_0 \cdot [1 + J_n \cdot Z_0 + (J_n \cdot Z_0)^2] \quad n = \overline{1, N+1}$$

Alegem filtru echiriplu, de ordinul 4, cu riplu de 0.5dB pentru care preluăm din tabel valorile coeficienților. Filtrul trece bandă cu linii cuplate de ordinul 4 va fi implementat cu 5 secțiuni de linii cuplate (bandă 10%, $\Delta=0.1$).

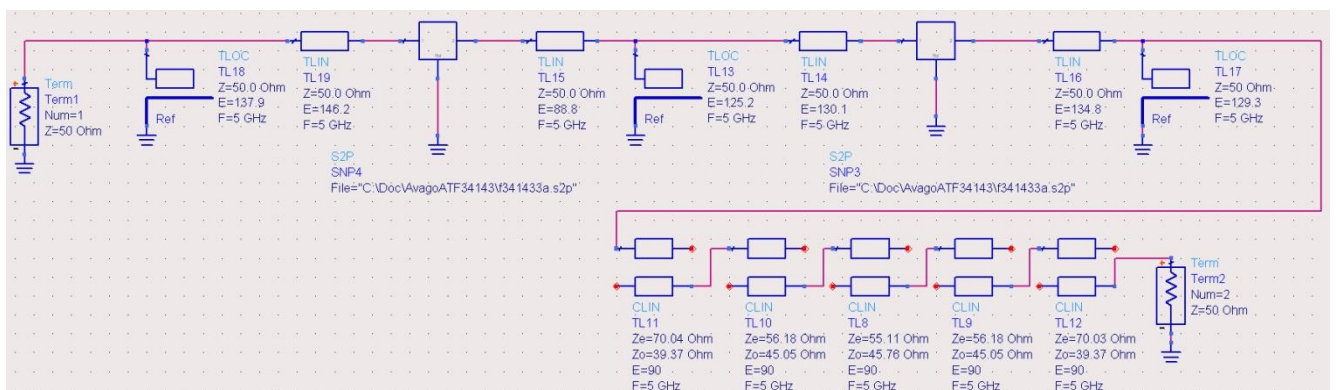
n	g_n	$Z_0 J_n$	$Z_{0e} [\Omega]$	$Z_{0o} [\Omega]$
1	1.6703	0.306664	70.04	39.37
2	1.1926	0.111295	56.18	45.05
3	2.3661	0.09351	55.11	45.76
4	0.8419	0.111294	56.18	45.05
5	1.9841	0.306653	70.03	39.37

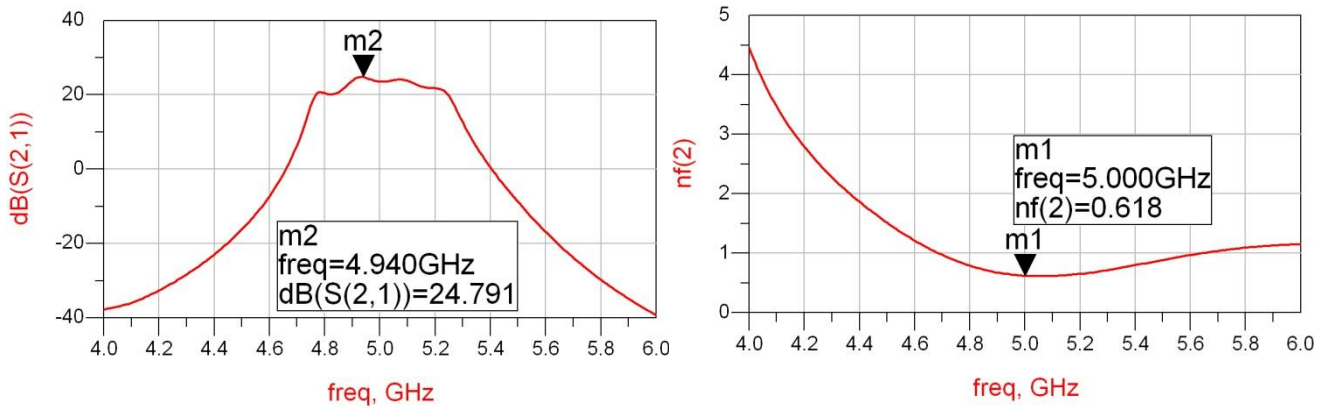
Se verifică într-o schemă separată funcționalitatea filtrului.



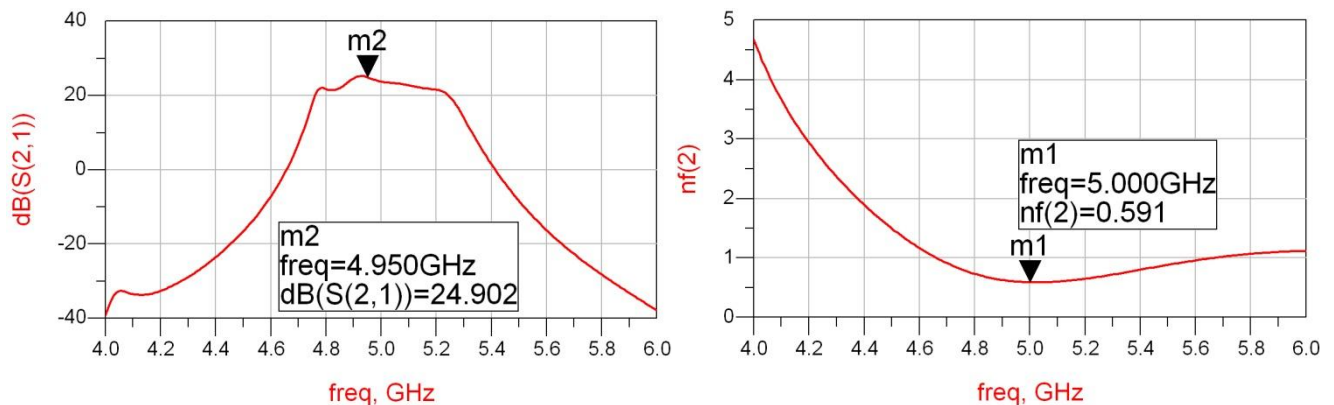
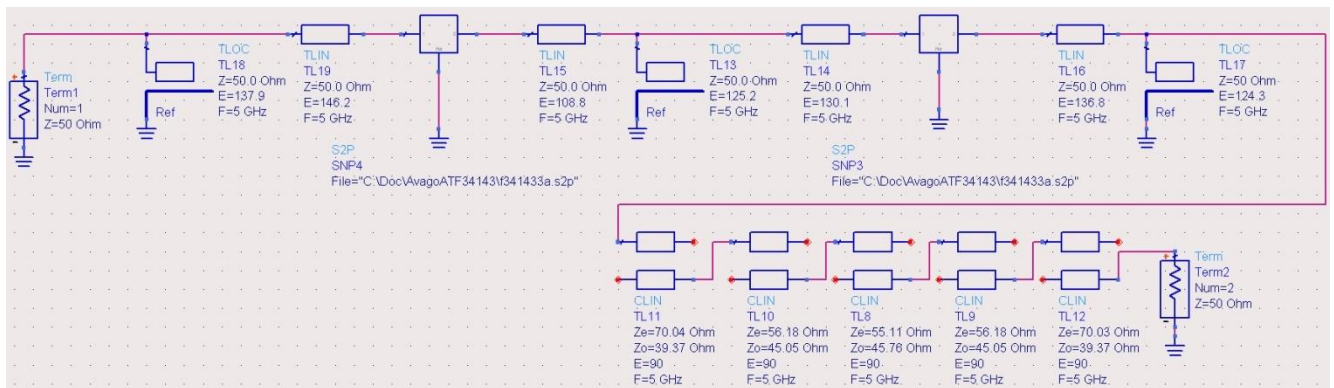
14. Realizarea schemei finale

Pentru realizarea schemei finale se aduc împreună amplificatorul și filtrul. Filtrul poate fi montat înainte sau după amplificator.





Singura problemă din schema curentă constă în faptul că la frecvențe mici la capătul benzii ($\sim 4.75\text{GHz}$) avem o scădere a amplificării. Acest lucru se poate compensa cu un reglaj final al liniilor de transmisie, de preferat cu reglajul liniei din adaptarea intermediară, a cărui reglaj a alterat factorul de zgomot.



După reglajul final se obține un factor de zgomot mai bun ($F=0.591\text{dB}$ și un câștig cu un riplu de aproximativ 3dB în bandă, între 4.75GHz și 5.25GHz , cu un minim de 21.6dB și un maxim de 24.9dB).

Schema curentă reprezintă tema de proiect de nota 10 (daca se utilizează alte tranzistoare decât cele de la curs și laborator). Alegerea judicioasă a schemei de adaptare și a schemei filtrului permite chiar obținerea unui punct suplimentar (eliminarea stub-urilor în serie).

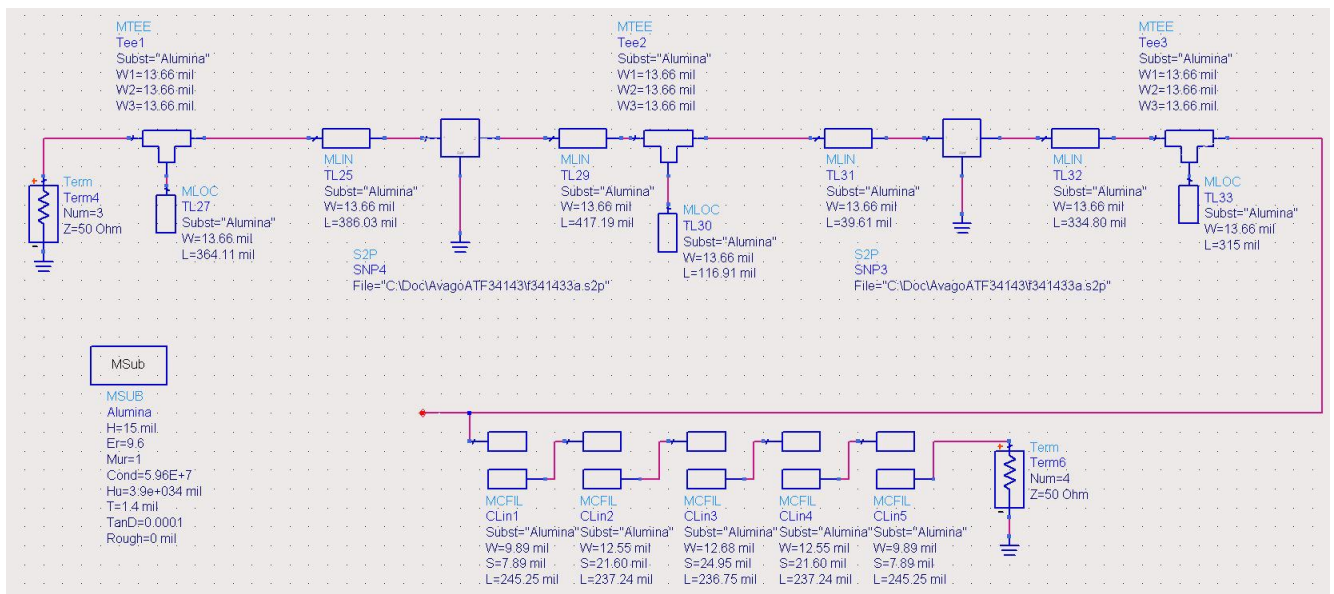
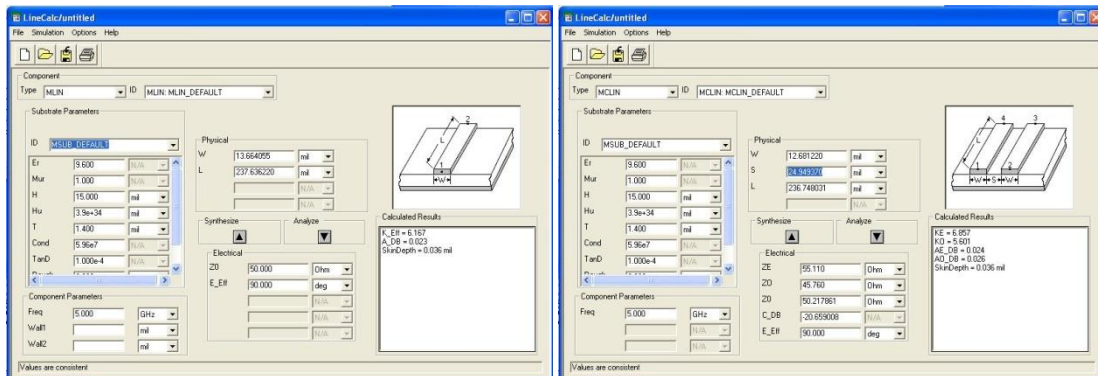
Se face remarcă finală că în situații practice discuția nu ar fi completă fără analiza stabilității și eventual forțarea stabilității circuitului (vezi C8/2020, S 101-115).

15. Puncte suplimentare

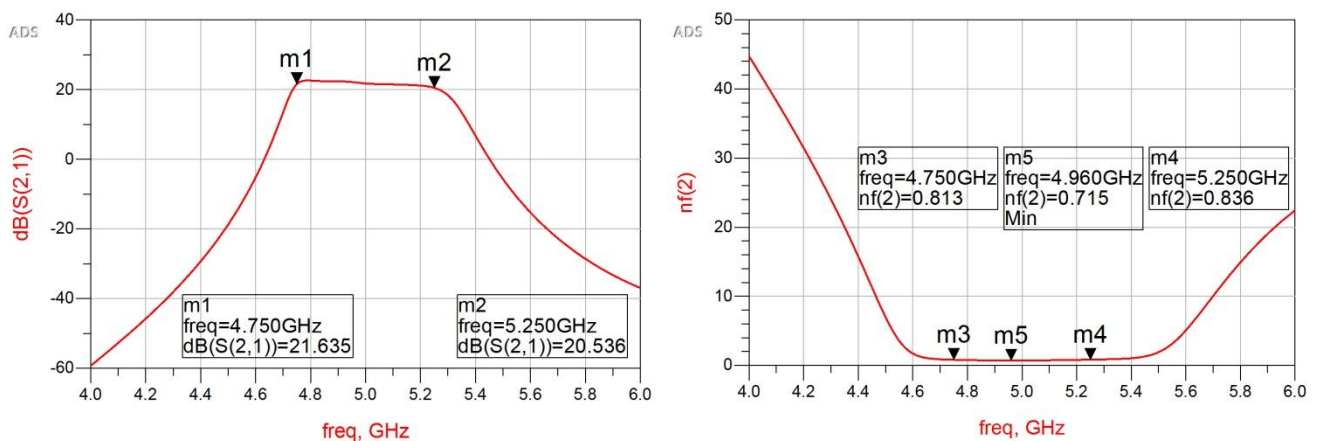
Un punct suplimentar se poate obține (ca în exemplul prezentat) prin utilizarea numai de stub-uri paralel la adaptarea tranzistoarelor și realizarea filtrului.

Un alt punct suplimentar se poate obține dacă se utilizează două tranzistoare diferite pentru cele două etaje de amplificare (alese potrivit: zgomot mic la primul etaj, amplificare mare la al doilea etaj).

Realizarea liniilor cu modelele de linii microstrip și modelarea blocurilor de tranziții între linii (MTEE, MSTEP) se face cu utilizarea utilitarului ADS Linecalc și poate aduce un punct suplimentar.



În locul modelului microstrip de linii cuplate (MCLIN) se folosește modelul secțiune de filtru cu linii cuplate (MCFIL) care este un model mai precis decât MCLIN deoarece ține cont de faptul că două secțiuni succesive sunt alăturate fizic. Se constată o deplasare a benzii obținute (albastru) spre frecvențe mai mici față de modelele ideale (roșu) datorită diferenței MCFIL / MCLIN. Corecția acestei deplasări se realizează prin reglajul (Tune) lungimii secțiunilor de linii cuplate.



The schematic diagram illustrates the internal structure of the ATF-34143 die model. It features a central MOSFET with a gate driver and various passive components. The gate driver is represented by a MOSFET with parameters: $V_{GS} = 5V$, $I_{DS} = 2A$, $V_{DS} = 45V$, $T_J = 30^\circ C$, $R_{DS(on)} = 0.0005 \Omega$, $f_{sw} = 100kHz$, $\tau_{on} = 0.001s$. The main MOSFET has parameters: $V_{GS} = 5V$, $I_{DS} = 2A$, $V_{DS} = 45V$, $T_J = 30^\circ C$, $R_{DS(on)} = 0.0005 \Omega$, $f_{sw} = 100kHz$, $\tau_{on} = 0.001s$. The gate driver is connected to the gate of the main MOSFET through a gate resistor $R_{G1} = 0.01 \Omega$. The source of the main MOSFET is connected to the source of the gate driver through a source resistor $R_{S1} = 0.01 \Omega$. The drain of the main MOSFET is connected to the drain of the gate driver through a drain resistor $R_{D1} = 0.01 \Omega$. The model is labeled 'ATF-34143 DIE MODEL'.