

Projekat 1: Projektovati RF pojačavač sa bipolarnim tranzistorom BFP 405 za frekvenciju $f_0 = 3.2$ GHz.

1. Na osnovu kataloških podataka (*datasheet-a*) izabrati optimalnu jednosmernu radnu tačku (kolektorska struja I_C i napon kolektor-emitor V_{CE}) i projektovati pasivno kolo za polarizaciju pojačavača. Koristi se nelinearni Gummel-Poon-ov model tranzistora (*Spice*) i parametri: strujno pojačanje (BF) i napon baza emitor (VJE).
2. Na osnovu zadate frekvencije i izabrane jednosmerne radne tačke izdvojiti odgovarajuće S-parametre (iz kolekcije date u obliku fajlova).
3. Proveriti da li je tranzistor apsolutno stabilan (vrednosti k i Δ).
4. U slučaju da nije ispunjen ovaj uslov, dodati kolo za korekciju koje će obezbediti traženu stabilnost i odredi nove S-parametre posle izvršene korekcije.
5. Odrediti optimalne vrednosti ulaznog i izlaznog koeficijenta refleksije tranzistora (Γ_{MS} i Γ_{ML}) na bazi bilateralnog principa projektovanja ($S_{12} \neq 0$).
6. Projektovati ulaznu mrežu za prilagođenje koje će obezbediti da pri impedansi pobudnog generatora $Z_s = 50\Omega$ koeficijent refleksije u kolu baze bude Γ_{MS} i izlaznu mrežu za prilagođenje koje će obezbediti da za završnu impedansu pojačavača $Z_L = 50\Omega$ koeficijent refleksije u kolu kolektora bude Γ_{ML} .
7. Projektovati mrežu za prilagođenje dobijen pod 6. u mikrostrip tehnologiji, tako što se svi diskretni elementi treba da zamene vodovima. Odrediti tip, potrebnu karakterističnu impedansu Z_0 , ekvivalentnu električnu dužinu θ i radnu frekvenciju f voda.
8. Naći vrednosti prenetog (G_T), dostupnog (G_A), radnog (G) i maksimalnog (G_{max}) pojačanja snage.
9. Spojiti šemu linearnog modela pojačavača (aktivni element sa kolima za prilagođenje) sa šemom kola za polarizaciju. Linearnom simulacijom utvrditi da li je došlo do promene pojačanja posle priključenja kola za polarizaciju.
10. Kompletan proračun pojačavača izvršiti pomoću programa napisanog u MATLAB-u a sve korake projekta simulirati u programskom paketu AWR MicroWave Office.

1. Izbor i podešavanje jednosmerne radne tačke

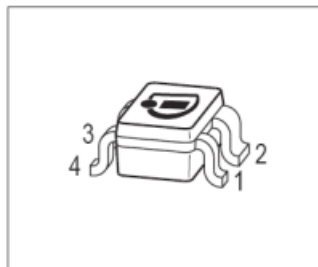
Proučiti kataloške podatke



BFP405

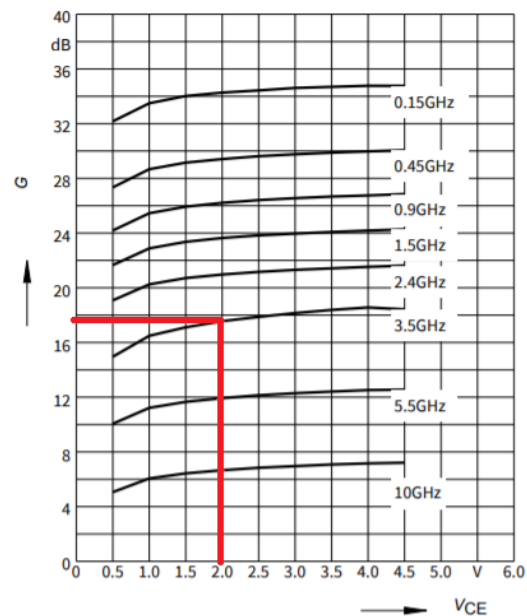
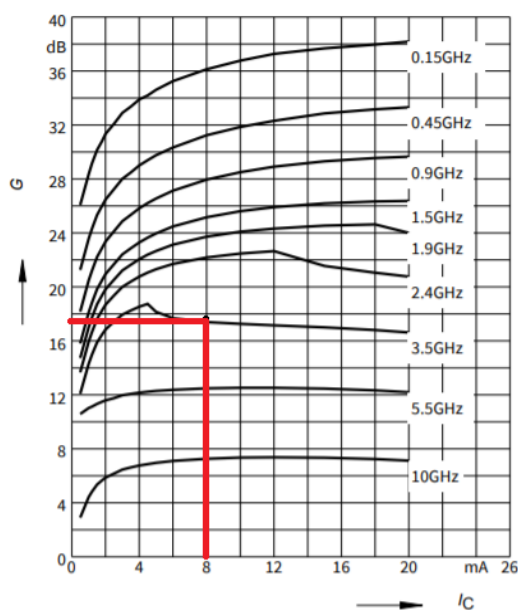
NPN Silicon RF Transistor

- For low current applications
- For oscillators up to 12 GHz
- Noise figure $F = 1.25$ dB at 1.8 GHz
outstanding $G_{ms} = 23$ dB at 1.8 GHz
- Transition frequency $f_T = 25$ GHz
- Gold metallization for high reliability
- SIEGET ® 25 GHz ft - Line



Veći jednosmerni napon između kolektora i emitora kao i kolektorska struja daju veće visokofrekventno pojačanje snage ali to takođe povećava snagu gubitaka (disipacije). Treba povećavati jednosmerni napon i struju dok karakteristike ne dostignu zasićenje pa njihovo dalje povećanje neće imati značajniji uticaj na pojačanje.

Na osnovu ovog principa je izabrana kolektorska struja od $I_c = 8 \text{ mA}$ i napon između kolektora i emitora $V_{CE} = 2 \text{ V}$. Napon napajanje pojačavača je $V_{CC} = 3.3 \text{ V}$, pri čemu je ovakav izbor napravljen jer je to napon na kome standardno rade linearni stabilizatori napona.



Da bi se projektovalo kolo za polarizaciju potrebno je da se znaju parametri nelinearnog *Gummel-Poon*-ovog modela tranzistora (*Spice*):

- strujno pojačanje (BF) i
- napon provođenja spoja baza emitor (VJE)

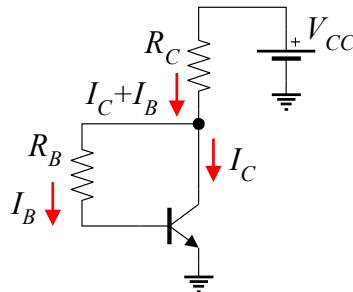
Spice model tranzistora BFP405, koje je proizvođač dao u katalogu su

```
GBJT 22 11 33 55 ID="Q1" TNOM=25 IS=1.222e-17 BF=146.8 NF=0.9965 VAF=45.14 &
IKF=0.2141 ISE=4.611e-15 NE=2 BR=14.57 NR=1 VAR=2.182 &
IKR=0.01198 ISC=1.456e-14 NC=2 RB=15.37 IRB=0 &
RBM=1.772 RE=0.9902 RC=3.012 XTB=-0.1945 EG=1.11 &
XTI=5.65 CJE=3.049e-13 VJE=0.9695 MJE=0.1352 &
TF=4.857e-12 XTF=13.32 VTF=3.5 ITF=0.3136 PTF=9.485e-10 &
CJC=3.378e-14 VJC=0.6367 MJC=0.4276 XCJC=0.7499 &
TR=0.0009978 CJS=2.2e-13 MJS=0.2876 VJS=0.6442 &
FC=0.5 KF=7.1e-10 AF=2.1
```

!

odakle se vidi da je **BF = 146.8** a **VJE = 0.9695 V**.

Za realizaciju kola za polarizaciju najčešće se koristi jednostavna šema od pasivnih elemenata. Treba projektovati kolo za polarizaciju, po šemi sa slike, tako da se dobije kolektorska struja $I_c = 8 \text{ mA}$, napon kolektor emitor $V_{CE} = 2 \text{ V}$ pri naponu napajanja $V_{CC} = 3.3 \text{ V}$. Strujno pojačanje tranzistora je $\beta = 146.8$ i napon $V_{BE} = 0.9695 \text{ V}$.



Kao što se vidi sa slike, struja I_1 je $I_1 = I_C + I_B$ a kako je $I_B = I_C / \beta$ dobija se

$$I_1 = I_C + I_B = I_C (1 + \beta^{-1}) = 8.1 \text{ mA}.$$

Otpornik R_C se dobija kao

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_1} = 161 \Omega,$$

dok se R_B računa kao

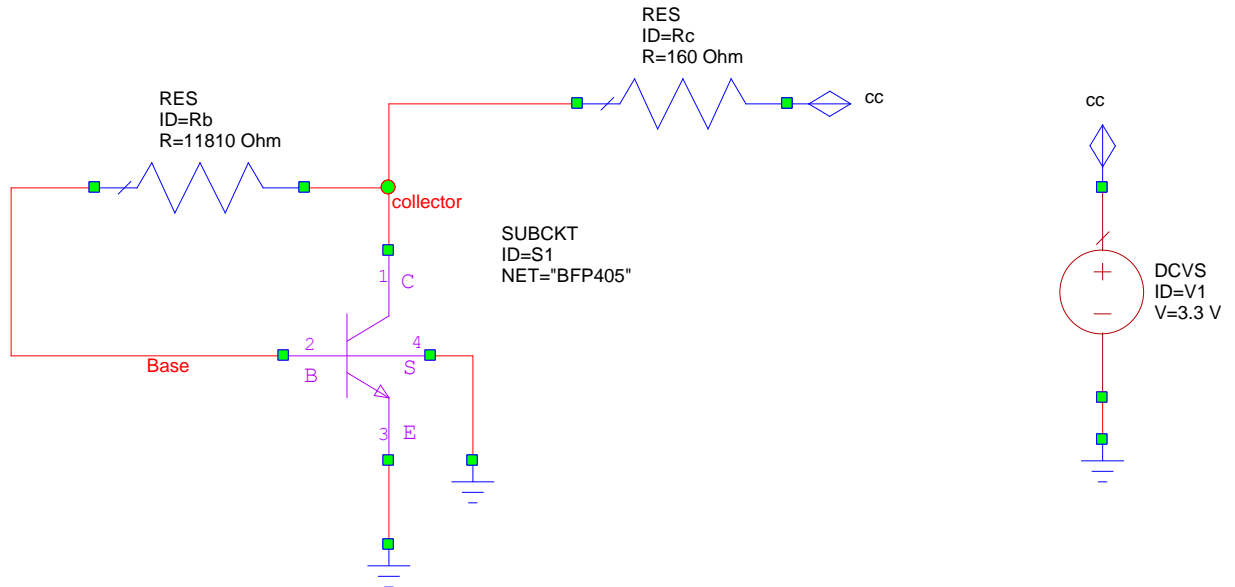
$$R_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_B} = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{I_C / \beta} = 11.81 \text{ k}\Omega.$$

Iako je u pitanju veoma jednostavno kolo, potrebno je napisati kratki Matlab program za izračunavanje traženih otpornosti, koji izgleda ovako:

```
%% VF DESIGN AMP Script
clc;
beta=146.8;
Vce=2; %% V
Ic=8e-3; %% A
Vcc=3.3; %% V
Vbe=0.7; %% V
Rc = (Vcc - Vce) / (Ic*(1 + 1/beta));
Rb = (Vce - Vbe) / (Ic/beta);
fprintf('\n\t== Biasing ==\n\n');
fprintf('\tRc = %2.3f kOhm\n', Rc*1e-3);
fprintf('\tRb = %2.3f kOhm\n', Rb*1e-3);
```

Nelinearna simulacija u AWR Design Environment-u

Uneti u šemu nelinearni model bipolarnog tranzistora BFP450 preko **netliste**. Sam nelinearni model se daje u formi tekstualnog fajla i može se uneti kao **PSpice** netlista (*HSpice* i još neke...). Šema na kraju izgleda kao sa slike.



Za ovaj projekat je dovoljno uneti tranzistor, otpornike i DC napon.

Treba odrediti položaj jednosmerne radne tačke. To se radi tako što se šemi Biasing dodaje **Annotations**

DCIA (ispisuje DC struje u granama šeme)

DCVA_N (ispisuje DC napone u čvorovima šeme)

Vrednosti DC napona i struja pojaviće se na šemi pored odgovarajućih čvorova i grana kola.

Ako se za otpornike R_B i R_C (R_B i R_C) uzmu prethodno izračunate vrednosti, simulacija (⚡ – F8) će pokazati da ovi elementi ne daju traženu jednosmernu radnu tačku. Razlog za ovo odstupanje je daleko veća složenost nelinearnog modela od modela koji je korišćen u računanju otpornika.

Ipak dobijeno rešenje je približno i dodatnim trimovanjem (🔧) otpornika R_B i R_C dobija se tražena radna tačka. Nove vrednosti su $R_C=160\text{ Ohm}$, $R_B=12\text{ kOhm}$

2. Izbor i unos S parametara

Za linearnu simulaciju se koriste S parametri koji mogu biti učitani u projekat. Kolekcija sa snimljenim S parametrima dolazi u formi arhive u kojoj postoji veliki broj kratkih tekstualnih fajlova u *Touchstone* formatu. Parametri su snimljeni za ukupan frekvencijski opseg ali za fiksne jednosmerne rane uslove. Zato iz kolekcije treba odabrati samo jedan fajl, onaj u kome su snimljeni S parametri koji odgovaraju radnoj tački koja je odabrana za konkretni projekat. U ovom slučaju to su kolektorska struja $I_c = 8\text{ mA}$ i napon kolektor emitor $V_{CE} = 2\text{ V}$. Jednosmerni radni režim je obično naveden u sklopu imena fajla (BFP405_spar), i obavezno postoji u zaglavlju fajla. Za ovaj projekat početak fajla izgleda ovako:

```

! Infineon Technologies AG, 18.04.2016
!
! Product Name: BFP405
!
! Model Version: 2.0
!
! Common emitter s-parameters
VAR Vce = 0.5 V
VAR Ic = 1.8 mA
BEGIN ACDATA
# AC ( GHz S MA R 50 FC 1 0 )
%F n11x n11y n21x n21y n12x n12y n22x n22y
0.010 0.9226 0.5 6.177 -176.9 0.0004 18.8 0.9976 0.7
0.015 0.9254 -0.1 6.135 -178.8 0.0006 73.5 0.9938 0.4
0.020 0.9282 -0.6 6.099 179.3 0.0011 90.8 0.9901 0.0
0.025 0.9280 -0.8 6.099 179.2 0.0013 89.7 0.9906 -0.2
0.030 0.9278 -1.1 6.099 179.0 0.0016 89.0 0.9911 -0.3
0.035 0.9277 -1.3 6.099 178.9 0.0018 88.5 0.9916 -0.5
0.040 0.9275 -1.6 6.100 178.8 0.0021 88.1 0.9921 -0.7
0.045 0.9274 -1.8 6.100 178.6 0.0023 87.8 0.9926 -0.8
- - - - -

```

3. Stabilnost aktivnog elementa

Projektovanje pojačavača na visokim frekvencijama se počinje tako što se proverava da li je aktivni element bezuslovno stabilan. Stabilnost se može proveriti računanjem:

- vrednosti k , takozvanog *Rollett*-ov faktor stabilnosti, koji treba da bude veći od 1

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} > 1 \quad \text{i}$$

- vrednosti Δ , modula determinante sistema S parametara aktivnog elementa, koja treba da je manja od 1

$$|\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| < 1$$

Oba uslova definisana preko ovih nejednačina moraju biti ispunjeni da bi element bio bezuslovno stabilan. U konkretnom primeru S parametri tranzistora BFP405 na 3.2 GHz pri naponu $V_{CE} = 2$ V i kolektroskoj struji $I_C = 8$ mA su:

$$S_{11} = 0.2766 \angle -166.7^\circ$$

$$S_{12} = 0.0604 \angle 45.1^\circ$$

$$S_{21} = 5.795 \angle 65.9^\circ$$

$$S_{22} = 0.4782 \angle -50.9^\circ$$

pa je *Rollett*-ov faktor stabilnosti

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} = 1.08 > 1 \text{ aktivni element } \underline{\text{je stabilan na 3.2GHz ali nije za opseg,}}$$

determinanta sistema S parametara aktivnog elementa

$$|\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| = 0.247 < 1$$

aktivni element je možda apsolutno stabilan

```

% 2. BJT Stability
Fo = 3.200e9; % Hz
Wo = 2*pi*Fo; % rad/sec
% SMA = [ S11, S21, S12, S22 ]';
SMA = [ ...
    0.2766, -166.7; ...
    5.795 65.9; ...
    0.0604 45.1; ...
    0.4782 -50.9 ...
];

% s = r * e^(j*phi)
SRI = SMA(:,1).*exp(1i*SMA(:,2)*pi/180);
S = reshape(SRI, 2, 2);
DetS = det(S);
k = (1 - abs(S(1,1))^2 - abs(S(2,2))^2 + abs(DetS)^2) / (2*abs(S(1,2))*abs(S(2,1)));

fprintf('\n\n\t== BJT Stability ==\n\n');
fprintf('\tk = %2.3f\n', k);
fprintf('\t|S determinant| = %2.3f\n', abs(DetS));

```

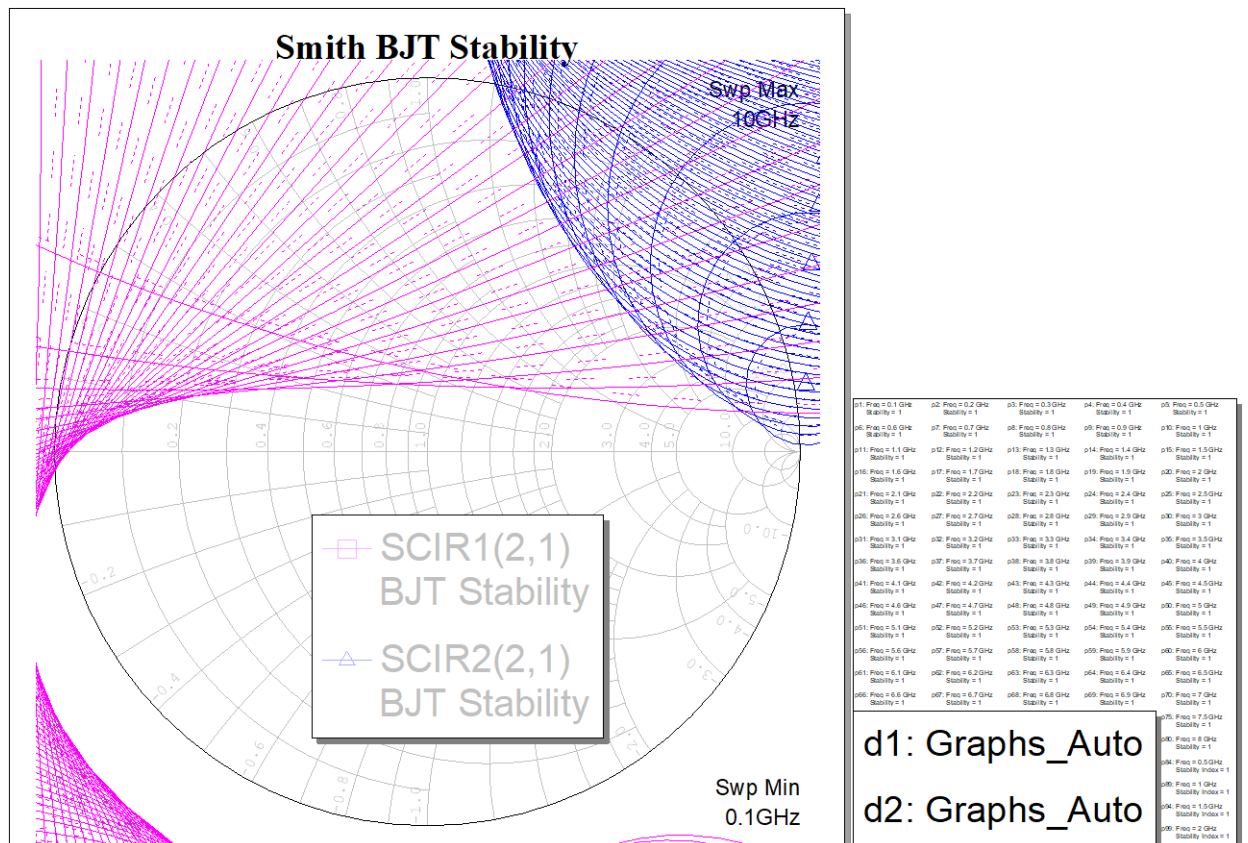
Matlab kod za ispitivanje stabilnosti aktivnog elementa

Linearna simulacija u AWR Design Environment-u

Unosi i učitavanje data fajla sa S parametrima, kao i dodeljivanje grafičkog simbola u šematskom prozoru se vrši po sličnoj proceduri kao i za nelinearnu simulaciju.

Sledeći korak je provera stabilnosti u simulatoru. Treba u *Smith*-ovoj karti iscrtati ulazne i izlazne krugove granične stabilnosti i proveriti dali su unutar ili van jediničnog kruga. Otvor se novi dijagram, izabere Smith Chart i dodaju dva nova merenja. AWR-ov MicroWave Office ima gotovu funkciju za ovaj zadatak. Treba izabrati Linearnu simulaciju (*Linear*), opciju krugovi (*Circle*), **SCIR1** za proveru ulazne stabilnosti, pri čemu *Source Name* je ime datoteke sa S parametrima tranzistora. Treba dodati još jedno merenje u isti dijagram, za proveru izlazne stabilnosti. Radi se po istoj proceduri, samo sto se ovog puta bira **SCIR2**.

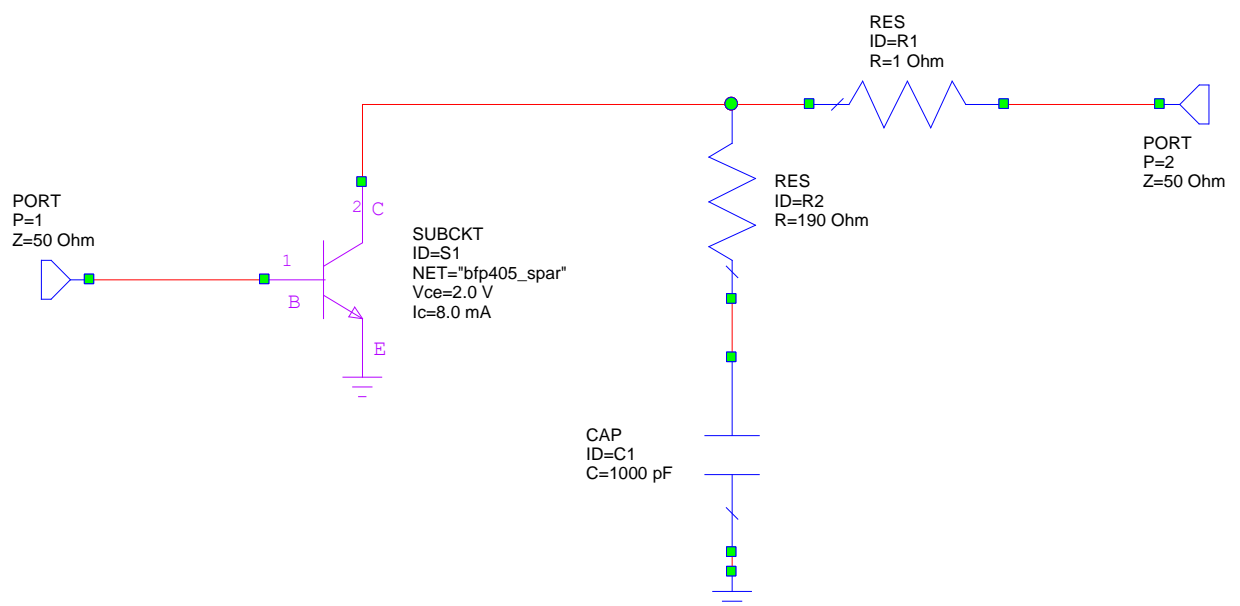
Posle simulacije (F8) dobija se rezultat u obliku sledećeg dijagrama. Očito je da ulazne i izlazne linije granične stabilnosti seku *Smith*-ovu kartu pa je to još jedan dokaz da je tranzistor potencijalno nestabilan.




4. Dodatno kolo za stabilnost aktivnog elementa

Potrebna je korekcija S parametara aktivnog elementa. Opšta šema za korekciju stabilnosti može da sadrži i do četiri otpornika.

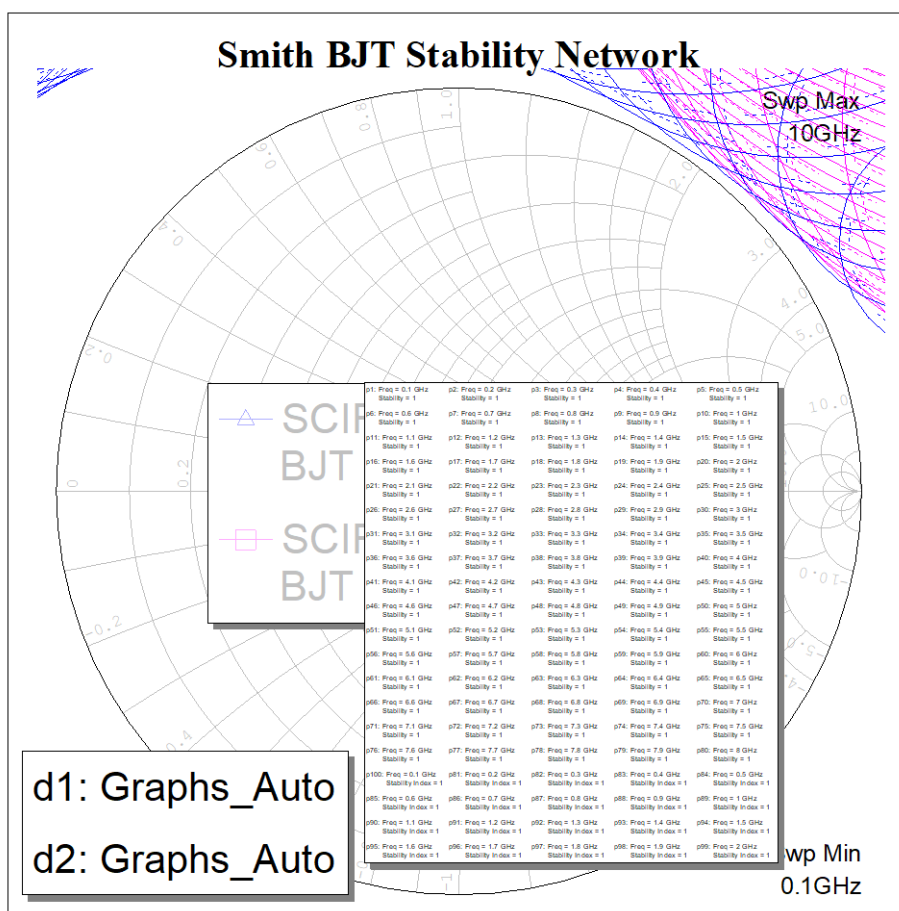
Testira se uticaj pojedinih otpornika u ulaznom i izlaznom kolu na stabilnost aktivnog elementa. Ovo se radi tako što se za celu šemu sa slike (ne samo za tranzistor) u Smith-ovoj karti iscrtaju ulazno/izlazni krugovi granične stabilnosti. Procedura ista kao u 3. samo se za BJT Stability Network.



Nije neophodno da sva četiri otpornika koriste za stabilizaciju. Dovoljno je odabrati jedan do dva otpornika koji imaju najveći uticaj na poziciju krugova granične stabilnosti. Obično su to elementi u izlaznom kolu (otpornici R1 i R2 u kolektorskom kolu).

Testiranje se najlakše može obaviti trimovanjem () otpornika. U ovom projektu je odabrano da se upotrebe oba otpornika u kolektorskom kolu sa vrednostima kao na slici.

Kondenzator C1 ima veoma malu impedansu na frekvenciji od 3.2 GHz – tako da je njegova uloga da spreči da jednosmerna struja teče kroz otpornik R2. Rezultat simulacije stabilnosti ove šeme je dat na sledećoj slici.



Sada su svi ulazni i izlazni krugovi granične stabilnosti van jediničnog kruga.

Novodobijene vrednosti S parametara se mogu dobiti u MWO (*MicroWave Office*) tako što se uradi linearna simulacija (**Linear > Port Parameters > S**) kojom se odrede nove vrednosti sva četiri S-parametara za celu šemu po ulazno/izlaznim portovima (P1 i P2) i to za ceo opseg frekvencije (od 0.1 do 10 GHz sa korakom od 0.1 GHz).

Opseg frekvencije se podešava za svaku šemu – selektuje se ime šeme u Project prozoru sa leve strane ekrana, desni klik miša i zatim izabere **Options > Frequencies**.

Da bi prikazali nove S-parametre stabilnog aktivnog elemenat otvara se još jedan dijagram ali se bira da bude **Tabular** tipa, što znači da će vrednosti novih S-parametara biti prikazani kao tabela.

Frequency (GHz)	S(1,1) BJT Stability Network... Unitless data (Real)	S(1,1) BJT Stability Network... Unitless data (Imag)	S(2,1) BJT Stability Network... Unitless data (Real)	S(2,1) BJT Stability Network... Unitless data (Imag)	S(1,2) BJT Stability Network... Unitless data (Real)	S(1,2) BJT Stability Network... Unitless data (Imag)	S(2,2) BJT Stability Network... Unitless data (Real)	S(2,2) BJT Stability Network... Unitless data (Imag)
2.8	-0.23016	-0.1801	1.3678	5.3311	0.029442	0.03535	0.16649	-0.27325
2.9	-0.23782	-0.15891	1.4995	5.1247	0.030691	0.035923	0.15705	-0.27136
3	-0.24567	-0.13742	1.6378	4.9162	0.032015	0.036538	0.14737	-0.2698
3.1	-0.25013	-0.11718	1.7274	4.7339	0.033306	0.037059	0.13831	-0.26766
3.2	-0.25467	-0.09741	1.8252	4.5477	0.034616	0.037555	0.12943	-0.26541
3.3	-0.25934	-0.076856	1.9151	4.3643	0.035947	0.038023	0.12065	-0.26294
3.4	-0.26382	-0.056774	2.0044	4.181	0.037288	0.038595	0.11163	-0.26076
3.5	-0.26862	-0.036401	2.0998	3.9935	0.038589	0.039083	0.10271	-0.25834
3.6	-0.26885	-0.017214	2.1488	3.8355	0.039972	0.039473	0.094702	-0.25578

Novo dobijeni S parametri za 3.2 GHz su:

$$S_{11} = -0.25 - 0.097j$$

$$S_{12} = 0.0346 + 0.0376j$$

$$S_{21} = 1.825 + 4.548j$$

$$S_{22} = 0.129 - 0.265j$$

Još jednom treba numerički proveriti stabilnost sa računanjem dva standardna parametra:

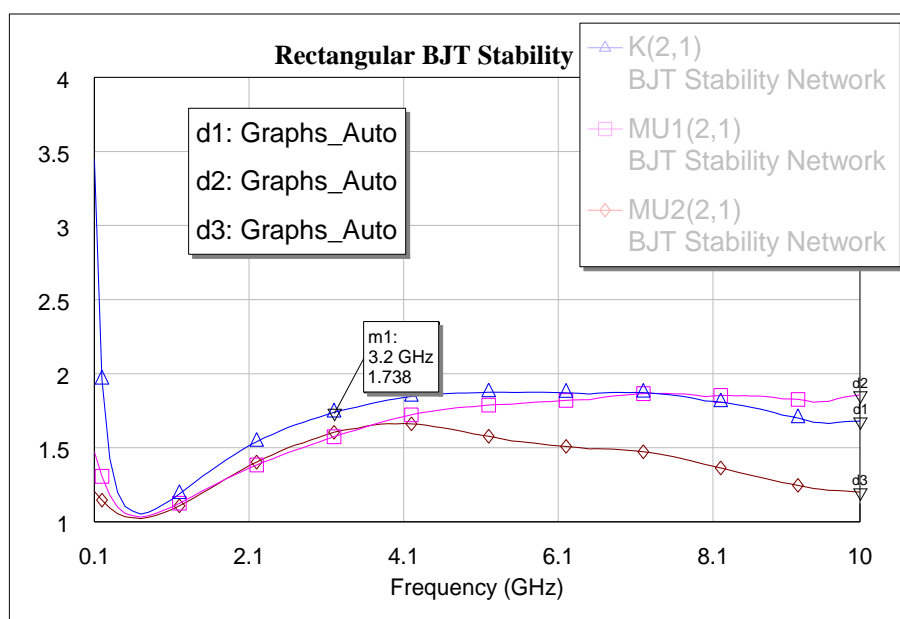
Rollett-ov faktor stabilnosti je

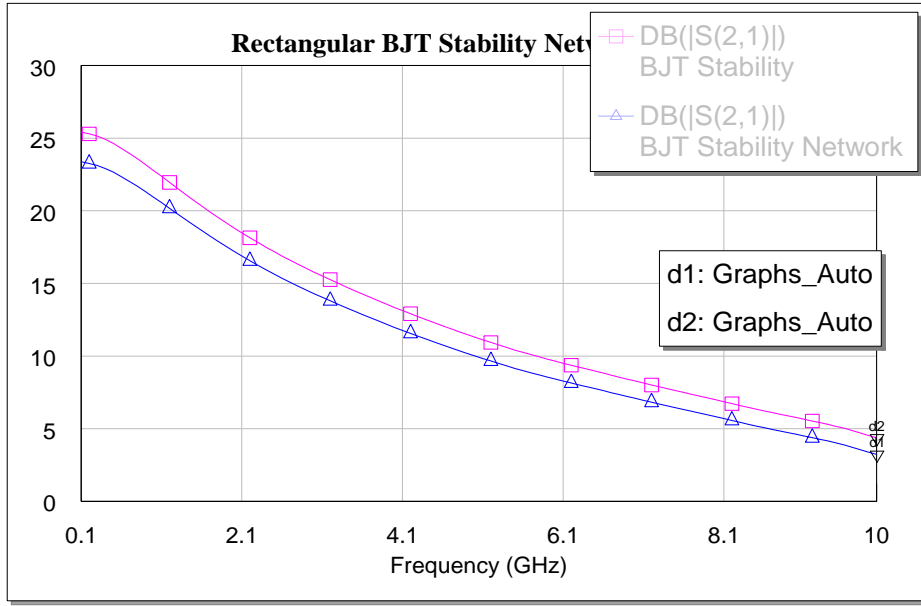
$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12}| \cdot |S_{21}|} = 1.738 > 1 \quad \text{aktivni element je } \underline{\text{možda}} \text{ apsolutno stabilan,}$$

determinanta sistema S parametara aktivnog elementa

$$|\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| = 0.178 < 1 \quad \text{aktivni element je } \underline{\text{možda}} \text{ apsolutno stabilan}$$

Aktivni element je apsolutno stabilan.





Rollett-ov faktor i pojačanje (S_{21} -parametar) of frekvencije

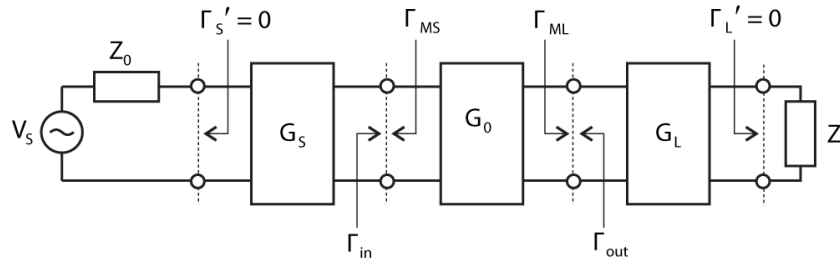
5. Projektovanje bilateralnog pojačavača

Kod **bilateralnog dizajna** pojačavača treba uzeti u obzir uticaj pobudne Z_s i završne Z_L impedanse, na ulazni Γ_{in} i izlazni Γ_{out} koeficijent refleksije, koji u tom slučaju imaju oblik

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L} = \frac{S_{11} - \Gamma_L \cdot \Delta}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L},$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \Gamma_s}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_s} = \frac{S_{22} - \Gamma_s \cdot \Delta}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_s},$$

gde je $\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$.



Mreže za prilagođenje sa ulazne i izlazne strane aktivnog elementa koje omogućavaju da se ostvare maksimalni prenos snage od pobudnog generatora i ka završnoj impedansi. Tehnika se zove **simultano konjugovano podešavanje** i služi za nalaženje optimalnog pobudnog Γ_{MS} i završnog Γ_{ML} koeficijenta refleksije, kao rešenja sistema jednačina

$$\Gamma_{MS}^* = \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{ML}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_{ML}},$$

$$\Gamma_{ML}^* = \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{MS}}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_{MS}}$$

Rešenje za optimalni koeficijent refleksije sa pobudne strane je

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 - \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} = -0.3675 + j 0.106$$

gde su

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 = 0.956, \quad i$$

$$C_1 = S_{11} - S_{22}^* \cdot \Delta = -0.3064 - 0.0882j$$

Optimalni koeficijent refleksije sa strane završne impedanse je

$$\Gamma_{ML} = \frac{B_2 - \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} = 0.15 + j 0.37$$

gde su

$$B_2 = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 = 0.98, \text{ i}$$

$$C_2 = S_{22} - S_{11}^* \cdot \Delta = 0.13 - 0.314j.$$

Koeficijenti refleksije Γ_{MS} i Γ_{ML} su dobijeni na spoju ulaza i izlaza aktivnog elementa pojačavača sa ulaznim i izlaznom mrežom za prilagođenje. Njihova vrednost zavisi od impedansa Z_{MS} i Z_{ML} koje aktivni element vidi na svom ulazu i izlazu. To se može zapisati kao

$$\Gamma_{MS} = \frac{Z_{MS} - Z_0}{Z_{MS} + Z_0}$$

$$\Gamma_{ML} = \frac{Z_{ML} - Z_0}{Z_{ML} + Z_0}$$

Pa su optimalne normalizovane impedanse

$$z_{MS} = \frac{1 + \Gamma_{MS}}{1 - \Gamma_{MS}} = (0.45 + j 0.11)$$

$$z_{ML} = \frac{1 + \Gamma_{ML}}{1 - \Gamma_{ML}} = (0.98 + j 0.86)$$

a čija je prava vrednost impedanse

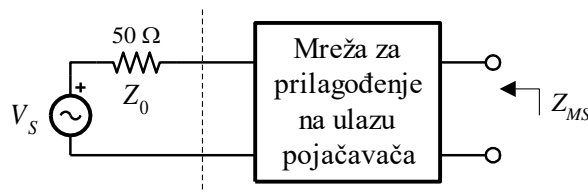
$$Z_{MS} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{MS}}{1 - \Gamma_{MS}} = (22.5 + j 5.5) \Omega$$

$$Z_{ML} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{ML}}{1 - \Gamma_{ML}} = (49 + j 43) \Omega$$

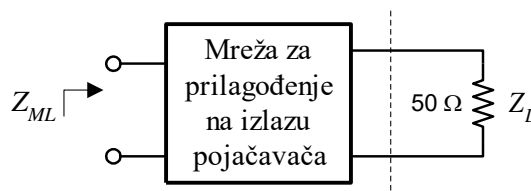
i na osnovu njih se vrši projektovanje mreža za prilagođenje.

6. Mreže za prilagođenje

Ulazna mreža za prilagođenje treba da obezbediti da pri impedansi pobudnog generatora $Z_s = 50 \Omega$ koeficijent refleksije u kolu baze bude $\Gamma_{MS} = (-3675 + j 0.106)$ a impedansa koju „vidi“ baza je $Z_{MS} = (22.5 + j 5.5) \Omega$.



Izlazna mreža za prilagođenje treba da obezbediti da za impedansu potrošača $Z_L = 50 \Omega$ koeficijent refleksije u kolu kolektora bude $\Gamma_{ML} = (0.15 + j 0.37)$ a impedansa koju „vidi“ kolektor je $Z_{ML} = (49 + j 43) \Omega$.



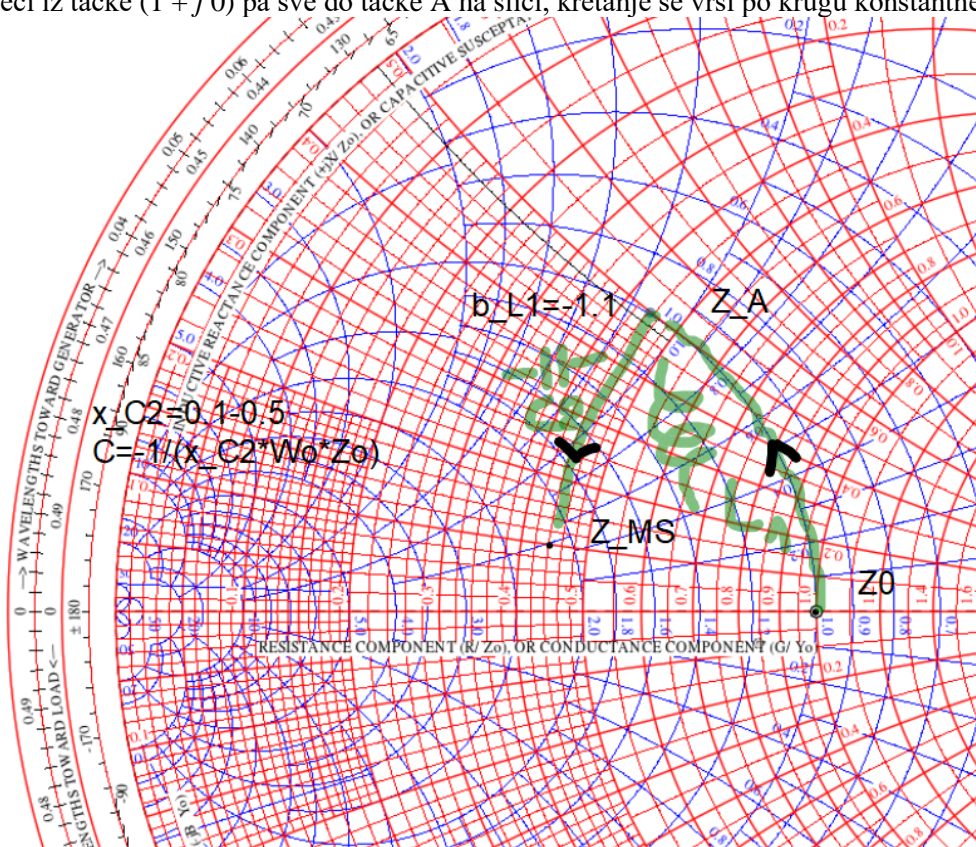
Koristićemo najjednostavnije rešenje u obliku L polučelije i ZY-Smith-ovu kartu da bi projektovali tražena kola za prilagođenje. Pre nego se primeni Smith-ova karta impedanse moraju biti normalizovane:

$$z_{MS} = (0.4538 + j 0.11) \quad \text{i} \quad z_{ML} = (0.974 + j 0.86).$$

Normalizovane vrednosti se obeleže na karti i polazeći iz tačke $(1 + j 0)$ zatvara putanja do z_{MS} i z_{ML} .

Ulazno kolo za prilagođenje

Polazeći iz tačke $(1 + j 0)$ pa sve do tačke A na slici, kretanje se vrši po krugu konstantne



```
% MS Passive Network

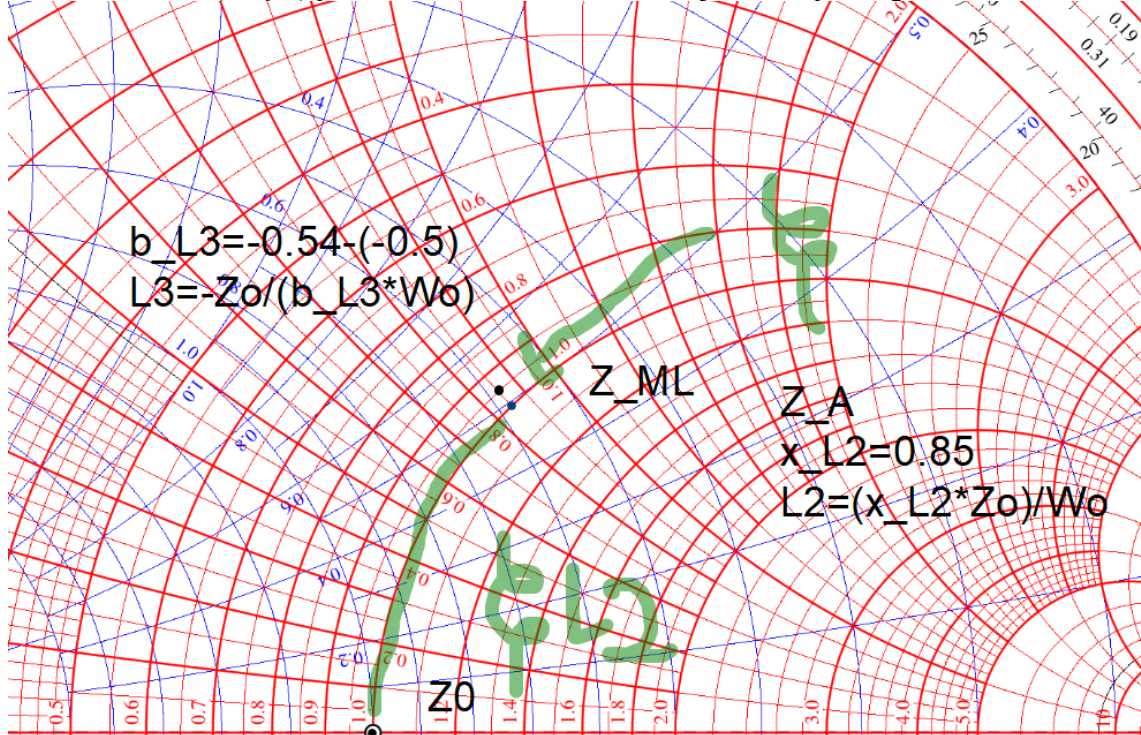
% L1 parallel to Zo
b_L1=-1.1;
L1_MS = -Zo/(Wo*b_L1);

Zo_L1_MS = 50;
Th_L1_MS = atan(L1_MS*Wo/Zo_L1_MS)*180/pi;

% C series to Z_MS
x_C=0.1-0.5;
C=-1/(x_C*Wo*Zo);
```

Izlazno kolo za prilagođenje

Polazeći iz tačke $(1 + j 0)$ pa sve do tačke B na slici, kretanje se vrši po krugu konstantne ...



```
% ML Passive Network

% Series to Zo
x_L2=0.85;
L2=(x_L2*Zo)/Wo;

Zo_L2_ML = 50;
Th_L2_ML = atan(L2*Wo/Zo_L2_ML)*180/pi;
% Parallel to L2
b_L3=-0.54-(-0.5);
L3=-Zo/(b_L3*Wo);

Zo_L3_ML = 50;
Th_L3_ML = atan(L3*Wo/Zo_L3_ML)*180/pi;
```

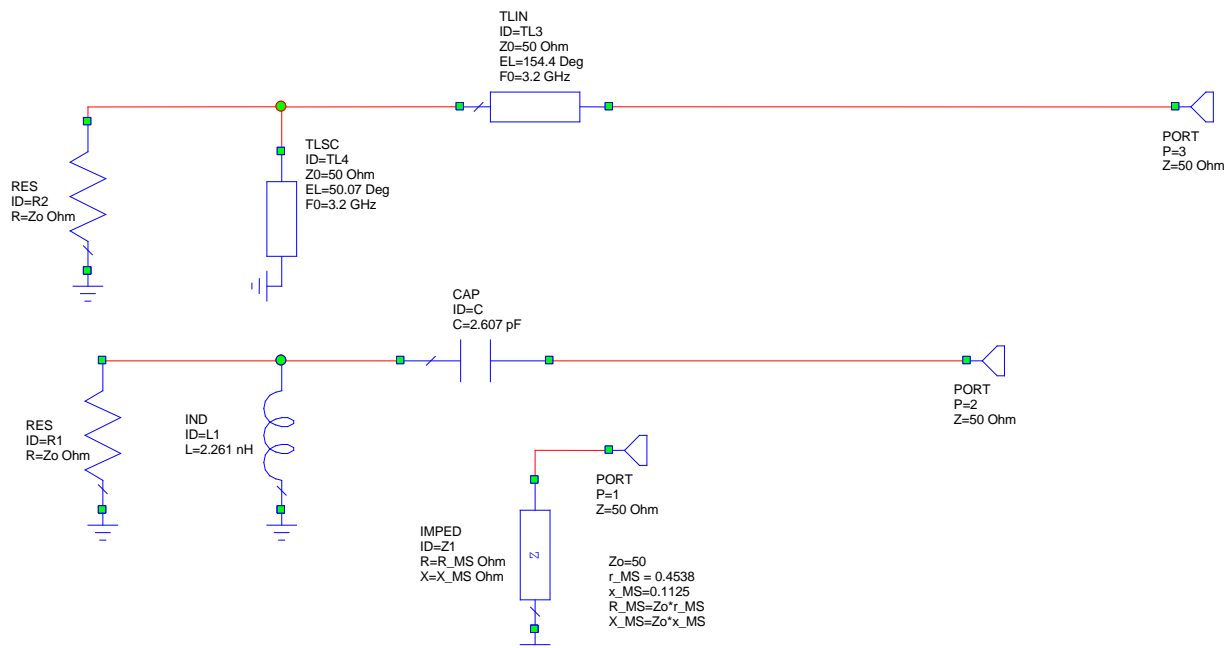
7. Mreže za prilagođenje sa transmisijom linijama

Elementi sa skoncentrisanim parametrima se mogu zameniti vodovima određenih karakteristika. Koriste se otvoreni i kratkospojeni vodovi a potrebne jednačine i postupak su dati u prilogu A na kraju ovog dokumenta.

Ulazno kolo za prilagođenje

Prvo se simulacijom u MWO odredi impedansa (z_{MS}) projektovanog ulaznog kola za prilagođenje sa diskretnim elementima. Rezultat treba prikazati u *Smith*-ovoj karti, naravno, u normalizovanom obliku.

Sada treba dobiti kolo za prilagođenje istih karakteristika ali sa transmisionim linijama. Induktivna reaktansa se obično menja kratkospojenim vodom pa će i ovog puta biti rađeno na taj način a šema predloženog kola je data sa desne strane. Elementi za ovu šemu (TLIN, TLSC,...) postoje u biblioteci MWO u grupi **Transmission Lines > Phase**.

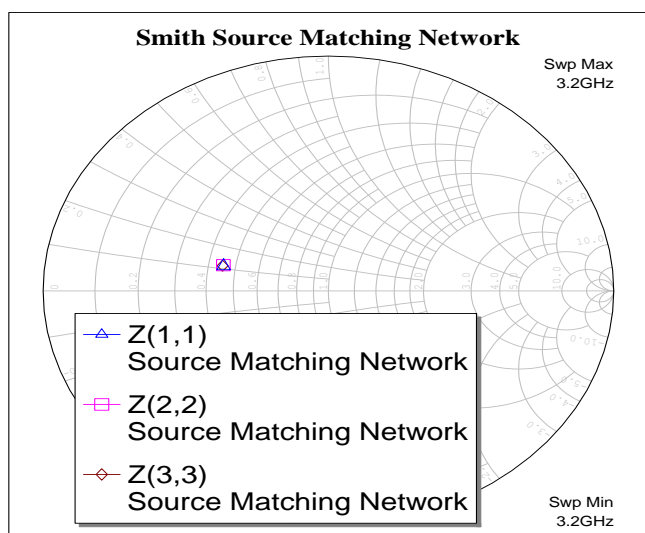


Kalem $L1=2.261\text{nH}$ se menja kratkospojenim vodom **TL4**. Izabere se karakteristična impedansa $Z_{sc1}=50\ \Omega$, a ekvivalentna električna dužina voda u stepenima na frekvenciji 3.2 GHz je:

$$\Theta_{SC1} = \arctan(\omega * L S1) / Z_{SC1} = 50.07^\circ$$

Kondenzator $C=2.607\text{pF}$ se menja kratkospojenim vodom **TL3**. Izabere se karakteristična impedansa $Z_{sc1}=50\ \Omega$, a ekvivalentna električna dužina voda u stepenima na frekvenciji 3.2 GHz je:

$$\Theta_{SC1} = \arctan \omega * C * Z_{SC1} = 154.4^\circ$$



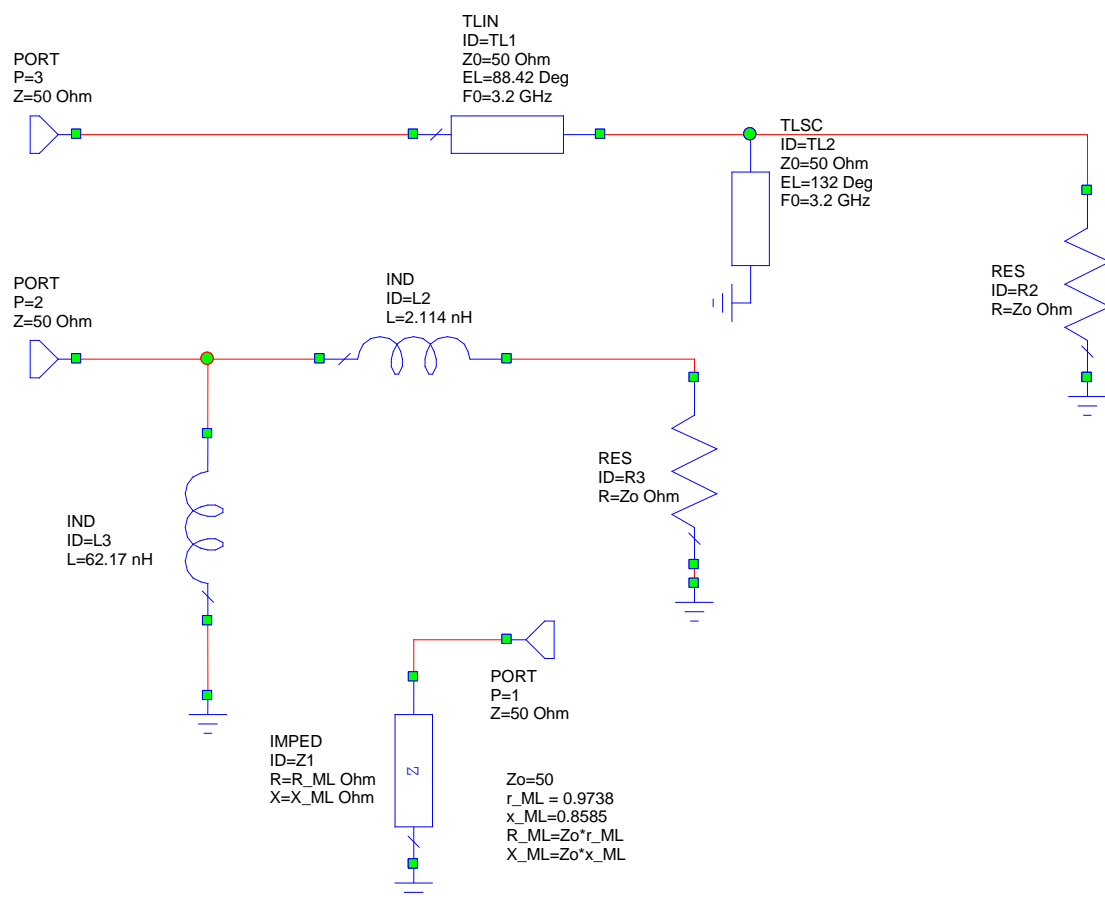
Ovako dobijene vrednosti ekvivalentnih električnih dužina transmisionih linija TL3 i TL4 ipak ne daju kolo istih karakteristika kao kolo sa diskretnim elementima. Odstupanje se javlja zbog transmisione linije TL4 kojom se menja kalem $L1$. TL2 nije kratkospojeni vod već vod sa dva kraja sa odgovarajućim završnim impedansama. Ovo se rešava transformacijom (*Kurode*) o čemu će više reči biti kada se budu radili filteri.

U ovom projektu je dovoljno da **trimovanjem** električnih dužina θ_1 i θ_2 dovesti impedansu z_{MS} na vrednost koju ima i kolo sa diskretnim elementima.

Izlazno kolo za prilagođenje

Prvo se simulacijom u MWO odredi impedansa (z_{ML}) projektovanog izlaznog kola za prilagođenje sa diskretnim elementima. Rezultat treba prikazati u *Smith*-ovoj karti u normalizovanom obliku.

Sada treba dobiti kolo za prilagođenje istih karakteristika ali realizovano sa transmisionim linijama. Induktivna reaktansa se menja kratkospojenim vodom, a kondenzator sa otvorenim vodom. Šema predloženog kola je data sa desne strane. Elementi za ovu šemu (TLIN, TLOC,...) postoje u biblioteci MWO u grupi **Transmission Lines > Phase**.

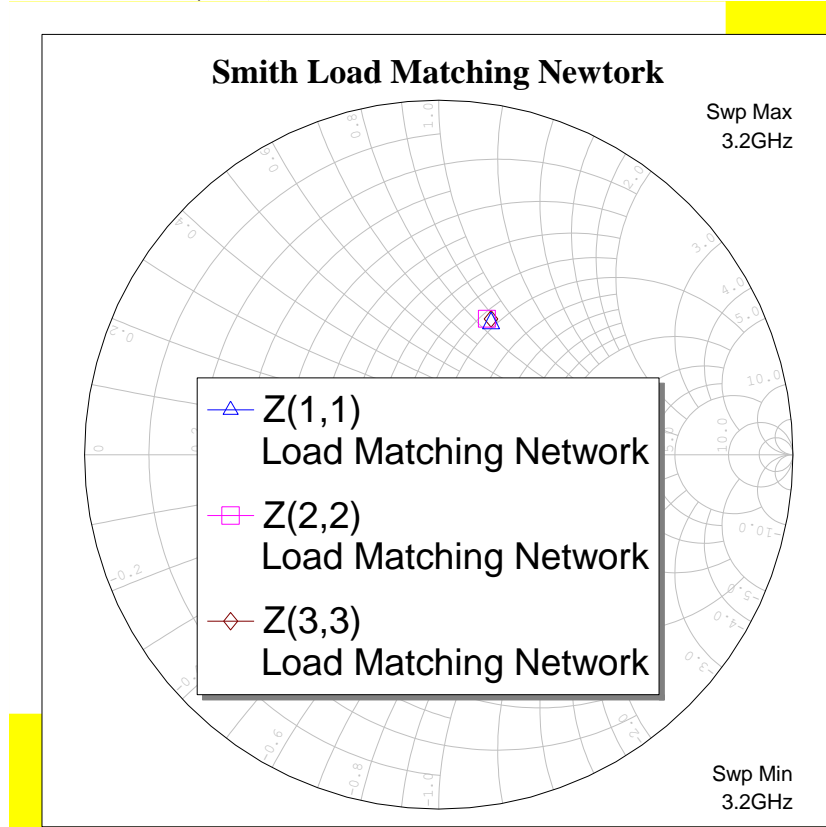


Kalem $L_2=2.14$ nH se menja kratkospojenim vodom TL1. Izabere se karakteristična impedansa $Z_{SC3}=50\Omega$ voda, a ekvivalentna električna dužina voda u stepenima na frekvenciji 3.2 GHz je:

$$\Theta_{SC3} = \arctan(\omega \cdot L_1) / Z_{SC3} = 88.42^\circ$$

Kondenzator $L_3=62.17$ nH se menja otvorenim vodom TL1. Izabere se karakteristična impedansa $Z_{OC1}=50\Omega$ voda, a ekvivalentna električna dužina voda u stepenima na frekvenciji 3.2 GHz je:

$$\Theta_{SC4} = \arctan(\omega \cdot L_3) / Z_{SC1} = 132^\circ$$



Ovako dobijene vrednosti ekvivalentnih električnih dužina transmisionih linija TL1 i TL2 ipak ne daju kolo istih karakteristika kao kolo sa diskretnim elementima. Odstupanje se javlja zbog transmisionih linija TL1 kojom se menja kalem L_2 . TL1 nije kratkospojeni vod, već vod sa dva kraja sa odgovarajućim završnim impedansama.

U ovom projektu je dovoljno da **trimovanjem** električnih dužina θ_3 i θ_1 dovesti impedansu z_{ML} na vrednost koju ima i kolo sa diskretnim elementima.

8. Pojačanje

Kada se u pojačavaču ostvareni optimalni ulazni i izlazni koeficijenti refleksije ($\Gamma_{in} = \Gamma_{MS}^*$ i $\Gamma_{out} = \Gamma_{ML}^*$) tada preneto G_T , dostupno G_A i radno G pojačanje snage imaju istu maksimalnu vrednost G_{max} , koja se računa kao

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_{MS}|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_{MS}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\Gamma_{ML}|^2}{|1 - \Gamma_{out} \cdot \Gamma_{ML}|^2} = 30.36$$

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_{MS}|^2}{|1 - S_{11} \cdot \Gamma_{MS}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{(1 - |\Gamma_{out}|^2)} = 30.36$$

$$G = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \cdot \Gamma_L|^2} = 30.36$$

$$G_T = G_A = G = G_{\max} = \frac{(1 - |\Gamma_{MS}|^2) \cdot |S_{21}|^2 \cdot (1 - |\Gamma_{ML}|^2)}{|(1 - S_{11} \Gamma_{MS}) \cdot (1 - S_{22} \Gamma_{ML}) - S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{MS} \cdot \Gamma_{ML}|^2} = 30.36$$

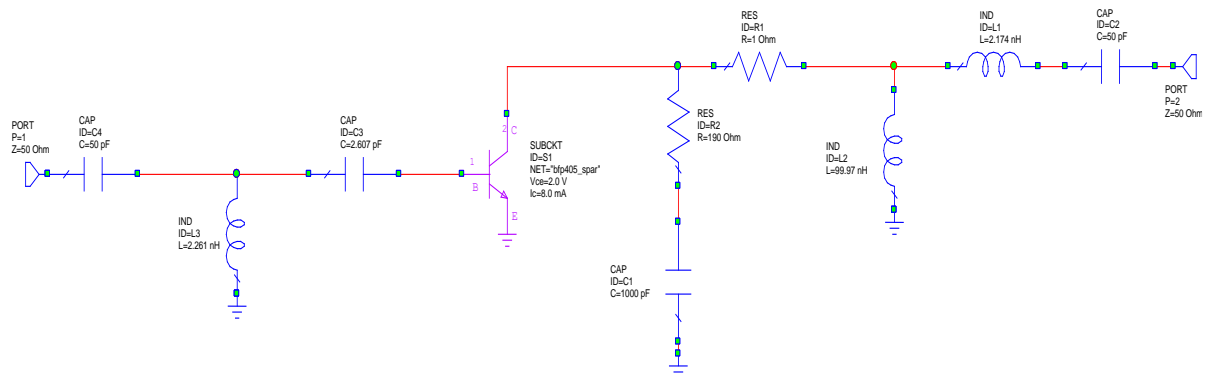
$$G_{\max} [\text{dB}] = 10 \log_{10} G_{\max} = 14.82 \text{ dB}.$$

Verifikacija dobijenih rezultata se vrši linearnom visokofrekventnom simulacijom koja obuhvata:

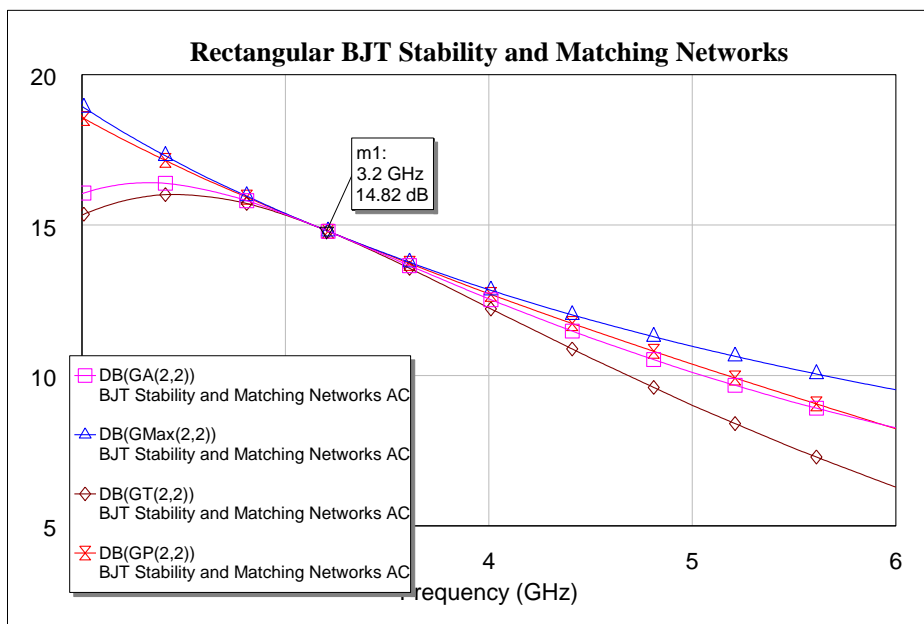
- aktivni element,
- pasivno kolo za stabilizaciju aktivnog elemenata,
- ulazno i izlazno diskretno kolo za prilagođenje.

Simulacijom se mogu odrediti vrednosti sva četiri tipa pojačanja, dodavanjem u dijagram merenja kao

Linear > Gain > ...



Ako je projekat korektno urađen, trebalo bi da se na radnoj frekvenciji 3.2 GHz dobije ista – maksimalna vrednost za sve četiri definicije pojačanja. Sa donje slike se vidi da je ovaj uslov ispunjen.

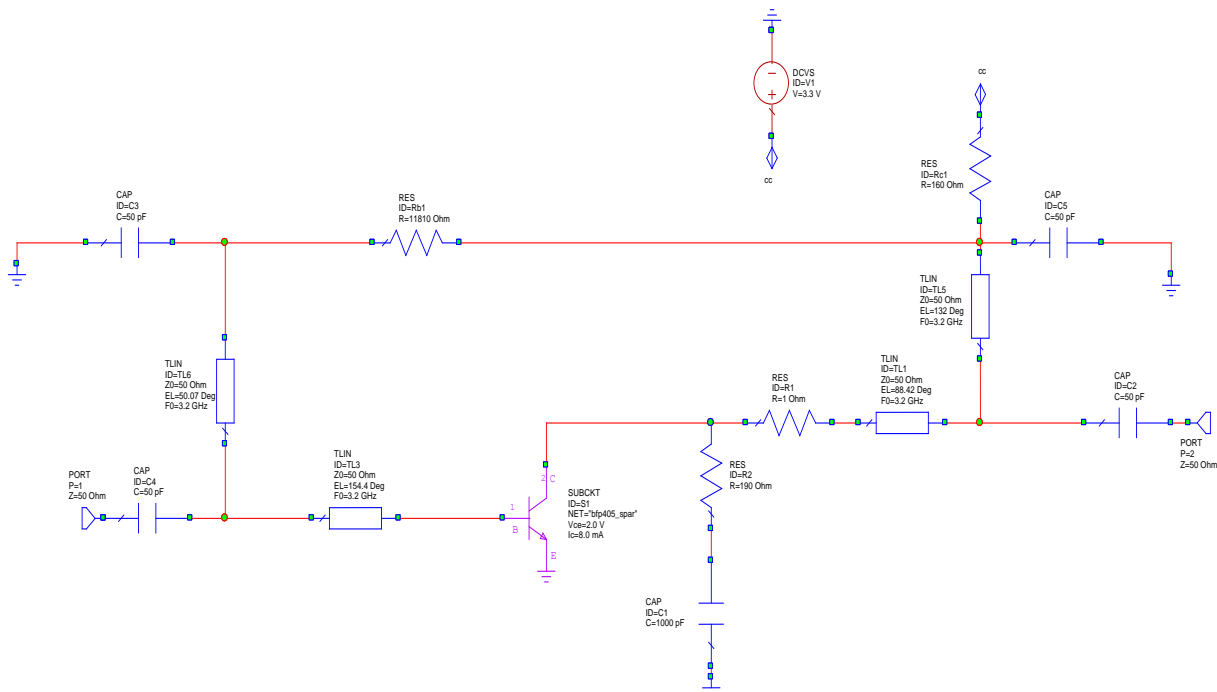


9. Pojačanje sa kolom za polarizaciju

U sledećoj šemi su ulazno i izlazno kolo za prilagođenje realizovani sa transmissionim linijama a dodato je i kolo za jednosmernu polarizaciju aktivnog elementa. Transmisionne linije su, takođe, iskorišćene za razdvajanja visokofrekventnog dela pojačavača od kola za jednosmernu polarizaciju.

U kolektoru je upotrebljen $\lambda/4$ vod TL5, ekvivalentne električne dužine $EL = 90^\circ$ na frekvenciji 3.2 GHz. Ovakav vod imitira paralelno oscilatorno kolo u rezonanci i zato ima veliku impedansu koja ne dozvoljava da visokofrekventni signal gubi u kolu za polarizaciju a istovremeno ne predstavlja prepreku za jednosmernu struju. Drugi kraj transmisionne linije TL1 je preko sprežnog kondenzatora C5 kratkospojen prema masi za visoke frekvencije.

Polarizacija baze se takođe razdvaja od visokofrekventnog dela transmisionom linijom TL6 i sprežnim kondenzatorom C3. Iskorišćen je kratkospojeni vod TL6 koji je deo ulaznog kola za prilagođenje. Gornji kraj TL6 je preko sprežnog kondenzatora C3 kratkospojen prema masi za visoke frekvencije. To omogućava da se polarizaciona struja baze iz otpornika Rb1 poveže sa bazom tranzistora, bez mešanja sa visokofrekventnim delom pojačavača.



Rezultat simulacije pojačavača pokazuje da i posle upotrebe transmisionih linija i spajanja sa kolom za polarizaciju pojačanje ostalo isto, maksimalno.

