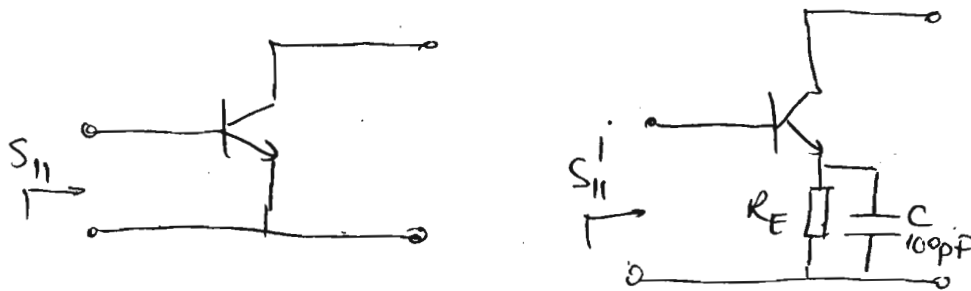


Amplificatoare pentru microunde.

1. Polarizarea tranzistoarelor pentru microunde.

Deoarece polarizarea tranzistoarelor pentru microunde este neglijată în proiectarea amplificatoarelor. Se depune un efort considerabil pentru calcularea / măsurarea parametrilor S , calculul câștigului, a tensiunii și a impedanței, pentru ca în final să se utilizeze aceleși circuite clasice pentru polarizare, degradându-se comportarea la înalte frecvențe.

Polarizarea trebuie făcută în așa fel încât să plasăm tranzistorul în regiunea activă și în zona cu performanțe ridicate, și de asemenea trebuie realizată o stabilizare a punctului static de funcționare în funcție de temperatură. La joasă frecvență acest lucru era asigurat prin prezența unui rezistor în emitor care introduce o reacție negativă în circuit mărind stabilitatea în funcție de temperatură. În domeniul microundelor această metodă nu este utilizabilă deoarece poate duce la instabilitate la joasă frecvență și la apariția oscilațiilor punctului static de funcționare.



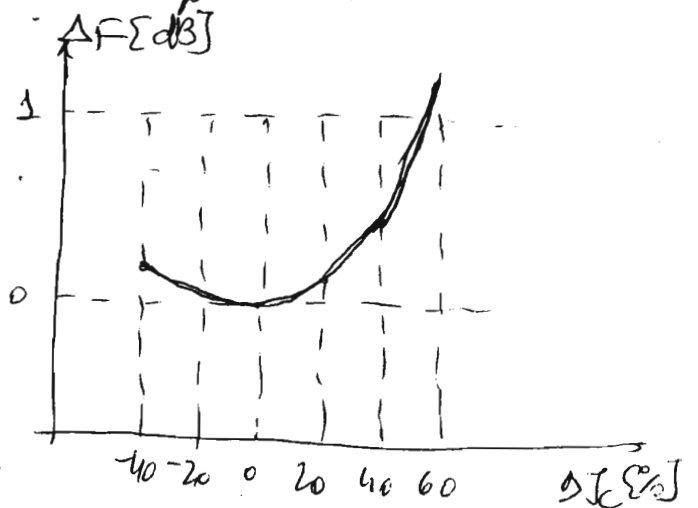
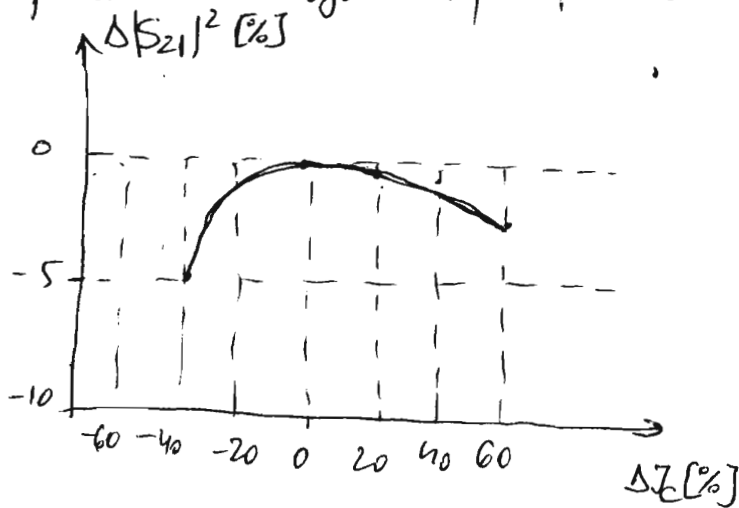
Căscutivă rezistorul la frecvențele de lucru de înalte frecvențe R_E nu mai apare în circuit. În schimb la înalte joasă frecvență se observă o modificare a parametrilor S , în cazul în care condensatorul este ales pentru o comportare bună în banda de lucru.

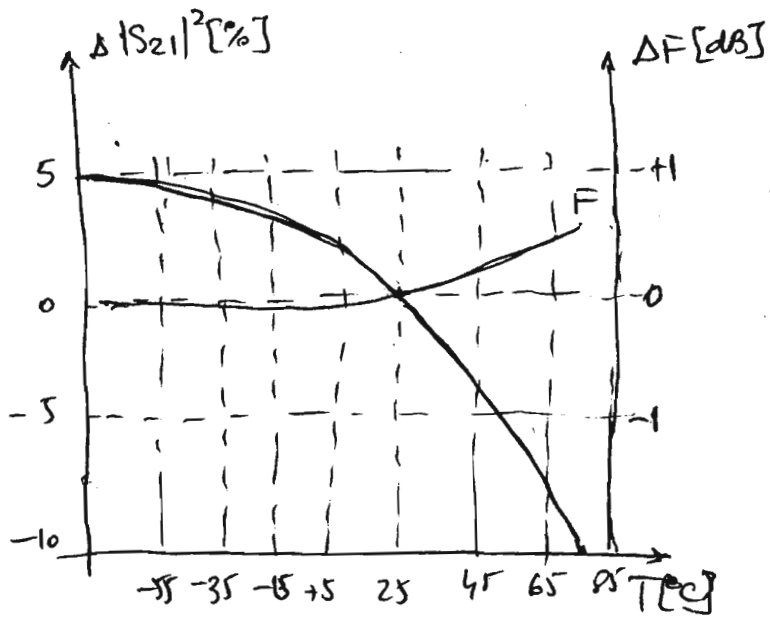
$$S_{11}(4\text{GHz}) = 0.52 \angle 154^\circ \Rightarrow S'_{11}(4\text{GHz}) = 0.52 \angle 154^\circ \text{ nemodificat}$$
$$S_{11}(100\text{MHz}) = 0.901 \angle -14.9^\circ \Rightarrow S'_{11}(100\text{MHz}) = 1.066 \angle -8.5^\circ$$

S_{11} crește ceea ce indică degradarea performanțelor
 $|S_{11}| > 1 \rightarrow$ stabilitate condiționată.

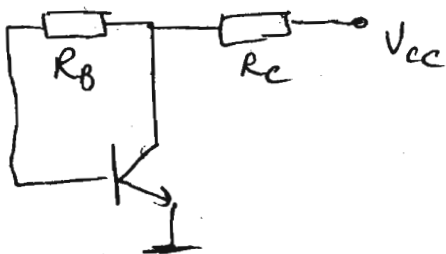
Chiar dacă s-ar putea alege condensatorul pentru a lucra în condiții bune atât la înălțate frecvențe cât și la joasă frecvențe, din cauza impedanței de valoare foarte mică în serie cu emitorul la frecvențe de lucru ar duce la degradarea parametrilor de regonot. Din această cauză, proiectarea circuitelor de microonde cu câștig mare și regonot redus se face cu emitorul conectat la masă și în plus, după ce practic conexiunea trebuie să fie cât mai mică posibil pentru minimizarea reacției negative dintr-un emitor.

Deoarece reacția în curent (percenta R_E) nu mai este posibil de realizat trebuie găsite metode de a stabili punctul static de funcționare în funcție de temperatură și în funcție de abaterile tehnologice ale tranzistoarelor ($\beta \rightarrow$ variația ale I_c)
 În continuare se prezintă variații tipice ale câștigului și ale factorului de regonot, funcție de I_c și temperatură.

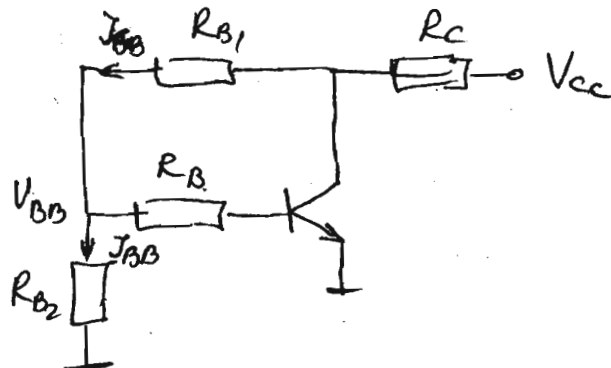




Se poate observa că o variație a curenților de până la 20% nu afectează puternic nici câștigul nici factorul de zgomot. De asemenea din primele două figuri se poate observa o bandă mai lărgă în cazul câștigului decât în cazul factorului de zgomot ceea ce va impune condiții mai stricte amplificatoarelor de zgomot scule. Pentru polarizare se utilizează următoarele scheme tipice.



Polarizare cu reacție negativă în curent



Polarizare cu reacție negativă în tensiune și sursă de curent constant în baza

A doua schemă, cu prețul utilizării mai multor componente, realizează o stabilizare ceva mai bună în funcție de temperatură și variază abaterii tehnologice. În plus componentele se obțin de valori mai mici, mai ușor de obținut la realizarea circuitelor integrate, iar prezenta sursei de curent (R_E) va permite reglarea rapidă a curenților de colector la valoarea dorită (semi-reglabil).

Proiectarea

Se cunosc de obicei o valoare recomandată de producător pentru punctul static de funcționare (egomet minim) I_C, V_{CE} .

Se are în vedere și cunoscut $\beta (h_{FE}) = 50$ (tip), $V_{BE} = 0,7 \div 0,8 V \approx I_C$

În cazul primei scheme.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{I_C}{h_{FE}} ; R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{I_B} ; R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_C + I_B}$$

În cazul schemei cu sursă de curent.

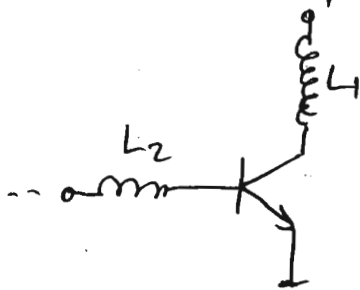
$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$$

Se alege $V_{BB} \approx 2V \Rightarrow R_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{I_B}$

Se alege $I_{BB} \approx 1mA (> 5 \div 10 I_B) \Rightarrow R_{B2} = \frac{V_{BB}}{I_{BB}}$

$$R_{B1} = \frac{V_{CE} - V_{BB}}{I_{BB} + I_B} ; R_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{I_B + I_{BB} + I_C}$$

Separarea circuitului de polarizare în semnal și realizarea prin utilizarea bobinelor amplasate în boza și emitor colector



Bobinele trebuie să prezinte o impedanță mare în banda de lucru în comparație cu impedanțele sursei și sarcinii. Căci de obicei

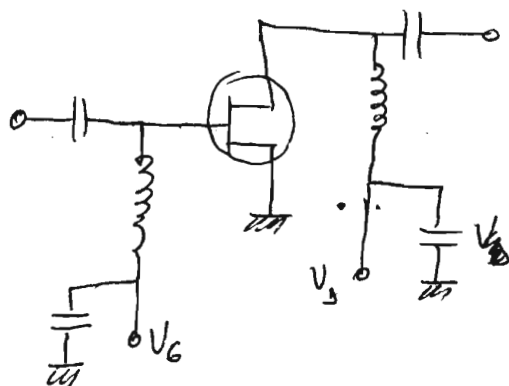
aceste impedanțe sunt de $50 \Omega \Rightarrow$

$$X_{L1} \gg 50 \Omega \text{ și } X_{L2} \gg 50 \Omega \Rightarrow$$

$$\omega_{\min} L_1 > 50 \cdot 100 \Omega = 5k\Omega \Rightarrow L_1 > \frac{5k\Omega}{2\pi f_{\min}}$$

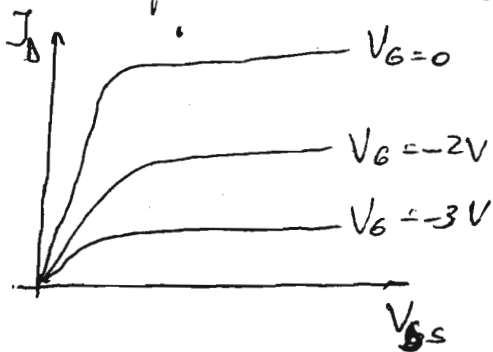
FOAIE MATRICOLĂ

Polarizarea tranzistoarelor cu efect de câmp



$$V_D > 0$$
$$V_G < 0$$

Circuitul de polarizare trebuie adaptat pentru a realiza o anumită ordine de aplicare a tensiunilor de alimentare (1- V_G , 2- V_S)



$$\text{Transconductanță } g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}}$$

Ace valoare maximă pentru $V_G = 0$ dacă se aplică întâi V_S , din cauza amplificării mari, pot apărea oscilații ducând la creșterea

curentului prin TEC și la distrugerea sa.

Proiectarea amplificatoarelor cu tranzistoare

Stabilitatea tranzistoarelor (amplificator)

Pentru a putea utiliza un amplificator cu tranzistor, o importanță deosebită o prezintă stabilitatea circuitului. Deoarece pentru obținerea unui câștig maxim de putere va fi necesar să adaptăm tranzistorul la intrare și la ieșire, rețelele de adaptare nefiind cunoscute și în plus ele vor oferi coeficienți de reflexie variabili cu frecvența. Din această cauză, pentru siguranță, se preferă utilizarea unui tranzistor care să ofere

stabilitate neconditionată în banda de lucru.

Stabilitatea neconditionată se obține dacă tranzistorul ales va fi stabil pentru orice valori ale sarcinii și sursei (coeficienți de reflexie) la o anumită frecvență.

Se poate lucra și în anumite condiții de stabilitate conditionată impunându-se anumite condiții rețelelor de adaptare însă acest lucru este riscant, deoarece mici modificări (abatere tehnologică) pot duce amplificatorul în regiunea de instabilitate.

Este de dorit să obținem stabilitatea neconditionată care, pentru un anumit tranzistor se obține pentru $|S_{11}| < 1$; $|S_{22}| < 1$ și în plus, factorul de stabilitate K

$$K = \frac{1 + |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1.$$

Deci pentru o bandă de frecvențe impusă este necesar să se aleagă un tranzistor potrivit, care să fie stabil neconditionat.

Tema de proiectare.

Se cere a se proiecta un amplificator cu tranzistor care să funcționeze în banda --- GHz. Amplificatorul trebuie să îndeplinească următoarele cerințe:

Câștig în bandă mai mare de --- dB

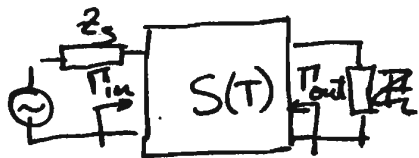
Factorul de undă staționară SWR < --- la intrare și la ieșire.

Factor de zgomot mai mic decât --- dB

Stabilitate condiționată:

Cercuți de stabilitate

Dacă nu se poate alege un tranzistor necondiționat stabil se poate lucra cu un tranzistor condiționat stabil.



$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

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

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{21} S_{12} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S}$$

Stabilitate $|\Gamma_{in}| < 1$, $|\Gamma_{out}| < 1$

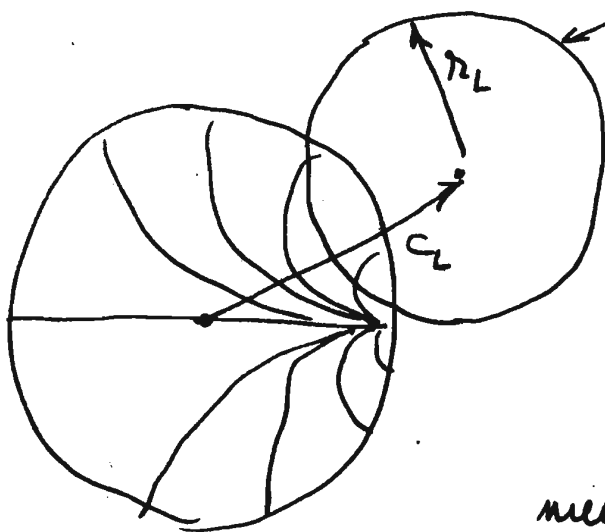
Limite $\Rightarrow |\Gamma_{in}| = 1$ $|\Gamma_{out}| = 1$

$|\Gamma_{in}| = 1 \Rightarrow$ soluțiile pentru Γ_L vor fi pe un cerc:

$$\text{Raza: } r_L = \left| \frac{S_{21} S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right|$$

$$\text{Centru } C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2}$$

$$\text{cu } \Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$$



cerc de stabilitate la intrare

Local geometric al valorilor Γ_L care fac $|\Gamma_{in}| = 1$

Cercul împarte spațiul în 2 regiuni: una stabilă, una instabilă

Diferențiere: Centrul diagramei Smith corespunde impedanței

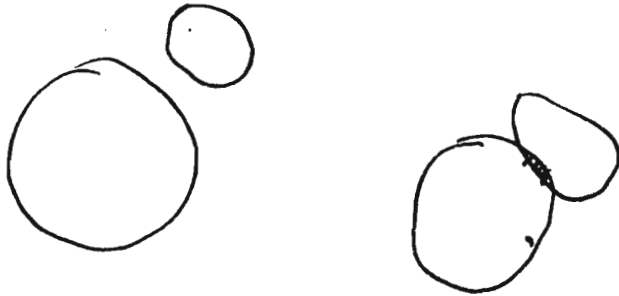
de normalizare: $Z_0 = 50 \Omega \Rightarrow Z_L = Z_0 \Rightarrow \Gamma_L = 0$ (sarcina este adaptată) $\Rightarrow |\Gamma_{in}| = |S_{11}|$

In functie de valoarea lui $|S_{11}| \rightarrow$ acest punct va reprezenta deci un punct de:

- stabilitate $|S_{11}| < 1$
- instabilitate $|S_{11}| > 1$

Se poate face diferențiere între cele două regiuni:

Diocentri



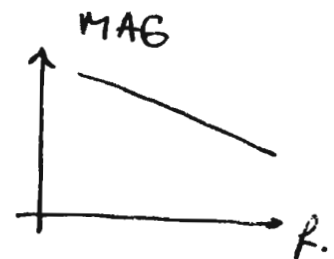
Punct de plecare în centru \rightarrow sferă cât mai departe de zona instabilă.

Simplu: cerc de stabilitate la rezon.

cuadripolul amplificator + blocurile de adaptoare:

Adaptoarea necesară pentru:

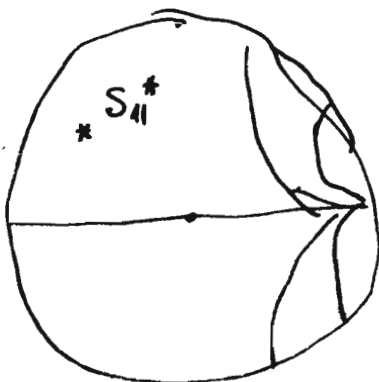
1. Obținerea unui câștig cât mai mare.
2. Aplatizarea câștigului în banda.
3. Îndeplinirea altor condiții (F, VSWR)



$G_{Tmax} = MAG$ câștig maxim disponibil.

Aplatizarea câștigului se face utilizând cercurile de câștig

constat la intrare / serie



$$\Gamma_S = S_{11}^* \Rightarrow G_{Smax}$$

O valoare $G_s < G_{Smax}$ se va obține pentru mai multe puncte pe diagrama Smith (mai mulți factori de reflexie, mai multe rețele de adaptoare)

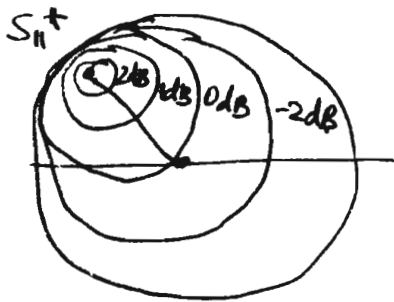
$$r_s = \frac{\sqrt{1 - G_s (1 - |S_{11}|^2)}}{1 + G_s |S_{11}|^2}$$

cercul de câștig constant $\sqrt{G_s}$ la intrare

$$C_s = \frac{G_s \cdot S_{11}^*}{1 + G_s |S_{11}|^2}$$

$G_s = G_{smax} \Rightarrow$ cercul se reduce la un punct (S_{11}^*)

Pentru $G_s < G_{smax}$. centrul cercului se găsește pe segmentul $(0, S_{11}^*)$. \rightarrow familie de cercuri



Cercuri de zgomot constant.

Parametri de zgomot: F_{min} - factor minim de zgomot obținut pentru

R_n = rezistența ~~noastră~~ de zgomot. Γ_{opt}

Γ_{opt} = coeficientul de reflexie optim la intrare (se obține $F = F_{min}$)

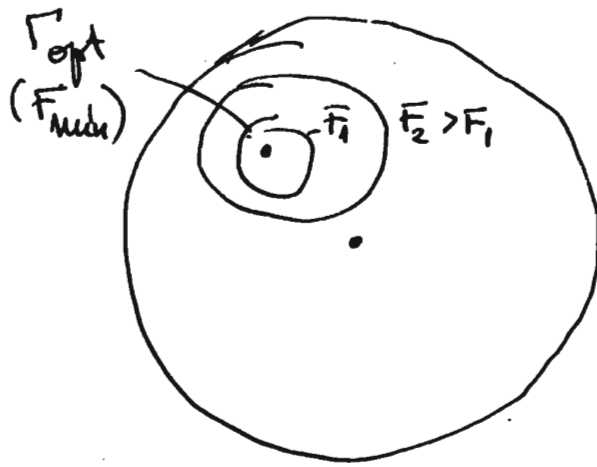
$$r_n = \frac{R_n}{Z_0}$$

Locul geometric $F = \text{constant} \Rightarrow$ un cerc micșină cerc de zgomot constant:

$$C_N = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + N}$$

$$r_N = \frac{\sqrt{N^2 + N(1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{1 + N}$$

$$\text{cu } N = \frac{F - F_{min}}{4 R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2$$



Punctul final se găsește în
interiorul ochiului $F_1 \rightarrow F < F_1$

$$F_T = F_1 + \frac{F_{nuis}}{G_1} + \frac{F_2 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_m}$$