

# CHAPITRE 5

## Circuits actifs

Ce chapitre présente les techniques de base de design de circuits actifs, notamment les amplificateurs. Le chapitre commence avec une introduction au bruit, phénomène très important qui affecte la performance des circuits hyperfréquences. Par la suite, quelques définitions communes aux circuits actifs hyperfréquences, comme la gamme dynamique, le point de compression 1dB, et le point d'interception d'ordre 3 sont présentés.

La deuxième partie du chapitre se concentre sur le design d'un amplificateur, en fonction de critères spécifiques : gain maximum, gain spécifique ou bruit minimale. Une étude de la stabilité des transistors est aussi présentée. Les techniques de base de design, comme la polarisation des transistors, l'amélioration de la stabilité et l'amélioration de la linéarité sont aussi présentées.

### 5.1 Bruit

Le bruit est un effet indésirable qui affecte la performance des circuits hyperfréquences : il réduit l'efficacité d'un système à détecter correctement un signal. Ce bruit provient de plusieurs sources : agitation thermique des électrons, rayonnement cosmique, autres appareils électroniques, etc.

Le concepteur de circuits hyperfréquences doit être conscient du bruit ajouté par le système de mesure. Les éléments d'une chaîne typique de réception d'un système de télécommunication (amplificateur, filtre, oscillateur, mélangeur) ajoutent tous du bruit dans le système. Le plancher de bruit définit la puissance du bruit à l'entrée du système. Le signal minimum détectable doit être de puissance supérieure au plancher de bruit par un facteur appelé le *rapport signal-à-bruit*.

### 5.1.1 Types de bruit

Il existe quelques types commun de bruit, dont les principaux sont :

- Bruit thermique : bruit causé par des vibrations d'atomes ou d'électrons.
- Shot noise : bruit causé par des variations aléatoires des porteurs de charge.
- Flicker noise : bruit causé par des fluctuations dans les conducteurs. Ce bruit est inversement proportionnel à la fréquence ( $1/f$ ).

### 5.1.2 Bruit thermique

Un corps noir (qui n'émet pas de radiation), à une certaine température  $T$ , produit une puissance de bruit donnée par :

$$P_n = kTB \quad (5.1)$$

où  $k = 1.38 \times 10^{-23}$ , la constante de Boltzmann, et  $B$  est la largeur de bande. On définit la *température de bruit* comme la température équivalente d'une composante qui produirait la même quantité de bruit. Le bruit thermique a une densité spectrale constante selon la fréquence (jusqu'à environ 6THz) : c'est un bruit blanc gaussien. Si une composante génère du bruit blanc, on modélise ceci par une source ayant une température de bruit équivalente  $T_e$ ,

$$T_e = \frac{P_s}{kB} \quad (5.2)$$

où  $P_s$  est la puissance du bruit.

Les résistances sont les sources les plus communes de bruit thermique dans un circuit. On modélise le bruit comme une source de tension en série avec la résistance  $R$ , comme à la figure 5.1.

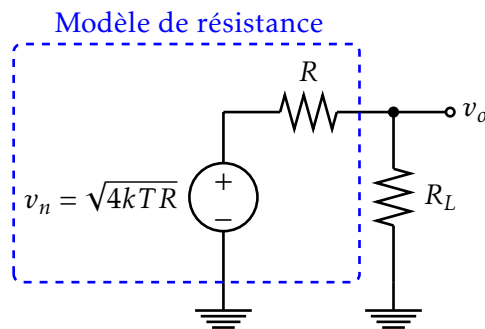


FIGURE 5.1 – Modèle de bruit d'une résistance

Quand la charge  $R_L$  est égale à la résistance  $R$ , il y a transfert maximal de puissance.

La tension de sortie est  $v_o = v_n/2$ , ce qui donne une densité de puissance :

$$P_o = \frac{v_o^2}{R_L} = \frac{v_n^2}{4R_L} = \frac{4kTR}{4R} = kT \text{ [W/Hz]} \quad (5.3)$$

La puissance transmise est indépendante de la valeur de la résistance. Pour obtenir la puissance totale, il faut multiplier par la largeur de bande, ce qui donne :

$$P_o = kTB \quad (5.4)$$

**EXEMPLE 1**

Calculer la puissance de bruit d'un système ayant une largeur de bande de 1Hz à une température de 290K.

À partir de l'équation 5.4,

$$\begin{aligned} P_n &= kTB = (1.38 \times 10^{-23})(290)(1) \\ &= (-228.6 + 24.6 + 0) \text{ dBW/Hz} \\ &= -204.0 \text{ dBW/Hz} \\ &= -174.0 \text{ dBm/Hz} \end{aligned}$$

Ce chiffre (-174 dBm/Hz) représente le plancher de bruit d'un système ayant une largeur de bande de 1Hz.

**EXEMPLE 2**

Calculer la puissance de bruit d'un système ayant une largeur de bande de 200kHz à une température de 290K.

On peut utiliser le résultat de l'exemple précédent :

$$P_f = -174 + 10 \log(200 \times 10^3) = -121 \text{ dBm}$$

On peut maintenant définir le rapport signal-à-bruit. Si un signal a une puissance  $S$ , le rapport signal-à-bruit est :

$$SNR = \frac{S}{\text{plancher de bruit}} \quad (5.5)$$

Si le circuit électronique du système n'ajoute pas de bruit, et que le détecteur nécessite un rapport signal-à-bruit de 0dB, alors le signal minimum détectable est celui dont la puissance est égale au plancher de bruit. Pour l'exemple précédent, un signal de -121dBm sera tout juste détectable par le système.

Cependant, le SNR nécessaire pour détecter correctement un signal est supérieur à 0dB, et il dépend de la modulation utilisée, la largeur de bande du filtre IF, la méthode de détection, etc. Pour un taux d'erreurs de  $10^{-3}$  (BER, *bit error rate*), il faut un SNR d'environ 7dB pour du QPSK, 12dB pour du 16QAM et environ 17dB pour du 64QAM. Si un taux d'erreur plus faible est demandé, le SNR nécessaire augmente (ex : 11dB pour du QPSK avec un BER de  $10^{-6}$ ).

### 5.1.3 Figure de bruit

Le bruit rajouté au système par l'électronique sera ajouté directement au bruit de l'entrée. Le signal minimum détectable sera donc plus élevé à cause du bruit des circuits actifs. Le bruit de l'électronique du circuit est décrit par un facteur de bruit  $F$ , qui est une mesure de la dégradation du SNR dans le système. Dans un système typique, la sortie est :

$$S_o = GS_i \quad (5.6)$$

où  $S_o$  est la puissance du signal à la sortie,  $S_i$  est la puissance du signal à l'entrée, et  $G$  est le gain. Le facteur de bruit est :

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} \quad (5.7)$$

Si on applique la relation de l'équation 5.6, on obtient :

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{S_i/N_i}{(GS_i)/N_o} = \frac{N_o}{GN_i} \quad (5.8)$$

Le facteur de bruit minimal est 1, puisque  $N_o \geq N_i$  ; un circuit électronique ne va jamais réduire le niveau de bruit.

La figure de bruit est :

$$NF = 10 \log_{10} F \quad (5.9)$$

et donc la figure de bruit minimale est 0dB.

Pour des composants à pertes, comme des filtres ou interrupteurs, la figure de bruit est égale à l'atténuation. Par exemple, un filtre ayant une atténuation de 3dB aura une figure de bruit de 3dB.

### 5.1.4 Figure de bruit de systèmes en cascade

Soit des systèmes en cascade, ayant chacun un gain et une figure de bruit, montré à la figure 5.2. On cherche la figure de bruit totale du système.

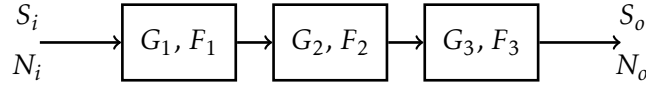


FIGURE 5.2 – Systèmes en cascade avec bruit et gain

La sortie du premier système est :

$$S_{o1} = G_1 S_i \quad (5.10)$$

et le bruit à la sortie du premier système est :

$$N_{o1} = G_1 N_i + N_{1a} \quad (5.11)$$

où  $N_{1a}$  est le bruit rajouté par le premier système.

En appliquant les relations précédentes, le signal de sortie est :

$$S_o = G_1 G_2 G_3 S_i \quad (5.12)$$

et le bruit total à la sortie est :

$$N_o = G_1 G_2 G_3 N_i + G_2 G_3 N_{1a} + G_3 N_{2a} + N_{3a} \quad (5.13)$$

En appliquant la définition du facteur de bruit,

$$F_t = \frac{N_o}{G N_i} = \frac{G_1 G_2 G_3 N_i + G_2 G_3 N_{1a} + G_3 N_{2a} + N_{3a}}{G_1 G_2 G_3 N_i} \quad (5.14)$$

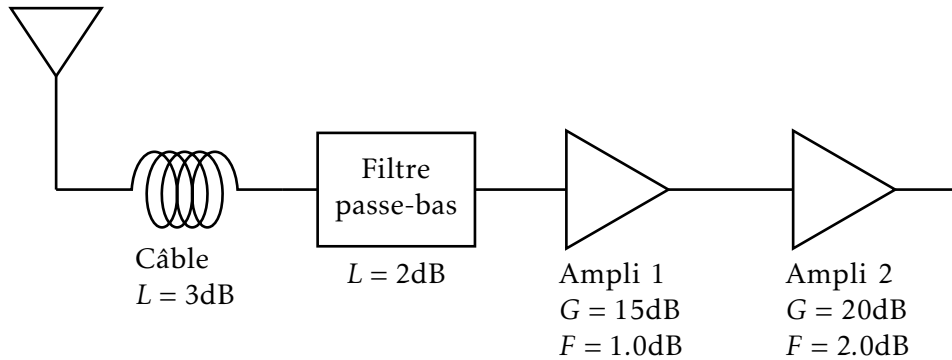
$$= 1 + \frac{N_{1a}}{G_1 N_i} + \frac{N_{2a}}{G_1 G_2 N_i} + \frac{N_{3a}}{G_1 G_2 G_3 N_i} \quad (5.15)$$

$$= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (5.16)$$

Selon l'équation 5.16, le premier composant d'un système est très important. Le premier composant du système est celui qui a le plus d'impact sur la figure de bruit totale du système. Pour cette raison, un amplificateur à faible bruit est typiquement le premier élément du système.

EXEMPLE 3

Calculer la figure de bruit du circuit suivant.



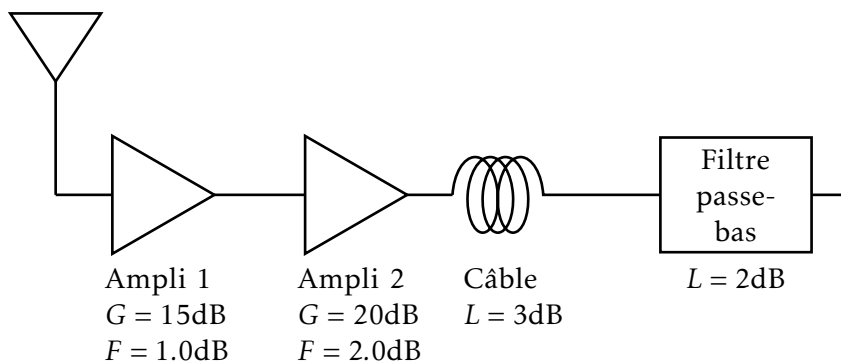
Pour les composants à pertes, on suppose que  $F = L$ . La figure de bruit totale est :

$$F_t = 2.0 + \frac{1.58 - 1}{0.5} + \frac{1.26 - 1}{(0.5)(0.63)} + \frac{1.58 - 1}{(0.5)(0.63)(31.6)}$$

$$= 4.04 = 6.06 \text{ dB}$$

EXEMPLE 4

On reprend le même système que l'exemple précédent, mais dans une configuration différente.



La figure de bruit totale est :

$$F_t = 1.26 + \frac{1.58 - 1}{31.6} + \frac{2.0 - 1}{(31.6)(100)} + \frac{1.58 - 1}{(31.6)(100)(0.5)}$$

$$= 1.28 = 1.07 \text{ dB}$$

La figure de bruit de ce système, avec les mêmes composantes, est bien plus faible. La raison est qu'un amplificateur faible bruit a été placé en premier dans le système : il possède un bon gain et une figure de bruit très faible.

## 5.2 Paramètres des systèmes

Cette section donne quelques définitions pour les paramètres communs aux amplificateurs et circuits hyperfréquences en général, comme la gamme dynamique et le point d'interception d'ordre 3.

### 5.2.1 Gamme dynamique

Les systèmes réels ne sont pas toujours linéaires : ils sont seulement linéaires pour une gamme d'entrées. Par exemple, un amplificateur a un gain de 10dB : pour une entrée de -15dBm, la sortie sera -5dBm. Mais pour une entrée de +15dBm, la sortie ne sera pas nécessairement +25dBm. Il y a saturation à la sortie. À un moment donné, l'amplificateur ne peut plus fournir la puissance de sortie demandée. La *gamme dynamique* est la plage d'entrées où la sortie est proportionnelle à l'entrée.

Par définition, le point où l'amplificateur cesse de fonctionner de façon linéaire est le point où il y a 1dB de différence entre la sortie réelle et la sortie théorique : c'est le point de compression 1dB,  $P_{1dB}$ . La figure 5.3 montre une courbe typique d'un amplificateur.

Le signal minimum détectable (MDS), est donné par :

$$MDS = P_f + F + SNR_{min} \quad (5.17)$$

où  $P_f$  est le plancher de bruit. La gamme dynamique est :

$$P_{1dB} - MDS \quad (5.18)$$

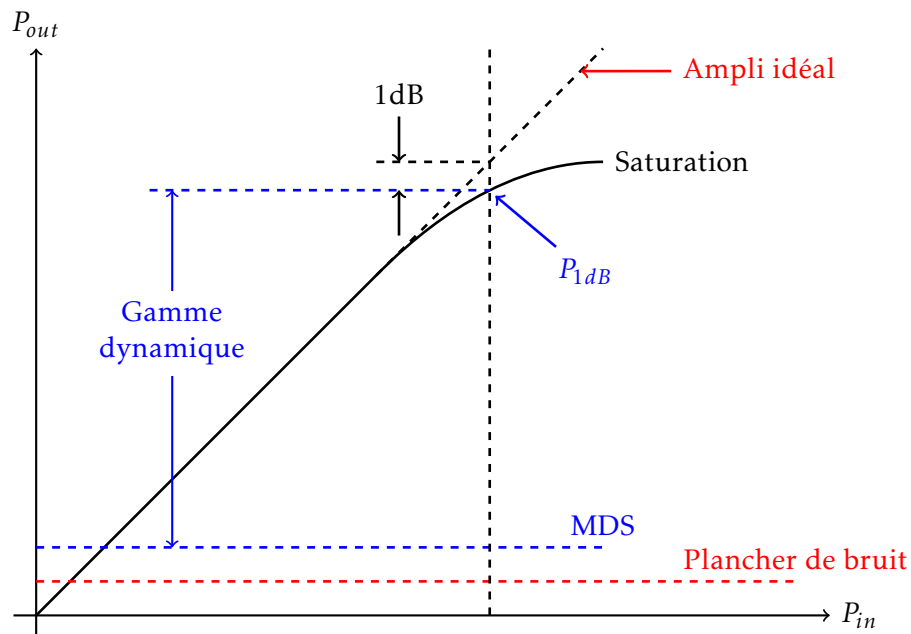


FIGURE 5.3 – Compression typique d’un amplificateur à faible bruit

### 5.2.2 Distorsion d’intermodulation

Une autre façon de mesurer la linéarité d’un amplificateur est de mesurer la distorsion d’un signal. La distorsion d’intermodulation est une mesure de l’effet des harmoniques dans un système. Typiquement, on utilise le *point d’intermodulation d’ordre 3* (IP3) pour mesurer la distorsion. C’est la puissance à laquelle la fondamentale et les produits d’ordre 3 sont égaux.

De façon générale, les harmoniques croissent selon leur ordre : pour 1dB d’augmentation de la fondamentale, les produits de 2e ordre augmentent de 2dB, les produits de 3e ordre de 3dB, etc. Il ne faut pas opérer un système à une puissance trop élevée : les harmoniques risquent de dominer et causer de la distorsion du signal.

Si deux signaux de fréquence similaire  $f_1$  et  $f_2$  sont appliqués à un système, il y aura modulation : des composantes apparaîtront à DC,  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $2f_1$ ,  $2f_2$ ,  $2f_1 - f_2$ ,  $2f_2 - f_1$ , etc. Les composants à  $2f_1 - f_2$  et  $2f_2 - f_1$  sont très près de la fondamentale et ne peuvent pas être filtrés. On utilise ces composants pour déterminer le IP3. Un exemple est montré à la figure 5.4.

On peut calculer les points d’interception selon la figure 5.4, avec un peu de géométrie. Le point d’intersection des courbes de la fondamentale et de la courbe des produits d’ordre 3 est le IIP3 (ou le OIP3). On obtient la relation suivante :

$$IIP3 = P_1 + 0.5(P_1 - P_3) \quad (5.19)$$



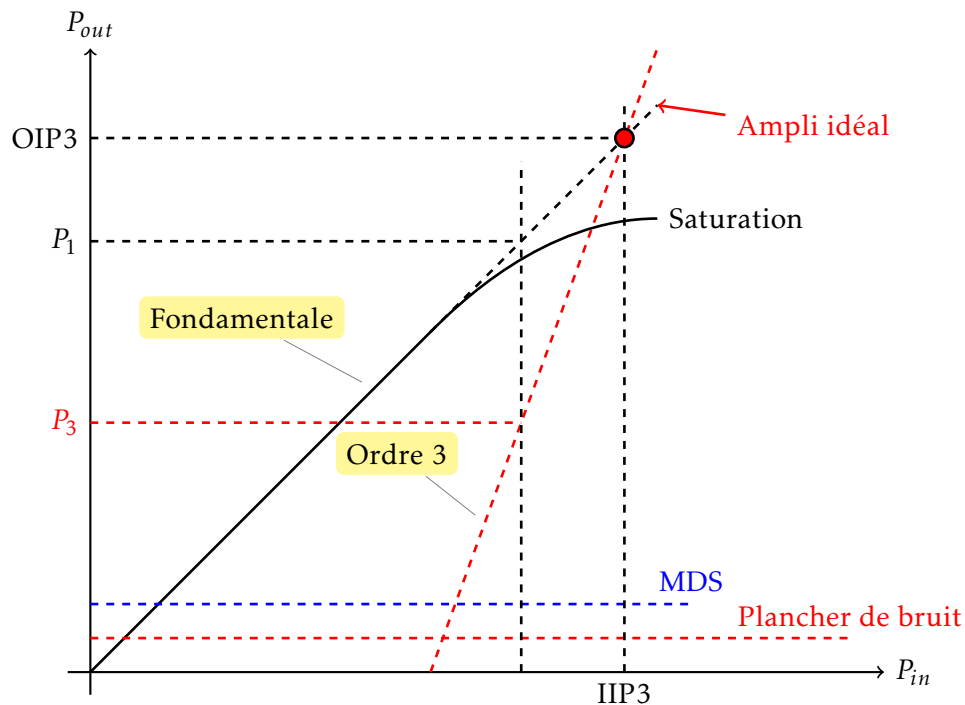


FIGURE 5.4 – Produits d’intermodulation

et pour le point d’interception à la sortie :

$$OIP3 = IIP3 + G \quad (5.20)$$

où  $G$  est le gain de l’amplificateur.

On peut aussi démontrer que le point de compression 1dB est relié au IIP3 par l’équation suivante :

$$P_{1dB} = IIP3 - 9.66 \text{ [en dB]} \quad (5.21)$$

De façon pratique, pour mesurer le IIP3, on applique deux signaux à l’entrée d’un amplificateur qui sont très près l’un de l’autre, séparés de 1% ou moins. Comme exemple, pour une entrée à 1GHz, on utiliserait deux signaux, l’un à 1GHz, et l’autre à 1.01GHz (ou même 1.005GHz).

**EXEMPLE 5**

Soit un amplificateur à 2GHz ayant un gain de 10dB. On applique 2 signaux de puissance égale à l’entrée : un à 2.0GHz, et l’autre à 2.01GHz. À la sortie, on mesure 4 fréquences : 1.99GHz (-70dBm), 2.0GHz (-20dBm), 2.01GHz (-20dBm) et 2.02GHz (-70dBm). Calculer IIP3 et  $P_{1dB}$ .

Les 2 signaux utiles sont ceux à 1.99GHz et 2.02GHz ( $2f_1 - f_2 = 1.99\text{GHz}$  et  $2f_2 - f_1 =$

2.02GHz).

Alors,

$$P_1 = P_o - G = -20 - 10 = -30 \text{ dBm}$$

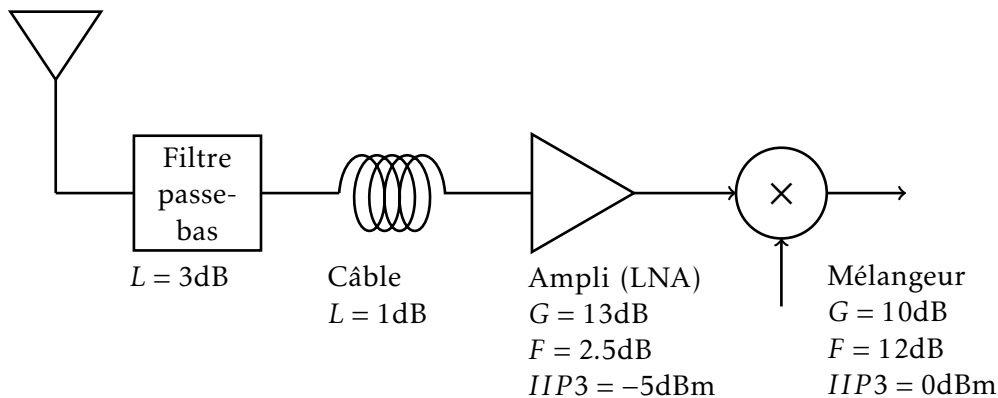
$$IIP3 = P_1 + 0.5(P_1 - P_3) = -30 + 0.5(-20 + 70) = -5 \text{ dBm}$$

$$P_{1dB} = IIP3 - 9.66 = -14.66 \text{ dBm}$$

Pour calculer le IIP3 d'un système complet, il faut transformer le IIP3 de chaque composant en le ramenant à une valeur à l'entrée. Il faut ajouter les pertes à la valeurs du IIP3, et soustraire les gains. La valeur IIP3 la plus faible est le IIP3 du système.

**EXEMPLE 6**

Calculer le IIP3 du systeme suivant.



On ramène le IIP3 à l'entrée du système :

- IIP3 du LNA à l'entrée est :  $-5 + 1 + 3 = -1 \text{ dBm}$
- IIP3 du mélangeur à l'entrée est :  $0 - 13 + 1 + 3 = -9 \text{ dBm}$

La valeur la plus faible est -9dBm, et donc le IIP3 du système est -9dBm.

### 5.3 Transistors hyperfréquences

Les premiers amplificateurs hyperfréquences utilisaient des tubes ou des klystrons. Maintenant, les télécommunications sont basées sur des circuits intégrés, dont les amplificateurs à base de transistors. Les transistors les plus populaires : FET sur GaAs, transistors bipolaires, ou HEMT (transistors à haute mobilité d'électrons). On peut se servir

de transistors pour amplifier des signaux jusqu'à environ 10GHz (bipolaire) et 100GHz (FET). On a même réussi à faire opérer un FET à 1THz (mars 2004).

Dans l'analyse de circuits à transistors, on utilise les paramètres S au lieu de considérer le comportement physique. On verra rapidement les modèles des différents transistors, mais la partie importante est les paramètres S. Généralement, les paramètres S des transistors sont mesurés, plutôt qu'obtenus par modélisation. Les manufacturiers vont fabriquer plusieurs transistors, puis mesurer les paramètres S et en faire la moyenne.

Le tableau 5.1 montre des exemples de différents types transistors, avec le gain typique et la figure de bruit minimale typique.

TABLEAU 5.1 – Performance de transistors hyperfréquences

$f$ GHz	FET GaAs		HEMT GaAs		Bipolaire Si		HBT GaAs	
	Gain	$F_{min}$	Gain	$F_{min}$	Gain	$F_{min}$	Gain	$F_{min}$
4	20	0.5	–	–	15	2.5	–	–
8	16	0.7	–	–	9	4.5	–	–
12	12	1.0	22	0.5	6	8.0	20	4.0
18	8	1.2	16	0.9	–	–	16	–
36	–	–	12	1.7	–	–	10	–
60	–	–	8	2.6	–	–	7	–

### 5.3.1 Modèle FET

Le transistor à effet de champ (FET) est le type de transistor le plus utilisé dans les circuits actifs hyperfréquences. Plusieurs modifications ont été effectuées à la structure de base du FET, notamment les transistors à haute mobilité d'électrons (HEMT), le transistor pseudomorphique (pHEMT) et le transistor métamorphique (mHEMT).

Le modèle typique d'un FET est donné à la figure 5.5. Le gain est représenté par une source de courant contrôlée par la tension d'entrée  $V_{gs}$ .

Les paramètres typiques du modèle sont donnés dans le tableau 5.2. Ces paramètres varient d'un processus de fabrication à l'autre. Il faut toujours vérifier les paramètres dans le manuel de design de la fonderie.

TABLEAU 5.2 – Paramètres standard des parasites d'un FET

$R_i$	7 $\Omega$	$C_{ds}$	0.12pF
$R_{ds}$	400 $\Omega$	$C_{gd}$	0.01pF
$g_m$	40mS	$C_{gs}$	0.3pF

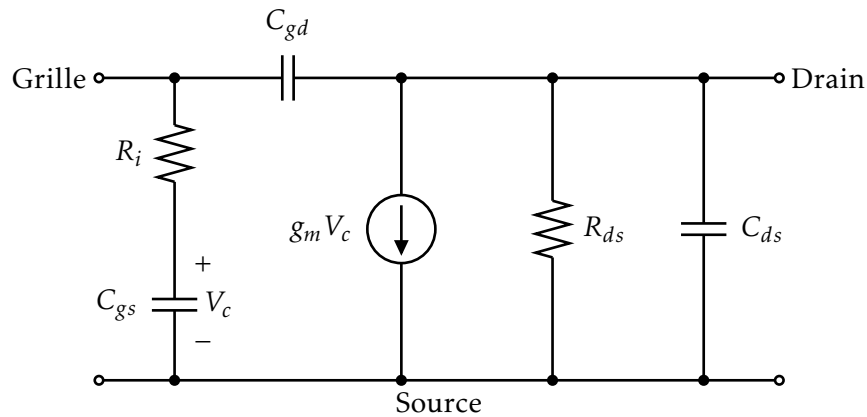


FIGURE 5.5 – Modèle hyperfréquence simplifié d'un FET

La capacitance  $C_{gd}$  est typiquement très faible pour un FET. C'est le seul paramètre du modèle qui détermine  $S_{12}$ . Si on ignore  $C_{gd}$ , alors  $S_{12} = 0$ , et le transistor est dit *unilatéral*.

La fréquence à laquelle le gain en courant du transistor est 1 (ou 0dB) est la fréquence de transition,  $f_T$ . Pour le modèle montré, si on considère le cas unilatéral, le gain en courant est :

$$G_i = \left| \frac{I_D}{I_G} \right| = \left| \frac{g_m V_c}{I_G} \right| = \left| \frac{g_m}{\omega C_{gs}} \right| \quad (5.22)$$

puisque  $|V_c/I_G| = |Z_{G_{gs}}| = 1/\omega C_{gs}$ . La fréquence à laquelle ce gain est 1 :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_{gs}} \quad (5.23)$$

### 5.3.2 Transistor bipolaire

Le modèle typique d'un transistor bipolaire est montré à la figure 5.6. Le modèle est différent de celui du FET. Les valeurs standards des parasites sont données au tableau 5.3. Le condensateur  $C_c$  est trop élevé pour que le transistor soit considéré unilatéral.

TABLEAU 5.3 – Paramètres standard des parasites d'un transistor bipolaire

$R_b$	7Ω	$C_\pi$	18pF
$R_\pi$	110Ω	$C_c$	18pF
$g_m$	900mS		

La fréquence de transition pour le transistor bipolaire est :

$$f_T = \frac{g_m}{2\pi C_\pi} \quad (5.24)$$

Puisque  $g_m$  est élevé, ce transistor donne un gain élevé à basse fréquences. Mais à cause des valeurs élevées des parasites, le gain devient faible à hautes fréquences.

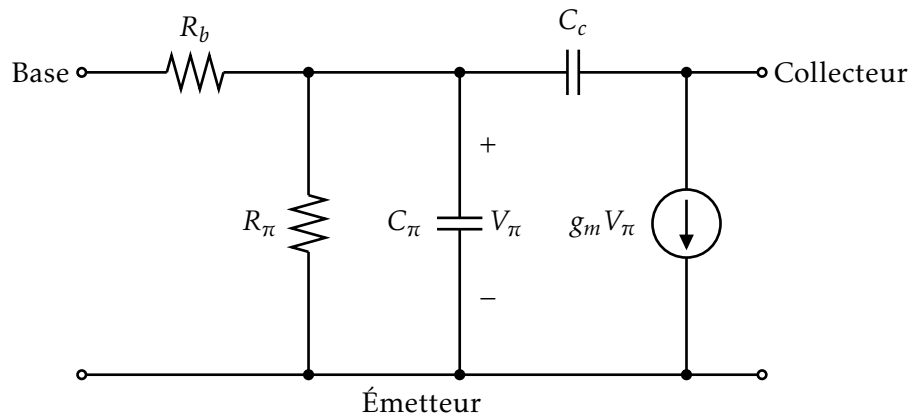


FIGURE 5.6 – Modèle hyperfréquence simplifié d'un transistor bipolaire

## 5.4 Gain d'un système à 2 ports

Cette section sert à développer les différentes équations nécessaires pour le design d'un amplificateur, en fonction des paramètres S du transistor. Soit le circuit à 2 ports général de la figure 5.7.

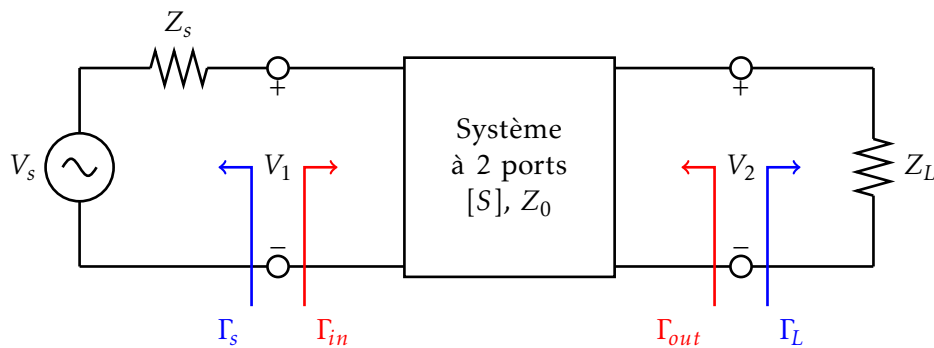


FIGURE 5.7 – Réseau à 2 ports général avec impédances de source et de charge

On peut définir trois gains en puissance pour le circuit de la figure 5.7.

- Gain  $G = P_L/P_{in}$  : rapport entre la puissance dissipée dans la charge et la puissance délivrée à l'entrée du réseau.
- Gain disponible  $G_A = P_{avn}/P_{avs}$  : rapport entre la puissance disponible du réseau sur la puissance disponible à la source.
- Gain transducteur  $G_T = P_L/P_{avs}$  : rapport entre la puissance disponible à la charge sur la puissance disponible à la source.

La différence entre ces gains dépend du type d'adaptation entre la charge et la source. Le gain maximum se produit lorsque la source et la charge sont adaptées ; dans ce cas,  $G = G_T = G_A$ .

### 5.4.1 Gains de l'amplificateur

Selon le circuit de la figure 5.7, le coefficient de réflexion en regardant vers la charge est :

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (5.25)$$

et le coefficient de réflexion en regardant vers la source est :

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (5.26)$$

De façon générale, l'impédance d'entrée  $Z_{in}$  du circuit 2 ports ne sera pas adaptée, et le coefficient de réflexion  $\Gamma_{in}$  sera non nul. On peut calculer  $\Gamma_{in}$  à l'aide des paramètres S du transistor, en utilisant la relation  $V_2^+ = \Gamma_L V_2^-$ ,

$$V_1^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} V_2^+ = S_{11} V_1^+ + S_{12} \Gamma_L V_2^- \quad (5.27)$$

$$V_2^- = S_{21} V_1^+ + S_{22} V_2^+ = S_{21} V_1^+ + S_{22} \Gamma_L V_2^- \quad (5.28)$$

En éliminant  $V_2^-$  de l'équation, et en résolvant le système d'équations pour  $V_1^-/V_1^+$ , on obtient :

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22} \Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (5.29)$$

où  $Z_{in}$  est l'impédance vue en regardant dans le port 1 du système. De la même façon, le coefficient de réflexion obtenu en regardant dans le port 2 est :

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11} \Gamma_S} \quad (5.30)$$

### Gain en puissance

Pour calculer le gain, il faut calculer le rapport  $P_L/P_{in}$ . La tension à l'entrée du système est obtenue par diviseur de tension :

$$V_1 = \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_s} V_s = V_1^+ + V_1^- = V_1^+ (1 + \Gamma_{in}) \quad (5.31)$$

À l'aide de l'équation 5.29, on obtient :

$$V_1^+ = \frac{V_s}{2} \frac{1 - \Gamma_S}{1 - \Gamma_S \Gamma_{in}} \quad (5.32)$$

En supposant des valeurs maximales pour les sources (et non des valeurs rms), la puissance moyenne fournie au réseau est :

$$P_{in} = \frac{1}{2Z_0} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (5.33)$$

La puissance fournie à la charge est :

$$P_L = \frac{1}{2Z_0} |V_2^-|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (5.34)$$

ce qui peut être modifié, à l'aide de l'équation 5.28, à :

$$P_L = \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (5.35)$$

Le gain en puissance est donc :

$$G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2) |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.36)$$

### Gain disponible

La puissance disponible de la source,  $P_{avs}$ , est la puissance maximale qui peut être fournie au réseau. Ce transfert maximal a lieu lorsque l'impédance d'entrée du réseau est le conjugué de l'impédance de la source, soit  $Z_{in} = Z_s^*$ . On obtient alors,

$$P_{avs} = P_{in} \Big|_{\Gamma_{in}=\Gamma_s^*} = \frac{|V_S|^2 |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_0 |1 - \Gamma_S|^2} \quad (5.37)$$

La puissance disponible du réseau,  $P_{avn}$ , est la puissance maximale qui peut être fournie à la charge. On obtient, après quelques manipulations mathématiques, l'équation suivante :

$$P_{avn} = P_L \Big|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_0 |1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (5.38)$$

Ces calculs illustrent que les puissances sont fonction de  $V_s$ , qui est indépendant des impédances de source ou de charge. On peut alors calculer le gain disponible :

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (5.39)$$

### Gain transducteur

Le gain transducteur est donné par :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S\Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.40)$$

Un cas spécial a lieu lorsque l'entrée et la sortie sont adaptées pour obtenir aucune réflexion ( $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ ). Dans ce cas, le gain du transducteur est :

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad (5.41)$$

Un autre cas spécial se produit lorsque le transistor est unilatéral ( $S_{12} = 0$ ). Dans ce cas,  $\Gamma_{in} = S_{11}$ , et on obtient :

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.42)$$

## 5.4.2 Gain d'un amplificateur à 1 étage

Un amplificateur à transistor typique peut être représenté par le circuit de la figure 5.8, où un réseau d'adaptation est utilisé à l'entrée et à la sortie.

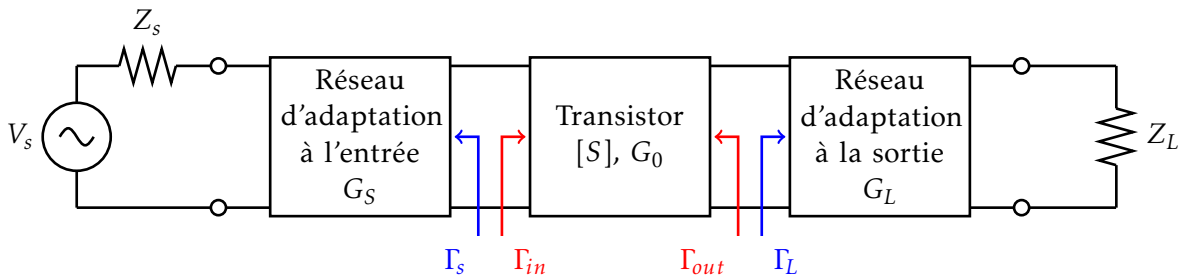


FIGURE 5.8 – Circuit général d'un amplificateur à 1 étage

Le gain qui représente mieux ce circuit est le gain transducteur, de l'équation 5.40. On peut séparer ce gain en trois composantes : un gain pour le circuit d'adaptation à la source,  $G_S$  ; le gain du transistor  $G_0$  ; et le gain du réseau d'adaptation à la sortie,  $G_L$ .

$$G_S = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad (5.43)$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad (5.44)$$

$$G_L = \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (5.45)$$

Si le transistor est unilatéral,  $\Gamma_{in} = S_{11}$  et  $\Gamma_{out} = S_{22}$  dans les équations précédentes.



## 5.5 Stabilité

On ne peut pas analyser l'amplificateur et ses réseaux d'adaptation séparément. Des réflexions à l'entrée peuvent être amplifiées et réfléchies à nouveau vers l'entrée, ce qui produirait  $S_{11} > 1$  : le circuit oscille. Pour certaines combinaisons de charge,  $S_{12}$  et  $S_{21}$ , l'amplificateur peut osciller tout seul. Un circuit instable veut dire que l'impédance d'entrée ou de charge a une partie réelle négative :  $|\Gamma_{in}| > 1$  ou  $|\Gamma_{out}| > 1$ .

La stabilité d'un amplificateur dépend généralement de la fréquence, puisque les impédances des circuits d'adaptation dépendent de la fréquence. Il est donc possible qu'un amplificateur soit stable à la fréquence de design, mais instable à d'autres fréquences. Il faut donc bien faire le design de l'amplificateur pour éviter les oscillations à des fréquences autres que celles de design. En pratique, il peut être difficile d'assurer la stabilité à toutes les fréquences : on doit s'assurer qu'il soit impossible que la combinaison de charges qui rendent le circuit instable puisse exister.

On définit 2 types de stabilité :

- **Stabilité inconditionnelle** : Le circuit est stable pour toutes les combinaisons de charge et source. Dans ce cas,  $|\Gamma_{in}| < 1$  et  $|\Gamma_{out}| < 1$ .
- **Stabilité conditionnelle** : Le circuit est stable seulement pour certaines valeurs de charge ou de source. On appelle aussi cet état *potentiellement instable*.

### 5.5.1 Cercles de stabilité

D'après les critères de stabilité, on obtient :

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (5.46)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| < 1 \quad (5.47)$$

Ces équations décrivent des cercles sur l'abaque de Smith : ce sont des cercles de stabilité pour l'entrée et la sortie. Les cercles de stabilité à la sortie sont définis selon :

$$c_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.48)$$

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.49)$$

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (5.50)$$

où  $c_L$  est le centre du cercle, et  $r_L$  est le rayon.

Un exemple de cercle de stabilité à la sortie est montré à la figure 5.9. Pour déterminer la zone de stabilité, il faut vérifier la valeur de  $S_{11}$ . Selon l'équation 5.46, si  $Z_L = Z_0$ ,

alors  $|\Gamma_{in}| = |S_{11}|$ . Si  $|S_{11}| < 1$ , alors  $|\Gamma_{in}| < 1$ , et donc le point  $\Gamma_L = 0$  se trouve dans une région stable. Dans l'exemple montré à la figure 5.9, le centre de l'abaque ( $\Gamma_L = 0$ ) se trouve à l'extérieur du cercle de stabilité, et donc c'est cette région (extérieur du cercle) qui représente la région stable.

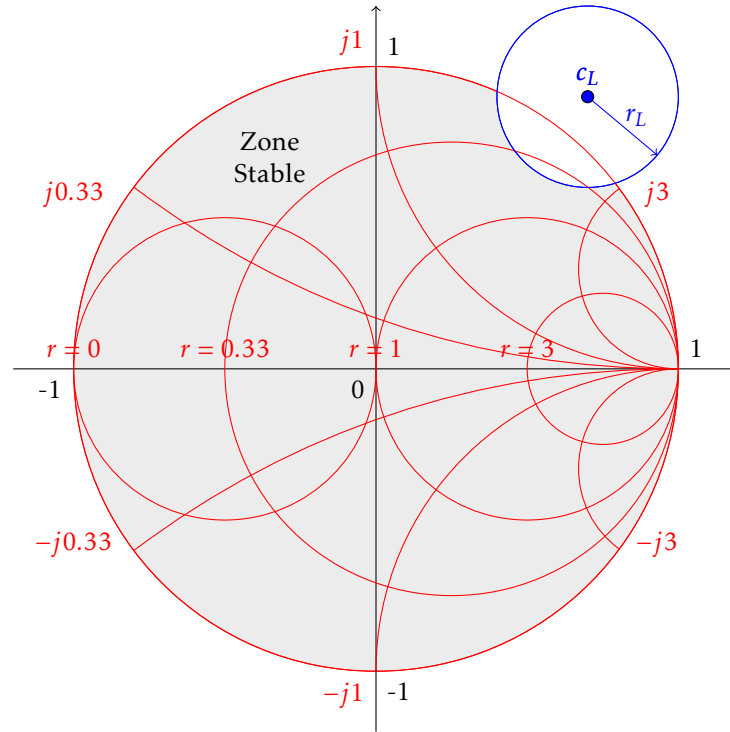


FIGURE 5.9 – Exemple de cercle de stabilité à la sortie pour  $|S_{11}| < 1$

Si  $|S_{11}| > 1$ , la région contenant le centre de l'abaque représenterait la région instable. La région stable serait l'intersection de l'abaque et du cercle de stabilité.

On peut faire une analyse semblable pour obtenir des cercles de stabilité à l'entrée. On obtient :

$$c_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (5.51)$$

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5.52)$$

De la même façon que les cercles de stabilité à la sortie, il faut distinguer les cas  $|S_{22}| < 1$  et  $|S_{22}| > 1$ .

### 5.5.2 Critères de stabilité

D'après les cercles de stabilité, on peut définir des critères de stabilité. Un circuit sera inconditionnellement stable si :

$$||c_L| - r_L| > 1 \text{ si } |S_{11}| < 1 \quad (5.53)$$

$$||c_S| - r_S| > 1 \text{ si } |S_{22}| < 1 \quad (5.54)$$

Si  $|S_{11}| > 1$  ou  $|S_{22}| > 1$ , le circuit ne peut pas être inconditionnellement stable. Si le circuit est seulement conditionnellement stable, le point d'opération pour  $\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$  doit être choisi avec soin. Il faut vérifier la stabilité pour une gamme de fréquences autour du point de fonctionnement du circuit. Généralement, si on peut faire le design pour un gain plus faible, un transistor peut être stabilisé en utilisant une résistance.

Un autre critère qui peut être utilisé pour déterminer la stabilité est le test  $k - b_1$ . Un circuit est inconditionnellement stable si :

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (5.55)$$

$$b_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \quad (5.56)$$

où  $\Delta$  est défini dans l'équation 5.50. Ce test permet de rapidement déterminer si un transistor est inconditionnellement stable. S'il ne l'est pas, on peut alors utiliser les cercles de stabilité pour déterminer les valeurs de  $\Gamma_S$  et  $\Gamma_L$  pour lesquelles le transistor est stable.

Bien que le test  $k - b_1$  est une condition valide pour déterminer la stabilité, il ne permet pas de comparer la stabilité de deux transistors, puisqu'il y a deux paramètres. Le critère  $\mu$  permet de comparer la stabilité de deux transistors en n'utilisant que les paramètres  $S$ . Le paramètre  $\mu$  est :

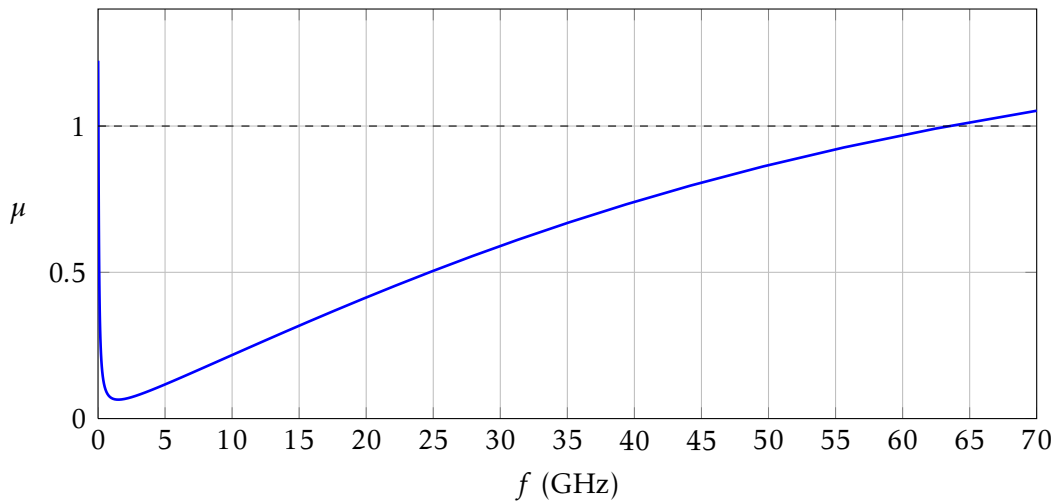
$$\mu = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21}S_{12}|} > 1 \quad (5.57)$$

Si  $\mu > 1$ , le circuit est inconditionnellement stable. De plus, une valeur plus élevée de  $\mu$  implique que le circuit est plus stable.

### 5.5.3 Amélioration de la stabilité

Si un transistor n'est pas stable à la fréquence d'opération, il faut stabiliser le transistor avant de faire l'adaptation d'impédances. Il n'y a pas de méthode qui fonctionne à coup sûr, mais plusieurs techniques permettent d'améliorer la stabilité. Cependant, de façon générale, il faut réduire le gain de l'amplificateur pour améliorer la stabilité. Il y a donc un compromis à faire en termes de design.

La courbe typique de  $\mu$  d'un transistor hyperfréquence est montré à la figure 5.10. Ce transistor est instable de quelques MHz à environ 65GHz.

FIGURE 5.10 – Courbe typique de  $\mu$  d'un transistor non stabilisé

On utilise une résistance en série ou en parallèle à l'entrée et/ou à la sortie pour stabiliser le transistor.

- Si les cercles de stabilité sont du côté des faibles résistances, on utilise une résistance en série.
- Si les cercles de stabilité sont du côté des hautes résistances, on utilise une résistance en parallèle.

Généralement, il est suffisant de stabiliser à l'entrée. Cependant, ceci augmente le bruit de l'amplificateur. Stabiliser à la sortie aura moins d'impact sur le bruit. On utilise les cercles de stabilité pour déterminer la valeur de la résistance à ajouter. Un exemple est montré à la figure 5.11. On ajoute une résistance en série dont la valeur est déterminée à partir du cercle qui est tangent au cercle de stabilité, ou on utilise une résistance en parallèle, déterminée à partir du cercle de conductance qui est tangent au cercle de stabilité.

Dans l'exemple de la figure 5.11, le cercle de résistance tangent au cercle de stabilité correspond à  $r = 0.5$ , ce qui veut dire qu'une résistance de  $25\Omega$  permettra de stabiliser le transistor. Pour la résistance parallèle, le cercle tangent correspond à une conductance  $g = 0.11$  environ, ce qui donne une résistance de  $455\Omega$ .

Cependant, ces résistances vont affecter le gain du transistor. On peut réduire l'effet de ces résistances en utilisant un condensateur. Pour une résistance série, on place un condensateur en parallèle qui présente une faible impédance à la fréquence d'opération. Si on utilise une résistance en parallèle, il faut placer un condensateur en série, entre la résistance et la mise à terre, ce qui empêche le courant CC de polarisation de s'échapper par cette résistance. Le condensateur doit avoir une faible impédance à la fréquence d'intérêt.

Une autre option pour améliorer la stabilité d'un transistor est d'ajouter une inductance à la source. Cette inductance peut être réalisée par un élément discret ou une ligne de transmission terminée par un court-circuit, comme à la figure 5.12.

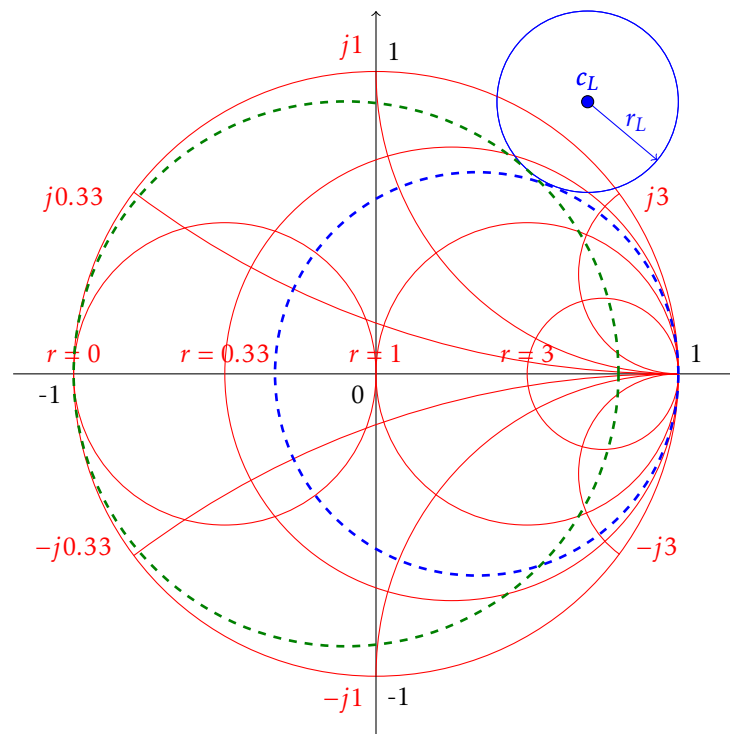


FIGURE 5.11 – Exemple de détermination de la résistance de stabilisation sur l’abaque de Smith

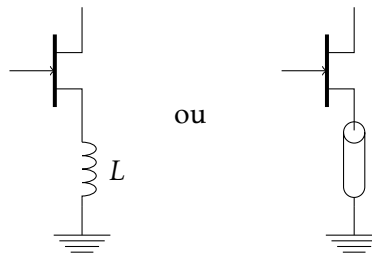


FIGURE 5.12 – Ajout d’inductance pour stabiliser un transistor

## 5.6 Design d’amplificateurs

Il y a trois types de design d’amplificateurs, selon le cahier de charge de l’amplificateur :

- **Design pour un gain maximum** : l’adaptation est faite au conjugué des charges, pour un transfert maximal de puissance.
- **Design pour un gain spécifique** : l’adaptation est faite à un gain plus faible que le maximum, pour améliorer la largeur de bande.
- **Design pour faible bruit** : l’adaptation est faite pour minimiser le bruit ; on réduit le bruit au dépend du gain.

Après que le transistor soit stabilisé, on peut ensuite faire le design de l’amplificateur.

### 5.6.1 Design pour gain maximum

Puisque le gain  $G_0$  d'un transistor est fixe<sup>1</sup>, les deux gains  $G_S$  et  $G_L$  sont les deux seuls paramètres à optimiser. Le transfert maximal de puissance se produit lorsque  $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$  et  $\Gamma_{out} = \Gamma_L^*$ .

À l'aide des équations 5.29 et 5.30, on obtient :

$$\Gamma_S^* = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (5.58)$$

$$\Gamma_L^* = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (5.59)$$

On peut résoudre pour  $\Gamma_S$  en modifiant les équations de la façon suivante :

$$\Gamma_S = S_{11}^* + \frac{S_{12}^*S_{21}^*}{1/\Gamma_L^* - S_{22}} \quad (5.60)$$

$$\Gamma_L^* = \frac{S_{22} - \Delta\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \quad (5.61)$$

En substituant l'équation de  $\Gamma_L^*$  dans l'équation de  $\Gamma_S$ , avec un peu de manipulations, on obtient :

$$(S_{11} - \Delta S_{22}^*)\Gamma_S^2 + (|\Delta|^2 - |S_{11}|^2 + |S_{22}|^2 - 1)\Gamma_S + (S_{11}^* - \Delta^* S_{22}) = 0 \quad (5.62)$$

qui est une équation quadratique, dont la solution est :

$$\Gamma_S = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1} \quad (5.63)$$

et de façon similaire,

$$\Gamma_L = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (5.64)$$

avec les coefficients suivants :

$$B_1 = 1 + |S_{11}^2| - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (5.65)$$

$$B_2 = 1 + |S_{22}^2| - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2 \quad (5.66)$$

$$C_1 = S_{11} - \Delta S_{22}^* \quad (5.67)$$

$$C_2 = S_{22} - \Delta S_{11}^* \quad (5.68)$$

Si le transistor est unilatéral, les équations se simplifient, puisque  $\Gamma_S = S_{11}^*$ , et  $\Gamma_L = S_{22}^*$ . On obtient alors, comme gain maximum,

$$G_{TU_{\max}} = \underbrace{\frac{1}{1 - |S_{11}|^2}}_{G_S} \underbrace{|S_{21}|^2}_{G_0} \underbrace{\frac{1}{1 - |S_{22}|^2}}_{G_L} \quad (5.69)$$

1. En supposant que les paramètres optimaux de polarisation ont été obtenus

## 5.6.2 Design pour un gain spécifique

Dans certains cas, il est préférable de faire le design d'un amplificateur pour un gain plus faible que le gain maximum, pour améliorer la largeur de bande, ou pour d'autres considérations du système. Le design est fait à une impédance autre que celle qui donne un transfert maximum de puissance : on introduit des faibles réflexions dans le circuit.

La méthode de design pour un gain spécifique est grandement simplifiée en utilisant des cercles de gain constant sur l'abaque de Smith. Ces cercles permettent d'obtenir le gain voulu et les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie nécessaires pour obtenir ce gain. L'adaptation n'est pas effectuée à  $Z_0$  ; elle est plutôt effectuée à une autre impédance qui donne un gain plus faible.

On va seulement considérer le cas unilatéral ici, puisque les équations de design pour le cas bilatéral sont beaucoup plus complexes. On peut considérer le cas unilatéral si  $|S_{12}|$  est faible. L'erreur obtenue si on considère le transistor comme unilatéral est donnée par :

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad (5.70)$$

où  $U$  est la *figure de mérite unilatérale*,

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1-|S_{11}|^2)(1-|S_{22}|^2)} \quad (5.71)$$

Généralement, une erreur de quelques dixièmes de dB est acceptable pour justifier la supposition de transistor unilatéral.

Selon les équations 5.43 et 5.45, le gain des réseaux d'entrée et de sortie est maximum lorsque  $\Gamma_S = S_{11}^*$  et  $\Gamma_L = S_{22}^*$ . Le gain maximum est alors :

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} \quad (5.72)$$

$$G_{L_{\max}} = \frac{1}{1-|S_{22}|^2} \quad (5.73)$$

On peut ensuite faire le rapport entre un gain spécifique et le gain maximum, pour la source et la charge, respectivement,  $g_S$  et  $g_L$  :

$$g_S = \frac{G_S}{G_{S_{\max}}} = \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}(1-|S_{11}|^2) \quad (5.74)$$

$$g_L = \frac{G_L}{G_{L_{\max}}} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}(1-|S_{22}|^2) \quad (5.75)$$

Si on développe ces équations, elles donnent des équations d'un cercle sur l'abaque de Smith. Le centre et le rayon, pour les cercles de gain à l'entrée, sont :

$$c_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2} \quad (5.76)$$

$$r_S = \frac{\sqrt{1 - g_S} (1 - |S_{11}|^2)}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2} \quad (5.77)$$

et les cercles de gain à la sortie sont :

$$c_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2} \quad (5.78)$$

$$r_L = \frac{\sqrt{1 - g_L} (1 - |S_{22}|^2)}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2} \quad (5.79)$$

Un exemple de cercles de gain est montré à la figure 5.13. Le point  $c_{max}$  représente le lieu où on obtient un transfert maximal de puissance, si l'adaptation était effectuée pour un gain maximum. Les centres des cercles sont tous sur une ligne droite qui débute à  $c_{max}$  et se termine au centre de l'abaque.

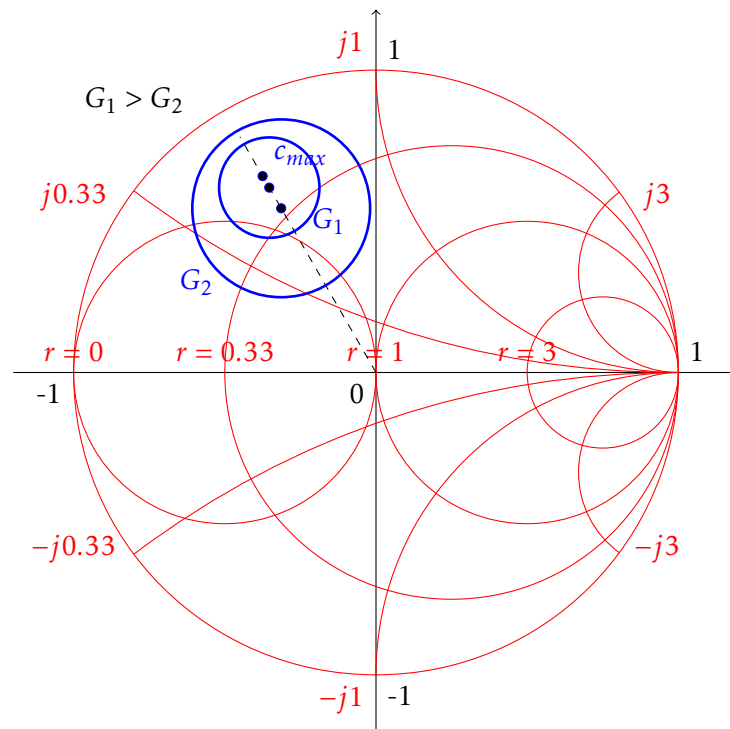


FIGURE 5.13 – Exemple de cercles de gain

On peut aussi démontrer que le cercle de 0dB de gain ( $G_S = 1$  ou  $G_L = 1$ ) passe toujours par le centre de l'abaque. Lorsque le gain est maximum, le rayon du cercle est 0.



Lorsqu'on fait l'adaptation à une valeur de  $\Gamma_S$  ou  $\Gamma_L$  spécifiques, il est mieux de choisir le point le plus proche du centre de l'abaque de Smith, pour augmenter la largeur de bande de l'adaptation.

**EXEMPLE 7**

Faire le design d'un amplificateur pour obtenir un gain de 11dB à 4GHz. Le transistor a les paramètres S suivants, à 4GHz, dans un système de  $50\Omega$  :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.75\angle(-120^\circ) & 2.5\angle(80^\circ) \\ 0 & 0.60\angle(-70^\circ) \end{bmatrix}$$

Puisque  $|S_{12}| = 0$ , et  $|S_{11}| < 1$  et  $|S_{22}| < 1$ , le transistor est unilatéral et inconditionnellement stable. On peut calculer les gains maximum des sections d'adaptation et du transistor :

$$G_{S_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = 2.29 = 3.6\text{dB}$$

$$G_{L_{\max}} = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 1.56 = 1.9\text{dB}$$

$$G_0 = |S_{21}|^2 = 6.25 = 8.0\text{dB}$$

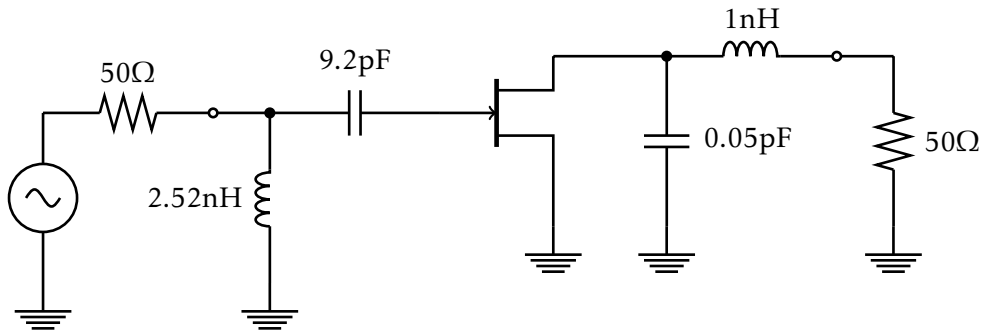
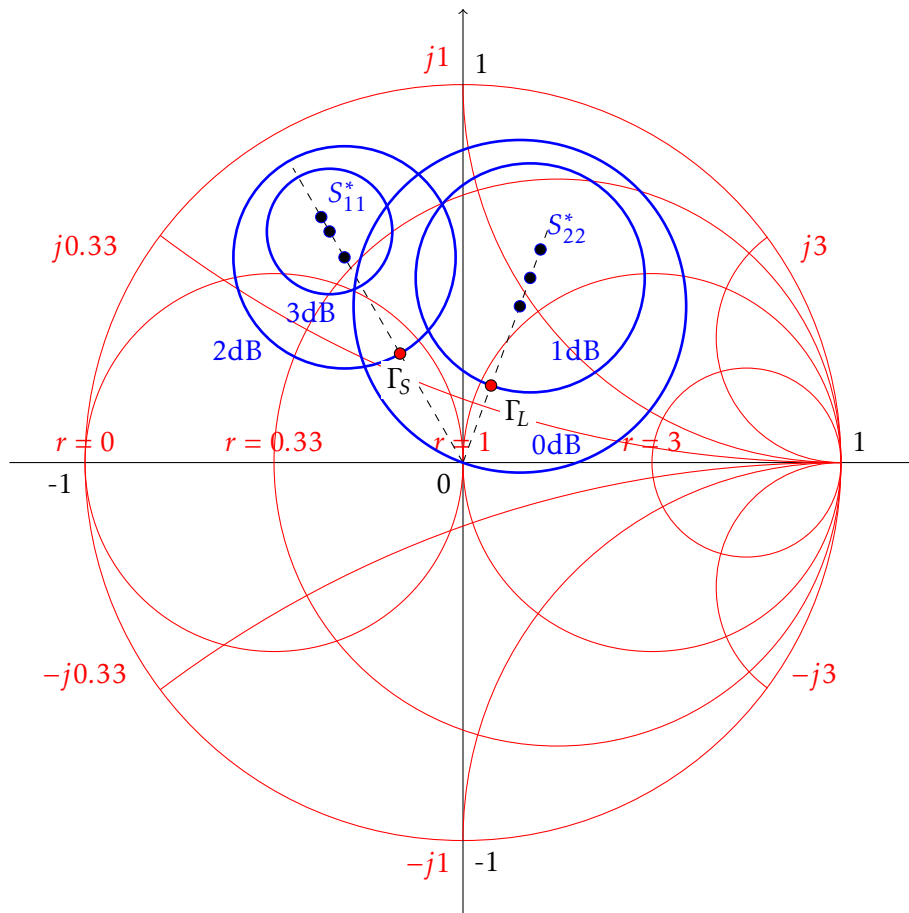
On a donc 2.5dB de gain de plus que ce qui est demandé. On choisit, comme exemple, pour obtenir 11dB au total, d'avoir 2dB à l'entrée et 1dB à la sortie. On utilise les équations 5.76 à 5.79 pour calculer les cercles de gain de l'entrée et de la sortie. On obtient :

$G_S = 3\text{dB}$	$g_S = 0.875$	$c_S = 0.706\angle(120^\circ)$	$r_s = 0.166$
$G_S = 2\text{dB}$	$g_S = 0.691$	$c_S = 0.627\angle(120^\circ)$	$r_s = 0.294$
$G_L = 2\text{dB}$	$g_L = 0.806$	$c_L = 0.520\angle(70^\circ)$	$r_L = 0.303$
$G_L = 1\text{dB}$	$g_L = 0.640$	$c_L = 0.440\angle(70^\circ)$	$r_L = 0.440$

Les cercles de gain sont montrés à la figure suivante.

D'après l'abaque de Smith, le point le plus près du centre de l'abaque qui se trouve sur le cercle de 2dB de gain à l'entrée, est le point  $\Gamma_S = 0.33\angle(120^\circ)$ . Pour la sortie, on trouve  $\Gamma_L = 0.217\angle(70^\circ)$ .

Le circuit d'adaptation à l'entrée consiste en une inductance parallèle de 2.52nH suivit d'une capacitance série de 9.2pF. Le circuit d'adaptation à la sortie consiste d'une inductance série de 1nH, suivit d'une capacitance parallèle de 0.05pF. Le circuit complet est montré à la figure



## 5.7 Design pour bruit minimum

Tout comme le design pour un gain spécifique, si on veut faire un design pour un bruit minimum, il faut faire certains compromis. L'impédance d'adaptation qui donne une figure de bruit minimale m'est typiquement pas 50Ω ; c'est une autre valeur de  $\Gamma_{in}$ . La procédure de design est la même quelle pour un gain spécifique : on trace des cercles de bruit sur l'abaque de Smith. Il est typiquement impossible d'avoir un design pour un faible bruit et un gain maximum.

La figure de bruit d'un amplificateur est donné par :

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2)|1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (5.80)$$

où  $F_{min}$ ,  $\Gamma_{opt}$  et  $R_n$  sont des paramètres fournis par le manufacturier. Ce sont les paramètres de bruit du transistor.

On peut réécrire l'équation 5.80 pour montrer qu'elle forme l'équation d'un cercle sur l'abaque de Smith. Le centre et le rayon sont donnés par :

$$c_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} \quad (5.81)$$

$$r_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N + 1} \quad (5.82)$$

où

$$N = \frac{(F - F_{min})Z_0}{4R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 \quad (5.83)$$

#### EXEMPLE 8

Un transistor en GaAs est polarisé pour obtenir un bruit minimum, et a les paramètres S suivants, à 4GHz :

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.60\angle(-90^\circ) & 1.9\angle(81^\circ) \\ 0.05\angle(26^\circ) & 0.50\angle(-60^\circ) \end{bmatrix}$$

Les paramètres de bruit sont :  $F_{min} = 1.6\text{dB}$ ,  $\Gamma_{opt} = 0.62\angle(100^\circ)$ , et  $R_N = 20\Omega$ . Faire le design d'un amplificateur ayant une figure de bruit de 2dB, tout en ayant le gain le plus élevé possible.

Le transistor n'est pas unilatéral, mais puisque  $S_{12}$  est faible, on peut supposer qu'il est unilatéral. On va vérifier l'erreur de cette supposition.

$$U = \frac{|S_{12}||S_{21}||S_{11}||S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} = 0.059$$

et donc,

$$\frac{1}{(1 + U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - U)^2}$$

ou

$$0.891 < \frac{G_T}{G_{TU}} < 1.130$$

qu'on peut convertir en dB,

$$-0.5 < G_T - G_{TU} < 0.53 \text{ dB}$$

ce qui veut dire que l'erreur est de  $\pm 0.5\text{dB}$ .

On va maintenant calculer le cercle de bruit pour une figure de bruit de 2dB ( $F = 2\text{dB} = 1.58$ ).

$$N = \frac{(F - F_{min})Z_0}{4R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2 = 0.0986$$

$$c_F = \frac{\Gamma_{opt}}{N + 1} = 0.56 \angle (100^\circ)$$

$$r_F = \frac{\sqrt{N(N + 1 - |\Gamma_{opt}|^2)}}{N + 1} = 0.24$$

La figure de bruit minimale a lieu pour  $\Gamma_S = \Gamma_{opt}$ .

On calcule ensuite des cercles de gain, pour différentes valeur de gain, afin de déterminer le gain maximum possible qui permet une figure de bruit de 2dB. On obtient : Le cercle

$G_S$ (dB)	$g_S$	$c_S$	$r_S$
1.0	0.805	$0.52 \angle (60^\circ)$	0.300
1.5	0.904	$0.56 \angle (60^\circ)$	0.205
1.7	0.946	$0.58 \angle (60^\circ)$	0.150

de bruit est les cercles de gain sont montrés sur l'abaque de Smith.

D'après l'abaque de Smith, le gain maximum disponible qui donne 2dB de figure de bruit est 1.7dB. Un gain plus élevé donnera une figure de bruit plus élevée. La solution obtenue est donc  $\Gamma_S = 0.53 \angle (75^\circ)$ , qui donne un gain de 1.7dB et une figure de bruit de 2dB.

Pour l'adaptation à la sortie, on choisit une adaptation pour un gain maximal, soit  $\Gamma_L = S_{22}^* = 0.6 \angle (60^\circ)$ . Le gain obtenu à la sortie est donc :

$$G_L = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = 1.33 = 1.25 \text{ dB}$$

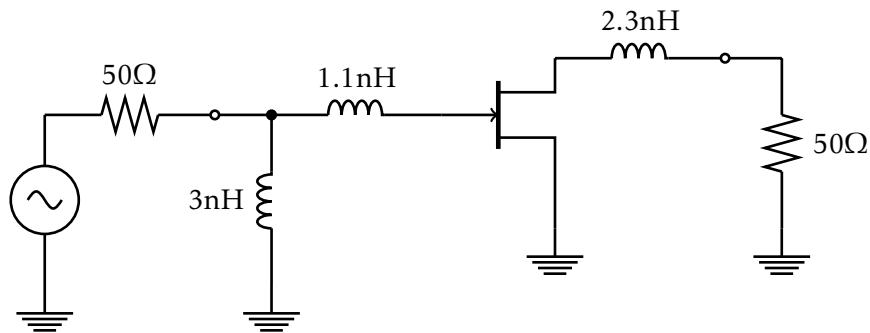
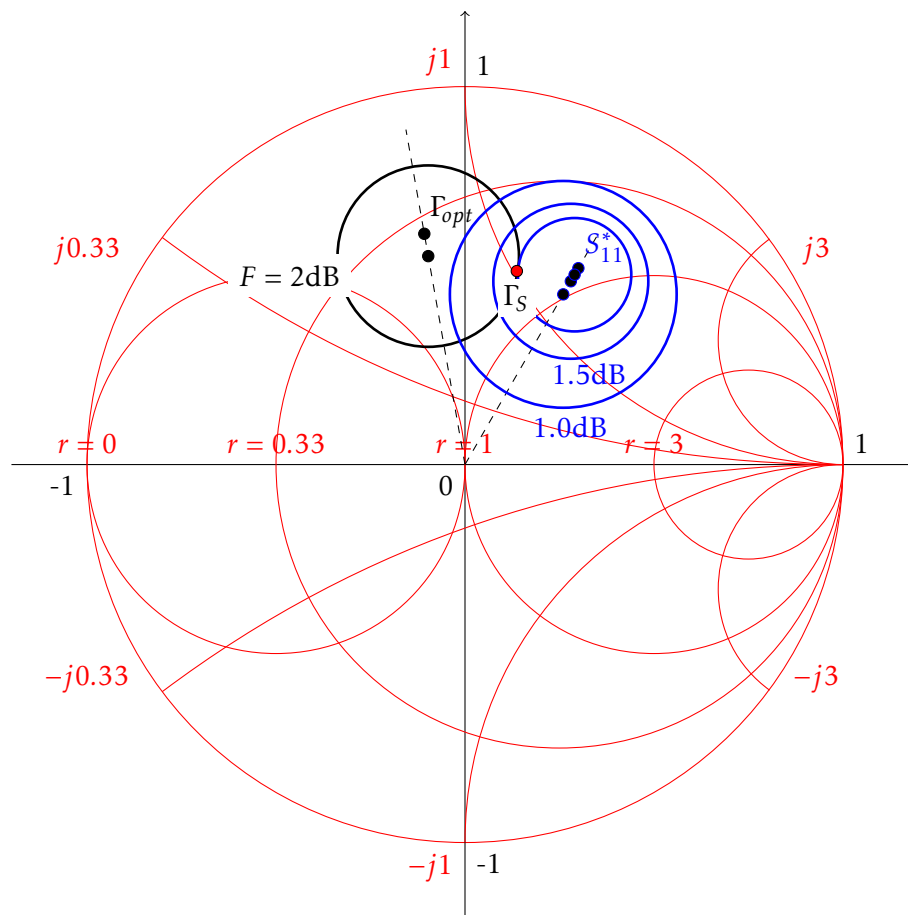
Le gain du transistor est :

$$G_0 = |S_{21}|^2 = 3.61 = 5.58 \text{ dB}$$

et donc le gain total de l'amplificateur est :

$$G_{TU} = G_S + G_0 + G_L = 8.53 \text{ dB}$$

On peut maintenant faire l'adaptation de l'entrée et de la sortie. À l'entrée, une inductance parallèle de 3nH suivit d'une inductance série de 1.1nH donne l'impédance voulue. À la sortie, une inductance série de 2.3nH est nécessaire. Le circuit obtenu est :



## 5.8 Polarisation des transistors

La polarisation des transistors lors de l'utilisation à très haute fréquences est un peu différente des techniques habituelles. Il faut faire attention pour que le signal d'entrée ne se propage pas le long du circuit de polarisation et demeure plutôt dans le bon chemin. Le point d'opération du transistor affecte aussi le bruit, la puissance et le courant.

La figure 5.14 montre un exemple typique d'une courbe I-V d'un transistor hyperfréquences. Les points identifiés sur la courbe sont des points d'opération typiques, selon l'application

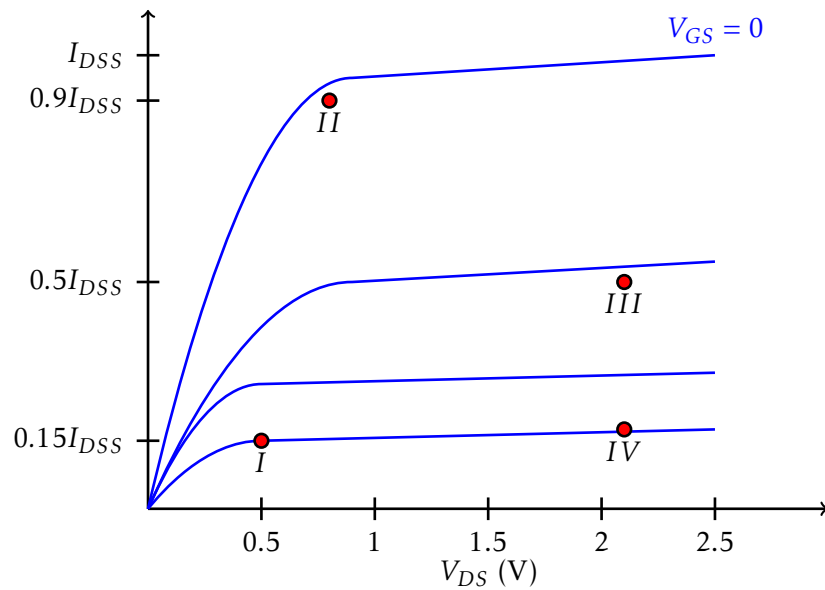


FIGURE 5.14 – Caractéristique I–V typique d’un FET à haute fréquence

voulue du transistor. De façon générale :

- I : faible bruit, faible puissance
- II : faible bruit, puissance moyenne
- III : haute puissance
- IV : haut rendement

Les circuits de polarisation doivent présenter une faible impédance à DC et une haute impédance aux fréquences d’opération. On a aussi besoin de condensateurs de blocage pour éviter que le DC se propage dans le reste du circuit. Il y a deux méthodes principales :

- Utiliser une inductance en série avec la source, comme à la figure 5.15. L’inductance est une impédance nulle en DC, et une haute impédance à la fréquence d’opération. Cependant, les inductances sont normalement limitées à 10nH sur des circuits intégrés, ce qui limite leur utilisation pour bloquer des hautes fréquences.

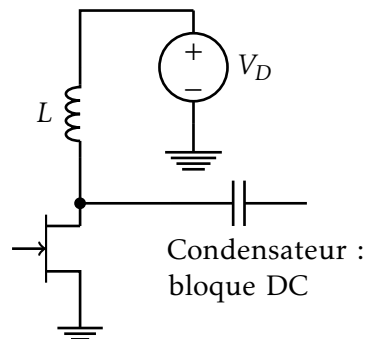


FIGURE 5.15 – Circuit de polarisation avec inductance

- Utiliser une ligne de transmission  $\lambda/4$  terminée par un condensateur, comme à la figure 5.16. Au point *a*, c’est presque un court-circuit à *f*. Au point *b*, la ligne trans-

forme le court-circuit à un circuit ouvert. À basses fréquences, la ligne peut être trop longue ; mais plus la fréquence augmente, plus la ligne devient courte.

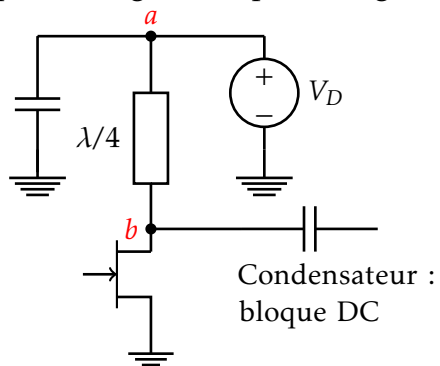


FIGURE 5.16 – Circuit de polarisation avec ligne  $\lambda/4$