# Chapitre 5 Méthodes de Conception et de Réalisation de Blocs Fonctionnels

5 N	Méthodes de Conception et de Réalisation de Blocs Fonctionnels	
5.1	Graphes de Fluence	
5.2	Définitions de Gain en Puissance	
5.3	Unilatéralité	
5.4	Concept de Stabilité	
5	5.4.1 Cercle de Stabilité de Sortie	
5	5.4.2 Cercle de Stabilité d'Entrée	
5	5.4.3 Stabilité Inconditionnelle	
5.5	Cercles de Gain Constant	
5	5.5.1 Cercles de Gain Opérant	
5	5.5.2 Cercles de Gain Disponible	
5.6	Adaptation Simultanée Entrée-Sortie	
5.7	Gain Stable Maximal	
5.8	Facteur de Bruit	
5.9	Cercles de Facteur de Bruit Constant	
5.10	0 Polarisation DC	
5.1	1 Amplificateur Large Bande	
5.12	2 Amplificateur de Puissance	
5.13	3 Amplificateur à Deux Etages	
5.14	4 Stabilisation d'un transistor	

## 5 Méthodes de Conception et de Réalisation de Blocs Fonctionnels

#### 5.1 Graphes de Fluence

- 1- Chaque variable est désignée par un nœud.
- 2- Les paramètres S et les coefficients de réflexion sont représentés par des branches.
- 3- Les branches partent d'un nœud indépendant vers un nœud dépendant. Les variables associées aux nœuds indépendants correspondent aux ondes incidentes, alors que les variables associées aux nœuds dépendants correspondent aux ondes réfléchies.
- 4- Un nœud correspond à la somme de toutes les branches qui y entrent.

La fonction de transfert d'un nœud dépendant à un nœud indépendant s'obtient en appliquant la règle de Mason:

$$T = \frac{P_1 \cdot \left[1 - \sum L(1)^{(1)} + \sum L(2)^{(1)} - \dots\right] + P_2 \cdot \left[1 - \sum L(1)^{(2)} + \sum L(2)^{(2)} - \dots\right] + \dots}{1 - \sum L(1) + \sum L(2) - \sum L(3) + \dots}$$
 Equation 5-1

Où

- $P_1, P_2, \dots$  sont les différents chemins reliant le noeud indépendant au noeud dépendant don't on désire calculer la fonction de transfert. La valeur d'un chemin correspond au produit de toutes les branches le long de ce chemin.
- $\sum L(1)$  correspond à la somme de toutes les boucles de premier ordre. Une boucle de premier ordre correspond au produit des branches définissant un chemin fermé, en suivant le sens des flèches.
- $\sum L(2)$  correspond à la somme de toutes les boucles de second ordre. Une boucle de second ordre correspond au produit de deux boucles de premier ordre ne se touchant pas.
- $\sum L(3)$  correspond à la somme de toutes les boucles de troisième ordre. Une boucle de troisième ordre correspond au produit de trois boucles de premier ordre ne se touchant pas.
- $\sum L(1)^{(P)}$  correspond à la somme des boucles de premier ordre qui ne touchent pas au chemin *P*.
- $\sum L(2)^{(P)}$  correspond à la somme des boucles de second ordre qui ne touchent pas au chemin P.



Figure 5-1: Graphes de fluences associés aux paramètres S



Figure 5-3: Graphe de fluence d'un quadripôle à deux ports



Figure 5-2: Graphe de fluence de la source

$$V_{g} = E_{s} + I_{g} \cdot Z_{s} = V_{g}^{+} + V_{g}^{-} = E_{s} + \left(\frac{V_{g}^{+}}{Z_{o}} - \frac{V_{g}^{-}}{Z_{o}}\right) \cdot Z_{s}$$

 $b_{g} = b_{s} + \Gamma_{s} \cdot a_{g}$ 

Où:



Figure 5-4: Graphe de fluence de la charge

$$V_{c} = Z_{c} \cdot I_{c} = V_{c}^{+} + V_{c}^{-} = Z_{c} \cdot \left(\frac{V_{c}^{+}}{Z_{o}} - \frac{V_{c}^{-}}{Z_{o}}\right)$$

$$b_c = \Gamma_c \cdot a_c$$

Où:

$$b_{c} = \frac{V_{c}}{\sqrt{Z_{o}}} \qquad \qquad a_{c} = \frac{V_{c}}{\sqrt{Z_{o}}}$$

$$\Gamma_c = \frac{Z_c - Z_o}{Z_c + Z_o}$$



Figure 5-5: Graphe de fluence d'un circuit à deux ports

$$\frac{b_1}{b_s} = \frac{S_{11} \cdot (1 - \Gamma_c \cdot S_{22}) + S_{21} \cdot \Gamma_c \cdot S_{12}}{1 - (S_{11} \cdot \Gamma_s + S_{22} \cdot \Gamma_c + S_{21} \cdot \Gamma_c \cdot S_{12} \cdot \Gamma_s) + S_{11} \cdot \Gamma_s \cdot S_{22} \cdot \Gamma_c}$$
Equation 5-2

$$\frac{a_1}{b_s} = \frac{1 - S_{22} \cdot \Gamma_c}{1 - (S_{11} \cdot \Gamma_s + S_{22} \cdot \Gamma_c + S_{21} \cdot \Gamma_c \cdot S_{12} \cdot \Gamma_s) + S_{11} \cdot \Gamma_s \cdot S_{22} \cdot \Gamma_c}$$
Equation 5-3

$$\frac{b_2}{b_s} = \frac{S_{21}}{1 - (S_{11} \cdot \Gamma_s + S_{22} \cdot \Gamma_c + S_{21} \cdot \Gamma_c \cdot S_{12} \cdot \Gamma_s) + S_{11} \cdot \Gamma_s \cdot S_{22} \cdot \Gamma_c}$$
Equation 5-4

$$\frac{a_2}{b_s} = \frac{S_{21} \cdot \Gamma_c}{1 - (S_{11} \cdot \Gamma_s + S_{22} \cdot \Gamma_c + S_{21} \cdot \Gamma_c \cdot S_{12} \cdot \Gamma_s) + S_{11} \cdot \Gamma_s \cdot S_{22} \cdot \Gamma_c}$$
Equation 5-5

## 5.2 Définitions de Gain en Puissance



Figure 5-6: Définition des gains

- *P*<sub>DG</sub> Puissance disponible du générateur
- $P_E$  Puissance d'entrée dans le réseau
- $P_{DS}$  Puissance disponible à la sortie du réseau
- $P_c$  Puissance délivrée dans la charge
- $S_{11}$  Coefficient de réflexion à l'entrée du réseau lorsque sa sortie est terminée dans  $\Gamma_c$
- $S_{22}$  Coefficient de réflexion à la sortie du réseau lorsque son entrée est terminée dans  $\Gamma_s$

$$S_{11}' = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{c}}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_{c}}$$
Equation 5-6
$$S_{22}' = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_{s}}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_{s}}$$
Equation 5-7

$$G_{T} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{\left|1 - S_{11}' \cdot \Gamma_{s}\right|^{2}} \cdot |S_{21}|^{2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_{c}|^{2}}{\left|1 - S_{22} \cdot \Gamma_{c}\right|^{2}} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{\left|1 - S_{11} \cdot \Gamma_{s}\right|^{2}} \cdot |S_{21}|^{2} \cdot \frac{1 - |\Gamma_{c}|^{2}}{\left|1 - S_{22}' \cdot \Gamma_{c}\right|^{2}}$$
Equation 5-8

$$G_{P} = \frac{1}{1 - \left|S_{11}'\right|^{2}} \cdot \left|S_{21}\right|^{2} \cdot \frac{1 - \left|\Gamma_{C}\right|^{2}}{\left|1 - S_{22} \cdot \Gamma_{C}\right|^{2}}$$

Equation 5-9

$$G_{A} = \frac{1 - \left|\Gamma_{S}\right|^{2}}{\left|1 - S_{11} \cdot \Gamma_{S}\right|^{2}} \cdot \left|S_{21}\right|^{2} \cdot \frac{1}{1 - \left|S_{22}\right|^{2}}$$

**Equation 5-10** 

## 5.3 Unilatéralité

## Gain Transducique unilatérale

$G_{TU} = G_{T} \Big _{S_{12}=0} = \frac{1 - \left \Gamma_{S}\right ^{2}}{\left 1 - S_{11} \cdot \Gamma_{S}\right ^{2}} \cdot \left S_{21}\right ^{2} \cdot \frac{1 - \left \Gamma_{C}\right ^{2}}{\left 1 - S_{22} \cdot \Gamma_{C}\right ^{2}}$	Equation 5-11
$\begin{array}{cccc} \uparrow & \uparrow & \uparrow \\ G_s & G_o & G_c \end{array}$	
$G_{S,MAX} = G_{S} \Big _{\Gamma_{S} = S_{11}} = \frac{1}{1 -  S_{11} ^{2}}$	Equation 5-12
$G_{C,MAX} = G_C \Big _{\Gamma_C = S_{22}} = \frac{1}{1 -  S_{22} ^2}$	Equation 5-13
$G_{TU,MAX} = \frac{1}{1 -  S_{11} ^2} \cdot  S_{21} ^2 \cdot \frac{1}{1 -  S_{22} ^2}$	Equation 5-14

## Figure d'unilatéralité

 $\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU,MAX}} < \frac{1}{(1-U)^2}$  Equation 5-15

Où

$U = \frac{ S_{11} \cdot S_{22} \cdot S_{12} \cdot S_{21} }{(1 -  S_{11} ^2) \cdot (1 -  S_{22} ^2)}$	Equation 5-16
-------------------------------------------------------------------------------------------------------	---------------

#### 5.4 Concept de Stabilité

#### 5.4.1 Cercle de Stabilité de Sortie

$$\left|S_{11}'\right| < 1$$
 pour  $\left|\Gamma_{c}\right| < 1$ 

Les valeurs de  $\Gamma_c$  qui produisent  $\left|S_{11}\right| = 1$  se retrouvent sur un cercle de rayon  $r_c$  et de centre  $C_c$  sur l'abaque de Smith:

$$r_{c} = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{\left| S_{22} \right|^{2} - \left| \Delta \right|^{2}} \right|$$
Equation 5-17
$$C_{c} = \frac{\left( S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^{*} \right)^{*}}{\left| S_{22} \right|^{2} - \left| \Delta \right|^{2}}$$

où

$$\Delta = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$
 Equation 5-18

Pour déterminer si c'est l'intérieur ou l'extérieur du cercle qui représente la région stable, c'est à dire la région qui correspond à  $|S_{11}'| < 1$ , il faut considérer  $|S_{11}|$ . Si  $|S_{11}| \le 1$  alors le centre de l'abaque se trouve dans la région stable. Si  $|S_{11}| > 1$ , alors le centre de l'abaque se trouve dans la région instable.



Figure 5-7: Exemple de cercle de stabilité de sortie

#### 5.4.2 Cercle de Stabilité d'Entrée

$$\left|S_{22}'\right| < 1$$
 pour  $\left|\Gamma_{s}\right| < 1$ 

Les valeurs de  $\Gamma_s$  qui produisent  $\left|S_{22}\right| = 1$  se retrouvent sur un cercle de rayon  $r_s$  et de centre  $C_s$  sur l'abaque de Smith:

$$r_{s} = \left| \frac{S_{12} \cdot S_{21}}{|S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2}} \right|$$
Equation 5-19
$$C_{s} = \frac{\left(S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^{*}\right)^{*}}{|S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2}}$$

Pour déterminer si c'est l'intérieur ou l'extérieur du cercle qui représente la région stable, c'est à dire la région qui correspond à  $|S_{22}'| < 1$ , il faut considérer  $|S_{22}|$ . Si  $|S_{22}| \le 1$  alors le centre de l'abaque se trouve dans la région stable. Si  $|S_{22}| > 1$ , alors le centre de l'abaque se trouve dans la région instable.



Figure 5-8: Cercles de stabilité

## 5.4.3 Stabilité Inconditionnelle

Un réseau est inconditionnellement stable si  $|S_{11}'| < 1$  pour  $|\Gamma_c| < 1$  et  $|S_{22}'| < 1$  pour  $|\Gamma_s| < 1$ . Les conditions nécessaires et suffisantes pour une stabilité inconditionnelle sont:

$$\begin{cases} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|} > 1\\ B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 > 0 \end{cases}$$
 Equation 5-20

Un deuxième ensemble équivalent de conditions est:

$$\begin{cases} K > 1 \\ |\Delta| = |S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}| < 1 \end{cases}$$
 Equation 5-21

## 5.5 Cercles de Gain Constant

## 5.5.1 Cercles de Gain Opérant

$$G_{p} = \left| S_{21} \right|^{2} \cdot g_{p}$$
 Equation 5-22

où

$$g_{p} = \frac{1 - |\Gamma_{c}|^{2}}{1 - |S_{11}|^{2} + |\Gamma_{c}|^{2} \cdot (|S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2}) - 2 \cdot \Re e\{\Gamma_{c} \cdot C_{2}\}}$$
Equation 5-23

où

$$C_{2} = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^{*}$$

$$Centre = \frac{g_{p} \cdot C_{2}^{*}}{1 + g_{p} \cdot (|S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2})}$$

$$Rayon = \frac{\sqrt{[1 - 2 \cdot K \cdot |S_{12} \cdot S_{21}| \cdot g_{p} + |S_{12} \cdot S_{21}|^{2} \cdot g_{p}^{2}]}{|1 + g_{p} \cdot (|S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2})|}$$

Equation 5-24

$$G_{P,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)$$

$$g_{P,MAX} = \frac{1}{|S_{12} \cdot S_{21}|} \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)$$
Equation 5-25



Figure 5-9: Cercles de gain opérant constant

#### 5.5.2 Cercles de Gain Disponible

$$G_A = \left| S_{21} \right|^2 \cdot g_A$$

où

$$g_{A} = \frac{1 - |\Gamma_{s}|^{2}}{1 - |S_{22}|^{2} + |\Gamma_{s}|^{2} \cdot (|S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2}) - 2 \cdot \Re e\{\Gamma_{s} \cdot C_{1}\}}$$

où

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

5-13

**Equation 5-27** 

**Equation 5-26** 



Figure 5-10: Cercles de gain disponible constant

## 5.6 Adaptation Simultanée Entrée-Sortie

$$S_{11}' = \Gamma_{s}^{*} \quad \text{et} \qquad S_{22}' = \Gamma_{c}^{*}$$

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_{1} \pm \sqrt{B_{1}^{2} - 4 \cdot |C_{1}|^{2}}}{2 \cdot C_{1}}$$
Equation 5-29
$$\Gamma_{MC} = \frac{B_{2} \pm \sqrt{B_{2}^{2} - 4 \cdot |C_{2}|^{2}}}{2 \cdot C_{2}}$$
où
$$B_{1} = 1 + |S_{11}|^{2} - |S_{22}|^{2} - |\Delta|^{2}$$

$$C_{1} = S_{11} - \Delta \cdot S_{22}^{*}$$

$$B_{2} = 1 + |S_{22}|^{2} - |S_{11}|^{2} - |\Delta|^{2} \qquad C_{2} = S_{22} - \Delta \cdot S_{11}^{*}$$

Si |K| > 1 et  $B_i > 0$  alors on prend le signe -, sinon on prend le signe +.

#### 5.7 Gain Stable Maximal

D'après les équations 5-8 et 5-20, on peut démontrer que

.

$$G_{T,MAX} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot \left(K - \sqrt{K^2 - 1}\right)$$
 Equation 5-30

La valeur de  $G_{T,MAX}$  lorsque  $K \rightarrow 1$ , devient alors ce qui est définie comme le gain maximum stable:

$$G_{MSG} = G_{T,MAX} \Big|_{K=1} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$
 Equation 5-31

Ce gain peut être utilisé comme une valeur limite qui peut être atteinte dans un cas d'un transistor conditionnellement stable ( $K \le 1$ ), à condition qu'il soit stabilisé par addition d'une résistance de sorte que le coefficient de stabilité devienne unitaire.

La variation des différents gains d'un transistor en fréquence est illustrée ci-dessous.



Figure 5-11: Différents gains d'un transistor

#### 5.8 Facteur de Bruit

Le rôle primordial d'un amplificateur faible bruit est d'améliorer le bilan du système au niveau rapport signal à bruit. Dans un quadripôle actif (un transistor à effet de champ ou un transistor bipolaire), les sources de bruit internes produiront la puissance de bruit à la sortie. Cette puissance s'ajoutera au bruit provenant de sources extérieures (bruit d'antenne, bruit d'impédance du générateur) et amplifié par le quadripôle.

Afin de pouvoir séparer les sources extérieures et intérieures, on défini le bruit généré par le transistor en termes de source de bruit équivalente placée à l'entrée du dispositif et associée à un quadripôle sans bruit ayant le même gain (le gain disponible),  $G_A$ . Alors le bruit total disponible à la sortie  $N_s$  s'écrit:

$$N_s = G_A \cdot N_e + N_a$$
 Equation 5-32

Où  $N_e$  est le bruit des sources extérieures et  $N_a$  est le bruit ajouté.

#### **Equation 5-33** $N_e = k \cdot T_o \cdot B$ $N_{a} = k \cdot T_{e} \cdot G_{A} \cdot B$ **Equation 5-34**

Où k est la constante de Boltzmann, T<sub>o</sub> est la température standard (290K), B est la largeur de bande de l'amplificateur, et T<sub>e</sub> est la température effective de la source dont le bruit amplifié par le quadripôle est égal au bruit ajouté.

On défini le facteur de bruit du quadripôle comme étant le rapport de deux rapports de signal sur bruit, celui à l'entrée et celui à la sortie:

**Equation 5-35** 

Le facteur de bruit est une mesure de dégradation du rapport signal à bruit après le passage par le quadripôle. L'expression 5-35 peut être exprimée comme suit en faisait appel aux équations 5-33 et 5-34:

$$F = \frac{kT_o BG_A + N_a}{kT_o BG_A} = 1 + \frac{T_e}{T_o}$$
 Equation 5-36

17

$$F = \frac{\left(\frac{S_E}{N_E}\right)}{\left(\frac{S_S}{N_S}\right)}$$

La mesure du facteur de bruit est d'importance fondamentale dans la caractérisation de bruit. La plupart des méthodes de mesure sont basées sur la mesure de puissance de bruit de sortie en utilisant un détecteur de puissance à une largeur de bande de bruit connue et une source de bruit de sortie aussi connue.

Afin de séparer le bruit ajouté du gain du quadripôle, deux mesures à des niveaux d'entrée différents sont nécessaires. Ainsi, les techniques modernes des instruments de mesure sont conçues de manière à pouvoir commuter la source de bruit entre deux états différents. La figure ci-dessous illustre ce principe où la source est commutée entre deux niveaux de bruit correspondant aux températures  $T_1$  et  $T_2$  respectivement.



Figure 5-12: Mesure du Facteur de Bruit

Les deux niveaux de bruit correspondant sont:

$$N_1 = kT_1BG_A + N_a$$
Equation 5-38
Equation 5-37

$$N_2 = kT_2BG_A + N_a$$

En utilisant ces deux dernières équations avec l'expression 5-36, nous avons:

$$G_{A} = \frac{N_{2} - N_{1}}{kB \cdot (T_{2} - T_{1})}$$
Equation 5-39

$$N_{a} = N_{1} - \frac{T_{1}}{T_{2} - T_{1}} \cdot (N_{2} - N_{1})$$
 Equation 5-40

$$F = \left(\frac{T_2}{T_1} - 1\right) \cdot \frac{N_1}{(N_2 - N_1)}$$
 Equation 5-41

L'expression 5-41 est valable indépendamment de l'adaptation du détecteur parce que  $N_1$  et  $N_2$  varient de la même façon en fonction de la désadaptation.

Il est utile d'évaluer le facteur de bruit d'un quadripôle passif (ayant seulement des sources de bruit thermique, c'est-à-dire résistives) en utilisant l'équation 5-36. Dans ce cas spécifique, le bruit ajouté est:

$$N_{a} = kT_{o}B - kT_{o}BG_{A}$$
  
Et

$$F = \frac{1}{G_A}$$
 Equation 5-42

Si le quadripôle est sans perte (purement réactif), nous avons  $G_A = 1$  et par conséquent F = 1.

En 1956, Rothe et Dahlke ont démontré que le facteur de bruit d'un quadripôle actif change en fonction de l'impédance du générateur. Cette dépendance est caractérisée par les paramètres suivants:

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{G_G} \cdot |Y_G - Y_m|^2 \qquad r_n = \frac{R_n}{Z_o} \qquad \text{Equation 5-43}$$

Où  $Y_G$  est l'admittance du générateur,  $G_G$  est la conductance du générateur et  $F_{min}$  est la valeur minimum du facteur de bruit.

 $Y_m$  est l'admittance du générateur qui correspond à  $F = F_{min}$  et  $R_n$  est le paramètre (appelé résistance de bruit) qui quantifie la sensibilité du facteur de bruit à la variation de l'admittance du générateur autour de la valeur optimum.

Les quatre paramètres de bruit sont fonction de la fréquence, de la température et du point de polarisation du transistor. Une fois déterminés, ces paramètres permettent d'évaluer le facteur de bruit du transistor dans chaque condition d'adaptation du quadripôle à son entrée. Il est important de souligner que seule l'adaptation d'entrée affecte la figure de bruit du quadripôle. L'adaptation de sortie affectera le gain du quadripôle, mais pas sa figure de bruit.

L'équation 5-43 peut également s'écrire en fonction des coefficients de réflexion:

$$\begin{split} \Gamma_{G} &= \frac{Y_{o} - Y_{G}}{Y_{o} + Y_{G}} \qquad \qquad \Gamma_{m} = \frac{Y_{o} - Y_{m}}{Y_{o} + Y_{m}} \qquad \qquad Y_{o} = \frac{1}{Z_{o}} \\ F &= F_{\min} + 4 \cdot R_{n} \cdot Y_{o} \cdot \frac{\left|\Gamma_{G} - \Gamma_{m}\right|^{2}}{\left|1 + \Gamma_{m}\right|^{2} \cdot \left(1 - \left|\Gamma_{G}\right|^{2}\right)} \end{split}$$

**Equation 5-44** 

Une méthode générale pour déterminer  $F_{\min}$ ,  $R_n$  et  $\Gamma_m$ :

- a) Afin de mesurer  $F_{min}$ , on place des synthonisateurs à faibles pertes à l'entrée et à la sortie du transistor. Le synthonisateur d'entrée est accordé de façon à obtenir le minimum de bruit, alors que le synthonisateur de sortie est synthonisé de façon à maximiser le gain.
- b) Le synthonisateur d'entrée est déconnecté puis mesuré sur un analyseur de réseau de façon à déterminer  $\Gamma_m$ .
- c) Afin de trouver  $R_n$ , le transistor est directement relié à la source à l'entrée sans le synthonisateur ( $\Gamma_G = 0$ ), et le facteur  $F_1$  de bruit est mesurée. On calcule alors  $R_n$  à partir de l'équation suivante:

$$R_{n} = \frac{1}{Y_{o}} \cdot (F_{1} - F_{\min}) \cdot \frac{|1 + \Gamma_{m}|^{2}}{4 \cdot |\Gamma_{m}|^{2}}$$
Equation 5-45

Souvent, on fait plusieurs mesures de  $F_1$  à des valeurs de  $\Gamma_G$  différentes et les paramètres de bruit sont déterminés par un algorithme qui assure un meilleur lissage.

Il faut mentionner que  $F_{\min}$  et

$$N = R_n \cdot G_G$$
 Equation 5-40

-

Sont deux quantités invariables par rapport à une transformation au travers d'un quadripôle réciproque réactif mis en cascade avec le transistor. En outre,  $F_{min}$  est invariable par rapport à l'électrode commune.

Similairement, la température effective de bruit peut être exprimée en fonction de l'admittance du générateur:

$$T_e = T_{e,\min} + \frac{R_n}{G_G} \cdot \left| Y_G - Y_m \right|^2$$
 Equation 5-47

Où

$$T_{e,\min} = (F_{\min} - 1) \cdot T_o$$
 Equation 5-48

Pour que le quadripôle soit physique, les valeurs mesurées de  $F_{\min}$  et *N* doivent satisfaire l'inégalité suivante:

$$F_{\min} \le 1 + 4 \cdot N \cdot T_o$$
 Equation 5-49

Remarquons que l'adaptation d'un transistor au minimum de facteur de bruit se solde généralement par un coefficient de réflexion assez important à l'entrée. Afin de réduire la réflexion, on peut placer un isolateur à l'entrée, utiliser une configuration balancée, ou encore appliquer une faible contreréaction réactive sur la source.

#### Facteur de bruit d'une cascade de quadripôles

Dans les systèmes de communications, le gain demandé d'un préamplificateur faible bruit doit être souvent obtenu en cascadant plusieurs étages d'amplification. Cette situation est illustrée ci-dessous:



Figure 5-13: Amplificateurs en cascade

Le gain total de la chaîne est évidemment donné par:

$$G_{A,vot} = G_{A1} \cdot G_{A2} \cdot \ldots \cdot G_{AN}$$
 Equation 5-50

Quant au facteur de bruit de cette chaîne, elle est donnée par:

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1} \cdot G_{A2}} + \dots + \frac{F_N - 1}{G_{A1} \cdot G_{A2} \cdot \dots \cdot G_{AN-1}}$$
 Equation 5-51

De même, la température de bruit effective d'une cascade de quadripôles est:

$$T_{e,tot} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{A1}} + \frac{T_{e3}}{G_{A1} \cdot G_{A2}} + \dots + \frac{T_{eN}}{G_{A1} \cdot G_{A2} \cdot \dots \cdot G_{AN-1}}$$
 Equation 5-52

Il faut remarquer que chaque valeur de  $F_i$ ,  $G_{Ai}$  et  $T_{ei}$  dans ces équations s'applique l'impédance de générateur qui correspond à l'impédance de sortie de l'étage précédent. Ceci est due au fait que le facteur de bruit, ainsi que  $T_e$  et  $G_A$  sont des fonctions de l'impédance de générateur.

Nous pouvons constater à partir de ces équations que le premier étage peut déterminer le facteur de bruit global d'une cascade, à condition que son gain soit suffisamment élevé. Cette propriété implique le problème suivant: comment constituer la cascade de façon à obtenir la meilleure figure de bruit possible. La réponse se trouve dans un paramètre, un facteur de mérite qui caractérise le

quadripôle de manière absolue, et non pas en fonction de l'étage suivant. Ce paramètre est appelé la mesure de bruit.

#### Mesure de bruit

Afin d'introduire le concept de mesure de bruit, nous allons analyser le facteur de bruit de deux amplificateurs en cascade, comme illustré ci-dessous.



Figure 5-14: Mesure de bruit

Le problème est énoncé de la façon suivante: Si le gain disponible et le facteur de bruit de chaque amplificateur est indépendant de sa place dans la cascade, laquelle des deux configurations offre le meilleur facteur de bruit de l'ensemble ?

Considérons le bruit total des deux configurations respectives:

$$F_{12} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} \qquad \qquad F_{21} = F_2 + \frac{F_1 - 1}{G_{A2}}$$

Si nous souhaitons  $F_{12} \leq F_{21}$ , alors

$$(F_1 - 1) - \frac{F_1 - 1}{G_{A1}} \le (F_2 - 1) - \frac{F_2 - 1}{G_{A2}}$$

Ou

$$\frac{F_1 - 1}{1 - \frac{1}{G_{A1}}} \le \frac{F_2 - 1}{1 - \frac{1}{G_{A2}}}$$
Equation 5-53

Cette équation implique que dans une cascade d'amplificateurs où les étages au début de la chaîne sont critiques pour le bruit de l'ensemble, le meilleur amplificateur à placer en tête n'est pas nécessairement celui ayant le plus faible facteur de bruit, mais plutôt celui ayant la plus faible mesure de bruit.

$$M = \frac{F-1}{1-\frac{1}{G_A}}$$
 Equation 5-54

Pratiquement, M peut être approchée dans une cascade d'amplificateurs identiques:

$$F_{tot,N} = F + \frac{F-1}{G_A} + \frac{F-1}{G_A^2} + \dots + \frac{F-1}{G_A^{N-1}}$$

$$F_{tot,\infty} - 1 = \lim_{N \to \infty} (F_{tot,N} - 1) = \frac{F-1}{1 - \frac{1}{G_A}}$$
Equation 5-55

Ou encore

$$F_{tot,\infty} = 1 + M = \frac{F \cdot G_A - 1}{G_A - 1}$$

La valeur minimale de mesure de bruit  $M_{min}$  dépend du compromis entre le facteur de bruit et le gain associé. En effet, les conditions de polarisation et d'adaptation qui permettent d'obtenir le meilleur facteur de bruit sont souvent différentes de celles qui donnent le gain le plus élevé. Cette situation est illustrée ci-dessous dans le cas d'un transistor à effet de champ à l'arsenure de gallium, en fonction de la polarisation. Dans ce cas, on polarise le transistor entre 10% et 15% de  $I_{DSS}$  afin d'obtenir le bruit le plus faible.



Figure 5-15: Polarisation en faible bruit

#### **Equation 5-56**

La mesure de bruit minimum possède une propriété très intéressante, en ce qu'elle est indépendante de la contre-réaction réactive:

$$M_{\min} = \frac{F_{\min}^{(G_A)} - 1}{1 - \frac{1}{G_A}}$$
 Equation 5-57

En utilisant une combinaison appropriée de contre-réaction et de charge, on peut obtenir la condition:

$$\Gamma_{m} = S_{11}^{\prime^{*}} \approx S_{11}^{*}$$
 Equation 5-58

Qui correspond à une adaptation parfaite de l'amplificateur à l'entrée.

#### 5.9 Cercles de Facteur de Bruit Constant

Afin de trouver le meilleur compromis entre le facteur de bruit et le gain associé, nous utilisons la technique des cercles à bruit constant. Cette technique est surtout très utile dans la conception des amplificateurs large bande.

En définissant pour  $F = F_i$ :

$$N_{i} = \left(F_{i} - F_{\min}\right) \cdot \frac{\left|1 + \Gamma_{m}\right|^{2}}{4 \cdot R_{n} \cdot Y_{o}} = \frac{\left|\Gamma_{G} - \Gamma_{m}\right|^{2}}{1 - \left|\Gamma_{G}\right|^{2}}$$
Equation 5-59

Où  $F_i > F_{\min}$ 

De cette équation, on obtient:

$$\left|\Gamma_{G} - \frac{\Gamma_{m}}{1+N_{i}}\right|^{2} = \frac{N_{i}^{2} + N_{i} \cdot \left(1 - \left|\Gamma_{m}\right|^{2}\right)}{\left(1+N_{i}\right)^{2}}$$
Equation 5-60

Cette dernière équation définie un cercle ayant un centre  $C_F$  et un rayon  $r_F$  comme suit:

$$C_{F} = \frac{\Gamma_{m}}{1 + N_{i}}$$
Equation 5-61
$$r_{F} = \frac{\sqrt{N_{i}^{2} + N_{i} \left(1 - |\Gamma_{m}|^{2}\right)}}{1 + N_{i}}$$
Equation 5-62

Remarquons que pour  $N_i = 0$  ( $F_i = F_{\min}$ ), nous avons  $C_F = \Gamma_m$  et  $r_F = 0$ . Les centres des cercles qui correspondent à  $F_i \ge F_{\min}$  sont localisés sur le segment qui relie  $\Gamma_m$  et le centre de l'abaque de Smith ( $\Gamma_G = 0$ ).

La Figure ci-dessous montre un exemple de cercles à bruit constant d'un transistor à effet de champ. Les cercles de gain disponible constant y sont également illustrés, démontrant ainsi le compromis entre le facteur de bruit et le gain disponible dans le choix du coefficient de réflexion à l'entrée. IMPEDANCE OR ADMITTANCE COORDINATES



Figure 5-16: Cercles de bruit constant

En résumé,

- 1) Le facteur de bruit d'un transistor atteint une valeur minimum  $F_{\min}$  pour une valeur particulère de coefficient de réflexion au générateur  $\Gamma_m$ .
- 2) L'adaptation d'un transistor au minimum de facteur de bruit ne corresponds pas nécessairement aux conditions d'adaptation pour le gain maximum.
- 3) L'application d'une contre-réaction réactive peut améliorer le coefficient de réflexion à l'entrée en conservant la mesure de bruit minimum  $M_{\min}$ .
- 4) Les cercles à bruit constant et les cercles de gain disponible permettent de sélectionner le meilleur compromis entre le gain et le bruit.

#### 5.10 Polarisation DC



Figure 5-17: Polarisation DC

#### 5.11 Amplificateur Large Bande

Le processus de conception des amplificateurs peut être représenté schématiquement comme suit:



Figure 5-18: Conception des amplificateurs hyperfréquences

Ce processus contient essentiellement trois étapes critiques qui sont d'une importance primordiale pour les paramètres et le coût:

- □ La sélection du transistor,
- Le choix du principe d'adaptation et de la topologie du circuit,
- □ Le choix de la technologies de fabrication.

Malheureusement, ces étapes ne sont pas indépendantes, et il n'existe pas de solution unique pour un problème donné. Le concepteur doit faire appel à l'analyse par ordinateur et ceci de façon interactive et itérative, afin de trouver lemeilleur compromis.

La conception d'un amplificateur hyperfréquence, et surtout d'un amplificateur large bande, est un processus complexe qui fait appel non seulement aux méthodes de synthèse des circuits d'adaptation d'impédance et aux techniques de fabrication des circuits hyperfréquences, mais également aux connaissances de la physique des composants.

Le gain d'un transistor diminue typiquement à un taux de 6dB par octave, et son bruit croît avec la fréquence.

Afin d'obtenir un étage d'amplificateur à gain plat et à faible bruit, et également assurer de faibles valeurs pour les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie, le transistor doit être inséré entre les impédances de source et de charge adéquates. Ces terminaisons sont réalisées à l'aide de circuits 'adaptation appelés aussi égalisateurs ou compensateurs. Le problème de synthèse des égalisateurs est un problème complexe qui implique les problèmes d'adaptation large bande, de transformation d'impédance, de compensation de la chute du gain du transistor en fonction de la fréquence, et de stabilité.

Le concepteur a à sa disposition plusieurs principes d'adaptation:

- □ L'adaptation réactive,
- □ La contre-réaction,
- □ L'adaptation résistive,
- □ L'adaptation par circuits actifs,
- □ L'amplification distribuée.

Les configurations des amplificateurs utilisant ces principes sont illustrées ci-dessous et leurs paramètres résumés au Tableau 5-1.

Souvent, les exigences pour le gain plat, le facteur de bruit et le taus d'onde stationnaire aux accès ne peuvent être satisfaites simultanément, et le concepteur doit accepter un compromis entre différentes caractéristiques. Dans ce but, il peut soit choisir un seul principe d'adaptation parmi ceux mentionnés, soit les appliquer selon certaines combinaisons, comme par exemple la contre-réaction résistive parallèle combinée avec l'adaptation réactive.

Afin d'obtenir le gain demandé, le concepteur doit souvent utiliser plusieurs transistors. Ces transistors peuvent être combinés en amplificateurs multiplicatifs ou additifs (distribués). Les amplificateurs multiplicatifs sont réalisés par la mise des transistors en cascade à l'aide des circuits d'adaptation intermédiaires (inter-stage) ou encore sous forme de modules d'amplificateur adaptés. Ces derniers, grâce à leur faible taux d'onde stationnaire aux accès, peuvent être placés en cascade sans dégradation appréciable des caractéristiques. Les modules peuvent avoir une configuration non-équilibrée (single-ended) ou équilibrée (balanced).





ADAPTATION RESISTIVE







Figure 5-19: Principes d'adaptation d'impédance

	Amplificateurs Multiplicatifs				Amplificateurs Additifs
Principe d'adaptation	Réactif	Contre- réaction	Réseaux avec pertes	Actif	Distribué
Largeur de bande	Etroite à Large	Multi-octave			
Gain par étage	Haut à faible dépendemment de la largeur de bande	faible	faible	Très faible à faible	faible
Facteur de bruit	Très faible à faible	Moyen à élevé	Élevé	Moyen à élevé	Élevé
Adaptation d'entrée	Mauvaise	Passable à bonne	Passable à bonne	Très bonne	Bonne
Adaptation de sortie	Passable à faible	Bonne	Bonne	Très bonne	Bonne
Fréquence d'opération	1 à 60 GHz	0.1 à 18 GHz	0.1 à 18 GHz	0.1 à 10 GHz	1 à 40 GHz
Technologie	Hybride	Hybride ou monolithique	Hybride ou monolithique	Monolithique	Hybride, monolithique de préférence
Applications	Faible bruit bande passante, Haut gain à largeur de bande moyenne ou élevée	Passe-bas ou passe-bande à très grande largeur de bande	Passe-bas ou passe-bande à très grande largeur de bande	Passe-bas à très grande largeur de bande	Très grande largeur de bande

## Table 5-1: Caractéristiques des différents amplificateurs

La configuration équilibrée utilise deux amplificateurs combinés avec deux coupleurs hybride 90° de 3dB. Elle permet d'obtenir de bons taux d'onde stationnaire à l'entrée et à la sortie même si les amplificateurs ont des T.O.S élevés.

Les isolateurs peuvent aussi être utilisés pour assurer une bonne mise en cascade de plusieurs étages.



Figure 5-20: Autres configurations d'amplificateurs

### 5.12 Amplificateur de Puissance



Figure 5-21: Caractéristique large signal en gain

Dans la région linéaire:

En compression:

Niveau de bruit thermique:

$$P_{Na} = kTB \cdot G_a \cdot F$$
 Equation 5-65

Où k est la constante de Boltzmann, T est la température absolue, B est la largeur de bande,  $G_o$  le gain linéaire de l'amplificateur et F son facteur de bruit.

À 
$$T = 290 \ K$$
, nous avons:  
 $P_{S,mds} (dBm) = -174 \ dBm + 10 \cdot \log_{10} (B) + F(dB) + G_A(dB)$  Equation 5-66

La plage dynamique à la sortie est alors:

$$DR(dB) = P_{S,1dB}(dBm) - P_{S,mds}(dBm)$$
 Equation 5-67







Figure 5-22: Adaptation d'impédance large signal



Figure 5-23: Test Load-Pull



(a)



Figure 5-24: Classe B Push-Pull







Figure 5-26: Produits d'intermodulation



Figure 5-27: Point d'interception de 3e ordre

### 5.13 Amplificateur à Deux Etages



Figure 5-28: Amplificateur à deux étages

Gain élevé:

$$\Gamma_{s} = (\Gamma_{IN,1})^{*} \qquad \Gamma_{IN,M} = (\Gamma_{OUT,1})^{*} \qquad \Gamma_{OUT,M} = (\Gamma_{IN,2})^{*} \qquad \Gamma_{L} = (\Gamma_{OUT,2})^{*} \qquad \text{Equation 5-68}$$

Haute puissance:

$$\Gamma_{s} = (\Gamma_{IN,1})^{*} \qquad \Gamma_{IN,M} = \Gamma_{IP,1} \qquad \Gamma_{OUT,M} = (\Gamma_{IN,2})^{*} \qquad \Gamma_{L} = \Gamma_{IP,2} \qquad \text{Equation 5-69}$$

Où  $\Gamma_{IP,1}$  et  $\Gamma_{IP,2}$  sont les coefficients de réflexion des charges pour une puissance de sortie maximale.

#### Faible bruit:

$$\Gamma_{s} = \Gamma_{OPT,1} \qquad \Gamma_{IN,M} = \left(\Gamma_{OUT,1}\right)^{*} \qquad \Gamma_{OUT,M} = \Gamma_{OPT,2} \qquad \Gamma_{L} = \left(\Gamma_{OUT,2}\right)^{*} \qquad \text{Equation 5-70}$$

Où  $\Gamma_{OPT,1}$  et  $\Gamma_{OPT,2}$  sont les coefficients de réflexion de sources pour un facteur de bruit minimal.

## 5.14 Stabilisation d'un transistor



 $S_{11} = 0.65 |-94^{\circ}$   $S_{12} = 0.032 |41.2^{\circ}$   $S_{21} = 4.62 |116.2^{\circ}$   $S_{22} = 0.66 |-36^{\circ}$ 

Figure 5-29: Exemple de stabilisation d'un transistor



Figure 5-30: Stabilisation avec résistance en série à l'entrée



Figure 5-31: Quatre possibilités de stabilisation