

Notes sur l'adaptation et la stabilité d'un amplificateur à transistor.

1 . Rappels théoriques sur les amplificateurs hyperfréquences

Lors de la réalisation d'un amplificateur, on souhaite obtenir un maximum de gain, aussi constant que possible sur toute la bande de fréquence. Pour ce faire, il s'agit d'adapter le transistor à l'entrée et à la sortie au sens du maximum de transfert de puissance (cf.. Traité d'Electricité vol. IV). On effectuera cette adaptation pour la fréquence supérieure de la bande à l'aide de l'abaque de Smith, ce qui donnera une bonne première solution au problème.

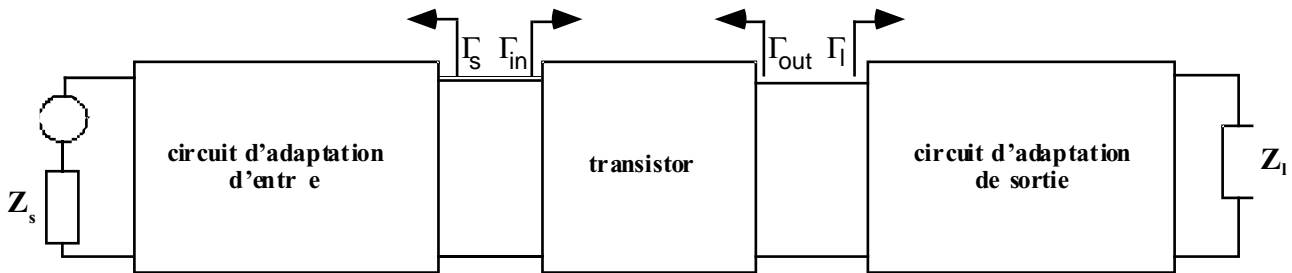


Figure 1: adaptation d'un amplificateur à transistor

L'adaptation est obtenue pour $\Gamma_{in} = \Gamma_s^*$ et $\Gamma_{out} = \Gamma_l^*$ (fig. 1). Les paramètres Γ se calculent à l'aide de la matrice de répartition du transistor [3].

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_l}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_l} = S'_{11}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_s}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_s} = S'_{22}$$

Dans le cas où S_{12} est négligeable, hypothèse que nous allons prendre dans ce laboratoire, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \Gamma_{in} &= S_{11} \\ \Gamma_{out} &= S_{22} \\ \Gamma_s &= S_{11}^* \\ \Gamma_l &= S_{22}^* \end{aligned}$$

Nous avons maintenant le choix entre deux stratégies d'adaptation :

1) Adapter le générateur et la charge à Γ_{in}^* respectivement Γ_{out}^* . Il faudra donc partir des points S_{11}^* et S_{22}^* sur l'abaque de Smith, tourner dans le sens de la charge et soustraire les éléments obtenus jusqu'à se ramener au centre.

2) Adapter le composant à Γ_s respectivement Γ_l . Il faudra dans ce cas partir des points S_{11} et S_{22} sur l'abaque de Smith, tourner dans le sens du générateur et additionner les éléments obtenus jusqu'à se ramener au centre.

Il va de soi que les solutions obtenues par les deux méthodes seront identiques.

2 . Composants d'adaptation

Dans le circuit d'adaptation d'un montage hyperfréquence on rencontre les éléments suivants:

Eléments créés à partir de lignes de transmissions:

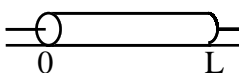
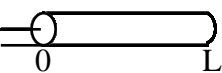
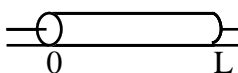
- Lignes de transmissions.
- Tronçons de lignes ouvertes (Open Stub).
- Tronçons de lignes court-circuitées (Short-circuited Stub).

Eléments idéaux standards:

- Capacités idéales.
- Inductances idéales.
- Résistances.

Dans la réalité, les inductances réelles présentent aussi des effets résistifs et capacitifs. De même, les capacités réelles ont des pertes résistives et un effet inductif. Ces effets sont particulièrement renforcés dans la bande hyperfréquences et un composant réel ne représente qu'une approximation de l'élément idéal. Pour ces raisons, lors de l'adaptation d'un circuit simple, on préférera utiliser des éléments faits à partir de lignes de transmissions ou éventuellement des capacités idéales.

Le tableau ci-dessous rappelle les expressions des impédances équivalentes des éléments faits à l'aide de lignes de transmissions [2].

Ligne de transmission	Open Stub	Short-circuited Stub
		
$\underline{Z}_t(z) = \underline{Z}_c \frac{\underline{Z}_L - \underline{Z}_c \cdot \tanh[\underline{\gamma} \cdot (z - L)]}{\underline{Z}_c - \underline{Z}_L \cdot \tanh[\underline{\gamma} \cdot (z - L)]}$ <p>\underline{Z}_L: impédance au point L.</p>	$\underline{Z}_t(z) = -\underline{Z}_c \cdot \tanh[\underline{\gamma} \cdot (z - L)]$	$\underline{Z}_t(z) = -\underline{Z}_c \cdot \coth[\underline{\gamma} \cdot (z - L)]$

Dans le cas de lignes sans pertes, $\underline{\gamma}$ est purement complexe et vaut $\underline{\gamma} = j\beta$. L'impédance caractéristique d'une ligne sans perte étant purement réelle, \underline{Z}_t devient, pour un Open Stub et un Short-circuited Stub:

Open Stub:
$$\underline{Z}_t(z) = j \cdot \underline{Z}_c \cdot \cot[\beta \cdot (z - L)]$$

Short-circuited Stub
$$\underline{Z}_t(z) = -j \cdot \underline{Z}_c \cdot \tan[\beta \cdot (z - L)]$$

Le comportement des ces deux éléments est purement réactif et est fonction de la fréquence ainsi que de la longueur du Stub L. De manière générale, on préférera des Stubs de faibles longueurs afin de diminuer la dépendance en fréquence de l'impédance constituée par les tronçons de lignes.

De par leur nature, les Stubs conduisent à un branchement en parallèle, au milieu de lignes ou d'impédances par exemples. Il est donc plus naturel de travailler avec des Stubs en admittance qu'en impédance.

3. Stabilité d'un amplificateur à transistor

Lors de la conception d'un amplificateur, il peut arriver que celui-ci se mette spontanément en oscillations, détruisant d'un coup tout espoir d'amplification. Il est donc utile de prévoir l'apparition d'un tel comportement.

Pour une première approche nous nous limiterons à des considérations faites pour une seule fréquence. Dans le cas d'un travail à plusieurs fréquences, on vérifiera simplement la stabilité du biporte sur plusieurs points discrets de fréquences.

Le critère de stabilité peut être exprimé dans plusieurs jeux de paramètres différents comme les paramètres E , H , Z , ..., et S , qui tous permettent de caractériser le fonctionnement d'un circuit électrique. Nous allons utiliser le jeu des paramètres S ([1] et [3]).

La question de la stabilité peut-être considérée de trois manières:

- 1- Dans le plan du coefficient de réflexion de la charge Γ_L , quelles sont les valeurs de Γ_L qui donnent $|\Gamma_{in}| < 1$?
- 2- Dans le plan du coefficient de réflexion de l'entrée du transistor Γ_{in} , quelle est la courbe donnée par $|\Gamma_L| = 1$?
- 3- Si l'on réalise l'adaptation conjuguée, $\Gamma_{in}^* = \Gamma_S$ et $\Gamma_{out}^* = \Gamma_L$, les parties réelles des impédances terminant le réseau sont positives (charges) .

Tous ces points de vues fourniront la même réponse sur la stabilité du biporte. Mathématiquement on peut résumer ces trois conditions par

$$|\Gamma_{in}| < 1 \quad (1) \quad \text{et} \quad |\Gamma_{out}| < 1 \quad (2).$$

Ceci traduit le fait que le coefficient de réflexion à l'entrée et à la sortie du biporte (transistor) ne peut dépasser l'unité et par là renvoyer plus de puissance que celle qui lui est fournie.

Les relations (1) et (2) se traduisent dans l'abaque de Smith par des cercles. La position du centre de ces cercles est donnée par un nombre complexe r_s pour la source et r_l pour la charge (fig. 1). Le rayon de ces cercles est donné par R_s pour le cercle coté source et R_l pour le cercle coté charge.

$$r_s = \frac{(\underline{S}_{11} - \underline{\Delta} \cdot \underline{S}_{22}^*)^*}{|\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \quad (3)$$

$$R_s = \frac{|\underline{S}_{12} \cdot \underline{S}_{21}|}{|\underline{S}_{11}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \quad (4)$$

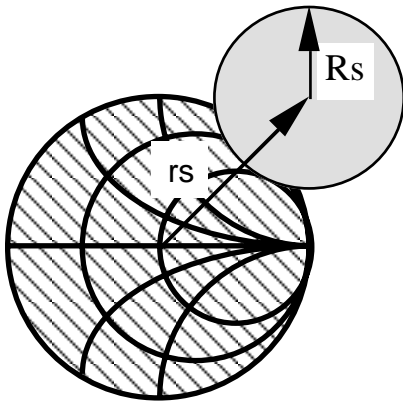
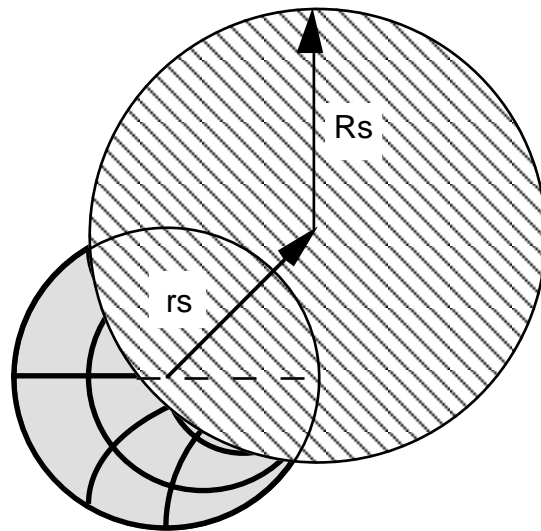
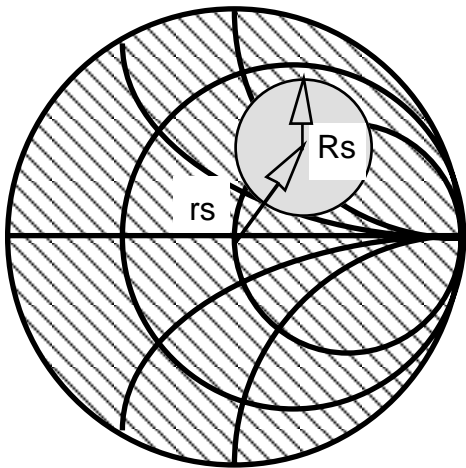
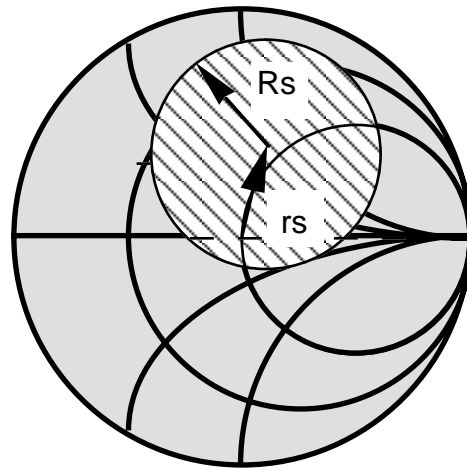
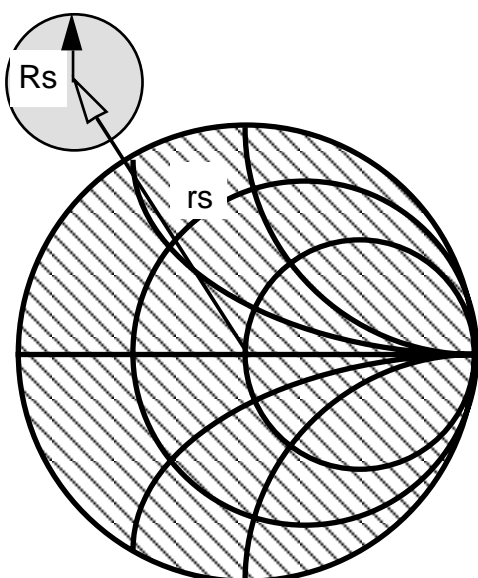
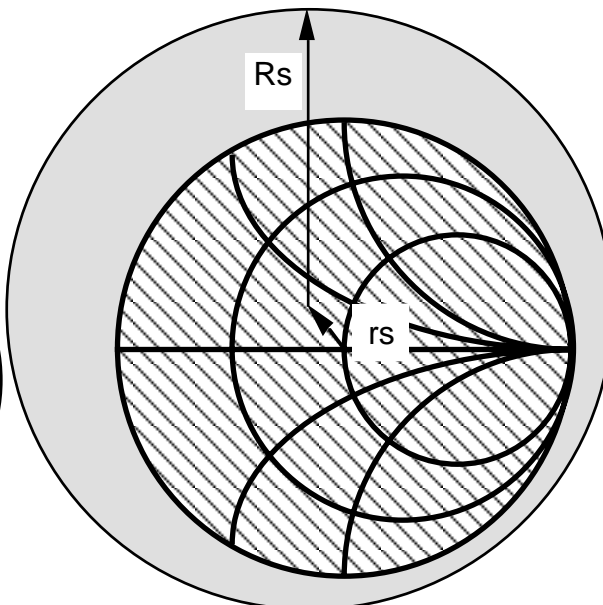
$$r_l = \frac{(\underline{S}_{22} - \underline{\Delta} \cdot \underline{S}_{11}^*)^*}{|\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \quad (5)$$

$$R_l = \frac{|\underline{S}_{12} \cdot \underline{S}_{21}|}{|\underline{S}_{22}|^2 - |\underline{\Delta}|^2} \quad (6)$$

avec $\underline{\Delta} = \underline{S}_{11} \cdot \underline{S}_{22} - \underline{S}_{12} \cdot \underline{S}_{21}$, le déterminant de la matrice S du biporte.

Ces cercles de stabilité se dessinent sur l'abaque de Smith, après avoir positionné le centre du cercle (attention celui-ci est exprimé en coefficient de réflexion, il est bon de le transformer sous la forme module*exponentielle pour le placer dans l'abaque). Plusieurs configurations peuvent-êtres dégagées de l'abaque. Ces configurations fournissent alors une visualisation graphique de la qualité de la stabilité d'un amplificateur.

Les figures suivantes décrivent 6 possibilités conduisant soit à des configurations toujours stables ou inconditionnellement stables, soit à des configurations stables de manière conditionnelle [4]. Elles sont faites pour le coefficient de réflexion de la source Γ_S . Les zones stables sont les surfaces hachurées, les zones instables sont représentées en gris clair. Dans l'abaque de Smith on ne peut représenter que les impédances ayant une partie réelle positive. Ceci implique que le cas b. par exemple possède toute une zone stable hors de l'abaque impliquant des parties réelles négatives, irréalisable en pratique.

a. Conditionnellement stable. $K < 1$.b. Conditionnellement stable. $K < 1$.c. Conditionnellement stable. $K > 1$.d. Conditionnellement stable. $K > 1$.e. Inconditionnellement stable. $K > 1$.f. Inconditionnellement stable. $K > 1$.

On définit le facteur de stabilité intrinsèque du transistor par

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{21} \cdot S_{12}|} \quad (3).$$

Pour garantir une stabilité inconditionnelle de l'amplificateur, K doit être positif et supérieur à 1. Pour un tel biporte, toutes les charges, ou sources, ayant une impédance à partie réelle positive, conduisent à une réalisation stable.

Cas de l'adaptation conjuguée des deux portes:

Lorsque K est plus grand que l'unité, il est possible de réaliser l'adaptation conjuguée aux deux portes simultanément. Ceci conduit au gain maximum possible du transistor pour la fréquence considérée.

Le gain maximum possible est donné par

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

le signe + est utilisé si $1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$ est négatif, le signe - est utilisé dans le cas contraire.

4. Méthode de conception

Le premier pas dans le calcul d'un amplificateur est de déterminer le facteur de stabilité K en fonction de la fréquence [3]. Pour les régions où $K < 1$, on dessine les cercles de stabilité dans les plans Γ_S et Γ_L afin de connaître les zones garantissant la stabilité ou l'instabilité. Le circuit d'adaptation doit être conçu pour éviter les régions instables fournies par les cercles de stabilité. En principe, en basses fréquences les transistors ont un facteur de stabilité K inférieur à l'unité; il faut donc être particulièrement attentif aux valeurs de Γ_S et Γ_L pour les basses fréquences. Un Short-circuited Stub garantit en général une bonne stabilité en basses fréquences, mais présente certains inconvénients dans la polarisation en courant continu du transistor.

5. Références

- [1] F.E. Gardiol, **Hyperfréquences**, PPR 1989.
- [2] F.E. Gardiol, **Electromagnétisme**, PPR 1989.
- [3] G.D. Vendelin, **Design of Amplifiers and Oscillators by the S-Parameter Method**, John Wiley 1982.
- [4] W.H Froehner, **Quick amplifier design with scattering parameters**, Hewlett-Packard Application Note 95, Septembre 1968.