



**TECHNIQUES  
DE L'INGÉNIEUR**

Réf. : **E310 V1**

# Amplificateurs

Date de publication :  
**10 novembre 2001**

Cet article est issu de : **Électronique - Photonique | Électronique**

par **Pascal BAREAU**

**Pour toute question :**  
Service Relation clientèle  
Techniques de l'Ingénieur  
Immeuble Pleyad 1  
39, boulevard Ornano  
93288 Saint-Denis Cedex

**Par mail :**  
infos.clients@teching.com  
**Par téléphone :**  
00 33 (0)1 53 35 20 20

Document téléchargé le : **05/12/2019**

Pour le compte : **7200029571 - univ mouloud mammeri tizi ousou // bu06 SNDL // 193.194.82.178**

© Techniques de l'Ingénieur | tous droits réservés

# Amplificateurs

par **Pascal BAREAU**  
*Ingénieur Supélec (École supérieure d'électricité)  
Professeur à Supélec, service Radioélectricité et Électronique*

<b>1. Principales caractéristiques mesurables.....</b>	<b>E 310 - 2</b>
1.1 Définitions .....	— 2
1.2 Calcul des gains .....	— 2
1.3 Mesure des gains.....	— 3
1.4 Désadaptation des accès.....	— 3
1.5 Facteur de bruit.....	— 4
<b>2. Non-linéarités.....</b>	<b>— 5</b>
2.1 Point de compression.....	— 5
2.2 Intermodulation .....	— 5
2.3 Conversion amplitude-phase.....	— 5
2.4 Approche polynomiale .....	— 5
<b>3. Mesures à fort niveau .....</b>	<b>— 6</b>
<b>4. Classes de fonctionnement.....</b>	<b>— 7</b>
4.1 Classe A .....	— 7
4.2 Réduction du temps de conduction ; classes AB, B, C .....	— 7
4.3 Optimisation du rendement ; classes F et D.....	— 8
4.4 Amplificateurs RF utilisant le transistor en commutation .....	— 8
4.4.1 Classe D .....	— 9
4.4.2 Classe E .....	— 9
<b>5. Structures particulières aux micro-ondes .....</b>	<b>— 10</b>
5.1 Amplificateur distribué.....	— 10
5.2 Amplificateur équilibré.....	— 10
5.3 Architecture des amplificateurs RF de puissance .....	— 11
5.3.1 Structure <i>push-pull</i> .....	— 11
5.3.2 Circuits symétriseurs.....	— 12
<b>Références bibliographiques .....</b>	<b>— 12</b>

**S**elon leurs applications, les spécifications que l'on demande aux amplificateurs peuvent être très différentes. Des étages faible bruit que l'on rencontre dans les récepteurs sont difficilement comparables à des étages de puissance alimentant une antenne d'émission. Pourtant, certaines caractéristiques comme la linéarité et la consommation sont, à des échelles diverses, communes à la plupart des amplificateurs.

Dans cet article, l'accent est surtout mis sur les amplificateurs « radiofréquences » ou « micro-ondes ».

On se propose d'exposer dans une première partie les principaux concepts relatifs aux amplificateurs (différents gains, désadaptation, facteur de bruit, produits d'intermodulation...) On évoquera brièvement la mesure de certaines de ces caractéristiques.

Dans une deuxième partie, on discutera des différentes structures possibles d'amplificateurs à fort niveau en fonction des contraintes de rendement, de linéarité et de bande de fréquence.

Le lecteur pourra se reporter aux références [1] à [3].

# 1. Principales caractéristiques mesurables

## 1.1 Définitions

Considérons un amplificateur chargé par une impédance  $Z_u$  et attaqué par un générateur ( $E_g, Z_g$ ) (figure 1).

En basse fréquence, les grandeurs utiles sont soit des tensions soit des courants, on définit donc selon le type d'amplificateur les grandeurs suivantes :

- gain en tension :  $A_V = |V_s|/|V_e|$
- transadmittance :  $g = |I_s|/|V_e|$

La mesure de ces grandeurs ne présente en général pas de difficulté. Le gain en tension  $A_V$  exprimé en décibels est défini par :

$$A_{dB} = 20 \lg A_V$$

$\lg$  désignant le logarithme décimal.

En radiofréquences et micro-ondes, les grandeurs utiles sont les puissances et on définit quatre gains en puissance.

### ■ Gain composite

C'est le rapport de la puissance dans la charge et de la puissance disponible du générateur :

$$G_c = P_u / P_d$$

La puissance dans la charge  $P_u$  peut s'exprimer en fonction de l'impédance de charge  $Z_u$  (ou de son admittance  $Y_u$ ) :

$$P_u = \operatorname{re}(Y_u) |V_s|^2 = \operatorname{re}(Z_u) |I_s|^2$$

La puissance disponible du générateur ne dépend que de la partie réelle de l'impédance interne du générateur  $Z_g$  et de la tension à vide du générateur  $E_g$ .

$$P_d = |E_g|^2 / 4 \operatorname{re}(Z_g)$$

$P_d$  représente la puissance moyenne maximale que peut délivrer le générateur dans les conditions d'adaptation en puissance, à savoir lorsque le générateur est chargé par  $Z = Z_g^*$  (impédance complexe conjuguée de son impédance interne).

Le gain  $G_c$  dépend de la charge, des caractéristiques de l'amplificateur et également du générateur.  $G_c$  n'est pas itératif.

### ■ Gain en puissance

C'est le rapport de la puissance dans la charge et de la puissance fournie par le générateur à l'impédance d'entrée  $Z_e$  de l'amplificateur :

$$G = P_u / P_e$$

avec  $P_e = \operatorname{re}(Y_e) |V_e|^2 = \operatorname{re}(Z_e) |I_e|^2$ ,  $Z_e = V_e / I_e$ .

Le gain  $G$  ne dépend que de la charge et de l'amplificateur. Il est itératif c'est-à-dire que le gain en puissance global de deux amplis placés en cascade est égal au produit des gains en puissance :

$$G = G_1(Z_{e2}) \times G_2(Z_u)$$

$Z_{e2}$  représentant alors l'impédance d'entrée du second amplifica-

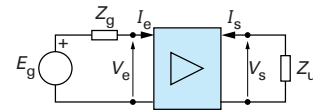


Figure 1 – Schéma synoptique d'un amplificateur

### ■ Gain en puissance disponible

C'est le rapport de la puissance disponible en sortie de l'amplificateur et de celle du générateur :

$$G_d = P_{du} / P_d$$

La puissance disponible en sortie  $P_{du}$  peut s'exprimer en considérant la représentation de Thévenin de l'amplificateur (tension à vide  $E_s$ , impédance de sortie  $Z_s$ ).

$$P_{du} = |E_s|^2 / 4 \operatorname{re}(Z_s)$$

Le gain  $G_d$  ne dépend que du générateur et de l'amplificateur.  $G_d$  est itératif. Il est principalement utilisé dans les calculs de bruit des chaînes d'amplification.

### ■ Gain d'insertion

C'est le rapport de la puissance  $P_u$  dans la charge  $Z_u$  et de la puissance  $P'_u$  obtenue dans  $Z_u$  chargeant directement la sortie du générateur ( $E_g, Z_g$ ) :

$$G_{ins} = P_u / P'_u$$

Les gains en puissance  $G_c$ ,  $G_d$ ,  $G$  et  $G_{ins}$  exprimés en décibels sont définis par :

$$G_{dB} = 10 \lg G.$$

La notation  $\lg$  désignant le logarithme décimal.

## 1.2 Calcul des gains

### ■ Paramètres de répartition

À bas niveau, les amplificateurs radiofréquences sont le plus souvent caractérisés par leurs paramètres de répartition par rapport à une impédance de référence  $Z_0$  : paramètres  $S$ .

La matrice ( $S$ ) relie les « ondes » entrantes  $a_k$  aux « ondes » sortantes  $b_k$  de façon **linéaire** (hypothèse **petit signal**) :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned}$$

On relie les ondes entrantes et sortantes aux tensions et courants par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{à l'entrée : } a_1 &= \frac{V_e + Z_0 I_e}{2\sqrt{Z_0}} & b_1 &= \frac{V_e - Z_0 I_e}{2\sqrt{Z_0}} \\ \text{à la sortie : } a_2 &= \frac{V_s + Z_0 I_s}{2\sqrt{Z_0}} & b_2 &= \frac{V_s - Z_0 I_s}{2\sqrt{Z_0}} \end{aligned}$$

Les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  représentent respectivement les « coefficients de réflexion » des impédances d'entrée  $Z_e$  et de sortie  $Z_s$  pour une terminaison égale à  $Z_0$  :

$$S_{11} = \frac{Z_{e(Z_0)} - Z_0}{Z_{e(Z_0)} + Z_0}$$

avec  $Z_{e(Z_0)} = \frac{V_e}{I_e}$  lorsque  $V_s = -Z_0 I_s$

$$S_{22} = \frac{Z_{s(Z_0)} - Z_0}{Z_{s(Z_0)} + Z_0}$$

avec  $Z_{s(Z_0)} = \frac{V_s}{I_s}$  lorsque  $V_e = -Z_0 I_e$

Le paramètre de **transmission directe**  $S_{21}$  est égal à  $\frac{2V_s}{E_g}$  lorsque

$Z_g = Z_u = Z_0$  (figure 1).  $S_{12}$  est la **transmission inverse**.

Les quantités  $|a_k|^2$  et  $|b_k|^2$  sont des puissances, la puissance fournie à la charge  $Z_u$  est égale à la différence entre une puissance « incidente »  $|b_2|^2$  et réfléchie  $|a_2|^2$  :

$$P_u = |b_2|^2 - |a_2|^2$$

De même, la puissance consommée à l'entrée vaut :

$$P_e = |a_1|^2 - |b_1|^2$$

Les paramètres  $S$  se mesurent à l'aide d'analyseurs de réseaux vectoriels, alors que la mesure des tensions et courants devient impossible en hautes fréquences.

### ■ Expression des gains

Les gains définis au paragraphe 1.1 s'expriment en fonction des paramètres  $S$  et des différents coefficients de réflexion  $\Gamma_i$  par rapport à la référence  $Z_0 = 50 \Omega$ .

$$\Gamma_i = \frac{Z_i - Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (i = u \text{ ou } g).$$

$$G_c = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_g|^2) (1 - |\Gamma_u|^2)}{|(1 - \Gamma_g S_{11})(1 - \Gamma_u S_{22}) - S_{12} S_{21} \Gamma_g \Gamma_u|^2}$$

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

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

$$G_{ins} = \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_g \Gamma_u|^2}{|(1 - \Gamma_g S_{11})(1 - \Gamma_u S_{22}) - S_{12} S_{21} \Gamma_g \Gamma_u|^2}$$

Dans le cas nominal où le générateur et la charge présenteraient des coefficients de réflexion nuls (impédances égales à  $Z_0$ ), on obtient les relations suivantes :

$$G_c = G_{ins} = |S_{21}|^2$$

$$G = |S_{21}|^2 / (1 - |S_{11}|^2)$$

$$G_d = |S_{21}|^2 / (1 - |S_{22}|^2)$$

La mesure de transmission avec l'analyseur de réseaux donne donc le gain composite.

## 1.3 Mesure des gains

■ En général, la mesure du **gain composite** est suffisante. C'est la mesure la plus facile, en tout cas dans l'hypothèse d'un générateur

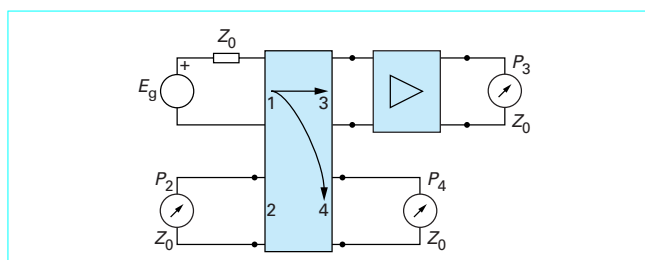


Figure 2 – Mesure du gain en puissance

d'impédance interne  $Z_0$  et d'un appareil de mesure (wattmètre ou analyseur de spectre) d'impédance d'entrée  $Z_0$ .

On mesure en réalité le gain d'insertion en présentant le wattmètre successivement aux bornes du générateur directement puis à la sortie de l'amplificateur.

Les puissances sont très souvent exprimées en unités logarithmiques par rapport à une référence :

$$P(\text{dBm}) = 10 \lg \left( \frac{P}{1 \text{ mW}} \right), \quad P(\text{dBW}) = 10 \lg \left( \frac{P}{1 \text{ W}} \right)$$

Le gain en décibels est simplement la différence des deux valeurs de puissances affichées en dBm par exemple :

$$G(\text{dB}) = P_u(\text{dBm}) - P_e(\text{dBm})$$

■ La mesure du **gain en puissance** est plus délicate car elle nécessite de connaître les puissances incidente et réfléchie.

La mesure du gain en puissance  $G$  peut être effectuée en considérant le montage de la figure 2 utilisant les propriétés d'un coupleur directif.

Un coupleur directif est un dispositif capable de dévier une fraction  $\alpha$  de la puissance transitant dans une direction sur une ligne ou un guide. Si le coupleur est parfait, la fraction  $\beta$  de la puissance qui transite dans la direction opposée est nulle.

Si les coefficients de couplage entre les accès (1) et (4) d'une part et (2) et (3) d'autre part sont tous les deux égaux à  $\alpha$ , et si les accès (1) et (2) ainsi que (3) et (4) sont isolés entre eux, on a :

$$P_4 = \alpha P_d, \quad P_2 = \alpha P_{\text{refl}}$$

$$P_4 - P_2 = \alpha (P_d - P_{\text{refl}}) = \alpha P_e$$

$P_e$  étant la puissance effectivement appliquée à l'entrée de l'amplificateur. Dans le cas où l'appareil de mesure en sortie de l'amplificateur présente une impédance  $Z_0$ ,  $P_e = P_d (1 - |S_{11}|^2)$ .

## 1.4 Désadaptation des accès

Lorsqu'on ne dispose pas d'analyseur de réseaux permettant d'obtenir les paramètres de réflexion  $S_{11}$  et  $S_{22}$ , ou si l'amplificateur n'est pas terminé par une impédance  $Z_0$  ou encore si les niveaux appliqués sont importants, il est possible de mesurer les modules des coefficients de réflexion  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_s$  à l'aide d'un coupleur directif. La mesure de  $P_2$  sur le montage de la figure 2 permet d'avoir accès à la **puissance réfléchie**  $P_{\text{refl}}$  :

$$P_{\text{refl}} = |\Gamma_e|^2 P_d$$

En terminant l'accès (3) du coupleur directif successivement sur un court-circuit ou circuit ouvert puis sur l'entrée de l'amplificateur étudié, on obtient directement  $20 \lg |\Gamma_e|$  en faisant la différence des deux puissances lues en dBm sur l'appareil de mesure.

## 1.5 Facteur de bruit

La notion de facteur de bruit ( $F$ ) est la plus usitée pour chiffrer les performances en bruit d'un amplificateur. On rappelle ici que cette grandeur est définie en fonction de la « température équivalente »  $T_e$ , qui représente l'élévation de température du générateur nécessaire pour produire la même puissance de bruit en sortie de l'amplificateur supposé non bruyant :

$$F = 1 + T_e / T_0$$

La température  $T_0$  de référence vaut 290 K.  $T_e$  et  $F$  dépendent de l'impédance du générateur.

La **dégradation**  $D$  du rapport signal sur bruit à la traversée de l'amplificateur attaqué par un générateur à la température  $T_g$  (c'est par exemple celle de l'antenne) est donnée par :

$$D = 1 + T_e / T_g$$

On voit que le facteur de bruit ne chiffre la dégradation du rapport signal sur bruit que dans un seul cas, très limitatif, celui où la température de bruit du générateur vaut  $T_g = T_0 = 290$  K.

La mesure  $T_e$  ou  $F$  peut être effectuée sans grosse difficulté pour un amplificateur présentant à sa sortie une impédance proche de  $Z_0$  avec les « mesureurs de bruit » du commerce. Ces appareillages comprennent une source de bruit étalonisée et un récepteur capable de mesurer une puissance de bruit dans une bande passante  $\Delta f$  faible devant la fréquence centrale d'analyse. La source de bruit lorsqu'elle est alimentée présente, dans une bande  $\Delta f$ , une puissance disponible de bruit  $kT\Delta f$ ,  $k$  étant la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J · K<sup>-1</sup>) et  $T$  une température très élevée donnée par le constructeur par la quantité dite ENR (*Excess Noise Ratio*) :

$$\text{ENR} = 10 \lg (T - T_0) / T_0.$$

Lorsque la source est non alimentée et placée à la température ambiante  $T'_0$ , sa puissance disponible est alors  $kT'_0\Delta f$ .

Le mesureur fait le rapport  $Y$  des deux puissances de bruit en sortie du récepteur.

$$Y = \frac{kG_c\Delta f(T + T_e)}{kG_c\Delta f(T'_0 + T_e)}$$

( $G_c$  représente le gain composite de toute la chaîne d'amplification). Connaissant l'ENR et la température ambiante, l'appareil est donc capable de déterminer  $T_e$  ou  $F$ .

Le calibrage de l'appareil consiste à tenir compte du bruit apporté par le mesureur lui-même ; il consiste en une mesure préalable effectuée sur le mesureur seul (figure 3 a). Cette mesure permet à l'appareil de déterminer sa température équivalente  $T_e$  ainsi que le produit  $kG_c\Delta f$ .

Lorsqu'un quadripôle est inséré entre la source de bruit et le mesureur, l'appareil détermine la quantité  $kG_cG_{\text{ins}}\Delta f$  (le gain du récepteur seul est augmenté du gain d'insertion du quadripôle). En appliquant l'hypothèse simplificatrice  $G_c = G_d = G_{\text{ins}} = |S_{21}|^2$ , l'appareil peut obtenir le facteur de bruit du quadripôle seul,  $F_1$ , grâce à la relation donnant le facteur de bruit global en fonction des différents facteurs de bruit de la chaîne :

$$F_t = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{d1}}$$

avec  $F_2$  facteur de bruit du deuxième étage (mesureur) pour une impédance d'attaque égale à  $Z_0$  (en réalité l'impédance de la source de bruit voisine de  $Z_0$ ),

$G_{d1}$  gain en puissance disponible de l'amplificateur étudié (toujours pour la même impédance d'attaque).

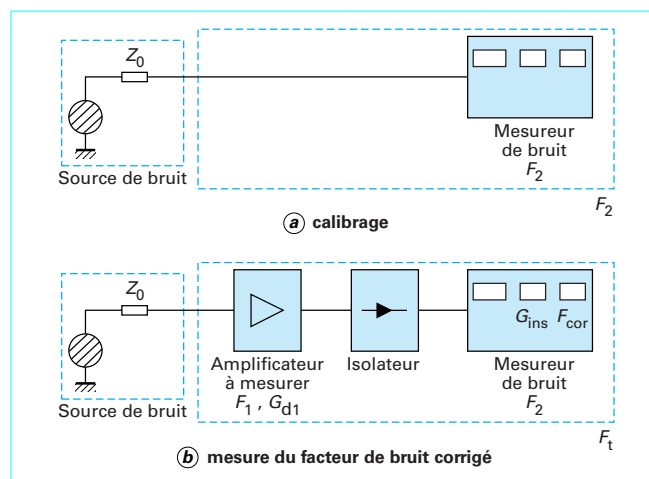


Figure 3 - Mesure du facteur de bruit

Si l'impédance de sortie de l'amplificateur n'est pas identique à celle de la source de bruit, la valeur de  $F_2$  lors de la mesure de  $F_t$  n'est plus égale à celle de  $F_2$  lors du calibrage. De plus, la sortie de l'amplificateur n'étant plus adaptée à sa charge  $Z_0$ ,  $G_d \neq G_{\text{ins}}$ .

En supposant que la source de bruit a une impédance  $Z_0$  et que l'impédance d'entrée du mesureur est égale à  $Z_0$ , on a :

$$G_d = G_{\text{ins}} / (1 - |S_{22}|^2)$$

On voit que pour que l'erreur introduite par le calibrage soit faible, il faut que l'amplificateur ait un grand gain et que la désadaptation en sortie ne soit pas trop grande.

Si  $S_{22}$  est trop important, on intercale un transformateur d'impédance ajustable ou un isolateur. Dans le premier cas, on peut même négliger les pertes de l'adaptateur : dans cette hypothèse, il est non bruyant et la correction effectuée par le calibrage est exacte. Dans le cas de l'isolateur ou d'un adaptateur dont on ne néglige pas les pertes, il faut tenir compte du facteur de bruit de l'étage supplémentaire. Le quadripôle étant passif, celui-ci s'obtient en fonction de son gain en puissance disponible  $G_{d\text{iso}}$  et de la température  $T'_0$  :

$$F_{\text{iso}} = 1 + T'_0 (1 - G_{d\text{iso}}) / T_0 G_{d\text{iso}}$$

Pour un isolateur parfait placé à la température  $T_0$  attaqué par la sortie de l'amplificateur (coefficient de réflexion  $S_{22}$ ) (figure 3 b) l'expression de  $F_{\text{iso}}$  devient très simple :

$$F_{\text{iso}} = 1 / G_{d\text{iso}} = 1 / (1 - |S_{22}|^2)$$

Si l'on connaît  $|S_{22}|$ , il est donc possible d'obtenir la vraie valeur de  $F_1$  à partir de la mesure de  $F_t$  et de  $G_{\text{ins}}$ .

$$F_t = F_1 + \frac{F_{\text{iso}} - 1}{G_{d1}} + \frac{F_2 - 1}{G_{d1} G_{d\text{iso}}} = F_1 + \frac{F_2 F_{\text{iso}} - 1}{G_{d1}}$$

— En posant  $M = 1 / (1 - |S_{22}|^2)$ , on a  $G_{d1} = M G_{\text{ins}}$ ,  $F_{\text{iso}} = M$ . La valeur exacte de  $F_1$  peut se déduire de la valeur de  $F_t$  faussement corrigée par l'appareil ( $F_{\text{cor}}$ ), du gain d'insertion  $G_{\text{ins}}$  mesuré par l'appareil et du facteur  $M$ .

$$F_1 = F_{\text{cor}} + \frac{1 - M}{M G_{\text{ins}}}$$

## 2. Non-linéarités

On peut considérer deux sortes de non-linéarités : d'une part, des limitations qui entraînent l'écrêtage des signaux à partir d'un certain seuil et, d'autre part, la linéarité imparfaite de la caractéristique de transfert. Les limitations à seuil n'interviennent qu'à fort niveau alors que les non-linéarités « douces » sont présentes quel que soit le niveau appliqué. Cependant, à très bas niveau il est clair que n'importe quelle caractéristique peut être considérée comme linéaire.

Les grandeurs mesurables, telles que gain composite, impédances d'entrée et de sortie, définies en petit signal, peuvent être étendues en grand signal. Cependant, ces grandeurs sont beaucoup moins utiles car elles varient en fonction de la puissance moyenne et de la valeur crête du signal appliqué. Par exemple, la connaissance du paramètre  $S_{21}$  (gain composite entre terminaisons de  $Z_0 = 50 \Omega$ ) pour un niveau de puissance moyenne donné, mesuré avec un signal sinusoïdal pur à l'entrée ne permet ni de prédéterminer la puissance que l'on aurait à la sortie dans une autre charge que  $Z_0 = 50 \Omega$  ni même de prédéterminer la puissance dans  $Z_0$  pour un signal de même puissance moyenne mais qui ne serait pas sinusoïdal pur.

**Exemple :** prenons une somme de deux sinusoïdes de fréquences voisines et de mêmes amplitudes :

$$s(t) = A (\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)).$$

La puissance moyenne dans  $Z_0$  vaut  $P = A^2/Z_0$  alors que la valeur crête vaut  $2A$ .

Par rapport à un signal monofréquence de même amplitude  $A$ , la puissance moyenne est augmentée de 3 dB alors que la valeur de crête est augmentée de 6 dB. La connaissance du point de compression à -1 dB, généralement mesuré avec une seule fréquence, est donc insuffisante pour prédéterminer le point de compression à -1 dB « en général », c'est-à-dire lorsque le signal d'entrée est quelconque, à enveloppe non constante comme par exemple une porteuse modulée MAQ 64. Pour des signaux à enveloppe non constante, on définit parfois une puissance moyenne « de crête » égale à la puissance qu'aurait un signal sinusoïdal d'amplitude égale à la valeur de crête de l'enveloppe : PEP (*Peak Envelope Power*). Dans le cas de notre exemple à deux tons d'amplitude  $A$ , cette puissance vaut  $2 A^2/Z_0 = 2P$ .

### 2.1 Point de compression

On définit le point de compression à -1 dB comme le point de fonctionnement de l'amplificateur (point  $P_c$  de la figure 4) pour lequel la puissance de sortie est diminuée de 1 dB par rapport à la puissance de sortie que donnerait un amplificateur parfaitement linéaire de même gain et attaqué dans les mêmes conditions. Il est défini pour un signal d'entrée monofréquence (a fortiori à enveloppe constante). Sa connaissance est donc insuffisante pour déterminer la compression du gain dans le cas d'une modulation à enveloppe non constante. Cependant, c'est une caractéristique universellement adoptée, fournie par les constructeurs d'amplificateurs.

### 2.2 Intermodulation

Un dispositif non linéaire engendre des nouveaux signaux, non présents à l'entrée : les harmoniques du signal d'entrée et les raies d'intermodulation. Alors que les harmoniques peuvent être éliminés par filtrage, les raies d'intermodulation, dont la fréquence appartient au spectre du signal d'entrée, ne peuvent être éliminés. Prenons le cas simple d'un signal « deux tons » composé de deux fréquences  $f_1$  et  $f_2$ , le spectre du signal de sortie comprend une infinité de raies aux fréquences  $m f_1 \pm n f_2$  (figure 5). Les raies les plus gênantes sont d'ordre 3 :  $2 f_1 - f_2$ , puis d'ordre 5 :  $3 f_1 - 2 f_2$ , puis d'ordre 7 :  $4 f_1 - 3 f_2$ .

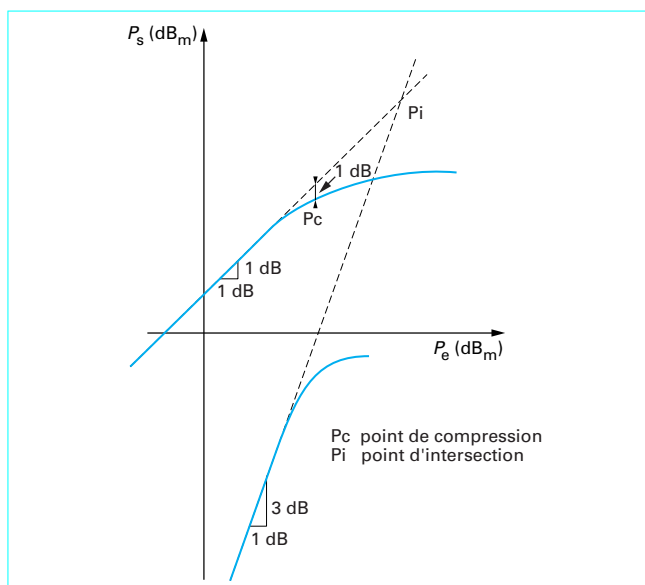


Figure 4 – Caractéristiques des non-linéarités

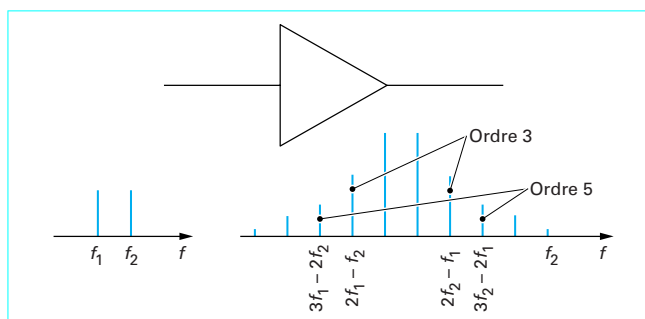


Figure 5 – Produits d'intermodulation en sortie d'un amplificateur

### 2.3 Conversion amplitude-phase

— À bas niveau, l'amplificateur est caractérisé par  $S_{21} = |S_{21}|e^{j\varphi}$ .

Dans la bande passante, pour un temps de propagation de groupe  $\tau$  donné, la phase  $\varphi$  est donnée par :  $\varphi = -2\pi f \tau$ .

Lorsque le niveau augmente, il arrive que la phase s'écarte de sa valeur à faible niveau. Le signal subit donc non seulement une distorsion d'amplitude (compression du gain), mais également une distorsion de phase. La superposition des distorsions d'amplitude et de phase induit des amplitudes différentes pour les raies d'intermodulation de même ordre :  $2 f_2 - f_1$  et  $2 f_1 - f_2$  par exemple.

### 2.4 Approche polynomiale

Ce type de modèle permet de décrire le comportement des amplificateurs en petit signal et jusqu'au point de compression à -1 dB avec les limitations indiquées plus haut. Si l'amplitude du signal d'entrée n'est pas trop grande, si le signal de sortie n'est pas écrêté, alors on peut considérer les coefficients du développement comme



des constantes, donc indépendants de l'amplitude du signal appliqué. On s'intéresse généralement au gain en tension en charge,  $v_s(t)$  étant la tension de sortie dans la charge prise égale à  $Z_0$ , et  $v_e(t)$  la tension à l'entrée.

$$v_s(t) = a_1 v_e(t - \tau) + a_2 v_e^2(t - \tau) + a_3 v_e^3(t - \tau) + \dots + a_n v_e^n(t - \tau)$$

( $a_1 \geq 0$ ,  $a_k$  est homogène à des volts à la puissance  $(k - 1)$  avec cette notation).

On prend une tension  $v_e(t) = A \cos(\omega t + \theta)$ , d'amplitude complexe  $V_e = A e^{j\theta}$ .

On calcule  $v_s(t)$  qui se décompose en un spectre.

Au premier ordre :

$$G = \frac{|V_s|}{|V_e|} = a_1 e^{-j\omega\tau}$$

Au troisième ordre :

$$G = \frac{|V_s|}{|V_e|} = \left[ a_1 + \frac{3a_3 A^2}{4} \right] e^{-j\omega\tau}$$

$a_3$  doit donc être négatif pour expliquer la diminution du gain quand l'amplitude du signal  $A$  augmente.

On peut noter que le terme  $a_2$  n'intervient pas sur le gain à la fréquence fondamentale, sa seule contribution est de faire apparaître en sortie une composante continue  $a_2 A^2/2$  et un terme à la fréquence double (harmonique 2) :  $(a_2 A^2/2) \cos(2\omega(t - \tau))$

Dans le cas où l'amplificateur possède en sortie un condensateur de liaison, la tension observable a une composante moyenne nulle. On peut toutefois garder le modèle en considérant qu'il rend compte de la tension que l'on aurait sans condensateur de liaison.

De même, dans le cas où l'amplificateur est du type passe-bas ou passe-bande, les harmoniques d'ordre supérieur à 3 sont fortement atténués. Avec une pente de  $-20$  dB par décade en dehors de la bande passante, l'harmonique 3 est atténué d'au moins 9,5 dB, l'harmonique 5 de 14 dB. Si on se base sur la mesure des harmoniques pour déterminer les coefficients  $a_k$ , on sous-estime donc ceux-ci. D'une façon générale, on ajuste plutôt les coefficients  $a_k$  pour rendre compte des produits d'intermodulation.

Le terme d'ordre 3, qui est le plus près des deux porteuses et d'amplitude la plus grande, s'exprime à *bas niveau* en fonction uniquement du terme cubique  $a_3$  :

$$IM_3 = \frac{3a_3 A^3}{4} \quad A \ll \frac{1}{5} \sqrt{\frac{6a_3}{a_5}}$$

Pour des amplitudes supérieures, il y a une « saturation » de la raie d'intermodulation d'ordre 3, saturation qui peut être modélisée par l'introduction des autres coefficients du développement ; en gardant tous les termes jusqu'à l'ordre 7, on obtient :

$$IM_3 = \frac{3a_3 A^3}{4} + \frac{25a_5 A^5}{8} + \frac{735a_7 A^7}{64}$$

En prenant le même retard  $\tau$  dans les termes  $v_e^n(t - \tau)$ , la phase reste linéaire, c'est-à-dire indépendante de l'amplitude  $A$  :

$$\varphi = -\omega\tau$$

Pour tenir compte de la conversion amplitude-phase, on peut introduire des retards fictifs  $\tau_k$  :

$$v_s(t) = a_1 v_e(t - \tau_1) + a_2 v_e^2(t - \tau_2) + a_3 v_e^3(t - \tau_3) + \dots + a_n v_e^n(t - \tau_n)$$

En gardant uniquement les termes jusqu'à l'ordre 3, on obtient pour la fréquence fondamentale un gain complexe  $G = V_s/V_e$  qui varie avec l'amplitude  $A$  :

$$G = \left\{ a_1 \cos(\omega\tau_1) + \frac{3a_3 A^2}{4} \cos(\omega\tau_3) \right\} + j \left\{ a_1 \sin(\omega\tau_1) + \frac{3a_3 A^2}{4} \sin(\omega\tau_3) \right\}$$

$$|G|^2 = a_1^2 + \frac{9a_3^2 A^4}{16} + \frac{3a_1 a_3 A^2}{2} \cos(\omega(\tau_1 - \tau_3))$$

$$|G| = a_1 \sqrt{1 + \frac{3a_3^2 A^2}{2a_1^2} \cos(\omega(\tau_1 - \tau_3))}$$

Il faut choisir convenablement ( $a_3$ ,  $\tau_3$ ) pour avoir une compression du gain et une avance (ou retard) de phase lorsque  $A$  augmente suivant l'amplificateur à décrire.

On peut également se contenter de l'écriture simplifiée suivante, où  $a_3$  est négatif :

$$v_s(t) = a_1 v_e(t - \tau) + a_2 v_e^2(t - \tau) - |a_3| v_e^3(t - \tau - \tau_s)$$

on obtient :

$$|G| = a_1 \sqrt{1 - \frac{3|a_3| A^2}{2a_1^2} \cos \omega\tau_s}$$

Il est donc possible d'ajuster les deux paramètres  $|a_3|$  et  $\tau_s$  pour obtenir, par exemple au point de compression, un déphasage supplémentaire donné.

## 3. Mesures à fort niveau

### ■ Mesure du point de compression

Cette mesure s'effectue traditionnellement avec un analyseur de spectre et un générateur RF dont on augmente le niveau progressivement. On peut ainsi tracer la courbe correspondant à celle de la figure 4. De façon plus commode, on peut sur certains analyseurs de réseaux faire varier la puissance de la source et afficher  $20 \lg |S_{21}|$  en fonction de la puissance, à une fréquence donnée. Le point de compression s'obtient directement : chute de 1 dB par rapport à l'asymptote horizontale correspondant au gain composite à bas niveau.

### ■ Mesure du point d'intersection

Cette mesure nécessite deux générateurs et un dispositif de couplage permettant d'obtenir un signal comportant deux fréquences voisines et exempt de toute raie d'intermodulation. Pour des puissances d'entrée habituelles, tout dispositif passif peut être considéré comme linéaire, le risque d'engendrer des produits d'intermodulations vient beaucoup plus de la mauvaise isolation entre les deux générateurs, qui cause la superposition de deux signaux de fréquences différentes dans l'étage de sortie de chaque générateur. On veille donc à utiliser un combineur de type Wilkinson (coupleur 3 dB avec deux accès isolés) plutôt qu'un té adapté jouant le rôle de coupleur 6 dB.

On relève ensuite les puissances de sortie pour une des deux raies utiles ( $f_1$  et  $f_2$ ) et pour une des deux raies d'intermodulation ( $2f_2 - f_1$  ou  $2f_1 - f_2$ ). La mesure est délicate et nécessite un analyseur de spectre ayant une très bonne résolution. En effet, afin que l'analyseur de spectre travaille dans sa zone linéaire, il faut souvent placer un atténuateur à l'entrée de l'analyseur de spectre, ce qui a pour effet de dégrader sa sensibilité. Or les raies d'intermodulation peuvent être plusieurs dizaines de dB en dessous des raies à  $f_1$  et  $f_2$ . Il est prudent de tracer la courbe de la puissance de sortie pour la

raie d'intermodulation  $P_s(2f_2 - f_1)$  en fonction de la puissance d'entrée  $P_e$ . Dans la plage où  $P_s$  augmente de 3 dB pour une augmentation de 1 dB de  $P_e$ , les mesures sont valides et l'on peut déduire facilement la puissance d'entrée correspondant au point d'intersection  $P_{ei}$  :

$$P_{ei} = P_e + \frac{P_s(f_1) - P_s(2f_2 - f_1)}{2}$$

(puissances en dBm).

## 4. Classes de fonctionnement

Les qualités que l'on peut demander à un amplificateur sont nombreuses et souvent contradictoires : rendement, linéarité, gain, puissance de sortie, facteur de bruit... Selon l'application, on ne choisit ni les mêmes composants ni la même structure d'amplificateur.

### 4.1 Classe A

Le choix de la classe A est généralement adopté pour avoir une meilleure linéarité. En classe A, le transistor est constamment conducteur, il n'y a pas d'effet de seuil sur le signal de sortie, les distorsions du signal de sortie proviennent uniquement de la non parfaite linéarité de la caractéristique de transfert (défaut surtout sensible pour les fortes excursions autour du point de repos).

Les amplificateurs à **bas niveau** (amplificateurs faible bruit par exemple) sont en classe A mais avec un point de repos choisi pour minimiser le bruit (typiquement  $I_{\max}/4$ ) alors que, pour un amplificateur **de puissance**, le point de repos est choisi pour maximiser l'excursion autour du point de repos (typiquement  $I_{\max}/2$ ) (figure 6).

Polarisé au point de repos ( $V_0, I_0$ ), les variations du signal de sortie étant symétriques par rapport à ces valeurs, la puissance fournie par l'alimentation est une constante indépendante du niveau de signal :  $P_{dc} = V_{dc}I_0$ .

En choisissant  $V_0 = V_{dc}$  (tension d'alimentation continue), on pourrait avoir une tension de sortie sinusoïdale d'amplitude crête  $V_0$ , avec un transistor idéal pour lequel on aurait  $V_{ds} = 0$  pour  $I = I_{\max}$ . En réalité, du fait du coude de la caractéristique, l'excursion en tension est plus faible : limitation du point S. Le point B représente l'annulation du courant (blocage du transistor) ; si la résistance de charge est choisie égale à  $V_0/I_0$ , le fait de limiter l'amplitude à une valeur tenant compte de la tension de déchet évite du même coup le blocage du transistor. (Au voisinage du blocage, la transconductance diminue pour tous les types de transistor).

Dans le cas idéal, la puissance maximale correspondant à une tension de sortie sinusoïdale d'amplitude  $V_0$  est donnée par :

$$P_{rf} = 0,5 V_0^2 / R = V_{dc} I_0 / 2 = P_{dc} / 2$$

Le rendement maximal théorique est de 50 %. Compte tenu des tensions de déchet, il est de 30 à 40 % en pratique. Il peut être extrêmement faible si l'excursion du signal de sortie est très faible devant la tension d'alimentation. En revanche, le comportement est alors très linéaire.

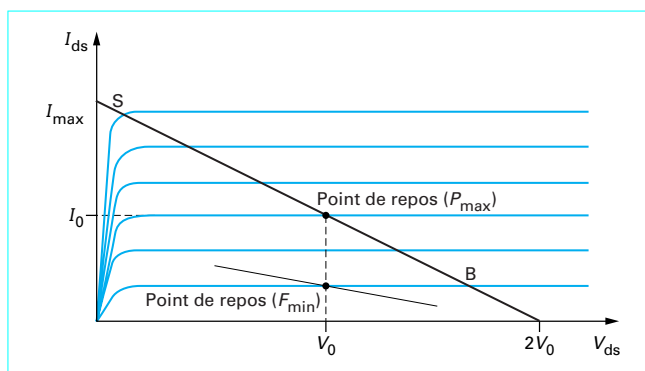


Figure 6 – Fonctionnement d'un transistor en classe A

### 4.2 Réduction du temps de conduction ; classes AB, B, C

Afin d'augmenter le rendement, on diminue le temps de conduction du transistor, la valeur moyenne du courant fourni par l'alimentation continue diminuant au fur et à mesure que le temps de conduction est plus court. De plus, aucun courant de repos ne circulant en l'absence de signal appliqué, l'amplificateur ne consomme pas de puissance dans ce cas, au contraire des amplificateurs de classe A.

La classe B est particulière, elle correspond à un angle de conduction de  $\pi/2$  (50 % du temps). En associant deux transistors (par exemple bipolaires NPN et PNP montés en *push-pull* en basse fréquence), tout se passe comme si l'on avait un amplificateur en classe A.

La classe AB est un continuum de solutions consistant à faire conduire le transistor entre 50 et 100 % du temps. La classe C est un continuum de solutions consistant à faire conduire le transistor moins de 50 % du temps.

À part pour la classe A, le courant de sortie du transistor est composé d'arches de sinusoïdes, il se décompose en séries de Fourier ; la figure 7 indique la variation des cinq premiers harmoniques en fonction de l'angle de conduction.

Les amplificateurs en classe C présentent des niveaux d'harmoniques de l'ordre de grandeur, voire supérieurs au niveau du fondamental. Ce sont donc des amplificateurs à bande étroite et très souvent des amplificateurs sélectifs. Ainsi, les harmoniques d'ordre supérieurs à 2 sont éliminés, la tension de sortie reste sinusoïdale.

Le rendement est d'autant plus grand que la composante moyenne du courant est faible ; malheureusement, en diminuant le temps de conduction du transistor, on diminue également la puissance du signal (fondamental). En pratique, l'angle de conduction est rarement inférieur à  $60^\circ$  et les rendements obtenus avec des semi-conducteurs sont compris entre 50 et 80 % (pour  $\theta = 60^\circ$  le rendement théorique est de 90 %). Un inconvénient de la classe C est la nécessité d'avoir un niveau d'entrée assez important : au repos, la tension de commande est inférieure au seuil de conduction du transistor, et pour débloquer le transistor il faut une crête positive assez importante. Les crêtes négatives de la tension de commande ne « servent à rien » mais superposées à la tension de repos, elles peuvent provoquer le claquage du transistor (figure 8) (par exemple la tension  $v_{gs}$  d'un transistor MESFET ne doit pas dépasser 2 à 3 fois la tension de pincement).



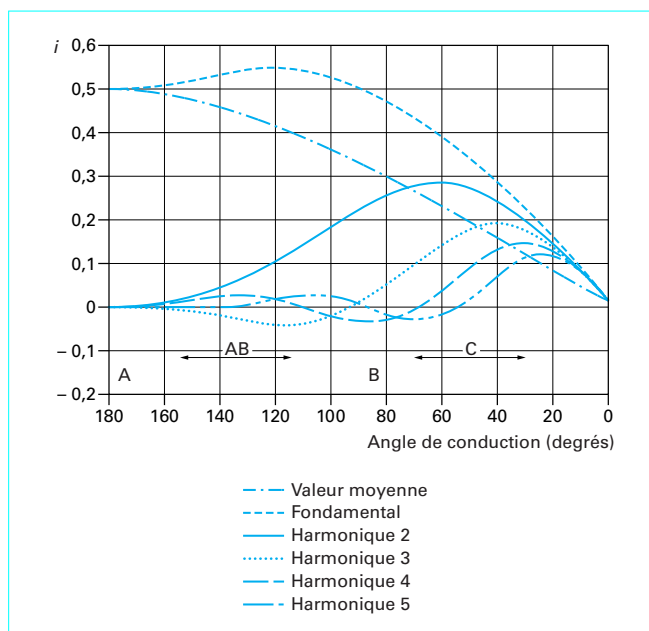


Figure 7 – Harmoniques en fonction de l'angle de conduction

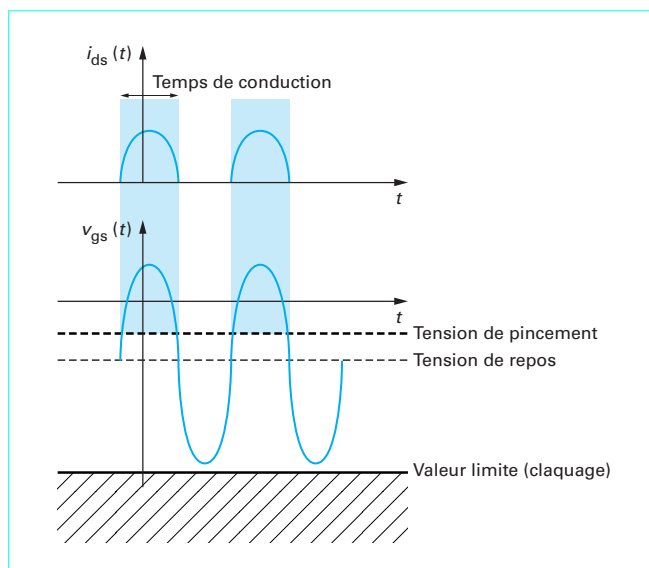


Figure 8 – Fonctionnement d'un FET en classe C

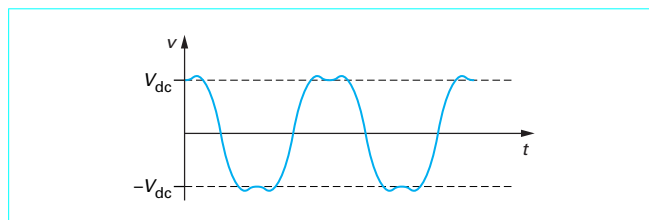


Figure 9 – Forme d'onde typique de la classe F

### 4.3 Optimisation du rendement ; classes F et D

La réduction du temps de conduction (classe C) ne permet pas d'obtenir à la fois un rendement très important et une puissance maximale. De nouvelles classes de fonctionnement (D, E et F) ont été mises au point, certaines récemment pour les amplificateurs RF de puissance à bande étroite.

Pour les classes F et D, le temps de conduction est tout d'abord choisi à 50 % du temps (la forme du courant dans le transistor est la même qu'en classe B). Ensuite, au lieu de filtrer énergiquement pour obtenir une tension de sortie quasiment sinusoïdale, on agit par des méthodes non linéaires (écrêtage) et par filtrage linéaire pour donner à la tension une forme plus ou moins carrée. Le but est d'avoir une composante à la fréquence fondamentale la plus élevée possible, tout en limitant l'excursion crête à crête à  $2V_{dc}$ .

Pour une tension carrée, qui se décompose en harmoniques impairs (le courant ne comporte que les harmoniques pairs), aucune puissance n'est perdue et le rendement maximal théorique vaut 100 % (classe D). La classe F correspond à une tension que l'on peut modéliser mathématiquement par deux composantes à  $\omega$  et  $3\omega$  :

$$v(t) \approx 1,175 V_{dc} \left( \cos \omega t - \frac{1}{6} \cos 3\omega t \right)$$

Le rendement théorique vaut alors environ 92 %.

Une méthode possible pour obtenir, en pratique, une telle tension est de remplacer l'habituelle bobine d'arrêt découplant la source de tension continue par un tronçon de ligne quart d'onde à la fréquence fondamentale  $f_0$ . L'impédance ramenée tend vers l'infini pour  $f = f_0$ , et l'impédance ramenée est nulle pour toutes les fréquences  $f = (2k+1)f_0$  avec  $k$  entier. En augmentant le niveau d'entrée de façon à écrêter le signal de sortie entre 0 et  $2V_{dc}$ , la tension obtenue a une forme très voisine de celle de la figure 9, l'amplitude de la raie à  $f_0$  valant environ  $1,17V_{dc}$ .

En complexifiant le filtrage en sortie (on peut par exemple court-circuiter l'harmonique 5 et ses multiples), et en augmentant le niveau d'entrée, on change la forme de l'impulsion qui devient de plus en plus carrée.

Ces amplificateurs sont intéressants à bande étroite pour leur rendement mais sont assez non linéaires. On peut envisager d'adjoindre à ce type d'amplificateur de puissance à haut rendement un système de linéarisation : réseau de prédistorsion, technique de *feed-forward*...

### 4.4 Amplificateurs RF utilisant le transistor en commutation

Dans les formes d'amplification classiques classes A, B ou C le transistor fonctionne en transconductance : pendant le temps de conduction du transistor, le courant de sortie suit les variations de la tension d'entrée :  $\Delta i_{ds} = g_m \Delta v_{gs}$ , la tension de sortie étant liée au courant par l'intermédiaire d'un circuit de charge (simple résistance en classe A, circuit sélectif sinon).

En classe D et F, ce n'est déjà plus tout à fait vrai, il y a un écrêtage de la tension pendant un certain intervalle de temps. En poussant la logique jusqu'au bout, on peut concevoir un amplificateur sélectif où le transistor ne prendrait que deux états : passant ou bloqué selon que la tension d'entrée serait inférieure ou non à un seuil. Le courant dans la charge provient alors uniquement de l'alimentation continue. En basse fréquence, où les composants à semi-conducteurs peuvent avoir des temps de commutation très brefs par rapport aux périodes des signaux, les rendements de ces amplificateurs sont très bons. Ils le sont moins aux hautes fréquences où les imperfections des composants deviennent pénalisantes.

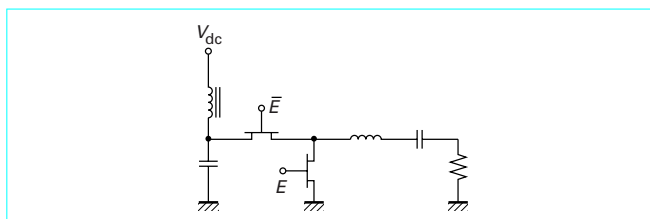


Figure 10 – Montage de principe en classe D

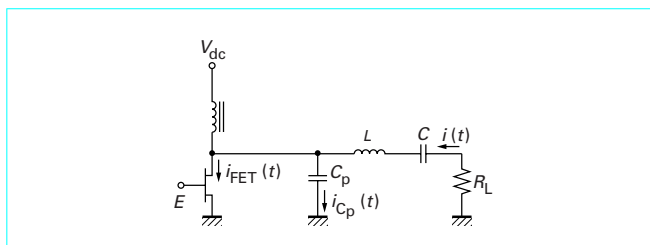


Figure 11 – Montage de principe en classe E

#### 4.4.1 Classe D

La structure suivante (figure 10) peut être réalisée en basse fréquence, par exemple avec des transistors MOS. La tension aux bornes du transistor « shunt » commute entre 0 et la tension d'alimentation. Le transistor « shunt » est bloqué et le transistor « série » passant pendant une alternance ; pendant l'alternance suivante, c'est le contraire, de sorte que dans le circuit résonnant série de charge on obtienne un courant alternatif quasiment sinusoïdal (l'impédance du résonateur étant grande pour les harmoniques de la tension).

La puissance moyenne  $P = V_{dc} I_{dc}$  est intégralement transformée en puissance alternative :  $P = \frac{1}{2} V_{max} I_{max}$  avec  $V_{max} = \frac{2}{\pi} V_{dc}$  (fondamental de la tension carrée 0 -  $V_{dc}$ ).

#### 4.4.2 Classe E

Ce type d'amplificateur permet des rendements allant de 80 à 90 % suivant la gamme de fréquence (le rendement maximal théorique est de 100 % avec des composants idéaux). La puissance de sortie est voisine, quoique légèrement inférieure à celle que l'on pourrait obtenir en classe A. La bande passante est étroite par principe, tous les éléments sont calculés pour fonctionner à une fréquence  $f_0$ .

Cet amplificateur offre l'avantage d'être assez facilement réalisable jusqu'en bande C ( $f < 1$  GHz) même avec des composants standards, la capacité  $C_{ds}$  du transistor n'étant pas pénalisante. En revanche, lorsque le temps de conduction diminue, la crête de la tension  $v_{ds}$  peut être très importante (de 3 à 5 fois la tension d'alimentation).

Le principe est le suivant (figure 11) : lorsque le transistor conduit, la tension  $v_{ds}$  est très faible, le courant continu  $I_{dc}$  et le courant quasi-sinusoïdal  $i(t)$  dans la charge circulent presque intégralement dans le transistor. Lorsque le transistor se bloque, ce courant circule dans le condensateur en parallèle entre drain et source. On obtient ainsi les formes d'ondes typiques à la classe E, indiquées sur la figure 12 dans un cas idéal.

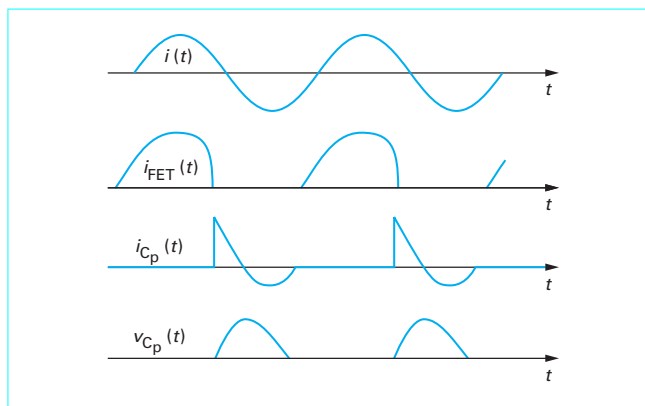


Figure 12 – Forme des signaux en classe E

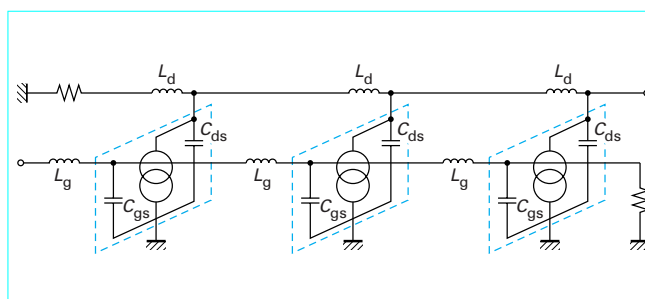


Figure 13 – Principe d'un amplificateur distribué

On suppose que le courant dans la charge vaut approximativement  $I_{max} \sin \omega t$  (les harmoniques présents dans la tension  $v_{ds}$  sont atténués par l'impédance du résonateur LC série qui est très grande sauf à la fréquence de résonance).

La puissance dans la charge  $R_L$  vaut  $P = R_L I_{max}^2 / 2$ . En considérant le transistor comme un interrupteur parfait ( $v_{ds} = 0$ ,  $\forall i_{FET}$  à l'état passant et  $i_{FET} = 0$ ,  $\forall v_{ds}$  à l'état bloqué), le transistor ne consomme aucune puissance moyenne et on a  $P = V_{dc} I_{dc}$ .

On calcule les éléments d'accord et de charge en fonction du début du blocage du transistor :  $\omega t_1 = \alpha$ . La valeur moyenne du courant dans le condensateur  $C_p$  étant nulle, le temps de fin du blocage du transistor s'en déduit :  $\omega t_2 = \beta$

$$\sin \beta = \frac{\cos \beta - \cos \alpha}{\alpha - \beta}$$

La valeur moyenne du courant dans le transistor valant  $I_{dc}$ , on en déduit le rapport  $I_{max} / I_{dc} = -\sin \beta$ . La valeur de  $R_L$  est donc connue pour  $\omega t_1$ ,  $V_{dc}$  et  $I_{max}$  fixés. La puissance augmente avec l'angle  $\alpha$  (diminution du temps de conduction) mais au prix d'une plus forte surtension de  $v_{ds}$  pendant la conduction.

La tension  $v_{ds}(t)$  est nulle lorsque le transistor conduit, et positive le reste du temps, sa forme est déduite de l'intégration du courant dans  $C_p$ , sa valeur moyenne étant obligatoirement égale à la tension d'alimentation  $V_{dc}$ , on en déduit la valeur de  $C_p$  qui convient. Généralement, la composante fondamentale de cette tension n'étant pas en phase avec le courant pris comme hypothèse dans la charge, on ajoute à la résistance de charge  $R_L$  une partie imaginaire (il suffit pour cela de désaccorder légèrement le résonateur LC).

## 5. Structures particulières aux micro-ondes

### 5.1 Amplificateur distribué

La structure (figure 13) a été conçue pour s'affranchir des fréquences de coupure introduites par les capacités d'entrée et de sortie du transistor. Au départ, cette technique a été appliquée aux tubes électroniques en raison de leurs fortes impédances d'entrée et de sortie. En effet, si les parties réelles des admittances d'entrée  $Y_e$  et de sortie  $Y_s$  sont négligeables, on peut écrire :

$$Y_e \approx jC_{gs}\omega \quad Y_s \approx jC_{ds}\omega.$$

Il est alors possible de tirer parti de ces capacités en formant deux « lignes » de transmission en réunissant les différentes grilles entre elles et les différents drains entre eux par des inductances.

En réalité, les différentes capacités  $C_{gs}$  ou  $C_{ds}$  étant localisées et non distribuées, les circuits LC ainsi constitués ne sont pas de véritables lignes de transmission. On montre que ce type de circuit se comporte en ligne de transmission tant que le retard  $\tau$  introduit par chaque cellule est inférieur à une demi-période du signal à amplifier. Les retards sur la ligne de grille et sur la ligne de drain doivent être égaux pour que les signaux amplifiés s'ajoutent en phase ( $\tau_g = \sqrt{L_g C_{gs}}$  et  $\tau_d = \sqrt{L_d C_{ds}}$ ).

En régime linéaire, les courants de sortie de chacun des transistors sont donnés par :

$$i_{ds} = g_m v_{gs}$$

La ligne de drain est chargée à ses deux extrémités afin d'assurer l'adaptation en sortie ; le courant total dans la charge est égal à :

$$i_s = Ng_m v_{gs} / 2$$

avec  $N$  nombre de transistors.

Si les « résistances caractéristiques » équivalentes des lignes de grille et de drain valent  $Z_0$ , le gain composite s'en déduit :

$$G_c = Ng_m Z_0 / 2$$

Le gain peut donc être aussi grand que l'on veut, il suffit d'avoir un grand nombre de transistors. Les éléments parasites de ceux-ci étant intégrés dans les lignes, la bande passante de l'amplificateur est indépendante du nombre de transistors.

En pratique, les admittances d'accès des transistors à effet de champ utilisés (MESFETs le plus souvent) s'éloignent sensiblement du modèle simplifié  $jC_{gs}\omega$  et  $jC_{ds}\omega$ . En effet, l'influence du couplage entre grille et drain par la capacité  $C_{gd}$ , l'influence des résistances série  $r_g$ ,  $r_s$ ,  $r_d$  et de la conductance drain/source  $g_{ds}$  font que les parties réelles des admittances d'entrée et de sortie ne sont pas négligeables. De plus, lorsque la fréquence est très élevée, les inductances ne doivent plus être considérées comme localisées mais constituent des tronçons de ligne. Les lignes artificielles sont donc formées des lignes imprimées reliant les différentes électrodes (grille ou drain) chargées périodiquement par les admittances d'entrée et de sortie des transistors. Sous forme monolithique, on trouve des réalisations intégrant de 4 à 10 transistors avec une bande passante allant jusqu'à plusieurs dizaines de GHz et limitée vers le bas par la taille des capacités de liaison.

**Exemple de réalisation** intégrée sur Ga As :

2-50 GHz ; gain : 8,5 dB ; puissance de sortie : 12 dBm ; 7 transistors.

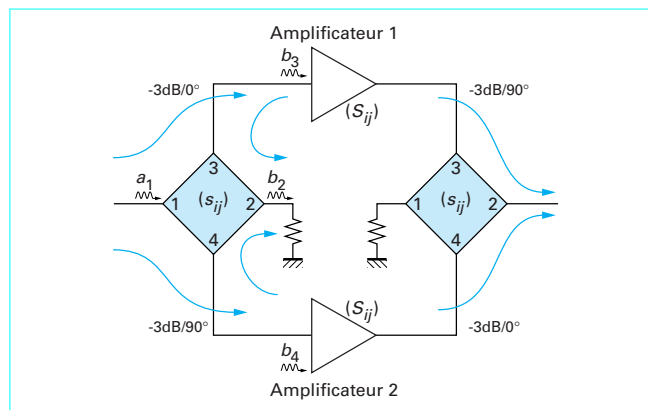


Figure 14 - Principe d'un amplificateur équilibré

### 5.2 Amplificateur équilibré

Le montage (figure 14) consiste à associer deux modules identiques par l'intermédiaire de deux coupleurs 3 dB/90°. Le coupleur d'entrée divise la puissance incidente en deux (perte de 3 dB), le second coupleur fait la somme des puissances des deux signaux de sortie (gain de 3 dB). Le gain en puissance de l'ensemble est donc le même que celui de chacun des modules individuels. Si les deux amplificateurs sont parfaitement identiques, les coefficients de réflexion en entrée et sortie s'annulent également. Cette structure est donc intéressante car elle simplifie la conception de l'amplificateur de puissance. En effet, alors qu'à bas niveau il est relativement aisé de réaliser l'adaptation d'un amplificateur, à fort niveau ceci est beaucoup plus difficile. À bas niveau et en classe A, on peut considérer les impédances d'accès comme des constantes mesurables (paramètres S), alors qu'à fort niveau les impédances vont varier en fonction du niveau appliqué.

Ce sont les charges placées sur les voies isolées du coupleur qui absorbent les signaux réfléchis par les amplificateurs.

La bande passante de cette catégorie d'amplificateurs est généralement limitée par celle des coupleurs. En micro-ondes, ceux-ci sont réalisés sous forme de « coupleurs en anneau ». La bande passante peut être élargie en augmentant le nombre de tronçons.

Pour la fréquence centrale du coupleur, si celui-ci est idéal et sans pertes, on obtient les relations suivantes entre les ondes incidentes  $a_k$  et sortantes  $b_k$  (transmises ou réfléchies) par rapport au coupleur d'entrée :

$$\begin{aligned} b_1 &= s_{13}a_3 + s_{14}a_4 \\ b_2 &= s_{23}a_3 + s_{24}a_4 \\ b_3 &= s_{31}a_1 & a_3 &= \Gamma_e b_3 \\ b_4 &= s_{41}a_1 & a_4 &= \Gamma_e b_4 \end{aligned}$$

$\Gamma_e$  représente le coefficient de réflexion à l'entrée de chacun des deux amplificateurs (supposé identique).

Le coupleur 3 dB / 90° étant idéal, les termes  $s_{kk}$  sont nuls ainsi que  $s_{12}$ ,  $s_{34}$ . Les termes de transmission valent respectivement :

$$s_{31} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad s_{41} = \frac{e^{j\pi/2}}{\sqrt{2}}$$

Le coupleur étant passif réciproque, on a  $s_{jk} = s_{kj}$ . La charge sur l'accès (2) est supposée parfaitement égale à  $Z_0 = 50 \Omega$  ( $a_2 = 0$ ).

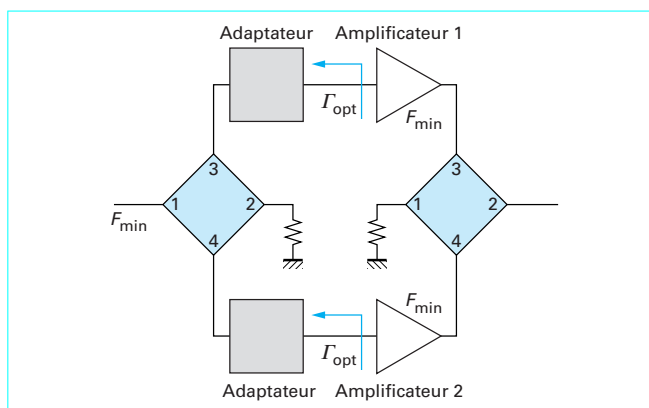


Figure 15 – Amplificateur faible bruit équilibré

On obtient dans ces conditions :

$$b_1 = 0 \text{ (pas de réflexion à l'entrée)}$$

$$b_2 = \Gamma_e a_1$$

La puissance consommée sur la charge de l'accès (2) correspondrait à la puissance réfléchiée dans le cas où l'on aurait l'un ou l'autre amplificateur attaqué par un générateur d'impédance  $Z_0$  :

$$|b_2|^2 = |\Gamma_e|^2 P_{\text{disp}}$$

En répétant ce calcul avec les ondes  $a'_k$ ,  $b'_k$  correspondant au coupleur de sortie, on montre les résultats déjà annoncés :

$$b'_1 = 0 \quad b'_2 = e^{j\pi/2} S_{21} a_1$$

Le paramètre  $S_{21}$  représente la transmission de chacun des deux amplificateurs. L'intégralité de la puissance disponible en sortie des deux amplis se retrouve à la sortie. Le coefficient de réflexion de sortie  $\Gamma_s$  de chaque amplificateur n'intervient pas.

Le gain composite de l'amplificateur global est le même :

$$G_c = |S_{21}|^2$$

On obtient donc une puissance double si on double le niveau de puissance d'entrée.

Une application originale de la structure équilibrée est la réalisation d'un amplificateur à la fois optimisé en bruit et adapté à  $Z_0$ . En effet, si on fait précéder chaque ampli par un circuit d'adaptation conçu pour obtenir le facteur de bruit minimal (figure 15), on ne change pas d'adaptation à l'entrée et on améliore le facteur de bruit de l'ensemble qui est égal, et ceci quelle que soit la température de la charge sur l'accès (2) du coupleur d'entrée, au facteur de bruit de chaque ampli (en négligeant les pertes du coupleur).

## 5.3 Architecture des amplificateurs RF de puissance

### 5.3.1 Structure push-pull

La plupart des amplificateurs large bande RF (bandes de fréquences allant de quelques MHz à quelques centaines de MHz) sont conçus avec un étage de sortie *push-pull*. Le montage le plus courant est celui de la figure 16 : les deux transistors identiques (bipolaires NPN ou effet de champ canal N) sont alimentés par la tension  $V_D$  appliquée au point milieu du transformateur de sortie et polarisés en classe B ou AB par la tension  $V_G$  appliquée au point milieu du transformateur d'entrée. Les transformateurs jouent deux rôles : ils

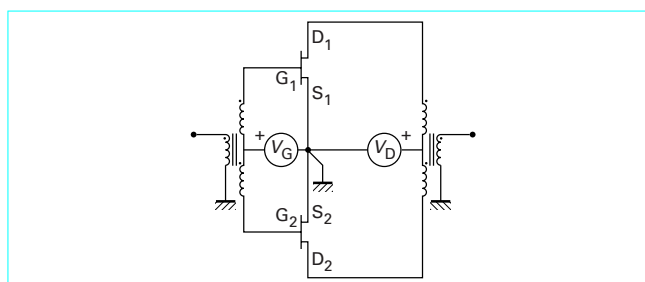


Figure 16 – Structure push-pull parallèle

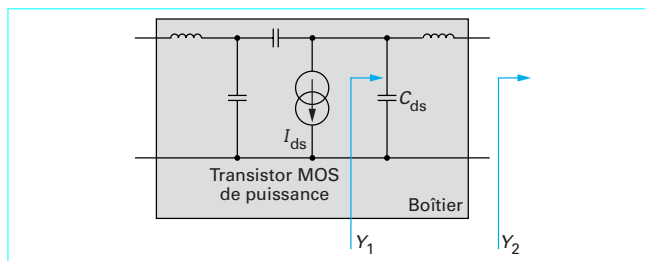


Figure 17 – Effet du boîtier sur la charge

assurent l'opposition de phase entre les signaux de chaque transistor et permettent de présenter aux transistors les résistances voulues tout en ayant des terminaisons de 50  $\Omega$ .

La structure *push-pull* offre bien des avantages :

- Avec deux transistors identiques et une attaque parfaitement symétrique, les composantes harmoniques paires du courant total de sortie sont nulles alors que les composantes impaires (dont le fondamental) sont doublées. La puissance sur le fondamental est donc quadruplée (6 dB) par rapport à un montage à un seul transistor avec la même valeur limite de courant. Le filtrage des harmoniques est facilité, voire rendu inutile, si la fréquence de travail est très élevée. La linéarité de la caractéristique résultante en classe AB est assez bonne, ce qui permet la réalisation d'amplificateurs en classe AB *push-pull* aussi linéaires que des montages classe A à un seul transistor avec bien sûr un rendement supérieur.

- Si  $R_{\text{opt}}$  est la résistance de charge optimale pour l'amplificateur à un seul transistor, la résistance équivalente vue par la paire de transistors est  $2R_{\text{opt}}$ . Lorsque l'on sait que sous des tensions d'alimentation moyennes (30 V typiquement)  $R_{\text{opt}}$  est faible dans le cas d'une puissance de sortie importante, cet avantage est primordial. Pour des fréquences encore plus élevées (quelques GHz), on utilise la structure *push-pull*, même dans des applications bande étroite (où un montage à un transistor serait parfaitement envisageable), à cause de cet avantage. En effet, les capacités parasites importantes des transistors de puissance (ce sont des « gros » transistors, dont le périmètre peut atteindre 1 mm ou plus) associées aux inductances série constituées par les fils de câblage reliant la puce au boîtier forment un transformateur d'impédance (figure 17).

**Exemple :**  $C_{ds} = 50 \text{ pF}$  ;  $L = 0,2 \text{ nH}$  ;  $f = 500 \text{ MHz}$

$Z_1 = 10 \Omega$  ( $Y_1 = 0,1 \text{ S}$ ) correspond à  $Z_2 = 2,9 - j 3,9 \Omega$  ( $Y_2 = 0,12 + j 0,16 \text{ S}$ ), en classe B, avec 28 V de tension d'alimentation, et une tension de coude de 5 V, on peut obtenir une puissance de 52 W non pas dans  $Z_1$  mais dans  $Z_2$ .

- Le composant peut être préadapté dans une gamme de fréquences donnée, le plus souvent à bande étroite (GSM 900 MHz, DCS 1 800 MHz, PCS 1 900 MHz), quelquefois à plus large bande (UHF : 470-860 MHz), auquel cas la résistance optimale est « raisonnable » (c'est-à-dire au moins quelques ohms de façon à être adaptable ensuite à 50  $\Omega$ ) ou bien non, et dans ce cas l'impédance optimale peut avoir une partie réelle de l'ordre de grandeur

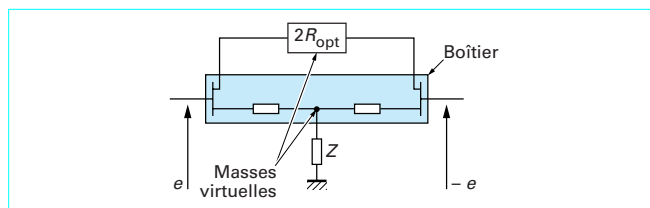
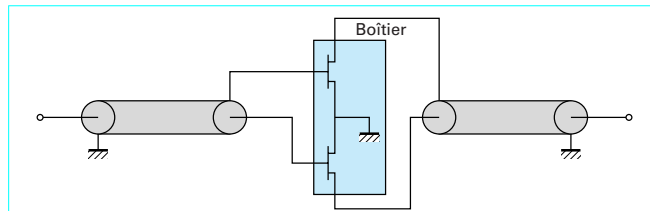
Figure 18 – Cas idéal d'un amplificateur *push-pull* symétrique

Figure 19 – Symétriseurs à câble coaxial (baluns)

de l'ohm, sensiblement dépendante de la fréquence, rendant délicate voire impossible l'adaptation à  $50 \Omega$ , sauf dans une bande de fréquences très étroite.

● Enfin, le fait d'avoir des courants (composantes fondamentales du moins) opposés dans chacun des transistors, annihile l'effet d'une réaction série involontaire dans l'émetteur (source).

En réalité, seule l'influence de la connexion entre le boîtier et le plan de masse du circuit est éliminée (impédance  $Z$  de la figure 18), les connexions internes au boîtier (généralement négligeables) continuant d'intervenir. Il faut noter qu'en micro-ondes une inductance parasite de  $1 \text{ nH}$ , correspondant à l'inductance d'un trou métallisé, peut modifier de façon significative les paramètres du transistor et son influence néfaste sur la stabilité est bien connue.

### 5.3.2 Circuits symétriseurs

En radiofréquences, le montage *push-pull* se heurte à quelques problèmes pratiques : la charge doit être référencée à la masse, il n'existe pas sur le marché de transistors complémentaires (NPN-PNP ou effet de champ canal N – canal P) performants à la fois en bande passante et en terme de puissance maximale de sortie. On est donc contraint d'utiliser deux transistors identiques (NPN ou canal N). Le montage parallèle (figure 16) est le plus courant.

Dans ce cas, on trouve deux circuits symétriseurs (figure 19) ; le premier permet d'attaquer chaque transistor en opposition et le second de recombinaison dans la charge référencée à la masse les deux courants de sortie opposés. On réalise cette même fonction par des techniques différentes suivant la gamme de fréquences :

- transformateurs à point milieu (bobinages filaires sur tores de ferrite) ;
- baluns coaxiaux enroulés sur tores de ferrites ;
- baluns coaxiaux seuls ou sur un plan de masse.

La bande passante d'un balun coaxial non transformateur d'impédance ( $Z_{c \text{ int}} = Z_0$ ) est limitée par l'influence de la ligne « extérieure » formée par le conducteur extérieur et la masse.

Lorsque le câble est disposé sur un circuit imprimé (figure 20 a), on maîtrise parfaitement les caractéristiques de cette ligne et l'on

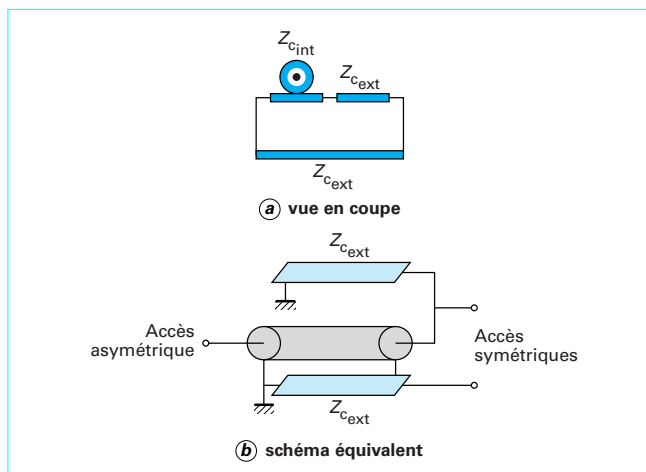


Figure 20 – Arrangement d'un balun sur circuit imprimé

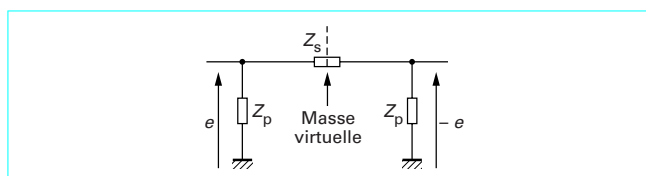


Figure 21 – Impédances ramenées par le balun

peut prévoir à quelle fréquence  $2 f_0$  cette ligne (fermée sur un court-circuit du côté asymétrique) ramène un court-circuit :

$$Z_e = jZ_{c \text{ ext}} \tan \frac{\pi f}{2f_0}$$

Le balun fonctionne correctement pour  $f = f_0$ , quelle que soit l'impédance caractéristique  $Z_{c \text{ ext}}$  ; pour  $f = 2 f_0$ , une des deux sorties est court-circuitée. Afin d'élargir la bande passante autour de  $f_0$ , il est préférable d'augmenter  $Z_{c \text{ ext}}$ . Afin que cette « ligne » extérieure ne limite pas également le fonctionnement vers les basses fréquences, on enroule le câble sur un tore de ferrite, ce qui augmente l'inductance du conducteur extérieur et évite donc le court-circuit d'une des sorties symétriques lorsque  $f \ll f_0$ .

Lorsque l'impédance caractéristique  $Z_{c \text{ int}}$  du câble coaxial correspond à celle de la charge asymétrique ( $Z_0 = 50 \Omega$ ), l'impédance d'entrée différentielle (entre les accès symétriques) vaut également  $Z_0$ , quelle que soit la longueur du câble. Par rapport à la masse virtuelle, chaque transistor du *push-pull* « voit » une impédance égale à  $Z_0 / 2$  soit  $25 \Omega$ . Il se peut que cette impédance soit trop forte et dans ce cas on peut utiliser le balun comme transformateur d'impédance.

Entre les deux accès symétriques on peut considérer le quadri-pôle formé par  $Z_s$  et  $Z_p$  (figure 21). À la fréquence centrale  $f_0$  on a :

$$Z_s = \frac{Z_{c \text{ int}}^2}{Z_0} \quad Z_p = \infty$$

Chaque transistor voit alors  $Z_s / 2$  à la fréquence centrale. Avec  $Z_c = 25 \Omega$ , la charge est ramenée à seulement  $6,25 \Omega$  ; un circuit d'adaptation permet ensuite d'obtenir, si besoin est, une valeur encore plus faible, de l'ordre de  $1 \Omega$  pour des amplificateurs de forte puissance.

## Références bibliographiques

[1] PACAUD (A.). – *Électronique radiofréquence*. 242 p. Ellipses (2000).

[2] CRIPPS (S.). – *RF – Power Amplifiers for Wireless Communications* – (amplificateurs

de puissance pour communications sans fils). 337 p., Artech House (1999).

[3] ABRIE (P.). – *RF and Microwave Amplifiers and Oscillators* – (Amplificateurs et oscilla-

teurs RF et microondes). 480 p., Artech House (1999).



# GAGNEZ DU TEMPS ET SÉCURISEZ VOS PROJETS EN UTILISANT UNE SOURCE ACTUALISÉE ET FIABLE

Techniques de l'Ingénieur propose la plus importante collection documentaire technique et scientifique en français !

Grâce à vos droits d'accès, retrouvez l'ensemble des **articles et fiches pratiques de votre offre**, **leurs compléments et mises à jour**, et bénéficiez des **services inclus**.



RÉDIGÉE ET VALIDÉE  
PAR DES EXPERTS



MISE À JOUR  
PERMANENTE



100 % COMPATIBLE  
SUR TOUS SUPPORTS  
NUMÉRIQUES



SERVICES INCLUS  
DANS CHAQUE OFFRE

- + de 350 000 utilisateurs
- + de 10 000 articles de référence
- + de 80 offres
- 15 domaines d'expertise

- ☐ Automatique - Robotique
- ☐ Biomédical - Pharma
- ☐ Construction et travaux publics
- ☐ Électronique - Photonique
- ☐ Énergies
- ☐ Environnement - Sécurité
- ☐ Génie industriel
- ☐ Ingénierie des transports
- ☐ Innovation
- ☐ Matériaux
- ☐ Mécanique
- ☐ Mesures - Analyses
- ☐ Procédés chimie - Bio - Agro
- ☐ Sciences fondamentales
- ☐ Technologies de l'information

**Pour des offres toujours plus adaptées à votre métier,  
découvrez les offres dédiées à votre secteur d'activité**

Depuis plus de 70 ans, Techniques de l'Ingénieur est la source d'informations de référence des bureaux d'études, de la R&D et de l'innovation.

**[www.techniques-ingenieur.fr](http://www.techniques-ingenieur.fr)**

**CONTACT :** Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)



# LES AVANTAGES ET SERVICES compris dans les offres Techniques de l'Ingénieur

## ACCÈS



### Accès illimité aux articles en HTML

Enrichis et mis à jour pendant toute la durée de la souscription



### Téléchargement des articles au format PDF

Pour un usage en toute liberté



### Consultation sur tous les supports numériques

Des contenus optimisés pour ordinateurs, tablettes et mobiles

## SERVICES ET OUTILS PRATIQUES



### Questions aux experts\*

Les meilleurs experts techniques et scientifiques vous répondent



### Articles Découverte

La possibilité de consulter des articles en dehors de votre offre



### Dictionnaire technique multilingue

45 000 termes en français, anglais, espagnol et allemand



### Archives

Technologies anciennes et versions antérieures des articles



### Impression à la demande

Commandez les éditions papier de vos ressources documentaires



### Alertes actualisations

Recevez par email toutes les nouveautés de vos ressources documentaires

\*Questions aux experts est un service réservé aux entreprises, non proposé dans les offres écoles, universités ou pour tout autre organisme de formation.

## ILS NOUS FONT CONFIANCE



**www.techniques-ingenieur.fr**

**CONTACT :** Tél. : + 33 (0)1 53 35 20 20 - Fax : +33 (0)1 53 26 79 18 - E-mail : [infos.clients@teching.com](mailto:infos.clients@teching.com)