



Radiocommunications

Amplificateurs RF de puissance

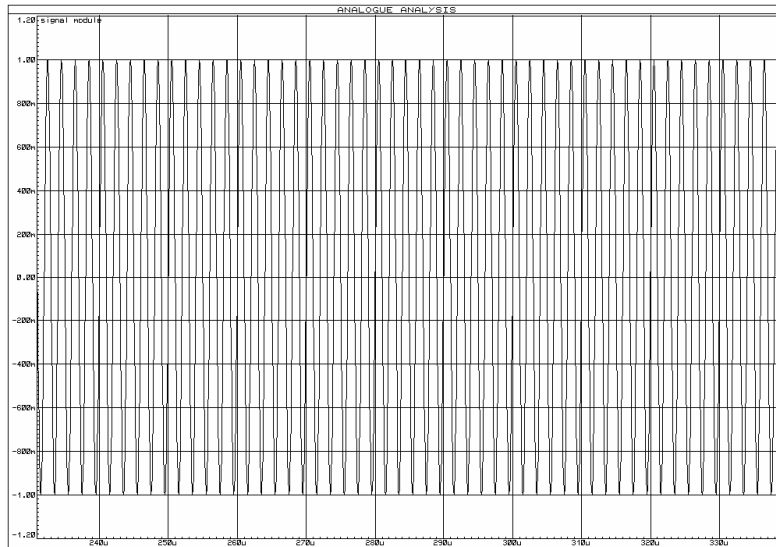
Joël Redoutey - 2009

Caractéristiques d'un amplificateur RF de puissance

- Puissance de sortie
- linéarité
- gain en puissance
- rendement

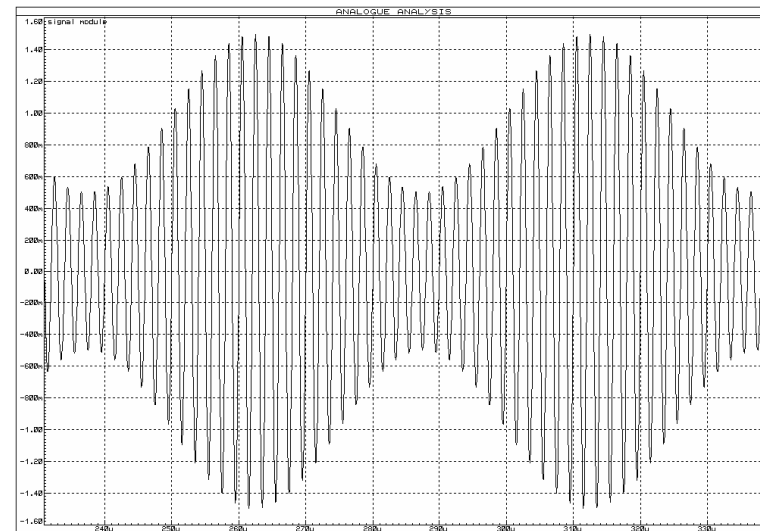


Puissance et modulation



Continuous wave (CW)
ou modulation de fréquence (FM)

Puissance



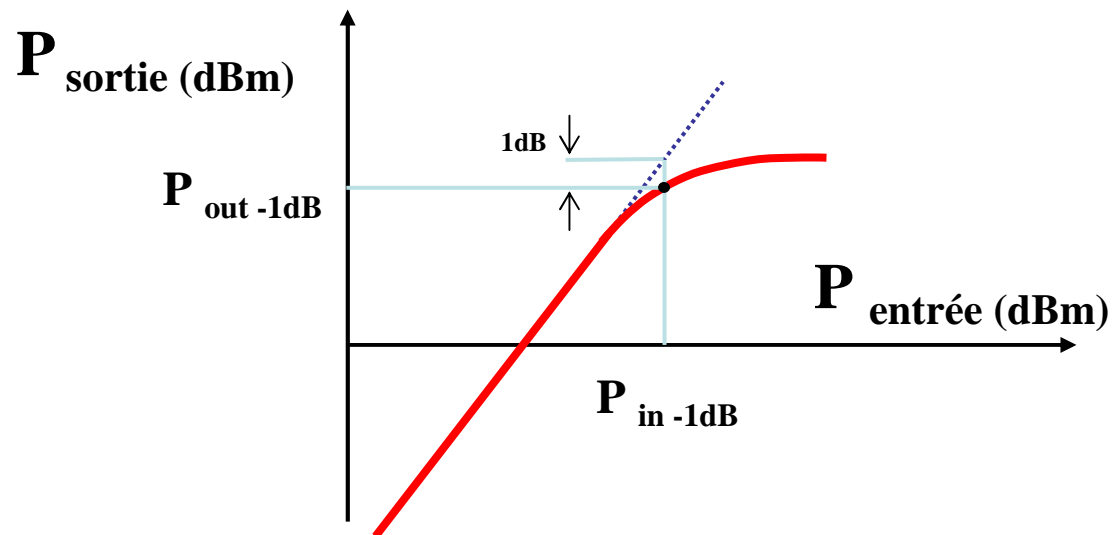
Modulation d'amplitude

- Puissance moyenne P_{avg}
- Puissance crête:
Peak Envelope Power PEP

Point de compression à -1 dB

Les amplificateurs sont sujets au phénomène de **saturation de la puissance de sortie** pour de fortes puissances d'entrée.

Le point de compression à 1dB caractérise la limite du fonctionnement linéaire de l'amplificateur en fonctionnement monoporteuse (un seul signal RF).



Non linéarité



On peut approximer la caractéristique de transfert de l'amplificateur non linéaire par un polynôme du $n^{\text{ème}}$ degré

$$S(t) = K_1 e(t) + K_2 e^2(t) + K_3 e^3(t) + \dots + K_n e^n(t)$$

Distorsion harmonique

$$e(t) = A \cos \omega t$$

$$S(t) = K_1 e(t) + K_2 e^2(t) + K_3 e^3(t) + \dots + K_n e^n(t)$$

$$S(t) = K_1 A \cos \omega t + K_2 A^2 \cos^2 \omega t + K_3 A^3 \cos^3 \omega t \dots$$

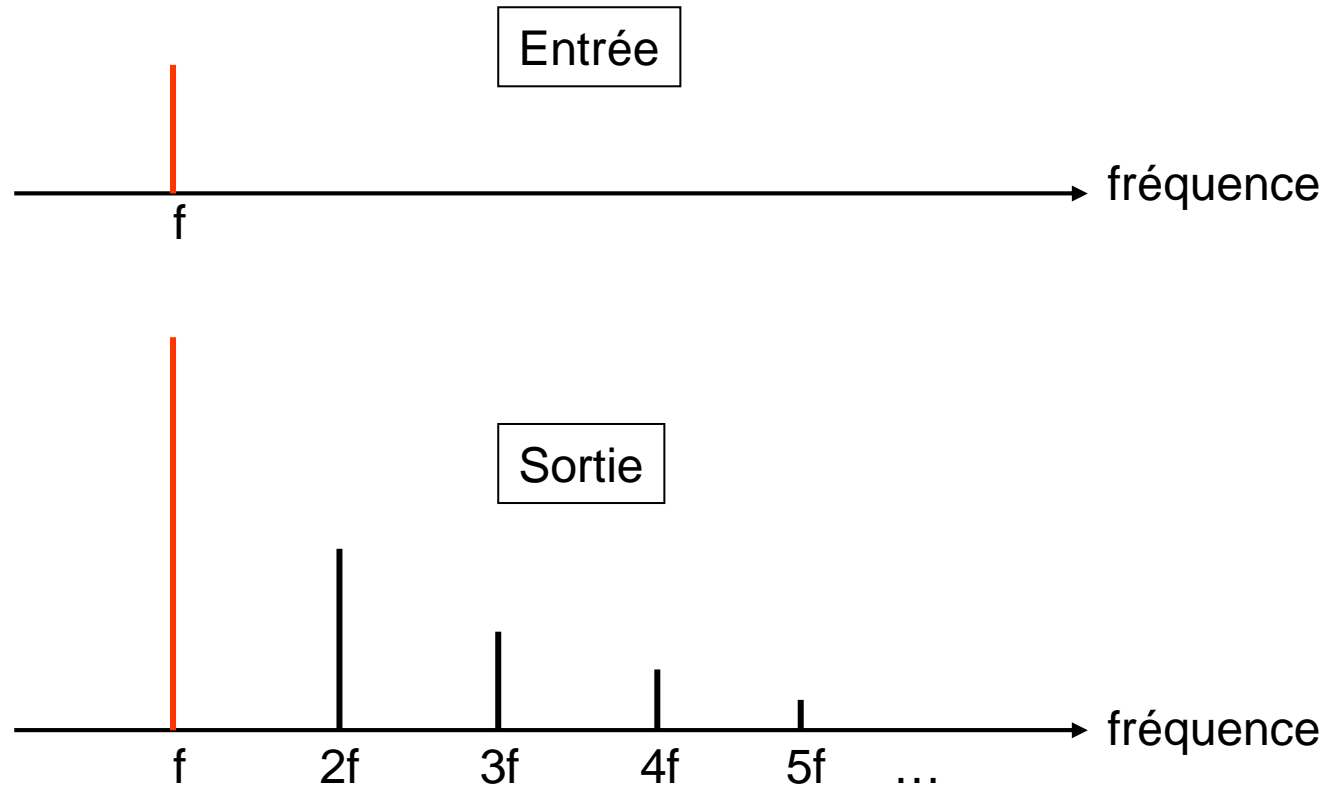
$$\cos^2 a = (1 + \cos 2a) / 2$$

$$\cos^3 a = (3 \cos a + \cos 3a) / 4$$

$$S(t) = k_1 A \cos \omega t + (k_2 A^2 / 2) [\cos 2\omega t + 1] + (k_3 A^3 / 4) [3 \cos \omega t + \cos 3\omega t] \dots$$

En développant on fait apparaître des termes de la forme **$K(A) \cos(n\omega t)$** où n est un entier [1, 2, 3, ...]. Ce sont les **harmoniques** du signal d'entrée.

Spectre entrée-sortie



Nécessité d'un filtrage passe bas

Distorsion d'intermodulation

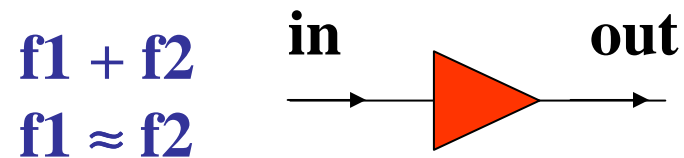
$$e(t) = x(t) + y(t) = A \cos \omega_1 t + B \cos \omega_2 t$$

$$S(t) = K_1 e(t) + K_2 e^2(t) + K_3 e^3(t) + \dots + K_n e^n(t)$$

$$\begin{aligned} S(t) = & K_1 A \cos \omega_1 t + K_1 B \cos \omega_2 t \\ & + K_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + 2K_2 AB \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t + K_2 B^2 \cos^2 \omega_2 t \\ & + K_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t + 3K_3 A^2 B \cos^2 \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t \\ & + K_3 B^3 \cos^3 \omega_2 t + 3K_3 AB^2 \cos \omega_1 t \cdot \cos^2 \omega_2 t + \dots \end{aligned}$$

En développant on fait apparaître des **produits d'intermodulation** de la forme **$k(A,B) \cos (m \omega_1 t \pm n \omega_2 t)$** où m et n sont deux entiers [1, 2, 3, ...]

Distorsion d'intermodulation



A cause de la non linéarité de l'amplificateur, le spectre de sortie comprend un grand nombre de raies dont les fréquences sont:

$$n.f_1 \pm m.f_2 \quad \text{avec } (m, n) \text{ entiers positifs}$$

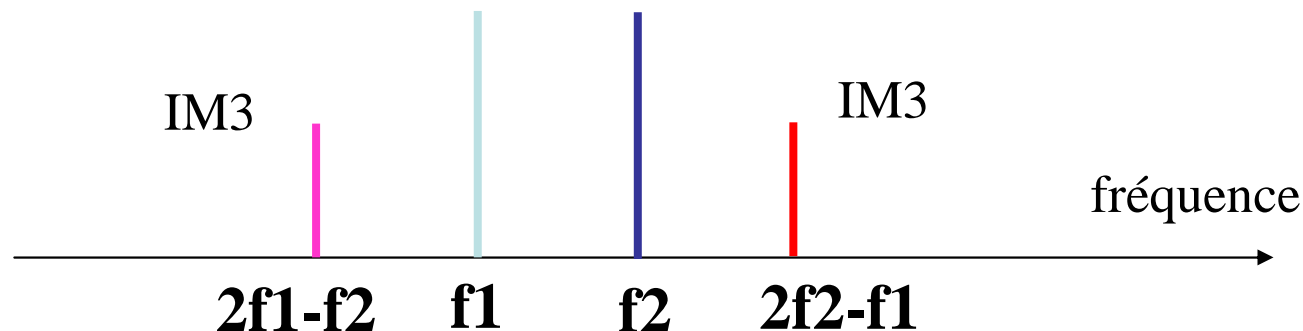
Les fréquences issues du battement entre les fréquences f_1 et f_2 sont appelées **produits d'intermodulation d'ordre $(n+m)$**

Les produits d'intermodulation d'ordre impair sont les plus gênants, notamment ceux du troisième ordre.

Produits d'intermodulation du troisième ordre (IM3)

Si f_1 et f_2 sont proches, leurs produits d'intermodulation du troisième ordre $2f_1-f_2$ et $2f_2-f_1$ tombent souvent dans la bande utile, ce qui rend leur élimination difficile.

Exemple: GSM 890 – 915 MHz au pas de 200kHz
 $f_1=900\text{MHz}$, $f_2=901\text{MHz}$
 $2f_1-f_2 = 899\text{MHz}$ $2f_2-f_1=902\text{MHz}$



Amplitude des produits d'intermodulation

$$\begin{aligned}
 S(t) = & K_1 A \cos \omega_1 t + K_1 B \cos \omega_2 t \\
 & + K_2 A^2 \cos^2 \omega_1 t + 2 K_2 A B \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t + K_2 B^2 \cos^2 \omega_2 t \\
 & + K_3 A^3 \cos^3 \omega_1 t + 3 K_3 A^2 B \cos^2 \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t \\
 & + K_3 B^3 \cos^3 \omega_2 t + 3 K_3 A B^2 \cos \omega_1 t \cdot \cos^2 \omega_2 t + \dots
 \end{aligned}$$

En développant:

$$\begin{aligned}
 S(t) = & (K_1 A + K_3(0,75A^3 + 1,5AB^2)) \cos \omega_1 t + && \text{Premier ordre} \\
 & (K_1 B + K_3(0,75B^3 + 1,5BA^2)) \cos \omega_2 t + \\
 & \dots\dots\dots \\
 & + 0,75K_3 A^2 B \cos(2\omega_1 - \omega_2) t && \text{Troisième ordre} \\
 & + 0,75K_3 A B^2 \cos(2\omega_2 - \omega_1) t
 \end{aligned}$$

Puissance des produits d'intermodulation

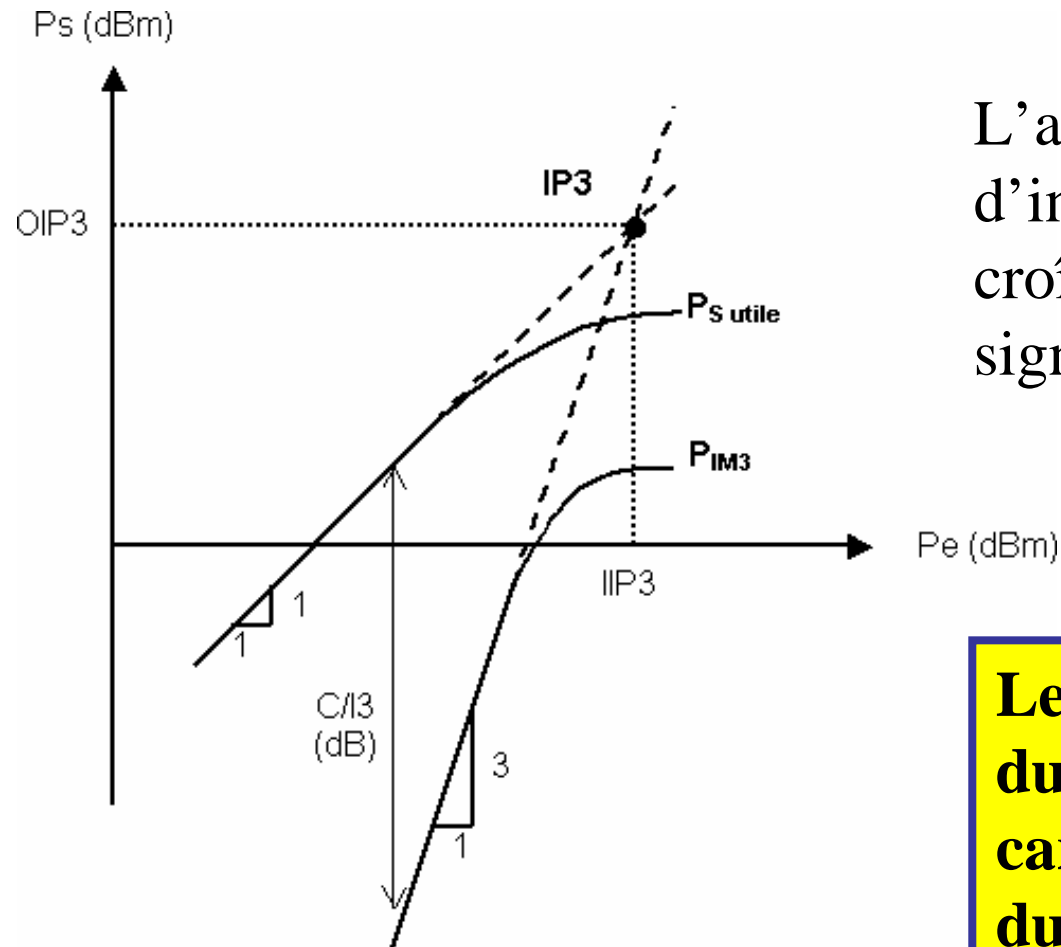
$$\begin{aligned} S(t) = & (K_1A + K_3(0,75A^3 + 1,5AB^2)) \cos \omega_1 t + \\ & (K_1B + K_3(0,75B^3 + 1,5BA^2)) \cos \omega_2 t + \\ & \dots\dots\dots \\ & + 0,75K_3A^2B \cos(2 \omega_1 - \omega_2) t \\ & + 0,75K_3AB^2 \cos(2 \omega_2 - \omega_1) t \end{aligned}$$

Dans la plupart des cas $K_3 < 0$ Supposons que $A=B$

L'amplitude des produits d'intermodulation du troisième ordre $0,75K_3A^3$ croît comme le cube de l'amplitude A du signal utile.

Dans une représentation logarithmique puissance entrée – sortie, une augmentation de 1dB de la puissance d'entrée se traduit par une augmentation de 3 dB de la puissance des produits d'intermodulation du troisième ordre

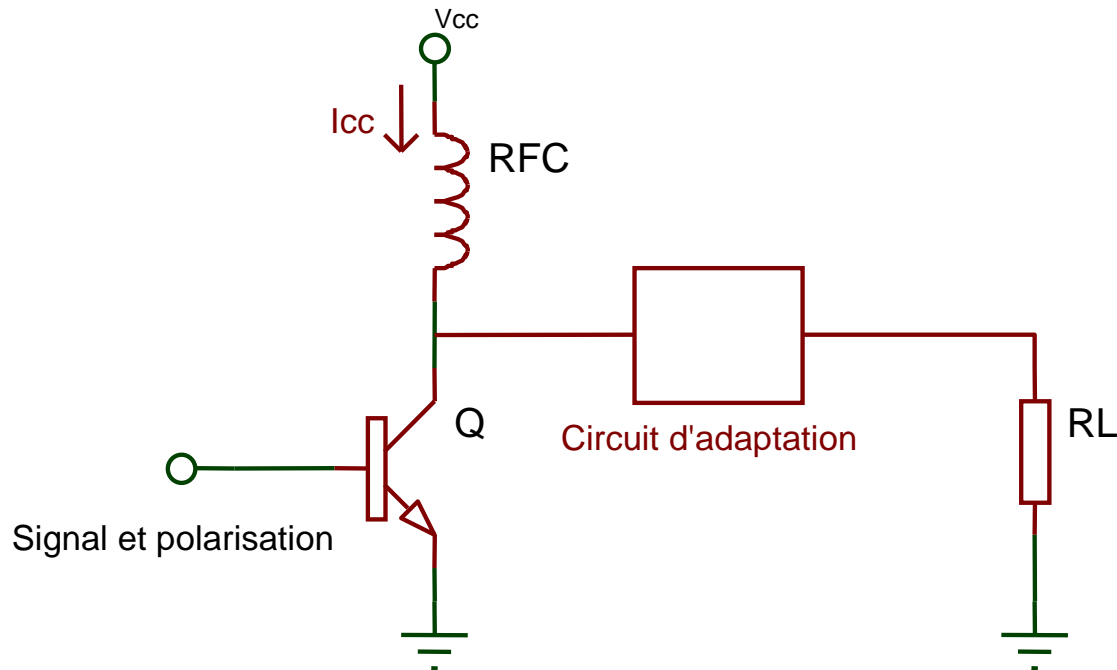
Point d'interception du troisième ordre IP3



L'amplitude des raies d'intermodulation d'ordre 3 croît 3 fois plus vite que le signal utile

Le point d'interception du troisième ordre IP3 caractérise la linéarité du dispositif.

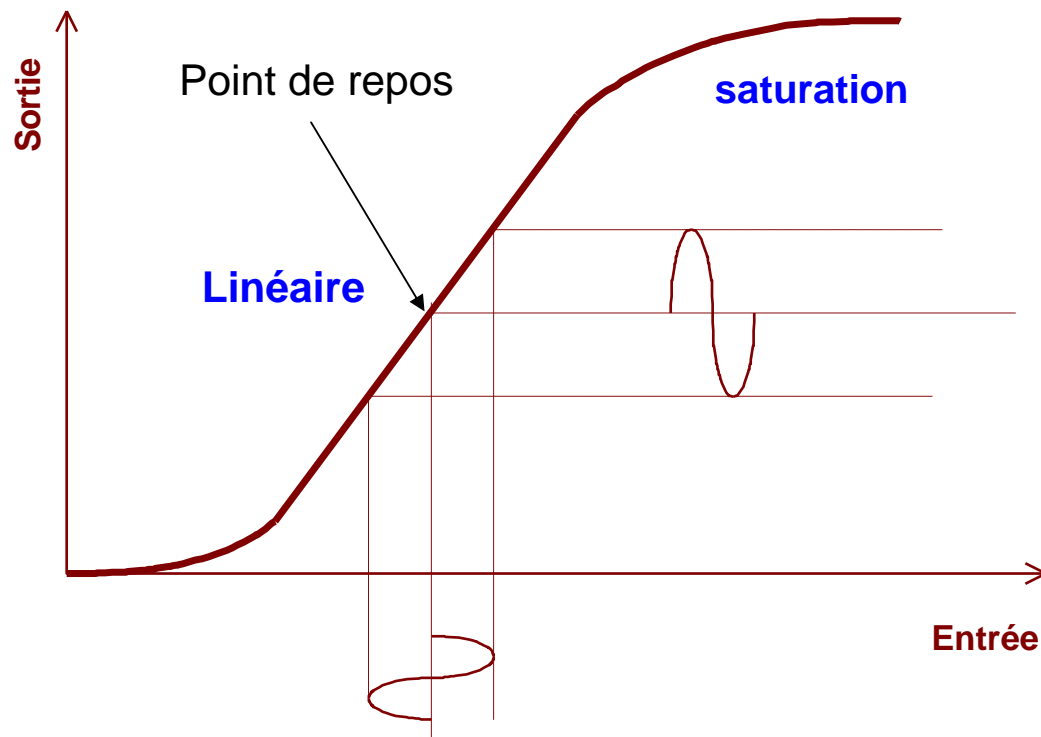
Amplificateur à transistor



L'inductance RFC (Radio Frequency Choke) présente une impédance très grande à la fréquence de travail. Elle se comporte comme un générateur de courant.

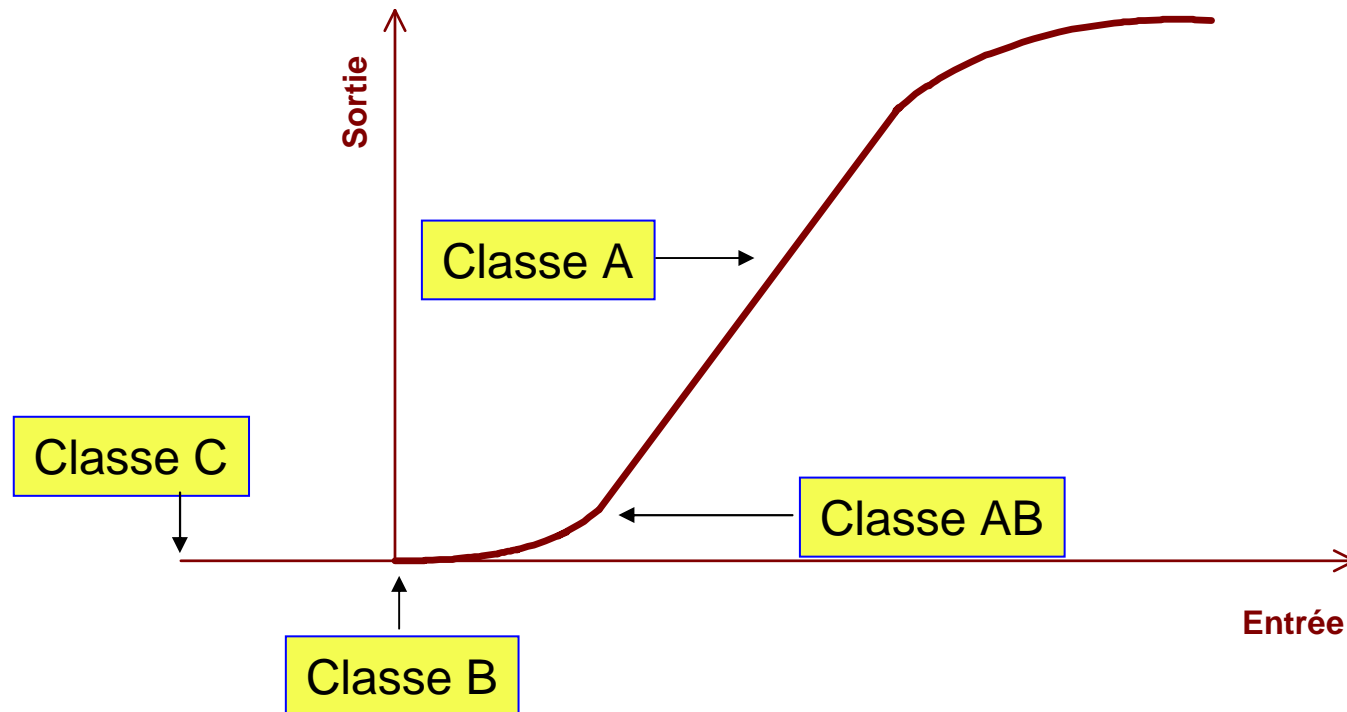
La sortie du transistor peut être modélisée par un générateur de Thévenin d'impédance Z_s . L'adaptation d'impédance avec la charge est réalisée par un circuit passif.

Caractéristique de transfert d'un transistor



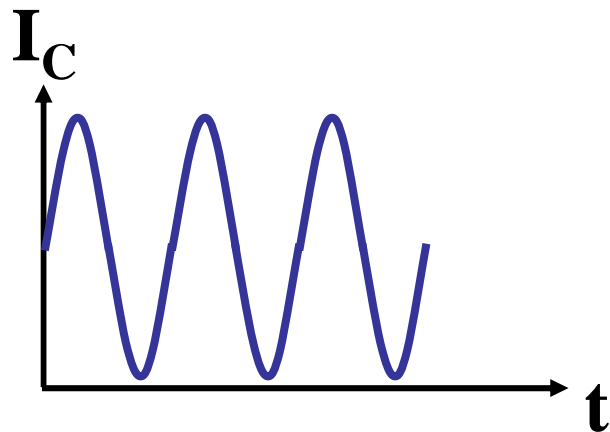
Classe de fonctionnement

Dépend de la position du point de repos

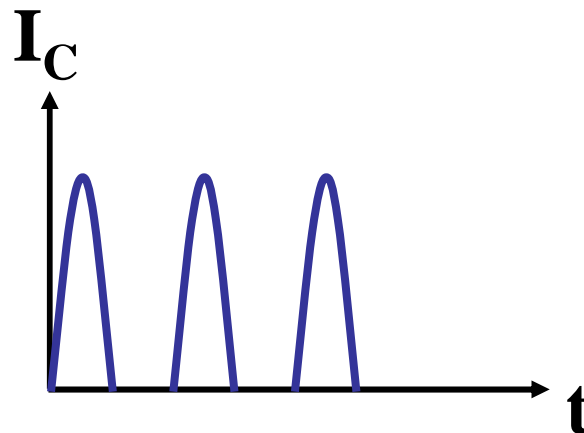


Comparaison entre classes

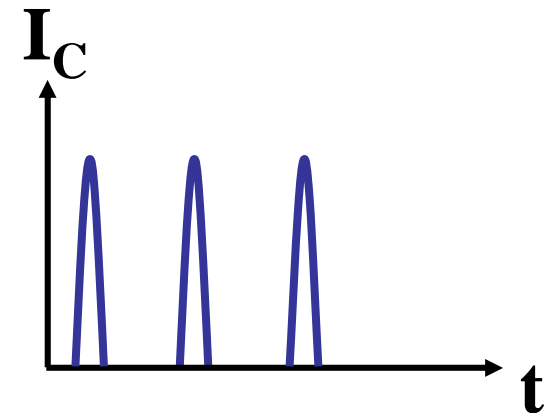
Courant collecteur du transistor en fonction de la classe de fonctionnement



A

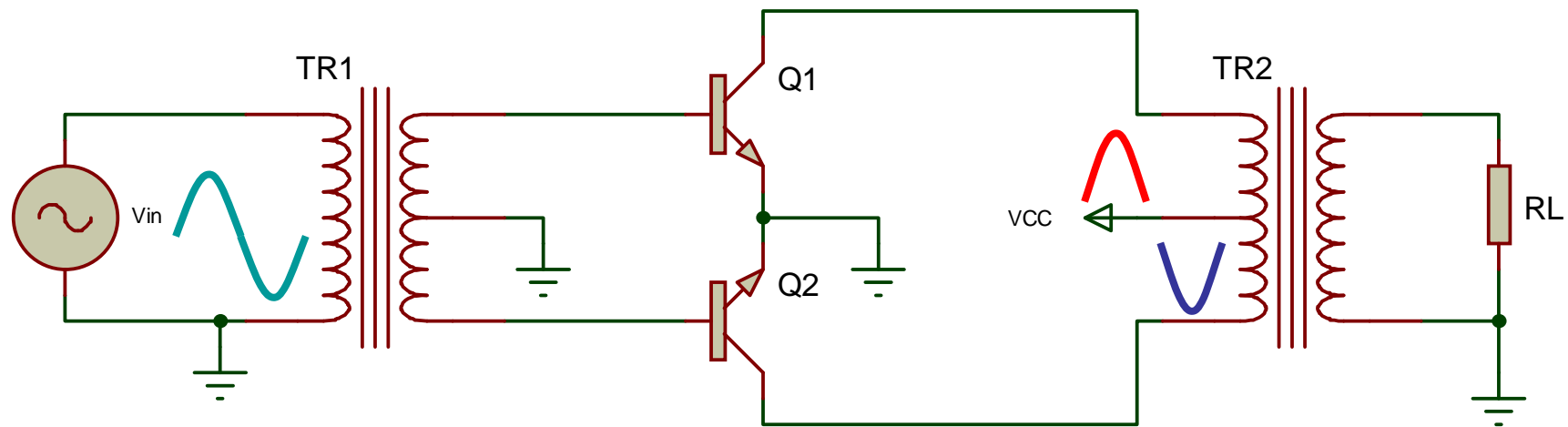


B



C

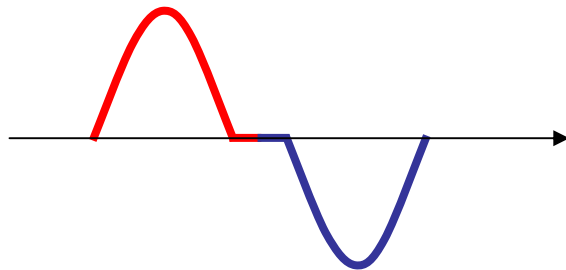
Principe du Push-Pull



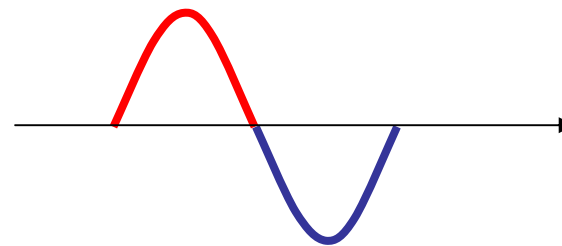
Alternances positives : $Q1$ conduit, $Q2$ bloqué
Alternances négatives : $Q1$ bloqué, $Q2$ conduit

Distorsion de raccordement

Push-pull

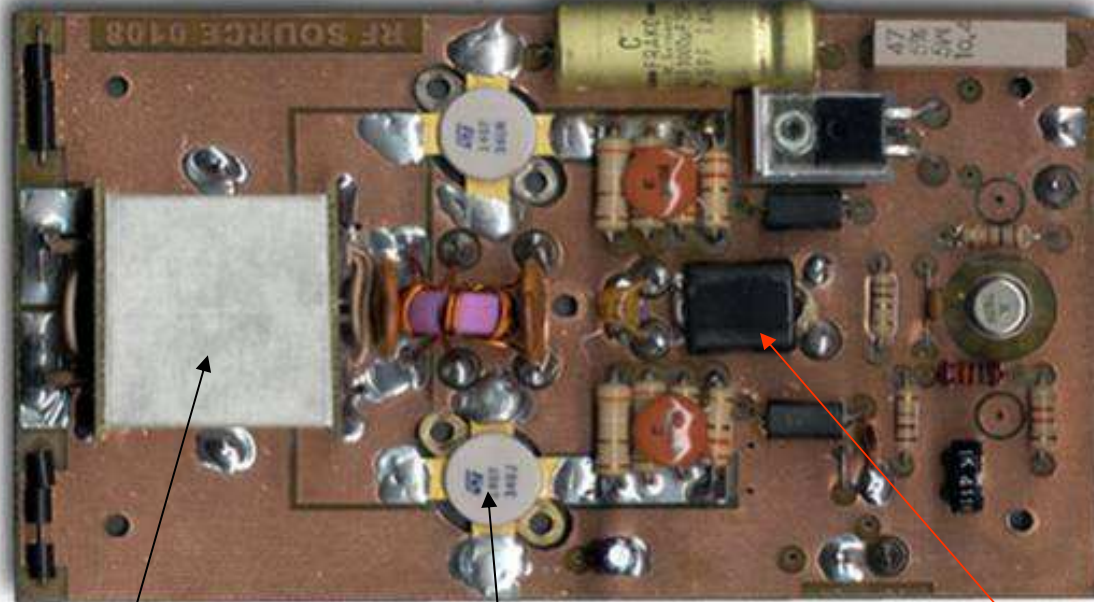


Classe B



Classe AB

Amplificateur RF push-pull

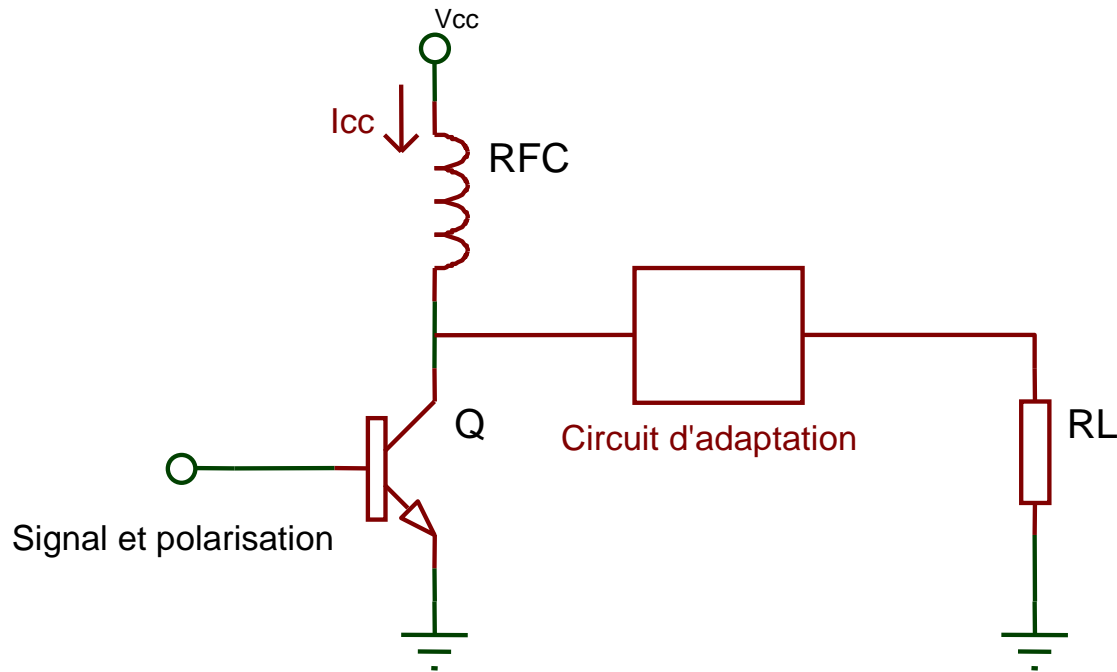


Transformateur de sortie

Transistor RF de puissance

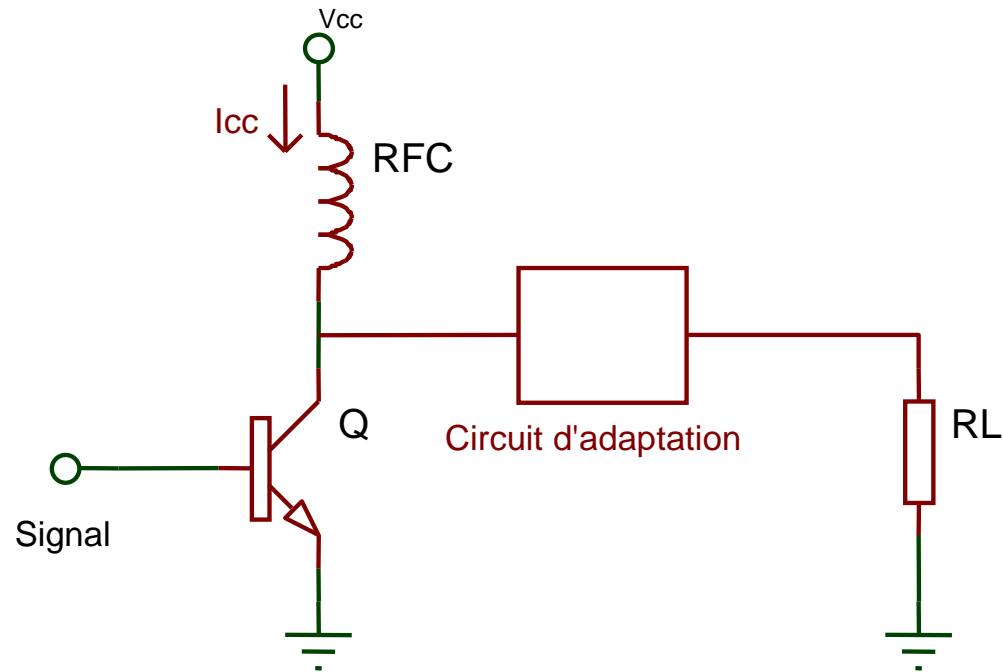
Transformateur driver

Amplificateur classe A



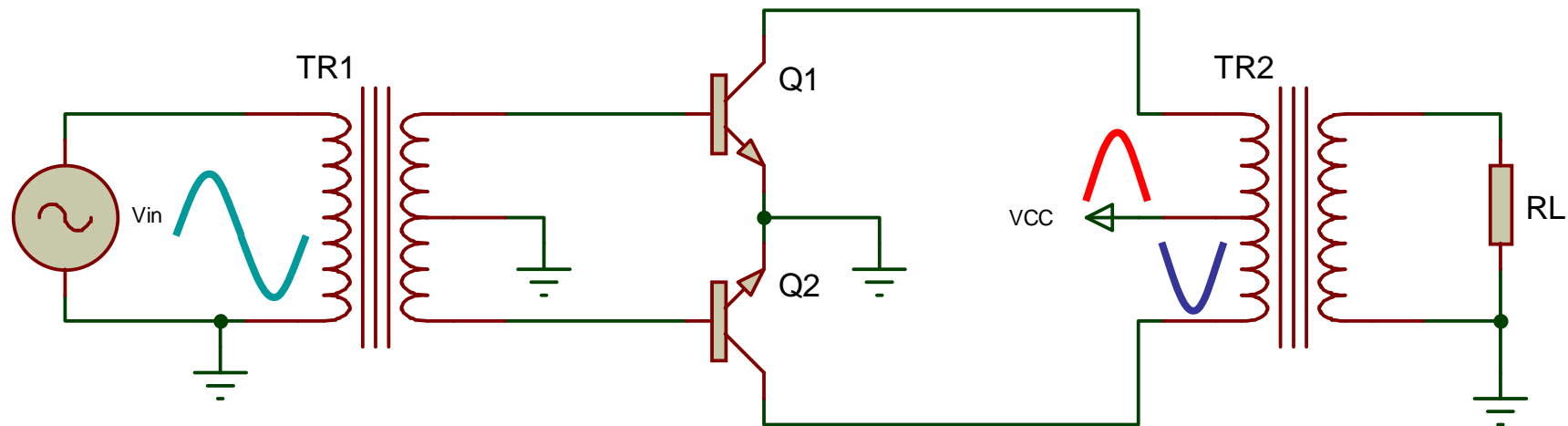
Très bonne linéarité, grand gain
Puissance consommée constante
Rendement théorique : 50% à la puissance maximale
Rendement réel très faible → réservé aux faibles puissances

Amplificateur classe C



Non linéaire, nécessite une puissance d'attaque plus élevée
Très bon rendement (85% théorique en classe C)
Nécessite un bon filtrage des harmoniques
Utilisation: ampli FM, source RF de puissance

Push-Pull classe AB



Classe AB : courant de repos $\approx 10\%$ courant max

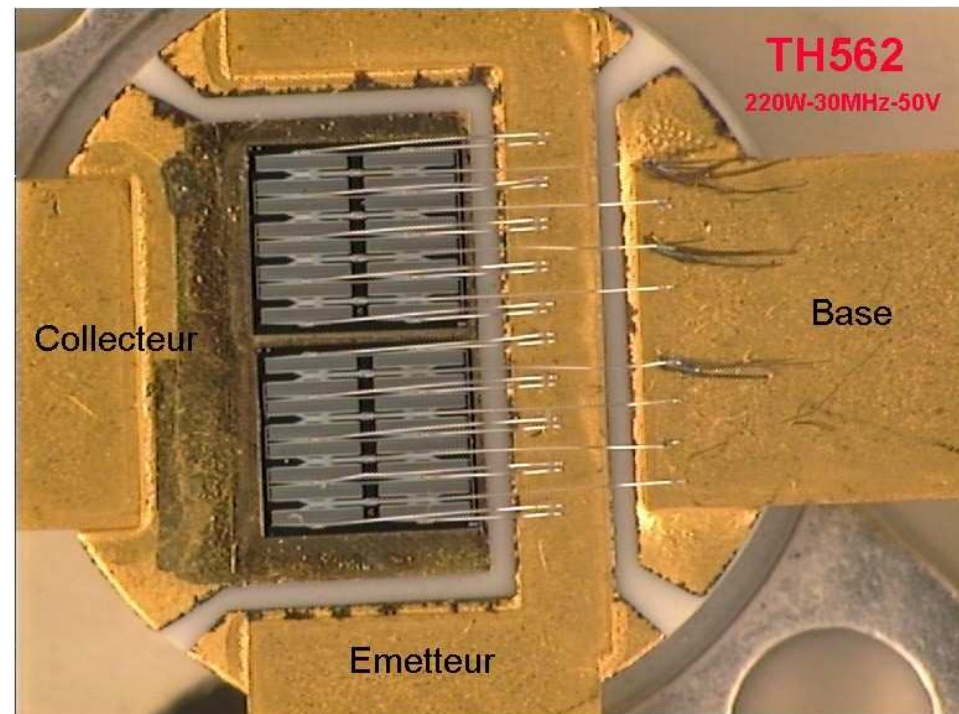
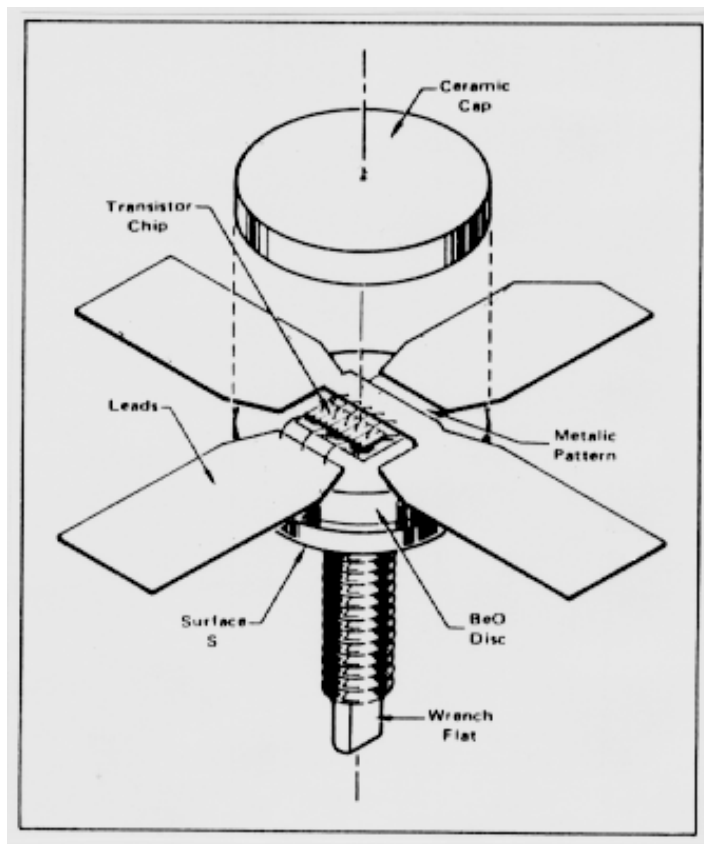
Bonne linéarité, gain élevé

Bon rendement : 78% théorique

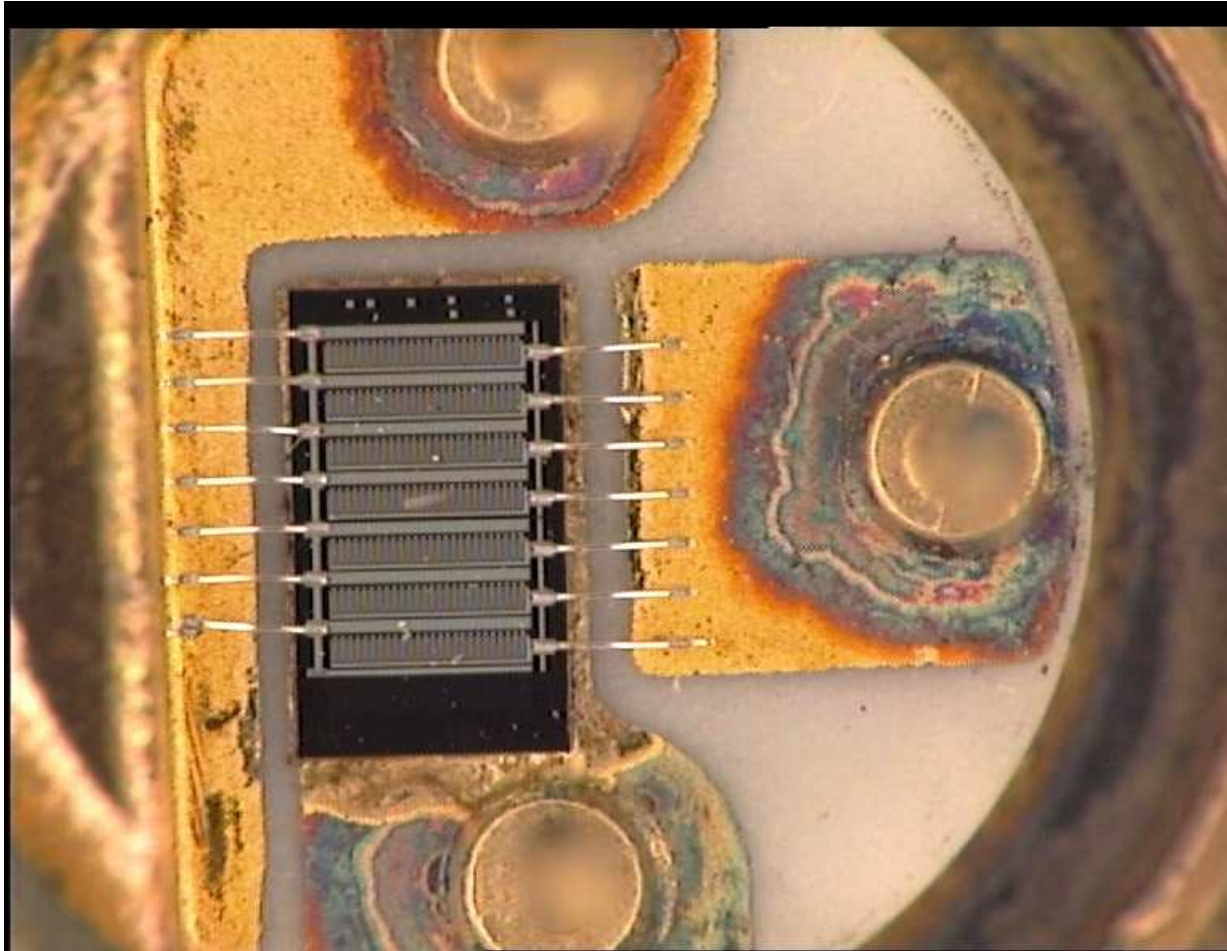
Faible consommation à vide

Suppression des harmoniques paires (structure symétrique)

Constitution d'un transistor RF de puissance



Transistor bipolaire RF



Exemple

On désire réaliser un amplificateur de puissance délivrant 40W à la fréquence de 50 MHz à l'aide d'un transistor MRF497.

Le constructeur indique que l'impédance de sortie de ce transistor à 50MHz est :

$$Z_O = 1,67 - j0,14 \Omega$$

On se propose de calculer un circuit d'adaptation en L permettant d'adapter la sortie du transistor à une antenne d'impédance 50Ω à la fréquence considérée.

Faire un schéma faisant apparaître le schéma équivalent du générateur (transistor), le schéma du circuit d'adaptation en L, la charge (antenne considérée comme purement résistive).

En remarquant que la réactance de sortie du transistor peut être intégrée au réseau d'adaptation, on montre que le problème se ramène à l'adaptation entre la résistance de sortie du transistor et la résistance de l'antenne. Dans ces conditions, calculer le facteur de surtension Q du circuit d'adaptation et donner une estimation de la bande passante à -3dB.

Calculer la valeur des réactances du réseau d'adaptation en tenant compte de la réactance de sortie du transistor.

Calculer la valeur des éléments du réseau (inductance et capacité) et faire un schéma dans les deux cas possibles.

Impédance de sortie du MRF497

$$Z_O = 1,67 - j0,14 \Omega$$

à $f = 50\text{MHz}$

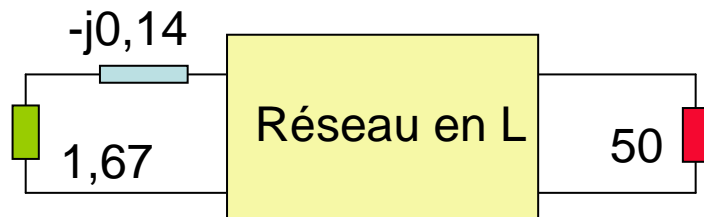
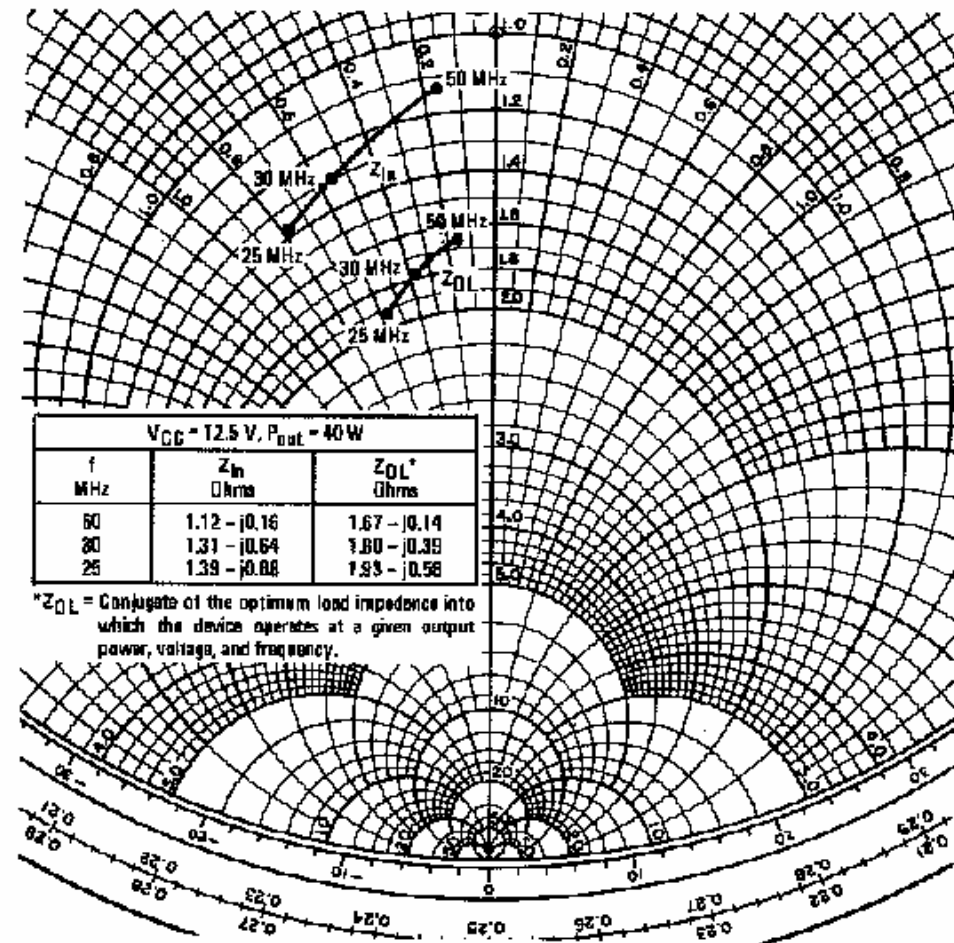


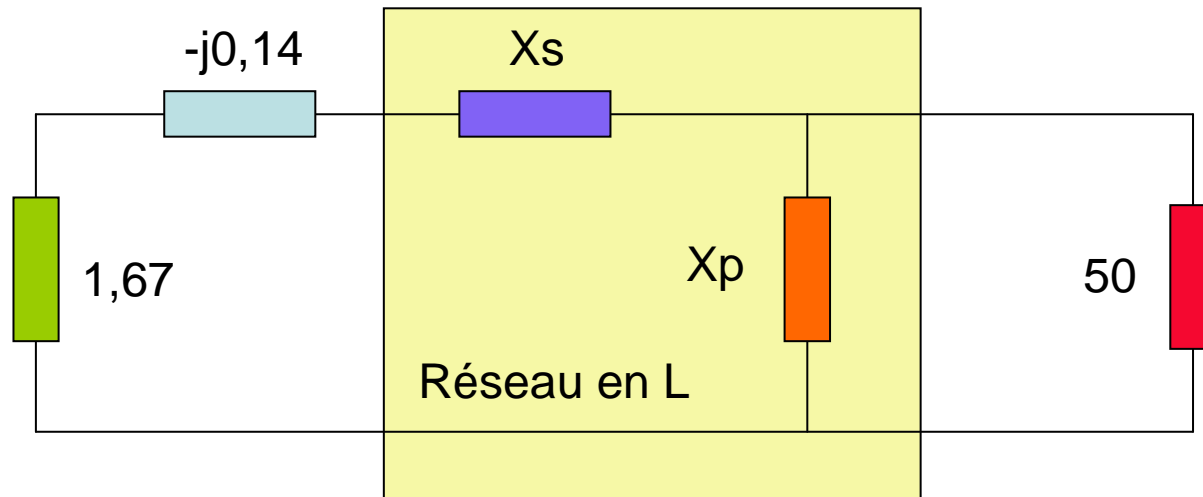
FIGURE 6 — SERIES EQUIVALENT INPUT/OUTPUT IMPEDANCES



Méthode de calcul du réseau en L

- 1 – déterminer le **sens du réseau**: la branche shunt du côté de la résistance la plus forte
- 2 – calculer le **rapport de transformation n**
 $n = R \text{ forte} / R \text{ faible } n > 1$
- 3 – calculer le **facteur de qualité** du circuit
- 4 – calculer la **valeur des réactances X_s et X_p**
- 5 – calculer la **valeur des éléments** (inductance et capacité)
- 6 - choisir la solution **passé haut** ou **passé bas** selon l'application

Calcul des réactances



$$n = 50/1,67 = 29,9$$

$$Q_s = Q_p = \sqrt{n-1} = \sqrt{28,9} = 5,38$$

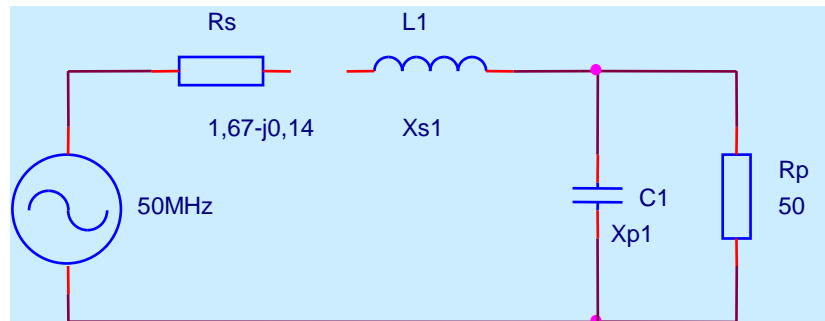
$$BP = F/Q = 50/5,38 = 9,3 \text{ MHz}$$

$$X_s = \pm Q_s R_s = \pm 5,38 \times 1,67 = \pm 8,98 \Omega$$

$$X_p = \pm R_p/Q_p = \pm 50/5,38 = \pm 9,29 \Omega$$

Calcul des éléments

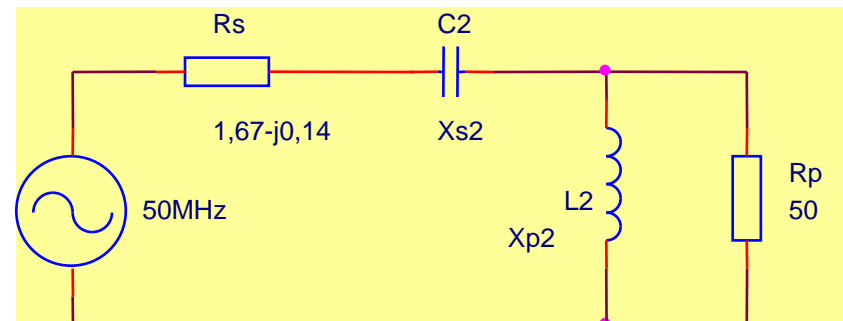
Solution 1: passe bas



$$X_{s1} = 8,98\Omega$$

$$X_{p1} = -9,29\Omega$$

Solution 2: passe haut



$$X_{s2} = -8,98\Omega$$

$$X_{p2} = 9,29\Omega$$

Intégration de la réactance de Z0

$$X'_{s1} = 8,98 + 0,14 = 9,12\Omega$$

$$L1 = X'_{s1} / 2\pi f = 29,1\text{nH}$$

$$C1 = 1 / 2\pi f X_p = 343\text{pF}$$

$$X'_{s2} = -8,98 + 0,14 = -8,84\Omega$$

$$C2 = 1 / 2\pi f X'_{s2} = 360\text{pF}$$

$$L2 = X_{p2} / 2\pi f = 29,6\text{nH}$$

Schéma du circuit de sortie

