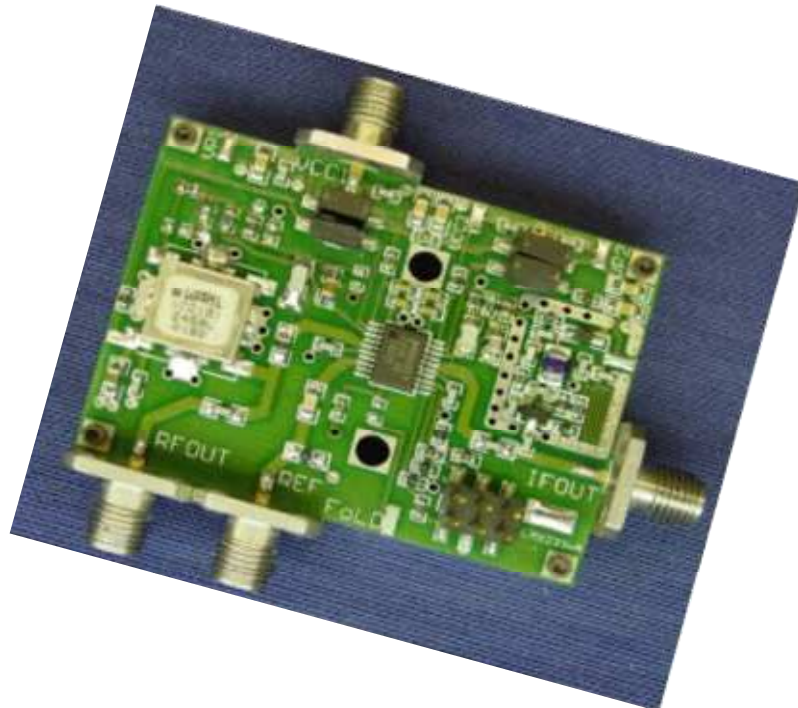


Electronique haute fréquence

© Hervé BOEGLIN
I.U.T. de Colmar
Département G.T.R. 2004



1. Introduction :

■ *Qu'est-ce que la HF ?*

L'appellation des fréquences à été définie en 1953 par un organisme international de normalisation appelé le CCIR (Comité Consultatif International des Radiocommunications) de la façon suivante :

- **TBF** : très basses fréquences jusqu'à 30 kHz,
- **BF** : basses fréquences jusqu'à 300 kHz,
- **MF** : moyennes fréquences jusqu'à 3 MHz,
- **HF** : hautes fréquences jusqu'à 30 MHz,
- **VHF** : très hautes fréquences jusqu'à 300 MHz,
- **UHF** : ultra hautes fréquences jusqu'à 3 GHz,
- **SHF** : supra hautes fréquence ou hyperfréquences jusqu'à 30 GHz,
- **EHF** : extra hautes fréquence jusqu'à 3000 GHz

■ *Position du problème : peut-on toujours « appeler un chat un chat »?*

Les composants passifs :

Nous avons vu en première année qu'une résistance de 1 k Ω présentait une impédance de 1 k Ω , que l'impédance d'une inductance augmentait linéairement avec la fréquence et que l'impédance d'un condensateur était inversement proportionnelle à la fréquence. En HF, ce n'est plus aussi simple : suivant la fréquence un condensateur pourra très bien se comporter comme une inductance !

Voici par exemple le circuit équivalent HF d'une résistance :

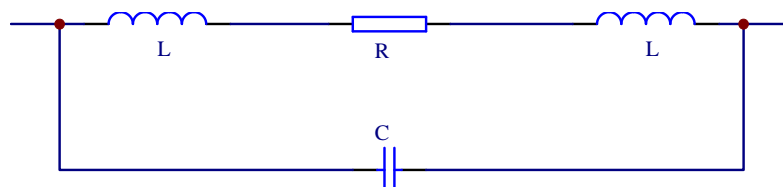


Figure 1

S'il n'y avait que les composants pour se comporter ainsi ! Les fils ou les pistes interconnectant les composants ont un comportement inductif. Leur inductance peut être déterminée à l'aide de la formule suivante :

$$L = 0,002l \left[2,3 \log \left(\frac{4l}{d} - 0,75 \right) \right] \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} L = \text{inductance en } \mu\text{H} \\ l = \text{longueur du fil en cm} \\ d = \text{diamètre du fil en cm} \end{array}$$

Application :

Une résistance de 10 kΩ à couche métallique est représentée par son schéma équivalent figure 1. Les pattes ont une longueur de 1,27 cm et ont un diamètre de 0,1628 cm. La capacité parasite C est égale à 0,3 pF. Calculer l'impédance de l'ensemble à 200 MHz.

« Effet de peau » :

En basse fréquence, un conducteur utilise toute sa section pour permettre le transfert des électrons. Lorsque la fréquence augmente, le champ magnétique au centre du conducteur augmente, « poussant » ainsi les porteurs vers la périphérie. Le résultat est une augmentation de la résistance du conducteur. Ainsi pour le cuivre la « profondeur de peau » est de 8,5 mm à 60 Hz et n'est plus que de 0,07 mm à 1 MHz !

2. Adaptation des impédances :

En HF, les impédances d'entrée et de sortie des quadripôles amplificateurs ne sont plus réelles mais complexes. S'il n'y a pas adaptation entre la source et la charge, il y a bien sûr perte de puissance, mais souvent lorsque les puissances sont importantes destruction du quadripôle amplificateur.

2.1 Rappel (?) de 1^{ère} année :

Adaptation en puissance :

Considérons le dispositif de la figure 2 constitué par un générateur sinusoïdal d'impédance interne Z_G et une impédance de charge Z_U :

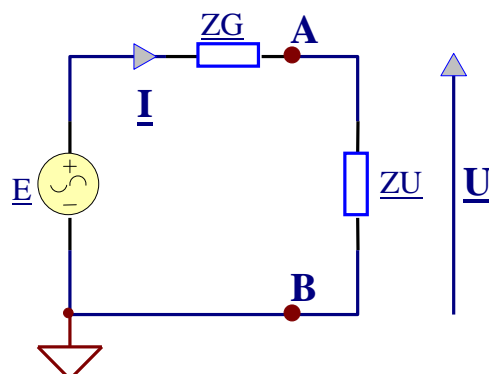


Figure 2

Posons :

$$\underline{Z}_U = R_U + jX_U$$

$$\underline{Z}_G = R_G + jX_G$$

et cherchons les conditions pour lesquelles le générateur fournit le maximum de puissance à la charge \underline{Z}_U :

A partir des équations :

$$\underline{U} = \frac{\underline{E}\underline{Z}_U}{\underline{Z}_U + \underline{Z}_G}, \quad \underline{I} = \frac{\underline{E}}{\underline{Z}_U + \underline{Z}_G}$$

La puissance complexe fournie à la charge s'écrit :

$$\underline{S} = \underline{U}\underline{I}^* = \frac{\underline{Z}_U \underline{E}\underline{E}^*}{(\underline{Z}_U + \underline{Z}_G)(\underline{Z}_U + \underline{Z}_G)^*}$$

soit :

$$\underline{S} = \frac{\underline{Z}_U 2E^2}{(R_U + R_G)^2 + (X_U + X_G)^2}$$

La puissance active fournie à la charge s'écrit :

$$P = E^2 \frac{R_U}{(R_U + R_G)^2 + (X_U + X_G)^2}$$

Cherchons, dès lors, les conditions pour lesquelles cette puissance est maximale, sachant que R_U et R_G sont positifs et que X_U et X_G

- sont négatifs si l'impédance correspondante est capacitive,
- sont positifs si l'impédance correspondante est inductive.

Il apparaît ainsi que la première condition à réaliser est $X_U = -X_G$

soit :

$$P = E^2 \frac{R_U}{(R_U + R_G)^2}$$

Afin de déterminer le maximum de P , cherchons la valeur de R_U qui annule dP/dR_U :

$$\frac{dP}{dR_U} = E^2 \frac{R_G - R_U}{(R_G + R_U)^3} = 0 \text{ pour } R_G = R_U$$

Ce qui donne pour la puissance maximale :

$$P_{\max} = \frac{E^2}{4R_G}$$

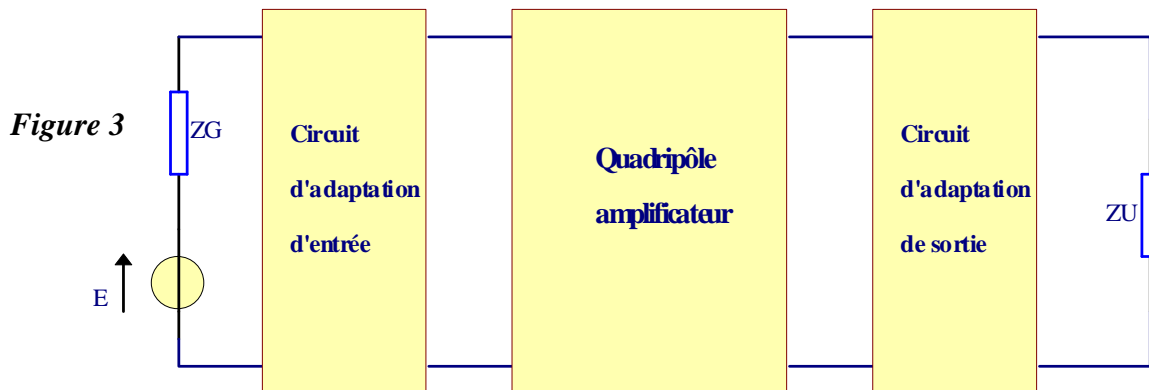
Au total, la puissance fournie à la charge est maximale et vaut $E^2/4R_G$ lorsque :

$$\begin{cases} R_G = R_U \\ X_G = -X_U \end{cases}$$

soit :

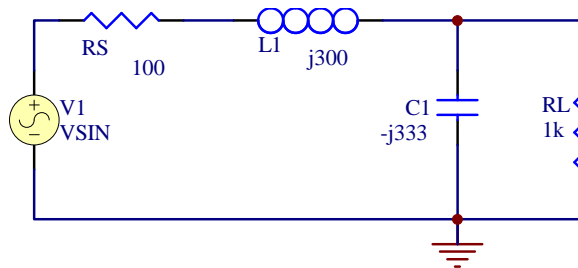
$$\underline{Z_U} = \underline{Z_G}^*$$

La figure suivante illustre le principe que nous allons détailler dans la paragraphe suivant et qui permet l'adaptation d'un quadripôle amplificateur à l'entrée et à la sortie :



Exemple :

Soit à adapter une source de 100Ω à une charge de $1k\Omega$:



2.2 Les circuits de couplage :

2.2.1 Méthode générale de calcul des réseaux d'adaptation :

Quelle que soit la configuration initiale des impédances à adapter et du circuit de couplage, le principe de calcul sera toujours le même :

- ou bien, on transforme le réseau en un circuit qui ne comprend plus que des éléments résistifs et réactifs *en série*, ou bien,
- on transforme le réseau en un circuit qui ne comprend plus que des éléments réactifs et résistifs *en parallèle*.

Pour la configuration *en série* (figure 4a) la condition d'adaptation s'écrit :

$$R1_s = R2_s$$

et

$$jX_s = j(X1_s + X2_s + \dots) = 0$$

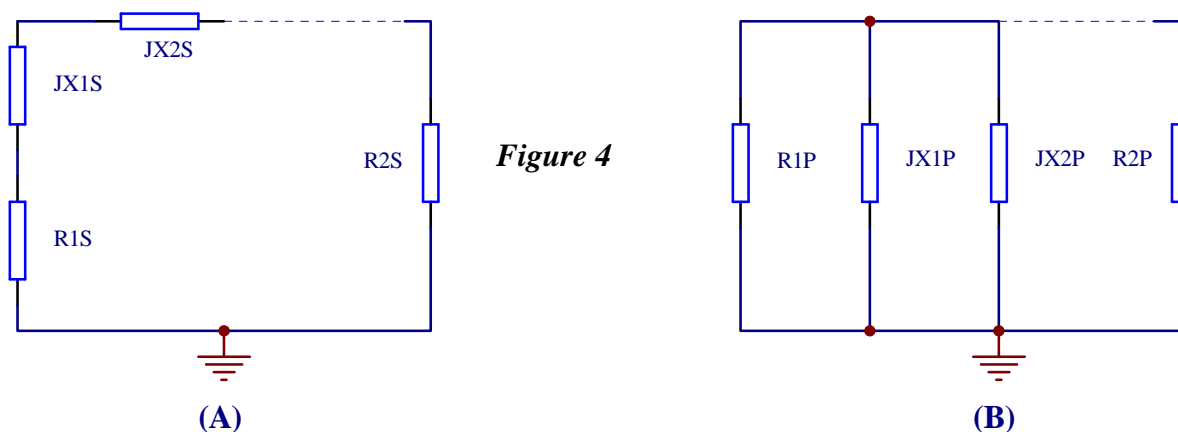
(les réactances X_s , $X1_s$, $X2_s$, etc., étant prises avec leur signe propre : positif pour une inductance ($jL\omega$), négatif pour une réactance capacitive ($-j/C\omega$)).

Pour la configuration *en parallèle* (figure 4b) la condition d'adaptation devient :

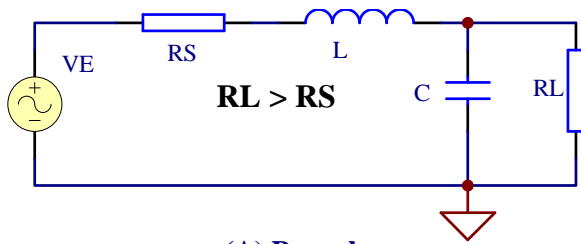
$$R1_p = R2_p$$

et

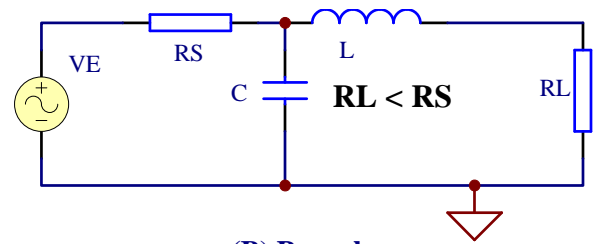
$$\sum \frac{1}{jX_p} = \left(\frac{1}{jX1_p} + \frac{1}{jX2_p} + \dots \right) = 0$$



2.2.2 Les réseaux en L :

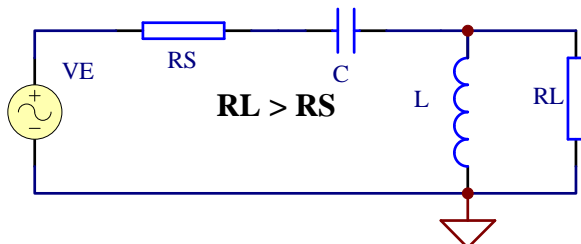


(A) Passe-bas

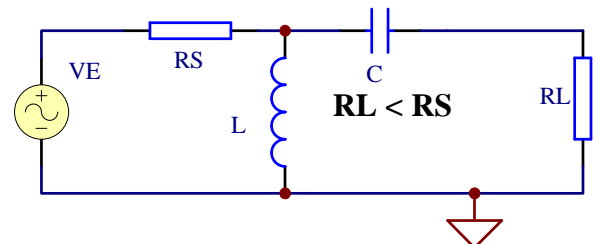


(B) Passe-bas

Figure 5

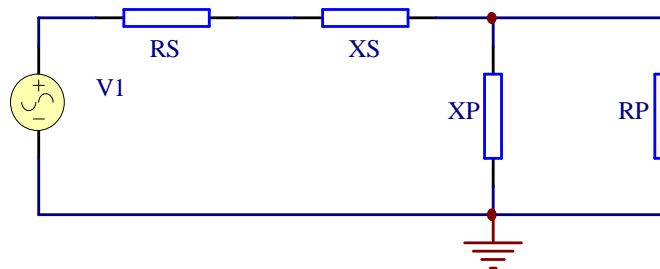


(C) Passe-haut



(D) Passe-haut

2.2.2.1 Détermination des formules de calcul :

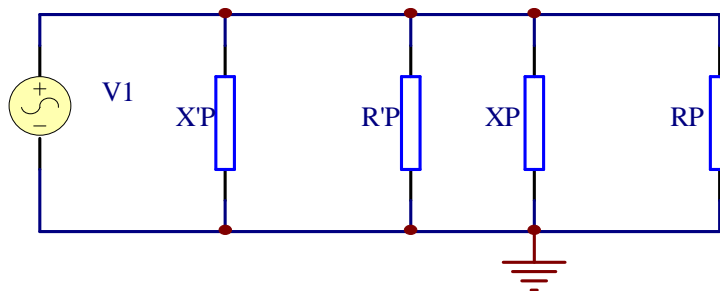


- on transforme la partie série (R_S et X_S) en son équivalent parallèle :

$R'P =$

$X'P =$

Le circuit devient :



- L'adaptation a lieu pour :

$$\begin{cases} RP = R'P \\ XP = X'P \end{cases}$$

Soit :

Comme :

$$QS = XS/RS \text{ et } QP = RP/XP$$

On en déduit que :

Exemple :

Calculer un circuit en L qui devra adapter une source de 100Ω à une charge de $1k\Omega$ à 100MHz . Le circuit devra permettre le passage de la composante continue de la source vers la charge.

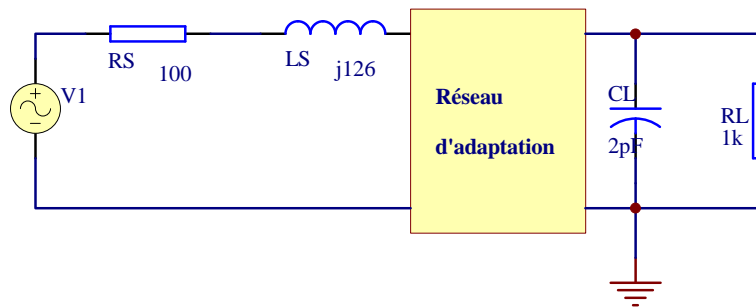
2.2.2.2 Cas des sources et charges complexes (cas le plus courant) :

Deux approches sont possibles :

- ***l'absorption*** : les réactances de la charge et de la source sont « absorbées » par le circuit d'adaptation.

Exemple :

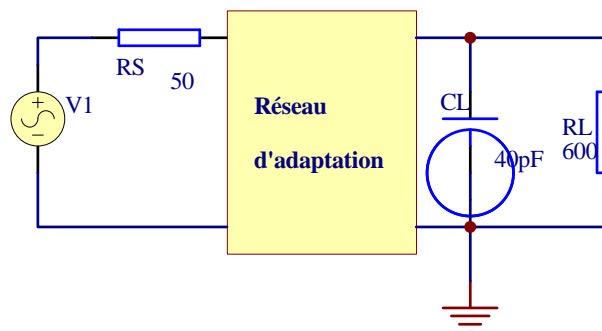
Soit à adapter la charge et la source du circuit suivant :



- ***la résonance*** : toutes les réactances de la source et de la charge sont éliminées par résonance (réactances de signe opposé).

Exemple :

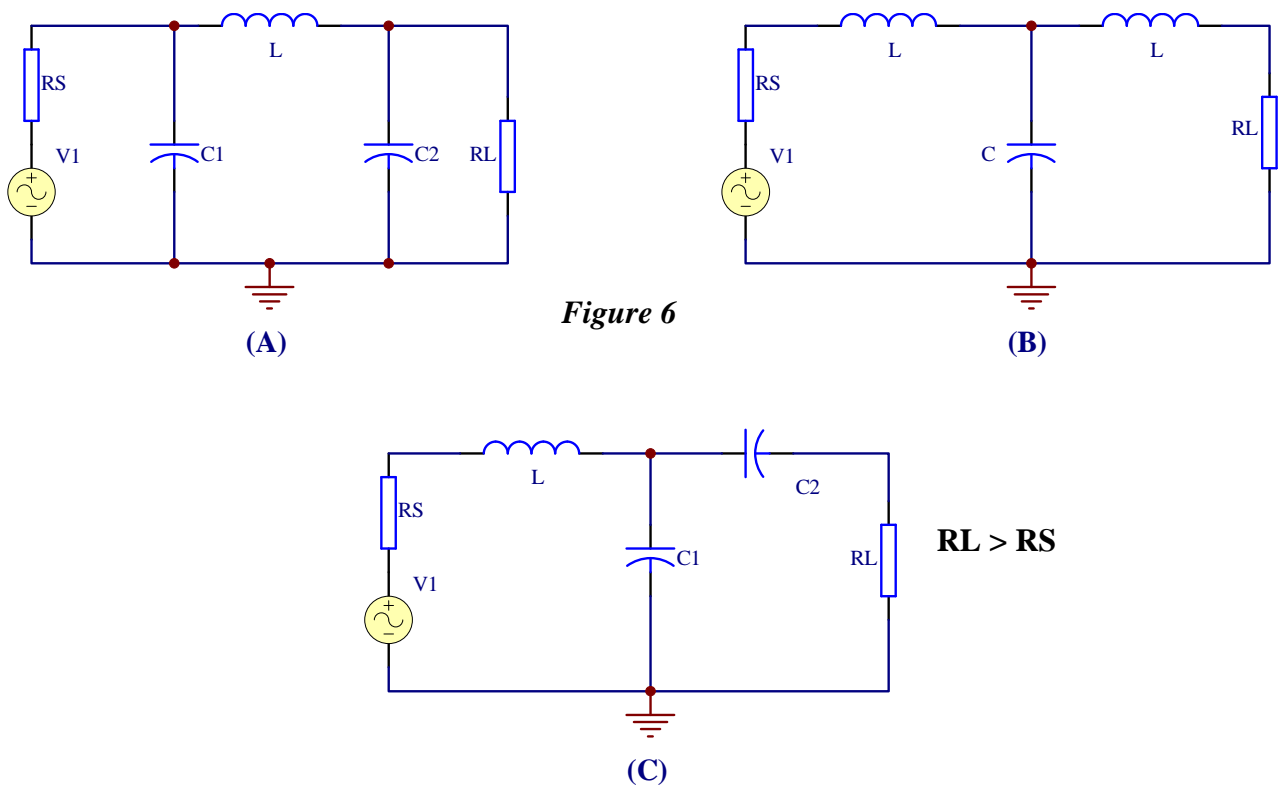
Soit à adapter la charge et la source du circuit suivant :



2.2.3 Réseaux à trois éléments :

Avantage : on peut agir sur le facteur Q (et donc la bande passante) indépendamment de R_s et R_l .

Voici les réseaux les plus utilisés ainsi que les formules permettant de les utiliser :



Réseau (A) :

$XC1 = RS/Q$ On sélectionne d'abord Q

$$XC2 = RL \sqrt{\frac{RSRL}{(Q^2 + 1) - \frac{RS}{RL}}}$$

$$XL = \frac{QRS + (RSRL / XC2)}{Q^2 + 1}$$

Réseau (B) :

$XL1 = RSQ$ On sélectionne d'abord Q

$$XL2 = RLB \quad A = RS(1+Q^2)$$

$$XC = \frac{A}{Q+B} \quad B = \sqrt{\frac{A}{RL} - 1}$$

Réseau (C) :

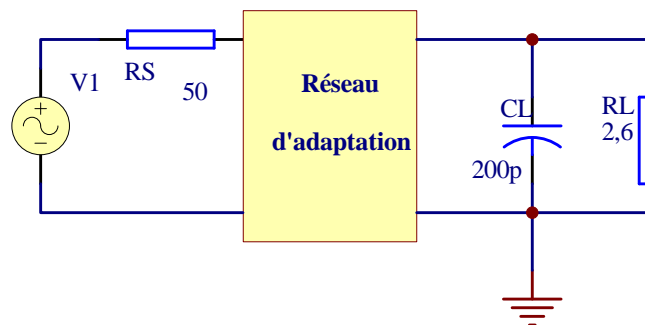
$XL1 = RSQ$ On sélectionne d'abord Q

$$XC2 = RLA \quad A = \sqrt{\frac{RS(1+Q^2)}{RL} - 1}$$

$$XC1 = \frac{B}{Q-A} \quad B = RS(1+Q^2)$$

Exemple :

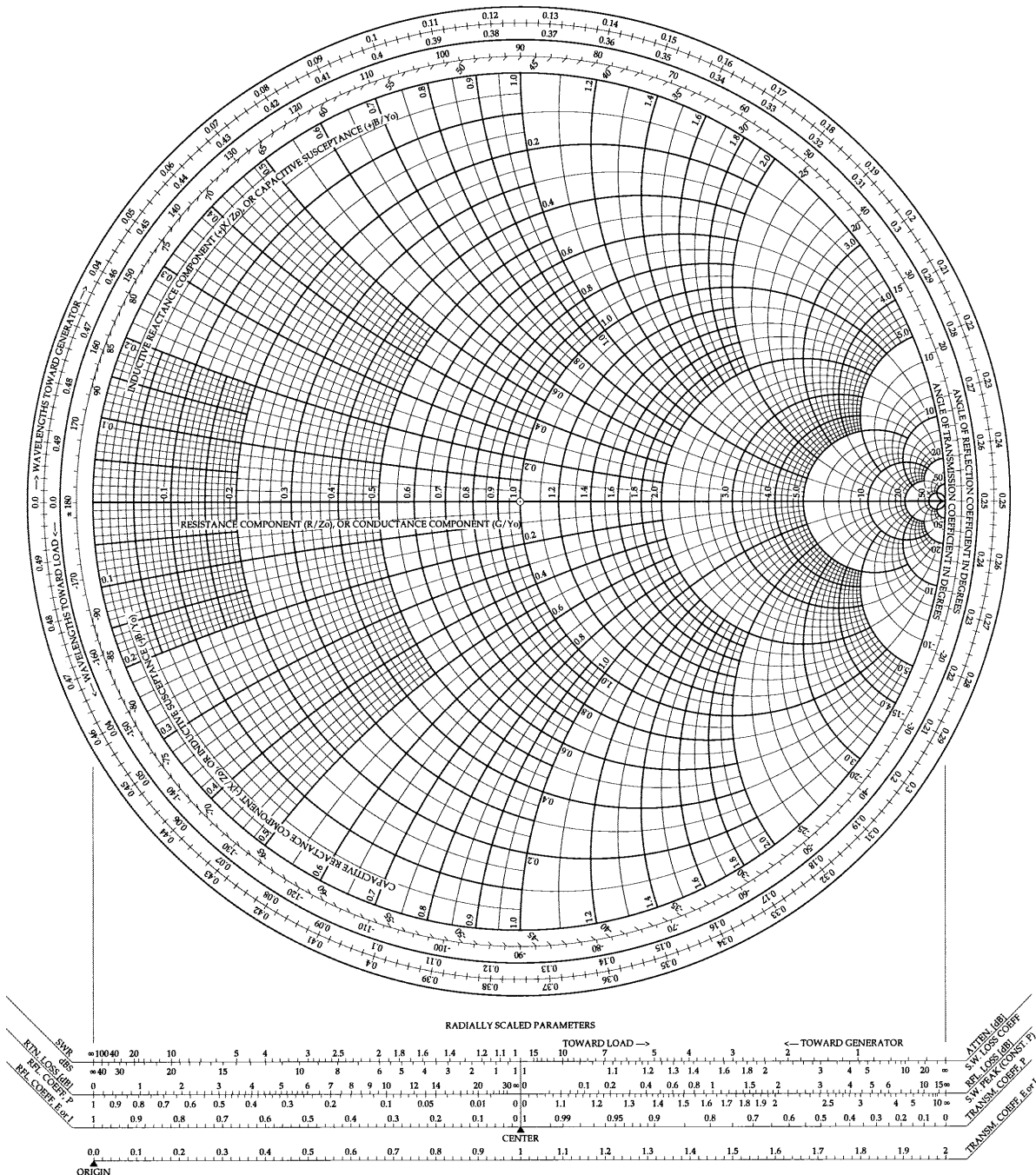
On désire adapter l'impédance d'entrée du transistor bipolaire de puissance de référence 2N5642 à celle d'un générateur 50Ω. L'adaptation doit être réalisée à la fréquence de 175MHz. On utilisera le réseau (C), en fixant Q = 10.



Remarque :

Les réseaux d'adaptation que nous venons de présenter sont les plus courants mais il en existe d'autres à trois éléments ou plus.

2.2.4 Utilisation de l'abaque de Smith :



2.2.4.1 Manipulation des impédances :

Exemple :

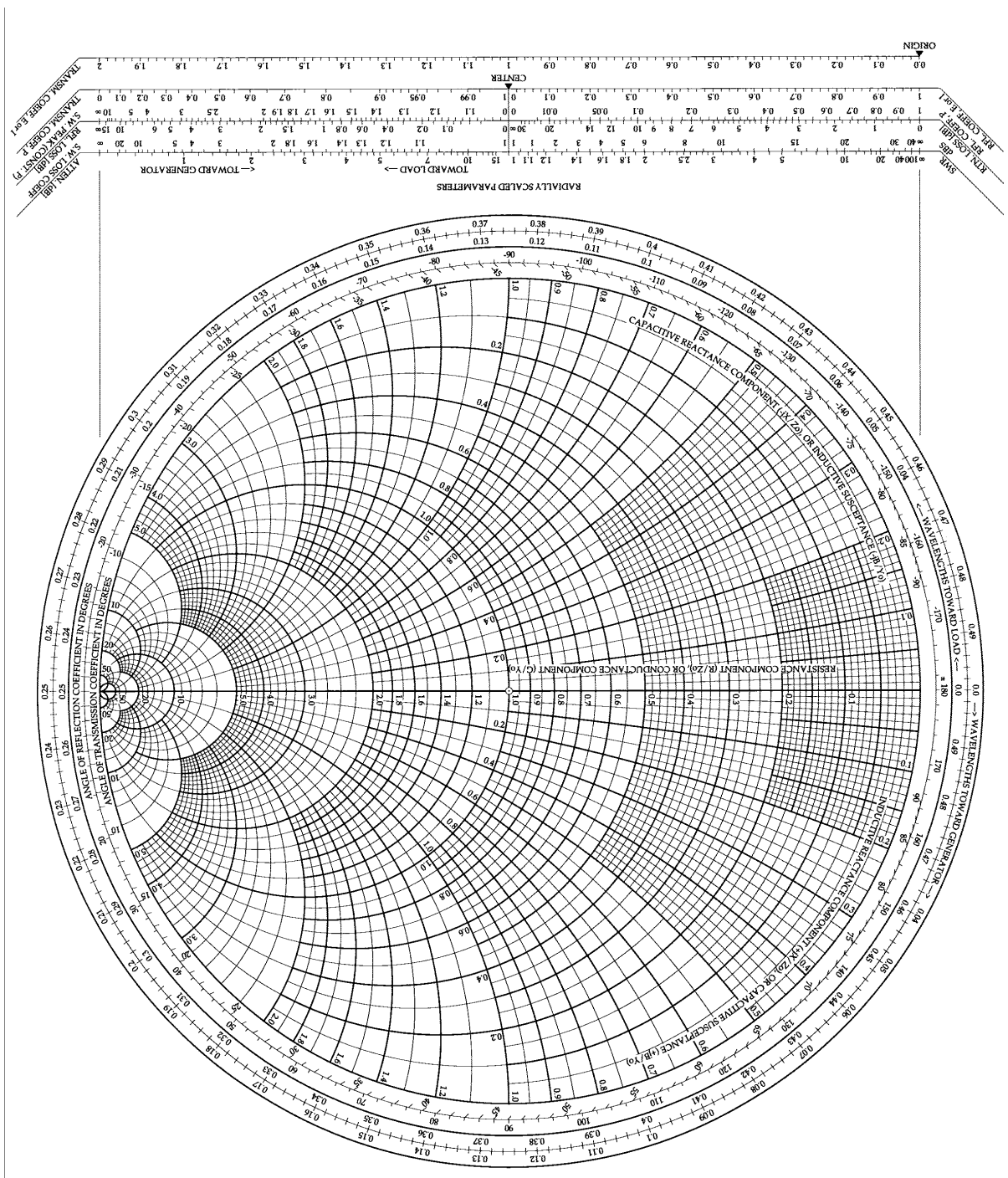
Soit une impédance : $Z = 0.5 + j0,7\Omega$

→ on rajoute une réactance capacitive de $-j1,0\Omega$

Soit une impédance : $Z = 0.8 - j1,0\Omega$

→ on rajoute une réactance inductive de $j1,8\Omega$

2.2.4.2 Manipulation des admittances :



Exemple :

Soit une admittance : $Y = 0,2 -j0,5$

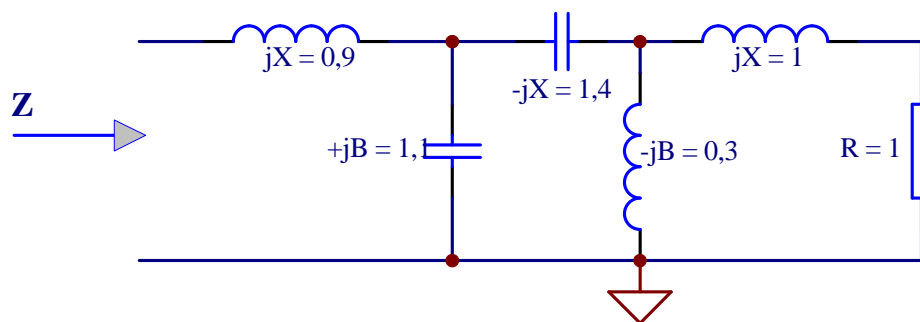
→ on rajoute une susceptance capacitive de $+j0,8\Omega$

Soit une admittance : $Y = 0,7 +j0,5$

→ on rajoute une susceptance inductive de $-j1,5\Omega$

Exemple :

A l'aide l'abaque de SMITH, donner la valeur de l'impédance Z du circuit suivant :



Exemple :

A l'aide de l'abaque de SMITH, concevoir un circuit de couplage à deux éléments pour adapter une source de $25 -j15\Omega$ à une charge de $100 -j25\Omega$ à 60MHz. Le circuit devra également se comporter comme un filtre passe-bas.

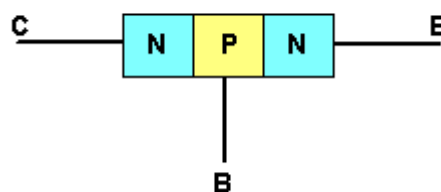
2.3 Les quadripôles amplificateurs en HF :

2.3.1 Le transistor bipolaire en basses fréquences – Rappels de 1^{ère} année :

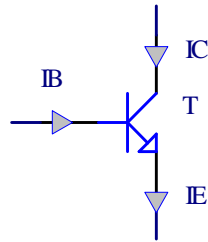
Revoyons sous la forme de questions-réponses les éléments essentiels à connaître sur le transistor bipolaire :

* Constitution ?

Le transistor bipolaire est un assemblage de semiconducteurs de type N et P :



Son symbole électrique est le suivant :



Ce symbole montre que le transistor est un nœud de courant :

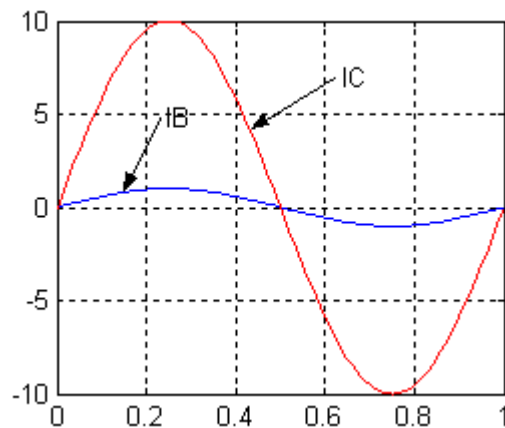
$$IE = IC + IB$$

* Utilité ?

Le transistor est un amplificateur. En fonctionnement linéaire , on a :

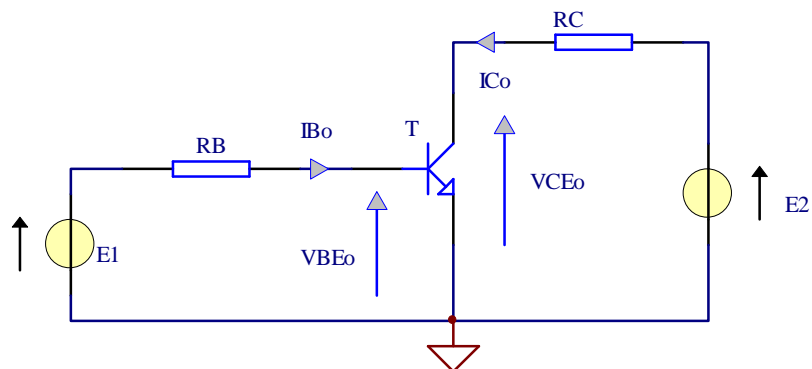
$$IC = \beta IB$$

Dans la pratique, $100 < \beta < 300$.

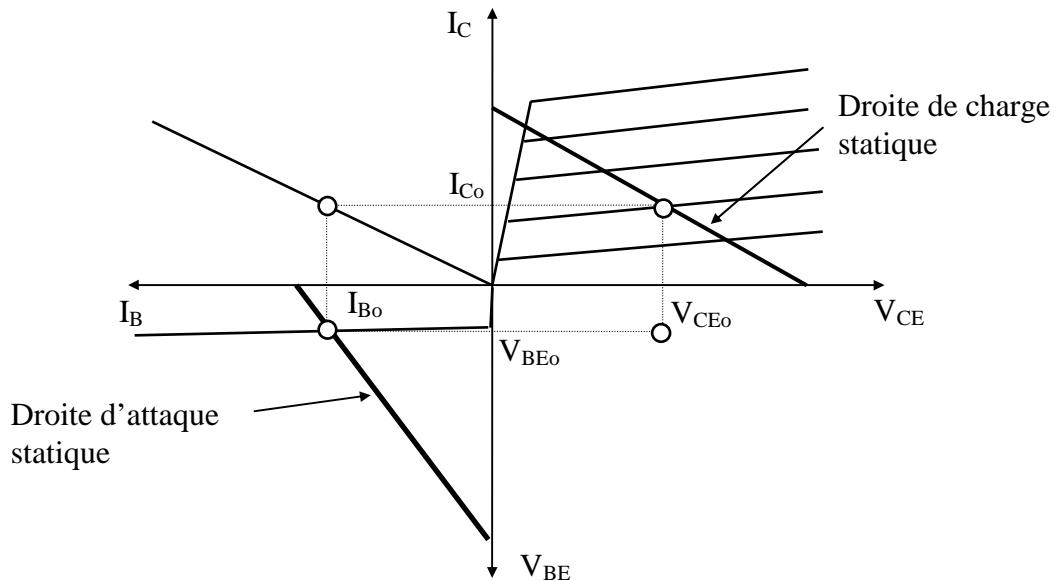


* Comment le faire fonctionner ?

Pour pouvoir amplifier, tout amplificateur a besoin d'une source d'énergie continue. Dans le cas du transistor, il faut une alimentation continue en entrée et en sortie :



Chaque dipôle d'alimentation (E1, RB) et (E2, RC) peut être décrit par sa caractéristique courant-tension. Il suffit de connaître la caractéristique courant-tension en entrée et en sortie du transistor pour déterminer un **point de fonctionnement** :

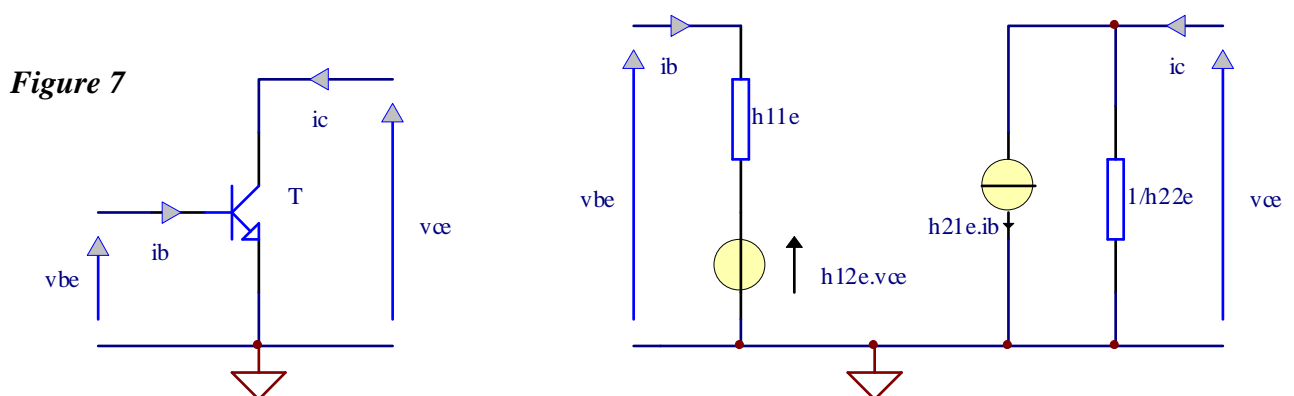


Les caractéristiques courant-tension des dipôles d'alimentation sont appelées **droite d'attaque statique** (entrée) et **droite de charge statique** (sortie).

En plus d'apporter de l'énergie au système amplificateur, les dipôles d'alimentation **polarisent** le transistor. En effet, ils permettent de positionner le point de fonctionnement de telle façon à ce que le transistor ne soit jamais bloqué (fonctionnement linéaire).

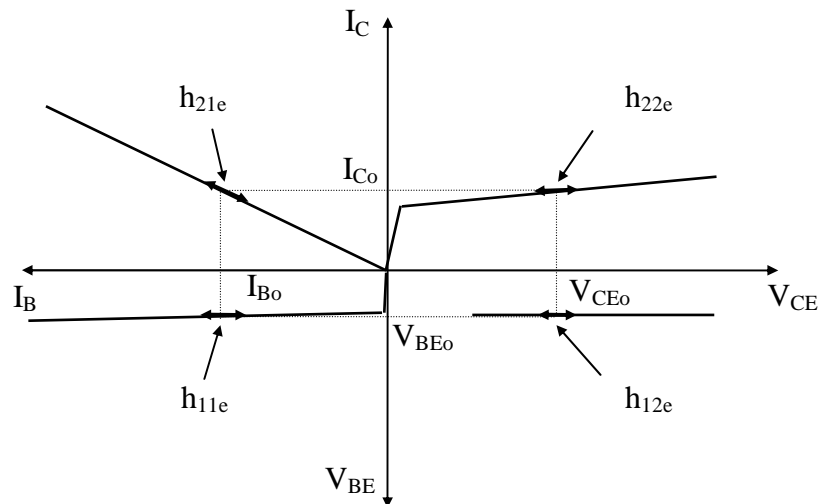
* Qu'est-ce que le fonctionnement petits signaux ?

Le transistor est un dispositif amplificateur non linéaire en forts signaux. Si on se limite à de petites variations autour du point de fonctionnement, on obtient une amplification quasi linéaire. Ce type de fonctionnement, appelé petits signaux. Il permet d'établir un schéma électrique équivalent du transistor :



On a les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{be} = h_{11e} \cdot ib + h_{12e} \cdot v_{ce} \\ i_c = h_{21e} \cdot i_b + h_{22e} \cdot v_{ce} \end{cases}$$



Rappelons la signification physique des paramètres hybrides :

- $h_{11e} = v_{be}/i_b$ pour $v_{ce} = 0$, impédance d'entrée,
- $h_{12e} = v_{be}/v_{ce}$ pour $i_b = 0$, réaction sortie-entrée,
- $h_{21e} = i_c/i_b$ pour $v_{ce} = 0$, gain dynamique en courant,
- $h_{22e} = i_c/v_{ce}$ pour $i_b = 0$, admittance de sortie.

* Existe-t-il plusieurs types de montages amplificateurs à transistor ?

Il existe trois types de montages amplificateurs à transistor :

entrée	B	B	E
sortie	C	E	C
référence	E	C	B

Base commune
 Collecteur commun
 Emetteur commun

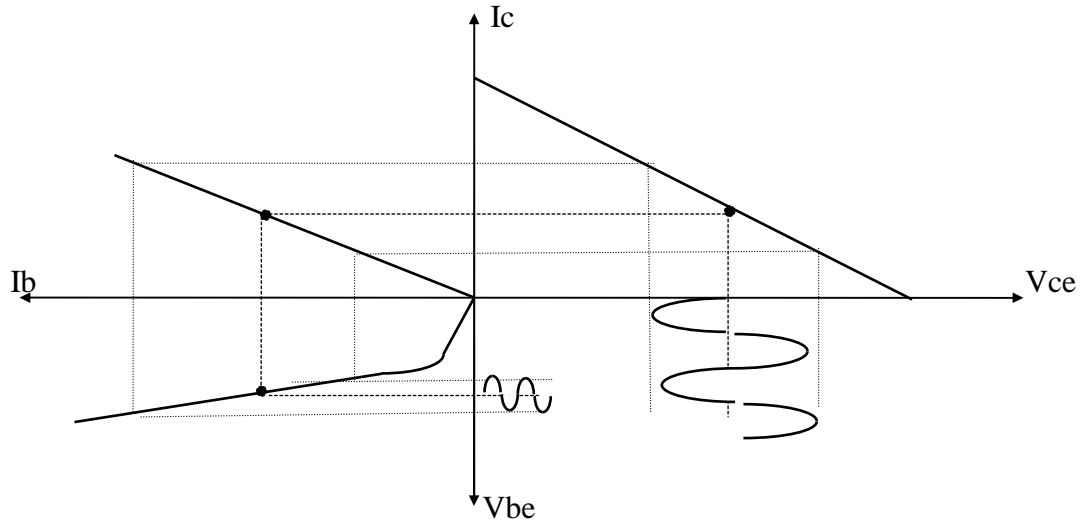
« Commun » signifie que l'électrode est commune à la maille d'entrée et à la maille de sortie. On remarque qu'alors le transistor peut être considéré comme un quadripôle.

Caractéristiques de chacun des montages :

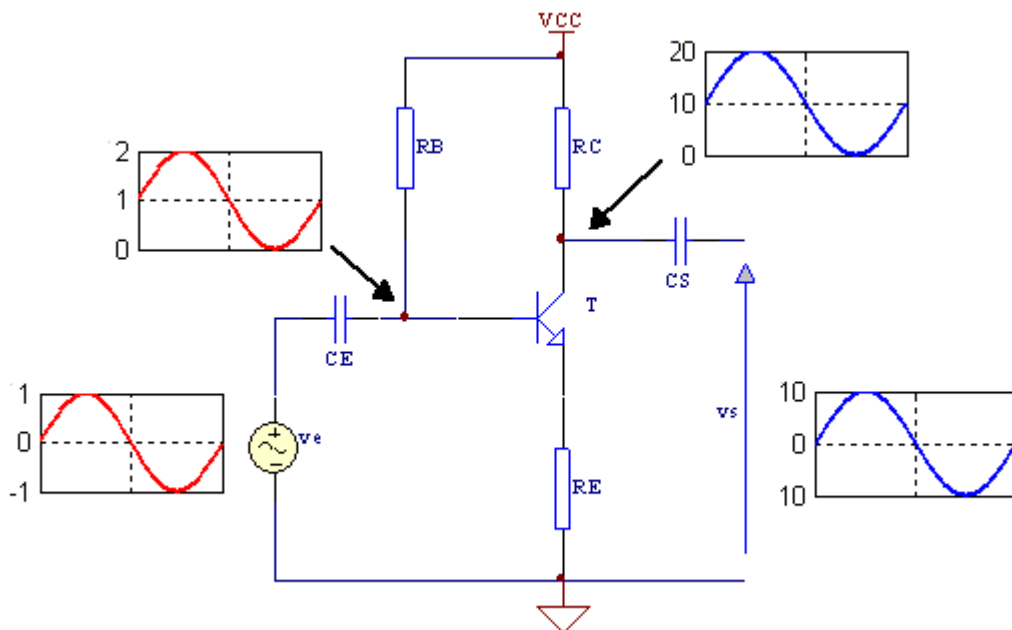
	Avo	Ai	Ap	Re	Rs
E.C.	-50 à -500	10 à 10^3	500 à $5 \cdot 10^4$	10^3 à 10^4	10^3 à 10^5
C.C.	≈ 1	10 à 10^3	10 à 10^3	10^4 à 10^6	1 à 100
B.C.	50 à 500	≈ 1	50 à 500	1 à 100	10^4 à 10^7

Avec A_{vo} = gain en tension à vide, A_i = gain en courant, A_p = gain en puissance, R_e = résistance d'entrée et R_s = résistance de sortie.

* L'amplification comment ça marche ?



* A quoi servent les capacités de liaison ?



* Synthèse : conception d'un étage EC :

On utilise un transistor 2N2222 dont le gain en courant est compris entre $100 < h_{21e} < 300$. Le montage est alimenté par une source de tension $E = 9V$. On prendra $I_{C0} = 1mA$, $V_{CE0} = E/2$, $R_C = 5R_E$, l'entrée sera polarisée par un pont de base avec $I_p = 10I_{B0}$. L'amplificateur devra avoir un fonctionnement linéaire entre $20Hz < f < 20kHz$.

Calculer l'ensemble des éléments nécessaires au fonctionnement du montage. Calculer AV_0 , R_e et R_s .

2.3.2 Le transistor bipolaire en HF :

Le modèle petits signaux BF n'est plus satisfaisant en HF. On utilise alors le schéma équivalent de Giacoletto :

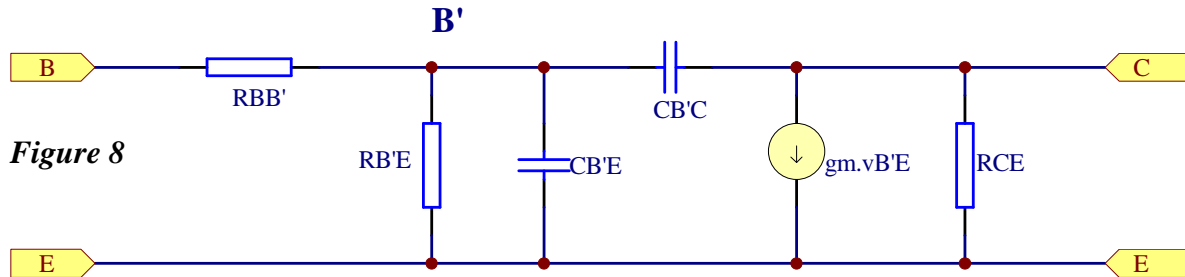


Figure 8

2.3.2.1 Signification physique des éléments du modèle de Giacoletto :

- $CB'E$: c'est une capacité de diffusion analogue à la capacité de diffusion d'une diode polarisée en direct. Elle est proportionnelle au courant qui traverse la jonction base émetteur.
- $CB'C$: c'est une capacité de transition analogue à la capacité de transition d'une diode polarisée en inverse. Elle est proportionnelle à la tension $V_{B'C}$ et à l'aire S de la jonction. Sa valeur est de l'ordre de quelques picofarad pour les transistors de faible puissance jusqu'à quelques centaines de picofarad pour les transistors de puissance.
- RBB' : c'est la résistance de l'élément semi-conducteur entre l'électrode B et le point interne B' se trouvant à la limite de la jonction de l'émetteur.
- $RB'E = h_{11e}$
- $RCE = 1/h_{22e}$
- $gm = h_{21e}/h_{11e}$

On constate qu'à cause des capacités, les courants et tensions du transistor deviennent complexes. Le coefficient d'amplification en courant h_{21e} dépend alors de la fréquence.

2.3.2.2 Détermination de la fréquence de coupure du gain en courant en court-circuit :

Pour la calculer, on court-circuite la sortie : ce qui signifie que l'on connecte une charge nulle entre le collecteur et l'émetteur. Le schéma de la figure 8 devient alors le suivant :

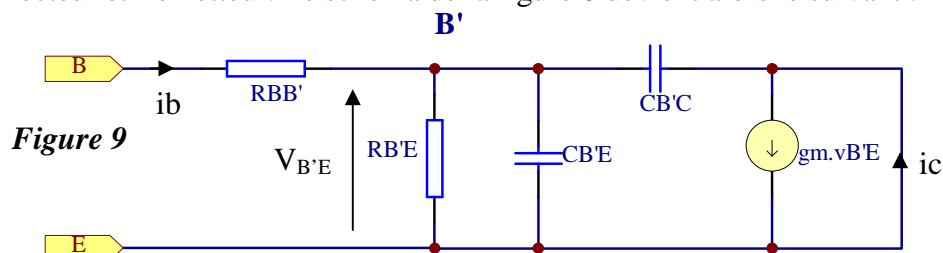


Figure 9

On a :

$$\underline{i_B} =$$

$$\underline{i_C} =$$

D'où :

Comme $g_m = h_{21e}/h_{11e}$, on obtient :

$$\underline{G_C} =$$

avec :

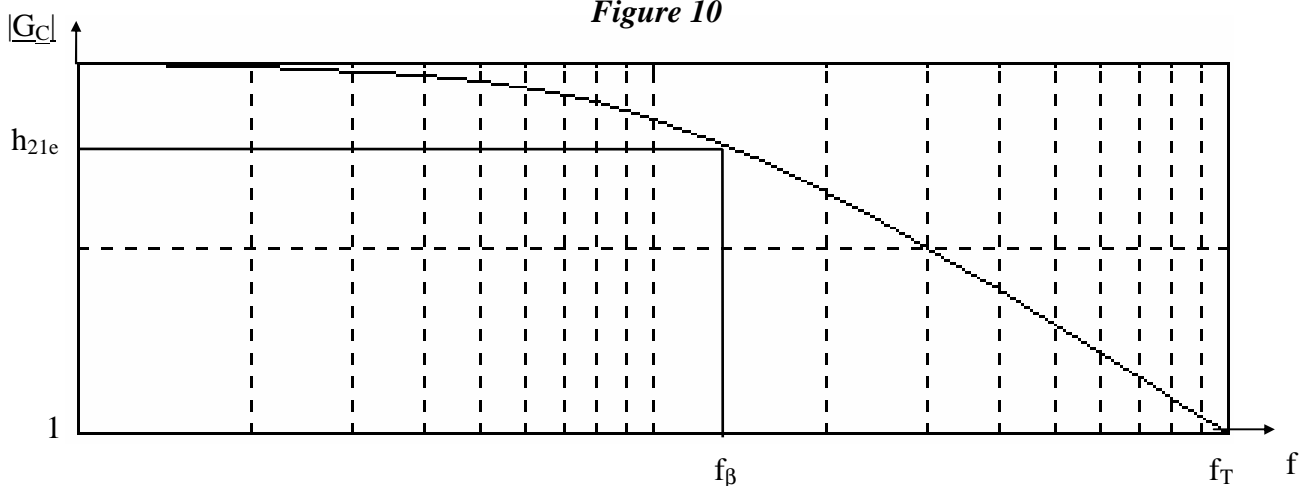
$$\omega_z =$$

$$\omega_\beta =$$

Mais $\omega_z \gg \omega_\beta$, parce que $h_{21e} \gg 1$ et que $CB'E \gg CB'C$. On peut alors écrire :

Traçons maintenant le module de $\underline{G_C}$ en fonction de la fréquence :

Figure 10



→ f_β = fréquence limite de h_{21e} .

→ f_T = fréquence de transition du transistor ($|\underline{G_C}|=1$) $\approx h_{21e}f_\beta$

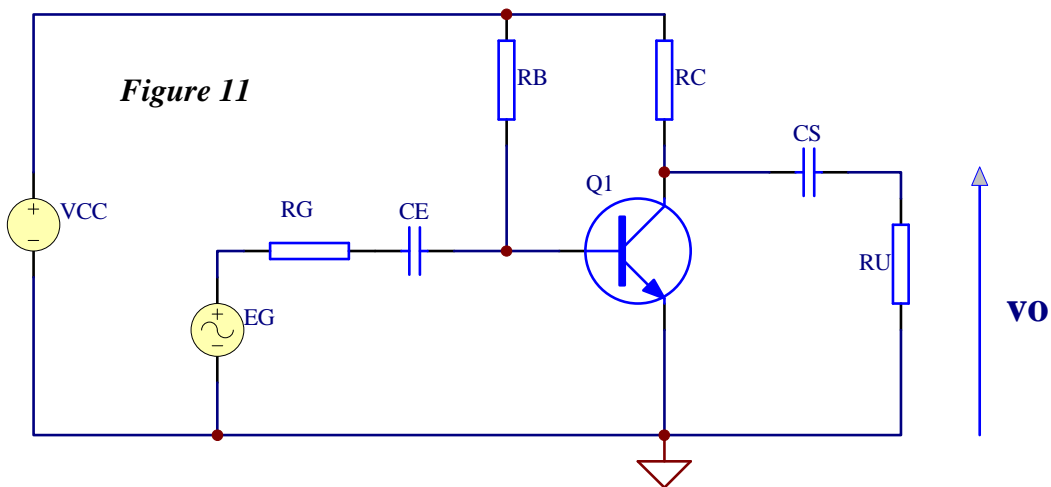
Cette fréquence est très facile à mesurer et ce n'est pas un hasard si on la retrouve dans tous les datasheets de transistors.

Remarque :

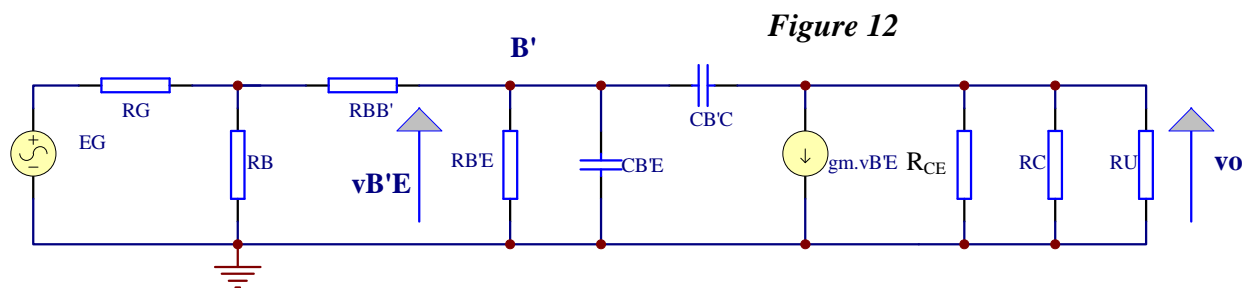
Le schéma équivalent de Giacoleto ne décrit correctement le fonctionnement du transistor que pour des fréquences inférieures à $0,5f_T$.

2.3.2.3 Etude d'un montage émetteur commun en HF :

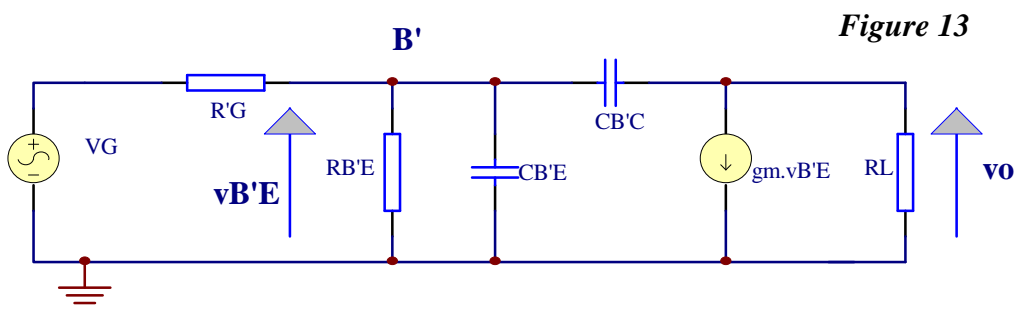
Cherchons à déterminer le gain en tension $A_V = v_O/e_G$ pour le montage suivant :



■ Schéma équivalent en HF :



Le schéma peut se simplifier de la manière suivante :



avec :

$$R'G = RG // RB + RBB'$$

$$VG = EG \cdot \frac{RB}{RG + RB}$$

$$RL = RCE // RC // RU$$

Le problème consiste maintenant à trouver le moyen de rompre la liaison directe entre la sortie et l'entrée. Pour cela on applique :

2.3.2.4 Le théorème de Miller :

Soit un quadripôle actif Q dont on connaît le rapport $A = Vs/Ve$. Une impédance Z est branchée en parallèle sur ce quadripôle selon la figure 14 :

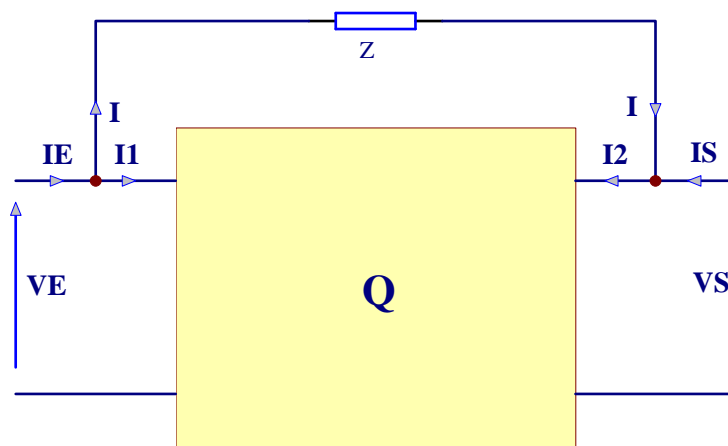


Figure 14

Montrons que ce quadripôle est équivalent au quadripôle suivant :



Figure 15

On a :

$$IE = I1 + I$$

$$IS = I2 - I$$

et :

$$VE - VS = ZI$$

- Exprimons I en fonction de A, VE et Z :

D'où :

$$IE = I1 +$$

avec :

$$Z1 = Z/(1-A)$$

- Exprimons I en fonction de A, VS et Z :

D'où :

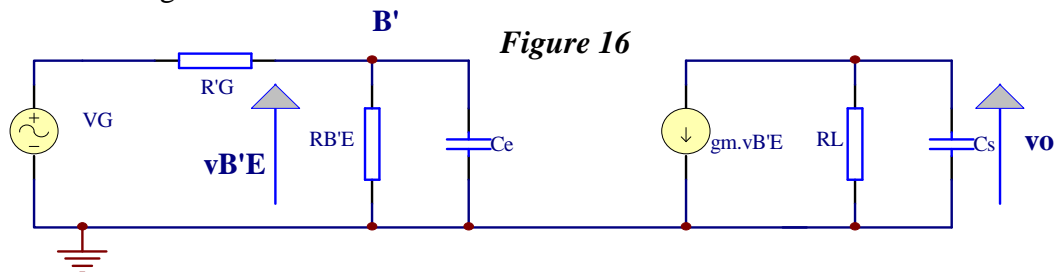
$$IS = I2 +$$

avec :

$$Z2 = ZA/(A-1)$$

- On applique maintenant le théorème de Miller au schéma de la figure 13 :

Le schéma de la figure 13 devient :



On a :

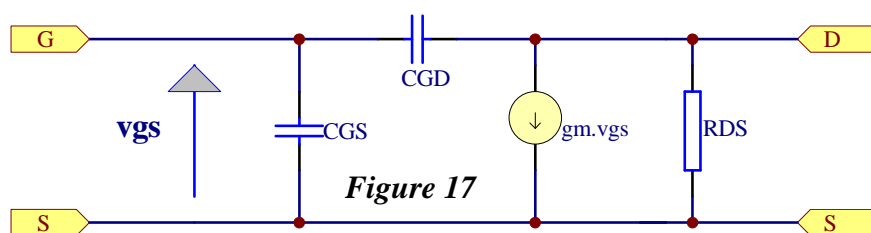
$$Ce = CB'E + CB'C(1-A_0)$$

$$Cs = CB'C(A_0 - 1)/A_0 \approx CB'C$$

Déterminons alors le gain en tension de l'étage $\underline{A_v} = \frac{V_0}{\underline{E_G}}$:

2.3.3 Le transistor FET :

2.3.3.1 Schéma équivalent HF :



Les méthodes de calcul utilisées pour le transistor bipolaire restent valables pour le FET.

2.4 Pratique des amplificateurs HF :

Nous venons de constater que le schéma équivalent HF du transistor était difficilement utilisable pour un amplificateur à un étage. Les calculs deviennent fastidieux lorsque l'on utilise plusieurs transistors. Il est bien évident que les concepteurs de circuits HF utilisent des méthodes plus rapides et plus efficaces. Nous présentons donc ci-après les aspects principaux à prendre en compte lors de la conception d'un amplificateur HF. Nous distinguerons deux cas :

- l'amplification petits signaux,
- l'amplification grands signaux ou de puissance.

2.4.1 Amplificateurs HF petits signaux :

Les constructeurs de transistors HF utilisent soit les paramètres y (matrice admittance) soit les paramètres s (scattering parameters) pour décrire le comportement HF du composant, comme en témoigne le datasheet du transistor 2N5179 ci-après.

Précisons que du fait de la difficulté d'obtenir des mesures fiables au dessus de 150 MHz en ce qui concerne les paramètres y , on trouve plus fréquemment les paramètres s dans les datasheet.

2.4.1.1 Description par les paramètres admittance :

$$I_1 = y_{11e}V_1 + y_{12e}V_2$$

$$I_2 = y_{21e}V_1 + y_{22e}V_2$$

Un transistor en HF peut encore être assimilé à un quadripôle. Cependant comme on l'a vu précédemment, des capacités parasites apparaissent en parallèle avec les éléments purement résistifs du schéma en paramètres hybrides. Il est alors plus commode d'introduire les paramètres admittance bien adaptés aux circuits en parallèle.

La correspondance avec le modèle de Giacoletto est la suivante :

$$y_{11e} = \frac{y_{B'E}}{1 + R_{BB'} \cdot y_{B'E}}$$
$$y_{12e} = \frac{-jC_{B'C}\omega}{1 + R_{BB'} \cdot y_{B'E}}$$
$$y_{21e} = \frac{gm}{1 + R_{BB'} \cdot y_{B'E}}$$
$$y_{22e} = jC_{B'C}\omega \left(1 + \frac{R_{BB'} gm}{1 + R_{BB'} \cdot y_{B'E}} \right)$$

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

2N5179

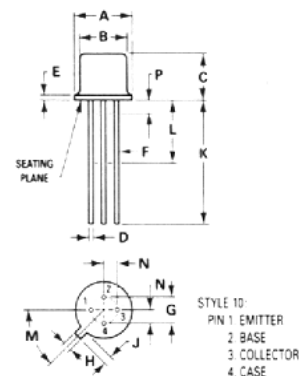
The RF Line

NPN SILICON RF HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed primarily for use in high-gain, low-noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

- High Current-Gain – Bandwidth Product –
 $f_T = 1.4 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 10 \text{ mAdc}$
- Low Collector-Base Time Constant –
 $r_b' C_C = 14 \text{ ps (Max) @ } I_E = 2.0 \text{ mAdc}$
- Characterized with Scattering Parameters
- Low Noise Figure –
 $NF = 4.5 \text{ dB (Max) @ } f = 200 \text{ MHz}$

4.5 dB @ 200 MHz
HIGH FREQUENCY
TRANSISTOR
NPN SILICON



NOTE: ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH TO-72 OUTLINE SHALL APPLY.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	5.31	5.84	0.209	0.230
B	4.52	4.95	0.178	0.195
C	4.32	5.33	0.170	0.210
D	0.41	0.53	0.016	0.021
E	—	0.76	—	0.030
F	0.41	0.48	0.016	0.019
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.91	1.17	0.036	0.046
J	0.71	1.22	0.028	0.048
K	12.70	—	0.500	—
L	6.35	—	0.250	—
M	45° BSC		45° BSC	
N	1.27 BSC		0.050 BSC	
P	—	1.27	—	0.050

CASE 20-03
TO-206AF
(TO-72)

***MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage Applicable 1.0 to 20 mAdc	V_{CEO}	12	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	20	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	2.5	Vdc
Collector Current	I_C	50	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	200 1.14	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	300 1.71	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

*Indicates JEDEC Registered Data.

2N5179

*ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^{\circ}\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Sustaining Voltage ($I_C = 3.0 \text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	$V_{CEO(sus)}$	12	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C = 0.001 \text{ mAdc}$, $I_E = 0$)	$V_{(BR)CBO}$	20	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E = 0.01 \text{ mAdc}$, $I_C = 0$)	$V_{(BR)EBO}$	2.5	—	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$) ($V_{CB} = 15 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $T_A = 150^{\circ}\text{C}$)	I_{CBO}	—	0.02 1.0	μA

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain ($I_C = 3.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$)	h_{FE}	25	250	—
Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $I_B = 1.0 \text{ mAdc}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.4	Vdc
Base-Emitter Saturation Voltage ($I_C = 10 \text{ mAdc}$, $I_B = 1.0 \text{ mAdc}$)	$V_{BE(sat)}$	—	1.0	Vdc

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain – Bandwidth Product ① ($I_C = 5.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 100 \text{ MHz}$)	f_T	900	2000	MHz
Collector-Base Capacitance ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 0$, $f = 0.1$ to 1.0 MHz)	C_{cb}	—	1.0	pF
Small-Signal Current Gain ($I_C = 2.0 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 1.0 \text{ kHz}$)	h_{fe}	25	300	—
Collector-Base Time Constant ($I_E = 2.0 \text{ mAdc}$, $V_{CB} = 6.0 \text{ Vdc}$, $f = 31.9 \text{ MHz}$)	$r_b' C_c$	3.0	14	ps
Noise Figure (See Figure 1) ($I_C = 1.5 \text{ mAdc}$, $V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $R_S = 50 \text{ ohms}$, $f = 200 \text{ MHz}$)	NF	—	4.5	dB

FUNCTIONAL TEST

Common-Emitter Amplifier Power Gain (See Figure 1) ($V_{CE} = 6.0 \text{ Vdc}$, $I_C = 5.0 \text{ mAdc}$, $f = 200 \text{ MHz}$)	G_{pe}	15	—	dB
Power Output (See Figure 2) ($V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$, $I_E = 12 \text{ mAdc}$, $f \geq 500 \text{ MHz}$)	P_{out}	20	—	mW

*Indicates JEDEC Registered Values.

① f_T is defined as the frequency at which $|h_{fe}|$ extrapolates to unity.

2N5179

FIGURE 11— S_{11} , INPUT REFLECTION COEFFICIENT

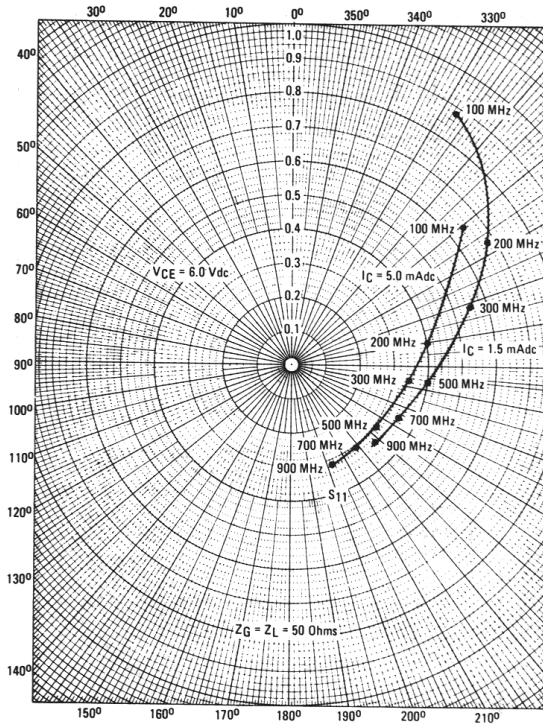


FIGURE 12— S_{22} , OUTPUT REFLECTION COEFFICIENT

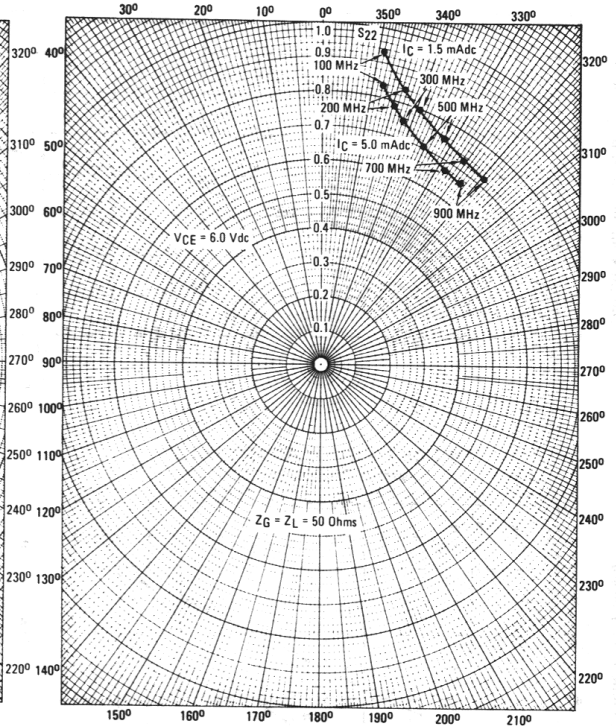


FIGURE 13— S_{12} , REVERSE TRANSMISSION COEFFICIENT

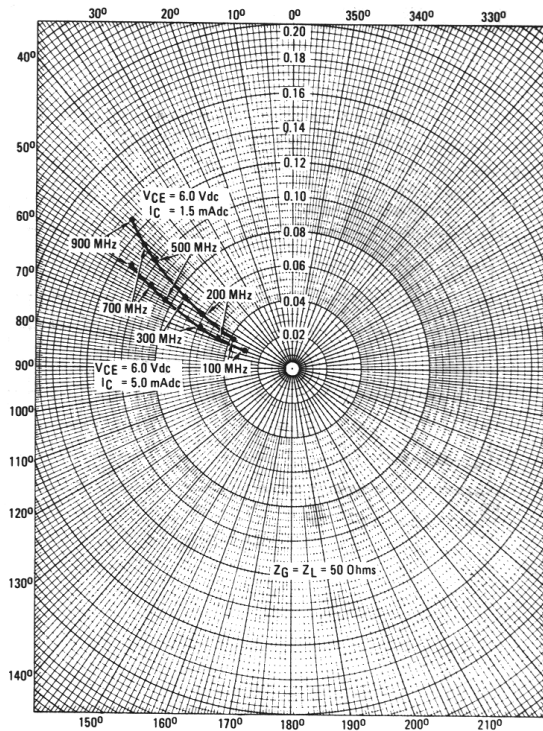
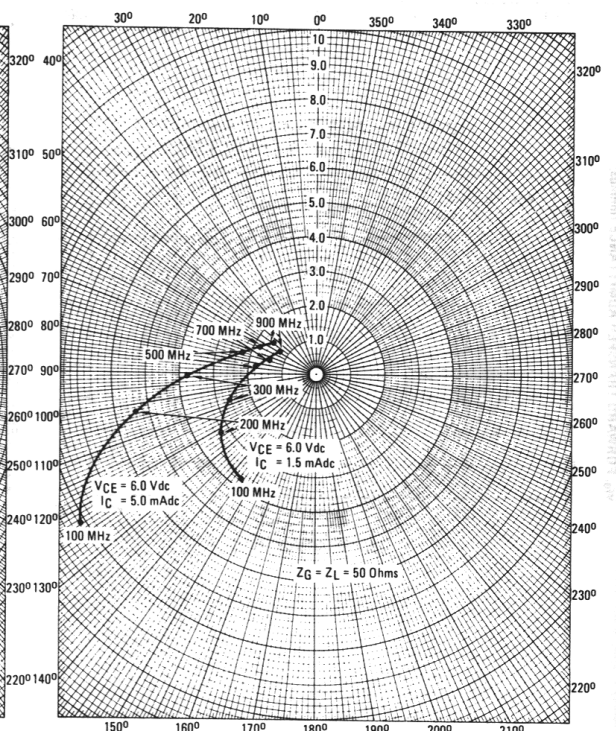


FIGURE 14— S_{21} , FORWARD TRANSMISSION COEFFICIENT



2N5179

FIGURE 6 – CURRENT-GAIN-BANDWIDTH PRODUCT

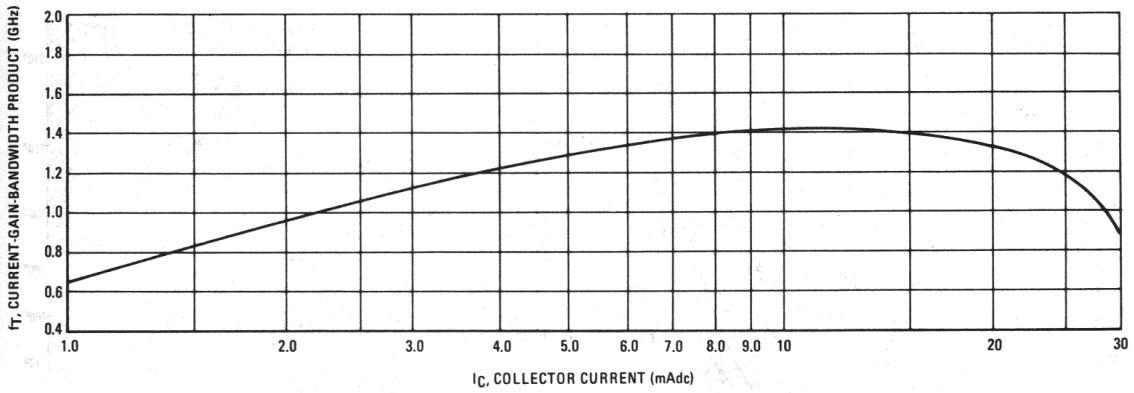


FIGURE 7 – INPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

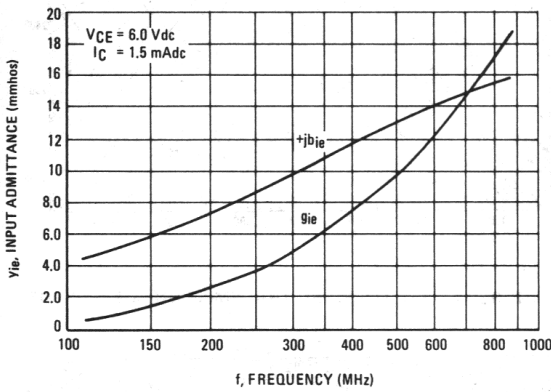


FIGURE 8 – OUTPUT ADMITTANCE versus FREQUENCY

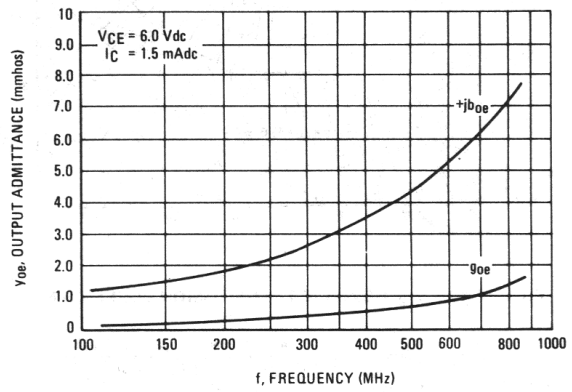


FIGURE 9 – FORWARD TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY

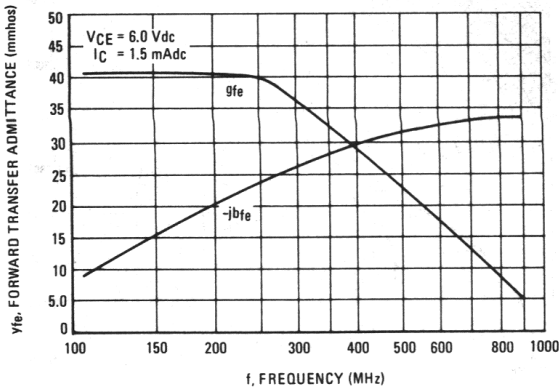
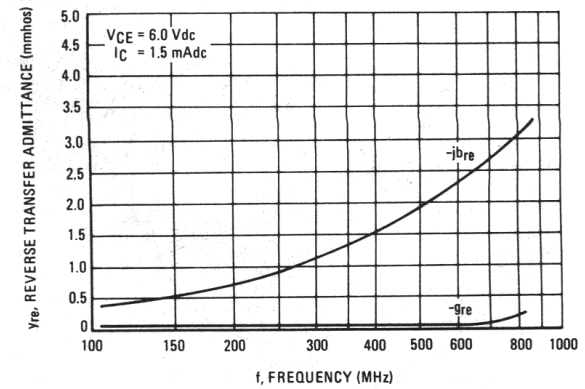


FIGURE 10 – REVERSE TRANSFER ADMITTANCE versus FREQUENCY



Au delà de 150 MHz, il devient impossible de mesurer certains de ces paramètres. En effet, on ne parvient plus à réaliser V_1 ou $V_2 = 0$ car les court-circuits présentent des composantes inductives et capacitives. Pour cela on préfère utiliser les paramètres s .

2.4.1.2 Description par les paramètres de distribution :

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2$$

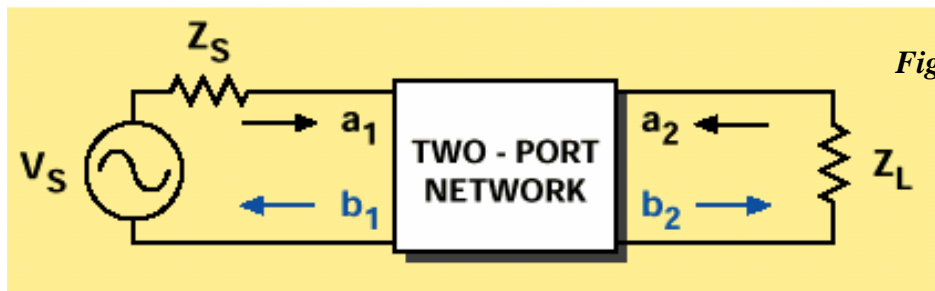


Figure 18

Les paramètres s sont définis à partir des conditions d'interférence des ondes dans un quadripôle. Les coefficients a_1 et a_2 représentent les ondes incidentes alors que b_1 et b_2 représentent les ondes réfléchies.

Les définitions des paramètres s sont les suivantes :

$$s_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Coefficient de réflexion en entrée pour la sortie adaptée (ZL = Z0)}$$

$$s_{22} = \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Coefficient de réflexion en sortie pour l'entrée adaptée (ZS = Z0)}$$

$$s_{21} = \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} \quad \text{Coefficient de transmission directe pour la sortie adaptée (ZL = Z0)}$$

$$s_{12} = \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1=0} \quad \text{Coefficient de transmission inverse pour l'entrée adaptée (ZS = Z0)}$$

→ La mesure de ces paramètres est plus aisée que celle des paramètres y . Toutefois, il faut disposer d'un analyseur de réseau qui est un instrument de mesure coûteux.

→ La représentation des coefficients de réflexion est très aisée sur l'abaque de Smith. C'est pourquoi l'utilisation des paramètres s ne saurait se concevoir sans cet outil graphique.

HP 8720D Series Vector Network Analyzers

Vector network analyzers with built-in synthesized sources cover 50 MHz to up to 40 GHz

The HP 8720D vector network analyzer family characterizes RF and microwave components from 50 MHz up to 40 GHz. They combine a fast synthesized source, tuned receiver, and S-parameter test set in a single instrument. The devices have the performance and flexibility to solve difficult measurement problems and cut test times, all at an attractive cost. Use them to quickly and accurately measure magnitude and phase of all four s-parameters, as well as group delay, plus the absolute output power of microwave components.



Productivity is enhanced with pass/fail testing, direct printer/plotter output of results, advanced marker functions, save/recall of test configurations to internal memory or a built-in floppy disk drive, and test sequencing for automation. Options allow high-power tests, frequency offset mixer testing, and high-accuracy noncoaxial and on-wafer measurements.

Features of HP 8720D VNA's

- Built-in synthesized source with 1 Hz resolution
- Allows measuring all four s-parameters with a single connection
- Continuous updates for two-port error correction

2.4.1.3 Correspondance entre les paramètres s et y :

s-parameters in terms of y-parameters	y-parameters in terms of s-parameters
$s_{11} = \frac{(1 - y_{11})(1 + y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{11} = \frac{(1 + s_{22})(1 - s_{11}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{12} = \frac{-2y_{12}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{12} = \frac{-2s_{12}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{21} = \frac{-2y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{21} = \frac{-2s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$
$s_{22} = \frac{(1 + y_{11})(1 - y_{22}) + y_{12}y_{21}}{(1 + y_{11})(1 + y_{22}) - y_{12}y_{21}}$	$y_{22} = \frac{(1 + s_{11})(1 - s_{22}) + s_{12}s_{21}}{(1 + s_{11})(1 + s_{22}) - s_{12}s_{21}}$

2.4.1.4 Méthode de conception d'un amplificateur HF petits signaux :

- Paramètres y :

- stabilité :

Nous venons de voir que la fonction de transfert d'un émetteur commun HF était du 2^{ème} ordre. Ceci signifie pratiquement que le montage amplificateur peut se mettre à

osciller. En fait le paramètre qui explique ce phénomène est le paramètre y_{12} dû physiquement à la capacité CB'C qui « réinjecte » une fraction de la tension de sortie à l'entrée du transistor créant ainsi une réaction. En conception, il est donc nécessaire de s'assurer de la stabilité du montage. Pour cela on calcule le facteur de stabilité de Linvill donné par :

$$C = \frac{|y_{12} \cdot y_{21}|}{2 \cdot g_{11} \cdot g_{22} - \Re e(y_{12} \cdot y_{21})}$$

Si $C < 1$ le transistor est dit inconditionnellement stable. Si $C > 1$, on devra utiliser des méthodes qui, soit annulent l'influence de y_{12} (neutrodynage, de moins en moins utilisé), soit diminuent le gain du dispositif (désadaptation entrée et/ou sortie).

- Gain maximum disponible (Maximum Available Gain ou MAG) :

Le MAG du transistor est donné par la formule suivante :

$$MAG = \frac{|y_{21}|^2}{4 \cdot g_{11} \cdot g_{22}}$$

Ce gain est le maximum que l'on peut obtenir du transistor en supposant que $y_{12} = 0$ et que les impédances d'entrée et de sortie sont parfaitement adaptées respectivement à la source et à la charge d'utilisation. Ceci n'est jamais parfaitement le cas en pratique et le gain réel devra être légèrement minoré.

- Adaptation :

Pour obtenir un gain optimum il est nécessaire que y_{11} et y_{22} soient les complexes conjugués respectivement de Y_S et Y_L . Les équations suivantes donnent les valeurs des admittances de source et de charge réalisant l'adaptation en fonction des paramètres y du transistor :

$$G_S = \frac{\sqrt{[2 \cdot g_{11} \cdot g_{22} - \Re e(y_{21} \cdot y_{12})]^2 - |y_{21} \cdot y_{12}|^2}}{2 \cdot g_{22}}$$

Avec :

$$B_S = -jb_{11} + \frac{\Im m(y_{21} \cdot y_{12})}{2 \cdot g_{22}}$$

G_S = conductance de source,

B_S = susceptance de source,

$$G_L = \frac{\sqrt{[2 \cdot g_{11} \cdot g_{22} - \Re e(y_{21} \cdot y_{12})]^2 - |y_{21} \cdot y_{12}|^2}}{2 \cdot g_{11}} = \frac{G_S \cdot g_{22}}{g_{11}}$$

G_L = conductance de charge,

B_L = susceptance de charge.

$$B_L = -jb_{22} + \frac{\Im m(y_{21} \cdot y_{12})}{2 \cdot g_{11}}$$

Voyons sur un exemple comment utiliser ces équations :

Exemple :

Un transistor possède les paramètres y suivants à 100 MHz :

$$y_{11} = 8 + j5,7 \quad y_{22} = 0,4 + j1,5$$

$$y_{21} = 52 - j20 \quad y_{12} = 0,01 - j0,1$$

Concevoir un amplificateur fournissant un gain maximum entre une source de 50Ω et une charge de 50Ω . On utilisera l'abaque de Smith.

- Paramètres s :

- stabilité :

$K > 1$ or $C < 1$ where $C =$ Linvill C Factor and

$$C = K^{-1}$$

$$K = \frac{1 + |D|^2 - |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2}{2|s_{12}s_{21}|}$$

avec $D = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$.

- Gain maximum disponible (Maximum Available Gain ou MAG) :

Le MAG du transistor est donné par la formule suivante :

$$\text{If } K > 1, G_{A \max} = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \left(K \pm \sqrt{K^2 - 1} \right) \right|$$

where $K = C^{-1}$

- Adaptation :

Source and load for Simultaneous Match

$$\Gamma_{mS} = M^* \left[\frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|M|^2}}{2|M|^2} \right]$$

$$\Gamma_{mL} = N^* \left[\frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|N|^2}}{2|N|^2} \right]$$

(Use minus sign

when B_1 is positive,

plus sign when

B_1 is negative.)

$$B_1 = 1 + |s_{11}|^2 - |s_{22}|^2 - |D|^2$$

$$B_2 = 1 + |s_{22}|^2 - |s_{11}|^2 - |D|^2$$

avec :

$$D = s_{11}s_{22} - s_{12}s_{21}$$

$$M = s_{11} - Ds_{22}^*$$

$$N = s_{22} - Ds_{11}^*$$

Exemple :

Un transistor possède les paramètres s suivants à 200 MHz avec $V_{CE} = 10V$ et $I_C = 10mA$:

$$s_{11} = 0,4 \angle 162^\circ \quad s_{22} = 0,35 \angle -39^\circ$$

$$s_{21} = 0,04 \angle 60^\circ \quad s_{12} = 5,2 \angle 63^\circ$$

Concevoir un amplificateur fournissant un gain maximum entre une source de 50Ω et une charge de 50Ω . On utilisera l'abaque de Smith.

2.4.2 Amplification de puissance :

2.4.2.1 Position du problème : les paramètres petits signaux ne décrivent pas correctement le fonctionnement des transistors de puissance HF :

Exemple : Transistor HF 2N3948 :

	CLASSE A Amplificateur petits signaux $V_{CE} = 15V ; I_C = 80mA ; f = 300 MHz$	CLASSE C Amplificateur de puissance $V_{CE} = 13,6V ; P_o = 1W ; f = 300 MHz$
Résistance d'entrée	9 Ω	38 Ω
Capacité ou inductance d'entrée	0,012 μ H	21pF
Résistance de sortie	199 Ω	92 Ω
Capacité de sortie	4,6pF	5,0pF
Gp	12,4dB	8,2dB

Le tableau montre que l'impédance d'entrée en petits signaux est inductive alors qu'en forts signaux elle devient capacitive.

→ **Conclusion :**

Les transistors de puissance HF sont caractérisés non plus par leurs paramètres y mais par leur impédance d'entrée forts signaux (large-signal input impedance) et leur impédance de sortie forts signaux (large-signal output impedance).

Exemple : Transistor de puissance HF MRF 321 MOTOROLA :

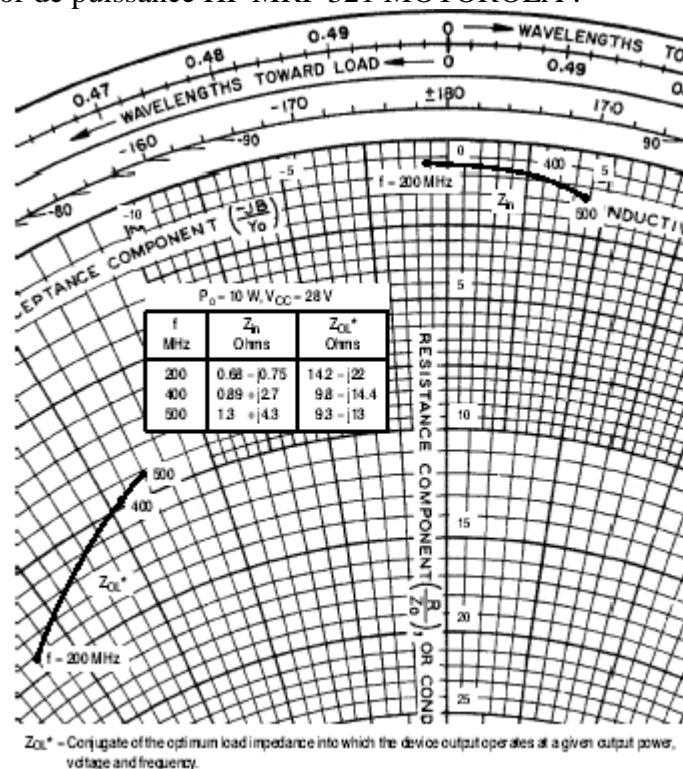


Figure 6. Series Equivalent Impedance

Mais au fait, qu'est-ce que la classe C ? C'est une classe de fonctionnement du transistor qui permet un meilleur rendement en puissance que les classes A et B étudiées en 1^{ère} année et qui est très utilisée dans les amplificateurs HF. Voyons maintenant ses principales caractéristiques :

2.4.2.2 La classe C : étude théorique :

2.4.2.2.1 Fonctionnement :

Le transistor ne conduit que pour la partie supérieure de l'alternance positive (figure 19). Le point de repos du transistor est $I_{B0} = 0$ et $V_{BE0} < 0,6V$. La figure 20 situe la droite de charge dans le réseau $I_C(V_{CE})$ et la figure 21 représente l'évolution temporelle ($\theta = \omega t$) de v_{BE} et de v_{CE} . On définit l'angle d'ouverture θ_0 du dispositif comme étant l'angle (modulo π) pendant lequel le transistor est conducteur. Pour la classe C :

$$0 < 2\theta_0 < \pi$$

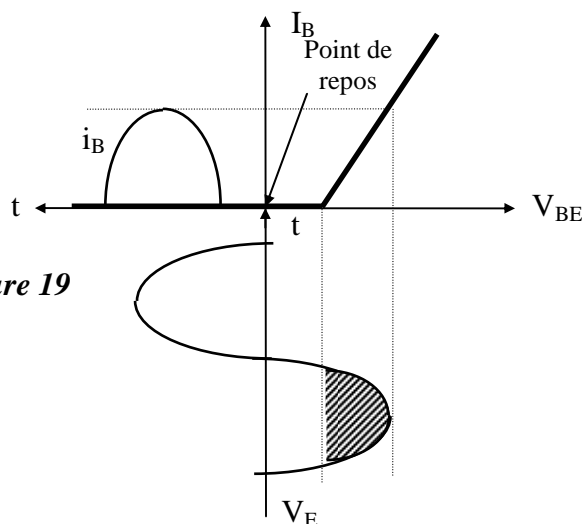


Figure 19

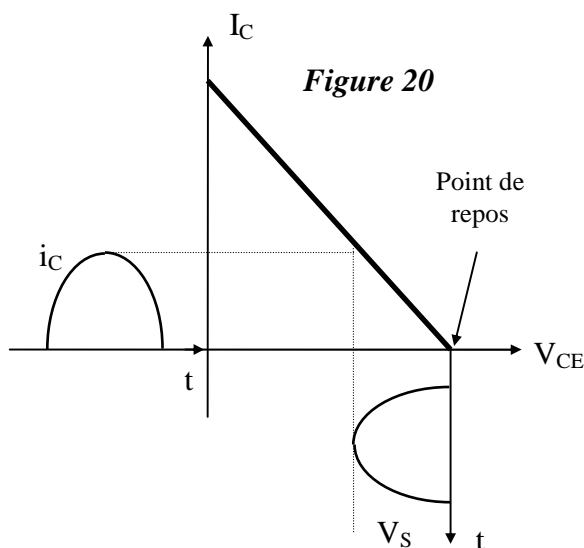
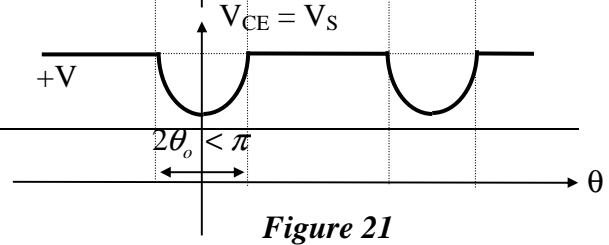


Figure 20



- Inconvénient de la classe C :

Le signal de sortie est une arche de sinusoïde décomposable en série de Fourier. Si l'on souhaite récupérer le fondamental en sortie, il faut utiliser un filtre sélectif accordé sur celui-ci. Le taux de distorsion du montage est évidemment moins bon qu'en classe A ou B.

- Avantage de la classe C :

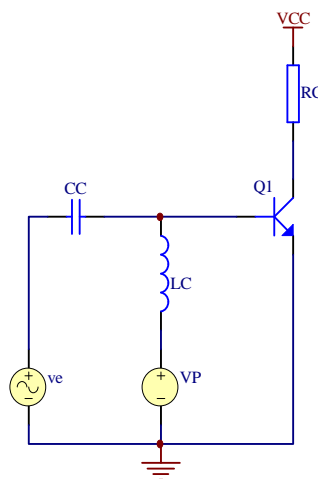
Le rendement η est très bon puisqu'il varie entre 0,78 et 1 lorsque l'angle d'ouverture $2\theta_0$ est compris entre π et 0.

Remarque :

Le filtre sélectif peut aussi être accordé sur des harmoniques du signal d'entrée, on réalise alors un multiplicateur de fréquence.

2.4.2.2.2 Montage de base :

Figure 22



Le montage est un émetteur commun polarisé par une tension $V_P < 0,6V$. On applique une tension :

$$v_e = V_e \cdot \cos\theta = V_e \cdot \cos\omega t$$

La tension base-émetteur vaut alors :

$$v_{BE} = v_e + V_P = V_e \cdot \cos\theta + V_P$$

La conduction du transistor s'effectue pour un angle θ_0 tel que :

$$0,6 = V_e \cdot \cos\theta_0 + V_P$$

soit :

$$\cos\theta_0 = (0,6 - V_P) / V_e$$

La forme des tensions et courants est représentée sur les figures suivantes :

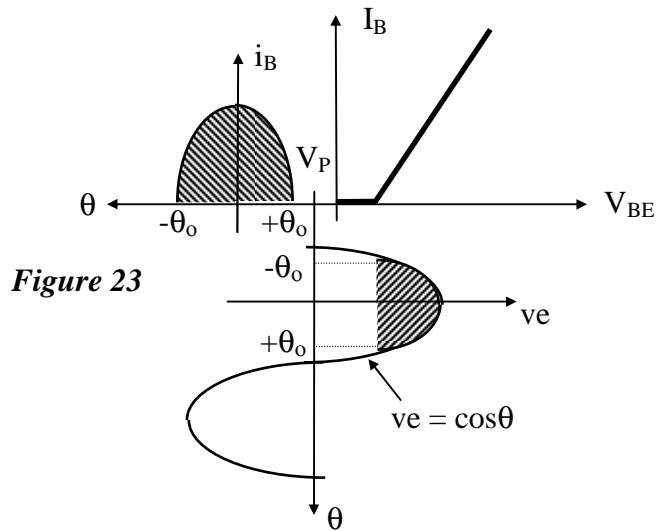


Figure 23

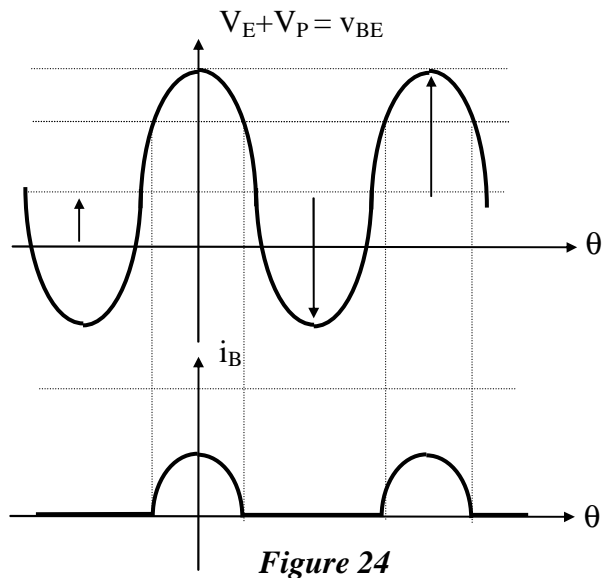


Figure 24

La tension v_{BE} est définie par :

$$v_{BE} = 0,6 + h_{11} \cdot i_B = V_e \cdot \cos\theta + V_P$$

On en déduit l'expression de i_B pour $-\theta_0 \leq \theta \leq +\theta_0$:

$$i_B = \frac{v_{BE} - 0,6}{h_{11}} = \frac{(V_e \cdot \cos\theta + V_P) - 0,6}{h_{11}} = \frac{(V_e \cdot \cos\theta + V_P) - ((V_e \cdot \cos\theta_0 + V_P))}{h_{11}}$$

soit :

$$i_B = \frac{V_e}{h_{11}} \cdot (\cos\theta - \cos\theta_0)$$

Le courant collecteur i_C est de même forme que i_B :

$$i_C = \frac{h_{21} \cdot V_e}{h_{11}} \cdot (\cos \theta - \cos \theta_o)$$

La valeur maximale est obtenue pour $\theta = 0$:

$$i_{C \max} = \frac{h_{21} \cdot V_e}{h_{11}} \cdot (1 - \cos \theta_o) = I_M$$

L'expression de i_C peut alors s'écrire :

$$i_C = I_M \cdot \frac{\cos \theta - \cos \theta_o}{1 - \cos \theta_o} \quad \text{pour } -\theta_o \leq \theta \leq +\theta_o$$

$$\theta_o = \arccos \frac{0,6 - V_P}{V_e}$$

2.4.2.2.3 Analyse spectrale du courant collecteur :

La fonction $i_C(\theta)$ est paire, la décomposition en série de Fourier ne comprendra donc pas de termes en sinus :

$$i_C = I_{C0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot \cos n\theta$$

La valeur moyenne I_{C0} s'écrit :

$$I_{C0} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\theta_o}^{+\theta_o} I_M \cdot \frac{\cos \theta - \cos \theta_o}{1 - \cos \theta_o} \cdot d\theta$$

$$I_{C0} = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\sin \theta_o - \theta_o \cdot \cos \theta_o}{1 - \cos \theta_o} = I_M \cdot F_0(\theta_o)$$

et l'amplitude des harmoniques I_n s'écrit :

$$I_n = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\theta_o}^{+\theta_o} I_M \cdot \frac{\cos \theta - \cos \theta_o}{1 - \cos \theta_o} \cdot \cos n\theta \cdot d\theta$$

$$I_n = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\frac{\sin(n-1)\theta_o}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\theta_o}{n+1}}{1 - \cos \theta_o} = I_M \cdot F_n(\theta_o)$$

Remarque :

L'expression ci-dessus reste valable pour $n = 1$. La valeur du fondamental est obtenue en recherchant la limite de I_n lorsque n tend vers 1 et en s'aidant du DL de $\sin x$. On obtient :

$$I_1 = \frac{I_M}{\pi} \cdot \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cdot \cos \theta_0}{1 - \cos \theta_0} = I_M \cdot F_1(\theta_0)$$

Le graphe ci-dessous représente la valeur des différentes composantes spectrales en fonction de θ_0 :

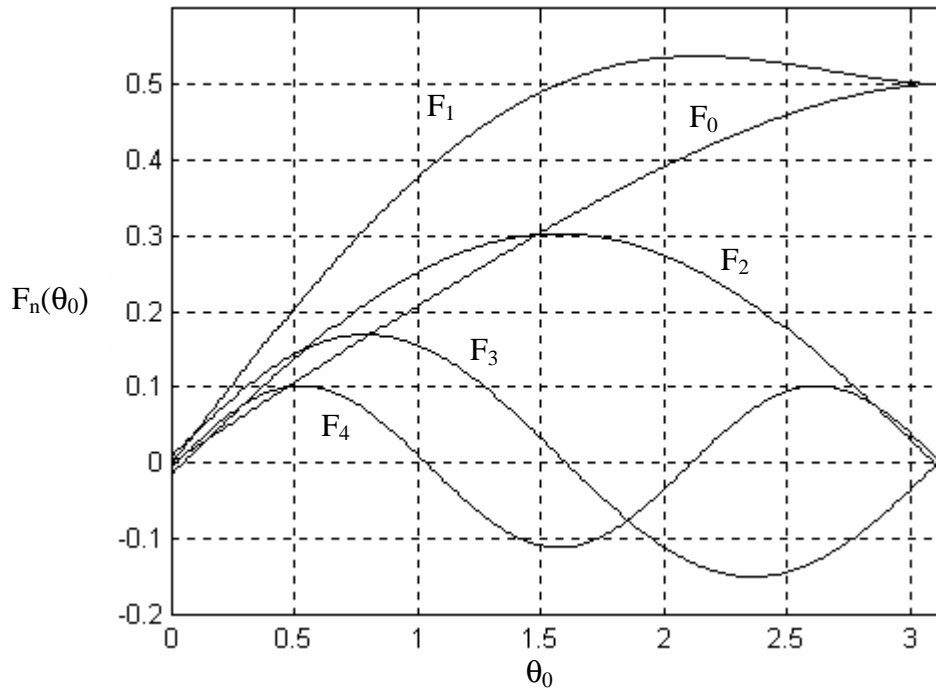
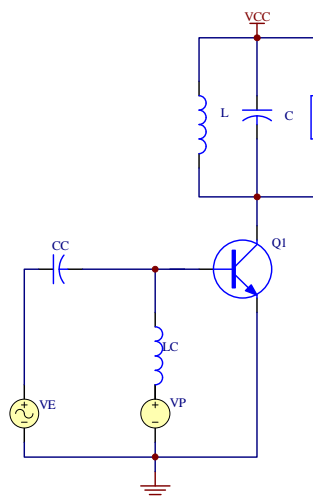


Figure 25

2.4.2.2.4 Amplificateur sélectif :

Il est réalisé à l'aide d'un circuit bouchon :

Figure 26



Le circuit LC peut être accordé soit sur le fondamental soit sur l'une des harmoniques du signal, on peut ainsi réaliser une multiplication de fréquence.

2.4.2.2.5 Puissances et rendement :

- Puissance de sortie maximale pour le fondamental :

$$P_s = V_{seff} \cdot I_{1eff} = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_1}{\sqrt{2}} = \frac{V_{CC} \cdot I_M}{2} \cdot F_1(\theta_0)$$

- Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_f = V_{CC} \cdot I_{moy} = V_{CC} \cdot I_{C0} = V_{CC} \cdot I_M \cdot F_0(\theta_0)$$

- Rendement maximum :

$$\eta = \frac{P_s}{P_f} = \frac{1}{2} \cdot \frac{F_1(\theta_0)}{F_0(\theta_0)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\theta_0 - \sin \theta_0 \cdot \cos \theta_0}{\sin \theta_0 - \theta_0 \cdot \cos \theta_0}$$

Cette expression est maximale pour $\theta_0 \rightarrow 0$:

$$\eta_{max} = \lim_{\theta_0 \rightarrow 0} \eta = 1$$

Un calcul identique pour les harmoniques de rang n donne :

$$\eta_{max(rangn)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{CC} \cdot I_n}{V_{CC} \cdot I_{C0}} = \frac{I_n}{2 \cdot I_{C0}}$$

2.4.2.3 Calcul d'un amplificateur de puissance HF classe C :

On désire réaliser un amplificateur HF à 145 MHz délivrant 35 W dans une charge de 50 Ω depuis une source de 50 Ω. Le transistor utilisé est le MRF240 de MOTOROLA. Le gain en puissance typique de ce transistor est de 11dB. On donne ci-dessous les impédances d'entrée et de sortie du transistor :

$P_{out} = 40 \text{ W}, V_{CC} = 13.6 \text{ Vdc}$

f MHz	Z _{in} Ohms	Z _{OL} * Ohms
145	1.0 + j0.5	2.8 + j0.3
160	0.98 + j0.6	2.7 + j0.4
175	0.98 + j0.7	2.6 + j0.5

Z_{OL}* = Conjugate of the optimum load impedance into which the device operates at a given output power, voltage and frequency.

Calculer les circuits d'adaptation en entrée et en sortie pour obtenir un rendement maximal. On utilisera le circuit (B) de la page 9 en sachant que l'on désire une bande passante BP = 15MHz.

Donner le schéma complet du montage en ayant pris soin de rajouter les éléments de polarisation du transistor.

2.5 Bibliographie :

Livres :

RF Circuit Design Chris BOWICK SAMS La bible !
Amplificateurs de puissance Michel GIRARD EDISCIENCE

Notes d'application, articles :

HP : AN95-1 : S-Parameters Techniques

<http://www.hp.com/>

MOTOROLA : AN215A, AN267, AN282A, AN548A, AN721, AN791

<http://motserv.indirect.com/>

ELECTRONIQUE APPLICATIONS n°7 et 8

Cours :

Haute Fréquence G. PRIEUR Université de Nancy