AMPLIFICATEURS EN HAUTE FREQUENCE PARAMETRES Y ET S

A partir d'un modèle petits signaux du transistor bipolaire nous allons en déduire ses paramètres Y et S dans le montage émetteur commun et les utiliser pour concevoir des amplificateurs haute fréquence stables et de gains optimisés. Les résultats de cette étude seront étendus aisément à d'autres types de montages ou de transistors. Ce texte présente les calculs et les approximations les plus utiles pour apprécier l'influence des paramètres et les ordres de grandeur. La minimisation du bruit ne sera que mentionnée bien qu'elle constitue un objectif essentiel pour les étages d'entrée (LNA, *Low Noise Amplifier*).

Nous allons d'abord procéder à quelques rappels sur les problèmes de **stabilité** puis **d'optimisation du gain en puissance**. Ils sont essentiels avec les **amplificateurs à bande étroite** où les circuits résonnants présentent des effets selfiques et des risques d'instabilité mais ils concernent aussi les **amplificateurs large bande.**

Les paramètres Z sont mesurés avec des courants nuls, en circuit ouvert, ce qui est difficile en basse fréquence à cause des capacités parasites du circuit ouvert.

Les paramètres Y sont mesurés avec des tensions nulles, en court circuit : $Y_{12} = Y_r = (\delta i_1/\delta v_2)_{v1=0}$ ce qui devient difficile en haute fréquence avec les effets selfiques des court-circuits.

Les paramètres S sont mesurés avec des charges de référence, en général 50 ohms, relativement plus faciles à réaliser en haute fréquence avec une qualité valable (c'est aussi l'impédance caractéristique de la plupart des câbles).

PARAMETRES Y ET S DE COMPOSANTS PASSIFS REELS

Abaque de Smith

Prenons une résistance de référence R_o , qui vaut 50Ω en général, et définissons le coefficient de réflexion :

$$\mathbf{\Gamma = (Z - R_o) / (Z + R_o) = U + jV = -(Y - R_o^{-1}) / (Y + R_o^{-1})}$$

ou encore :

$$\mathbf{\Gamma = (z - 1) / (z + 1) = - (y - 1) / (y + 1)}$$

à l'aide des impédances et admittances réduites :

$$z = Z/R_o = r + jx \qquad\qquad y = R_o Y = g + jb$$

Lorsque r = constante, Γ varie sur un cercle de rayon 1/(r + 1) centré en U = r/(r+1) et V = 0.

Lorsque x = constante, Γ se déplace sur un cercle de rayon 1/|x| centré en U = 1 et V=1/x.

On peut choisir de représenter z ou y sur l'abaque, l'inverse s'obtenant simplement en prenant le point diamétralement opposé : Γ change de signe lorsque l'abaque est utilisée pour les admittances. |Γ| > 1correspond à des impédances négatives.

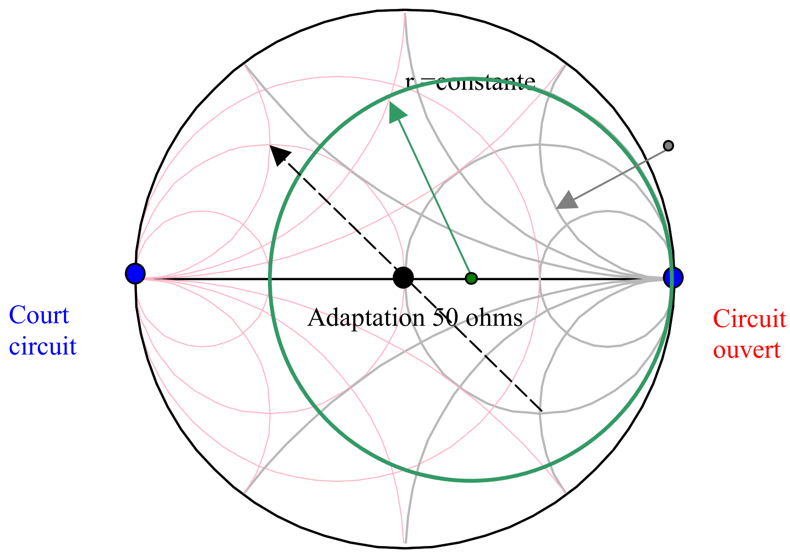

Figure 1 - Abaque de Smith impédance et admittance (en rouge)

Paramètres Y

Les paramètres Yi, Yr, Yf, Yo (input, reverse, forward, output) d'un quadripôle sont définis par :

$I_i = Y_i\, V_i + Y_r\, V_o$ $\qquad$ $I_o = Y_f\, V_i + Y_o\, V_o$

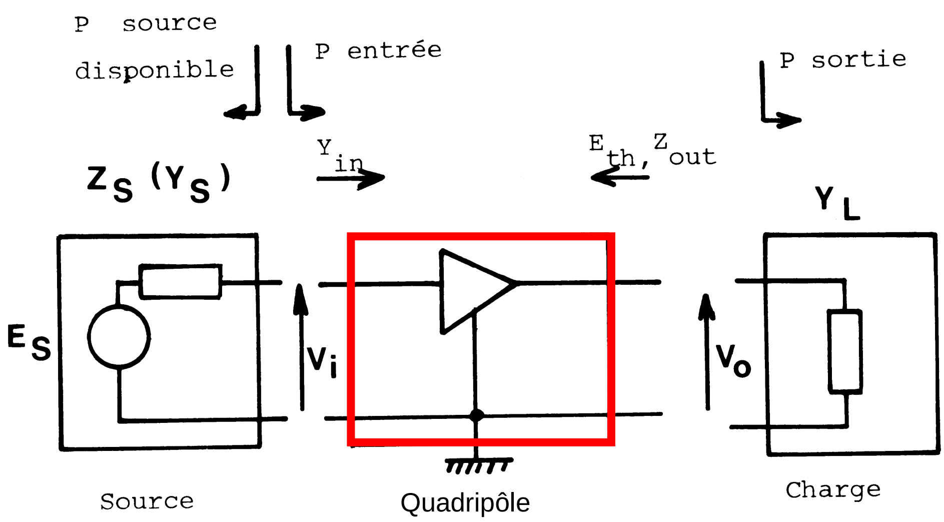

Figure 2 - Définition des paramètres Y

Paramètres S (Scattering)

Nous ne nous placerons pas dans le cas général où deux impédances distinctes (source et charge) servent de référence, mais définirons les paramètres S dans le cas où les mesures ont été effectuées avec une même résistance R_o (= 50 Ω) .

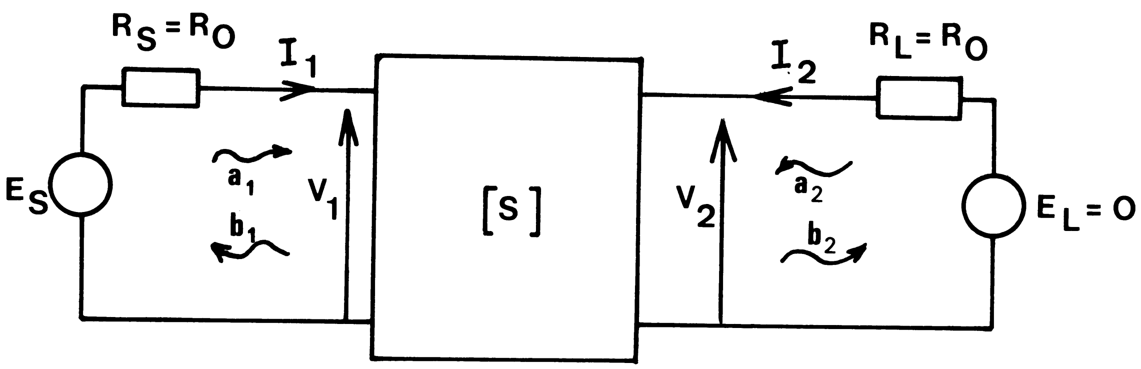

Figure 3 - Définition des paramètres S

Ces ondes incidentes et réfléchies sont alors définies par :

$$a_j = 1/2\,(V_j / R_o^{1/2} + R_o^{1/2}\, I_j)$$
$$b_j = 1/2\,(V_j / R_o^{1/2} - R_o^{1/2}\, I_j)$$

et exprimées en $(\text{watt})^{1/2}$.

La matrice S, définie par :

$$\boxed{[b] = [S]\,[a]}$$

est reliée à la matrice [Y] ou plutôt à la matrice réduite [y] :

$[y] = R_o\,[Y]$

soit : $y_i = R_o\,Y_i$ $y_r = R_o\,Y_r$ ....

par : $[S] = -\{[y] + [I]\}^{-1}\{[y] - [I]\}$

$y = \{[I] + [S]\}^{-1}\{[I] - [S]\}$

[I]= matrice unité

ou encore :

$S_{11}\Delta y = (1 - y_i)(1 + y_o) + y_r\,y_f$ et $S_{11} = (1 - y_i) / (1 + y_i)$ si $y_r = 0$

$S_{12}\Delta y = -2\,y_r$

$S_{21}\Delta y = -2\,y_f$

$S_{22}\Delta y = (1 + y_i)(1 - y_o) + y_r\,y_f$

avec : $\Delta y = (1 + y_i)(1 + y_o) - y_r\,y_f$

et : $y_i\Delta S = (1 - S_{11})(1 + S_{22}) + S_{12}\,S_{21}$

$y_r\Delta S = -2S_{12}$

$y_f\Delta S = -2S_{21}$

$y_o\Delta S = (1 + S_{11})(1 - S_{22}) + S_{12}\,S_{21}$

avec : $\Delta S = (1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}\,S_{21}$

Le **coefficient de réflexion à l'entrée S_{11}** est défini par :

$$\mathbf{S_{11} = (b_1/a_1)_{a2=0} = (Z_{in} - R_o) / (Z_{in} + R_o) = (\Gamma_{in})_{a2=0}}$$

$a_2 = 0$ implique $E_L = 0$ et R_o en charge : $V_2 = -R_o\,I_2$.

$|S_{11}|^2$= Puissance réfléchie en entrée/Puissance disponible de la source

Le **coefficient de transfert direct S_{21}** conduit à :

$|S_{21}|^2$ = Puissance transmise en sortie / Puissance disponible source

C'est le gain transducique d'un amplificateur si les impédances de source et de charge sont égales aux résistances de référence, c'est-à-dire à R_o.

S_{22} est le coefficient de réflexion à la sortie et S_{12} le coefficient de transfert inverse.

Si les dimensions du circuit ne sont pas faibles devant la longueur d'onde il faut préciser le plan de référence lors des mesures des paramètres S. Un changement de plan doit prendre en compte les longueurs de ligne supplémentaires.

Avec R_o = 50 ohms à l’entrée et à la sortie, les relations suivantes permettent d’obtenir les paramètres S avec SPICE :

$S_{11}=2V_1/E_S-1$ $\qquad\qquad$ $S_{21}=2V_2/E_S$

S_{21} est donc le double du gain composite avec une charge de 50 Ω. Dans le cas particulier où l'impédance d'entrée est 50 Ω, S_{21} est égal au gain en tension et S_{11} est nul.

Résistance

En haute fréquence le schéma équivalent d'une résistance réelle doit prendre en compte une capacité et une inductance parasites. Sur un substrat, des capacités supplémentaires des entrées/sorties avec le substrat sont à introduire. Les paramètres $Y_{11} = Y_i$ et $S_{11} = S_i$ traduisent ce comportement.

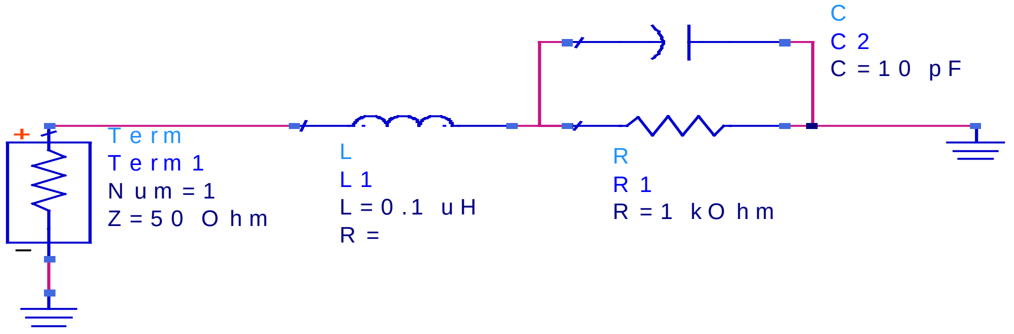

Figure 4

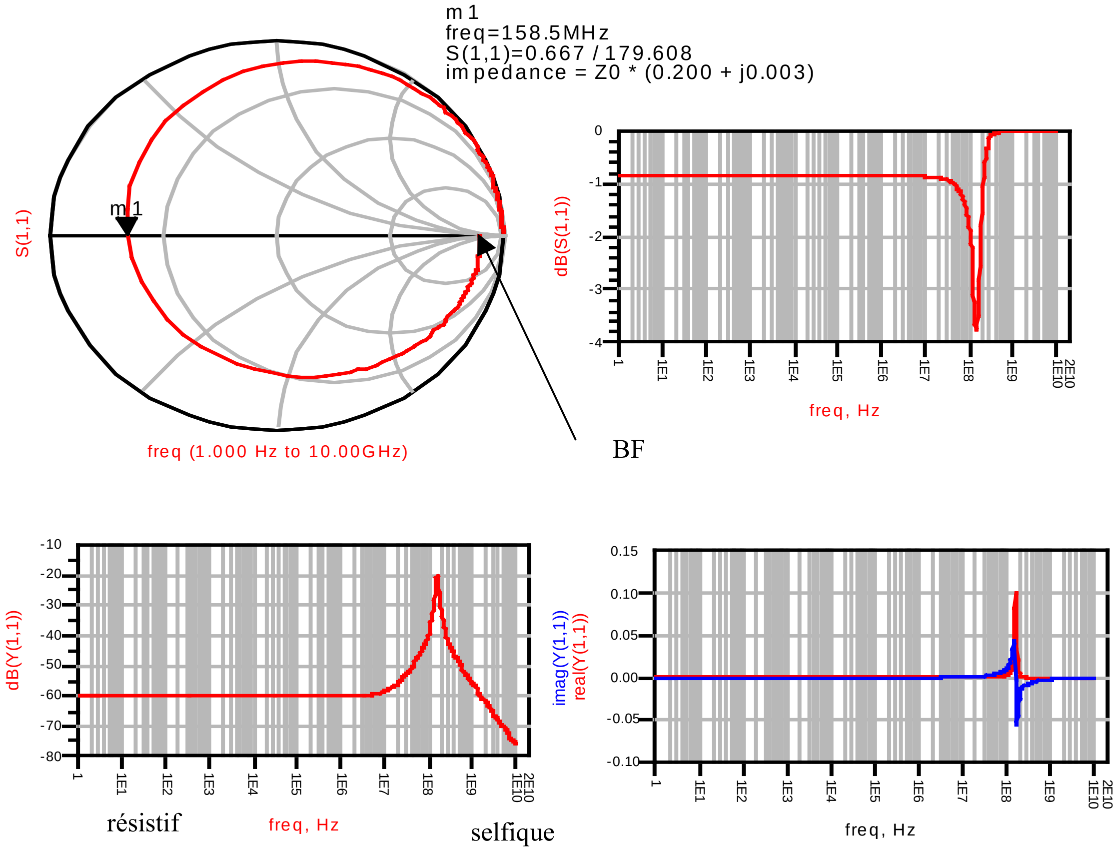

Figure 5

Inductance

Résistance et capacité parasites.

Capacité

Résistances parallèle, série et inductance série.

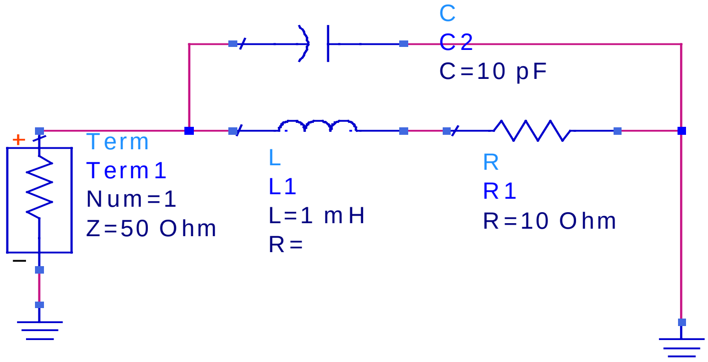

Figure 6

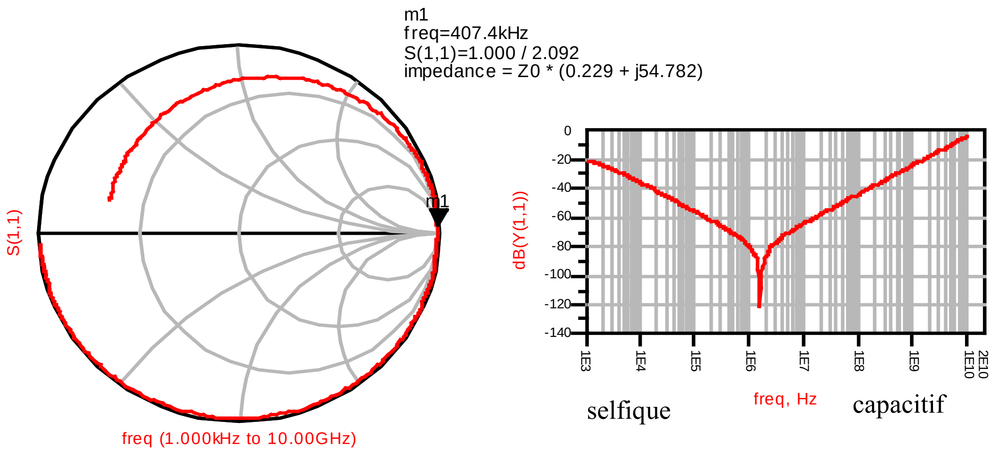

Figure 7

Antenne

Un dipôle quart d'onde se comporte comme une impédance complexe : 37 Ω + j 21 Ω. Un réseau LC permet de l'adapter à 50 Ω.

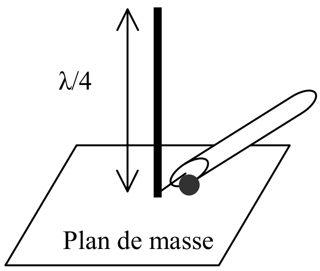

Figure 8

Filtres

Différentes technologies sont à envisager : ondes de surface (SAW), résonateur diélectrique, microstrip, toutes difficiles à intégrer.

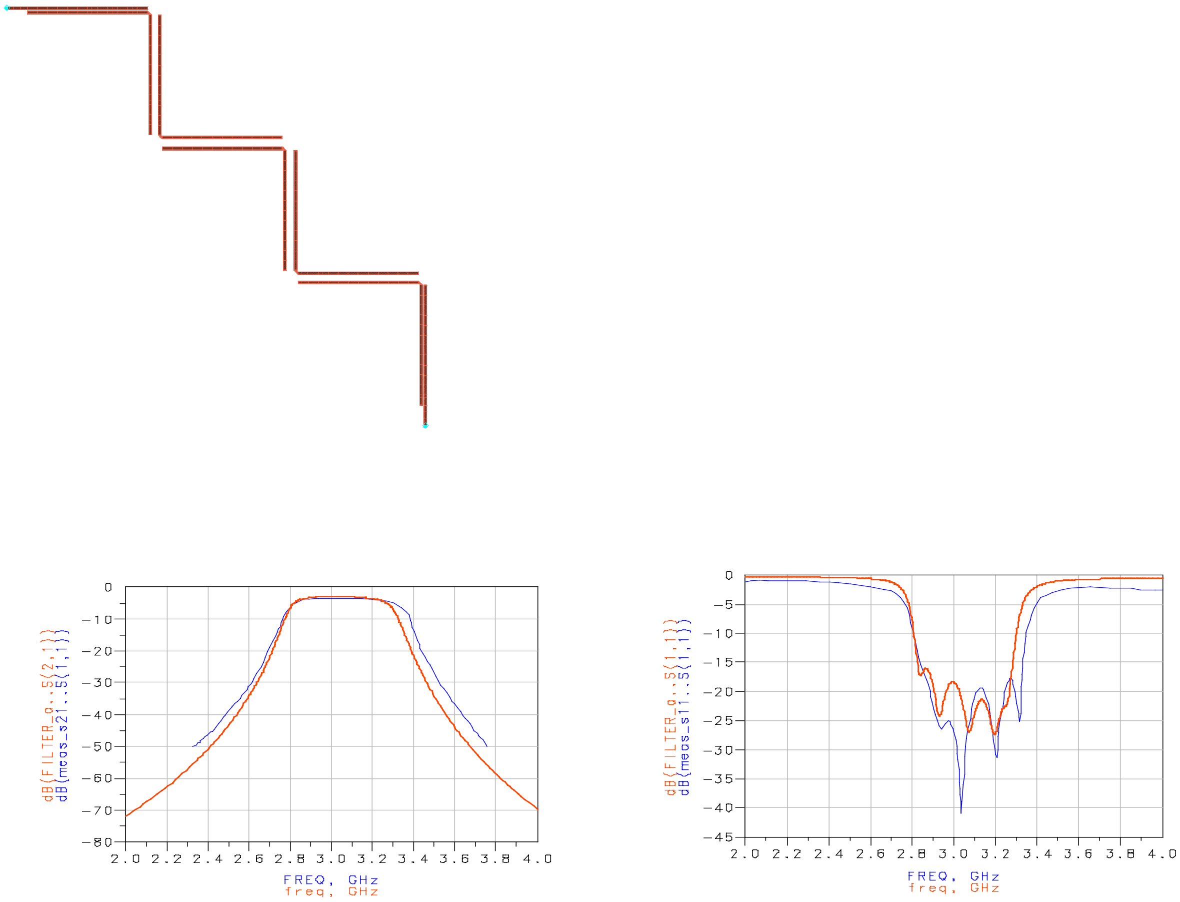

Figure 9 - Filtre passe-bande microstrip, S21 et S11

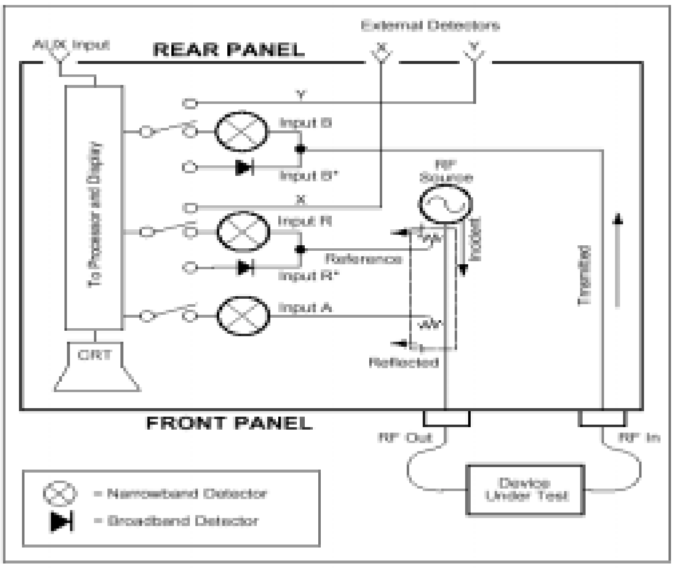

Figure 10 - Structure d'un analyseur de réseau émission/réflexion

I - PARAMETRES Y - STABILITE INCONDITIONNELLE - FACTEUR DE LINVILL

L'ensemble source S – amplificateur - charge L(oad) est stable si son gain en tension composite G'_v reste fini.

Lorsque Yr est négligeable, l'amplificateur rempli bien sa fonction d'amplification undirectionnelle. Un tel circuit encore appelé **unilatéral** présente des admittances d'entrée - sortie simples :

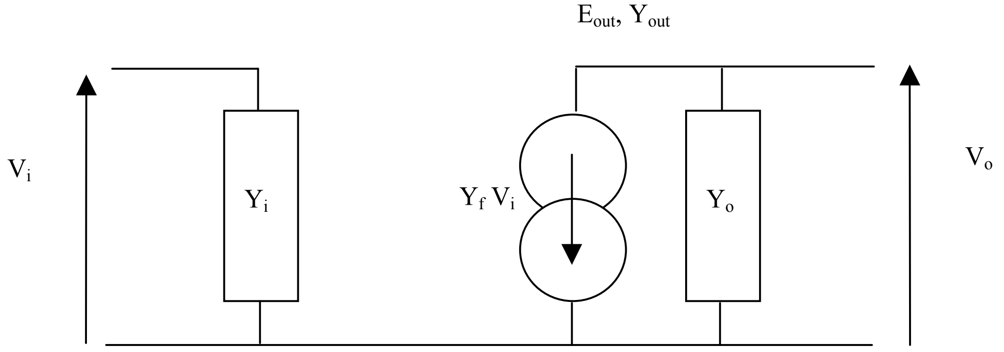

Figure 11

$$Y_{in} = Y_i$$

$$Y_{out} = Y_o$$

$$G_v = V_o/V_i = - Y_f/(Y_o + Y_L)$$

$$G'_v = V_o/E_S = G_v\, Y_S/(Y_S + Y_i) = - Y_f\, Y_S/(Y_S + Y_i)\,(Y_o + Y_L)$$

$$G_i = I_o/I_i = Y_f/Y_i + G_v Y_o/Y_i = Y_f\, Y_L/Y_i\,(Yo + Y_L)$$

Y_r modélise la rétroaction de la sortie sur l'entrée et peut rendre négatives les parties réelles de Y_{in} ou Y_{out} et rendre G'y infini :

$$Y_{in} = Y_i - Y_r\, Y_f/(Y_o + Y_L)$$

$$Y_{out} = Y_o - Y_f\, Y_r/(Y_i + Y_S)$$

$$G_v = V_o/V_i = - Y_f/(Y_o + Y_L)$$

$$G'_v = V_o/E_S = G_v\, Y_S/(Y_S + Y_{in})$$

$$G'_v = - Y_f\, Y_s/[(Y_o + Y_L)(Y_i + Y_s) - Y_r\, Y_f]$$

Un amplificateur est inconditionnellement stable si son gain en tension composite G'_v reste fini quelles que soient les admittances de source et de charge (mais de conductances positives).

$$Y_{in} \neq - Y_s \quad \text{ou} \quad Y_r\, Y_f \neq (Y_o + Y_L)(Y_i + Y_s) \qquad \forall (Y_L, Y_s)$$

Cela est réalisé idéalement si Yr = 0 : montage <u>unilatéral</u>, sans retour de la sortie sur l'entrée (neutrodynage).

Sinon :

$$R\,(Y_{in}) = R\,[\, Y_i - Y_r\, Y_f/(Y_o + Y_L)\,] \neq - G_s < 0 \qquad \forall\, (Y_L, G_s)$$

soit : $R\,(Y_{in}) > 0 \qquad \forall\, Y_L$

et de même, en sortie :

$$R(Y_{out}) > 0 \qquad \forall\, Y_s$$

R symbolise la partie réelle, G et B sont les parties réelles et imaginaires des admittances Y.

Il vient : $G_i - [P(G_o + G_L) + Q\,(B_o + G_L)] \,/\, [(G_o + G_L)^2 + (B_o + B_L)^2] > 0$
en posant : $\mathbf{Y_r\, Y_f = P + jQ}$

Dans le cas extrême du court-circuit en sortie, $G_L^{-1} = 0$, il faut que $G_i > 0$, condition que nous supposerons respectée. Multiplions par $4\, G_i > 0$ et regroupons les termes en G_L et B_L :

$$[2\, G_i\, (G_o + G_L) - P]^2 + [2\, G_i\, (B_o + B_L) - Q]^2 - P^2 - Q^2 > 0$$

si $2\, G_i\, G_o - P < 0$ $\quad G_L = P/2\, G_i - G_o$ et $B_L = Q/2\, G_i - B_o$ pire cas conduit à une impossibilité
si $2\, G_iG_o - P > 0$ $\quad G_L = 0$ et $B_L = Q/2\, G_i - B_o$ pire cas à respecter, conduit à :

$$(2\, G_iG_o - P)^2 > P^2 + Q^2$$

Finalement, en définissant le facteur de LINVILL C par :

$$\mathbf{C = (P^2 + Q^2)^{1/2} \,/\, (2\, G_oG_i - P)} \qquad \text{avec} \quad \mathbf{Y_r\, Y_f = P + jQ}$$

$$\boxed{\mathbf{C = |\, Y_r\, Y_f\,| \,/\, [\, 2\, R(Y_o)R(Y_i) - R\,(Y_r\, Y_f)\,]}}$$

il vient, au total pour les deux inégalités à respecter :

$$\boxed{\mathbf{0 \leq C < 1 \quad ou \quad K = 1/C > 1}}$$

Le cas particulier C = 0 correspond à $Y_r = 0$ donc à l'absence de réaction interne au composant.

La stabilité inconditionnelle est assurée par cette condition et $G_i > 0$ et $G_o > 0$ (obtenue en étudiant $R\,(Y_{out})$).

Si ces conditions ne sont pas respectées, l'amplificateur est potentiellement instable : risques si la source et la charge sont mal choisies.

Pour le transistor bipolaire 2N 4957 les variations de C avec la fréquence sont données par le constructeur .

Pour diminuer C plusieurs solutions sont à envisager :

* *diminution de Y_r par neutrodynage : on dispose une impédance en parallèle sur le quadripôle qui annule la partie imaginaire de Y_r à la fréquence de travail.*
* *augmentation de G_o avec une conductance supplémentaire en parallèle sur la sortie.*
* *augmentation de G_i*

Au contraire, l'instabilité est favorisée par des charges essentiellement selfiques.

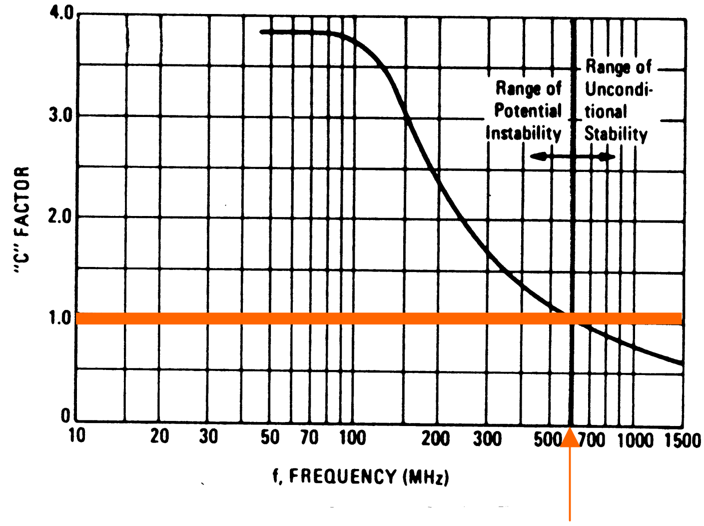

Figure 12 - Facteur C du 2N4957

II - OPTIMISATION DU GAIN EN PUISSANCE - ADAPTATION SIMULTANEE

II.A - Définitions

$$\mathbf{P = R\,(VI^*) = R\,(Z)\,|\,I^2| = R\,(Y)\,|\,V^2\,|}$$

lorsque I et V sont efficaces sinon facteur ½.

Gain en puissance :

$$\boxed{G_p = P_{\,sortie} / P_{\,entrée} = |\,V_o\,|^2\, G_L / |\,V_i\,|^2\, G_{in} = |\,G_v\,|^2\, G_L/G_{in}}$$

Gain composite ou transducique :

$$G_T = P_{\,sortie} / P_{\,source\ disponible} = \frac{|\,V_o\,|^2\, G_L}{|\,E_S\,|^2/4\,R\,(Z_s)} = 4\,G_L\,R\,(Z_s)\,|\,G'_v\,|^2$$

$$G_T = 4\,G_L\,G_s\,|\,G'_v\,|^2/\,|\,Y_s\,|^2 = 4\,G_L\,G_s\,|\,Y_f\,|^2/\,|\,(Y_o + Y_L)(Y_i + Y_s) - Y_r\,Y_f\,|^2$$

C'est en fait une expression de la puissance réelle en sortie, normalisée par la puissance de source. Elle est sensible à l'adaptation, à l'entrée et à la sortie.

Gain utilisable (available):

La sortie est définie par un générateur de Thévenin E_{out}, $Z_{out} = 1/Y_{out}$

$$G_A = P_{\,sortie\ disponible}\ /\ P_{\,source\ disponible} = \frac{|\,E_{out}\,|^2\ /\ 4\,R\,(Z_{out})}{|\,E_s\,|^2\ /\ 4\,R\,(Z_s)}$$

Gain d'insertion :

$$\mathbf{G_I = P_{sortie} / P_{charge\ disposée\ directement\ à\ l'entrée,\ sans\ l'amplificateur}}$$

II.B - Optimisation de G_T - Adaptation simultanée entrée/sortie

On peut montrer que l'optimisation du gain transducique ($\delta G_T/\delta Y_S = 0$, $\delta G_T/\delta Y_L = 0$) **est équivalente à l'adaptation simultanée en entrée et sortie** :

$$\mathbf{Y_{in} = Y_i - Y_r\,Y_f/(Y_o + Y_L) = Y_s^* \quad avec\ Y_L = Y_{out}^*}$$

$$\mathbf{Y_{out} = Y_o - Y_r\,Y_f/(Y_i + Y_s) = Y_L^* \quad avec\ Y_s = Y_{in}^*}$$

Cela est possible si Y_{in} satisfait à :

$$G_o Y_{in}^2 + [j(-2\,B_i\,G_o + Q)]\,Y_{in} + G_i\,P + B_i\,Q - G_o\,(G_i^2 + B_i^2) = 0$$

soit, avec a et c réels et b imaginaire : $a\,Y_{in}^2 + b\,Y_{in} + c = 0$

$$Y_{in} = G_{in} + j\,B_{in} = (b^2 - 4ac)^{1/2}/2a - b/2a$$

La partie réelle de Y_{in} est positive lorsque :

$$b^2 - 4\,ac = (2\,G_i\,G_o - P)^2 - P^2 - Q^2 > 0$$

$$a = G_o > 0$$

On retrouve les conditions de stabilité inconditionnelle qui interdisent G_T infini, et à l'adaptation :

$$Y_{in} = Y_S{}^*{}_{opt} = [(2\,G_i\,G_o - P)^2 - P^2 - Q^2]^{1/2} / 2\,G_o + j\,(B_i - Q/2G_o)$$

$$Y_{out} = Y_L{}^*{}_{opt} = [(2\,G_i\,G_o - P)^2 - P^2 - Q^2]^{1/2} / 2\,G_i + j\,(B_o - Q/2G_i)$$

$$G_{Tmax} = |\,Y_f\,|^2 / \{2\,G_i\,G_o - P + [(2\,G_i\,G_o - P)^2 - P^2 - Q^2]^{1/2}\}$$

$$G_{Tmax} = [C^{-1} - (C^{-2} - 1)^{1/2}\,]\,|\,Y_f\,|^2 / |\,Y_f\,Y_r\,|$$

<u>Cas particulier</u> : composant **unilatéral** (cascode...) : $Y_r = C = 0$

$\mathbf{G_{Tmax} = |\,Y_f|^2 / 4\,G_i\,G_o}$	$\mathbf{Y_{in} = Y_i}$	$\mathbf{Y_{out} = Y_o}$

Les admittances Y_s et Y_L ainsi calculées sont réalisées par des circuits réactifs de transformation d'impédance qui sont intercalés entre le générateur 50 Ω et la charge 50 Ω.

III - EXEMPLE DE MODELE PETITS SIGNAUX : TRANSISTOR BIPOLAIRE

III.A - Montage émetteur commun

Sur le schéma les éléments essentiels sont inscrits dans le rectangle rouge. En très haute fréquence, le générateur de courant, $g_m v_{b'e'}$ comporte un terme supplémentaire de déphasage m . De plus, des inductances parasites doivent être prises en compte.

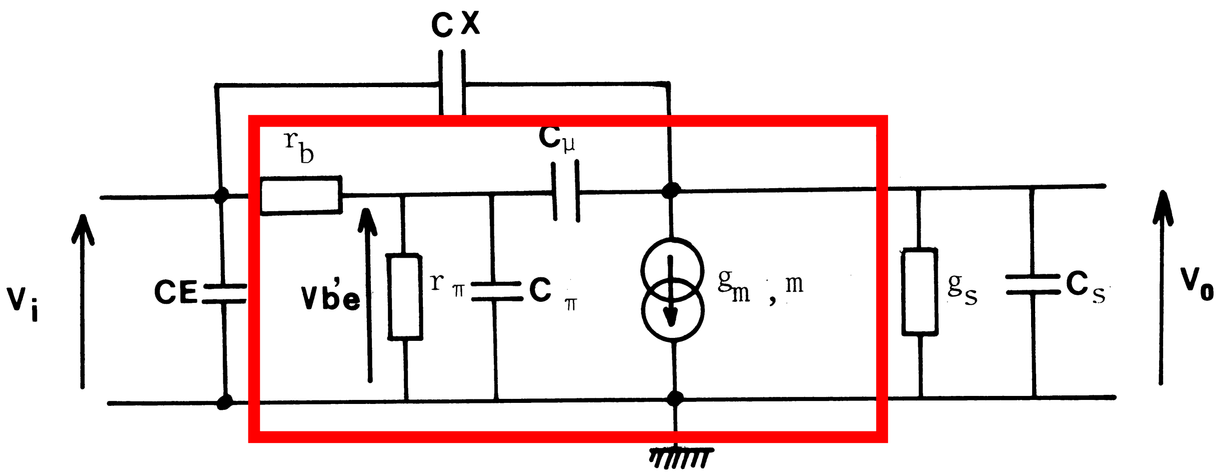

Figure 13 - Schéma équivalent d'un bipolaire

Les éléments g_m , r_π , g_s et C_π dépendent du courant de collecteur :

$$g_m \approx I_C/n_F U_T \qquad r_\pi = \beta_o/g_m$$

$$g_s \approx I_C/V_{AF} \qquad C_\pi = g_m\tau_F + C_{JE} \approx g_m\tau_F$$

r_b ou $r_{bb'}$ est la résistance parasite d'entrée sur la base de l'ordre de quelques dizaines d'ohms, négligeable en BF devant r_π mais prédominante en HF avec C_π.

C_μ est petite devant C_π mais est responsable de la réaction de la sortie sur l'entrée, c'est à dire de Y_r et des risques d'instabilité.

La capacité CX, en parallèle entre entrée et sortie provient du partage des charges entre base interne et base externe. Elle tend à surpasser C_μ dans les technologies récentes. Comme pour tout élément en parallèle, sa contribution s'écrit :

$\Delta Y_i = j\omega CX$ $\qquad$ $\Delta Y_r = -j\omega CX$

$\Delta Y_f = -j\omega CX$ $\qquad$ $\Delta Y_o = j\omega CX$

Les éléments parasites supplémentaires CE, g_s, C_s s'ajoutent simplement aux admittances Y_i et Y_o d'entrée/sortie :

$\Delta Y_i = j\omega CE$ $\qquad$ $\Delta Y_o = g_s + j\omega C_s$

III.B - Paramètres Y du montage émetteur commun

En basse fréquence :

$$\mathbf{Y_i = Y_{in} = 1 / (r_b + r_\pi) \qquad Y_r = 0}$$

$$\mathbf{Y_f = r_\pi\, g_m/(r_b + r_\pi) \approx g_m \approx I_C/n_F U_T \qquad Y_o = Y_{out} = g_s}$$

En haute fréquence, pour le **quadripôle inscrit dans les pointillés** (avec m = 0) e :

$$Y_i = G_i + jB_i = [1 + j\omega/\omega_\beta]/D = [1 + \omega^2/\omega_\beta\omega_s + j\omega\,(1/\omega_\beta - 1/\omega_s)]\,/D'$$

$$Y_r = G_r + jB_r = [-j\omega\, C_\mu r_\pi]/D = [-\,\omega^2 C_\mu r_\pi/\omega_s - j\omega\, C_\mu r_\pi]/D'$$

$$Y_f = G_f + jB_f = [r_\pi\,(g_m - j\omega\, C_\mu)]/D \approx r_\pi\, g_m/D - j\omega\, C_\mu/(1 + j\omega/\omega_s)$$

$$Y_o = G_o + jB_o = j\omega\, C_\mu\, [r_b + r_\pi + r_b\, r_\pi(g_m + j\omega\, C_\mu)\,]/D \approx j\omega\, C_\mu\,(\,1 + g_m r_b\,)$$

avec :

$$D = (r_b + r_\pi)(1 + j\omega/\omega_s)$$

$$D' = (r_b + r_\pi)(1 + \omega^2/\omega_s^2)$$

$$\omega_s = (r_b + r_\pi)/r_b r_\pi(C_\pi + C_\mu) \approx 1/r_b\,(C_\pi + C_\mu)$$

$$\omega_\beta = 1/r_\pi(C_\pi + C_\mu) < \omega_s$$

$\omega_s \approx 1/r_b\,(C_\pi + C_\mu)$ est la pulsation de coupure de l'impédance d'entrée (et de la « pente » *slope*). Aux fréquences supérieures, les signaux d'entrée sont mal transmis à l'intérieur du transistor à cause de r_b.

En basse fréquence Y_i tend bien vers $1/(\,r_b + r_\pi\,)$ et vers $1/r_b$ en HF.
En BF Y_f tend vers g_m.

Quant aux termes supplémentaires :

g_s	contribue surtout à G_o en B.F.
C_s	s'ajoute à C_μ dans B_o
CX	contribue surtout à B_r, ainsi qu'à B_o. Il intervient aussi dans B_i et B_f.
CE	n'intervient dans B_i qu'en très haute fréquence.

Compte tenu de ces considérations :

$$Y_r \approx -\,j\omega\,(\,C_\mu + CX\,)$$

$$Y_o \approx g_s + j\omega\,[\,C_\mu\,(\,1 + g_m r_b\,) + C_s + CX\,]$$

* Le comportement de Y_r et de Y_o est essentiellement capacitif, sauf en très haute fréquence.

* En ce qui concerne Y_i, ses parties réelles et imaginaires sont égales en deux pulsations très distinctes, proches de ω_β et ω_s. B_i passe par un maximum au voisinage de ω_s. G_i tend vers $(r_\pi + r_b)^{-1}$ en B.F. et vers r_b^{-1} en H.F.

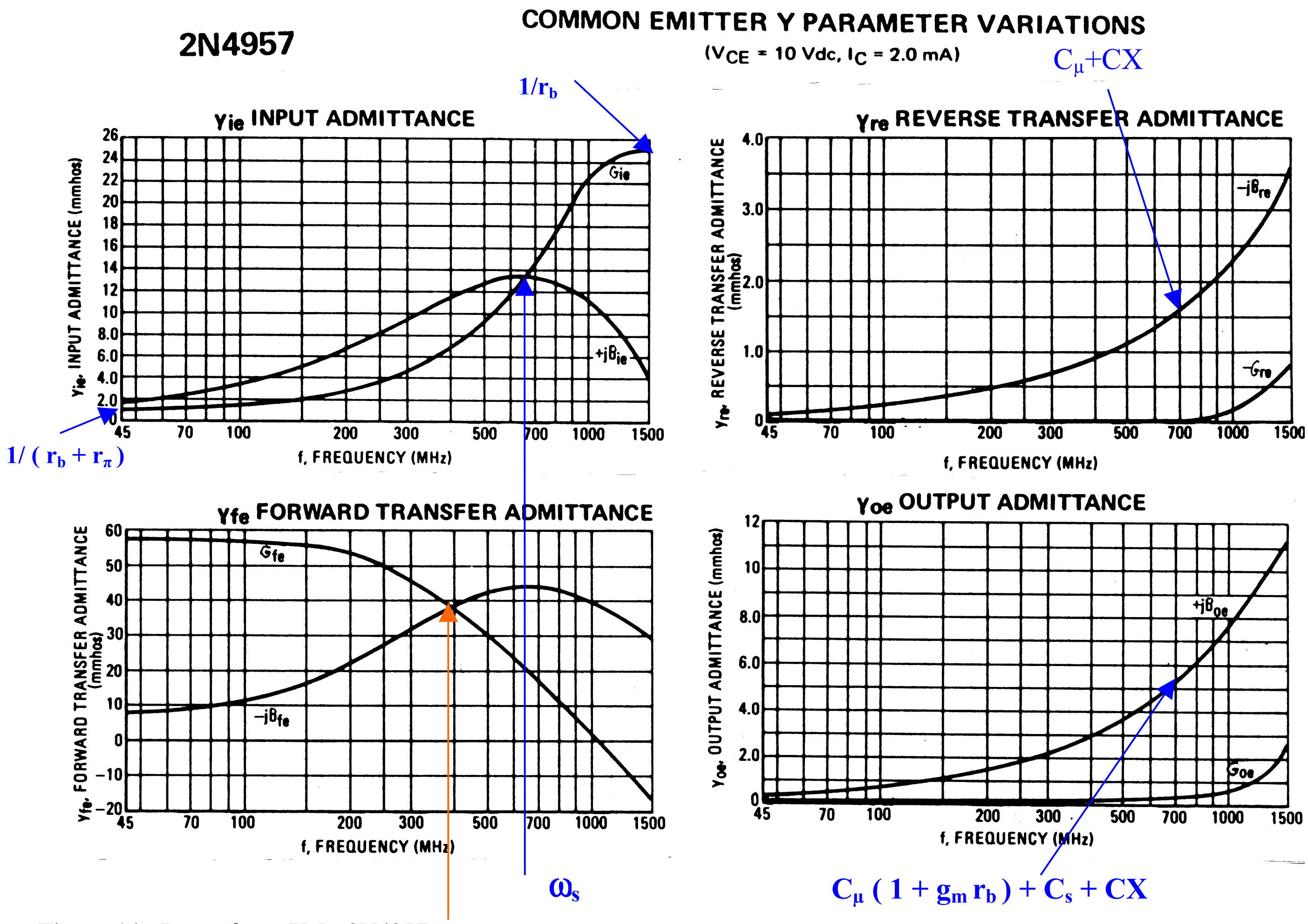

Figure 14 - Paramètres Y du 2N4957

* Le paramètre le plus important, Y_f, dont la partie réelle est g_m en B.F. permet avec Y_i de définir le gain en courant :

$$(G_i)_{Vo=o} = \beta(\omega) = Y_f/Y_i \approx \beta_o/(1 + j\omega/\omega_\beta)$$

dont ω_β est la pulsation de coupure. Il s'en déduit :

$$\alpha(\omega) = \beta(\omega)/[1 + \beta(\omega)] = \alpha_o/[1 + j\omega/\omega_\alpha]$$

avec : $\beta_o = \beta(0) \qquad \alpha_o = \alpha(0)$

$$\omega_\alpha = (\beta_o + 1)\ \omega_\beta \approx g_m\ r_\pi / r_\pi(C_\pi + C_\mu) \approx g_m/C_\pi \approx 1/\tau_F$$

$\omega_\alpha \approx 1/\tau_F$ caractérise la limite en fréquence du transistor.

Cependant, il apparaît que les parties réelles et imaginaires de Y_f sont égales pour une pulsation nettement inférieure à ω_s prévue par l'expression théorique, même si B_f passe bien par un maximum au voisinage de ω_s. Il existe en effet un déphasage supplémentaire entre l'émetteur et le collecteur du transistor lié au temps de transit des porteurs dans le collecteur.

Ce déphasage est défini par m :

$$\alpha(\omega) = \alpha_o\, e^{-jm\omega/\omega_\alpha}/(1 + j\omega/\omega_\alpha) \approx \alpha_o/[1 + j\omega(1 + m)/\omega_\alpha]$$

en conservant pour ω_α sa valeur précédente proche de τ_F^{-1}.

Dans SPICE le facteur de phase est défini par $\mathbf{e}^{-j\,PTF\,.\,\omega\tau_F}$. En identifiant, il vient PTF $\approx$ m.

Le temps de transit τ_C dans le collecteur, représenté par le facteur correctif m, est faible devant τ_F sauf dans les transistors très haute fréquence. Pour ces derniers il faut aussi prendre en compte les connexions dont l'effet selfique n'est plus négligeable ($\approx$ 0,5 nH).

<u>Remarque</u> : On définit aussi la pulsation de transition ω_T pour laquelle | ß | = 1 et au total :

$$\boldsymbol{\omega_T \approx \beta_o\, \omega_\beta \approx \omega_\alpha = [\tau_F + \tau_C + (C_{JE} + C_{JC})\, U_T/I_C]^{-1}}$$

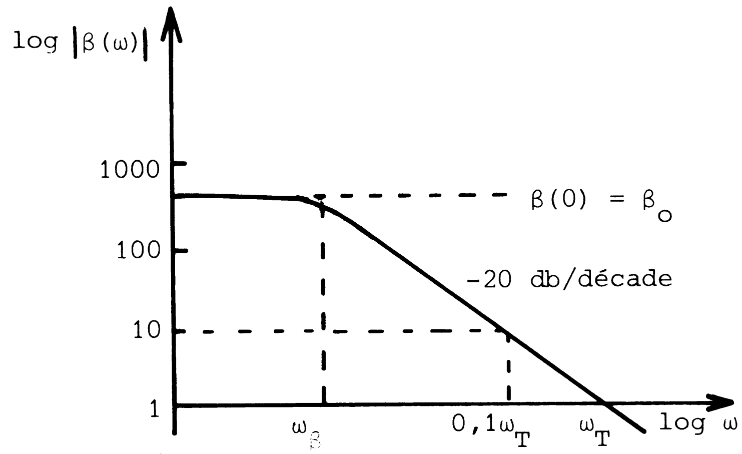

Figure 15 - Variations de β

En outre τ_F augmente avec I_C .

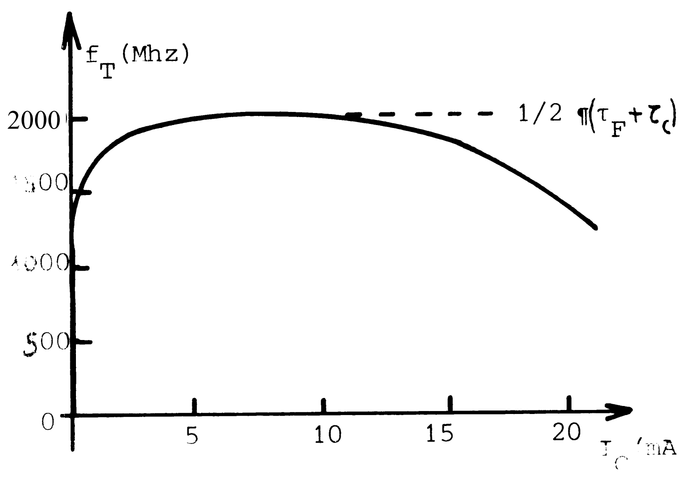

Figure 16 - Variations de la fréquence de transition

<u>Exemple :</u> Le comportement du transistor 2 N 4957 est bien représenté avec les paramètres suivants (pour I_C = 2 mA) :

r_Π = 1000 Ω $\quad$ C_Π = 3,5 pF $\quad$ g_m = 60 mS

m = 1 $\quad$ r_b = 40 Ω $\quad$ C_μ = 0.05 pF

CX = 0.35 pF g_s = 0.2 mS C_s = 0.7 pF CE = 0

Sur les résultats, on constate que le modèle est satisfaisant à des pulsations inférieures à ω_s. La polarisation est réalisée avec une simple résistance de base Rb = (Vcc – Vbe) / Ic peu stable en température. Un montage plus stable met en jeu un pont de résistances entre Vcc et la masse ou entre Vcc et masse, auquel cas une contre-réaction parallèle est réalisée. Un second transistor peut aussi assurer la polarisation.

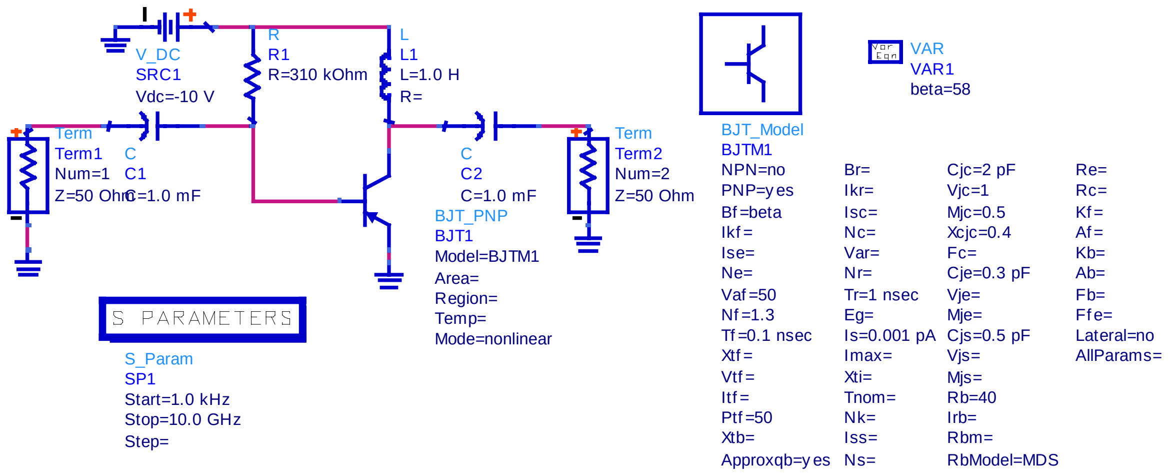

Figure 17 - Amplificateur bipolaire

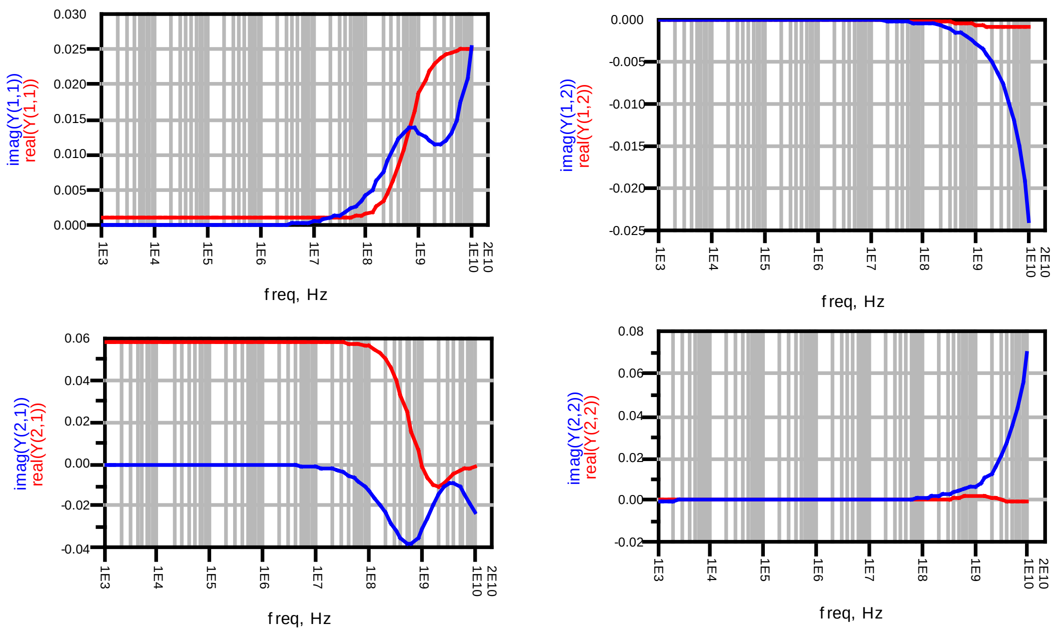

Figure 18 - Paramètres Y (ADS, à partir des paramètres S)

III.C - Autres types de montages à bipolaire

Nous utiliserons surtout l'exemple du montage émetteur commun à partir du modèle précédent mais les paramètres Y en base commune et en collecteur commun sont reliés à ceux du montage émetteur commun par les transformations suivantes :

Base Commune :

$Y'_i = Y_i + Y_r + Y_f + Y_o$

$Y'_r = -(Y_r + Y_o)$

$Y'_f = -(Y_f + Y_o)$

$Y'_o = Y_o$

Collecteur Commun :

$Y'_i = Y_i$

$Y'_r = -(Y_r + Y_i)$

$Y'_f = -(Y_f + Y_i)$

$Y'_o = Y_o + Y_r + Y_f + Y_i$

BC : faible impédance d'entrée et grand gain G_v

CC : G_v unitaire et forte impédance d'entrée

Ces transformations sont utilisables pour les montages grille commune et drain commun des FET.

Dans une cascade de deux étages, les paramètres Y de l'ensemble s'obtiennent à partir de ceux des étages 1 et 2 par :

$$Y'_i = Y_{i1} - Y_{f1}Y_{r1}/(Y_{o1} + Y_{i2})$$

$$Y'_r = - Y_{r1}\, Y_{r2}/(Y_{o1} + Y_{i2})$$

$$Y'_f = - Y_{f1}\, Y_{f2}/(Y_{o1} + Y_{i2})$$

$$Y'_o = Y_{o2} - Y_{r2}\, Y_{f2}/(Y_{o1} + Y_{i2})$$

Le montage **cascode, succession d'un émetteur commun et d'une base commune**, peut s'approximer de la façon suivante :

$$\mathbf{Y'_i \approx Y_{i1} = Y_i} \qquad \mathbf{Y'_r \approx 0}$$

$$\mathbf{Y'_f \approx -Y_{f1} = -Y_f} \qquad \mathbf{Y'_o \approx Y_{o2} = Y_o}$$

et la quasi nullité de Y'_r permet de le considérer comme un émetteur commun unilatéral.