



ENSEA
Beyond Engineering

COMPTE RENDU DE TP

Composants et Systèmes RF

TP2 : Extraction du modèle petit signal d'un transistor bipolaire à hétérojonction

3^{eme} année

Année : 2025 - 2026

Camille LANFREDI, Valentin JOSSERON
Décembre 2025

Table des matières

1 Caractérisque statique du transistor	2
2 Détermination des éléments extrinsèques	3
2.1 Quadripôle extrinsèque et choix du modèle	3
2.1.1 Calcul analytique et démontré de la matrice $[Z_{ij}]$	3
2.1.2 Démonstration des formules d'inductances	4
2.1.3 Extraction des résistances d'accès	5
2.1.4 Synthèse des formules utilisées	5
2.2 Résultats	6
3 Détermination des éléments intrinsèques	9
3.1 Déembedding des éléments extrinsèques	9
3.2 Modèle intrinsèque et expressions analytiques	10
3.2.1 Extraction des éléments résistifs intrinsèques	11
3.2.2 Extraction des capacités intrinsèques	11
3.2.3 Extraction des paramètres dynamiques α_0 , f_α , τ_α	12
3.2.4 Synthèse des paramètres intrinsèques	13
3.3 Résultats des paramètres intrinsèques	13
3.4 Comparaison entre le transistor et son modèle	15
4 Passage au modèle de Giacoletto	18
4.1 Principe du modèle	18
4.2 Implémentation dans ADS et résultats	20
4.3 Vérification du modèle de Giacoletto	23

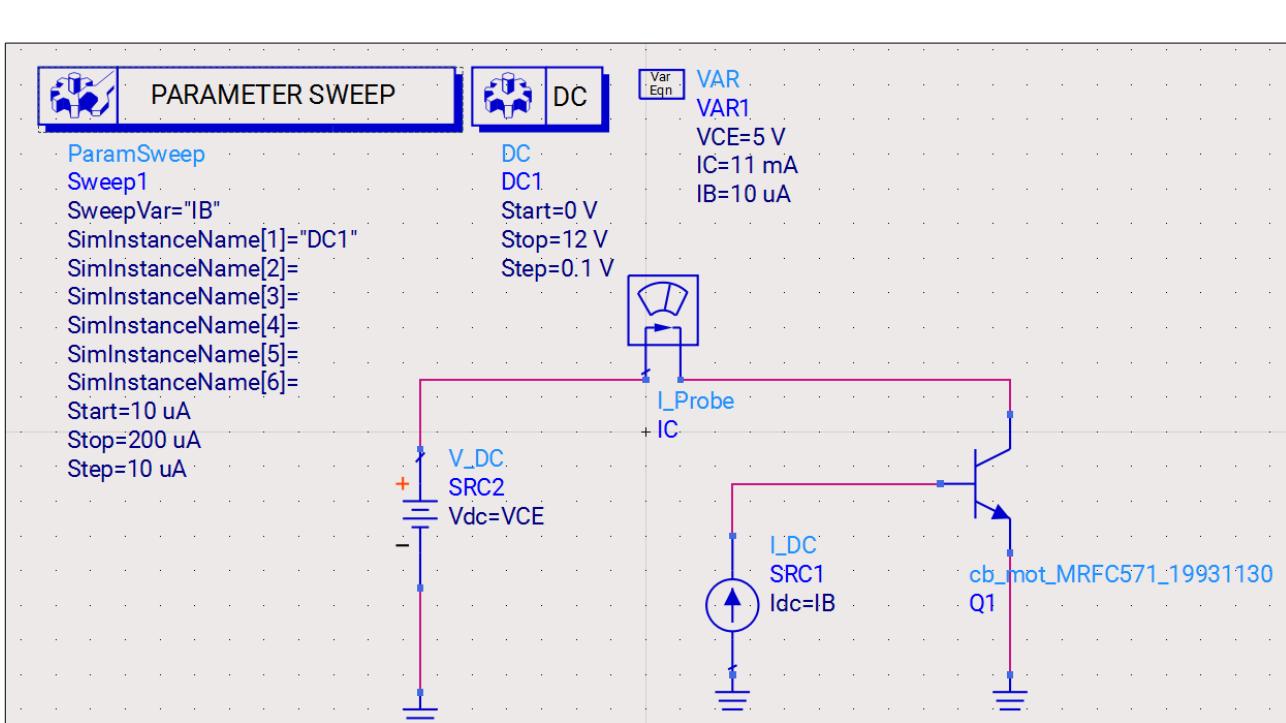


Figure 1: Schéma de polarisation du transistor

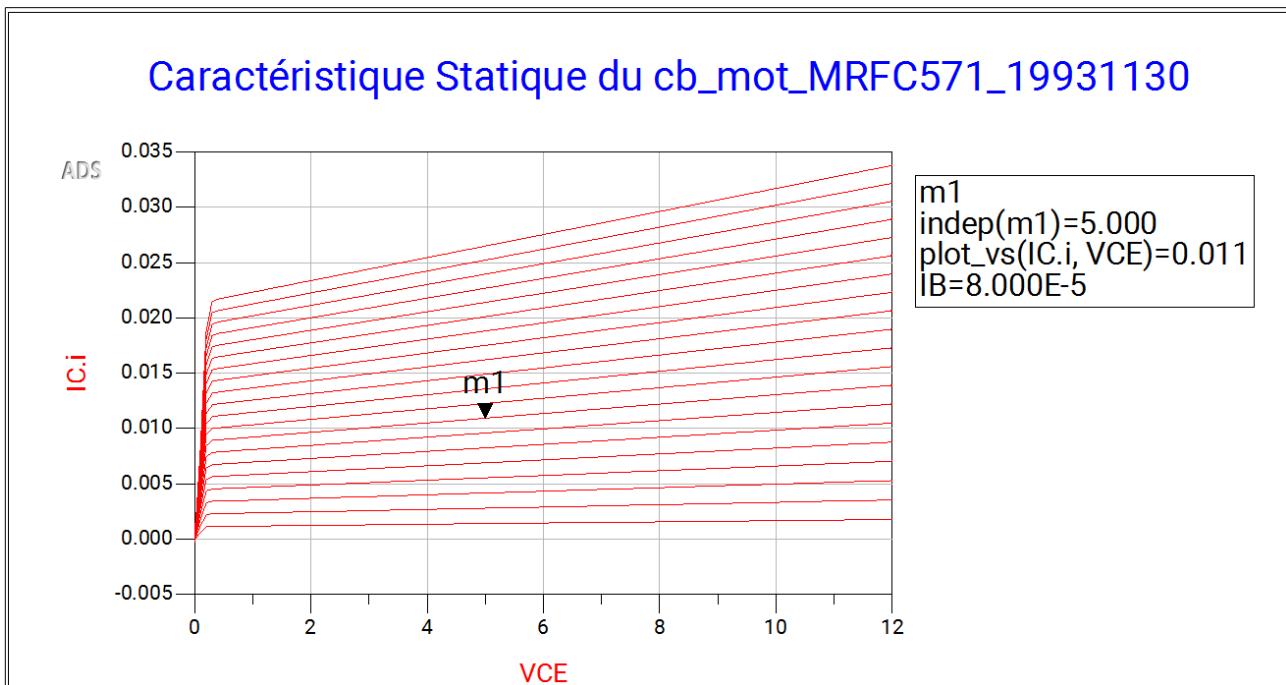


Figure 2: Caractéristique statique du transistor

Pour $V_{CE} = 5 \text{ V}$, la valeur du courant I_B est de $8 \times 10^{-5} \text{ A}$, ce qui est cohérent car il s'agit d'un transistor bipolaire, donc le courant de base doit être faible et le transistor est contrôlé en courant.

2 Détermination des éléments extrinsèques

Les éléments extrinsèques correspondent aux contributions parasites situées sur les accès du transistor : *résistances* (R_b , R_e , R_c) et *inductances* (L_b , L_e , L_c). L'objectif est :

- d'établir rigoureusement la matrice d'impédance $[Z_{ij}]$ du quadripôle extrinsèque ;
- de démontrer les formules d'extraction des inductances ;
- d'extraire expérimentalement les résistances d'accès via extrapolation en $1/I_b$.

2.1 Quadripôle extrinsèque et choix du modèle

Avant tout calcul, il est nécessaire de préciser le modèle utilisé. Le sujet du TP (p. 25) précise que les éléments extrinsèques doivent être extraits à partir du **quadripôle simplifié**, obtenu en saturant totalement le TBH ($V_{CE} = 0$, $V_{BE} > 0$), afin d'annuler toute contribution intrinsèque.

Le **seul montage utilisé pour les démonstrations analytiques** est donc le quadripôle de la figure 3, composé uniquement des impédances d'accès Z_b , Z_e et Z_c .

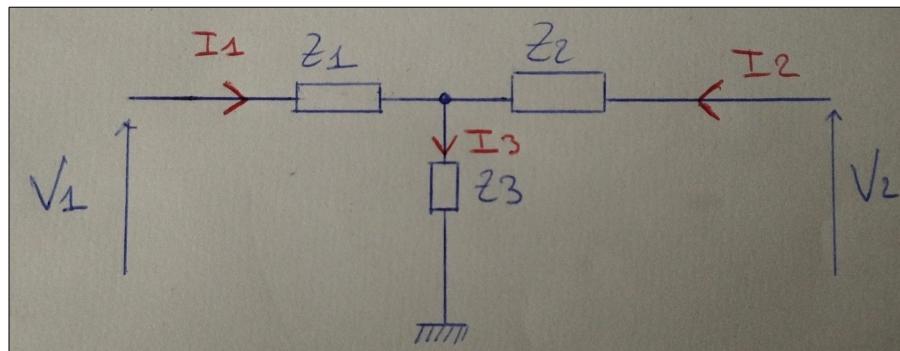


Figure 3: Quadripôle extrinsèque simplifié utilisé pour établir la matrice $[Z_{ij}]$.

La figure suivante montre le **modèle complet du TBH saturé**. Il n'intervient pas dans les démonstrations, mais permet d'illustrer la position physique des éléments extrinsèques autour du transistor.

Les impédances d'accès sont modélisées par :

$$\begin{aligned} Z_b &= R_b + j\omega L_b, \\ Z_e &= R_e + j\omega L_e, \\ Z_c &= R_c + j\omega L_c. \end{aligned}$$

2.1.1 Calcul analytique et démontré de la matrice $[Z_{ij}]$

Calcul de Z_{11}

On impose $I_2 = 0$, donc $I_c = I_e$ et :

$$I_1 = I_b + I_e = I_e.$$

La tension vaut :

$$V_1 = Z_b I_1 + Z_e I_e = (Z_b + Z_e) I_1.$$

D'où :

$$Z_{11} = Z_b + Z_e$$

Calcul de Z_{12}

On impose $I_1 = 0$ donc $I_b = -I_e$ et :

$$I_2 = I_c - I_e = -2I_e.$$

La tension vaut :

$$V_1 = Z_e I_e,$$

d'où :

$$\boxed{Z_{12} = Z_e}$$

Calcul de Z_{21}

On impose $I_2 = 0$ donc $I_c = I_e$ et $I_1 = I_e$.

$$V_2 = Z_e I_e \Rightarrow \boxed{Z_{21} = Z_e}$$

Calcul de Z_{22}

On impose $I_1 = 0$ donc $I_b = -I_e$ et $I_2 = -2I_e$.

$$V_2 = Z_c I_e + Z_e I_e = (Z_c + Z_e) I_e.$$

Donc :

$$\boxed{Z_{22} = Z_c + Z_e}$$

Matrice d'impédance finale

$$\boxed{[Z] = \begin{pmatrix} Z_b + Z_e & Z_e \\ Z_e & Z_c + Z_e \end{pmatrix}}$$

2.1.2 Démonstration des formules d'inductances

À haute fréquence :

$$\omega L \gg R \Rightarrow Z \approx j\omega L.$$

Inductance de base :

$$Z_{11} - Z_{12} = Z_b = R_b + j\omega L_b$$

$$\boxed{L_b = \frac{\Im(Z_{11} - Z_{12})}{\omega}}$$

Inductance d'émetteur :

$$Z_{12} = Z_e = R_e + j\omega L_e$$

$$\boxed{L_e = \frac{\Im(Z_{12})}{\omega}}$$

Inductance de collecteur :

$$Z_{22} - Z_{12} = Z_c$$

$$\boxed{L_c = \frac{\Im(Z_{22} - Z_{12})}{\omega}}$$

2.1.3 Extraction des résistances d'accès

À basse fréquence :

$$R_b = \Re(Z_{11} - Z_{12}),$$

$$R_e = \Re(Z_{12}),$$

$$R_c = \Re(Z_{22} - Z_{12}).$$

Cependant, ces valeurs varient légèrement avec le courant de base I_b . Comme dans les rapports précédents, on trace chaque résistance en fonction de $1/I_b$ et on extrapole à l'origine :

$$R_x = \lim_{1/I_b \rightarrow 0} R_x \left(\frac{1}{I_b} \right) \quad x \in \{b, e, c\}.$$

2.1.4 Synthèse des formules utilisées

$$\boxed{\begin{aligned} L_b &= \frac{1}{\omega} \Im(Z_{11} - Z_{12}), & R_b &= \Re(Z_{11} - Z_{12}), \\ L_e &= \frac{1}{\omega} \Im(Z_{12}), & R_e &= \Re(Z_{12}), \\ L_c &= \frac{1}{\omega} \Im(Z_{22} - Z_{12}), & R_c &= \Re(Z_{22} - Z_{12}). \end{aligned}}$$

2.2 Résultats

Nous utilisons les démonstrations et relations ci-dessus pour déterminer les valeurs de toutes les inductances et résistances. Nous commençons par polariser le transistor à froid ($V_{CE} = 0 \text{ V}$).

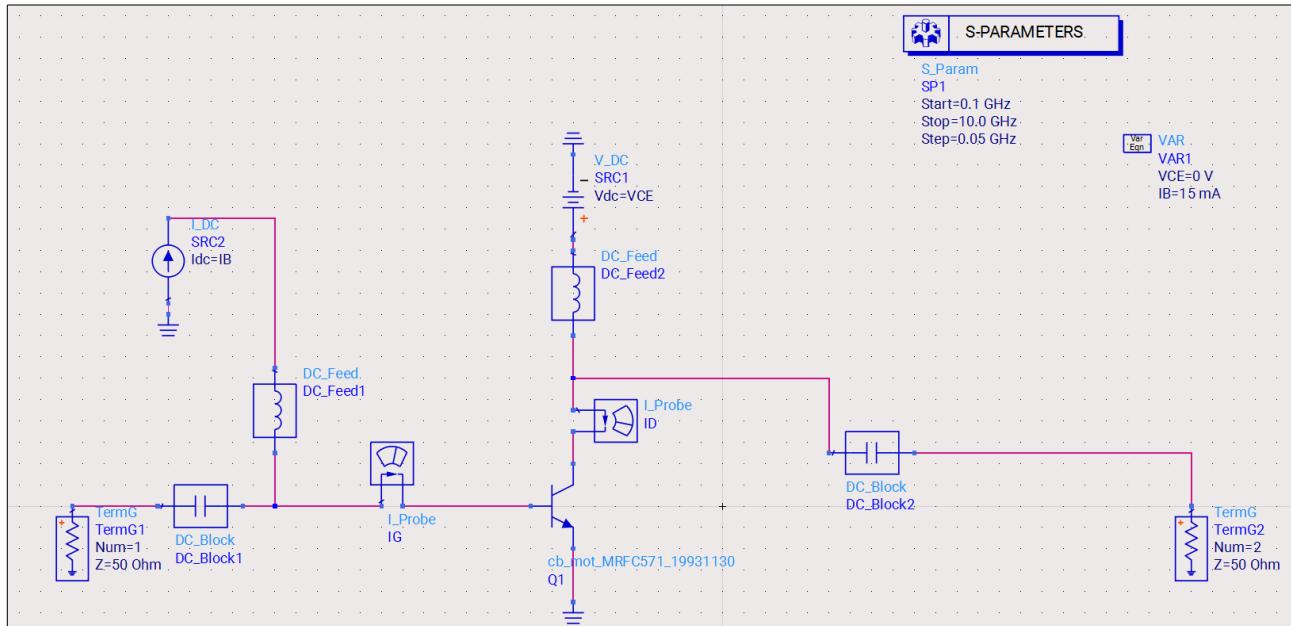


Figure 4: Schéma de polarisation du transistor à froid

Pour déterminer les valeurs des inductances, nous nous plaçons dans les zones linéaires constantes. Par défaut, nous nous plaçons à 5 GHz.

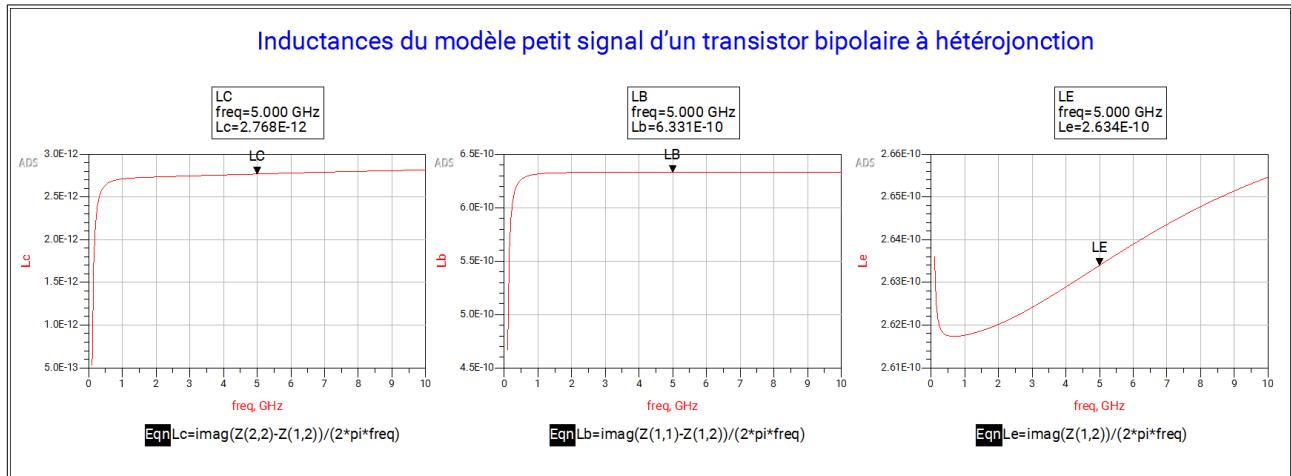


Figure 5: Visualisation des inductances extrinsèques du transistor

L_c	L_b	L_e
2.768 pH	0.6331 nH	0.2634 nH

Table 1: Valeurs des inductances extrinsèques du TBH.

Nous pouvons voir que l'inductance du collecteur est très faible car le plan de masse la court circuite.

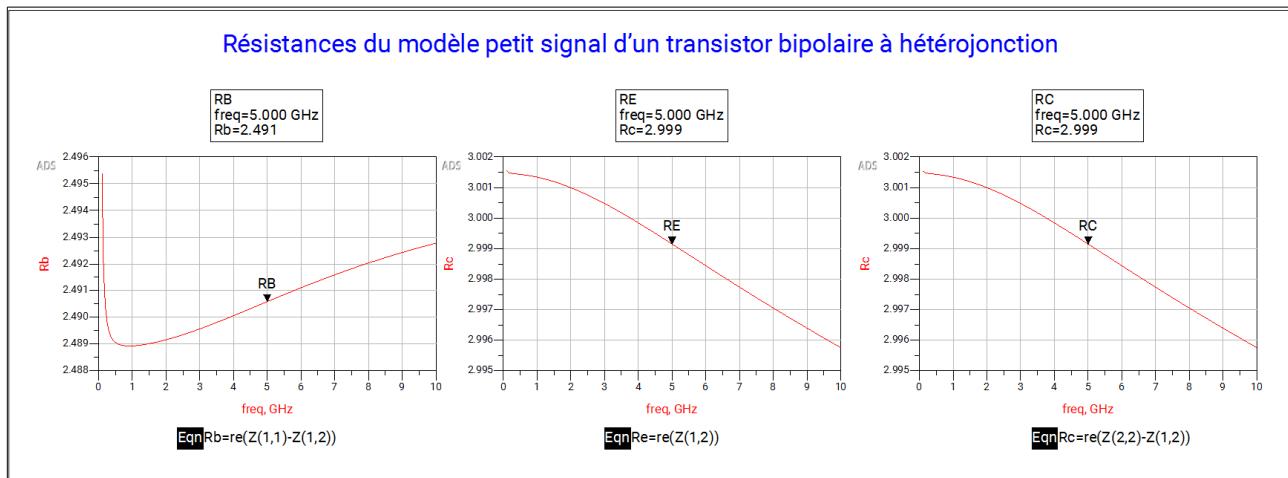


Figure 6: Visualisation des résistances extrinsèque

Attention: Les résistances ci-dessus sont la somme entre la résistance extrinsèque et intrinsèque.

Pour obtenir précisément les valeurs des résistances extrinsèque, nous traçons la regression linéaire des résistances jusqu'à $I_b = 0$ A.

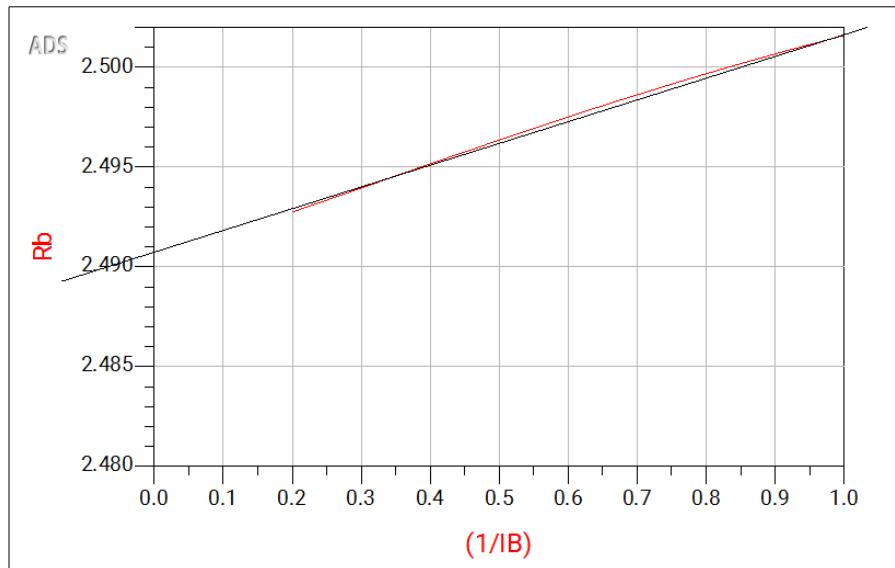


Figure 7: Valeur de R_b à 6GHz extrapolée

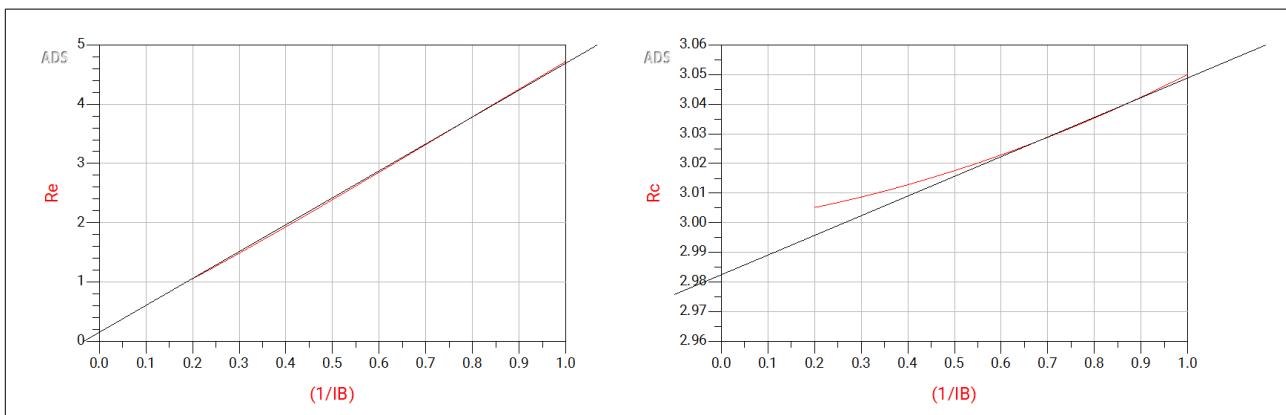


Figure 8: Valeurs R_e et R_c à 1GHz extrapolées

R_b	R_e	R_c
2.491Ω	0.10Ω	2.982Ω

Table 2: Valeurs des résistances extrinsèques extraites par extrapolation.

3 Détermination des éléments intrinsèques

Après extraction des éléments extrinsèques (R_b , R_e , R_c , L_b , L_e , L_c), nous pouvons déterminer les paramètres internes du transistor : résistances intrinsèques (R_{bb} , R_{be} , R_{bc}), capacités intrinsèques (C_{be} , C_{bc}), ainsi que les paramètres dynamiques α_0 , f_α et τ_α .

L'extraction se déroule en trois étapes :

1. **déembedding** : soustraction des éléments extrinsèques au moyen d'un bloc S2P ;
2. obtention de la matrice $[Z]$ *intrinsèque* ;
3. extraction des paramètres internes par identification analytique.

3.1 Déembedding des éléments extrinsèques

Le transistor est polarisé au point déterminé lors de l'étude statique. Le montage utilisé pour le déembedding consiste à encapsuler le transistor dans un bloc S2P, puis à soustraire directement les impédances extrinsèques (R_b , R_e , R_c , L_b , L_e , L_c).

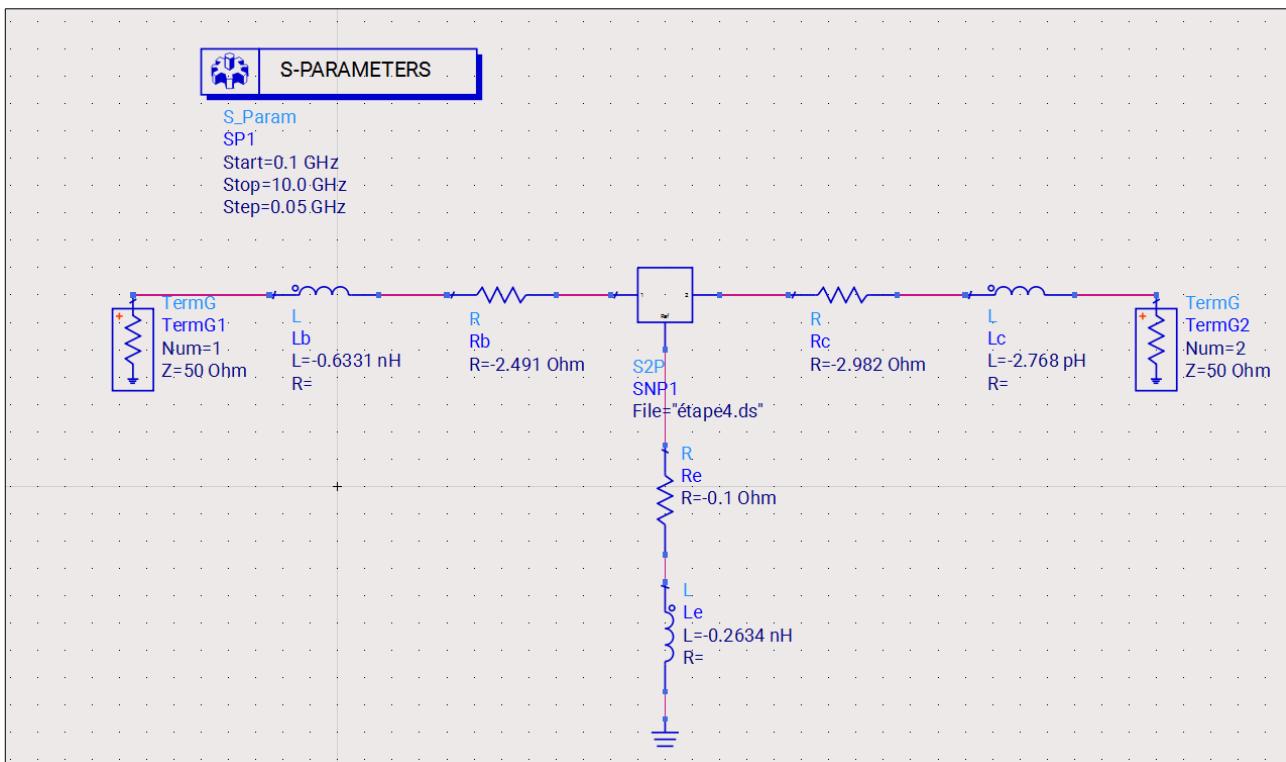


Figure 9: Montage déembedding

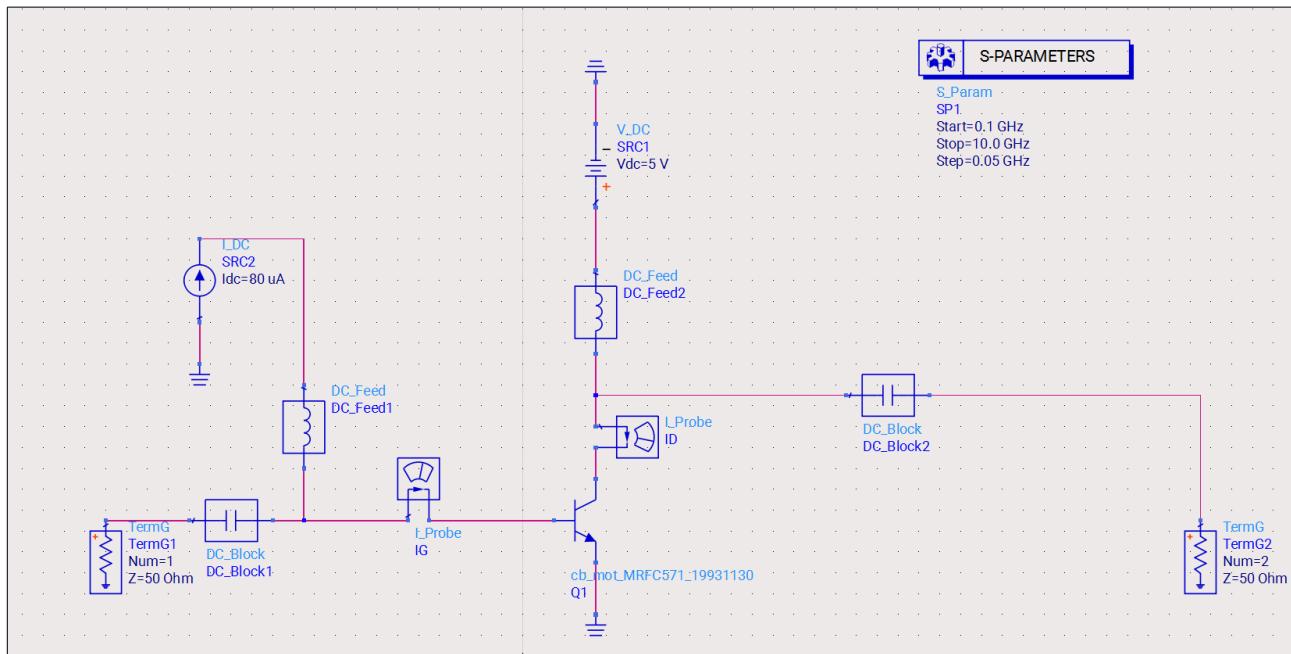


Figure 10: Polarisation du tranistor dans le bloc S2P

Après simulation S-paramètres sous ADS, on obtient la matrice d'impédance du transistor **intrinsèque**, notée :

$$Z = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$$

Nous pouvons alors identifier les expressions analytiques de Z_{ij} à partir du modèle petit-signal intrinsèque.

3.2 Modèle intrinsèque et expressions analytiques

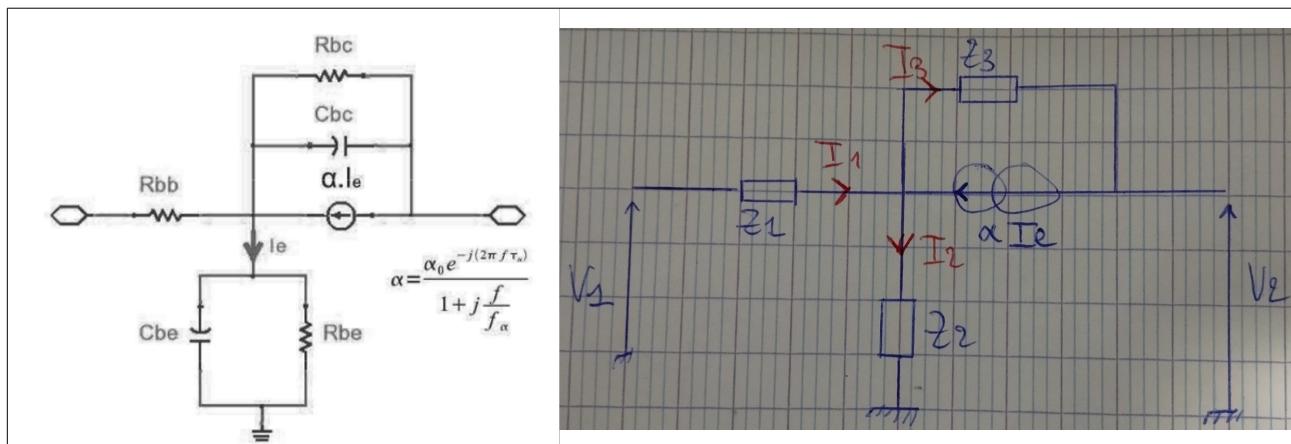


Figure 11: Modèle petit-signal intrinsèque d'un TBH

Les impédances internes valent :

$$Z_1 = R_{bb}, \quad Z_2 = \frac{R_{be}}{1 + j\omega R_{be} C_{be}}, \quad Z_3 = \frac{R_{bc}}{1 + j\omega R_{bc} C_{bc}}$$

En appliquant les lois nodales (comme dans les CR fournis), on obtient :

$$Z_{11} = R_{bb} + Z_2$$

$$Z_{12} = Z_2$$

$$Z_{21} = Z_2 - \alpha Z_3$$

$$Z_{22} = Z_2 + (1 - \alpha) Z_3$$

Ces quatre expressions serviront à isoler chaque paramètre intrinsèque.

3.2.1 Extraction des éléments résistifs intrinsèques

Résistance R_{bb}

À basse fréquence :

$$Z_{11} - Z_{12} = R_{bb}$$

Ainsi :

$$R_{bb} = \Re(Z_{11} - Z_{12})$$

Résistance R_{be}

À très basse fréquence :

$$Z_{12}(\omega \rightarrow 0) = R_{be}$$

Puisque :

$$Z_{12} = \frac{R_{be}}{1 + j\omega R_{be} C_{be}}$$

Ainsi :

$$R_{be} = \Re(Z_{12})_{\omega \rightarrow 0}$$

Résistance R_{bc}

À basse fréquence :

$$Z_{22} - Z_{21} = Z_3 = \frac{R_{bc}}{1 + j\omega R_{bc} C_{bc}}$$

D'où :

$$R_{bc} = \Re(Z_{22} - Z_{21})_{\omega \rightarrow 0}$$

3.2.2 Extraction des capacités intrinsèques

À haute fréquence :

$$Z_2 \approx \frac{1}{j\omega C_{be}}, \quad Z_3 \approx \frac{1}{j\omega C_{bc}}$$

Capacité base-émetteur C_{be}

$$C_{be} = \frac{1}{\omega \Im(Z_{12}^{-1})}$$

D'où :

$$C_{be} = \frac{1}{\omega |\Im(Z_{12}^{-1})|}$$

Capacité base-collecteur C_{bc}

$$C_{bc} = \frac{1}{\omega \Im[(Z_{22} - Z_{21})^{-1}]}$$

D'où :

$$C_{bc} = \frac{1}{\omega |\Im[(Z_{22} - Z_{21})^{-1}]|}$$

3.2.3 Extraction des paramètres dynamiques α_0 , f_α , τ_α

On utilise la relation :

$$\alpha(f) = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}} e^{-j2\pi f \tau_\alpha}$$

Extraction de α_0

$$\alpha_0 = \lim_{f \rightarrow 0} |\alpha(f)|$$

Extraction de f_α

À partir du module :

$$|\alpha(f)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}$$

Ainsi :

$$f_\alpha = f \sqrt{\left(\frac{\alpha_0}{|\alpha(f)|}\right)^2 - 1}$$

Extraction de τ_α

À partir de la phase :

$$\arg(\alpha(f)) = -\arctan\left(\frac{f}{f_\alpha}\right) - 2\pi f \tau_\alpha$$

D'où :

$$\tau_\alpha = -\frac{\arg(\alpha(f)) + \arctan(f/f_\alpha)}{2\pi f}$$

3.2.4 Synthèse des paramètres intrinsèques

$$\begin{aligned}
 R_{bb} &= \Re(Z_{11} - Z_{12}), & C_{be} &= \frac{1}{\omega |\Im(Z_{12}^{-1})|}, \\
 R_{be} &= \Re(Z_{12})_{\omega \rightarrow 0}, & C_{bc} &= \frac{1}{\omega |\Im((Z_{22} - Z_{21})^{-1})|}, \\
 R_{bc} &= \Re(Z_{22} - Z_{21}), & \alpha_0, f_\alpha, \tau_\alpha &\text{ via } \alpha(f).
 \end{aligned}$$

3.3 Résultats des paramètres intrinsèques

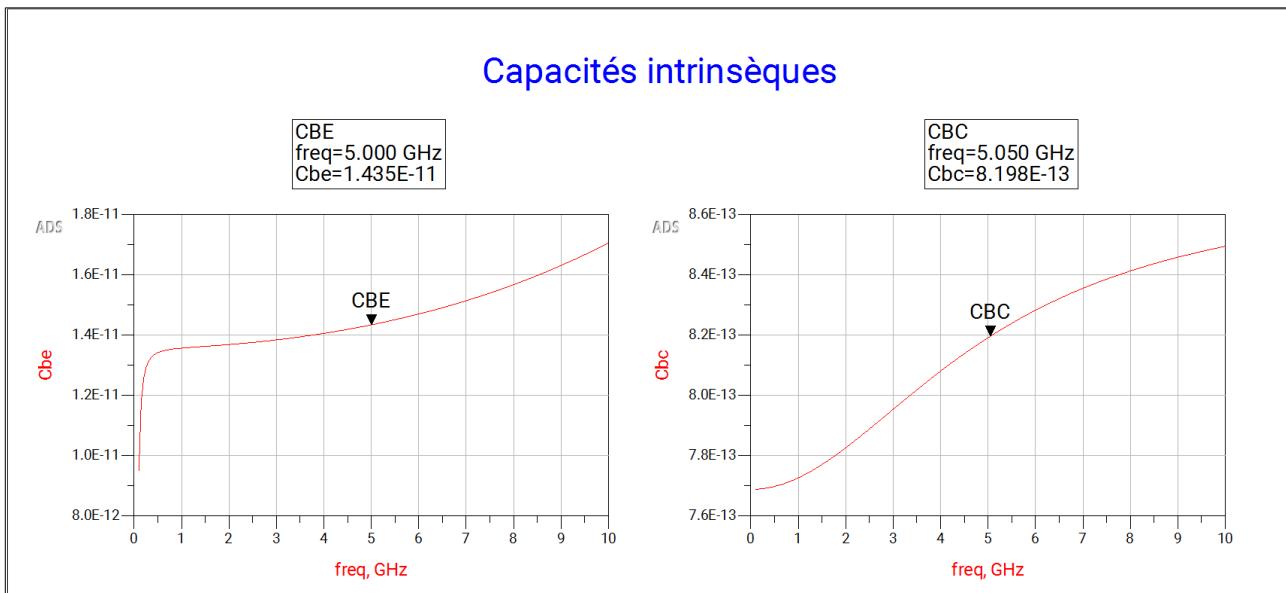


Figure 12: Valeurs des capacités intrinsèques en fonction de la fréquence

Capacité	Valeur
C_{be}	14.35 pF
C_{bc}	0.820 pF

Table 3: Valeurs des capacités intrinsèques extraites à 5 GHz..

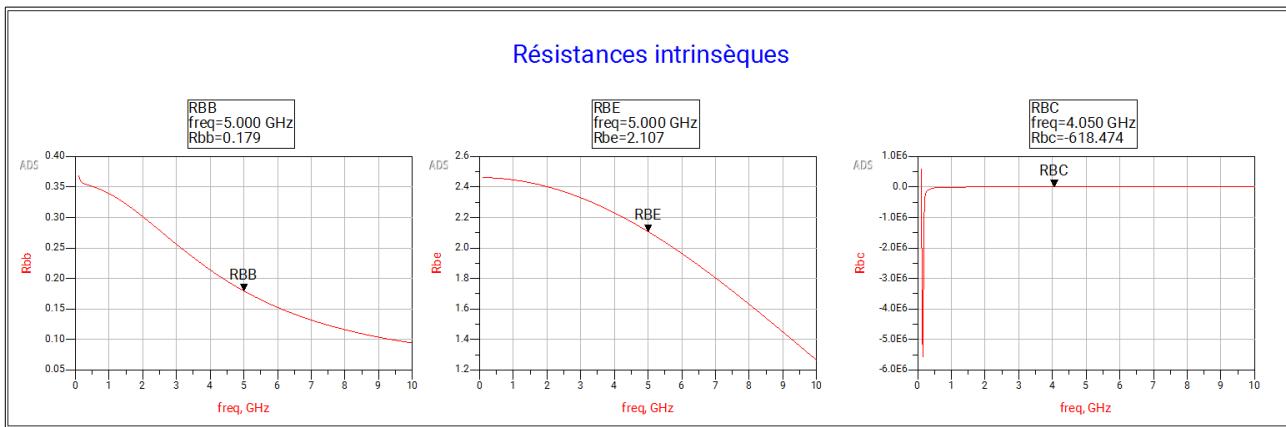


Figure 13: Valeurs des résistances intrinsèque en fonction de la fréquence

Résistance	Valeur
R_{bb}	0.179Ω
R_{be}	2.107Ω
R_{bc}	-618.474Ω

Table 4: Valeurs des résistances intrinsèques extraites.

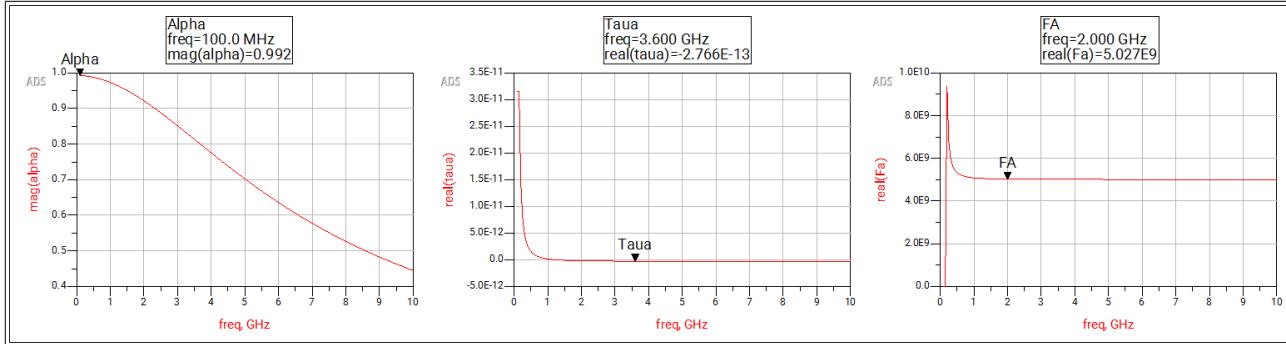


Figure 14:

Paramètre	Valeur extraite
α_0	0.992
τ_α	$-2.77 \times 10^{-13} \text{ s}$
f_α	$5.027 \times 10^9 \text{ Hz}$

Table 5: Paramètres dynamiques du TBH extraits à partir des données fréquentielles.

Attention: Nous remarquons que τ_α et R_{bc} sont négatifs, ce qui n'est physiquement pas possible. Cela est du à la simplification du modèle. Celui-ci ne prend pas en compte tous les éléments extrinsèques.

3.4 Comparaison entre le transistor et son modèle

Dans cette partie, nous vérifions que le modèle petit-signal construit à partir des éléments extrinsèques ($R_b, R_e, R_c, L_b, L_e, L_c$) et des paramètres intrinsèques ($R_{bb}, R_{be}, R_{bc}, C_{be}, C_{bc}, \alpha_0, f_\alpha, \tau_\alpha$) reproduit bien le comportement du transistor MRFC571

Le schéma équivalent complet est représenté sur la figure 15 les éléments extrinsèques sont câblés en série sur les accès base, émetteur et collecteur, tandis que la partie centrale correspond au modèle intrinsèque déterminé dans la section précédente. Le couplage base-collecteur est modélisé par la capacité C_{bc} et la dépendance fréquentielle du gain de courant par le terme $\alpha(f)$

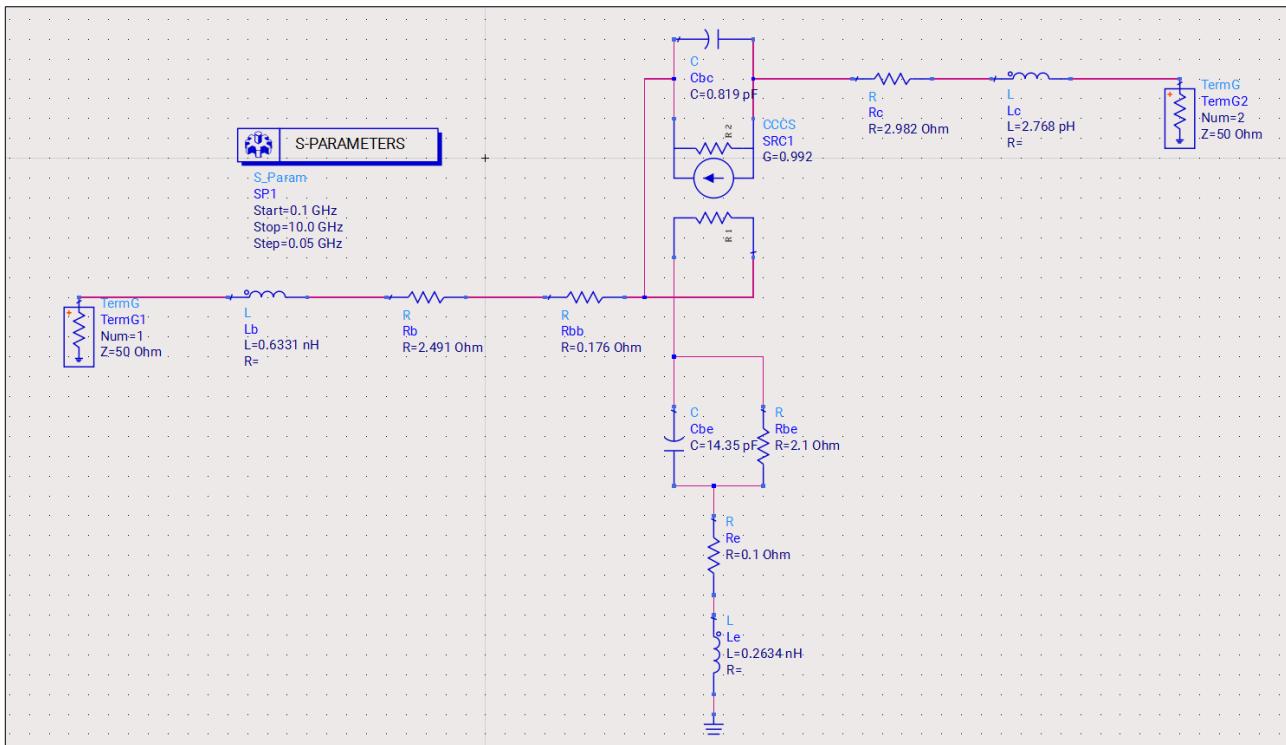


Figure 15: Schéma équivalent du transistor : éléments extrinsèques et modèle intrinsèque

Sous ADS, nous avons remplacé le composant MRFC571 par ce schéma équivalent et conservé le même point de polarisation que pour l'extraction des paramètres intrinsèques. Nous réalisons alors une analyse en paramètres S sur la bande [0,1 GHz; 10 GHz] pour le transistor réel et pour le modèle, puis nous traçons sur les mêmes graphes les quatre paramètres S_{11} , S_{22} , S_{21} et S_{12} .

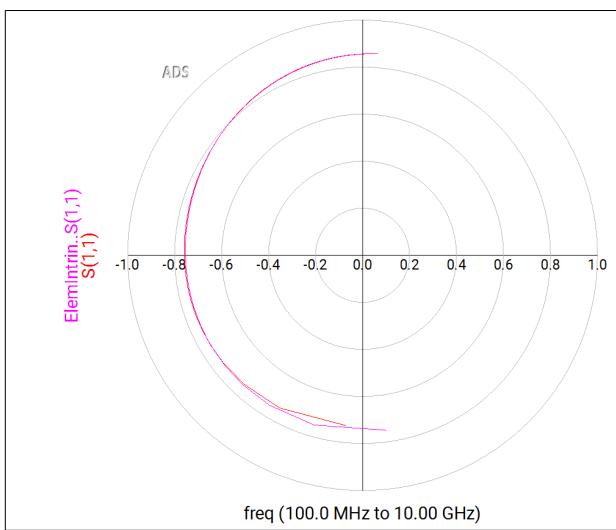


Figure 16: Comparaison du paramètre S_{11} (modèle vs transistor réel)

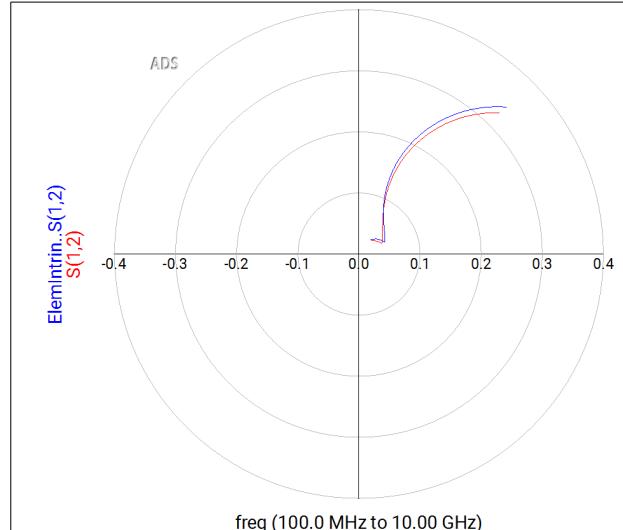


Figure 17: Comparaison du paramètre S_{12} (modèle vs transistor réel)

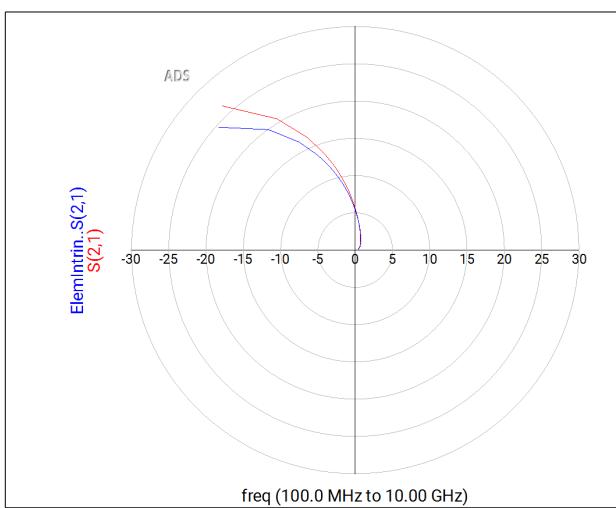


Figure 18: Comparaison du paramètre S_{21} (modèle vs transistor réel)

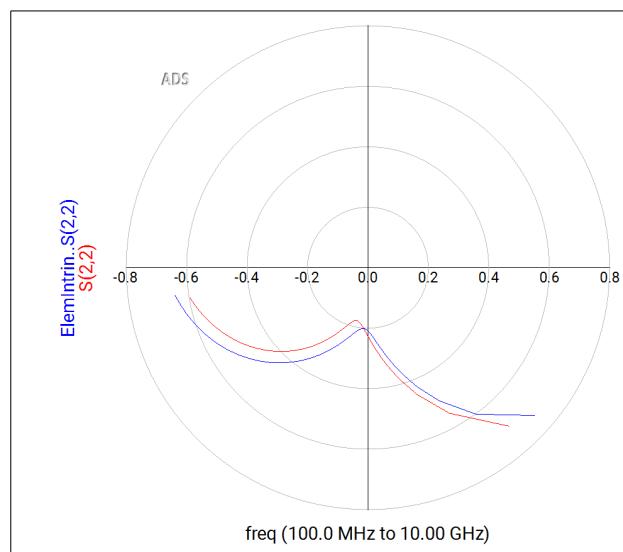


Figure 19: Comparaison du paramètre S_{22} (modèle vs transistor réel)

On constate que les courbes issues du modèle se superposent globalement très bien avec celles du transistor. En particulier, les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} sont quasiment identiques sur une grande partie de la bande de fréquence, ce qui montre que les éléments d'accès et les capacités de jonction sont correctement estimés. Le gain de transmission $|S_{21}|$ présente également une très bonne concordance le niveau de gain à basse fréquence et la pente de décroissance en fréquence sont bien reproduits.

Les écarts les plus visibles apparaissent à haute fréquence, surtout sur S_{22} et S_{12} , où l'on observe un léger décalage en module et en phase. Cela est cohérent avec les limitations du modèle certaines contributions parasites de boîtier, ainsi que des éléments non pris en compte lors de l'extraction, sont absorbées dans des paramètres comme R_{bc} et τ_α , qui ressortent d'ailleurs négatifs dans les tableaux 4 et 5.

Ces valeurs non physiques traduisent simplement que notre modèle reste simplifié, mais la comparaison

globale montre que, dans la bande considérée, il décrit correctement le transistor et peut être utilisé pour la conception d'étages RF.

4 Passage au modèle de Giacoletto

Le modèle en T utilisé jusqu'ici est bien adapté à l'extraction à partir de la matrice d'impédance $[Z]$, mais les simulateurs de type SPICE emploient plus volontiers le modèle de Giacoletto, de type π , qui fait apparaître explicitement la transconductance g_m et la capacité d'entrée C'_{be} . L'objectif de cette partie est donc de convertir notre modèle intrinsèque en T vers un modèle de Giacoletto équivalent.

4.1 Principe du modèle

Le schéma intrinsèque de Giacoletto associe

- une résistance de base R'_{bb} en série avec l'accès base
- une branche (R'_{be}, C'_{be}) entre base et émetteur
- une capacité C'_{bc} entre base et collecteur
- une résistance R'_{bc} entre base et collecteur
- une source de courant commandée $g_m v_{be}$ entre collecteur et émetteur

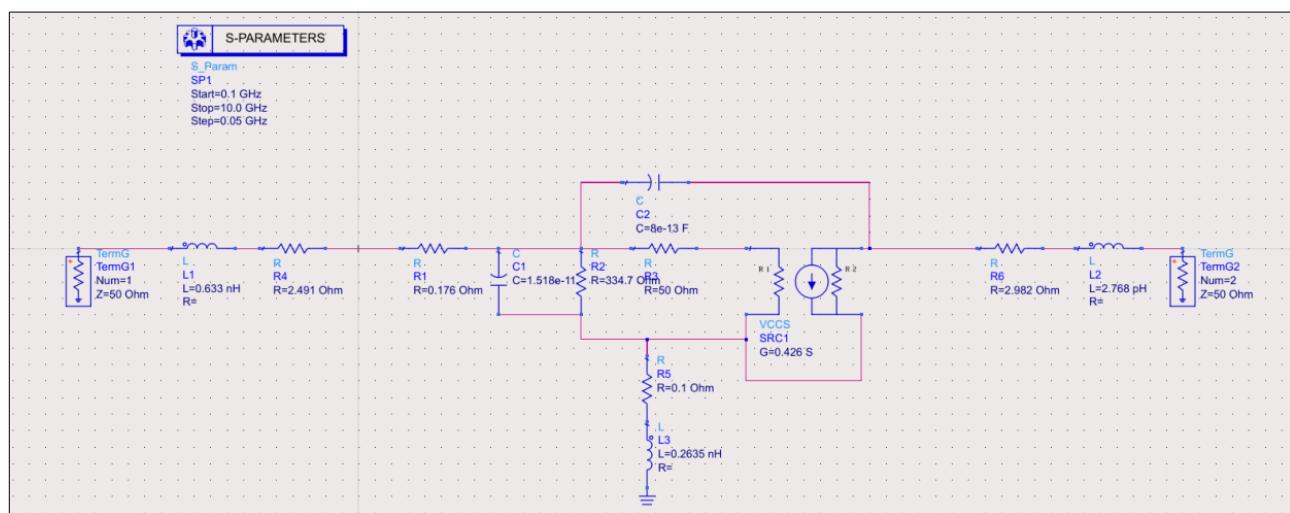


Figure 20: Schéma électrique du modèle de Giacoletto

En écrivant la matrice d'admittance $[Y]$ de ce schéma et en l'identifiant à celle obtenue à partir du modèle en T, on obtient les relations qui permettent d'exprimer $(R'_{bb}, R'_{be}, C'_{be}, C'_{bc}, g_m, \tau_b)$ en fonction des éléments du modèle en T ($R_{bb}, R_{be}, R_{bc}, C_{be}, C_{bc}, \alpha$)

À partir du modèle en T (intrinsèque) :

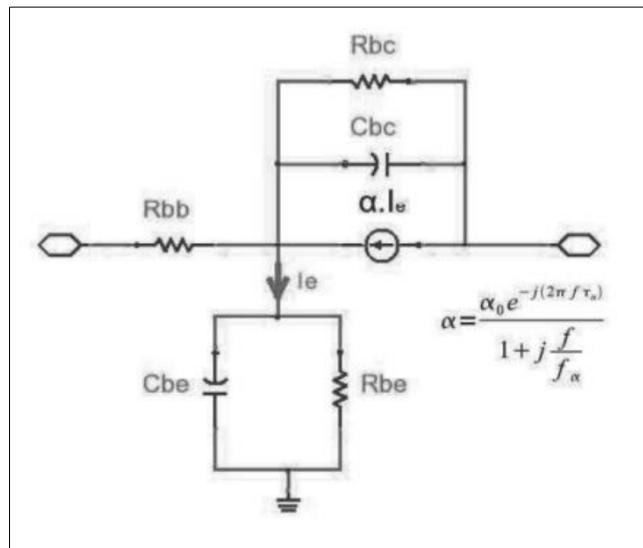


Figure 21: Schéma du modèle intrinsèque en T du transistor

L'admittance vue entre base et émetteur vaut

$$Y_{be} = \frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be}$$

On trouve alors

$$I_e = Y_{be} v_{be} = \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) v_{be}$$

Ainsi le courant d'émetteur vaut

$$I_c = \alpha I_e = \alpha \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) v_{be}$$

et le courant de base

$$I_b = I_e - I_c = (1 - \alpha) \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) v_{be}$$

Dans le modèle de Giacoletto, la branche B-E est R'_{be} en parallèle avec C'_{be} donc

$$I_b = \left(\frac{1}{R'_{be}} + j\omega C'_{be} \right) v_{be}$$

On identifie alors

$$\frac{1}{R'_{be}} + j\omega C'_{be} = (1 - \alpha) \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right)$$

En séparant les parties réelle et imaginaire

$$\frac{1}{R'_{be}} = \Re \left[(1 - \alpha) \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) \right] \Rightarrow R'_{be} = \frac{1}{\Re \left[(1 - \alpha) \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) \right]}$$

$$\omega C'_{be} = \Im \left[(1 - \alpha) \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) \right] \Rightarrow C'_{be} = \frac{1}{\omega} \Im \left[(1 - \alpha) \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) \right]$$

Pour la transconductance, on a

$$I_c = g_m v_{be} = \alpha \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) v_{be}$$

$$\boxed{g_m = \alpha \left(\frac{1}{R_{be}} + j\omega C_{be} \right) = g_{m0} e^{-j\omega\tau_b}}$$

$$\text{avec } g_{m0} = |g_m(\omega)| = \left| \alpha \left(\frac{1}{R_{be}} + jC_{be}\omega \right) \right| \quad \text{et} \quad \tau_b = -\frac{1}{\omega} \arg \left[\alpha \left(\frac{1}{R_{be}} + jC_{be}\omega \right) \right]$$

Les autres éléments ne changent pas donc

$$R'_{bb} = R_{bb} \quad R'_{bc} = R_{bc} \quad C'_{bc} = C_{bc}$$

4.2 Implémentation dans ADS et résultats

Les relations précédentes ont été implémentées dans ADS à l'aide de blocs d'équations.

<pre> Eqn w=2*pi*freq Eqn Cb_prime_e=(1/w)*imag((1/Rbe)+j*Cbe*w) Eqn Rbe_prime=1/re((1-alpha)*(1/Rbe)+j*Cbe*w)) Eqn gm1=alpha*((1/Rbe)+j*Cbe*w) Eqn Cbe_prime=(1/w)*imag((1/Rbe)+j*Cbe*w)) Eqn tau_b=-(1/w)*arctan(w*Rbe*Cbe) </pre>	<pre> Eqn alpha = (Z(1,2)-Z(2,1))/(Z(2,2)-Z(2,1)) Eqn Rbb=re(Z(1,1)-Z(1,2)) Eqn Rbe = 1/re(1/Z(1,2))) Eqn Rbc = 1/re(1/(Z(2,2)-Z(2,1))) Eqn Cbe = imag(1/Z(1,2))/w Eqn Cbc = imag(1/(Z(2,2)-Z(2,1)))/w Eqn fa = freq/sqrt(sqr(a0/mag(alpha))-1) Eqn taua = -(phaserad(alpha)+arctan(freq/fa))/w </pre>
--	--

Figure 22: Équations des éléments intrinsèques du modèle de Giacoletto à partir du modèle en T

Les courbes correspondantes pour $g_m(f)$, $\tau_b(f)$, $R'_{be}(f)$ et $C'_{be}(f)$ sont représentées sur les figures 23, 24, 25 et 26

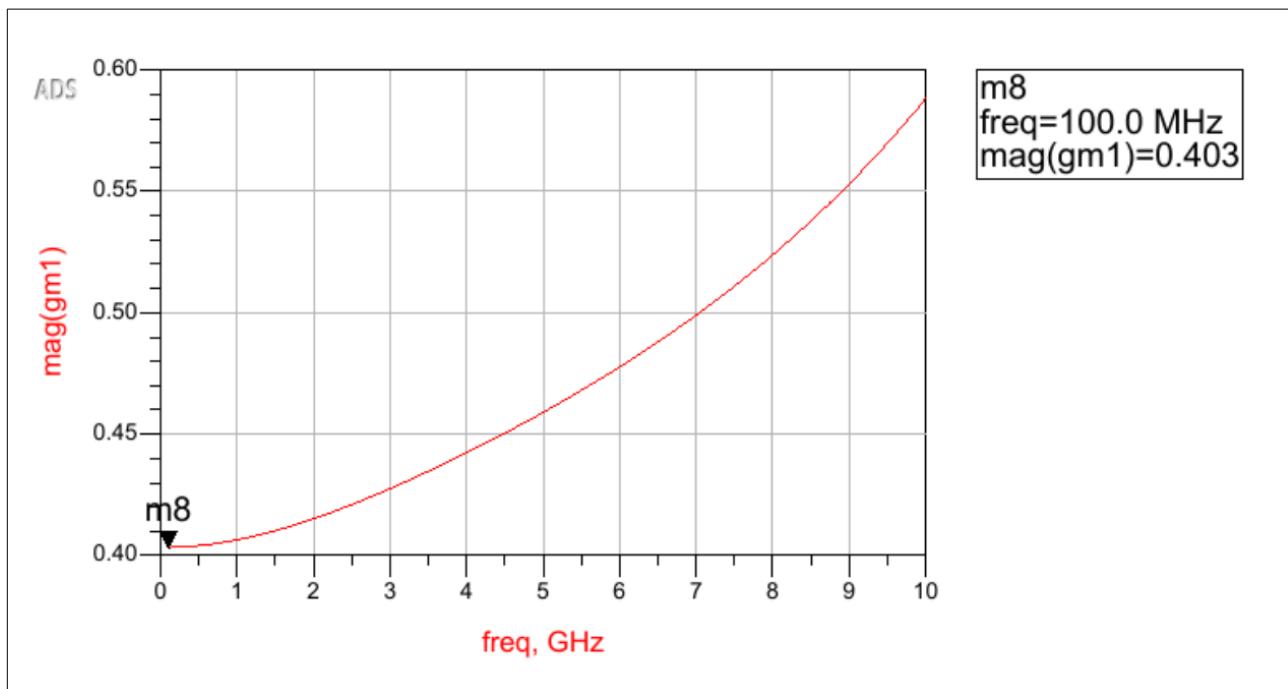


Figure 23: Évolution de la transconductance $g_m(f)$

La figure 23 montre l'évolution de $|g_{m0}|$ avec la fréquence. À $f = 100$ MHz, on obtient $g_m \approx 0,403$ S, valeur cohérente avec l'approximation basse fréquence $g_m \simeq I_C/V_T$ pour le courant de collecteur choisi.

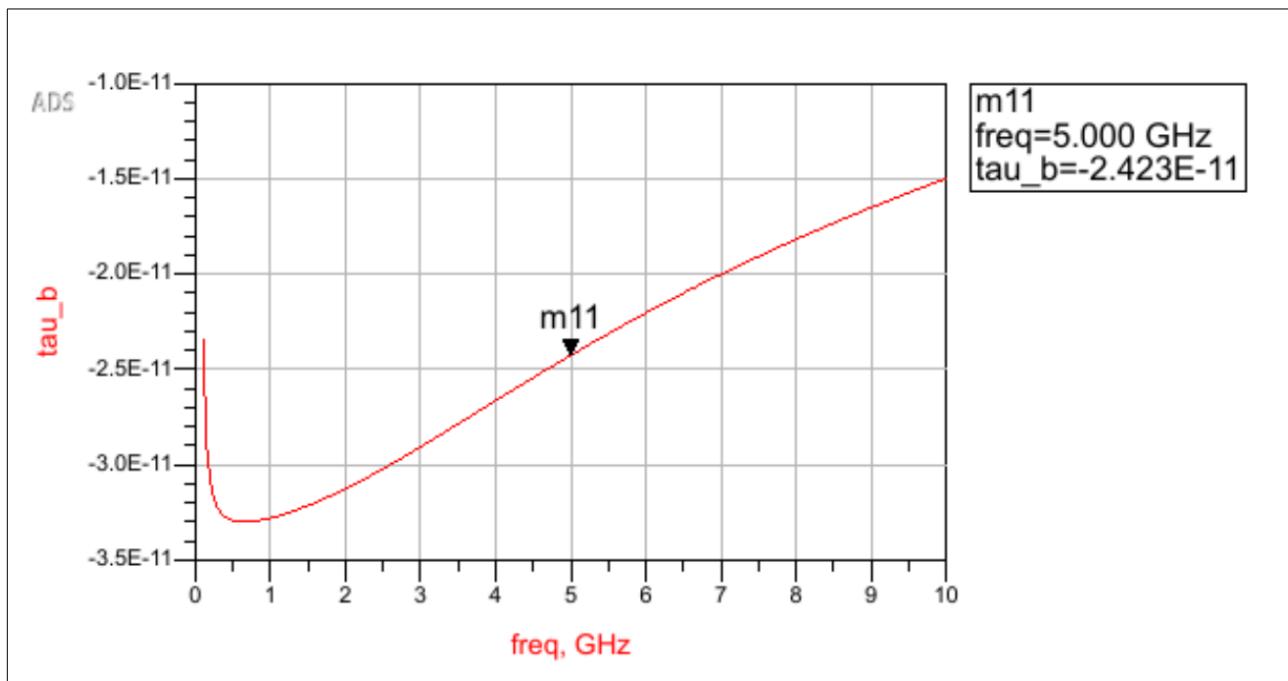


Figure 24: Évolution de la constante de temps $\tau_b(f)$

On constate sur la figure 24 que τ_b devient négatif et vaut par exemple $\tau_b \approx -2,4 \times 10^{-11}$ s à 5 GHz. Ce résultat n'a pas de signification physique directe : il traduit simplement les limites du modèle (petites erreurs de phase et éléments parasites non pris en compte). Dans la suite, on considérera donc $\tau_b \approx 0$, ce

qui revient à négliger ce retard supplémentaire dans le modèle de Giacoletto

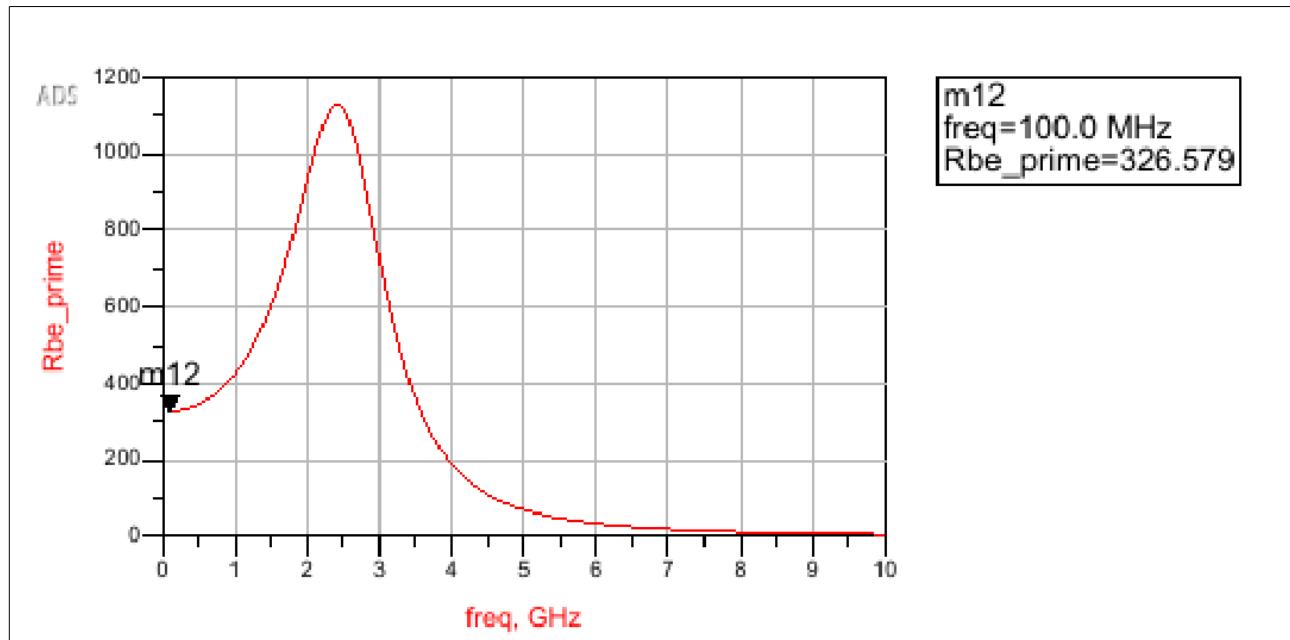


Figure 25: Évolution de la résistance $R'_{be}(f)$ dans le modèle de Giacoletto

À basse fréquence, la courbe de $R'_{be}(f)$ présente un plateau d'où l'on extrait $R'_{be}(100 \text{ MHz}) \approx 326,6 \Omega$.

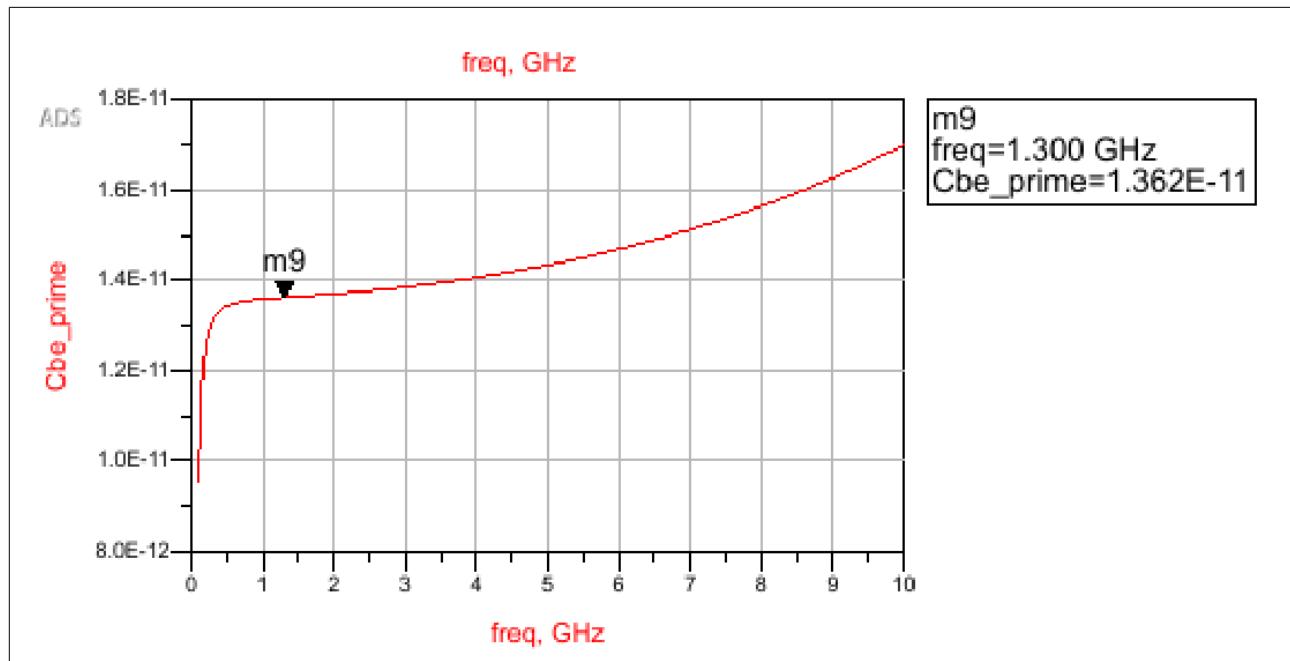


Figure 26: Évolution de la capacité $C'_{be}(f)$ dans le modèle de Giacoletto

La capacité $C'_{be}(f)$ se stabilise rapidement et vaut environ $C'_{be}(1,3 \text{ GHz}) \simeq 13,6 \text{ pF}$. Cette valeur est très proche de la capacité C_{be} obtenue avec le modèle en T, ce qui confirme la cohérence de la transformation. La capacité C'_{bc} reste faible devant C'_{be} et est proche de la capacité C_{bc} extraite précédemment ; elle est donc reprise telle quelle dans le modèle de Giacoletto

En résumé, pour le modèle de Giacoletto (autour de quelques centaines de MHz), on peut retenir les valeurs approchées suivantes

$$g_m \approx 0,40 \text{ S} \quad R'_{be} \approx 3,3 \times 10^2 \Omega \quad C'_{be} \approx 13,6 \text{ pF} \quad C'_{bc} \simeq C_{bc} \quad \tau_b \approx 0$$

4.3 Vérification du modèle de Giacoletto

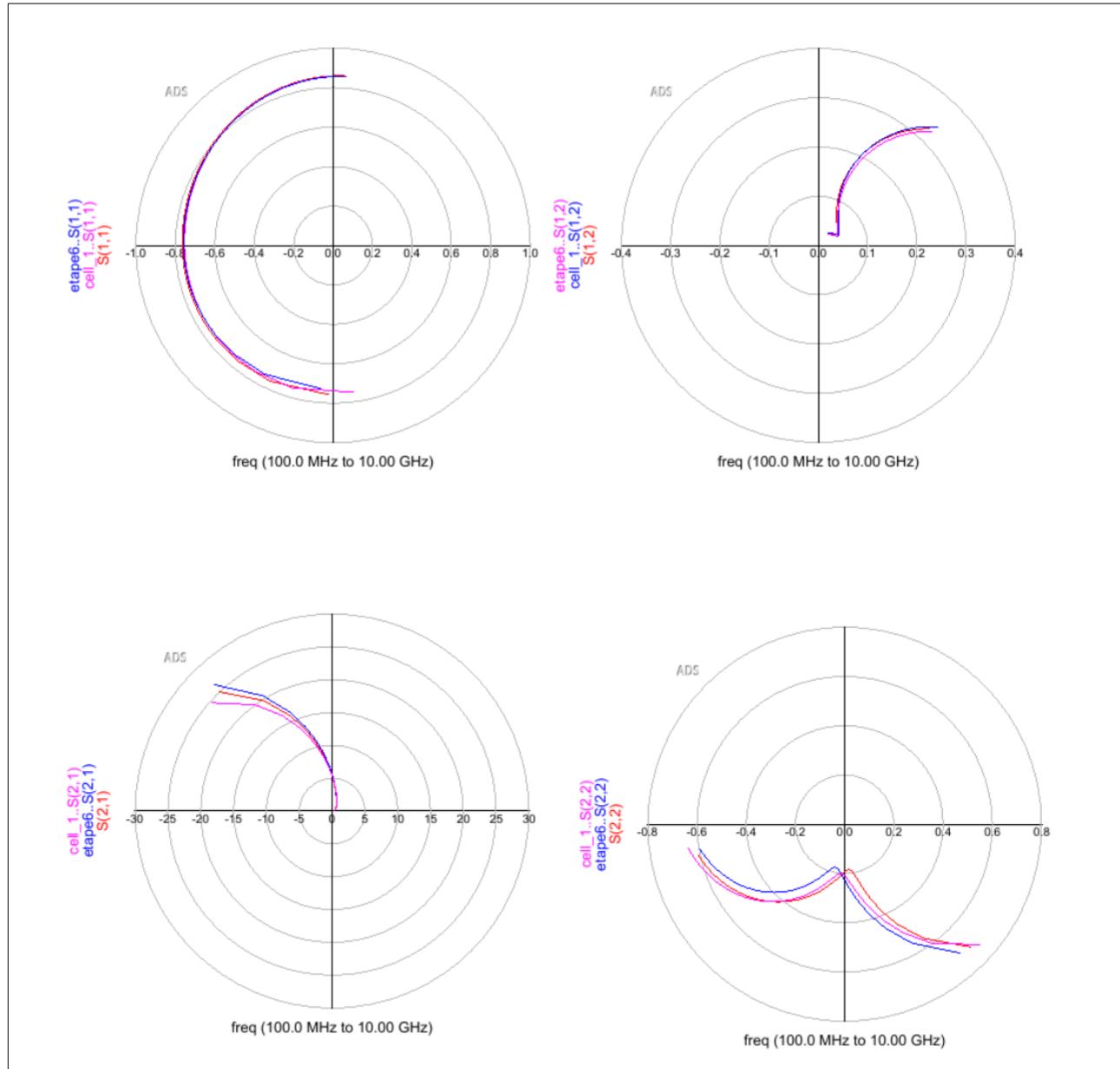


Figure 27: Comparaison des paramètres S du transistor réel, du modèle en T et du modèle de Giacoletto

Les diagrammes de Smith montrent que les réponses S_{11} , S_{22} , S_{21} et S_{12} issues du modèle de Giacoletto se superposent très bien à celles du transistor réel sur l'ensemble de la bande, avec des écarts comparables à ceux observés pour le modèle en T. Le modèle de Giacoletto obtenu est donc équivalent au modèle précédent, tout en étant directement exploitable dans les simulateurs de type SPICE et dans des schémas de circuits RF plus complexes.